



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES - DECOM

**Análise de Desempenho de Sistemas
CDMA Utilizando Detecção Multiusuário
em Canais com Desvanecimento Nakagami- m**

Autora:
Tarciana Araújo Lopes

Orientador:
Prof. Dr. Renato Baldini Filho

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Renato Baldini Filho (Orientador)

Prof. Dr. César Kyn D'Ávila

Prof. Dr. Celso de Almeida

Prof. Dr. Michel Daoud Yacoub

FEEC/UNICAMP

CEDET

FEEC/UNICAMP

FEEC/UNICAMP

Campinas, 01 de Agosto de 2003.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

L881a Lopes, Tarciana Araújo
 Análise de desempenho de sistemas CDMA utilizando
 detecção multiusuário em canais com desvanecimento
 Nakagami-*m* / Tarciana Araújo Lopes.--Campinas, SP:
 [s.n.], 2003.

 Orientador: Renato Baldini Filho
 Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

 1. Detecção de sinais. 2. Sistemas de comunicação
móvel. I. Baldini Filho, Renato. II. Universidade
Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação. III. Título.

Resumo

O objetivo desse trabalho é analisar o desempenho de detectores lineares multiusuário em um sistema CDMA síncrono. Diversos ambientes de propagação foram investigados, tais como canal AWGN, canais com desvanecimento Rayleigh e Nakagami- m . Foram obtidas expressões para a probabilidade de erro de bit para o Descorrelacionador e para o detector MMSE (*Minimum Mean Square Error*), em canais com desvanecimento Nakagami- m . Compara-se, ainda, o comportamento dos detectores em canais Rayleigh com L múltiplos percursos e canais Nakagami- L . Todos os resultados foram validados por simulações.

Abstract

The aim of this work is to analyse the performance of linear multiuser detectors in a synchronous CDMA system. Various scenarios are investigated, including AWGN, Rayleigh and Nakagami- m fading channels. Simplified expressions to evaluate the performance of Decorrelator detector and MMSE (Minimum Mean Square Error) detector, using random spreading sequence on a Nakagami- m channel are obtained. This work also presents a comparison between a n -path Rayleigh channel and a n -order Nakagami. For both detectors, the analytical expressions are validated by simulations.

*“Livros não mudam o mundo, quem muda o mundo são as pessoas.
Os livros só mudam as pessoas.”*

Mário Quintana

Aos meus amados pais, Dora e Lopes.

Agradecimentos

Agradeço ao meu professor orientador, Renato Baldini, pela oportunidade, presteza e orientação durante todo o período do mestrado.

Aos meus pais, pelo apoio e incentivo constantes. Minhas conquistas são resultado da educação e do amor que me transmitiram. São meus exemplos de vida, pessoas maravilhosas com as quais gostaria de parecer.

A André, que em todos os momentos esteve ao meu lado e sem o qual não teria conseguido. Sempre compreensivo e paciente.

Minha gratidão a minha irmã Camyla, cuja amizade e carinho foram indispensáveis.

Sou grata aos amigos que, perto ou longe, sempre estiveram presentes: Tatiana, Roberta, Carolina, Ana Isabela, meus padrinhos Antonio e Fátima, Cristina, Jackeline, Hiata, Stela, Angelo, Carla, Marcelo, Arismar, Karen, Artur e Paola.

Especiais agradecimentos a Gonzalo Olmedo pela paciência e auxílio com as simulações, a Gustavo Fraidenraich pelos conselhos e a Rodrigo Ramos que, inúmeras vezes, dedicou-me parte de seu tempo. Obrigada pela ajuda, vocês foram essenciais para a conclusão desse trabalho.

Aos Profs. Drs. César Kyn D'Ávila, Celso de Almeida e Michel Daoud Yacoub, por participarem da banca examinadora.

Aos colegas da universidade: Marcelo, Bóris, Jorge, José Barros, Márzio, Silvia, Nancy, Fernanda, Stella, Irênio, Eudemário, Antonio Carlos e Rodrigo Gusmão. Obrigada pelo companheirismo.

Aos funcionários da FEEC, sempre prontos a atender e muito atenciosos: Nelson, Noêmia, Lúcia e Fernando.

Agradeço a todas as pessoas que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio ao projeto.

Conteúdo

1	Introdução	1
2	Conceitos Básicos	4
2.1	Sistemas CDMA	4
2.1.1	Fundamentos do Espalhamento Espectral	4
2.2	Efeitos de Canais com Múltiplos Percursos	6
2.2.1	Ambientes de Propagação	8
2.3	Técnicas de Diversidade para Canais com Desvanecimento	12
2.3.1	Receptor Rake	14
2.4	Modelo Básico do Sistema	15
2.4.1	Representação Matricial	16
3	Detecção Multiusuário	18
3.1	Detector Convencional	18
3.2	Detecção Multiusuário	21
3.3	Detector Multiusuário Ótimo	22
3.4	Detectores Multiusuário Lineares	23
3.4.1	Detector Descorrelacionador	24
3.4.2	Detector Linear MMSE	26
4	Análise de Desempenho dos Detectores Multiusuário	28
4.1	Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit	28
4.2	Detector Convencional	29
4.2.1	Detector Convencional em Ambiente AWGN	29
4.2.2	Detector Convencional com Desvanecimento Rayleigh Plano	32
4.2.3	Detector Convencional com Desvanecimento Nakagami- m	34
4.3	Detector Descorrelacionador	35
4.3.1	Detector Descorrelacionador em Ambiente AWGN	35

4.3.2	Detector Descorrelacionador com Desvanecimento Rayleigh	39
4.3.3	Detector Descorrelacionador com Desvanecimento Nakagami- m	40
4.3.4	Detector Descorrelacionador com Desvanecimento Rayleigh e Múltiplos Percursos	42
4.4	Detector Multiusuário de Mínimo Erro Quadrático Médio - MMSE	45
4.4.1	Detector MMSE em Ambiente AWGN	45
4.4.2	Detector MMSE com Desvanecimento Rayleigh Plano	47
4.4.3	Detector MMSE com Desvanecimento Nakagami- m	48
4.4.4	Detector MMSE com Desvanecimento Rayleigh e Múltiplos Percursos	49
5	Conclusão	53
5.1	Considerações Finais	53
5.2	Trabalhos Futuros	54

Lista de Figuras

2.1	Densidade espectral de potência do sinal antes e depois do espalhamento. . . .	5
2.2	Modelo simplificado de um canal com desvanecimento.	8
2.3	PDF distribuição Nakagami- m , com $\Omega = 1$	12
2.4	Diagrama de um receptor RAKE.	14
3.1	Estrutura do receptor convencional.	19
3.2	Estrutura do receptor ótimo para transmissão síncrona.	23
3.3	Estrutura do receptor descorrelacionador.	24
3.4	Estrutura do receptor MMSE	27
4.1	Probabilidade de erro de bit para o detector convencional em canal AWGN. Parametrizada pela correlação cruzada ρ . Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.	30
4.2	Probabilidade de erro de bit para o detector convencional em canal AWGN. Curvas simuladas e teóricas parametrizadas pelo ganho de processamento G_p . Caso síncrono, 10 usuários.	31
4.3	Probabilidade de erro de bit para o detector convencional em canal AWGN. Caso síncrono, parametrizado pelo número de usuários.	32
4.4	Probabilidade de erro de bit para o detector convencional em ambientes AWGN e Rayleigh. Curvas simuladas e teóricas. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.	34
4.5	Histograma para 10.000 amostras de uma variável Nakagami- m . Parâmetros $m = 3$ e $\Omega = 1$	35
4.6	Probabilidade de erro de bit para o detector convencional em canal Nakagami- m . Parametrizado pelo parâmetro m Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários. . .	36
4.7	Probabilidade de erro de bit para o detector descorrelacionador em canal AWGN. Curvas simulada e teórica. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários. . . .	38
4.8	Probabilidade de erro de bit para os detectores convencional e descorrelacio- nador em canal com desvanecimento Rayleigh. Curvas simuladas e teóricas. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.	40

4.9	Probabilidade de erro de bit para o detector descorrelacionador em canal Nakagami- m . Parametrizado pelo parâmetro m . Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários. Curvas teóricas e simuladas.	42
4.10	Diagrama de um sistema CDMA com detector descorrelacionador e diversidade de ordem L	43
4.11	Probabilidade de erro de bit para o detector descorrelacionador em canais com desvanecimento Rayleigh e diversidade L ou Nakagami- m . Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.	44
4.12	Probabilidade de erro de bit para o detector descorrelacionador em canais com desvanecimento Rayleigh ou Nakagami- m e múltiplos percursos. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.	44
4.13	Diferença no cálculo da probabilidade de erro de bit para o detector MMSE em canal AWGN. Curvas analítica exata e aproximada. Caso síncrono, 10 usuários.	46
4.14	Probabilidade de erro de bit para os detectores CMF, descorrelacionador e MMSE, em canal AWGN. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.	47
4.15	Probabilidade de erro de bit média para os detectores CMF, descorrelacionador e MMSE em canal com desvanecimento Rayleigh. Curvas simuladas e teóricas. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.	48
4.16	Probabilidade de erro de bit para o detector MMSE em canal Nakagami- m . Parametrizado por m . Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários. Curvas teóricas e simuladas.	50
4.17	Diagrama de um sistema CDMA com detector descorrelacionador e diversidade de ordem L	50
4.18	Probabilidade de erro de bit para o detector MMSE em canais com desvanecimento Rayleigh seletivo ou Nakagami- m . Caso síncrono, $G_p = 32$ e $K = 10$	51
4.19	Probabilidade de erro de bit para o detector MMSE em canais com desvanecimento Rayleigh ou Nakagami- m e múltiplos percursos. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.	52

Glossário

Acrônimos

AWGN - *Additive White Gaussian Noise* (Ruído aditivo gaussiano branco)

BPSK - *Binary Phase Shift Keying*

BS - *Base Station* (Estação rádio-base)

CDMA - *Code Division Multiple Access* (Acesso múltiplo por divisão de códigos)

CMF - *Conventional Matched Filter* (Filtro casado convencional)

DS - *Direct Sequence* (Seqüência direta)

FH - *Frequency Hopping* (Saltos em freqüência)

HF - *High Frequency* (Alta freqüência)

ISI - *Intersymbol Interference* (Interferência intersimbólica)

LOS - *Line of sight* (Linha de visada)

MAI - *Multiple Access Interference* (Interferência de múltiplo acesso)

MIP - *Multipath Intensity Profile* (Perfil de intensidade de potência)

MLS - *Maximum-Likelihood Sequence* (Seqüência de máxima verossimilhança)

MMSE - *Minimum Mean-Squared Error* (Mínimo erro quadrático-médio)

MS - *Mobile Station* (Estação móvel)

MUD - *Multiuser Detection* (Detecção multiusuário)

PDF - *Probability Density Function* (Função densidade de probabilidade)

SNR - Relação sinal-ruído

SS - *Spread Spectrum* (Espalhamento Espectral)

Símbolos

A_k - Amplitude do sinal do k -ésimo usuário

b_k - Seqüência de bits de informação do k -ésimo usuário

E_b - Energia por bit

E_b/N_0 - Relação sinal-ruído

${}_2F_1$ - Função hipergeométrica

f - freqüência em Hertz

f_d - Freqüência de deslocamento Doppler

$(\Delta f)_c$ - Banda de coerência do canal

G_{max} - Ganho de capacidade máximo

G_p - Ganho de processamento

h_l - Peso estimado referente ao l -ésimo percurso

I_{MAI} - Interferência intracelular

K - Número de usuários do sistema

$\frac{K-1}{G_p}$ - Carregamento do sistema

L - Número de percursos resolvíveis

m - Fator de desvanecimento da distribuição Nakagami.

n - Ruído aditivo gaussiano branco

$p(r)$ - Função densidade de probabilidade da variável r

p_f - Pulso formatador

P_b - Probabilidade de erro de bit

P_{b_k} - Probabilidade de erro de bit média do k -ésimo usuário

$\hat{P}_{b_k}$ - Probabilidade de erro estimada através do método Monte Carlo

R - Taxa de informação em bits/s

R_{kk}^+ - kk -ésimo elemento da matriz inversa da matriz de correlação

r - *Spillover ratio* (Razão entre MAI intercelular e a MAI intracelular)

S - Densidade espectral de potência do sinal

s_k - Sequência de espalhamento espectral do k -ésimo usuário

$s_{k,n}$ - n -ésimo elemento da sequência de espalhamento do k -ésimo usuário

T_b - Intervalo de duração de um símbolo

T_c - Intervalo de duração de um *chip*

T_m - Espalhamento temporal do canal

W - Banda de frequência do sinal espalhado

α - Ganho do canal

γ_b - Relação sinal-ruído

$\overline{\gamma_b}$ - Relação sinal-ruído média

γ_{be} - Relação sinal-ruído efetiva

η_k - Eficiência assintótica

λ - Comprimento de onda da portadora

μ_x - Valor médio de x

ρ_{ij} - Correlação entre a sequência de espalhamento do usuário i e a sequência de espalhamento do usuário j

σ - Desvio padrão do ruído

σ_x^2 - Variância de x

τ_l - Atraso referente ao l -ésimo percurso

v - Velocidade relativa entre transmissor e receptor

Ψ_l - Fase referente ao l -ésimo percurso

$\mathbf{A}$ - Matriz de amplitudes transmitidas pelos usuários

$\mathbf{b}$ - Vetor de bits transmitidos

$\mathbf{G}$ - Matriz das seqüências de espalhamento dos usuários

$\mathbf{M}$ - Matriz do detector MMSE

$\mathbf{n}$ - Vetor ruído AWGN

$\mathbf{R}$ -Matriz de correlação das seqüências de espalhamento

$\mathbf{y}$ - Vetor composto pelos sinais à saída do filtro casado

$\mathbf{z}$ - Vetor composto pelos sinais à saída do detector multiusuário

Capítulo 1

Introdução

As comunicações móveis experimentam altas taxas de crescimento e essa elevada demanda pelos serviços requer o aumento da capacidade dos sistemas de comunicação. A solução mais simples seria disponibilizar mais banda de frequência para esses serviços, mas o espectro eletromagnético é um recurso limitado, o qual encontra-se congestionado [1]. Ademais, as bandas de frequência reservadas para os serviços de comunicação sem fio de Terceira Geração (3G) têm alcançado preços extremamente altos. Utilizar eficientemente as frequências disponíveis, tornou-se, então, imprescindível.

As técnicas de transmissão digital dos sistemas de Segunda Geração (2G) já haviam superado os sistemas de transmissão analógica de Primeira Geração (1G), no que se refere a qualidade de voz e capacidade. Faziam-se necessárias técnicas mais eficientes que permitissem aos usuários compartilhar as frequências disponíveis, tais como múltiplo acesso por divisão no tempo, TDMA (*Time Division Multiple Access*); na frequência, FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) ou por códigos, CDMA (*Code Division Multiple Access*) [2]. Dentre essas técnicas, CDMA tem sido forte candidata a sustentar serviços multimídias na próxima geração de comunicações móveis, devido à sua capacidade em lidar com a natureza assíncrona do tráfego de dados.

Em um sistema CDMA, diversos transmissores compartilham um mesmo canal. Assim, o receptor obtém uma versão com ruído da superposição dos sinais transmitidos. A interferência sofrida é resultado dos atrasos temporais aleatórios entre os sinais dos usuários ativos, tornando impossível a manutenção da ortogonalidade entre todas as formas de onda dos códigos de espalhamento. Essa interferência é conhecida como interferência por múltiplo acesso, MAI (*Multiple Access Interference*). Além disso, a interferência dos usuários pode se tornar excessiva se ocorrer o chamado efeito perto-longe (*near-far effect*), em que os níveis de potência dos sinais interferentes são maiores que a potência do sinal desejado. Esse problema, que aparece no enlace reverso (da estação móvel (MS) para a estação rádio-base (BS)),

ocorre principalmente devido à diferença entre as posições das MS's em relação à BS. Sinais provenientes de estações mais próximas são, normalmente, mais fortes. Mesmo quando as MS's estão à mesma distância da BS, o canal pode introduzir desvanecimento, resultando no mesmo efeito.

À medida que o número de usuários aumenta, a interferência experimentada pelos sistemas também aumenta. Isso significa que, quanto mais carregados são os sistemas e/ou quanto mais significativas forem as disparidades entre as potências dos sinais recebidos, maiores são os problemas com os sinais interferentes. Problemas estes que motivam a procura por técnicas mais eficientes no combate à interferência. Com o auxílio de algumas delas, tais como controle atividade de voz, projeto de códigos de espalhamento, esquemas de controle de potência, antenas adaptativas e detecção multiusuário, MUD (*Multiuser Detection*), pode-se melhorar o desempenho dos sistemas, no que se refere à capacidade e qualidade dos serviços.

Na detecção multiusuário, primeiramente proposta por Verdú [3], as informações de todos os usuários são utilizadas em conjunto para melhorar a detecção de cada usuário individualmente. A detecção multiusuário inova ao diferenciar a MAI do ruído aditivo gaussiano branco AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Diferentemente do que ocorre na detecção convencional, na qual a interferência por múltiplo acesso é tratada como ruído. Além disso, os sistemas que utilizam MUD possuem mais resistência aos desajustes de potências.

O detector multiusuário ótimo apresenta uma complexidade computacional proibitiva. Assim, técnicas sub-ótimas foram desenvolvidas. Dentre os detectores sub-ótimos lineares para sistemas CDMA, destacam-se o detector descorrelacionador e o detector MMSE (*Minimum Mean-Squared Error*). Ambos detectores descorrelacionam ou desacoplam os sinais dos usuários interferentes a partir de uma transformação linear nos sinais recebidos. Há ainda técnicas com abordagens adaptativas, nas quais ocorre um contínuo ajuste dos parâmetros do canal. Existem também os detectores sub-ótimos não lineares, baseados no cancelamento sucessivo da interferência, em que são geradas estimativas da MAI, posteriormente subtraídas do sinal desejado, segundo algum critério de ordenação dos usuários. As operações de reconstrução e cancelamento da MAI podem ser repetidas em um estrutura de múltiplos estágios, resultando em sinais mais confiáveis a cada novo estágio.

Em vista dos benefícios trazidos pela detecção multiusuário, desejou-se nessa dissertação avaliar o desempenho de sistemas CDMA com detecção multiusuário, em termos de probabilidade de erro de bit média. Assume-se que o sistema analisado é unicelular, possui controle ideal de potência, seqüências de espalhamento puramente aleatórias e modulação BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*). Os sinais são transmitidos através de canais com desvanecimento causado por múltiplos percursos. O desvanecimento é modelado estatisticamente, e os modelos utilizados foram as distribuições de Rayleigh e Nakagami- m .

Esta dissertação foi organizada da seguinte forma:

O **Capítulo 2** apresenta uma revisão dos principais conceitos utilizados neste trabalho. Inicia-se com uma breve descrição de um sistema CDMA básico e de suas características. A seguir, são abordados os tipos de desvanecimento sofrido por sinais em canais de comunicação móvel.

No **Capítulo 3**, introduzem-se os conceitos básicos da detecção multiusuário, os benefícios em usá-la e suas limitações. Além disso, são descritos o detector convencional e os detectores multiusuário lineares descorrelacionador e MMSE.

