

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

Modelo de Desvanecimento Nakagami e
Simulação de Sistemas CDMA

Orientando

JOSE EDSON VARGAS BAUTISTA

Orientador

MICHEL DAOUD YACOUR

Este exemplar corresponde a redação final da tese	
defendida por	<u>Jose Edson Vargas</u>
	<u>Bautista</u> aprovada pela Comissão
Julgada em	<u>05 / 10 / 98</u>
	<u>Michel Daud Yacour</u>
	Orientador

CAMPINAS, Novembro de 1998

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

Modelo de Desvanecimento Nakagami e
Simulação de Sistemas CDMA

Orientando

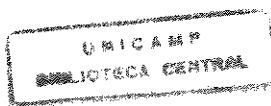
JOSE EDSON VARGAS BAUTISTA

Orientador

MICHEL DAOUD YACOUN

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Departamento de Comunicações, como parte dos requisitos para obtenção do título Doutor em Engenharia Elétrica.

CAMPINAS, Novembro de 1998



9903443

UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	T/UNICAMP
V.	Ex.
T.º	BC/36.305
PREC.	229/99
C	☐
D	☒
PREC.	R\$ 11,00
DATA	22/01/99
N.º CPD	

CM-00120203-9

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

V426m

Vargas Bautista, Jose Edson

Modelo de desvanecimento nakagami e simulação de sistemas CDMA. / Jose Edson Vargas Bautista.-- Campinas, SP: [s.n.], 1998.

Orientador: Michel Daoud Yacoub .

Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Sistemas de comunicação móvel. 2. Métodos de simulação. 3. Processamento de sinais digitais. 4. Ondas de rádio – Propagação. I. Yacoub, Michel Daoud. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Resumo

Este trabalho apresenta os modelos e técnicas necessárias para se implementar uma plataforma de simulação de um sistema DS-CDMA em canais com múltiplos percursos. São apresentados métodos, modelos e resultados de simulação para os transmissores, para os receptores e para o meio de propagação.

Entre os modelos utilizados para a simulação do meio de propagação apresenta-se um modelo original para a geração de sinais Nakagami. O modelo proposto permite a geração do desvanecimento Nakagami para $m=n/2$ onde n é um número inteiro diferente de zero. Baseado nesse modelo apresentam-se fórmulas fechadas para as estatísticas de segunda ordem deste tipo de desvanecimento. Resultados de simulação obtidos usando-se esse modelo se aproximam bastante dos teóricos, o que valida o modelo proposto.

Apresentam-se, também, modelos de simulação para as estruturas RAKE coerente e não coerente com modulação ortogonal M -ária. Usando-se esses modelos de simulação e os obtidos para o meio de propagação, apresentam-se avaliações de desempenho do sistema em diversas condições de propagação e de interferência de múltiplos usuários.

Abstract

This work proposes practical models and techniques that can be used in the implementation of a simulation platform for multipath channels and CDMA systems. These models and techniques include those for transmitters, receivers and propagation medium.

Among the proposed models, that of the Nakagami- m signal is of special interest. A fading model is proposed that leads to a formal, but simple, method to obtain the exact formula of the Nakagami- m distribution for $m = n/2$, n a non-zero integer number. Based on such a model the joint distribution of the envelope and its time derivative is accomplished and exact formulas for the level crossing rate (closed-form formula) and for the average fade duration are derived. Simulation curves and exact formulas are checked against each other and a very good agreement between them is attained. Although derived for discrete values of m (m being an integer multiple of $1/2$) there are no mathematical constraints for these expressions to be used for any real value of $m \geq 1/2$.

Simulation models for coherent and non-coherent RAKE receivers with M -ary orthogonal modulation are also presented. A simulation platform is then built and the performance of a DS-CDMA system, in a variety of propagation conditions including Nakagami Fading and multi-user interference conditions, is evaluated.

Agradecimentos

Ao professor Michel D. Yacoub pela orientação, amizade e constante apoio indispensáveis à elaboração deste trabalho.

Aos amigos da Pós-Graduação e a todas as pessoas do Departamento de Comunicações da UNICAMP que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica da UNESP pela compreensão e oportunidade oferecidas.

À Fundação Centro de Pesquisa e Desenvolvimento, FCPqD, pelo apoio e incentivo constantes durante a elaboração deste projeto.

Aos professores Waldecir João Perrella, Marcio Abud Marcelino e Jânio Itiro Akamatsu, pela colaboração desinteressada durante a execução deste projeto.

Aos meus pais, Bertha e José Vargas, pelo sacrifício e dedicação voltados à minha formação como pessoa e profissional.

À minha esposa Mirtha Bellido e à minha filha Camila Vargas por sua paciência e compreensão durante a elaboração deste trabalho.

**À minha filha Camila Vargas,
aos meus pais.**

CONTEÚDO

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO.....	1
1.1 OS SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEL E A SUA EVOLUÇÃO	1
1.2 OBJETIVOS	2
1.3 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	3
1.4 CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO	5

CAPÍTULO 2

MODELO DO CANAL RÁDIO MÓVEL	7
2.1 INTRODUÇÃO	7
2.2 O MEIO DE PROPAGAÇÃO MÓVEL.....	7
2.3 PERDAS DE PERCURSO	10
2.3.1 Modelo logarítmico de perdas (<i>Log-distance model</i>).....	10
2.3.2 Modelo de perdas de Hata (<i>Hata model</i>).....	12
2.4 VARIAÇÕES DE LONGO PRAZO	13
2.5 VARIAÇÕES DE CURTO PRAZO.....	14
2.6 RESPOSTA AO IMPULSO	16
2.6.1 Espalhamento temporal e largura de banda de coerência.....	20
2.6.2 Espalhamento Doppler e coerência temporal	23
2.6.3 Função espalhamento do canal	25
2.7 ENVOLTÓRIA DO SINAL RECEBIDO	25
2.7.1 Desvanecimento Rayleigh	26
2.7.2 Desvanecimento Rice	27
2.7.3 Estatísticas de segunda ordem	29
2.7.3.1 Taxa de cruzamento de nível (LCR)	29
2.7.3.2 Duração média dos desvanecimentos (AFD).....	30
2.8 CANAIS SELETIVOS E NÃO SELETIVOS EM FREQUÊNCIA.....	31
2.9 SUMÁRIO	34

CAPÍTULO 3

UM MODELO EXATO PARA O DESVANECIMENTO NAKAGAMI.....	35
3.1 INTRODUÇÃO	35
3.2 A DISTRIBUIÇÃO NAKAGAMI-m.....	36
3.3 O MODELO PROPOSTO	39
3.4 DISTRIBUIÇÃO CONJUNTA DA ENVOLTÓRIA E DE SUA DERIVADA	42
3.5 TAXA DE CRUZAMENTO DE NÍVEL	43
3.6 DURAÇÃO MÉDIA DOS DESVANECIMENTOS.....	44
3.7 CASOS ESPECIAIS	45
3.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E CONCLUSÕES.....	47

CAPÍTULO 4

COMUNICAÇÃO POR ESPECTRO ESPALHADO E CDMA	48
4.1 INTRODUÇÃO	48
4.2 ESPALHAMENTO POR SEQUÊNCIA DIRETA	51
4.2.1 Sequências LFSR.....	51
4.2.2 Espalhamento espectral por sequência direta BPSK	55
4.2.3 Espalhamento espectral por sequência direta QPSK/OQPSK.....	59
4.3 ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO DE CÓDIGOS.....	64
4.3.1 CDMA síncrono.....	66
4.3.2 CDMA assíncrono	67
4.4 ESTRUTURA RAKE	72
4.4.1 Receptor RAKE coerente	72
4.4.2 Receptor RAKE não coerente.....	78
4.5 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DS-SS IS-95A.....	81
4.5.1 O <i>Link</i> Direto	81
4.5.2 O <i>Link</i> Reverso	83
4.6 SUMÁRIO	85

CAPÍTULO 5

PROCEDIMENTOS DE SIMULAÇÃO	86
5.1 INTRODUÇÃO	86
5.2 SIMULAÇÃO DO RUÍDO ADITIVO GAUSSIANO.....	87
5.3 SIMULAÇÃO DE DESVANECIMENTO PLANO	88
5.3.1 Simulação de desvanecimento Rayleigh	92
5.3.2 Simulação de desvanecimento Rice	92
5.3.3 Simulação de desvanecimento Nakagami	92
5.3.4 Simulação de sombreamentos Log-Normal	93
5.3.5 Estimação das estatísticas de primeira e segunda ordem	94
5.4 SIMULAÇÃO DE DESVANECIMENTO SELETIVO.....	95
5.4.1 Construção das funções de validação para a resposta impulsiva	99
5.5 SIMULAÇÃO DOS TRANSMISSORES E RECEPTORES DS-SS	100
5.5.1 Transmissores QPSK/OQPSK.....	101
5.5.2 Receptores QPSK/OQPSK	105
5.5.3 Geradores de sequências pseudo aleatórias	106
5.5.4 Sequências de Walsh e Modulação/Demodulação ortogonal <i>M</i> -ária.....	110
5.5.5 Codificação/Decodificação convolucional.....	112
5.5.5.1 Geração de métricas para decisão suave	115
5.5.6 <i>Interleavers</i> / <i>De-Interleavers</i>	116
5.6 AJUSTE DO E_b/N_0	118
5.7 SIMULAÇÃO DE INTERFERÊNCIA POR MÚLTIPLO ACESSO.....	120
5.7.1 Interferência para o canal direto com uma ou com várias células.....	120
5.7.2 Interferência para o canal reverso com uma ou com várias células	124
5.8 SIMULAÇÃO DO CONTROLE DE POTÊNCIA.....	125
5.9 TÉCNICAS DE SIMULAÇÃO PARA ESTIMATIVA DO BER.....	125
5.10 SUMÁRIO.....	129

CAPÍTULO 6

DESCRIÇÃO SUCINTA DO SOFTWARE DESENVOLVIDO	130
6.1 INTRODUÇÃO	130
6.2 CARACTERÍSTICAS E ESTRUTURA DO <i>CeSSSiT</i>	130
6.3 MÓDULO 1 : CDMATx	132
6.4 MÓDULO 2: CHANNSIM	135
6.5 MÓDULO 3: CDMARx	137
6.5.1 Exemplo de Aplicação	138
6.6 MÓDULO 4: CGUI	140
6.7 OBSERVAÇÕES E CONCLUSÕES QUANTO À IMPLEMENTAÇÃO	145

CAPÍTULO 7

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	147
7.1 INTRODUÇÃO	147
7.2 SIMULAÇÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL	148
7.2.1 Desvanecimento não seletivo	148
7.2.1.1 Função de densidade de probabilidade da envoltória	151
7.2.1.2 Distribuição da fase	153
7.2.1.3 Taxa de cruzamento de nível	153
7.2.1.4 Duração média dos desvanecimentos	155
7.2.2 Desvanecimento seletivo	156
7.3 DESEMPENHO EM AWGN	161
7.3.1 Simulação QPSK/OQPSK e $\pi/4$ -DQPSK em AWGN	161
7.3.2 Simulação QPSK com espectro espalhado em AWGN	165
7.4 DESEMPENHO EM DESVANECIMENTO PLANO	167
7.5 DESEMPENHO EM DESVANECIMENTO SELETIVO	172
7.6 SUMÁRIO	184