No **Capítulo 4** são analisados os desempenhos dos detectores lineares multiusuário em canais com desvanecimento Rayleigh e em canais com desvanecimento Nakagami- m e comparados ao desempenho do detector convencional. Além disso, são comparados os comportamentos dos detectores em canais Rayleigh com L múltiplos percursos e em canais Nakagami- L . Como contribuição foram obtidas expressões analíticas para a probabilidade de erro média para ambos os detectores em canais Nakagami- m . Todos os resultados foram validados por simulações.

E finalmente, o **Capítulo 5** traz as conclusões, comentários finais e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Conceitos Básicos

Neste capítulo são revisados alguns conceitos básicos necessários para a compreensão de um sistema CDMA, seu funcionamento e suas principais características. Um modelo de canal é descrito, no qual o sinal recebido é expresso em função dos dados transmitidos e do ruído do canal. Introduz-se, a seguir, um modelo de canal discreto no tempo, utilizado nas simulações.

2.1 Sistemas CDMA

CDMA é uma técnica de comunicação que permite a transmissão digital simultânea do sinal de diversos usuários em um ambiente de múltiplo acesso. A cada usuário está associada uma sequência pseudo-aleatória (assinatura) usada para espalhar a informação em uma banda do canal compartilhada por todos. Portanto, para um receptor conseguir distinguir as informações, é necessário que ele conheça os códigos de espalhamento.

Na demodulação de cada sinal recebido, os sinais dos outros usuários do canal aparecem como interferência aditiva. O nível de interferência varia, dependendo do número de usuários ativos e de seus níveis de potência em um determinado instante de tempo. A maior vantagem dos sistemas CDMA é sua capacidade em acomodar um número elevado de usuários se cada um transmitir mensagens por um curto período de tempo.

2.1.1 Fundamentos do Espalhamento Espectral

Sinais espalhados em frequência têm, como principal característica, uma largura de banda W muito maior que a taxa de informação R em bits/s. O fator de expansão $G_p = \frac{W}{R}$ é conhecido como ganho de processamento. O espalhamento espectral (SS- *Spread Spectrum*) é feito através de sequências, que são independentes da sequência de informação, utilizadas no transmissor e no receptor. Cada usuário possui uma sequência específica. Uma sequência de espalhamento é uma sucessão periódica de símbolos de curta duração (*chips*) com comportamento similar a um comportamento aleatório dentro de cada período.

Usualmente, a taxa de *chips* é muito maior que a taxa de bits do sinal. O inverso de W , denotado por T_c , define o intervalo de duração de cada *chip*. E se definirmos $T_b = 1/R$ como o intervalo de duração de um bit de informação, o ganho de processamento pode ser expresso também por:

$$G_p = \frac{W}{R} = \frac{T_b}{T_c}. \quad (2.1)$$

Na prática, a razão $\frac{T_b}{T_c}$ é um número inteiro, e representa o número de *chips* por bit de informação.

A banda larga e a baixa densidade espectral de potência inerentes aos sinais espalhados asseguram sua resistência para lidar com os altos níveis de interferência típico de transmissões digitais em canais de rádio. Além disso, a pseudo-aleatoriedade e o reduzido nível de potência dos sinais fazem com que os mesmos assemelhem-se ao ruído, dificultando que receptores que não conheçam a sequência de espalhamento efetuem a demodulação.

A Fig. 2.1 ilustra o conceito de espalhamento espectral no domínio da frequência. Observe que a densidade espectral de potência do sinal também é reduzida de G_p .

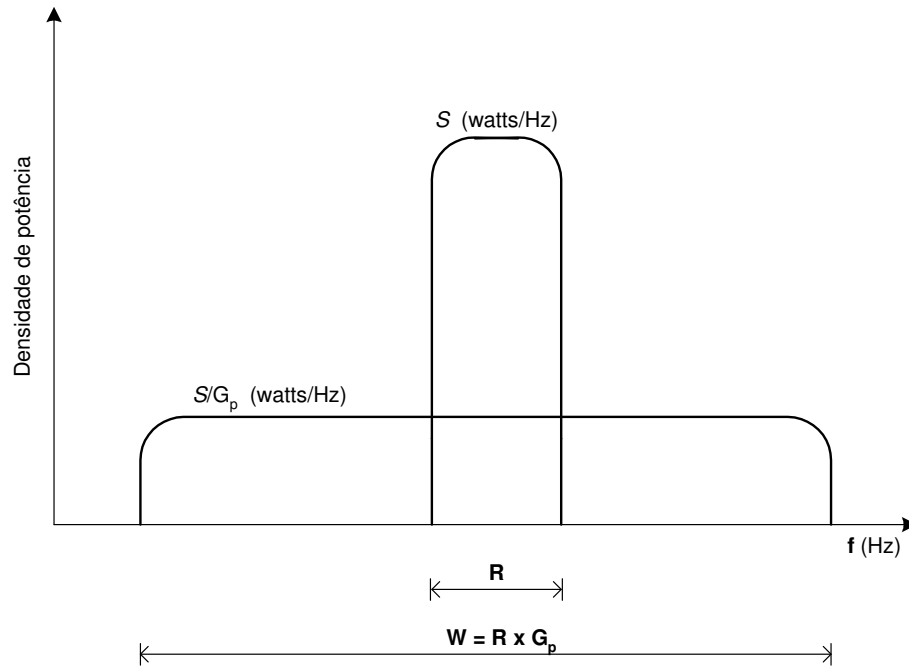


Figura 2.1: Densidade espectral de potência do sinal antes e depois do espalhamento.

Existem dois principais tipos de espalhamento espectral: a de sequência direta (DS - *Direct Sequence*) e a de saltos em frequência (FH - *Frequency Hopping*)

O espalhamento espectral por saltos em frequência é uma técnica na qual a sequência de símbolos de informação bipolar modula, normalmente em frequência, uma portadora que

possui sua frequência variável em função de uma sequência pseudo-aleatória. Se esta sequência possui taxas muitas vezes superior à taxa de bits de informação, tem-se a implementação de um sistema FH-SS rápido. Se, ao contrário, a sequência possui taxa inferior à taxa de bits originais, tem-se a implementação do sistema FH-SS lento.

Já a técnica de espalhamento espectral por sequência direta, DS-SS, multiplica a sequência de símbolos de informação bipolar $\{\pm 1\}$ por uma sequência de espalhamento, também bipolar ou, equivalentemente, a sequência de símbolos de informação binária $\{0, 1\}$ é somada (modulo 2) a uma sequência PN também binária. O resultado da operação anterior modula uma portadora senoidal, normalmente em fase. Depois de modulado, o sinal é transmitido pelo canal de comunicação. Na recepção, é demodulado, para a obtenção do sinal em banda base, e contraído espectralmente para a obtenção do sinal original.

Neste trabalho, utilizou-se técnica DS-SS e modulação BPSK.

2.2 Efeitos de Canais com Múltiplos Percursos

Nas transmissões de sinais digitais através de canais de comunicação, observa-se que o desempenho do sistema de comunicação, medido em termos da probabilidade de erro, depende da razão E_b/N_0 , onde E_b é a energia transmitida por bit e $\frac{1}{2}N_0$ é a densidade espectral de potência bilateral do ruído aditivo. Dessa forma, observa-se que o ruído AWGN limita o desempenho do sistema de comunicação.

Em adição ao ruído aditivo, outro fator que interfere no desempenho do sistema é o desvanecimento. Quando um sinal é transmitido por um canal de rádio móvel, no receptor tem-se réplicas desse sinal atrasadas aleatoriamente, oriundas de diversos percursos. Esses atrasos de múltiplos percursos devem-se aos fenômenos de reflexão, difração e espalhamento do sinal [4]. Dispersões são causadas por superfícies irregulares ou objetos de tamanho próximo ao do comprimento de onda do sinal, resultando no espalhamento do sinal em todas as direções. As difrações ocorrem quando o sinal é obstruído por grandes obstáculos densos, entre o usuário e a estação rádio-base (ERB). Esse fenômeno, também denominado sombreamento, resulta em sinais que variam lentamente em torno de um valor médio. A partir desses fenômenos, obtêm-se múltiplas cópias do sinal transmitido que chegam ao receptor oriundos de diferentes percursos e com atenuações e atrasos distintos. O resultado é um espalhamento temporal do sinal, que pode ser quantificado (valor médio ou máximo) através do perfil de intensidade de potência, MIP (*Multipath Intensity Profile*). O MIP fornece o comportamento da energia recebida durante um intervalo de tempo correspondente ao máximo espalhamento do sinal recebido.

O fenômeno de desvanecimento pode ser caracterizado, no domínio do tempo, por duas componentes: curto prazo e longo prazo, também denominadas de desvanecimento de pe-

quena e larga escala, respectivamente. A parte longa do desvanecimento é o resultado da média do sinal desvanecido, originado principalmente pela morfologia e topografia do terreno. No desvanecimento de larga escala, mudanças na amplitude devem-se à variação na distância entre os terminais e ao efeito de sombreamento, ambos variáveis no tempo. Tipicamente, são processos lentos.

A envoltória do termo de longo prazo do sinal desvanecido pode ser modelada por uma distribuição estatística lognormal, cuja função densidade de probabilidade (PDF) associada é descrita por:

$$\text{Lognormal : } p(x) = \frac{1}{x\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} e^{-\frac{(\ln x - m_x)^2}{2\sigma_x^2}}, \quad x > 0 \quad (2.2)$$

em que m_x e σ_x^2 são, respectivamente, a média e a variância de $\ln x$, sendo x a envoltória do termo longo.

Por sua vez, a componente de curto prazo do desvanecimento é causada principalmente pelas reflexões de múltiplos percursos do sinal transmitido, resultando em alterações nas fases dos sinais recebidos. Esse fenômeno, também denominado de *desvanecimento de multipercurso*, pode causar um efeito fortemente destrutivo sobre o sinal total recebido. Mudanças no posicionamento espacial dos terminais da ordem de $\frac{1}{2}$ comprimento de onda do sinal causam alterações significativas na fase do sinal recebido. A modelagem do termo de curto prazo vai depender do ambiente de propagação, como veremos mais adiante.

O termo de curto prazo do desvanecimento pode ainda ser classificado como plano ou seletivo em frequência, e rápido ou lento. A possibilidade de ocorrência de desvanecimento plano ou seletivo pode ser determinada pela largura de banda de coerência do canal $(\Delta f)_c$. Este parâmetro fornece uma medida estatística da faixa de frequências em que o canal pode ser considerado plano ou, de forma análoga, é a faixa de frequência dentro da qual as componentes espectrais do sinal recebido possuem grande correlação. A largura de faixa de coerência é inversamente proporcional ao espalhamento por múltiplos percursos T_m e seu valor depende da correlação entre as amplitudes das componentes espectrais, não existindo, portanto, uma fronteira nítida que separe um canal seletivo de um que possa ser considerado plano.

O desvanecimento plano acontece quando a banda de coerência do canal $(\Delta f)_c$ é maior que a banda do sinal que por ele trafega. Nessas condições, o sinal recebido apresenta flutuações em sua amplitude devido às variações no ganho do canal causadas pelos múltiplos percursos. Contudo, as características espectrais do sinal transmitido permanecem intactas no receptor, isto é, as alterações causadas no espectro ocorrem de maneira uniforme em toda sua faixa de frequência. Por outro lado, se o canal possui banda de coerência menor do que a banda do sinal transmitido, diz-se que o sinal trafega em um canal seletivo em frequência. Neste

caso, o sinal recebido apresenta distorções, pois é formado por múltiplas versões do sinal original, atenuadas e atrasadas no tempo. Este comportamento conduz a uma dispersão, no tempo, dos símbolos transmitidos, produzindo interferência intersimbólica.

Além disso, a mobilidade do receptor em um ambiente com desvanecimento por múltiplos percursos causa forte atenuação sobre a envoltória do sinal recebido. Quanto mais rápido o móvel se desloca, mais freqüentemente a envoltória do sinal sofre desvanecimento em um mesmo intervalo de tempo. O movimento relativo entre a fonte e o receptor causa um deslocamento Doppler de freqüência no sinal recebido. Se o espalhamento Doppler for significativo, o desvanecimento é dito rápido, o que ocorre para taxas muito baixas de transmissão de dados. A máxima freqüência de deslocamento Doppler f_d é definida como o deslocamento associado à velocidade relativa entre receptor e transmissor, v , ou seja:

$$f_d = \frac{v}{\lambda}, \quad (2.3)$$

em que λ é o comprimento de onda da portadora.

Um modelo matemático simples para o canal utilizado ao longo desta dissertação pode ser observado na Fig. 2.2.

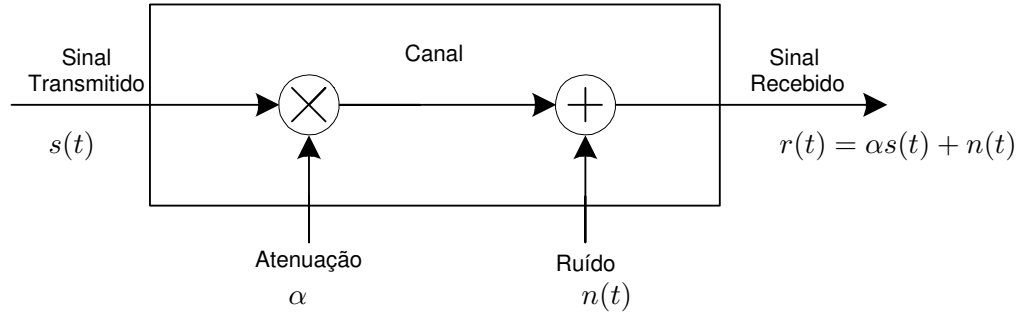


Figura 2.2: Modelo simplificado de um canal com desvanecimento.

Se o sinal transmitido for $s(t)$, o sinal recebido será dado por:

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t). \quad (2.4)$$

2.2.1 Ambientes de Propagação

Em um sistema CDMA, as amplitudes e as formas de onda dos sinais transmitidos são recuperadas no receptor. Freqüentemente, estes dois parâmetros não coincidem com aqueles enviados pelo transmissor devido às degradações introduzidas pelo canal. Pequenos deslocamentos espaciais podem causar grandes variações no nível do sinal recebido. A avaliação dos

efeitos desses deslocamentos é feita através de métodos estatísticos.

Alguns fatores básicos são considerados em um modelo estatístico de propagação de um sinal:

- Perdas de percurso: relacionadas com o cálculo da média local do sinal recebido. Pode ser obtido através de modelos teóricos ou de métodos empíricos.
- Efeitos de sombreamento: relativos às variações do sinal devido às obstruções no percurso entre o transmissor e do receptor. As variações ocorrem na média local do sinal afetando apenas o desvanecimento de longo prazo.
- Efeitos de múltiplos percursos: causados devido às diversas ondas refletidas que se compõem na antena receptora.

Um ambiente de propagação pode ser descrito como uma combinação desses fatores e compreendido como fenômeno aleatório. Portanto, deve ser caracterizado estatisticamente. As distribuições que normalmente o descrevem são a Rice, Rayleigh e Nakagami- m , e seu uso é baseado nos resultados empíricos dessas distribuições obtidos no meio de propagação. Mas qual dessas distribuições escolher para caracterizar o canal? As distribuições Rayleigh e Rice correspondem ao modelo físico que assume a existência de um número suficientemente grande de componentes com diferentes fases. Caso essas componentes apresentem a mesma potência, caracteriza-se um canal com desvanecimento Rayleigh. Contudo, se uma das componentes tiver potência muito maior que as restantes, supõem-se a existência de um canal Rice. A distribuição de Nakagami- m , por sua vez, pode caracterizar mais amplamente o desvanecimento em canais de comunicação móvel. Uma vantagem em usá-la, é que se pode modelar condições mais, ou menos, severas que as modeladas pela distribuição Rayleigh.

Com a modelagem estatística, pode-se calcular o desempenho do sistema em termos da probabilidade de erro de bit.

A seguir apresentaremos alguns modelos teóricos de ambientes de propagação descritos por distribuições estatísticas.

Ambiente AWGN

Neste tipo de canal, o sinal é corrompido apenas pela adição de um ruído gaussiano branco, como ilustrado na Fig. (2.2), com α constante. O sinal não sofre desvanecimento. O ruído branco é um sinal aleatório e tem um modelagem matemática que o considera de largura de faixa infinita, média zero e correlação nula entre suas amplitudes tomadas a instantes de tempo distintos. O termo gaussiano se deve a fato do ruído ser modelado por uma distribuição gaussiana, com PDF expressa por [4]:

$$p(r) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-(r-m_r)^2}{2\sigma^2}}, \quad (2.5)$$

onde m_r e σ^2 são, respectivamente, a média e a variância da variável aleatória r .

Ambiente Rayleigh

Um sinal se propagando em um ambiente Rayleigh, além da adição do ruído AWGN sofre de desvanecimento. A envoltória da sua componente de curto prazo é modelada por uma distribuição Rayleigh, dada por [4]:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} e^{-r^2/2\sigma_r^2}, \quad r \geq 0 \quad (2.6)$$

em que r é a envoltória do sinal e σ_r^2 é a variância das componentes em fase e em quadratura que compõem o sinal r .

Observando-se (2.4), se α tem distribuição Rayleigh, pode-se descrever a função densidade de probabilidade da relação sinal-ruído por bit, γ_b , dada por:

$$\gamma_b = \alpha^2 \frac{E_b}{N_0}. \quad (2.7)$$

Através de transformação de variáveis, tem-se:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} e^{-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_b}}, \quad \gamma_b \geq 0 \quad (2.8)$$

em que o valor médio de γ_b é dado por:

$$\bar{\gamma}_b = \Omega \frac{E_b}{N_0}, \quad (2.9)$$

e Ω é definido como:

$$\Omega = E(\alpha^2) = 2\sigma_r^2. \quad (2.10)$$

Em um ambiente de propagação Rayleigh, o sinal na recepção é composto exclusivamente de ondas refletidas com amplitudes equivalentes. Portanto, não existe uma onda com energia muito superior às outras ondas chegando na recepção. O que acontece, por exemplo, em uma situação na qual não exista linha de visada (LOS) direta entre transmissão e recepção. No desenvolvimento teórico do ambiente Rayleigh, considera-se que os ângulos de chegada das múltiplas ondas espalhadas possuem uma distribuição uniforme entre $[0, 2\pi]$ radianos. O modelo de desvanecimento Rayleigh normalmente se ajusta aos experimentos de sistemas móveis onde não existe LOS entre transmissor e receptor.

Ambiente Nakagami- m

A distribuição Nakagami- m , assim como a distribuição de Rayleigh, também é utilizada para descrever as flutuações dos sinais provenientes de canais com desvanecimento. Contudo, sua representação é mais ampla, e pode modelar desvanecimentos mais severos, como os observados por Nakagami [7] em uma série de medidas feitas em HF (*HF-High Frequency*) em um canal ionosférico. A PDF para essa distribuição é dada por :

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-mr^2/\Omega}, \quad (2.11)$$

em que Ω é definido como

$$\Omega = E(r^2), \quad (2.12)$$

e $\Gamma(.)$ é a função Gamma definida como:

$$\Gamma(m) = \int_0^\infty x^{m-1} e^{-x} dx, \quad (2.13)$$

e o parâmetro m é definido como a razão dos momentos, chamado fator de desvanecimento (*fading figure*), expresso por:

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(r^2 - \Omega)^2]}, \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (2.14)$$

ou seja, o inverso da variância normalizada de r^2 . Em contraste com a distribuição de Rayleigh, a qual possui um único parâmetro que pode ser usado para ajustar a estatística ao desvanecimento do canal, a distribuição de Nakagami- m possui dois parâmetros, m e Ω . Como consequência, essa distribuição permite maior flexibilidade e precisão na modelagem do canal.

E avaliando o modelo do canal (2.4), se α tem distribuição Nakagami- m , pode-se descrever a função densidade de probabilidade da relação sinal-ruído por bit, γ_b . Através da transformação das variáveis, tem-se:

$$p(\gamma_b) = \frac{m^m}{\Gamma(m)\overline{\gamma}_b^m} \gamma_b^{m-1} e^{(-m\frac{\gamma_b}{\overline{\gamma}_b})}, \quad (2.15)$$

em que $\gamma_b = \alpha^2 \frac{E_b}{N_0}$ e $\overline{\gamma}_b = \Omega \frac{E_b}{N_0}$.

Observe que a Eq. (2.15) reduz-se à Eq. (2.8) se fizermos $m = 1$. Para valores de m entre $\frac{1}{2} \leq m < 1$, obtém-se PDF's com caudas mais pesadas que a distribuição de Rayleigh. E para valores de $m > 1$, desvanecimento menos severo, a cauda decai mais rapidamente do que a de Rayleigh. A Fig. 2.3 ilustra as distribuições para diferentes valores de m [4].

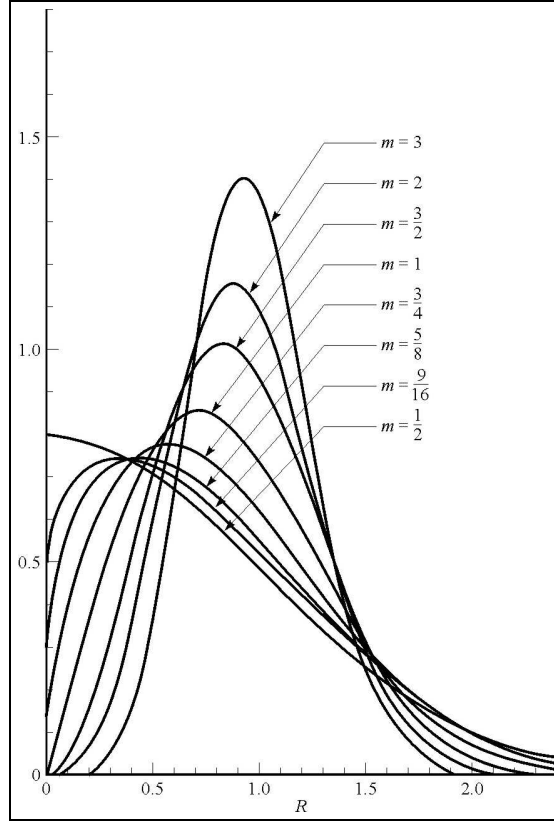


Figura 2.3: PDF distribuição Nakagami- m , com $\Omega = 1$.

2.3 Técnicas de Diversidade para Canais com Desvanecimento

Um sinal, ao atravessar um canal com desvanecimento profundo, pode sofrer grandes atenuações e, portanto, provocar erros na recepção. Se, ao invés de detectarmos apenas uma das réplicas que chega ao receptor, captarmos a energia dos múltiplos percursos, a probabilidade de erro diminuirá consideravelmente. Ou seja, se p_l for a probabilidade do l -ésimo sinal cair abaixo de um certo limiar pré-determinado, então a probabilidade de que todas as L componentes independentes sofram desvanecimento profundo simultaneamente vale $p_1 \cdot p_2 \cdot p_3 \dots p_L$. Há diversas técnicas de diversidade, escolhidas convenientemente para minimizar os efeitos do desvanecimento. Entre elas, podem-se citar as técnicas de diversidade espacial, temporal e em frequência.

Na diversidade espacial, emprega-se um arranjo de múltiplas antenas transmissoras ou receptoras, suficientemente espaçadas de modo que as componentes do sinal tenham diferentes atrasos de propagação. Normalmente, requer-se uma separação entre as antenas adjacentes de $\frac{\lambda}{2}$ para arranjos na estação móvel e de dezenas de comprimentos de onda, caso as antenas

encontrem-se na estação rádio-base.

Na diversidade em frequência, cópias do sinal são transmitidas em portadoras diferentes, as quais são separadas em frequência de um valor superior à largura de faixa de coerência do canal, de forma que não haja correlação entre as réplicas obtidas na recepção.

A diversidade temporal utiliza o mesmo princípio da diversidade em frequência: versões do sinal de informação são transmitidas em intervalos de tempo diferentes, separadas de um intervalo maior que o tempo de coerência do canal, também para que os sinais fiquem descorrelacionados na recepção.

Os métodos de combinação utilizados no processo de diversidade dividem-se, principalmente, em dois grupos: combinação por seleção e combinação por adição [5]. Há ainda a combinação seleção-adição, que associa os dois métodos citados.

- **Combinação por seleção:** neste método de combinação, escolhe-se um dos sinais recebidos de acordo com um determinado critério, baseado, por exemplo, na melhor relação sinal-ruído ou no sinal de maior potência. Em outras palavras:

$$r = \text{função}(r_1, r_2, \dots, r_L), \quad (2.16)$$

em que r é a envoltória resultante da combinação e r_l , $l = 1, 2, \dots, L$, são os sinais recebidos.

- **Combinação por adição:** neste grupo, o sinal resultante é a combinação linear dos sinais recebidos, ou seja:

$$r = \sum_{l=1}^L h_l r_l \quad (2.17)$$

em que h_l são os pesos referentes aos L ramos. A combinação com ganhos iguais simplesmente soma os sinais a serem combinados, eventualmente ponderando-os todos com ganhos diferentes de um. Na combinação de máxima razão, por sua vez, cada peso é proporcional à relação sinal-ruído do ramo ao qual está associado. Essa regra de combinação é considerada ótima para canais com desvanecimento Rayleigh [4] pois maximiza a relação sinal-ruído instantânea na saída do combinador, ou seja, minimiza a probabilidade de erro na decisão posterior.

Um método mais sofisticado de diversidade consiste em transmitir um sinal cuja largura de banda W seja muito maior que a banda de coerência do canal. Tal configuração irá fornecer ao receptor sinais independentes e desvanecidos. O tempo de resolução é $1/W$. Portanto, com um espalhamento temporal de T_m segundos, existem $T_m W$ componentes resolvíveis. Uma vez que $T_m \approx 1/(\Delta f)_c$, o número de sinais resolvíveis pode ser expresso como $W/(\Delta f)_c$. Dessa

forma, o uso de sinais de banda larga pode ser visto como um outro método de diversidade em frequência da ordem de $L \approx W/(\Delta f)_c$. O receptor convencional utilizado para sinais de banda larga é conhecido como receptor RAKE.

2.3.1 Receptor Rake

Desenvolvido por Price e Green (1958) [4], o receptor RAKE possui L ramos, os quais detectam, cada um, sinais provenientes de diferentes percursos. Esses sinais serão convenientemente combinados, segundo as técnicas já mencionadas, com o intuito de melhorar a relação sinal-ruído do sistema.

A Fig. 2.4 apresenta um diagrama do receptor RAKE, que consiste em uma linha de atrasos com L derivações.

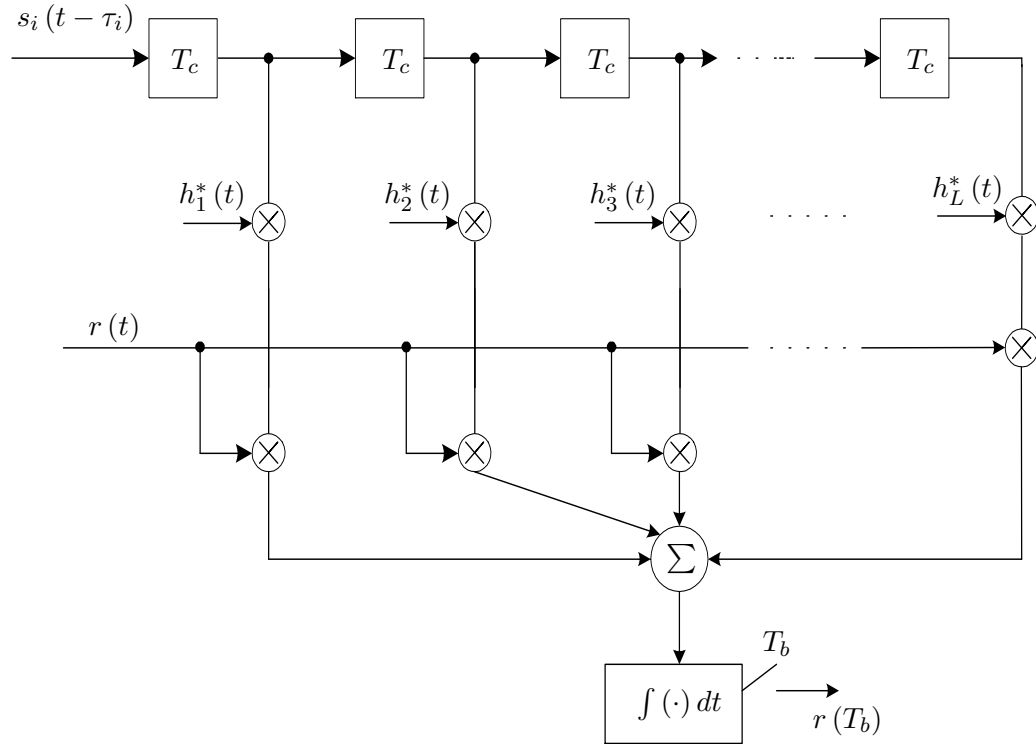


Figura 2.4: Diagrama de um receptor RAKE.

O sinal recebido é primeiramente multiplicado pela seqüência de espalhamento deslocada no tempo, para detectar separadamente os sinais que se propagam pelos L percursos resolvíveis, e pelos pesos estimados do canal, h_l , definidos por:

$$h_l^*(t) = \alpha_l e^{-j\Psi_l}, \quad (2.18)$$

com $l = 1, \dots, L$ e em que α_l , τ_l e Ψ_l representam o ganho, o atraso e a fase do l -ésimo

percurso. As fases são variáveis aleatórias independentes e uniformemente distribuídas no intervalo de $[0, 2\pi]$ e os atrasos de recepção dos percursos são múltiplos inteiros do intervalo de um *chip*, T_c .

Em seguida, os sinais de saída dos ramos são somados, integrados e amostrados para formar a variável de decisão para o usuário desejado. Se os pesos dos ramos estiverem casados com a resposta do canal, o receptor RAKE será equivalente a um combinador de razão máxima para sistemas com diversidade L . Note que para uma combinação de igual ganho, apenas a fase é estimada e as contribuições dos diversos percursos são multiplicadas pelo ganho unitário antes de serem somadas.

2.4 Modelo Básico do Sistema

Considere um sistema CDMA com K usuários em um canal síncrono, sem múltiplos percursos. O sinal recebido em banda base será a soma dos sinais antipodais espalhados de todos os usuários, adicionada a um ruído gaussiano, e pode ser expresso por:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k(t) + \sigma n(t), \quad t \in [0, T_b) \quad (2.19)$$

em que:

- T_b é o período do símbolo (bit);
- $b_k \in \{+1, -1\}$ é o bit transmitido pelo k -ésimo usuário. A modulação BPSK não é imperativa, porém será adotada para simplificação da análise;
- A_k é a amplitude do sinal recebido do k -ésimo usuário. A energia por bit do sinal em banda base transmitido pelo k -ésimo usuário é dada por:

$$E_b = A_k^2; \quad (2.20)$$

- $s_k(t)$ é a sequência de espalhamento do usuário k . A taxa do código de espalhamento, ($f_c = 1/T_c$), é muito maior do que a taxa de bit ($f_b = 1/T_b$). Portanto, multiplicar o sinal BPSK por $s_k(t)$ equivale a espalhá-lo na frequência por um fator igual ao ganho de processamento, G_p . Essa forma de onda consiste em uma sequência pseudo-aleatória, representada por:

$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{G_p}} \sum_{n=0}^{G_p-1} s_{k,n} p_f(t - nT_c), \quad (2.21)$$

em que T_c é período de chip, $s_{k,n} \in \{+1, -1\}$ é o n -ésimo elemento da sequência pseudo-aleatória e $p_f(t)$ é a forma de onda de *chip* normalizada de duração T_c .

A seqüência de espalhamento é considerada zero fora do intervalo $[0, T_b]$, logo não se observa a presença de interferência intersimbólica (ISI). Além disso, da definição anterior, segue que a forma de onda da seqüência de espalhamento é real e,

$$\|s_k\|^2 = \int_0^{T_b} |s_k(t)|^2 dt = 1; \quad (2.22)$$

- $n(t)$ é o ruído aditivo gaussiano branco, que representa o ruído térmico e outras fontes de ruído não relacionadas aos sinais transmitidos. Possui densidade espectral de potência unitária.

2.4.1 Representação Matricial

Matematicamente, o modelo contínuo no tempo nos fornece uma descrição exata do sinal recebido. Entretanto, na prática, o sinal recebido é usualmente convertido para uma seqüência discreta no tempo para que possamos processá-lo. Dessa forma, representam-se os sinais através de matrizes, pois a álgebra matricial facilita a solução dos problemas com a detecção multiusuário.

Uma maneira de converter a forma de onda recebida, $r(t)$, em uma seqüência discreta no tempo, é expressá-la através de coeficientes de uma base ortogonal. Os coeficientes podem ser calculados como segue:

$$\begin{aligned} r_1 &= \int_0^{T_b} r(t)p_f(t)dt, \\ r_2 &= \int_0^{T_b} r(t)p_f(t - T_c)dt, \\ &\vdots \\ r_{G_p} &= \int_0^{T_b} r(t)p_f(t - (G_p - 1)T_c)dt. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Assim, o sinal recebido, como definido na Eq. (2.19), pode ser expresso na forma matricial como:

$$\mathbf{r} = \mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n}, \quad (2.24)$$

em que $\mathbf{G}$ é uma matriz de dimensão $K \times K$, cujos elementos correspondem às seqüências de espalhamento, $\mathbf{A}$ é a matriz diagonal de dimensão $K \times K$, cujos elementos representam as amplitudes dos sinais recebidos e $\mathbf{b}$ e $\mathbf{n}$ são vetores coluna, de dimensão K , que representam, respectivamente, os bits transmitidos e o ruído.

A matriz de correlação cruzada, $\mathbf{R}$, é definida de forma que seus elementos representem as correlações entre as seqüências de espalhamento, expressos por:

$$\rho_{kj} = \int_0^{T_b} s_k(t)s_j(t)dt. \quad (2.25)$$

Portanto, se $k = j$, $\rho_{kj} = 1$ e se $k \neq j$, $0 \leq \rho_{kj} < 1$.

Assim tem-se que:

$$\mathbf{R} = \mathbf{G}^T \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1j} \\ \rho_{21} & \rho_{22} & \cdots & \rho_{2j} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{k1} & \rho_{k2} & \cdots & \rho_{kj} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Capítulo 3

Detecção Multiusuário

Neste capítulo, analisam-se as características básicas da detecção multiusuário. Inicia-se com a descrição da mais simples estratégia de detecção de sinais CDMA: o filtro casado. Esse detector foi o primeiro adotado na implementação de receptores CDMA, e é freqüentemente conhecido como detector convencional. Em seguida, descrevem-se o detector ótimo e os detectores multiusuário descorrelacionador e de mínimo erro quadrático médio (MMSE).

3.1 Detector Convencional

O esquema mais simples para se demodular sinais CDMA é através do uso de filtros casados convencionais (*CMF- Conventional Matched Filter*). Na detecção com o filtro casado, o receptor, para um dado usuário, correlaciona o sinal recebido com a sua assinatura e o transfere para o dispositivo de decisão. O desempenho desse detector depende das propriedades de correlação entre os códigos. Requer-se que o valor da autocorrelação das seqüências de espalhamento seja muito maior que a correlação cruzada entre as assinaturas.

Suponha que desejemos detectar o sinal do usuário k . Na saída do filtro casado teremos:

$$y_k = \int_0^{T_b} r(t) s_k^*(t) dt, \quad (3.1)$$

em que o operador $*$ representa o complexo conjugado da variável.

Substituindo a Eq. (2.19) na Eq. (3.1), tem-se que:

$$y_k = \int_0^{T_b} \left(\sum_{j=1}^K A_j b_j s_j(t) + \sigma n(t) \right) s_k^*(t) dt \quad (3.2)$$

$$y_k = A_k b_k \int_0^{T_b} |s_k(t)|^2 dt + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K A_j b_j \int_0^{T_b} s_j(t) s_k^*(t) dt + n_k \quad (3.3)$$

$$= A_k b_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K A_j b_j \rho_{kj} + n_k, \quad (3.4)$$

em que n_k vale:

$$n_k = \sigma \int_0^{T_b} n(t) s_k^*(t) dt. \quad (3.5)$$

Analisando a Eq. (3.4) tem-se que o primeiro termo representa o sinal do usuário desejado, o segundo termo representa a interferência causada pelo múltiplo acesso (MAI - *Multiple Access Interference*) à qual ele está sujeito e o terceiro termo, por sua vez, é o ruído gaussiano branco. Note que a correlação de $n(t)$ com a seqüência pseudo-aleatória resulta também um ruído branco e gaussiano, n_k . Uma vez que os códigos são projetados para apresentarem baixas correlações cruzadas, se comparadas à autocorrelação, o efeito da interferência dos outros usuários sobre o k -ésimo usuário é fortemente reduzido.

A Fig. 3.1 ilustra a estrutura do detector convencional.

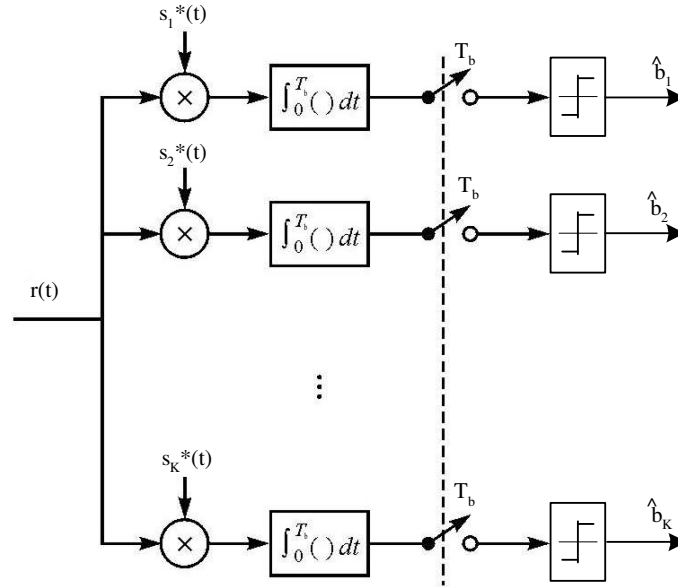


Figura 3.1: Estrutura do receptor convencional.