CAPÍTULO 8

CONCLUSÕES	185
8.1 RETROSPECTIVA	185
8.2 CONCLUSÕES E OBSERVAÇÕES	188
8.3 EVOLUÇÃO	190

APÊNDICE A

DESVIO PADRÃO DO MÓDULO DE UM PROCESSO GAUSSIANO	191
Referências	193

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Desvanecimento obtido por simulação	9
Figura 2.2: Ilustração do "Delay Spread"	15
Figura 2.3: Propagação por múltiplos percursos	16
Figura 2.4: Ilustração do deslocamento Doppler	18
Figura 2.5: Perfil médio de potência de multipercurso típico do canal móvel	21
Figura 2.6: Espectro de Frequência Doppler	24
Figura 2.7: Estrutura para a determinação da saída em canais seletivos	32
Figura 3.1: Função densidade de probabilidade Rayleigh e Nakagami	38
Figura 3.2: Distribuição cumulativa da envoltória Rayleigh, Rice e Nakagami	39
Figura 3.3: Taxa de cruzamento de nível Rayleigh, Rice e Nakagami	46
Figura 3.4: Duração média dos desvanecimentos Nakagami	46
Figura 3.5: Duração média dos desvanecimentos Rice	47
Figura 4.1: Função de autocorrelação de um sinal pseudo aleatório de máximo comprimento	54
Figura 4.2: Espectro de potência do sinal pseudo aleatório de máximo comprimento	55
Figura 4.3: Esquema de transmissão com espalhamento espectral BPSK	57
Figura 4.4: Formas de onda num sistema com espalhamento espectral de sequência direta	57
Figura 4.5: Receptor BPSK coerente de espectro espalhado	58
Figura 4.6: Multiplex em quadratura de dois moduladores BPSK	60
Figura 4.7: Constelação e transição de fases do modulador QPSK	61
Figura 4.8: Constelação e transição de fases do modulador OQPSK	62
Figura 4.9: Transmissor e receptor coerente convencional para o sistema com espalhamento QPSK	64
Figura 4.10: Sistemas CDMA síncrono assíncrono	65
Figura 4.11: Transmissor DS-CDMA síncrono considerando múltiplos usuários	67
Figura 4.12: Receptor DS-CDMA com de espalhamento ortogonal para canal Gaussiano	67
Figura 4.13: Modelo do sinal recebido em sistema DS-CDMA assíncrono	68
Figura 4.14: Probabilidade de erro para um sistema DS-CDMA QPSK com $G_p=128$	70
Figura 4.15: Capacidade de um sistema DS-CDMA QPSK em AWGN	70
Figura 4.16: Estrutura do demodulador RAKE coerente	76
Figura 4.17: Probabilidade de erro de bit para 1, 2, 3 e 4 percursos de igual potência no canal Rayleigh Seletivo com Receptor RAKE coerente	77
Figura 4.18: Modulador/demodulador ortogonal M-ário	79
Figura 4.19: Estrutura do demodulador RAKE não coerente com modulação ortogonal M-ária	80
Figura 4.20: Transmissor e Receptor do Link Direto	82
Figura 4.21: Transmissor e Receptor do Link reverso	84
Figura 5.1: Estrutura de simulação do desvanecimento plano	91
Figura 5.2: Perfis típicos de potência de múltiplos percursos, "Multipath Intensity Profiles"	99
Figura 5.3: Modelo em banda base generalizado de um sistema com espectro espalhado	101
Figura 5.4: Especificação da resposta em frequência do filtro conformador de pulso IS-95A	103
Figura 5.5: Representação do transmissor com espalhamento OQPSK para os códigos, BPSK para os dados de forma conjunta com espalhamento de usuário e modulação ortogonal 64-ária	105
Figura 5.6: Estruturas de geração de sequências pseudo aleatórias	107
Figura 5.7: Estrutura Galois com máscara	109
Figura 5.8: Codificação convolucional DS-CDMA IS95	113
Figura 5.9: Geração de métrica para decisão suave no canal reverso	116
Figura 5.10: Processo de interleaving usando-se um vetor como algoritmo	117
Figura 5.11: Modelo do link direto considerando densidades espectrais de potência	121
Figura 5.12: Modelo para o cálculo da densidade espectral de potência da interferência de outras células no canal direto	123

Figura 5.13: Modelo de simulação para controle de potência de laço fechado.....	125
Figura 5.14: Técnicas de simulação de desempenho.....	127
Figura 6.1: Estrutura Geral do CeSSSiT	131
Figura 6.2: Algoritmos dos sistemas de transmissão: Módulo CDMATx	132
Figura 6.3: Algoritmos de simulação do canal rádio móvel: Módulo CHANNSIM	135
Figura 6.4: Algoritmos de simulação das estruturas de recepção: Módulo CDMARx.....	137
Figura 6.5: Um exemplo de aplicação	138
Figura 6.6: Interface gráfica para simulação de desvanecimento plano.....	140
Figura 6.7: Interface gráfica para Análise estatística do desvanecimento plano.....	141
Figura 6.8: Interface gráfica para simulação de desvanecimento seletivo.....	142
Figura 6.9: Interface gráfica para analisar ou “classificar” o canal em função das características do sinal transmitido e do perfil de múltiplos percursos.....	143
Figura 6.10: Interface gráfica para simulação de desempenho	144
Figura 7.1: Envoltória do sinal desvanecido, $v=5$ km/h, (linha de visada não obstruída).....	148
Figura 7.2: Envoltória do sinal desvanecido Rayleigh e Rice sem sombreamentos	149
Figura 7.3: Envoltória do sinal desvanecido Nakagami.....	150
Figura 7.4: Função densidade de probabilidade estimada para o desvanecimento Rayleigh e Rice.....	152
Figura 7.5: Função densidade de probabilidade estimada para desvanecimento Nakagami	152
Figura 7.6: Distribuição das fases para desvanecimento a) Rayleigh, b) Nakagami e c) Rice.....	153
Figura 7.7: Taxa de cruzamento de nível para a envoltória simulada Rayleigh e Rice	154
Figura 7.8: Taxa de cruzamento de nível para a envoltória simulada Nakagami	154
Figura 7.9: Duração média dos desvanecimentos, Rayleigh, Rice	155
Figura 7.10: Duração média dos desvanecimentos, Nakagami.....	156
Figura 7.11: Resposta impulsiva em áreas urbanas com obstrução de linha de visada.....	157
Figura 7.12: Função de espalhamento estimado para a resposta impulsiva do canal urbano	158
Figura 7.13: Função de transferência estimado para a resposta impulsiva do canal urbano	158
Figura 7.14: Resposta impulsiva em áreas urbanas com obstrução de linha de visada.....	159
Figura 7.15: Função de espalhamento estimada para a resposta impulsiva do canal urbano 2	160
Figura 7.16: Função de transferência estimada para a resposta impulsiva do canal urbano	160
Figura 7.17: Resposta em frequência do filtro de transmissão projetado e a máscara do padrão IS-95A162	
Figura 7.18: Trajetória de fase simulados para os esquemas QPSK, OQPSK e $\pi/4$ -DQPSK.....	162
Figura 7.19: a) formas de onda geradas b) diagramas de olho obtidos (modem OQPSK a 4800 bps)163	
Figura 7.20: Probabilidade de erro para os esquemas $\pi/4$ -DQPSK, QPSK e OQPSK ortogonal.....	164
Figura 7.21: Probabilidade de erro para os modems OQPSK ortogonal e QPSK codificados	165
Figura 7.22: Validação do gerador de seqüências pseudo aleatórias.....	166
Figura 7.23: Densidade espectral de potência de sinais do transmissor por espectro espalhado.....	166
Figura 7.24: Probabilidade de erro de bit para o modem QPSK com $G_p=16$ e múltiplos usuários.....	167
Figura 7.25: Padrão de erro de bit para desvanecimento Rayleigh plano.....	168
Figura 7.26: Diagrama de olho e constelação do sinal QPSK recebido em ambiente Rayleigh.....	168
Figura 7.27: Probabilidade de erro para o modem QPSK em desvanecimento Rayleigh plano.....	169
Figura 7.28: Probabilidade de erro para desvanecimento Rayleigh, Rice e Nakagami plano.....	170
Figura 7.29: Probabilidade de erro para os modems QPSK e OQPSK (64-ário) em ambiente Rayleigh171	
Figura 7.30: Espectro do sinal recebido após um canal seletivo e ruído	172
Figura 7.31: Padrões de erro de bit para canal seletivo com receptor RAKE	173
Figura 7.32: Desempenho em canal com dois percursos e receptor RAKE coerente.....	174
Figura 7.33: Probabilidade de erro de bit para o receptor RAKE coerente.....	175
Figura 7.34: Validação do banco de M correladores para detecção não coerente.....	176
Figura 7.35: Probabilidade de erro de bit para o receptor RAKE não coerente.....	177
Figura 7.36: Probabilidade de erro de bit para o receptor RAKE coerente ($L=3$, $G_p=16$)	178
Figura 7.37: Probabilidade de erro de bit para o receptor RAKE coerente ($L=3$)	179
Figura 7.38: Probabilidade de erro de bit para o receptor RAKE coerente em áreas urbanas	179
Figura 7.39: Probabilidade de erro de bit versus o número de usuários para o receptor RAKE coerente180	

Figura 7.40: Probabilidade de erro de bit versus o número de usuários para o receptor RAKE coerente. 181

Figura 7.41: Probabilidade de erro de bit versus o número de usuários para o receptor RAKE coerente em ambiente Nakagami e áreas urbanas182

Figura 7.42: Probabilidade de erro de bit versus o número de usuários para o receptor RAKE coerente em ambiente Nakagami e área urbana II.....183

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1.1: Sistemas celulares em operação, experimentação ou desenvolvimento.....1

Tabela 2.1: Fatores de perda de percurso para diversos ambientes de propagação11

Tabela 4.1: Flutuação de fase discreta para modulação QPSK multiplexada61

Tabela 4.2: Parâmetros de sistema do link direto e reverso do padrão IS-95A.....84

Tabela 5.1: Perfis de múltiplos percursos recomendados pelo COST-207.....99

Tabela 5.2: Polinômios geradores de seqüências pseudo aleatórias para o padrão IS-95A.....110

Tabela 5.3: Cálculo da relação $\bar{\gamma}_b$ para diversas condições de transmissão119

Tabela 5.4: Intervalos de confiança para a estimativa de n_r com 95,4 % de nível de confiança.....128

Tabela 6.1: Possibilidades de simulação com o CeSSSiT.....131

Tabela 6.2: Lista de funções do Módulo CDMATx.....133

Tabela 6.3: Lista de funções do Módulo CHANNSIM.....135

Tabela 6.4: Lista de funções do Módulo CDMARx.....137

Tabela 6.5: Um exemplo de simulação com a sintaxe do CeSSSiT.....139

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Fator de <i>roll-off</i> dos filtros de transmissão e recepção
α_n	Atenuação do n -ésimo percurso
B_w	Largura de banda
b_n	n -ésimo bit de saída do gerador de seqüências pseudo-aleatórias
$cdf(.)$	Cumulative Distribution Function
$c(t)$	Sinal em banda passante modulado pelo código espalhador
$\tilde{c}(t)$	Banda base complexa equivalente do sinal modulado pelo código espalhador
d	Distância
d_o	Distância de referência
d_n	n -ésimo bit da seqüência de dados
dB	Decibéis
$(\Delta f)_c$	Banda de coerência do canal rádio móvel
$(\Delta t)_c$	Tempo de coerência do canal rádio móvel
$E[\cdot]$	Esperança matemática
$erfc(\cdot)$	Função complementar de erro
E_b	Energia de bit
E_c	Energia de <i>chip</i>
f	Frequência em Hz
f_c	Frequência da portadora
f_{dm}	Desvio de frequência Doppler máximo
F	Fator de eficiência de reutilização de frequências
$\varphi(t)$	Fase do sinal recebido
G_p	Ganho de processamento devido ao espalhamento espectral
Γ	Coefficiente de perda de percurso
$\bar{\gamma}_b$	Razão média entre a energia de bit e a densidade espectral de potência do ruído
h_t, h_r	Alturas das antenas de transmissão e recepção, respectivamente.

$h_f(\cdot)$	Resposta ao impulso do filtro de transmissão
$\tilde{h}(\tau; t)$	Resposta ao impulso, em banda base complexa equivalente, do canal rádio móvel
$\tilde{H}(f, \tau)$	Função de transferência do canal rádio móvel
$\mathbf{H}_M$	Matriz de Hadamard de ordem M
H_n^k	n-ésimo bit da k-ésima linha da matriz de Hadamard
I_o	Função <i>Bessel</i> modificada de ordem zero, ou densidade espectral de potência na saída do canal de múltiplos percursos, depende do contexto.
I_k, Q_k	Seqüências discretas pseudo-aleatórias utilizadas para “espalhamento” em quadratura.
I_{Ku}	Densidade espectral de potência do K_u -ésimo usuário
I_{or}	Densidade espectral de potência transmitida pela estação rádio base
I_{sc}	Densidade espectral de potência dos sinais interferentes da própria célula
I_{oc}	Densidade espectral de potência dos sinais interferentes de outras células
k_{dB}	Fator k (razão entre as potências recebida através da componente direta e difusa) de Rice medido em dB
$\bar{L}(\cdot), L(\cdot)$	Perda média e instantânea de percurso, respectivamente
λ_c	Comprimento de onda da portadora
λ	Desvio de frequência Doppler
Lc_n^k	n-ésimo bit do código longo para o k -ésimo usuário
m	Parâmetro m da distribuição de Nakagami
N_R	Taxa de cruzamento de nível
N_o	Densidade espectral de potência do ruído
$\bar{P}_t(\cdot)$	Potência média e instantânea recebida, respectivamente
$\bar{P}_r(\cdot), P_r(\cdot)$	Potência média e instantânea recebida, respectivamente
$pdf(\cdot)$	Função densidade de probabilidade
P_{sc}, P_{oc}	Potência média de sinais interferentes da própria e de outras células, respectivamente
$P_{T_c}(\cdot)$	Pulso de duração T_c

Ω	Parâmetro Ω da distribuição de Nakagami
$Q(\cdot)$	Função Gaussiana Q
$R_{hh}(\tau)$	Função de auto-correlação da resposta ao impulso do canal rádio móvel. Define o perfil de potência de múltiplos percursos do canal de propagação.
$r(t)$	Envoltória do sinal recebido
$s(t)$	Sinal em banda passante transmitido
$\tilde{s}(t)$	Sinal complexo em banda base equivalente transmitido
$S_{HH}(\lambda)$	Espectro do sinal recebido em função do desvio Doppler
$S(\tau, \lambda)$	Função de espalhamento do canal
σ_n^2	Variância do ruído
T_R	Duração média dos desvanecimentos
T_m	Espalhamento do atraso ou <i>delay spread</i>
T_b	Período de bit
T_c	Período de chip
v	Velocidade da unidade móvel ou fator de atividade de voz, depende do contexto
w_n^k	n-ésimo bit da k-ésima sequência Walsh
X_σ	Variável Gaussiana em dB e desvio padrão σ
$x(t)$	Sinal em banda passante recebido
$\tilde{x}(t)$	Sinal complexo em banda base equivalente recebido

LISTA DE SIGLAS

AMPS	<i>Advanced Mobile Phone Service</i>
AFD	<i>Average Fade Duration</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CeSSSiT	<i>Cellular Spread Spectrum Simulation Toolbox</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i>

CRC	<i>Cyclic Redundant Coding</i>
DS-CDMA	<i>Direct Sequence – Code Division Multiple Access</i>
DECT	<i>Digital European Cordless Telephone</i>
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i>
DMC	<i>Discrete Memoryless Channel</i>
ERB	<i>Estação Rádio Base</i>
EM	<i>Estação Móvel</i>
EGC	<i>Equal Gain Combining</i>
ESN	<i>Electronic Serial Number</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
FHT	<i>Fast Hadamard Transform</i>
FPLMTS	<i>Future Public Land Mobile Telecommunication system</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GUI	<i>Graphic User Interface</i>
IS	<i>Importance Sampling</i>
IS-95A	<i>Interim Standard 95 revision A</i>
LCR	<i>Level Crossing Rate</i>
LFSR	<i>Linear Feedback Shift Register</i>
MRC	<i>Maximum Ratio Combining</i>
MC	<i>Monte Carlo</i>
MAI	<i>Multiple Access Interference</i>
OQPSK	<i>Offset Quadrature Phase Shift Keying</i>
PSD	<i>Power Spectral Density</i>
PDF	<i>Probability Density Function</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
SRRC	<i>Square Root Raised Cosine</i>
SS	<i>Spread Spectrum</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
WLL	<i>Wireless Local Loop</i>
WSSUS	<i>Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering</i>

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Este Capítulo tem como objetivo apresentar de forma sucinta a evolução dos sistemas rádio móvel celular de forma a identificar o contexto geral onde se situa este trabalho. Apresentam-se, também, os objetivos e o plano de trabalho aliado às contribuições desta tese.

1.1 OS SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEL E A SUA EVOLUÇÃO

O cenário das comunicações móveis na atualidade pode ser visto como um bazar internacional de diversos tipos de tecnologia oferecendo os mais variados tipos de serviços. A Tabela 1.1 apresenta alguns desses sistemas em operação, em experimentação ou em fase de desenvolvimento [1]:

Celular Analógico	- Advanced Mobile Phone Service (AMPS / N-AMPS) - Nordic Mobile Telephone (NMT) - Total Access Communications System (TACS)
Celular Digital	- GSM 900 / GSM 1800 - DECT - IS-54A / IS-136 (DAMPS) - IS-95A (QUALCOMM CDMA) - Japanese Digital Cellular
FPLMTS/IMT2000	- Future Public Land Mobile Telecommunications System / International Mobile Telecommunications 2000

Tabela 1.1: Sistemas celulares em operação, experimentação ou desenvolvimento

Na Tabela 1.1 apresentam-se a primeira geração dos sistemas celulares analógicos, a segunda geração com tecnologia digital e a tendência de universalização

através do sistema FPLMTS. Observe que os sistemas analógicos são similares em conceito, mas incompatíveis entre si, e todos eles são baseados em FDMA (Frequency Division Multiple Access). Já os sistemas de segunda geração utilizam TDMA (Time Division Multiple Access) ou CDMA (Code Division Multiple Access) como técnicas de compartilhamento do canal por vários usuários. Em todos os casos, exceto para o sistema DECT, utiliza-se FDD (Frequency Division Duplex). Os objetivos do sistema FPLMTS/IMT2000 são os de cobertura global com serviços de voz e de dados a pequenas, médias ou altas taxas de transmissão (1kb/s – 2Mb/s). Os sistemas FPLMTS estão planejados para entrar em operação no início do próximo século.

Uma descrição dos sistemas celulares de primeira geração, com ênfase no sistema AMPS¹, pode ser encontrada em várias referências (e.g., Referências 2 e 3). A descrição das características de transmissão do sistema digital IS-54A pode ser revisada na Referência 4. Uma análise do desempenho dos modems usados nesse padrão é apresentada na Referência 5. A descrição detalhada das características de transmissão do padrão celular IS-95 pode ser vista na Referência 6. Neste trabalho apresentam-se avaliações de desempenho, em diversas condições de propagação, dos moduladores com espalhamento espectral em quadratura do padrão IS-95. Isto devido a que este padrão apresenta-se como alternativa viável para a digitalização da rede celular da banda A.

1.2 OBJETIVOS

Um dos sistemas com maior rapidez em sua evolução é, sem dúvida, o sistema de comunicação móvel celular. Devido à complexidade desse sistema, em muitas situações,

¹ *Advanced Mobile Phone Service, instalado no Brasil em 1990*

a obtenção de resultados teóricos ou empíricos no dimensionamento e na determinação do desempenho é impraticável, custoso ou demorado, porém o mercado exige que o processo de análise e/ou projeto seja feito a baixos custos e com o menor tempo e esforço possíveis. Essas demandas só podem ser satisfeitas através do uso de técnicas de análise e projeto assistido por computador. Sob essa óptica os objetivos deste trabalho são:

1. Apresentar modelos de simulação para sistemas de comunicação móvel baseados em espalhamento espectral com acesso múltiplo por divisão de códigos.
2. O desenvolvimento de uma plataforma de simulação que implemente os modelos de simulação propostos no item anterior.
3. Verificar as estatísticas de primeira e segunda ordem para diversas condições de propagação no meio móvel.
4. Levantar curvas de desempenho para sistemas de comunicação por espalhamento espectral em quadratura usando receptores RAKE em ambiente Rayleigh e Nakagami seletivo.

1.3 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

A avaliação de desempenho de um sistema de comunicações requer o estudo inicial do meio de propagação através do qual os sinais de diversos usuários são transmitidos. Nesse sentido, um estudo do canal de propagação, considerando-se as perdas de percurso, os sombreamentos e o efeito de múltiplos percursos é apresentado no Capítulo 2 deste trabalho. No Capítulo 3 apresenta-se uma proposta original desta tese para a geração do desvanecimento Nakagami.

No Capítulo 4 são apresentados os fundamentos da comunicação por espectro espalhado e as técnicas de múltiplo acesso por divisão de código. Apresentam-se, também, propostas para as estruturas de recepção do canal direto e reverso do sistema DS-CDMA. Nesse mesmo Capítulo apresenta-se uma descrição sucinta do padrão comercial IS-95A.

No Capítulo 5 são apresentados os modelos adequados para a simulação dos diversos componentes do sistema sob estudo (transmissor – canal – receptor). Este Capítulo apresenta contribuições que ajudam no processo de implementação da plataforma de simulação em desenvolvimento. Neste ponto é conveniente ressaltar que, diferentemente das técnicas gerais apontadas nas Referências 7 e 8, este Capítulo é totalmente voltado à simulação de sistemas de comunicação móvel.

No Capítulo 6 é apresentada uma breve descrição das características da plataforma de simulação desenvolvida. Maiores detalhes em relação à plataforma podem ser vistos no endereço <http://www.feg.unesp.br/~jvargas>.

No Capítulo 7, são apresentados os resultados obtidos, a saber:

- Diversas formas de onda e espectros dos sistemas de transmissão (diagramas de olho, formas de onda na saída dos transmissores, densidades espectrais de potência, etc.)
- Resultados da simulação do canal em diversas condições (Rayleigh, Rice, Nakagami, sombreamentos, perdas de percurso, etc.)