A operação realizada pelo detector convencional pode também ser explicada no domínio da frequência. Todos os sinais chegam ao receptor espalhados na frequência por um fator de G_p o que equivale a reduzir a densidade espectral de potência do sinal de banda estreita. Após multiplicar o sinal recebido pelo código do usuário k , o sinal referente ao k -ésimo usuário volta a ficar contraído em sua banda de informação original. Os outros sinais, contudo, permanecem espalhados no domínio da frequência (i.e., o produto $s_j(t)s_k(t)$ equivale a um novo espalhamento). A integração funciona então como um filtro passa-baixa com frequência de corte igual a $\pm 1/T_b$. Nessa faixa de frequência, o sinal de interesse está com sua potência restabelecida e os sinais interferentes com suas potências reduzidas por um fator proporcional ao ganho de processamento.

Fazendo uso da notação matricial, a saída do filtro casado para o k -ésimo usuário é dada pelo produto vetorial:

$$y_k = \mathbf{r} \mathbf{s}_k. \quad (3.6)$$

Para uma modulação BPSK, a decisão é tomada de acordo com a polaridade dos sinais à saída do integrador, da seguinte forma:

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(y_k). \quad (3.7)$$

Evidentemente, se as assinaturas forem ortogonais, a interferência causada pelos outros usuários, representada pelo segundo termo da Eq. (3.4), é eliminada e o detector convencional apresenta desempenho ótimo. Por outro lado, se uma ou mais assinaturas não forem ortogonais à assinatura do usuário desejado, a interferência dos outros usuários pode tornar-se excessiva se a potência dos seus sinais for suficientemente elevada com relação à potência do sinal de interesse.

O filtro casado é a melhor técnica de detecção para canais AWGN. Entretanto seu desempenho degrada-se ao usá-lo em canais com MAI, pois a mesma não se assemelha necessariamente ao ruído gaussiano. O detector convencional negligencia a presença de outros usuários no canal ou, equivalentemente, considera que o ruído mais a interferência dos múltiplos usuários é uma variável aleatória gaussiana. Não há compartilhamento de informações entre os usuários e nem processamento conjunto. Apesar desse inconveniente, o filtro casado é amplamente usado nos sistemas CDMA devido à sua simplicidade.

Na transmissão assíncrona, o detector convencional é mais vulnerável a interferência de outros usuários, pois não é possível projetar, para qualquer par de sinais, assinaturas ortogonais para todos os possíveis atrasos entre estas seqüências.

Desse modo, a interferência multiusuário é inevitável ao usarmos o detector convencional, e o efeito perto-longe, resultante da diferença entre as potências referentes aos diversos usuários,

compromete o desempenho do sistema. Uma solução seria utilizar um método de controle de potência, por meio de um canal de comunicação a parte, o qual todos os usuários estariam continuamente monitorando. Outra opção seria o emprego da detecção multiusuário.

3.2 Detecção Multiusuário

A detecção multiusuário foi desenvolvida com o intuito de se minimizar o problema da interferência por múltiplo acesso inerente aos sistemas CDMA. Utilizando a estrutura dos sinais CDMA para alcançar melhor desempenho, um detector multiusuário pode demodular os sinais de diversos transmissores simultâneos.

Os detectores multiusuário podem ser basicamente classificados em duas categorias: os detectores lineares e os de cancelamento sucessivo da interferência. Os primeiros aplicam um mapeamento linear à saída do detector convencional. Os detectores de cancelamento sucessivo, por sua vez, estimam a interferência gerada e em seguida a subtraem do sinal recebido.

Os detectores multiusuário apresentam algumas importantes vantagens, as quais podemos destacar [8]:

- **Significativo aumento da capacidade:** o número limite de usuários pode ser aumentado através da inclusão de sinais provenientes de células vizinhas, no algoritmo de detecção multiusuário (interferência intercelular). Embora a detecção multiusuário ainda não seja factível para canal direto (no sentido da BS para o móvel) em sistemas CDMA, a limitação ocorre no canal reverso (no sentido do móvel para a BS).
- **Utilização mais eficiente do espectro no canal reverso:** aumento de desempenho no canal reverso permite que os móveis operem com ganhos de processamento mais baixos, conduzindo a uma menor largura de faixa do espectro de frequência.
- **Requisito de controle de potência reduzido:** em ambiente multiusuário, uma vez reduzido o impacto da MAI, reduz-se também a necessidade de que as energias dos sinais de todos os usuários sejam iguais.
- **Utilização mais eficiente de potência:** a redução da interferência no canal reverso permite uma redução no requisito de potência transmitida pelos móveis, propiciando maior autonomia para as baterias e/ou reduzindo o tamanho dos terminais móveis.

Apesar desses benefícios, os detectores multiusuário apresentam também algumas limitações, entre as quais, destacam-se:

- **Interferência MAI em células vizinhas:** em ambiente unicelular, a detecção multiusuário ideal recria um canal equivalente ao canal com um único usuário, removendo toda a MAI. No caso de ambiente multicelular, a MAI total, desprezando-se o ruído AWGN, é dada por:

$$I_{total} = I_{MAI} + rI_{MAI}, \quad (3.8)$$

em que I_{MAI} representa a interferência intracelular, r é a razão entre a MAI intercelular e a intracelular (*spillover ratio*). Um cenário possível consiste na detecção apenas dos usuários interferentes localizados na mesma célula, negligenciando os demais interferentes localizados nas outras células. Neste caso, considerando sistema MUD ideal, toda MAI intracelular é eliminada, restando ainda a parcela rI_{MAI} . E como a interferência MAI é proporcional ao número de usuários ativos, o fator de ganho da capacidade máximo será expresso por:

$$G_{max} = \frac{1+r}{r}. \quad (3.9)$$

Um valor típico para r é dado por $r = 0.55$, o que proporciona $G_{max} \approx 2.8$. Um cenário mais favorável pode ser estabelecido caso a detecção multiusuário seja estendida aos usuários das células vizinhas. Obtém-se um aumento de capacidade, também, quando os usuários de maior potência das células adjacentes são considerados.

- **Dificuldade de implementação no canal direto:** por questões de custo, compactação ou consumo de potência, ainda não é razoável a implementação da detecção multiusuário no receptor móvel. Inicialmente, tem-se considerado seu uso na estação rádio-base (enlace reverso). Contudo, aumentar a capacidade apenas do enlace reverso, não aumenta a capacidade do sistema como um todo. Esta limitação tem se tornado menor com o avanços na área de processamento digital de sinais, possibilitando a implementação, também, na estação móvel.

3.3 Detector Multiusuário Ótimo

O detector ótimo estima uma sequência $\mathbf{b}$, escolhida para maximizar a probabilidade de $\mathbf{b}$ ter sido enviada dado que $r(t)$ foi recebido. Essa probabilidade é conhecida como *probabilidade conjunta a posteriori*, $P(\mathbf{d} | (r(t), \forall t))$. Assumindo-se que todas as possíveis sequências são igualmente prováveis, denominamos esse detector de detector de sequência de máxima verossimilhança (MLS - *Maximum-Likelihood Sequence*).

A desvantagem em se usar o detector MLS consiste na grande quantidade de possíveis vetores, 2^{KG_p} , e comparar as sequências recebidas com todas as possíveis sequências transmitidas seria impraticável, dados o número de usuários e o tamanho das mensagens. Uma possível

solução seria implementar o detector MLS para sistemas CDMA, utilizando o algoritmo de Viterbi após o banco de filtros casados. Infelizmente, este algoritmo tem complexidade que cresce exponencialmente com o número de usuários, ou seja, na ordem de 2^K . Outro inconveniente em usarmos o detector MLS é que este requer o conhecimento das amplitudes e das fases dos sinais recebidos. Esses valores, entretanto, não são conhecidos *a priori* e devem, portanto, ser estimados.

A Fig. 3.2 ilustra a estrutura do detector MUD ótimo.

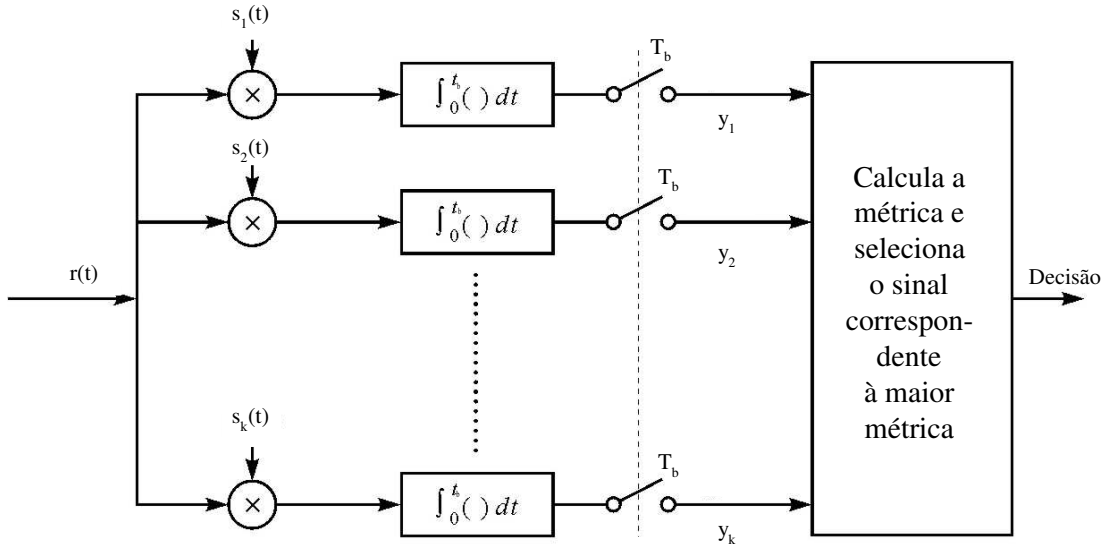


Figura 3.2: Estrutura do receptor ótimo para transmissão síncrona.

Apesar dos ganhos em termos de desempenho e capacidade, quando comparado com o detector convencional, o detector MLS não é implementado na prática, devido à sua complexidade. Então, detectores sub-ótimos são escolhidos para implementação.

Na próxima seção, serão apresentados dois detectores sub-ótimos cujas complexidades crescem linearmente com o número de usuários.

3.4 Detectores Multiusuário Lineares

Um importante grupo de detectores multiusuário são os detectores lineares, que aplicam um mapeamento linear à saída do detector convencional para reduzir a MAI, sofrida por um dado usuário. Nessa seção, apresentamos os dois detectores mais conhecidos, o descorrelacionador e o de mínimo erro quadrático médio (MMSE).

3.4.1 Detector Descorrelacionador

O detector convencional, apesar de apresentar complexidade que cresce linearmente com o número de usuários, apresenta uma vulnerabilidade ao efeito perto-longe, o que requer um perfeito controle de potência. Já o detector descorrelacionador, cuja complexidade computacional também é linearmente proporcional ao número de usuários, não está sujeito a esse fenômeno pois independe das amplitudes dos usuários. Além disso, não está sujeito a MAI, que uma vez conhecida, auxilia na tomada da decisão.

A Fig. 3.3 ilustra a estrutura do detector descorrelacionador.

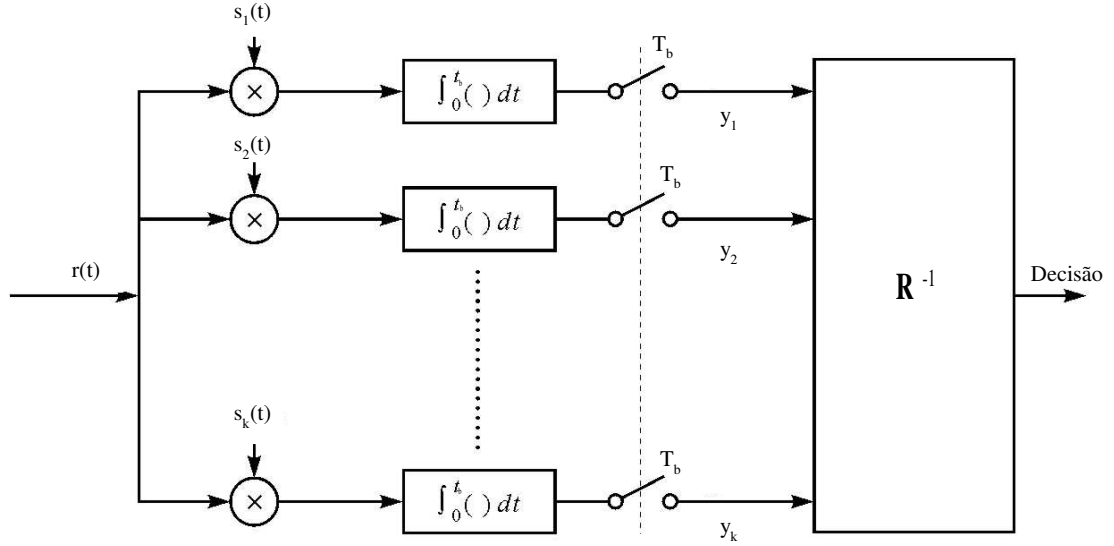


Figura 3.3: Estrutura do receptor descorrelacionador.

O sinal recebido é introduzido em um banco de filtros casados, cada um com a seqüência de espalhamento referente a um usuário diferente. Obtêm-se, na saída dos filtros, os seguintes resultados:

$$\begin{aligned} y_1 &= \mathbf{r} \mathbf{s}_1, \\ &\vdots \\ y_k &= \mathbf{r} \mathbf{s}_k. \end{aligned} \tag{3.10}$$

Coletando-se estas saídas em um vetor, obtém-se a seguinte notação matricial:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}^T \mathbf{r}, \quad (3.11)$$

em que $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_k]$ e $\mathbf{G}^T$ é a matriz transposta de $\mathbf{G}$, definida previamente. Substituindo (2.24) em (3.11), temos:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{G}^T(\mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n}) \\ &= \mathbf{G}^T\mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{G}^T\mathbf{n} \\ &= \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{G}^T\mathbf{n}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

em que $\mathbf{R}$ é a matriz de correlação definida em (2.26) e o vetor resultante do produto vetorial $\mathbf{G}^T\mathbf{n}$ é um vetor aleatório de média zero e matriz de covariância definida por:

$$E[\mathbf{G}^T\mathbf{n}\mathbf{n}^T\mathbf{G}] = \sigma^2\mathbf{R}. \quad (3.13)$$

Se as seqüências são conhecidas, a matriz $\mathbf{R}$ pode ser formada e sua inversa, caso exista, multiplicada pelo sinal na saída do filtro casado $\mathbf{y}$:

$$\mathbf{z} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n}. \quad (3.14)$$

O sinal dos usuários são descorrelacionados uns dos outros, e a componente do k -ésimo usuário está livre da interferência causada por qualquer um dos outros usuários. Conseqüentemente, o efeito perto-longe é também eliminado e o controle de potência já não se faz mais necessário. A única fonte de interferência é, portanto, o ruído.

O descorrelacionador não necessita do conhecimento das amplitudes recebidas, em contraste aos detectores que precisam estimá-las e que dessa forma tornam-se sensíveis aos erros cometidos na estimação. Este detector tem complexidade computacional significativamente menor que a do detector MLS, pois a mesma é linearmente proporcional ao número de usuários. O descorrelacionador corresponde ao detector MLS quando as energias dos usuários não são conhecidas no receptor, em outras palavras, o detector descorrelacionador estima a seqüência de máxima verossimilhança dos bits transmitidos e suas amplitudes recebidas. Sua probabilidade de erro, como será demonstrado mais adiante, independe das energia do sinal, o que simplifica a análise e faz com que o descorrelacionador seja resistente ao efeito perto-longe. Além disso, a decisão para cada usuário pode ser tomada independentemente, pois os sinais referentes aos outros usuários não precisam ser detectados.

Há, entretanto, desvantagens em se utilizar o detector descorrelacionador, como a necessidade de se inverter a matrix $\mathbf{R}$ em tempo real. Além disso, ao eliminarmos a MAI, corre-se o risco de se aumentar a variância do ruído, pois a potência associada ao termo referente

ao ruído na saída do detector descorrelacionador (3.14) é sempre maior ou igual àquela na saída do filtro casado (3.4). Portanto, se a intensidade da MAI é relativamente baixa com relação à potência do ruído, ignorar a MAI, como faz o detector convencional, pode fornecer um melhor desempenho.

3.4.2 Detector Linear MMSE

O detector multiusuário MMSE aplica uma versão modificada da inversa de $\mathbf{R}$, pois leva em conta o ruído. A transformação aplicada pelo detector MMSE é escolhida de tal forma que minimize o erro quadrático médio entre os dados transmitidos e a saída do detector convencional.

O problema da minimização do erro quadrático médio pode ser resolvido como a otimização em um espaço de dimensão finita através da escolha adequada do vetor de transformação m_k , $k \times 1$, de tal forma a minimizar

$$E \left[(b_k - m_k^T y)^2 \right], \quad (3.15)$$

o que resulta em K problemas de otimização que podem ser resolvidos simultaneamente, escolhendo-se adequadamente a matriz da transformação M , de dimensão $K \times K$.

Pode-se mostrar que a transformação linear equivale a [3]:

$$\mathbf{M} = [\mathbf{R} + (\sigma \mathbf{A}^{-1})^2]^{-1}. \quad (3.16)$$

A decisão estatística para o k -ésimo usuário será o sinal da k -ésima componente de $\mathbf{M}\mathbf{y}$, isto é:

$$\hat{b}_k = \text{sgn}((\mathbf{M}\mathbf{y})_{\mathbf{k}}). \quad (3.17)$$

A modificação na inversa de $\mathbf{R}$ dependerá do nível de ruído. Portanto, o detector MMSE balanceia o intuito de desacoplar dos usuários (e eliminar completamente a MAI) com o intuito de evitar o aumento do ruído.

Com o aumento da potência do ruído, $[\mathbf{R} + (\sigma \mathbf{A}^{-1})^2]^{-1}$ aproxima-se de uma matriz diagonal e o detector MMSE se aproxima do detector convencional. Por outro lado, se mantivermos as amplitudes fixas e tivermos $\sigma \rightarrow 0$, então:

$$[\mathbf{R} + (\sigma \mathbf{A}^{-1})^2]^{-1} \rightarrow \mathbf{R}^{-1} \quad (3.18)$$

Neste caso, quando a potência do ruído é desprezível, o desempenho do detector MMSE é similar ao do descorrelacionador. Para baixa interferência multiusuário, o MMSE resulta em pouco aumento na variância do ruído, se comparado com o descorrelacionador, mas apresenta

uma interferência residual dos outros usuários.

A Fig. 3.4 ilustra a estrutura do detector MMSE.