- Resultados de simulação que validam a plataforma de simulação (estatísticas de primeira e segunda ordem de desvanecimentos obtidos por simulação, curvas de desempenho teóricas e simuladas para condições de propagação conhecidas, etc.)
- Resultados da simulação de desempenho do sistema com espalhamento espectral e receptor RAKE para desvanecimento Rayleigh e Nakagami seletivo (Curvas da taxa de erro de bit, capacidade, padrões de erro de bit, etc.)

Em Conclusões (Capítulo 8) são comentados os resultados obtidos, bem como apresentadas propostas de evolução do trabalho.

1.4 CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO

No Capítulo 3, apresenta-se uma proposta original para o modelo de desvanecimento Nakagami, através do qual torna-se possível a sua simulação exata para valores múltiplos de $m=n/2$ (n é um número inteiro diferente de zero e m é o parâmetro de Nakagami). Baseados nesse modelo apresentam-se fórmulas fechadas das estatísticas de segunda ordem para esse tipo de desvanecimento

A nossa contribuição, nos Capítulo 4 e 5, está na apresentação dos modelos de simulação necessários para a construção de um simulador de sistemas de comunicação móvel. No Capítulo 5, por exemplo, apresentam-se técnicas de simulação para a interferência de múltiplo acesso para uma e várias células nos canais direto e reverso. Os Capítulos 4 e 5 são de grande utilidade, uma vez que a literatura (e.g., Referências 7 e 8), apresenta modelos e técnicas para simulação de sistemas gerais de comunicações, não específicos para os sistemas móveis.

O desenvolvimento da plataforma de simulação *CeSSSiT* (*Cellular Spread Spectrum Simulation Toolbox*), que aproveita os modelos desenvolvidos no Capítulo 2, 3, 4 e 5, é também uma contribuição deste trabalho. Neste ponto é conveniente ressaltar que as rotinas e conceitos utilizados na implementação do *CeSSSiT* já têm sido aproveitados, com sucesso, em outros trabalhos [9,10,11]. Esta ferramenta de simulação, complexa, embora amigável, facilita a exploração de diversas características da comunicação móvel e pode-se constituir num ponto inicial para futuros desenvolvimentos.

A partir do simulador desenvolvido, apresenta-se a avaliação de desempenho (probabilidades de erro, padrão de erro de bit, e capacidade) de um sistema com espalhamento espectral e receptor RAKE em ambiente Rayleigh e Nakagami seletivo. Sempre que possível, os resultados de simulação e curvas teóricas são comparados, verificando-se uma concordância perfeita, o que tem validado o simulador desenvolvido.

Capítulo 2

MODELO DO CANAL RÁDIO MÓVEL

2.1 INTRODUÇÃO

A caracterização dos fenômenos de propagação no canal rádio móvel tem sido intensamente estudada nos últimos anos. O principal intuito dos trabalhos nesta área foi o de obter modelos matemáticos que melhor representem o canal em questão. Devido às características de propagação no canal rádio móvel, com parâmetros que são variantes no tempo e aleatórios por natureza, foi necessário o desenvolvimento de modelos utilizando a teoria estatística de sinais.

Neste Capítulo, são abordadas as técnicas de modelagem do canal rádio móvel de forma a permitir uma compreensão adequada dos fenômenos de propagação. De posse dessa base, será possível, posteriormente, abordar aspectos referentes à simulação e avaliação de desempenho do sistema de transmissão/recepção em questão.

2.2 O MEIO DE PROPAGAÇÃO MÓVEL

Além das perdas de percurso (queda da potência do sinal recebido em função da distância) comum para todos os sistemas de comunicação, o sinal transmitido no canal de rádio móvel sofre perdas adicionais devido às características variáveis do percurso de propagação. Em geral, o perfil e a rugosidade do terreno são diferentes para dois pontos distintos, mas à mesma distância da estação rádio base. Isto leva a medidas de atenuação que variam lentamente em torno de um valor médio, dando origem ao conhecido efeito de sombreamento [3, 12]. Uma característica adicional do canal de comunicações móveis é

a propagação por múltiplos percursos. Usualmente a linha de visada entre a estação base e a unidade móvel é obstruída, devido ao fato de que a altura da antena da unidade móvel é baixa se comparada à altura dos obstáculos circundantes. Nessa situação, a propagação é feita principalmente por reflexão e difração das ondas incidentes nos prédios ao redor. Na prática, os sinais que chegam ao receptor têm diferentes fases e provêm simultaneamente de diferentes percursos, dando lugar à denominada propagação por múltiplos percursos.

Devido à propagação por múltiplos percursos, as ondas que chegam à antena do receptor se combinam vetorialmente de forma construtiva ou destrutiva, dando origem a variações instantâneas do nível de potência do sinal. A flutuação do sinal recebido pode ser da ordem de dezenas de decibéis sobre o seu valor quadrático médio, e tem-se um desvanecimento profundo em banda base aproximadamente a cada meio comprimento de onda. Este fenômeno é conhecido como desvanecimento por múltiplos percursos ou *multipath fading* [12].

A Figura 2.1 mostra a potência instantânea típica do sinal de entrada ao receptor móvel em função da distância percorrida. As flutuações da potência do sinal recebido mostradas nessa figura foram obtidas através do simulador construído (*CeSSSiT*) para uma frequência de portadora de 900 MHz, uma unidade móvel que se desloca a uma velocidade de 5 km/h, e considerando-se obstrução da linha de visada [13]. Os resultados da Figura 2.1 apresentam características muito próximas às medidas em campo, descritas na Referência 14.

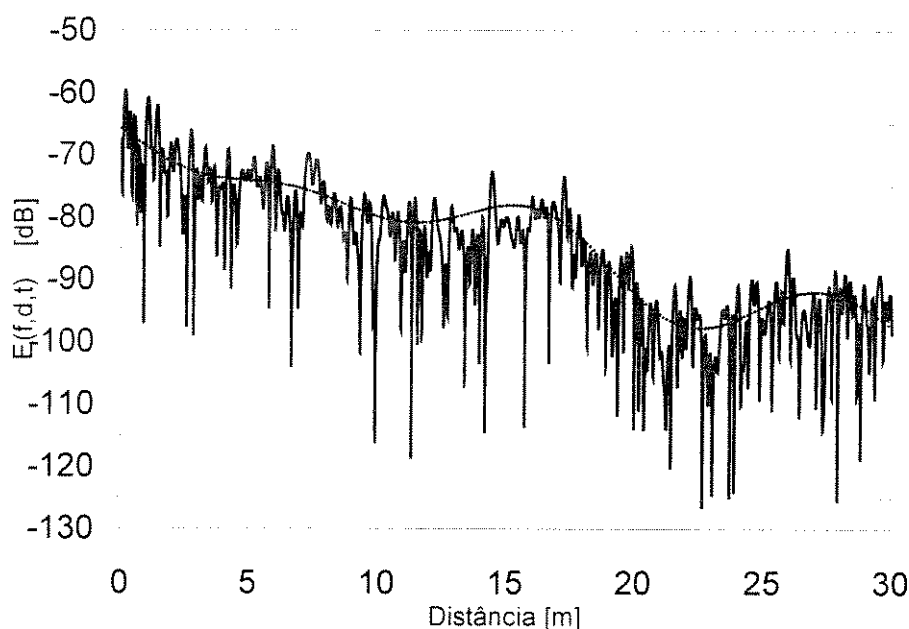


Figura 2.1: Desvanecimento obtido por simulação

Observe, da Figura 2.1, que o sinal recebido é atenuado continuamente devido às perdas de propagação. Além disso a potência do sinal sofre variações lentas devido ao efeito de sombreamento e variações rápidas devido à propagação por múltiplos percursos. Desta forma os fenômenos de propagação no meio móvel podem ser analisados sob três aspectos distintos [3]:

- ***perdas de percurso***, caracterizado pelas atenuações do sinal devido à distância, frequência, altura das antenas, topografia do terreno, etc.
- ***variações de longo prazo***, caracterizadas pelo fenômeno de sombreamento.
- ***variações de curto prazo***, caracterizadas pelo efeito de propagação do sinal por múltiplos percursos.

Esses fenômenos serão analisados a seguir de forma separada.

2.3 PERDAS DE PERCURSO

A predição das perdas de percurso constitui um passo de grande importância no planejamento de um sistema rádio móvel. Como já foi comentado, o sinal transmitido pela estação base chega à unidade móvel atenuado. As perdas são devidas à propagação no espaço livre e às perdas próprias da característica topográfica do terreno sobre o qual o sinal se propaga. Uma grande variedade de métodos analíticos e empíricos têm sido propostos para realizar esta estimativa [3]. A seguir, descrevem-se dois destes métodos que serão implementados na plataforma de simulação.

2.3.1 Modelo logarítmico de perdas (*Log-distance model*)

Considere um sinal de comprimento de onda λ se propagando no canal rádio móvel. Se $\bar{P}_t$ é a potência média do sinal transmitido, então a potência média $\bar{P}_r$ do sinal recebido a uma distância d do ponto de transmissão pode ser calculada por [12]:

$$\bar{P}_r(d) = \bar{P}_t K d^{-\Gamma} \quad (2.1)$$

onde K depende do ganho e altura das antenas transmissora e receptora e da frequência de transmissão e Γ representa o coeficiente de perda de percurso. O valor que esta variável pode assumir varia em função das características de propagação. A Tabela 2.1 apresenta uma lista dos possíveis valores da variável Γ em diversas condições de propagação [15].

Define-se a perda de percurso média, ou *path-loss*, como a razão da potência recebida à potência transmitida, expressa em dB, $\bar{L}(d) = 10 \log[\bar{P}_t(d) / \bar{P}_t]$. Admitindo-se uma dada condição fixa, então K é uma constante e a relação entre a potência recebida, a uma distância d , e a potência recebida, a uma distância referência d_0 , pode ser descrita como:

$$\frac{\bar{P}_r(d)}{\bar{P}_r(d_o)} = \left(\frac{d}{d_o} \right)^{-\Gamma} \quad (2.2)$$

Usualmente os cálculos de potência são realizados tendo como base o valor de potência medido na distância de referência d_o que pode assumir valores que vão de 1 km para ambientes macro celulares, a 1 m, para ambientes micro celulares. Dado que a perda de percurso para a distância de referência é dada por $\bar{L}(d_o) = \bar{P}_r(d_o) / \bar{P}_t$, é possível escrever a perda de percurso para a distância de interesse como:

$$\begin{aligned} \bar{L}(d) &= 10 \log \left[\frac{\bar{P}_r(d)}{\bar{P}_t} \right] \\ &= 10 \log \left[\frac{\bar{P}_r(d)}{\bar{P}_r(d_o)} \bar{L}(d_o) \right] \end{aligned} \quad (2.3)$$

Usando-se a Equação 2.2 e aplicando-se propriedades de logaritmos temos:

$$\begin{aligned} \bar{L}(d) &= \bar{L}(d_o) + 10 \log \left(\frac{d}{d_o} \right)^{-\Gamma} \quad \text{dB} \\ \bar{P}_r(d) &= \bar{P}_t - \bar{L}(d) \quad \text{dB} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Esta equação, junto aos valores de Γ da Tabela 2.1, permitem, de uma forma simples, o cálculo das perdas de percurso do sistema.

Tabela 2.1: Fatores de perda de percurso para diversos ambientes de propagação

Meio de propagação	Γ
Espaço Livre	2
Áreas urbanas	2,7 a 3,5
Áreas urbanas com sombreamento	3 a 5
Propagação <i>indoor</i> (sem linha de visada)	4 a 6
Propagação <i>outdoor</i> (com linha de visada)	1,6 a 1,8

2.3.2 Modelo de perdas de Hata (*Hata model*)

Com o objetivo de determinar a intensidade do sinal recebido em diversos ambientes de propagação, surgiram vários métodos empíricos baseados em medidas de campo. Basicamente, esses métodos se aplicam a determinadas condições específicas e trabalham com fatores de correção para cobrir outras condições de propagação. A seguir descreve-se, brevemente, o modelo proposto por Hata [16].

O modelo de Hata mostra, em equações, as curvas obtidas por Okumura [12]. O modelo de Hata é limitado para determinadas condições de propagação e é aplicável apenas para áreas quase planas [16]. De acordo com este método a expressão matemática para o cálculo da mediana da perda de percurso é dada por:

Para áreas urbanas

$$\bar{L}_{urb} = 69,55 + 26,16 \log f_c - 13,82 \log h_t - a(h_r) + (44,9 - 6,55 \log h_t) \log d \quad \text{dB} \quad (2.5)$$

onde a frequência de portadora f_c , a altura da antena de transmissão h_t , e a distância d entre o transmissor e o receptor, devem seguir as seguintes restrições:

$$\begin{aligned} 150 &\leq f_c \leq 1500 & (f_c \text{ em MHz}) \\ 30 &\leq h_t \leq 200 & (h_t \text{ em m}) \\ 1 &\leq d \leq 20 & (d \text{ em km}) \end{aligned} \quad (2.6)$$

$a(h_r)$ é um fator de correção para a altura da antena da unidade móvel que é função da área de cobertura e que pode ser calculado como:

1. Para cidades pequenas ou médias (baixa densidade de prédios)

$$a(h_r) = (1,1 \log f_c - 0,7) h_r - (1,56 \log f_c - 0,8) \quad (2.7)$$

2. Para cidades grandes (alta densidade de prédios)

$$a(h_r) = \begin{cases} 8,29(\log 1,54 h_r)^2 - 1,1 & f \leq 200 \text{ MHz} \\ 3,2(\log 11,75 h_r)^2 - 4,97 & f \geq 400 \text{ MHz} \end{cases} \quad (2.8)$$

Em ambos os casos $1 \leq h_r \leq 10$ m

Para áreas suburbanas

$$\bar{L}_{subh} = \bar{L}_{urb} - 2[\log(f_c / 28)]^2 - 5,4 \quad \text{dB} \quad (2.9)$$

Para áreas abertas ou rurais

$$\bar{L}_{rural} = \bar{L}_{urb} - 4,78(\log f_c)^2 - 18,33 \log f_c - 40,94 \quad \text{dB} \quad (2.10)$$

O método de Hata proporciona resultados muito próximos aos obtidos seguindo o método de Okumura. As expressões obtidas por este método são fáceis de implementar num microcomputador e são exploradas na plataforma de simulação desenvolvida.

A importância da implementação de blocos que simulem perdas de percurso está no fato de, posteriormente, permitir a simulação ou o estudo de algoritmos de controle de potência usando-se atenuações próximas de situações reais.

2.4 VARIAÇÕES DE LONGO PRAZO

Neste ponto, é interessante fazer algumas considerações adicionais a respeito do percurso do móvel dentro da área de cobertura de uma estação base. Observe que, ao se deslocar, o móvel passará por vários ambientes com diferentes constantes Γ de atenuação. Neste sentido, a potência do sinal recebido pela unidade móvel flutua em torno do seu valor médio definido, pela Equação 2.4.

Medidas de campo [17] mostraram que para qualquer valor de d , a perda de percurso $L(d)$ é aleatória com distribuição *log-normal* (normal em dB) em torno da perda média de percurso. Isto é:

$$L(d) = \bar{L}(d) + X_\sigma \quad \text{dB} \quad (2.11)$$

onde X_σ é uma variável aleatória Gaussiana (em dB) de média zero e desvio padrão σ (medido em dB). Como $L(d)$ é uma variável aleatória com distribuição normal, a

potência do sinal recebido $P_r(d)$ terá a mesma distribuição. A potência do sinal recebido, considerando sombreamentos, pode então ser descrita por:

$$P_r(d) = \bar{P}_r + L(d) \quad \text{dB} \quad (2.12)$$

De acordo com as definições anteriores, a função de densidade de probabilidade da potência do sinal recebido, medida em dB, é dada por:

$$pdf(P_r[dB]) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_L} \exp\left[-\frac{(P_r[dB] - \bar{P}_r[dB])^2}{2\sigma_L^2}\right] \quad (2.13)$$

o desvio padrão σ_L é objeto de muitas considerações, pois depende de diversos fatores tais como meio ambiente, distância, frequência, etc. Este desvio padrão usualmente está na faixa de 4 - 12 dB [17]. A Equação 2.13 pode ser utilizada para a determinação da área de cobertura do sistema rádio móvel [18].

2.5 VARIAÇÕES DE CURTO PRAZO

Além das perdas de percurso e sombreamentos estudadas nas seções anteriores, a propagação das ondas de rádio por diferentes trajetórias introduz efeitos adicionais, como desvanecimento rápido (*multipath fading*), espalhamento de frequência (*Doppler effect*), e espalhamento temporal (*delay spread*) do sinal.

O sinal transmitido percorre vários caminhos. Cada percurso modifica o sinal de maneira diferente no que diz respeito à atenuação e variação de sua fase. A composição vetorial desses sinais na antena receptora se manifesta como variações rápidas da intensidade do sinal recebido. Estas variações são bem pronunciadas e têm um efeito muito forte na qualidade da comunicação, principalmente em sistemas de comunicação digital de banda estreita.

O efeito *Doppler* ocorre devido ao deslocamento do móvel. A frequência do sinal recebido sofre um desvio conforme a velocidade de deslocamento do móvel. Esta variação depende da frequência de transmissão f_c e do ângulo Φ_n de chegada do sinal com relação ao vetor velocidade do móvel [17].

O espalhamento temporal do sinal transmitido pode ser visualizado através do seguinte exemplo. Considere a transmissão de apenas um impulso. Devido à propagação por múltiplos percursos, o sinal recebido aparece como um trem de impulsos com diferentes atrasos e amplitudes no receptor. Este efeito é conhecido como *delay spread* e, dependendo da taxa de transmissão, pode ser prejudicial ou favorável ao processo de recepção. Se repetirmos o experimento anterior uma e outra vez, pelo fato de o móvel estar-se deslocando, observaremos mudanças na amplitude e nos atrasos relativos entre impulsos recebidos. Usualmente o número de impulsos também varia (veja a Figura 2.2).

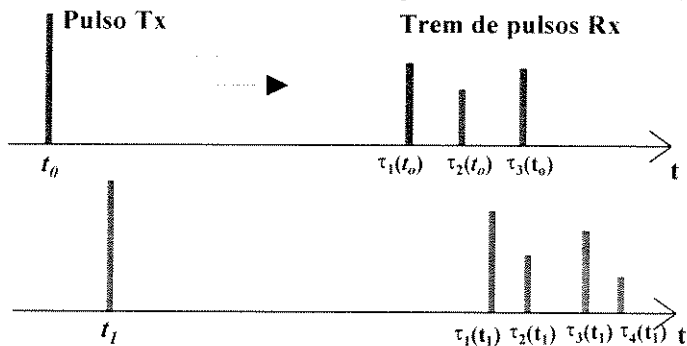


Figura 2.2: Ilustração do "Delay Spread"

Para fins de análise quantitativa e de entendimento do fenômeno da propagação por múltiplos percursos, é conveniente imaginar que o transmissor e receptor do sistema são os focos de várias elipses, onde cada elipse define um conjunto de sinais com o mesmo atraso de propagação (veja a Figura 2.3).

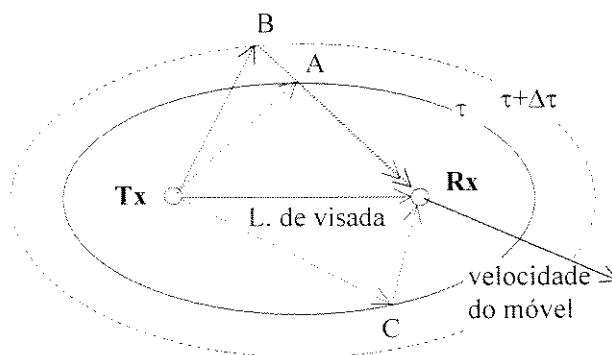


Figura 2.3: Propagação por múltiplos percursos

Observe dessa figura que se considerarmos superfícies refletoras localizadas nos pontos A, B e C, temos que os percursos $T_x A R_x$ e $T_x C R_x$ têm o mesmo atraso (propriedade geométrica da elipse) mas ângulo de chegada diferente e os percursos $T_x B R_x$ e $T_x A R_x$ têm o mesmo ângulo de chegada mas atrasos diferentes. Assim que o móvel se desloca, as elipses refletoras também mudam. Portanto, se em um dado instante um refletor estava dentro da região de feixes refletidos de importância, num outro instante pode não estar mais. Isto mostra a natureza variável do canal e ilustra as características de propagação por múltiplos percursos.

2.6 RESPOSTA AO IMPULSO

A resposta ao impulso é uma **caracterização em banda larga do canal**. A resposta impulsiva do canal contém toda a informação necessária para a simulação ou análise de qualquer tipo de transmissão sobre o canal. A resposta impulsiva do canal é também de grande utilidade para estimar ou comparar o desempenho de diferentes sistemas de comunicação para uma determinada condição de propagação.

A fim de se determinar a resposta impulsiva do canal rádio móvel examinemos os efeitos do canal sobre um sinal modulado de banda passante $s(t)$, dado por:

$$s(t) = \text{Re}[\tilde{s}(t)\exp(j2\pi f_c t)] \quad (2.14)$$

onde $\tilde{s}(t)$ representa o sinal complexo de banda base equivalente que será transmitido. Na propagação por múltiplos percursos, como foi observado no item anterior, associado a cada percurso existe um atraso de propagação e um fator de atenuação. Devido à mudança da estrutura do meio, tanto o fator de atenuação quanto o atraso de propagação são variáveis no tempo. Assim, o sinal recebido em banda passante, sem considerar o ruído aditivo, pode ser expresso da seguinte forma:

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (2.15)$$

onde $\alpha_n(t)$ e $\tau_n(t)$ representam o fator de atenuação e o atraso de propagação do sinal recebido pelo n -ésimo percurso. Substituindo-se $s(t)$ da Equação 2.14 na Equação 2.15, temos:

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \sum_n \alpha_n(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] \tilde{s}[t - \tau_n(t)] \right\} \exp(j2\pi f_c t) \quad (2.16)$$

Comparando a Equação 2.16 com a Equação 2.14, nota-se que o sinal equivalente de banda base recebido é dado por:

$$\tilde{x}(t) = \sum_n \alpha_n(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] \tilde{s}[t - \tau_n(t)] \quad (2.17)$$

Considere, agora, que tenha sido transmitido um impulso no instante $t = t_o$, i.e. $\tilde{s}(t) = \delta(t - t_o)$. Sob essa consideração, é possível escrever a Equação 2.17 como:

$$\tilde{h}(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (2.18)$$

onde $\tau = t - t_o$. A Equação 2.18 introduz a notação $\tilde{h}(\tau; t)$ para representar a resposta ao impulso, em banda base equivalente, do canal com propagação por múltiplos percursos. A resposta impulsiva $\tilde{h}(\tau; t)$ caracteriza totalmente o canal e é função de τ e t . A variável

t representa as variações temporais do canal devido ao movimento, enquanto que τ representa o espalhamento dos atrasos para um valor fixo de t .