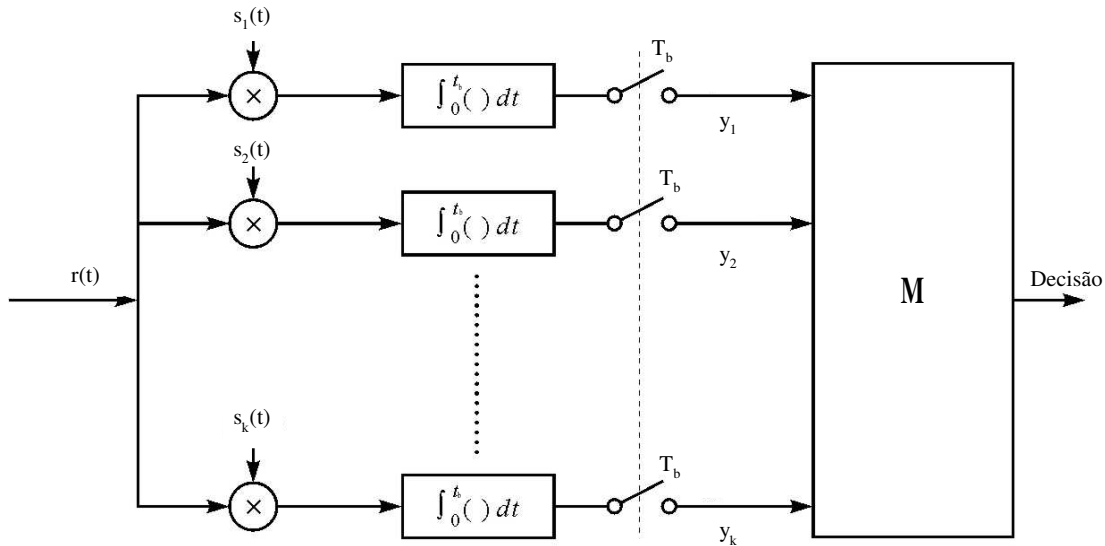


Figura 3.4: Estrutura do receptor MMSE

Ao contrário do detector descorrelacionador, o detector MMSE requer a estimativa das amplitudes recebidas e seu desempenho depende da energia dos sinais interferentes. Portanto, sua resistência ao efeito perto-longe é menor se comparado ao descorrelacionador.

Qualquer que seja a técnica de detecção multiusuário utilizada, a quantidade de cálculos computacionais requerida é significativa. Por conseguinte, geralmente assume-se o uso de códigos que se repetem a cada bit (*short codes*) [8]. Dessa forma, as correlações parciais entre as assinaturas de todos os usuários são as mesmas para cada bit. Evita-se, dessa forma, a necessidade de se calcular a inversa da matriz de correlação a cada intervalo de bit. Mas há momentos nos quais o cálculo não pode ser evitado, como na ativação de um novo usuário.

Capítulo 4

Análise de Desempenho dos Detectores Multiusuário

Para que os sistemas de comunicação sejam comparados, faz-se necessária a definição de medidas de desempenho, tais como probabilidade de erro de bit e de quadro, eficiência assintótica e resistência ao efeito perto-longe. Adotaremos como figura de mérito a probabilidade de erro de bit e avaliaremos o desempenho dos detectores nos diversos ambientes de propagação.

4.1 Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit

Começaremos analisando o desempenho de um sistema CDMA com modulação BPSK em um canal variante no tempo. Considera-se que o desvanecimento no canal é suficientemente lento para que a fase possa ser estimada sem erro pelo receptor. Desse modo, a detecção dos sinais será coerente.

Um método para determinar o desempenho desses sistemas de comunicações é calcular a variável de decisão e dela determinar a probabilidade de erro de bit. A expressão para a probabilidade de erro deste sistema, em função da relação sinal-ruído recebida γ_b , é dada por [4]:

$$P_b(\gamma_b) = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right), \quad (4.1)$$

em que $\gamma_b = \alpha^2 \frac{E_b}{N_0}$ é a relação sinal-ruído para um dado valor de α e $Q(x)$ pode ser expressa em termos da função erro complementar, como segue:

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (4.2)$$

A probabilidade de erro expressa pela Eq. (4.1) é vista como uma probabilidade condi-

cionada a um determinado valor de α . Para obtermos a probabilidade de erro de bit média para um canal variante no tempo, devemos descondicioná-la em relação a α :

$$P_{b_k} = \int_0^\infty P_b(\alpha) p(\alpha) d\alpha, \quad (4.3)$$

em que $p(\alpha)$ representa a função densidade de probabilidade da variável aleatória α . Equivalentemente, pode-se obter sua média sobre a função densidade de probabilidade de γ_b :

$$P_{b_k} = \int_0^\infty P_b(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b. \quad (4.4)$$

Procedimentos similares foram realizados para se obter as expressões de probabilidade de erro dos detectores em ambientes distintos.

4.2 Detector Convencional

4.2.1 Detector Convencional em Ambiente AWGN

Para calcularmos o efeito da MAI no detector convencional em um canal AWGN, usaremos como referência sua probabilidade de erro de bit na ausência de outros usuários no canal, expressa pela Eq. (4.1). Considera-se que a interferência é modelada por uma variável aleatória gaussiana de média zero [3]. Analisando o sinal na saída do filtro casado (3.4), tem-se que y_k é uma variável com média e variância dadas por:

$$\mu_y = E[y_k] = A_k b_k, \quad (4.5)$$

$$\sigma_y^2 = E[y_k^2] = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K A_j^2 \rho_{kj}^2 + \sigma^2. \quad (4.6)$$

Para calcularmos a probabilidade de erro do filtro casado, define-se um γ_b que contemple não só o ruído mas também a interferência, representada pela seguinte razão:

$$\gamma_b = \frac{\mu_y^2}{2\sigma_y^2} = \frac{A_k^2 b_k^2}{2 \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K A_j^2 \rho_{kj}^2 + \sigma^2 \right)}. \quad (4.7)$$

Substituindo em (4.1), temos que a probabilidade de erro do filtro casado para o k -ésimo

usuário em um canal AWGN, e dada por:

$$P_{b_k} = Q \left(\frac{A_k}{\sqrt{\sigma^2 + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K A_j^2 \rho_{jk}^2}} \right), \quad (4.8)$$

em que A_k é a amplitude recebida do k -ésimo usuário e σ^2 é a variância do ruído.

Observa-se que com o uso do filtro casado, comete-se erro mesmo na ausência de ruído AWGN ($\sigma \rightarrow 0$). Além disso, a probabilidade de erro de bit depende das assinaturas de cada usuário apenas no que concerne às correlações cruzadas ρ_{jk} . À medida que o termo referente à correlação cruzada cresce, maior será a probabilidade de erro.

A Fig. 4.1 ilustra o comportamento da probabilidade de erro com a variação do valor da correlação cruzada entre os usuários. Considera-se que todos os usuários têm mesma energia e mesma correlação cruzada entre si. Observe a perda no desempenho do filtro casado com o aumento da correlação entre as seqüências.

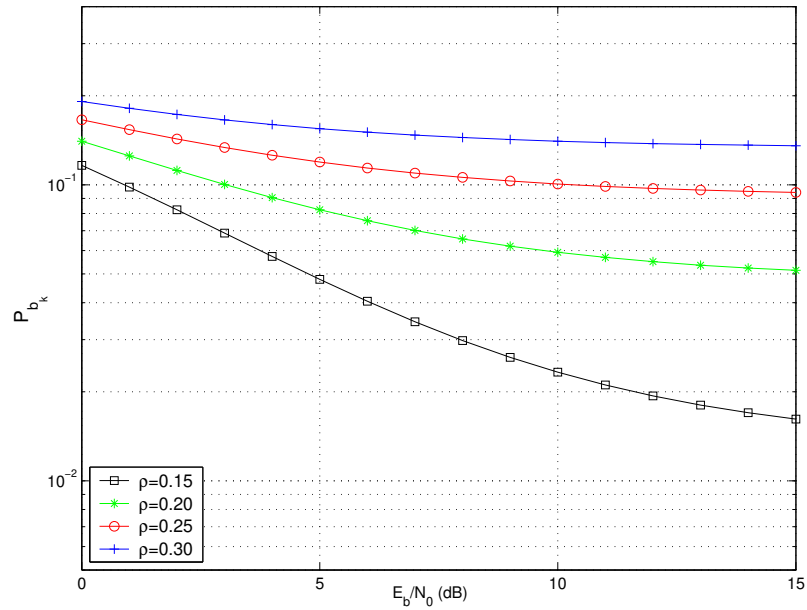


Figura 4.1: Probabilidade de erro de bit para o detector convencional em canal AWGN. Parame-trizada pela correlação cruzada ρ . Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.

A Fig. 4.2 apresenta uma comparação entre o resultado teórico e o obtido através de si-mulação da probabilidade de erro de bit para um sistema CDMA síncrono com 10 usuários e

parametrizado pelo ganho de processamento G_p , utilizando na recepção filtro casado. Quanto maior o ganho de processamento, maior será a probabilidade dos bits serem detectados corretamente. Como poderá ser comparado mais adiante, este detector apresenta o pior desempenho entre os detectores. As curvas simuladas e teóricas apresentam excelente concordância.

É importante salientar que foi considerado um perfeito controle de potência, ou seja, as energias dos sinais de todos os usuários que chegam ao receptor são iguais. Além disso, utilizaram-se seqüências de espalhamento puramente aleatórias para gerar a matriz de assinaturas dos usuários $\mathbf{G}$. Estas seqüências são do tipo $\mathbf{s} = [\mathbf{s}_1 \mathbf{s}_2 \dots \mathbf{s}_{G_p}]$, em que cada elemento assume os valores 1 e -1 com iguais probabilidades. Desse modo, teremos 2^{G_p} possíveis seqüências.

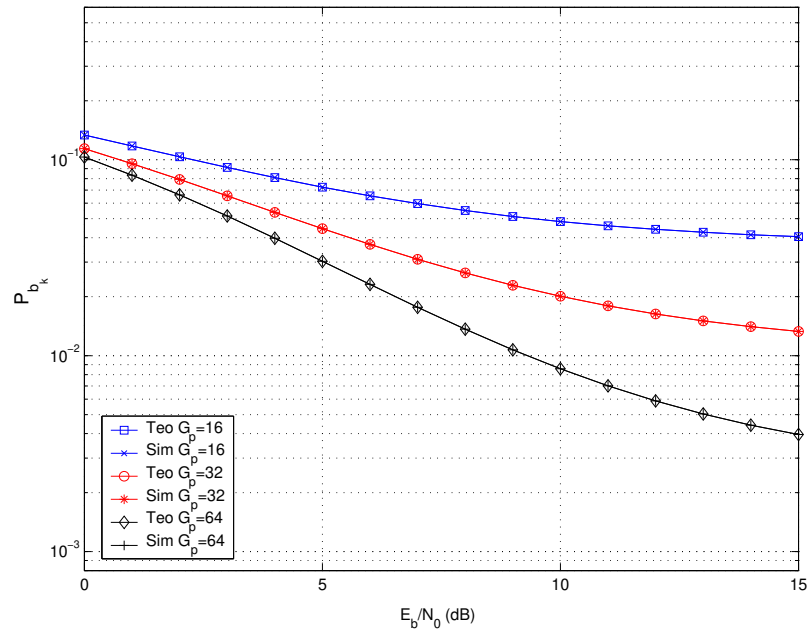


Figura 4.2: Probabilidade de erro de bit para o detector convencional em canal AWGN. Curvas simuladas e teóricas parametrizadas pelo ganho de processamento G_p . Caso síncrono, 10 usuários.

O método de simulação computacional de Monte Carlo foi empregado para investigar o desempenho das estruturas sob análise. Este método consiste em um conjunto de seqüências de Bernoulli, no qual são computados o número de sucessos (ou de erros, quando se trata de taxa de erro de bit) dividido pelo número de realizações. Para este trabalho, a probabilidade de erro estimada, $\hat{P}_{b_k}$, através do método de Monte Carlo é dada por:

$$\hat{P}_{b_k} = \frac{n_{\text{erros}}}{n_{\text{tentativas}}}, \quad (4.9)$$

em que $n_{\text{tentativas}}$ é o número de realizações independentes e n_{erros} é o número de erros ob-

tidos nestas realizações, considerando que todos os símbolos têm a mesma probabilidade de ocorrência. Pela Lei dos Grandes Números, $\hat{P}_{b_k}$ converge para P_{b_k} quando $n_{tentativas} \rightarrow \infty$. No entanto, torna-se computacionalmente inviável efetuar infinitas realizações. Assim, escolhendo-se adequadamente o número de iterações, pode-se chegar a uma razoável aproximação para a probabilidade de erro de bit. Para relações sinal-ruído entre 0 dB e 10 dB, foram realizadas 10^5 iterações, para SNR entre 11 dB e 12 dB, utilizou-se 10^6 iterações e para $\text{SNR} > 12$, foram utilizadas 10^7 iterações.

A Fig. 4.3 ilustra a probabilidade de erro de bit versus E_b/N_0 parametrizado pelo número de usuários, de um sistema utilizando detector convencional. Utilizou-se um ganho de processamento igual a 32. Observe a queda no desempenho à medida que o número de usuários aumenta.

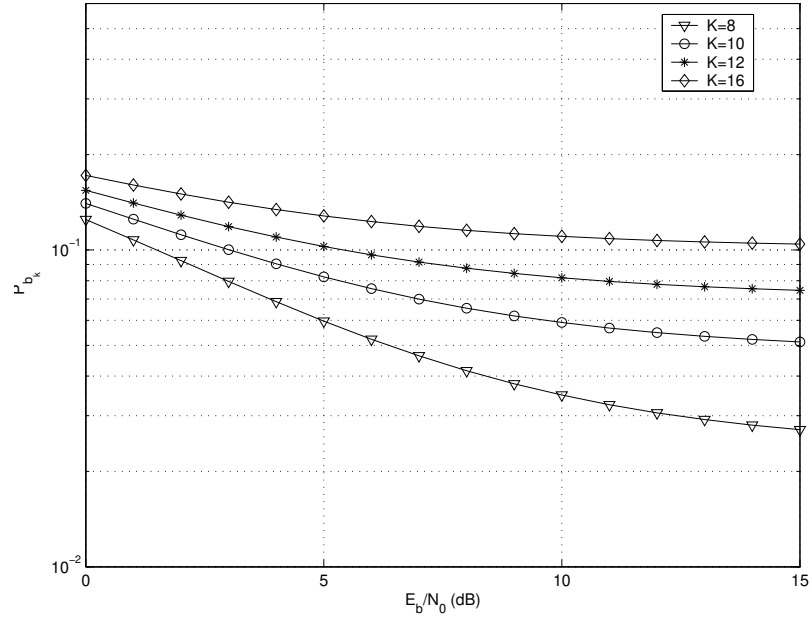


Figura 4.3: Probabilidade de erro de bit para o detector convencional em canal AWGN. Caso síncrono, parametrizado pelo número de usuários.

4.2.2 Detector Convencional com Desvanecimento Rayleigh Plano

O filtro casado foi analisado também em um canal com desvanecimento plano Rayleigh. Assume-se que o receptor tem o conhecimento dos coeficientes de desvanecimento dos usuários. Considere o modelo do canal descrito por (2.4) e que α é uma variável aleatória

modelada por uma distribuição Rayleigh. Desse modo, na saída do filtro casado, tem-se:

$$y_k = \alpha_k A_k b_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \alpha_j A_j b_j \rho_{kj} + n_k \quad (4.10)$$

Sua média e sua variância são dadas por:

$$\mu_y = E[y_k] = \alpha_k A_k b_k, \quad (4.11)$$

$$\sigma_y^2 = E[y_k^2] = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \alpha_j^2 A_j^2 \rho_{kj}^2 + \sigma^2. \quad (4.12)$$

Desse modo, encontra-se um γ_b que contempla o ruído mais a interferência multiusuário, definido por:

$$\gamma_b = \frac{\mu_y^2}{2\sigma_y^2} = \frac{(\alpha_k A_k)^2}{2 \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K (\alpha_j A_j \rho_{kj})^2 + \sigma^2 \right)}. \quad (4.13)$$

Substituindo em (4.1) e descondicionando com relação à variável Rayleigh, obtém-se a probabilidade de erro do detector convencional no caso síncrono [3]:

$$P_{b_k} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{A_k}{\sqrt{A_k^2 + 2(\sigma^2 + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K A_j^2 \rho_{jk}^2)}} \right). \quad (4.14)$$

A não ser que as assinaturas dos sinais interferentes sejam ortogonais à assinatura do usuário de interesse, P_{b_k} não cai para zero quando $\sigma \rightarrow 0$.

A Fig. 4.2 ilustra a probabilidade de erro de bit para o detector convencional em ambiente AWGN e em ambiente com desvanecimento Rayleigh. Observe a degradação no desempenho sofrida pelo filtro casado, devido à presença do desvanecimento. Curvas obtidas através das expressões analíticas e através de simulações.

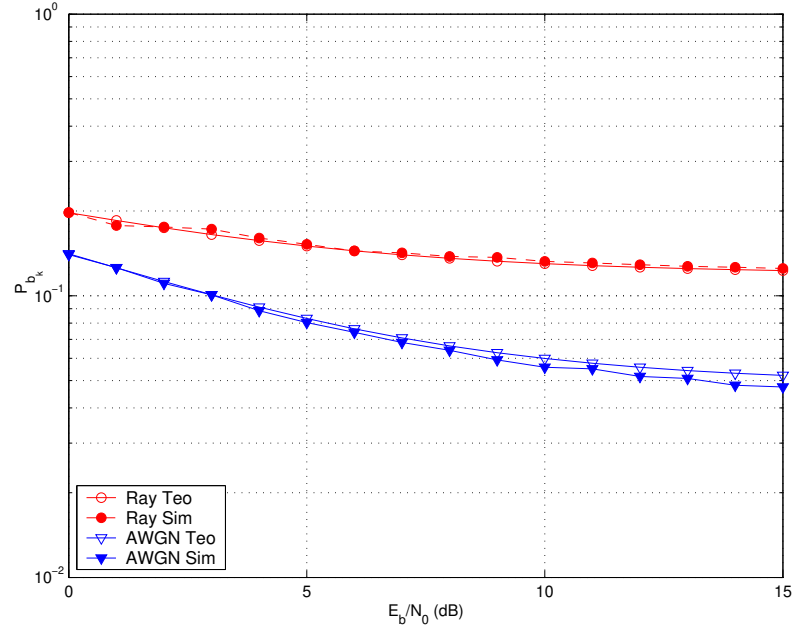


Figura 4.4: Probabilidade de erro de bit para o detector convencional em ambientes AWGN e Rayleigh. Curvas simuladas e teóricas. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.

4.2.3 Detector Convencional com Desvanecimento Nakagami- m

Analizou-se ainda, o detector convencional em um canal com desvanecimento Nakagami- m . Note que, para $m = 1$, a função densidade de probabilidade da variável Nakagami iguala-se à PDF de uma variável Rayleigh. Portanto, a curva da probabilidade de erro de bit coincide com aquela analisada para o canal Rayleigh. À medida que m aumenta, o desempenho do detector melhora, o que indica um desvanecimento menos severo.