Se considerarmos a resposta impulsiva como sendo invariante por trechos, ou minimamente estacionária no sentido amplo, então usando $\theta_n = 2\pi f_c \tau_n$, a Equação 2.18 pode ser reescrita de forma mais simples como:

$$\tilde{h}(\tau) = \sum_n \alpha_n e^{-j\theta_n} \delta(\tau - \tau_n) \quad (2.19)$$

A seguir apresentam-se algumas considerações em relação à variação da fase da Equação 2.19 em função da velocidade do móvel. Para esse fim, suponha um móvel se movimentando do ponto A ao ponto A', com velocidade constante v , e formando um ângulo γ em relação ao eixo x . Suponha, também, que a unidade móvel receba o sinal do n -ésimo percurso desde o ponto R ao longo de sua trajetória (veja a Figura 2.4):

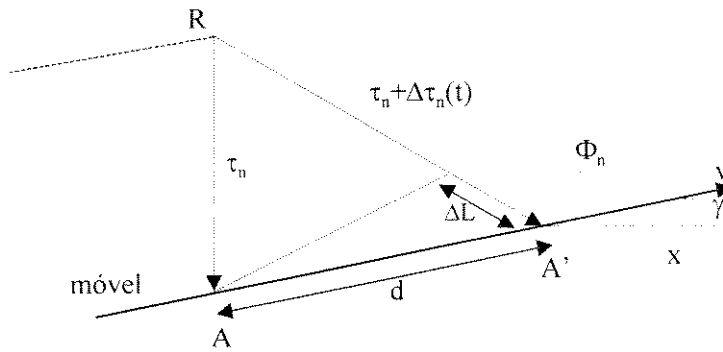


Figura 2.4: Ilustração do deslocamento Doppler

Observe, da Figura 2.4, que existe um incremento de aproximadamente $\Delta L \approx d \cos(\Phi_n - \gamma)$ do percurso R-A', em relação ao percurso inicial R-A. Portanto, a diferença de fase entre os dois percursos é:

$$\begin{aligned}\Delta\theta_n &= 2\pi f_c \Delta\tau_n \\ &= \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda_c} \cos(\Phi_n - \gamma)\end{aligned}\quad (2.20)$$

onde $\lambda_c = c / f_c$ é o comprimento de onda da portadora e c representa a velocidade da luz no meio de propagação. O desvio de frequência, para cada percurso, devido ao movimento do móvel é dado por:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\theta_n}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda_c} \cos(\Phi_n - \gamma) \quad (2.21)$$

Usando-se essa notação é possível escrever a Equação 2.19 em função do deslocamento Doppler como:

$$\tilde{h}(\tau) = \sum_n \alpha_n e^{-j(2\pi f_d + \psi_n)\tau} \delta(\tau - \tau_n) \quad (2.22)$$

onde ψ_n é a fase do n -ésimo percurso.

Resta fazer alguns comentários em relação às estatísticas da resposta impulsiva definida pelas Equações 2.18 e 2.19. Observe, da Figura 2.3, que existem percursos com o mesmo atraso mas com diferentes ângulos de chegada (desvios Doppler diferentes). Além disso, é claro que cada fator α_n pode variar de percurso a percurso, inclusive mantendo o mesmo atraso de propagação. Deste modo, a Equação 2.18, ou equivalentemente a Equação 2.19, é uma soma para cada percurso τ_n . Como α_n e Φ_n são aleatórios, o teorema do limite central nos permite pensar em $\tilde{h}(\tau; t)$ como sendo um processo estocástico Gaussiano complexo de média zero para a variável t . Nessa situação, a envoltória $|\tilde{h}(\tau; t)|$ tem distribuição **Rayleigh**. Se a média do processo for diferente de zero a envoltória $|\tilde{h}(\tau; t)|$ terá distribuição **Rice** [17] ou **Nakagami** [19]. Esta última distribuição é de interesse para este projeto e será objeto de maior análise no Capítulo 3.

2.6.1 Espalhamento temporal e largura de banda de coerência

As definições de Espalhamento Temporal e Largura de Banda de Coerência, junto às características do sinal que está sendo transmitido, permitem identificar o comportamento do canal.

Sob a suposição de que a Equação 2.18 representa um processo estocástico estacionário no sentido amplo, podemos definir a função de autocorrelação de $\tilde{h}(\tau; t)$ como sendo [20]:

$$R_{hh}(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[\tilde{h}^*(\tau_1; t) \tilde{h}(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.23)$$

Na maior parte das situações, as atenuações e deslocamentos de fase de dois percursos são descorrelacionados. Isto é conhecido como propagação por múltiplos percursos descorrelacionados ou “uncorrelated scattering”. Introduzindo-se esse conceito na Equação 2.23 temos:

$$R_{hh}(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = R_{hh}(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.24)$$

Se avaliarmos a Equação 2.24 em $\Delta t=0$, o valor da função de autocorrelação $R_{hh}(\tau; 0) \equiv R_{hh}(\tau)$ resultante é simplesmente a potência média na saída do canal em função do atraso τ . Por essa razão $R_{hh}(\tau)$ é conhecida como o perfil de potência de multipercurso ou “multipath intensity profile”:

$$R_{hh}(\tau) = \frac{1}{2} E[|\tilde{h}(\tau; t)|^2] \quad (2.25)$$

Na prática, o perfil de potência do canal pode ser medido. Medidas e métodos de medida reais de $R_{hh}(\tau)$ são apresentadas nas Referências 21, 22, 23. Tipicamente, a função $R_{hh}(\tau)$ pode apresentar-se como mostrado na Figura 2.5.

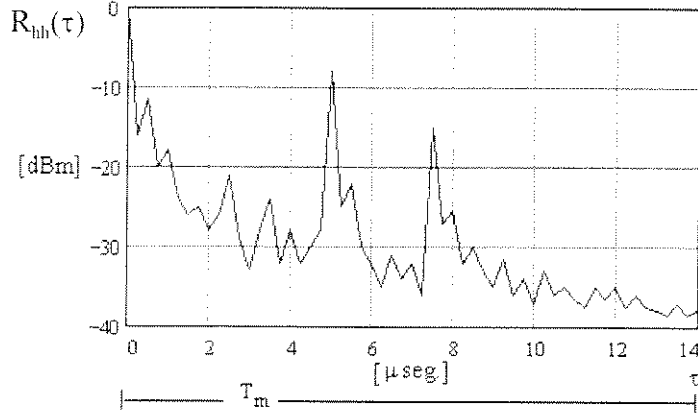


Figura 2.5: Perfil médio de potência de multipercurso típico do canal móvel

A extensão de valores de τ , para os quais $R_{hh}(\tau)$ é essencialmente diferente de zero, é conhecido como espalhamento temporal do canal ou “*multipath delay spread*” e é denotado por T_m .

Uma forma alternativa de se caracterizar o canal pode ser feita no domínio da frequência. A função de transferência do canal pode ser obtida avaliando-se a transformada de Fourier de $\tilde{h}(\tau; t)$ em relação a τ :

$$\tilde{H}(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{h}(\tau; t) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (2.26)$$

Sob a suposição de $\tilde{H}(f; t)$ ser um processo estocástico estacionário no sentido amplo, define-se função de correlação da função de transferência como [20]:

$$R_{HH}(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[\tilde{H}^*(f_1; t) \tilde{H}(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.27)$$

A partir desta equação e usando as Equações 2.24 e 2.26 pode-se demonstrar [20] que:

$$R_{HH}(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} R_{hh}(\tau; \Delta t) \exp[j2\pi\tau(f_1 - f_2)] d\tau \equiv R_{HH}(\Delta f; \Delta t) \quad (2.28)$$

onde $\Delta f = f_2 - f_1$. Observe da Equação 2.28 que $R_{HH}(\Delta f; \Delta t)$ é a transformada de Fourier do perfil de potência do canal. Se considerarmos $\Delta t=0$, então $R_{HH}(\Delta f; 0) \equiv R_{HH}(\Delta f)$, e a Equação 2.28 pode ser escrita como:

$$R_{HH}(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{hh}(\tau) \exp(-j2\pi\Delta f\tau) d\tau \quad (2.29)$$

Na prática, esta expressão pode ser medida transmitindo-se um par de senóides ,separadas em Δf , e calculando-se a correlação cruzada dos sinais recebidos.

Como $R_{HH}(\Delta f)$ é uma função de autocorrelação na variável de frequência, ela provê uma medida da coerência em frequência do canal. Pelo fato de $R_{HH}(\Delta f)$ e $R_{hh}(\tau)$ estarem relacionadas através da transformada de Fourier, o recíproco do espalhamento temporal representa a banda de coerência do canal [20]:

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.30)$$

Deste modo, duas senóides com separação de frequência maior que $(\Delta f)_c$ são perturbadas pelo canal de forma diferente. Dado esse resultado e considerando-se um sinal modulado de largura de banda B_w , existem dois tipos diferentes de propagação no canal de rádio móvel, os quais podem ser:

1. se $B_w < (\Delta f)_c$ então todas as componentes espectrais do sinal são afetadas de uma forma muito parecida e o canal é conhecido como “plano” ou não seletivo em frequência.
2. se $B_w > (\Delta f)_c$ então as componentes espectrais do sinal são afetadas de forma diferente e o canal é conhecido como sendo um canal “seletivo” em frequência.

2.6.2 Espalhamento Doppler e coerência temporal

A fim de se relacionar o efeito Doppler com as variações temporais do canal, avalia-se a transformada de Fourier de $R_{HH}(\Delta f; \Delta t)$, em relação a Δt , da seguinte forma:

$$S_{HH}(\Delta f; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{HH}(\Delta f; \Delta t) \exp(-j2\pi\lambda\Delta t) d\Delta t \quad (2.31)$$

com $\Delta f = 0$ e $S_{HH}(0, \lambda) \equiv S_{HH}(\lambda)$, a Relação 2.31 fica

$$S_{HH}(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{HH}(\Delta t) \exp(-j2\pi\lambda\Delta t) d\Delta t \quad (2.32)$$

A função $S_{HH}(\lambda)$ é um espectro de potência que representa a intensidade do sinal como uma função da frequência Doppler λ . Conseqüentemente, é conhecido como o espectro Doppler do canal. Observe que, se o canal for invariante no tempo, i.e., a unidade móvel e os refletores estiverem estáticos, $R_{HH}(\Delta t) = \text{cte.}$, e $S_{HH}(\lambda) = \delta(\lambda)$. Logo, não existem desvios espectrais do sinal transmitido. Esta situação é provável em sistema *WLL* (*Wireless Local Loop*) onde o usuário é fixo.