Podem-se gerar amostras de um processo estocástico com distribuição Nakagami- m a partir da raiz quadrada da soma de $2m$ gaussianas independentes. Então, quando m aumenta, o número de variáveis aleatórias gaussianas também aumenta e a possibilidade de desvanecimento diminui. As variáveis Nakagami- m foram geradas da seguinte forma [23]:

$$\alpha = \begin{cases} \left[x_{c0}^2 + \sum_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} (x_{ci}^2 + x_{si}^2) \right]^{1/2}, & \text{para } n \text{ ímpar} \\ \left[\sum_{i=1}^{\frac{n}{2}} (x_{ci}^2 + x_{si}^2) \right]^{1/2}, & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \quad (4.15)$$

em que x_{ci} e x_{si} são variáveis aleatórias gaussianas de média nula e variância σ_x^2 . O parâmetro m da Nakagami é igual a $n/2$ e como as variâncias das gaussianas são todas iguais, o valor

quadrático médio de α é dado por $\Omega = E[\alpha^2] = n\sigma^2$ [9].

A Fig. 4.5 ilustra um histograma de 10.000 amostras utilizadas na geração de coeficientes de um canal com desvanecimento Nakagami- m .

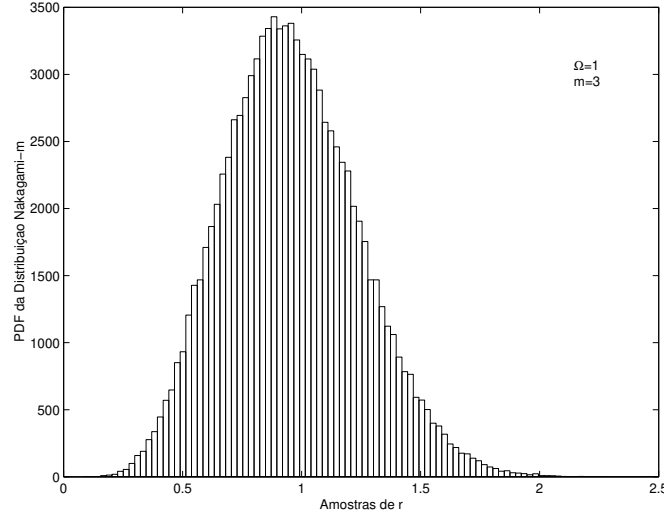


Figura 4.5: Histograma para 10.000 amostras de uma variável Nakagami- m . Parâmetros $m = 3$ e $\Omega = 1$.

A Fig. 4.6 apresenta a probabilidade de erro de bit de um sistema utilizando detector convencional, em um canal com desvanecimento Nakagami- m . Há uma melhora no desempenho à medida que o parâmetro m sofre um aumento, ou em outras palavras, à medida que o desvanecimento torna-se menos severo.

4.3 Detector Descorrelacionador

4.3.1 Detector Descorrelacionador em Ambiente AWGN

Como já foi visto, o detector descorrelacionador aplica uma transformação linear aos sinais dos usuários. Essa transformação equivale à projeção do sinal do usuário de interesse em um espaço gerado pelo sinais interferentes. Dessa forma, sua taxa de erro de bit independe das amplitudes dos sinais interferentes. À saída do detector descorrelacionador, tem-se apenas duas componentes: uma devido ao sinal do usuário desejado, a qual é igual a $A_k b_k$, e outra proveniente do ruído AWGN, com média nula e variância dada por:

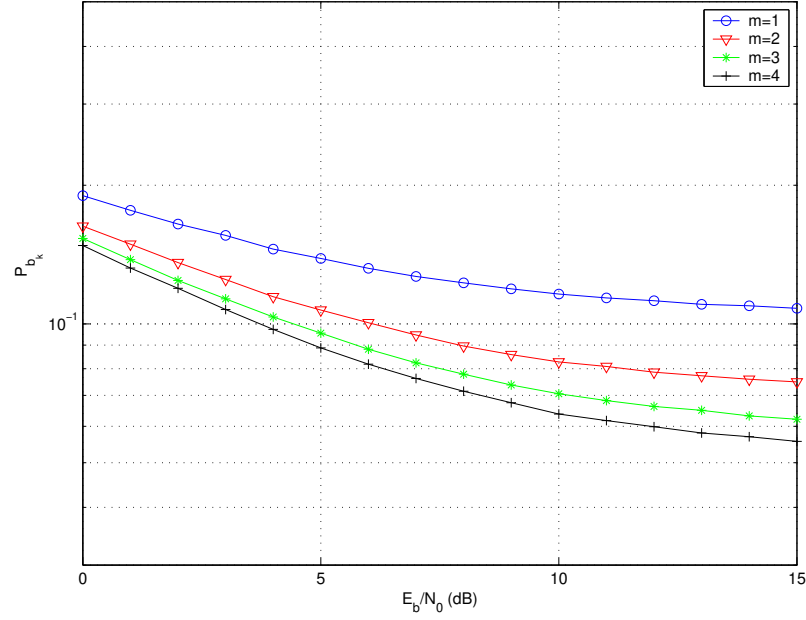


Figura 4.6: Probabilidade de erro de bit para o detector convencional em canal Nakagami- m . Parametrizado pelo parâmetro m Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.

$$\begin{aligned}
 \sigma_z^2 &= E \left[\left(\sum_{i=1}^K R_{ki}^+ n_i \right)^2 \right] \\
 &= E \left[\sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K R_{ki}^+ R_{kj}^+ n_i n_j \right] \\
 &= \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K R_{ki}^+ R_{kj}^+ E[n_i n_j],
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

em que R_{ki}^+ representa $(R^{-1})_{ki}$. Através da expressão (3.5), tem-se que:

$$\begin{aligned}
 E[n_i n_j] &= \sigma^2 \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} E \{ n(t_1) n(t_2) \} s_i^*(t_1) s_j^*(t_2) dt_1 dt_2 \\
 &= \sigma^2 \int_0^{T_b} s_i^*(t) s_j^*(t) dt \\
 &= \sigma^2 \rho_{ij}.
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Substituindo o resultado da equação acima na Eq. (4.16), tem-se que a variância vale:

$$\begin{aligned}
 \sigma_z^2 &= \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K R_{ki}^+ R_{kj}^+ \sigma^2 \rho_{ij} \\
 &= \sigma^2 \sum_{j=1}^K R_{kj}^+ \sum_{i=1}^K R_{ki}^+ R_{ij} \\
 &= \sigma^2 \sum_{j=1}^K R_{kj}^+ [\mathbf{R}^{-1} \mathbf{R}]_{kj}.
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

Mas,

$$[\mathbf{R}^{-1} \mathbf{R}]_{kj} = \begin{cases} 0, & k \neq j \\ 1, & k = j \end{cases}. \tag{4.19}$$

Substituindo em (4.18), tem-se que:

$$\sigma_z^2 = \sigma^2 R_{kk}^+. \tag{4.20}$$

Desse modo, a probabilidade de erro de bit para o k -ésimo usuário é expressa por:

$$P_{b_k} = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right), \tag{4.21}$$

em que γ_b é expresso por:

$$\gamma_b = \frac{A_k^2}{2\sigma^2 R_{kk}^+}. \tag{4.22}$$

Assim, obtém-se a expressão final para a probabilidade de erro de bit, dada por [3]:

$$P_{b_k} = Q\left(\frac{A_k}{\sigma \sqrt{R_{kk}^+}}\right). \tag{4.23}$$

Ao contrário do filtro casado, o descorrelacionador está livre de erro na ausência de ruído AWGN, pois quando $\sigma \rightarrow 0$, o argumento da função $Q(\cdot)$ tende para infinito e portanto, $P_{b_k} \rightarrow 0$. Observe ainda que, se o k -ésimo usuário for ortogonal aos outros usuários, então o desempenho do detector descorrelacionador coincide com o do filtro casado e $R_{kk}^+ = 1$. Para obter a Eq. (4.21) assumiu-se que a matriz de correlação $\mathbf{R}$ é não singular.

A Fig. 4.7 compara o desempenho do sistema convencional e de um sistema utilizando na recepção um detector descorrelacionador, em canal AWGN. Observe o ganho obtido com a utilização da detecção multiusuário. Para uma relação sinal-ruído de 5dB, o descorrelaciona-

dor alcança um desempenho não alcançado pelo CMF nem com uma SNR 3 vezes maior. O sistemas operam com um ganho de processamento igual a 32 e 10 usuários de mesma energia. As curvas foram obtidas através da expressão teórica e através de simulações.

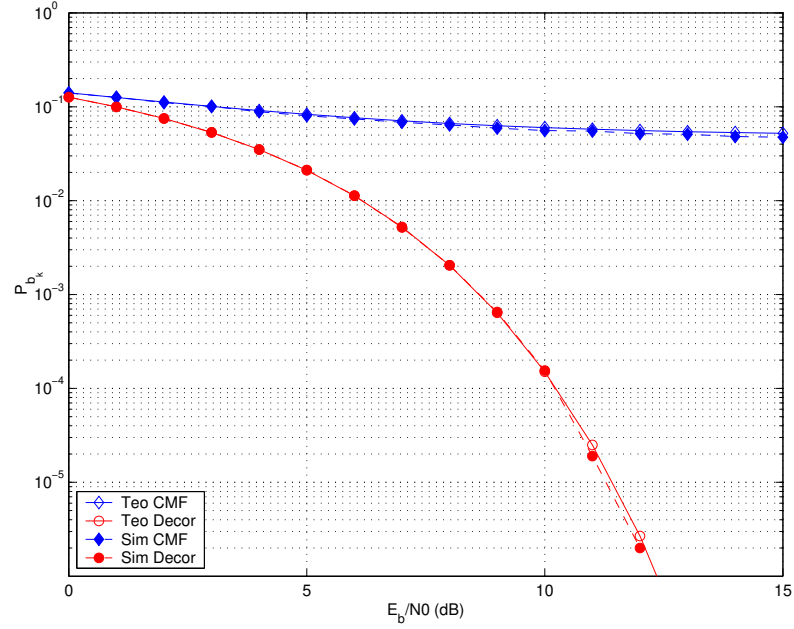


Figura 4.7: Probabilidade de erro de bit para o detector decorrelacionador em canal AWGN. Curvas simulada e teórica. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.

Uma figura de mérito alternativa para caracterizar o desempenho do detector decorrelacionador multiusuário é a razão entre as relações sinal-ruído com e sem a presença de interferência. Em particular, a Eq. (4.1) nos fornece a probabilidade de erro de bit para um dado usuário na ausência de interferência, situação na qual a SNR é $\gamma_b = E_b/N_0$. Na presença de MAI, o usuário que transmite o sinal com energia E_b , terá uma probabilidade de erro P_b que excede $P_b(\gamma_{be})$. A efetiva SNR, γ_{be} , é definida como a SNR requerida para atingir a probabilidade de erro [4], expressa por:

$$P_b = P_b(\gamma_{be}) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{be}}\right). \quad (4.24)$$

A *eficiência assintótica* representa a perda de desempenho do detector devido à MAI. Usualmente mais simples de ser calculada do que a probabilidade de erro, é definida como:

$$\eta_k = \lim_{N_0 \rightarrow 0} \frac{\gamma_{be}}{\gamma_b}. \quad (4.25)$$

No caso do detector decorrelacionador, a eficiência assintótica do k -ésimo usuário é dada

por [3]:

$$\eta_k = \frac{1}{R_{kk}^+}, \quad (4.26)$$

a qual não depende nem do nível de ruído nem das amplitudes dos sinais interferentes. Esta é a grande vantagem em se empregar o detector descorrelacionador. Combate-se de maneira ótima o efeito perto-longe, sem a necessidade de se conhecer as amplitudes interferentes e atinge-se o mesmo grau de robustez contra desajustes nas amplitudes recebidas que os obtidos pelos detectores ótimos, porém com complexidade computacional por bit demodulado similar àquela do detector convencional.

Assim como foi feito para o filtro casado, o desempenho do detector descorrelacionador também foi avaliado em canais com desvanecimento Rayleigh e Nakagami- m .

4.3.2 Detector Descorrelacionador com Desvanecimento Rayleigh

Nesta sub-seção, examina-se o desempenho do detector descorrelacionador na presença de desvanecimento Rayleigh. A probabilidade de erro de bit para o k -ésimo usuário, em um canal com desvanecimento plano é expressa por [3]:

$$P_b = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b\alpha^2}{N_0R_{kk}^+}} \right), \quad (4.27)$$

em que α representa a variável aleatória Rayleigh que afeta o k -ésimo usuário e tem distribuição de probabilidade dada pela Eq. (2.6). Seu valor quadrático médio é dado por:

$$E[\alpha^2] = 2\sigma_r^2. \quad (4.28)$$

Descondicionando-se a Eq. (4.27) com relação à variável Rayleigh, tem-se:

$$P_{b_k} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{N_0R_{kk}^+}{2E_b\sigma_r^2}}} \right). \quad (4.29)$$

Pode-se observar na Fig. 4.8 a perda de desempenho do sistema devido à presença de desvanecimento Rayleigh. Ambos os detectores, convencional e descorrelacionador, apresentam queda no desempenho. Mas, ainda assim, o detector descorrelacionador apresenta menores probabilidades de erro de bit se comparado ao detector convencional.

A eficiência assintótica do detector descorrelacionador quando o sinal do usuário de interesse está sob o efeito do desvanecimento Rayleigh é também expressa pela Eq. (4.26). Logo, sua resistência ao efeito perto-longe é mantida, mesmo em ambientes nos quais os sinais

sofrem desvanecimento.

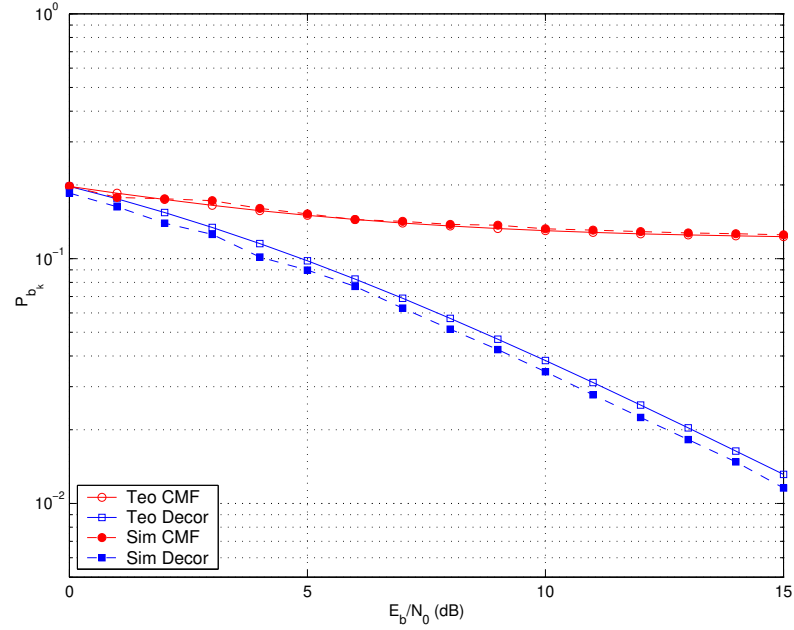


Figura 4.8: Probabilidade de erro de bit para os detectores convencional e descorrelacionador em canal com desvanecimento Rayleigh. Curvas simuladas e teóricas. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.

4.3.3 Detector Descorrelacionador com Desvanecimento Nakagami- m

Nesta subseção, será introduzida uma expressão para o cálculo da probabilidade de erro de um detector descorrelacionador em um canal com desvanecimento Nakagami- m . As seqüências de espalhamento utilizadas foram puramente aleatórias, devido à sua facilidade de geração nas simulações computacionais.

Considere a Eq. (4.27), na qual α representa agora uma variável Nakagami- m que afeta o k -ésimo usuário. Seu valor quadrático médio é dado por:

$$E[\alpha^2] = \frac{\Gamma(m+1)}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{m} \right). \quad (4.30)$$

Através de uma mudança de variáveis $\gamma_b = \alpha^2 \frac{E_b}{N_0}$, pode-se obter a PDF expressa em função de γ_b . Descondicionando a Eq. (4.27) com relação à PDF obtida, tem-se:

$$\begin{aligned}
 P_{b_k} &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_b}{R_{kk}^+}}\right) \frac{m^m}{\Gamma(m)\overline{\gamma_b}^m} \gamma_b^{m-1} e^{(-m\frac{\gamma_b}{\overline{\gamma_b}})} d\gamma_b \\
 &= \frac{2m^m}{\Gamma(m)\overline{\gamma_b}^m} \int_0^\infty Q\left(\frac{x}{\delta}\right) x^{2m-1} e^{(-\frac{mx^2}{\delta})} dx,
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

em que $\overline{\gamma_b} = E[\alpha^2] \frac{E_b}{N_0}$, $x = \sqrt{\gamma_b}$ e $\delta = \sqrt{\frac{R_{kk}^+}{2}}$. Resolvendo-se a integração, encontra-se, então, a expressão:

$$P_{b_k} = \frac{1}{2} \left[\frac{\left(\frac{\overline{\gamma_b}}{mR_{kk}^+}\right)^{-m} \Gamma(m + \frac{1}{2}) {}_2F_1\left([m, m + \frac{1}{2}], m + 1, \frac{-mR_{kk}^+}{\overline{\gamma_b}}\right)}{\Gamma(m) m \sqrt{\pi}} \right], \tag{4.32}$$

em que ${}_2F_1([\cdot, \cdot], \cdot, \cdot)$ representa a função Hipergeométrica com a seguinte expansão em série:

$${}_2F_1([a, b], c, z) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(a)_j (b)_j}{(c)_j} \frac{z^j}{j!}, \tag{4.33}$$

em que $(x)_j = x(x+1)(x+2)\cdots(x+j)$.

Avaliando as propriedades da função $Q(\cdot)$ e com auxílio do software Matemática[®], obteve-se a expressão para a probabilidade de erro do detector descorrelacionador, para valores inteiros de m , em canal com desvanecimento Nakagami- m :

$$P_{b_k} = \left[\frac{1}{2}(1 - \mu)\right]^m \sum_{j=0}^{m-1} \binom{m-1+j}{j} \left[\frac{1}{2}(1 + \mu)\right]^j, \tag{4.34}$$

em que μ é dado por:

$$\mu = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{mR_{kk}^+}{\overline{\gamma_b}}}} = \sqrt{\frac{\overline{\gamma_b}\eta_k}{\overline{\gamma_b}\eta_k + m}}. \tag{4.35}$$

Observe que a Eq. (4.34) equivale à expressão da probabilidade de erro de um sistema com diversidade e desvanecimento Rayleigh [4] e o parâmetro η_k aparece devido ao uso do detector descorrelacionador.

Para o caso de uma Nakagami cujo parâmetro $m = 2$, o desempenho do sistema é idêntico ao desempenho obtido em um canal com desvanecimento Rayleigh e diversidade $L = 2$. Generalizando, um canal com desvanecimento Nakagami sem diversidade com parâmetro m inteiro, é equivalente a um canal com desvanecimento Rayleigh com diversidade $L = m$. Além disso, se o sinal for transmitido por um canal Nakagami com diversidade igual a d , o

desvanecimento sofrido será idêntico ao sofrido em um canal Rayleigh de diversidade $L = dm$ [4].

A Fig. 4.9 apresenta a probabilidade de erro de bit de um sistema CDMA utilizando detector descorrelacionador, em um canal com desvanecimento Nakagami- m . À medida que a figura de desvanecimento aumenta, menores são as probabilidades de erro de bit. As curvas foram obtidas através da expressão teórica e através de simulação, e os resultados similares entre elas validam a expressão teórica obtida.

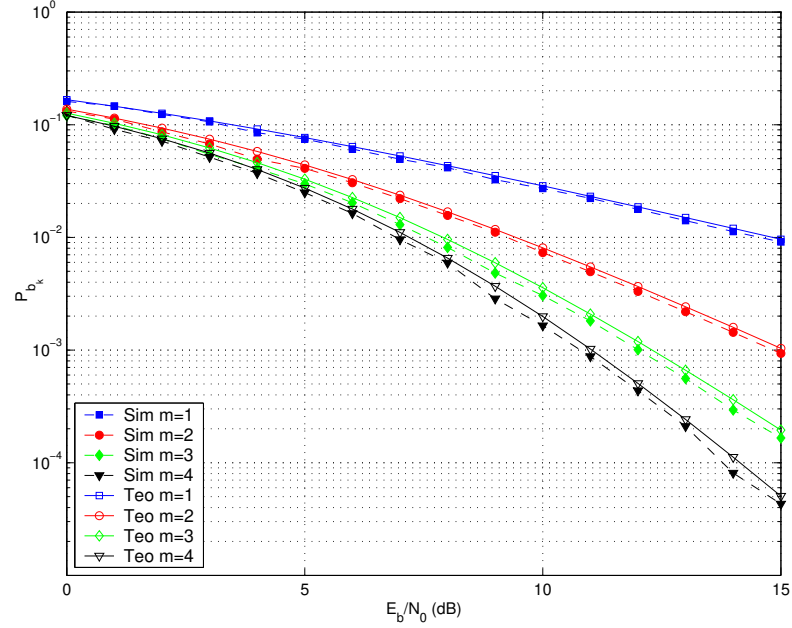


Figura 4.9: Probabilidade de erro de bit para o detector descorrelacionador em canal Nakagami- m . Parametrizado pelo parâmetro m . Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários. Curvas teóricas e simuladas.

4.3.4 Detector Descorrelacionador com Desvanecimento Rayleigh e Múltiplos Percursos

Com o propósito de comprovar a equivalência entre os desempenhos do descorrelacionador em um canal com desvanecimento Rayleigh e diversidade L e em um canal com desvanecimento Nakagami- L , simulou-se um ambiente com L caminhos resolvíveis, cujo modelo discreto no tempo é representado por:

$$\mathbf{y}_l = \mathbf{R}(l)\mathbf{A}(l)\mathbf{b} + \mathbf{n}_l, \quad (4.36)$$

em que $\mathbf{A}(l) = \text{diag}\{A_{l1}, \dots, A_{lK}\}$ e $\mathbf{n}_l$ é um vetor gaussiano com matriz de covariância $2\sigma^2\mathbf{R}(l)$.

A Fig. 4.10 ilustra o modelo de um sistema CDMA com múltiplos percursos utilizando na recepção um detector descorrelacionador [10]. No diagrama, $FC_{k,l}$ representa o filtro casado com o sinal do k -ésimo usuário para o l -ésimo percurso. Após a passagem nos filtros casados, os sinais são combinados no receptor RAKE, segundo o método de combinação de máxima razão. Só então ocorre a inversão da matriz de correlação. Com esse esquema de pós-combinação evita-se a inversão da matriz $\mathbf{R}(l)$ para cada um dos percursos, como é feito no esquema de pré-combinação, no qual tem-se L inversões da matrix de correlação e apenas uma combinação no receptor RAKE.

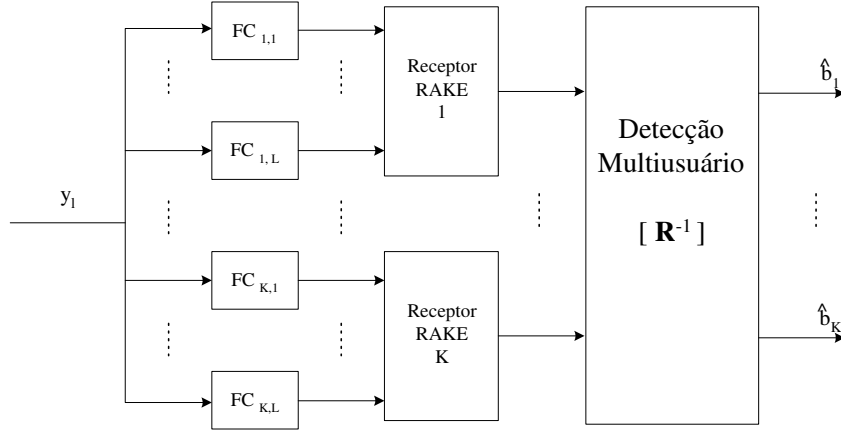


Figura 4.10: Diagrama de um sistema CDMA com detector descorrelacionador e diversidade de ordem L .

Pode-se observar na Fig. 4.11 a comparação entre o desempenho do detector descorrelacionador em ambiente com desvanecimento Nakagami- L e em ambiente com desvanecimento Rayleigh e diversidade L . As curvas comprovam a equivalência entre esse dois sistemas. Observe ainda, o ganho de desempenho do sistema devido ao uso da diversidade em um canal com desvanecimento. As curvas foram obtidas utilizando o simulador e foram usados os parâmetros de 10 usuários e $G_p = 32$.

A Fig. 4.12 ilustra a equivalência entre os sistemas com desvanecimento Rayleigh e diversidade $L = m * d$ e os sistemas com desvanecimento Nakagami- m e diversidade de ordem d .

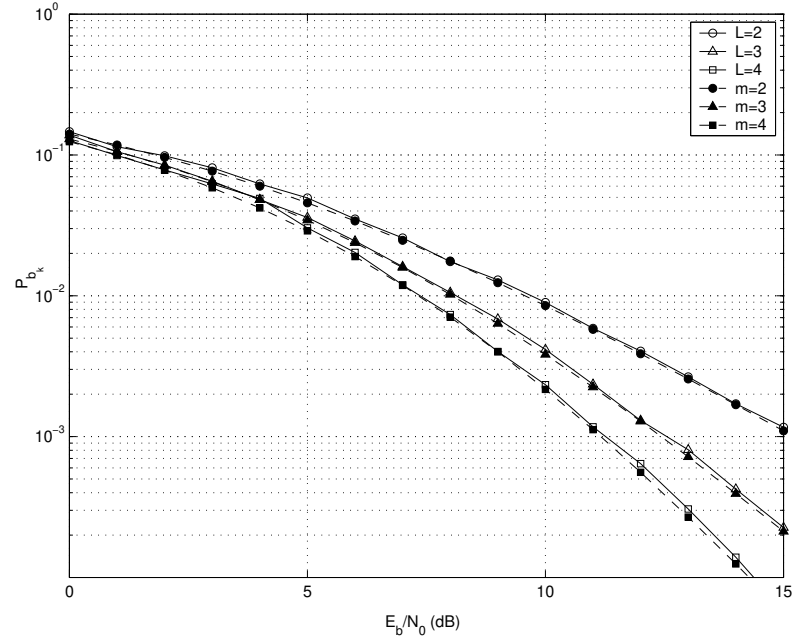


Figura 4.11: Probabilidade de erro de bit para o detector descorrelacionador em canais com desvanecimento Rayleigh e deiversidade L ou Nakagami- m . Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.

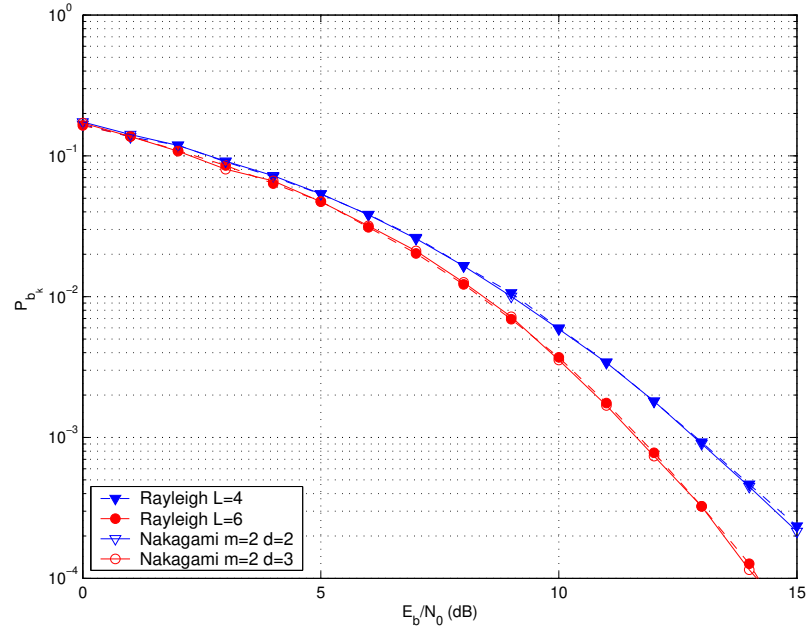


Figura 4.12: Probabilidade de erro de bit para o detector descorrelacionador em canais com desvanecimento Rayleigh ou Nakagami- m e múltiplos percursos. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.

4.4 Detector Multiusuário de Mínimo Erro Quadrático Médio - MMSE

4.4.1 Detector MMSE em Ambiente AWGN

Uma vez que o detector MMSE converge para o detector descorrelacionador, à medida que $\sigma \rightarrow 0$, sua resistência ao efeito perto-longe e sua eficiência assintótica são idênticas às do descorrelacionador e, para o caso síncrono, convergem para:

$$\eta_k = \frac{1}{R_{kk}^+}. \quad (4.37)$$

A expressão exata para a probabilidade de erro de bit do detector MMSE, em canal síncrono com potências e correlações quaisquer, é dada por [3]:

$$P_{b_1} = 2^{K-1} \sum_{b_2, \dots, b_K \in [-1, 1]^{K-1}} Q \left(\frac{A_1(\mathbf{MR})_{11}}{\sigma \sqrt{(\mathbf{MRM})_{11}}} \left(1 + \sum_{k=2}^K \frac{A_k(\mathbf{MR})_{1k}}{(\mathbf{MRA})_{11}} b_k \right) \right), \quad (4.38)$$

em que $\mathbf{M}$ é a matriz de transformação para o MMSE e $(\mathbf{MR})_{kk}$ representa o kk -ésimo elemento da matriz resultante do produto das matrizes $\mathbf{M}$ e $\mathbf{R}$. Além disso, o termo $\frac{A_k(\mathbf{MR})_{1k}}{(\mathbf{MRA})_{11}}$ representa a contribuição do k -ésimo usuário interferente à variável de decisão, relativa à contribuição do usuário desejado. Neste caso, considerou-se que o primeiro usuário, para facilitar a notação, foi o usuário de interesse. Para calcular (4.38), encontra-se certa dificuldade pois tem-se um número de termos que crescem exponencialmente com K .

Pode-se, então, trabalhar com a expressão aproximada da probabilidade de erro de bit para o caso no qual se utilizam seqüências puramente aleatórias. Para um sistema CDMA síncrono em canal AWGN utilizando o detector MMSE, a expressão para a probabilidade de erro utilizando seqüências puramente aleatórias é [24]:

$$P_{b_k} \simeq Q \left(\sqrt{2\gamma_b - \frac{1}{4} \mathcal{F} \left(2\gamma_b, \frac{K-1}{G_p} \right)} \right), \quad (4.39)$$

em que

$$\mathcal{F}(x, y) \triangleq \left(\sqrt{x(1 + \sqrt{y})^2 + 1} - \sqrt{x(1 - \sqrt{y})^2 + 1} \right)^2, \quad (4.40)$$

e γ_b é a relação sinal-ruído do sistema. A Eq. (4.39) é válida para $K < G_p$, o que significa que o número de usuários deve ser maior que o ganho de processamento do sistema, condição

respeitada nas simulações realizadas.

A Fig. 4.13 apresenta a diferença no cálculo da probabilidade de erro quando usadas as expressões analítica exata (4.38) e a expressão para seqüências puramente aleatórias (4.39). As curvas são parametrizadas pelo ganho de processamento G_p , o que altera o tamanho das seqüências. A curva para $G_p = 16$ foi a que mais se distanciou da expressão analítica exata, pois simulou-se o sistema com 10 usuários, valor muito próximo de G_p . Além disso, quanto menor o tamanho a seqüência pior é a aproximação da interferência de múltiplo acesso por uma variável aleatória gaussiana.

A Fig. 4.14 ilustra a probabilidade de erro de bit de um sistema utilizando o detector convencional, outro utilizando o descorrelacionador e um terceiro usando MMSE, todos eles em canal AWGN. Os esquemas com MUD na recepção apresentaram as menores taxas de erro de bit. E, como o MMSE leva em conta o nível de ruído e como as amplitudes dos sinais de todos os usuários são perfeitamente estimadas, o seu desempenho é melhor que o do detector descorrelacionador. A curva teórica da probabilidade de erro de bit do MMSE foi calculada através da expressão para seqüências puramente aleatórias.

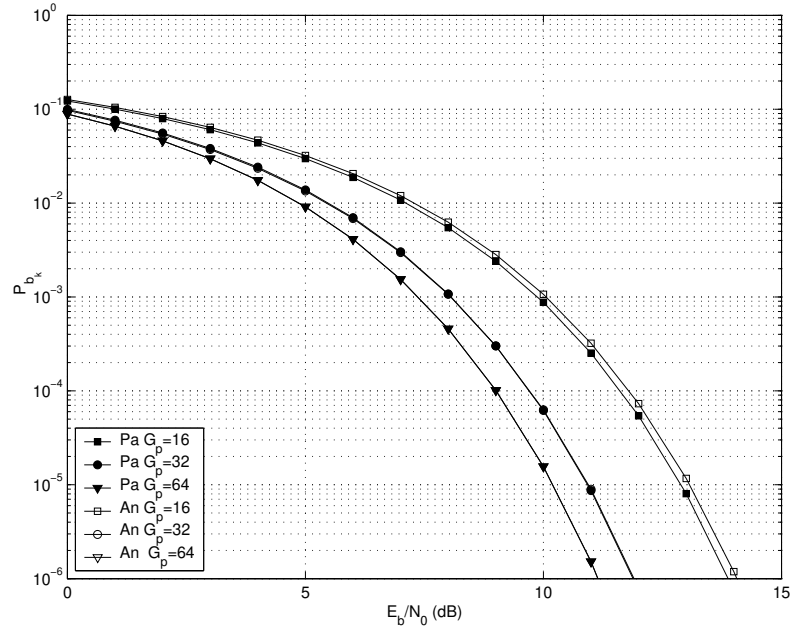


Figura 4.13: Diferença no cálculo da probabilidade de erro de bit para o detector MMSE em canal AWGN. Curvas analítica exata e aproximada. Caso síncrono, 10 usuários.

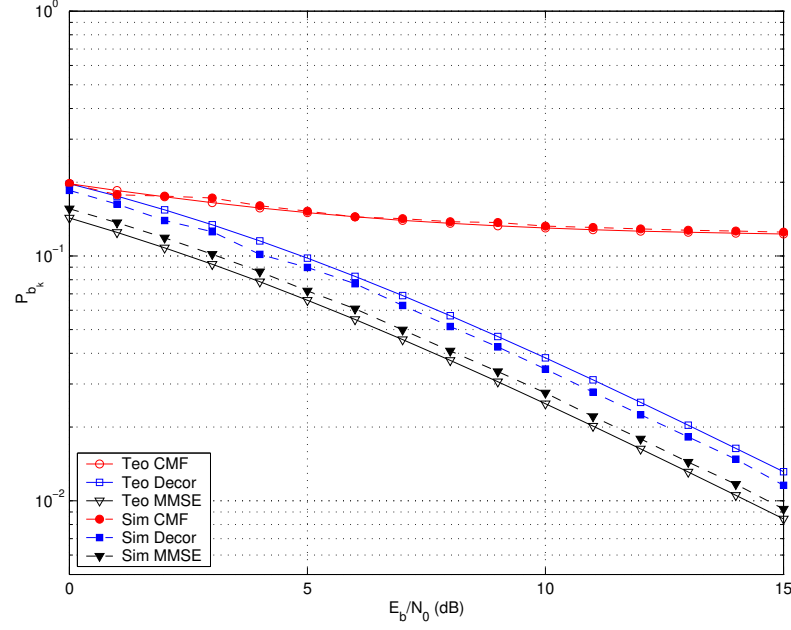


Figura 4.14: Probabilidade de erro de bit para os detectores CMF, decorrelacionador e MMSE, em canal AWGN. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.

4.4.2 Detector MMSE com Desvanecimento Rayleigh Plano

Nesta subseção, analisa-se o desempenho do detector MMSE em um ambiente com desvanecimento Rayleigh. A expressão para a probabilidade de erro de bit com controle ideal de potência utilizando seqüências puramente aleatórias, condicionadas ao desvanecimento, é dada por [24]:

$$P_b = Q \left(\sqrt{\alpha^2 \left[2 \frac{E_b}{N_0} - \frac{1}{4} \mathcal{F} \left(2 \frac{E_b}{N_0}, \frac{K-1}{G_p} \right) \right]} \right). \quad (4.41)$$

Descondicionando-se (4.41), para obter a probabilidade de erro de bit média, temos:

$$P_{b_k} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\overline{\gamma_b}}{\overline{\gamma_b} + 1}} \right), \quad (4.42)$$

em que a relação sinal-ruído média $\overline{\gamma_b}$ é dada por:

$$\overline{\gamma_b} = E[\alpha^2] \left[\frac{E_b}{N_0} - \frac{1}{8} \mathcal{F} \left(2 \frac{E_b}{N_0}, \frac{K-1}{G_p} \right) \right]. \quad (4.43)$$

A Fig. 4.15 ilustra o desempenho de sistemas síncronos com 10 usuários e utilizando na recepção o detector convencional, o detector multiusuário decorrelacionador ou o MMSE. O gráfico representa a probabilidade de erro de bit simulada e teórica em função de E_b/N_0 .

Como esperado, os esquemas com MUD na recepção apresentam desempenho superior ao convencional.