A extensão de valores de λ , para os quais $S_{HH}(\lambda)$ é essencialmente diferente de zero, é conhecida como espalhamento Doppler f_{dm} do canal. Como $S_{HH}(\lambda)$ é a transformada de Fourier de $R_{HH}(\Delta t)$, o recíproco de f_{dm} é uma medida da coerência temporal do canal.

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{f_{dm}} \quad (2.33)$$

Da Equação 2.33 é fácil inferir que um canal que varia lentamente no tempo tem uma coerência temporal grande ou, equivalentemente, um espalhamento Doppler pequeno. Dado esse resultado e considerando um sinal modulado, de duração de símbolo T_c , a propagação no canal pode ser de dois tipos:

1. se $T_c < (\Delta t)_c$ então as variações do canal são lentas se comparadas com as variações do sinal modulado. O canal é conhecido como lento ou *slow fading*.
2. se $T_c > (\Delta t)_c$ então as variações do canal são rápidas se comparadas com as variações do sinal modulado. O canal é conhecido como rápido ou *fast fading*.

É possível demonstrar que para a situação de se ter uma antena omnidirecional no receptor, i.e. distribuição uniforme do ângulo de chegada ao móvel ($pdf(\Phi) = 1/2\pi$) e sob a suposição de se transmitir uma portadora não modulada, o aspecto particular que $S_{HH}(\lambda)$ assume é o seguinte [17]:

$$S_{HH}(\lambda) = \frac{\sigma^2}{\pi \sqrt{f_{dm}^2 - (\lambda - f_c)^2}} \quad (2.34)$$

onde σ^2 é a potência média de $\tilde{h}(t;\tau)$ e f_{dm} representa a máxima frequência Doppler. A Equação 2.34 está traçada na Figura 2.6

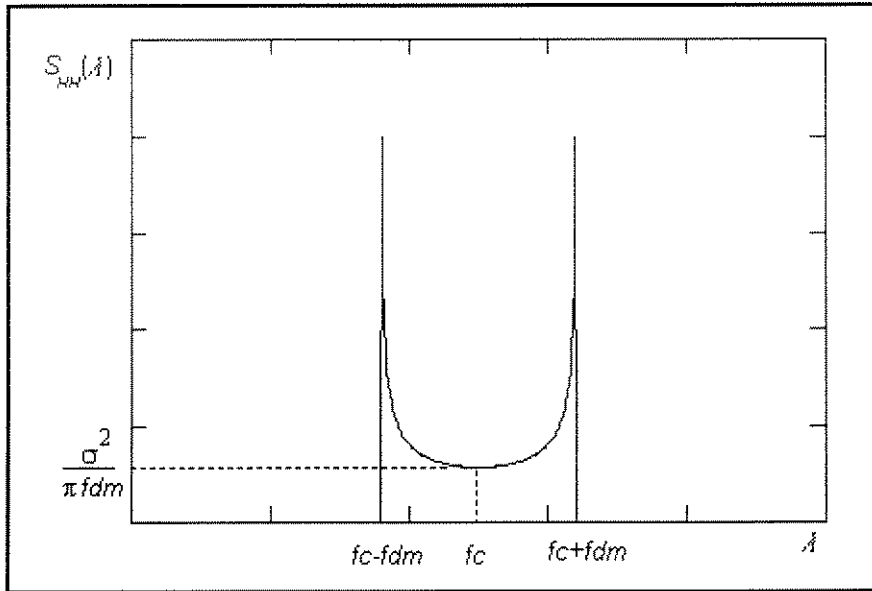


Figura 2.6: Espectro de Frequência Doppler

2.6.3 Função espalhamento do canal

Como cada percurso pode ser descrito por:

- um ângulo de chegada (correspondentemente um desvio Doppler)
- um atraso de propagação

é possível representar graficamente a energia do sinal recebido num plano de duas dimensões. Um eixo desse plano é o desvio Doppler enquanto que o outro representa os atrasos de propagação. Nesse sentido, e para completar a caracterização estatística do canal rádio móvel, calculamos a transformada de Fourier da função de correlação $R_{hh}(\tau; \Delta t)$ com relação à variável Δt [20]:

$$S(\tau; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{hh}(\tau; \Delta t) \exp(-j2\pi\lambda\Delta t) d\Delta t \quad (2.35)$$

Esta função é conhecida como função de espalhamento do canal, ou “Scattering function”, e proporciona uma medida da potência média de saída do canal em função do atraso τ e do desvio Doppler λ .

2.7 ENVOLTÓRIA DO SINAL RECEBIDO

Considere desta vez a transmissão de um sinal não modulado. Isto é equivalente a fazer $\tilde{s}(t) = 1$ na Equação 2.16. Se considerarmos que o canal é estacionário no sentido amplo, o sinal recebido em banda passante é dado por :

$$x(t) = \text{Re} \left(\sum_n \alpha_n e^{-j\theta_n} e^{j2\pi f_c t} \right) \quad (2.36)$$

Usando-se notação equivalente, o sinal recebido, em banda passante na unidade móvel, pode ser descrito em função de suas componentes fase-quadratura:

$$x(t) = x_c(t)\cos 2\pi f_c t - x_s(t)\sin 2\pi f_c t \quad (2.37)$$

onde $x_c(t)$ e $x_s(t)$ são as componentes fase e quadratura do sinal banda passante $x(t)$, respectivamente:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= \sum_n \alpha_n \cos \theta_n \\ x_s(t) &= \sum_n \alpha_n \sin \theta_n \end{aligned} \quad (2.38)$$

Com essa representação, a envoltória $r(t)$ e a fase $\phi(t)$ do sinal $x(t)$ são dados por:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sqrt{x_c^2(t) + x_s^2(t)} \\ \phi(t) &= \tan^{-1} \left[\frac{x_s(t)}{x_c(t)} \right] \end{aligned} \quad (2.39)$$

Uma grande variedade de modelos tem sido proposta para a caracterização da envoltória e da fase do sinal recebido nesta situação. A seguir, apresenta-se apenas uma análise do desvanecimento Rayleigh e Rice. Por fazer parte integrante de uma das contribuições deste trabalho de tese, o desvanecimento Nakagami (Referência 24), estará detalhado separadamente no Capítulo 3.

2.7.1 Desvanecimento Rayleigh

Observe que as componentes fase e quadratura da envoltória, a qualquer instante t_o , estão constituídas pela soma de vários termos. Se considerarmos que todos os termos da somatória são aleatórios com distribuição idêntica e independente, pelo teorema do limite central, pode-se afirmar que, para um número grande de termos, tanto $x_c(t_o)$ quanto $x_s(t_o)$ tendem a variáveis Gaussianas de média zero.

Dado que as componentes em fase e em quadratura da envoltória são Gaussianas independentes de média zero, as funções de densidade de probabilidade de $r(t_o)$ e $\phi(t_o)$ são dadas por [3]:

$$pdf(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.40)$$

$$pdf(\varphi) = \frac{1}{2\pi} ; 0 \leq \varphi \leq 2\pi$$

onde $E[x_c^2] = E[x_s^2] = \sigma^2$ é a variância das componentes em fase e em quadratura do sinal recebido. Quando a envoltória do sinal recebido segue a distribuição da Equação 2.40 o canal é conhecido como sendo um canal com desvanecimento Rayleigh. Medidas de campo em condições de obstrução da linha de visada confirmam a veracidade deste modelo.

O valor médio da envoltória é dado por:

$$E[r] = \bar{r} = \int_0^\infty r pdf(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (2.41)$$

enquanto que o valor quadrático médio, ou potência normalizada de $r(t_o)$, é dado por:

$$E[r^2] = \overline{r^2} = \int_0^\infty r^2 pdf(r) dr = 2\sigma^2 \quad (2.42)$$

Usando-se este último resultado, podemos escrever a primeira expressão da Equação 2.40 em função da potência normalizada como:

$$pdf(r) = \frac{2r}{\overline{r^2}} \exp\left(-\frac{r^2}{\overline{r^2}}\right) \quad (2.43)$$

A distribuição cumulativa $cdf_r(R)$ da envoltória é dada por [3]:

$$cdf_r(R) = prob(r \leq R) = \int_0^R pdf_r(\rho) d\rho = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{\overline{r^2}}\right) \quad (2.44)$$

2.7.2 Desvanecimento Rice

O modelo para desvanecimento Rice é similar àquele apresentado para o desvanecimento Rayleigh, exceto que no desvanecimento Rice existe uma componente de propagação dominante. A componente dominante usualmente chega ao receptor em

condições de propagação onde existe linha de visada entre o ponto transmissor e receptor. A fim de se obter a função de densidade da envoltória $r(t_o)$, observa-se que desta vez, devido à componente de propagação dominante, as componentes em fase e em quadratura do sinal recebido são dadas por:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= C_d \cos \Theta + \sum_n \alpha_n \cos \theta_n \\ x_s(t) &= C_d \sin \Theta + \sum_n \alpha_n \sin \theta_n \end{aligned} \quad (2.45)$$

onde C_d e Θ são a amplitude e fase do sinal que chega ao receptor de forma direta. Nesta situação, o teorema do limite central estabelece que as componentes em fase e em quadratura, $x_c(t_o)$ e $x_s(t_o)$, são duas variáveis Gaussianas com média diferente de zero.

Este tipo de propagação é análogo ao da transmissão de uma senóide em ambiente ruidoso e foi amplamente estudado por Rice [12]. Nestas condições, estabeleceu-se que a função de densidade de probabilidade da envoltória do sinal recebido é dada por [12]:

$$pdf(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + C_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{C_d r}{\sigma^2}\right) \quad (2.46)$$

onde C_d^2 é a potência recebida considerando-se apenas a componente direta, $I_0(\cdot)$ é a função Bessel modificada de ordem zero e $2\sigma^2$ representa a potência recebida considerando-se apenas os sinais espalhados.

Define-se o fator de Rice como a razão entre a potência recebida através da componente direta e a potência recebida através do múltiplo percurso:

$$k = \frac{C_d^2}{2\sigma^2} \quad (2.47)$$

A Equação 2.43 pode ser reescrita, em função do parâmetro k e do valor quadrático médio da envoltória recebida, como:

$$pdf(r) = (1+k)e^{-k} \frac{2r}{r^2} \exp\left(-\frac{1+k}{r^2} r^2\right) I_0\left(\sqrt{\frac{4k(1+k)}{r^2}} r\right) \quad (2.48)$$

Esta expressão é de grande utilidade para realizar comparações com outros tipos de desvanecimentos, pois permite trabalhar com valores normalizados de potência.

2.7.3 Estatísticas de segunda ordem

As estatísticas de segunda ordem basicamente estabelecem a taxa de cruzamentos por um determinado nível (LCR – *Level Crossing Rate*) e a duração média de cada desvanecimento (AFD - *Average Fade Duration*) da envoltória recebida. Tanto o LCR quanto o AFD são duas estatísticas de grande importância pois possibilitam o projeto dos códigos de proteção e detecção de erros e o dos esquemas de diversidade a serem utilizados num sistema de comunicação móvel. Através destas estatísticas é possível relacionar a velocidade de variação do sinal recebido com a velocidade do móvel.

Apresentam-se, a seguir, as estatísticas para o desvanecimento Rayleigh e Rice. As estatísticas de segunda ordem para o desvanecimento Nakagami serão apresentadas como contribuição deste trabalho, no Capítulo 3.