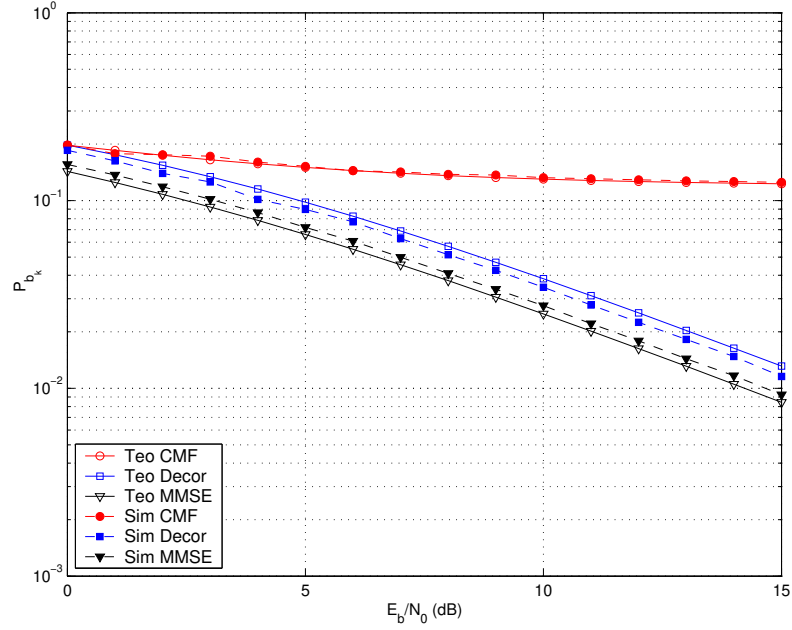


Figura 4.15: Probabilidade de erro de bit média para os detectores CMF, decorrelacionador e MMSE em canal com desvanecimento Rayleigh. Curvas simuladas e teóricas. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.

4.4.3 Detector MMSE com Desvanecimento Nakagami- m

Nesta subseção, avaliaremos o desempenho de um sistema síncrono utilizando o detector multiusuário MMSE e com sinais transmitidos através de um canal com desvanecimento Nakagami- m .

De início, temos a expressão para a probabilidade de erro de bit condicionada ao desvanecimento, expressa por [24]:

$$P_b = Q \left(\sqrt{\sum_{j=1}^m \alpha_j^2 \left[2 \frac{E_b}{N_0} - \frac{1}{4} \mathcal{F} \left(2 \frac{E_b}{N_0}, \frac{K-1}{G_p} \right) \right]} \right) \quad (4.44)$$

Então, eliminaremos a estatística do desvanecimento para obtermos a probabilidade de erro de bit média, da mesma forma que foi feito para o detector decorrelacionador, isto é:

$$P_{b_k} = \int_0^\infty P_b \frac{m^m}{\Gamma(m) \gamma_b^m} \gamma_b^{m-1} e^{(-m \frac{\gamma_b}{\gamma_b})} d\gamma_b.$$

Resolvendo-se a integração, encontra-se a seguinte expressão:

$$P_{b_k} = \frac{1}{2} \left[\frac{\left(\frac{\bar{\gamma}_b}{m}\right)^{-m} \Gamma(m + \frac{1}{2}) {}_2F_1\left([m, m + \frac{1}{2}], m + 1, \frac{-m}{\bar{\gamma}_b}\right)}{\Gamma(m) m \sqrt{\pi}} \right], \quad (4.45)$$

em que $\bar{\gamma}_b$ é dado por:

$$\bar{\gamma}_b = E[\alpha^2] \left[\frac{E_b}{N_0} - \frac{1}{8} \mathcal{F} \left(2 \frac{E_b}{N_0}, \frac{K-1}{G_p} \right) \right]. \quad (4.46)$$

E, similarmente ao que ocorreu para o detector descorrelacionador, se forem considerados apenas os valores inteiros de m , a expressão que fornece a probabilidade de erro de bit média em um canal com desvanecimento Nakagami- m equivale àquela obtida para um canal com desvanecimento Rayleigh e com diversidade de ordem m . Assim:

$$P_{b_k} = \left[\frac{1}{2} (1 - \mu) \right]^m \sum_{j=0}^{m-1} \binom{m-1+j}{j} \left[\frac{1}{2} (1 + \mu) \right]^j, \quad (4.47)$$

em que μ representa:

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{\bar{\gamma}_b + m}}. \quad (4.48)$$

Também para o detector MMSE, a expressão para a probabilidade de erro de bit em canal com desvanecimento Nakagami- m equivale à expressão para um canal com desvanecimento Rayleigh e diversidade, quando utilizado o esquema de combinação de máxima razão.

A Fig. 4.16 ilustra o desempenho de um sistema utilizando o detector MMSE, em um canal com desvanecimento Nakagami- m . Os gráficos obtidos de forma analítica e através de simulação foram comparados e apresentam comportamento similares, validando a expressão para a probabilidade de erro de bit.

4.4.4 Detector MMSE com Desvanecimento Rayleigh e Múltiplos Percursos

Para comprovar a equivalência entre os desempenhos do MMSE em um canal com desvanecimento Rayleigh e diversidade L e em um canal com desvanecimento Nakagami- L , simulou-se um ambiente com L percursos, cujo modelo discreto no tempo é o mesmo do adotado para o detector descorrelacionador.

A Fig. 4.17 ilustra o diagrama de um sistema CDMA utilizando na recepção um detector MMSE. O cálculo da matriz $\mathbf{M}$ também é realizada uma única vez para todos os ramos de diversidade. Os sinais passam pelos filtros casados (FC), são combinados no receptor RAKE,

segundo o critério de máxima razão, e só então ocorre a detecção multiusuário.

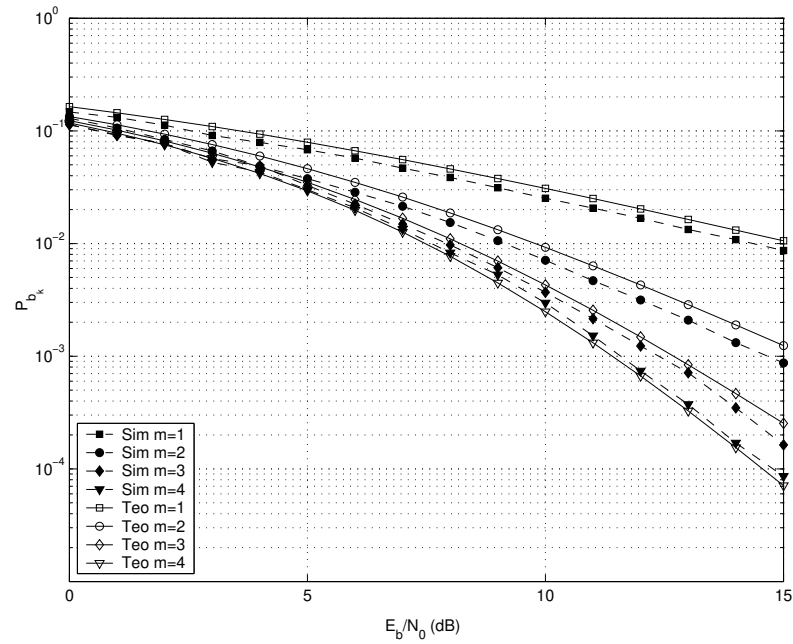


Figura 4.16: Probabilidade de erro de bit para o detector MMSE em canal Nakagami- m . Parametrizado por m . Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários. Curvas teóricas e simuladas.

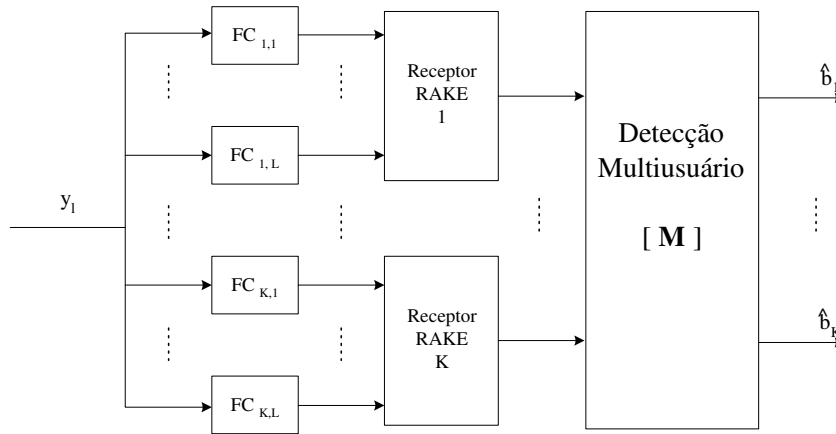


Figura 4.17: Diagrama de um sistema CDMA com detector descorrelacionador e diversidade de ordem L .

A Fig. 4.18 mostra o desempenho de um sistema CDMA utilizando o detector MMSE na recepção. Duas configurações foram simuladas, uma para um canal com desvanecimento Rayleigh e L ramos de diversidade e outra para um canal com desvanecimento Nakagami- L . As curvas de probabilidade de erro de bit versus E_b/N_0 de ambos os casos apresentam com-

portamento similares, comprovando a validade da expressão obtida. Os parâmetros utilizados nas simulações foram: ganho de processamento igual a 32 e 10 usuários de mesma potência.

A Fig. 4.19 ilustra a equivalência entre os sistemas com desvanecimento Rayleigh e diversidade $L = m * d$ e os sistemas com desvanecimento Nakagami- m e diversidade de ordem d .

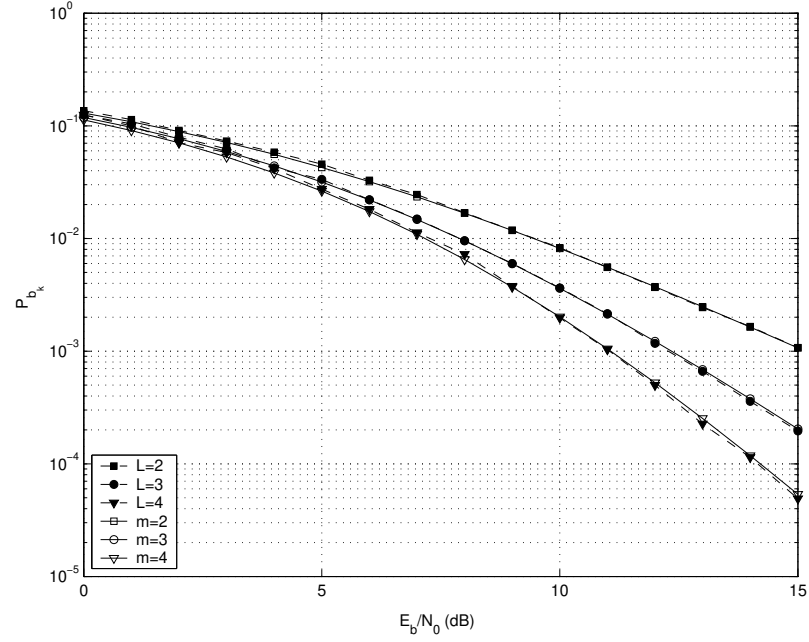


Figura 4.18: Probabilidade de erro de bit para o detector MMSE em canais com desvanecimento Rayleigh seletivo ou Nakagami- m . Caso síncrono, $G_p = 32$ e $K = 10$.

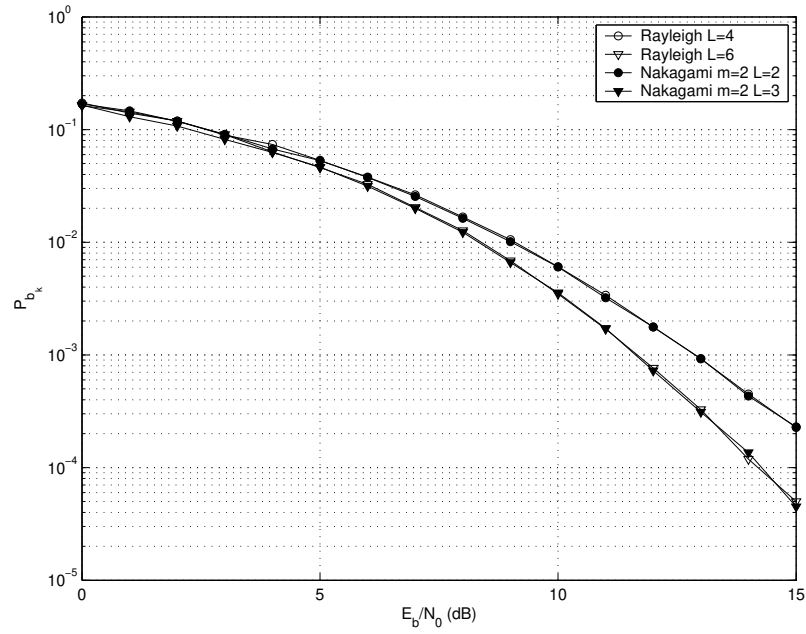


Figura 4.19: Probabilidade de erro de bit para o detector MMSE em canais com desvanecimento Rayleigh ou Nakagami- m e múltiplos percursos. Caso síncrono, $G_p = 32$ e 10 usuários.

Capítulo 5

Conclusão

5.1 Considerações Finais

A interferência por múltiplo acesso limita a performance e a capacidade de sistemas CDMA convencionais e a detecção multiusuário aparece como uma promissora técnica para reduzir o efeito da MAI. Em vista dos benefícios trazidos pela detecção multiusuário, o principal objetivo a que se propôs este trabalho foi analisar um sistema CDMA síncrono utilizando MUD na recepção.

Este trabalho avaliou o desempenho dos detectores convencional e dos detectores multiusuário lineares descorrelacionador e MMSE em diferentes meios de propagação. A avaliação de desempenho foi feita em termos de probabilidade de erro de bit média em canais AWGN e em canais com desvanecimento. Como se observou, canais variantes no tempo, como os canais de Rayleigh e Nakagami- m , produzem uma considerável degradação no sistema de comunicação digital.

Foram desenvolvidas expressões analíticas para a probabilidade de erro de bit do detector descorrelacionador e do detector MMSE em canal com desvanecimento Nakagami- m . Com o propósito de comprovar a validade das expressões, foram feitas simulações e os resultados apresentaram boa concordância.

Observou-se, ainda, que o desempenho dos detectores multiusuário em canais com desvanecimento Rayleigh com L múltiplos percursos é equivalente ao desempenho em um canal com desvanecimento Nakagami- L , para sinais combinados segundo o critério de máxima razão. Este resultado reforça quão versátil é a modelagem do desvanecimento por um variável Nakagami- m , pois pode-se avaliar o desempenho do detector desejado em diversos ambientes de propagação, com ou sem diversidade, apenas alterando o valor do parâmetro m .

Além disso, para atingir o objetivo proposto, outros trabalhos foram desenvolvidos, passando pelo estudo do comportamento do detector convencional em diversos ambientes, já

amplamente conhecido, pela simulação das curvas de probabilidade de erro com e sem diversidade e pela implementação do algoritmo computacional de geração de números aleatórios distribuídos de acordo com a função Nakagami- m .

5.2 Trabalhos Futuros

Propõem-se, aqui, algumas sugestões para futuros trabalhos, com o objetivo de dar continuidade ao assunto abordado por esta dissertação. Uma direção a ser seguida é a obtenção de expressões para a probabilidade de erro dos detectores multiusuário lineares para sistemas assíncronos em ambientes com desvanecimento modelado pela distribuição de Nakagami- m . Outra sugestão seria avaliar o desempenho de detectores não lineares, tais como os de múltiplos estágios e os de cancelamentos sucessivos, em ambientes com desvanecimento Nakagami- m . Uma terceira possibilidade seria a avaliação dos detectores utilizando outras modulações, já que o trabalho desta dissertação focalizou apenas a modulação binária. Além disso, seria interessante empregar, juntamente com a detecção multiusuário, outras técnicas no combate à interferência, tais como antenas adaptativas e codificação.

Bibliografia

- [1] J. S. Bloch, L. Hanzo, *Third-Generation Systems and Intelligent Wireless Networking*, 1a. ed., John Wiley & Sons, 2002.
- [2] R. Steele, *Mobile Radio Communications*, 1a. ed., John Wiley & Sons, 1996.
- [3] S. Verdu, *Multiuser Detection*, 1a. ed., Cambridge University Press, 1998.
- [4] J.G. Proakis, *Digital Communications*, 4a. ed, New York McGraw-Hill, 2000.
- [5] M. D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC. Press, 1993.
- [6] S. Haykin, *Communication Systems*, John Wiley & Sons, 3a. ed., 1994.
- [7] M. Nakagami, "The m-Distribution - A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading", in Statistical Methods in Radio Wave Propagation, W. G. Hoffman, Ed Oxford, Pergamon Press, 1960.
- [8] S. Moshavi, "Multi-user Detection for DS-CDMA Communications", *IEEE Communications Magazine*, pp 124-136, Oct 1996.
- [9] J. Luo, J. Zeidler, S. McLaughlin, " Performance Analysis of Compact Antenna Arrays With MRC in Correlated Nakagami Fading Channels", *IEEE Trans. Veh. Technology*, vol. 50, no.1, pp 267 -277, Jan. 2001.
- [10] M. Latva-aho, " Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems", *OULU*, 1998.
- [11] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering* 2a. ed, McGraw-Hill, 1997.
- [12] W. B. Davenport, Jr., "Probability and Random Processes", International Student Edition, McGraw-Hill, 1970.
- [13] R. Lupas, S. Verdu, "Near-far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels", *IEEE Trans. Communications*, vol.38, no.4, pp 496-508, Apr. 1990.

-
- [14] R. Lupas, S. Verdu, "Linear Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple Access Channels", *IEEE Trans. Info. Theory*, vol.35, no.1, pp 123-136, Jan. 1989.
 - [15] H. V. Poor, S. Verdu, "Probability of Error in MMSE Multiuser Detection", *IEEE Trans. Info. Theory*, vol.43, no.3, pp 858-871, May. 1997.
 - [16] Q. Liu, Z. Zang, E. Yang, "Throughput Analysis of CDMA Systems Using Multiuser Receivers", *IEEE Trans. Communications*, vol.49, no.7, pp 1192-1202, Jul 2001.
 - [17] L. Milstein, S. Miller, M. Honig, "Performance Analysis of MMSE Receiver for DS-CDMA in Frequency-Selective Fading Channels", *IEEE Trans. Communications*, vol.48, no.11, pp 1919-1929, Nov. 2000.
 - [18] Z. Zonar, D. Brady, "Suboptimal Multiuser Detector for Frequency- Selective Rayleigh Fading Synchronous CDMA Channels", *IEEE Trans. Communications*, vol.43, no.2/3/4, pp 154-157, Feb./Mar./Apr. 1995.
 - [19] Z. Zonar, D. Brady, "Linear Multipath-Decorrelating Receivers for CDMA Frequency- Seletive Fading Channels ", *IEEE Trans. Communications*, vol.44, no.6, pp 650-653, Jun. 1996.
 - [20] E. Al- Hussaini, I. Sayed, "Performance of the Decorrelator Receiver for DS-CDMA Mobile Radio System Employing RAKE and Diversity Through Nakagami Fading Channel", *IEEE Trans. Communications*, vol.50, no.10, pp 1566-1570, Oct. 2002.
 - [21] S. Abbas, A. Sheikh, "A geometric Theory of Nakagami Fading Multipath Mobile Radio Channel with Physical Interpretations", *IEEE Trans. Communications*, pp 637-641, 1996.
 - [22] K. Yip, T. Ng, "A simulation Model for Nakagami- m Fading Channels, $m < 1$ ", *IEEE Trans. Communications*, vol.48, no.2, pp 214-211, Feb. 2000.
 - [23] M. D. Yacoub, J. Vargas "Guia do usuário do CeSSSiT - Cellular Spread Spectrum Simulation Toolbox".
 - [24] G. Fraidenraich, "Análise de Desempenho de Detectores Multiusuários Lineares em Canal com Desvanecimento Rayleigh", Dissertação de mestrado FEEC UNICAMP, Ago. 2002.