2.7.3.1 Taxa de cruzamento de nível (LCR)

Define-se a taxa de cruzamento de nível como a taxa com que a envoltória do sinal recebido, normalizada em relação ao seu valor *rms*, cruza um determinado limiar de potência em sentido positivo (de baixo para cima). Se o sinal cruza N vezes um nível R durante um período de tempo T , então, em média, a taxa de cruzamento de nível é N/T .

Em termos estatísticos, o LCR pode ser calculado através de [3]:

$$N_R = \int_0^\infty \dot{r} pdf(\dot{r}, r = R) d\dot{r} \quad (2.49)$$

É bem conhecido que o resultado dessa integral, para o desvanecimento Rayleigh, é dado por [3]:

$$N_R = \sqrt{2\pi} f_{dm} \rho \exp(-\rho^2) \quad (2.50)$$

onde f_{dm} é a frequência Doppler máxima, $\rho = R/r_{rms}$ e $r_{rms} = \sqrt{E[r^2]}$. Na Referência 25 demonstra-se que a taxa de cruzamento de nível para o sinal recebido em ambiente Rice é dada por:

$$N_R = \sqrt{2\pi(1+k)} f_{dm} \rho \exp[-(1+k)\rho^2 - k] I_0(2\sqrt{k(1+k)}\rho) \quad (2.51)$$

Além da utilidade que estas estatísticas proporcionam durante o projeto de um sistema de comunicação móvel, elas proporcionam meios de se validar a implementação de simuladores do canal.

2.7.3.2 Duração média dos desvanecimentos (AFD)

Define-se a duração média dos desvanecimentos como o tempo médio em que a envoltória do sinal recebido, normalizada em relação ao seu valor *rms*, fica abaixo de um determinado nível R . A determinação da duração média dos desvanecimentos é importante para a determinação do tamanho de quadro e dos blocos de *interleaving* num sistema de comunicação móvel. Estatisticamente, o AFD pode ser avaliado a partir da seguinte expressão [3]:

$$T_R = \frac{\text{prob}(r \leq R)}{N_R} = \frac{1}{N_R} \int_0^R \text{pdf}(r) dr \quad (2.52)$$

Para a situação Rayleigh a Equação 2.52 é dada por [3]:

$$T_R = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\sqrt{2\pi} \rho f_{dm}} \quad (2.53)$$

Na Referência 25 demonstra-se que a duração média dos desvanecimentos para o sinal recebido em ambiente Rice é dada por:

$$T_R = \frac{\sqrt{2(1+k)}}{\sqrt{\pi} f_{dm}} \int_0^{\infty} \frac{g \exp[(1+k)(\rho^2 - g^2)] I_0(2g\sqrt{k(1+k)})}{\rho I_0(2\rho\sqrt{k(1+k)})} dg \quad (2.54)$$

As curvas da função densidade de probabilidade, *pdf*, da distribuição cumulativa, *cdf*, da taxa de cruzamento de nível, LCR, e da duração média dos desvanecimentos, AFD, para os sinais Rayleigh e Rice serão apresentadas no Capítulo 3, de forma conjunta com o desvanecimento Nakagami.

2.8 CANAIS SELETIVOS E NÃO SELETIVOS EM FREQUÊNCIA

De acordo com a análise apresentada nas Seções 2.6.1 e 2.6.2, existem dois tipos de comportamento do canal devido à dispersão do atraso, e dois tipos de desvanecimento devido ao espalhamento Doppler. A dispersão temporal do sinal se deve à propagação por múltiplos percursos e não tem relação nenhuma com a velocidade do móvel. Já o espalhamento Doppler está relacionado com o movimento da unidade móvel ou do canal e não tem relação nenhuma com os atrasos introduzidos devido à propagação por múltiplos percursos.

A classificação dos canais do ponto de vista do espalhamento dos atrasos foi realizada comparando-se a largura de banda do sinal transmitido B_w com a largura de banda de coerência do canal $(\Delta f)_c$. Baseado nessa comparação, se estabeleceu que o canal pode ser “seletivo em frequência” ou “plano”. Desvanecimento “plano” implica que o canal apresenta resposta de amplitude constante sobre uma banda de frequências que é maior que aquela do sinal transmitido. Desvanecimento “seletivo” implica que o canal apresenta resposta plana de frequência para bandas menores que a banda do sinal transmitido. Este último comportamento é o mais usual para sistemas de banda larga, como é o caso do sistema CDMA.

Dada a forma da Equação 2.17 é fácil inferir que o sinal recebido, em banda base equivalente, para um canal estacionário no sentido amplo, pode ser obtido através da seguinte estrutura:

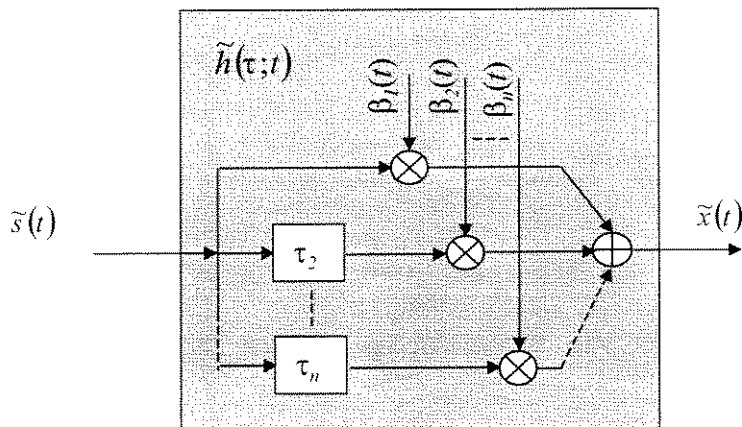


Figura 2.7: Estrutura para a determinação da saída em canais seletivos

onde $\beta_n(t) = \alpha_n(t) \exp[-j\theta_n(t)]$ e, como já visto, $\alpha_n(t)$ e $\theta_n(t)$ variam em função das distâncias de propagação, dos coeficientes de reflexão e de difração e em função da velocidade do móvel. Usualmente cada um dos percursos distinguíveis são combinação linear dos diversos percursos não distinguíveis. Sendo assim, cada termo $\beta_n(t)$ constitui-se numa somatória cujas componentes fase-quadratura estão representadas pela Equação 2.38 e cuja envoltória pode assumir qualquer uma das densidades de probabilidade estudadas na Seção 2.7.

Observe que a Figura 2.7 (ou a Equação 2.17) mostra a diversidade inerente aos sistemas de faixa larga transmitidos no meio de propagação móvel. De acordo com a estrutura apresentada, o receptor dispõe de várias réplicas do mesmo sinal, com desvanecimentos independentes, sem a necessidade do uso de múltiplas antenas. O número total de percursos distinguíveis, L , está relacionado com a banda de coerência do

canal, $(\Delta f)_c$, e com a taxa de *chip*, $B_w=1/T_c$, do sistema. Se assumirmos $B_w \gg (\Delta f)_c$ então o número máximo de percursos é dado por [20]

$$L \leq \frac{B_w}{(\Delta f)_c} + 1 = \frac{T_m}{T_c} + 1 \quad (2.55)$$

onde $T_m = 1/(\Delta f)_c$ é o espalhamento do atraso. O canal é considerado plano, para $L=1$, e seletivo, para $L>1$.

Além da análise de seletividade do canal é necessário, também, identificar se o desvanecimento é lento ou rápido em relação à taxa de *chip*. O tempo de coerência do canal, $(\Delta t)_c = 1/f_{dm}$, é útil para analisar esse aspecto. Quanto maior a coerência temporal menor a rapidez de variação do canal. Se $T_c \ll (\Delta t)_c$ o canal é considerado como sendo um canal com desvanecimento lento. Nesse caso, como o período de *chip* é menor que o tempo de coerência do canal, pode-se considerar que a atenuação e a fase do canal se mantêm constante, ao menos durante um intervalo T_c .

Tanto no canal direto quanto no canal reverso, o padrão IS-95A especifica a transmissão a uma taxa de 1,2288 Mcps que corresponde a um período de *chip* $T_c=0,8$ μ seg. A distância correspondente a este tempo, considerando propagação à velocidade da luz, é de 240 m. Portanto, percursos com diferenças menores do que esse valor não são distinguíveis entre si, enquanto que percursos com diferenças maiores são distinguíveis e podem ser explorados no receptor. Tipicamente, T_m varia entre 2 e 20 μ seg., ou seja, a banda de coerência do canal, $(\Delta f)_c$, varia entre 500 e 50 kHz. Comparando esses valores com o B_w (aproximadamente 1,23 MHz) é claro que o canal pode ser modelado como sendo um canal seletivo com número máximo de percursos, L , variando entre 2 e 25. Para uma velocidade da unidade móvel de 100 km/h temos $f_{dm}=84$ Hz ou seja $(\Delta t)_c=12$

mseg. Como $T_c \ll (\Delta t)_c$, o canal pode ser considerado lento. Assim, o modelo de propagação para o sinal CDMA é, tipicamente, seletivo com desvanecimento lento.

2.9 SUMÁRIO

Neste Capítulo foram apresentadas as principais características do canal rádio móvel. O principal intuito deste Capítulo é o de apresentar todas as características do canal rádio móvel, que serão implementados no módulo CHANNSIM do *CeSSSiT*, a ser detalhado no Capítulo 6.

Apresentou-se uma metodologia para o cálculo das perdas devido ao percurso de propagação. Em seguida, foi apresentado o modelo estatístico do canal para sinais de banda larga. Foram apresentadas as estatísticas de primeira e segunda ordem da envoltória Rayleigh e Rice. Foram definidas as distorções que o canal introduz em função das propriedades do sinal transmitido, o que levou ao conceito de seletividade em frequência. Foi apresentada uma análise do comportamento do canal rádio móvel considerando algumas das características de transmissão do sinal DS-CDMA. Este capítulo fornece um conjunto de conceitos e equações que serão de posterior utilidade no processo de simulação e validação.

É conveniente ressaltar que as rotinas a serem implementadas no módulo de simulação do canal utilizarão integralmente os conceitos aqui apresentados de forma conjunta com o modelo proposto para o desvanecimento Nakagami, apresentado no próximo Capítulo.

Capítulo 3

UM MODELO EXATO PARA O DESVANECIMENTO NAKAGAMI

3.1 INTRODUÇÃO

Nesta tese propõe-se um modelo de desvanecimento que leva a um método formal e simples de se obter sinais com distribuição Nakagami. O método proposto possibilita a implementação de simuladores com $m = n/2$, onde n pode ser qualquer número inteiro e m representa um dos parâmetros da distribuição de Nakagami. Baseados no modelo proposto são obtidas, também, a distribuição conjunta da envoltória e de sua derivada, assim como chegam-se a fórmulas fechadas para a taxa de cruzamento de nível e para a duração média dos desvanecimentos.

A distribuição de Nakagami é uma solução geral, mas aproximada, do problema da superposição de sinais com fases aleatórias (*random phase problem*) [19]. A solução exata deste problema requer o conhecimento da distribuição e das funções de correlação de todas as componentes participantes. Isto é impraticável devido à sua complexidade [26]. Este problema foi contornado por Nakagami [19] que, através de métodos empíricos baseados em medidas de campo seguidos de ajuste de curvas, chegou a uma distribuição aproximada.

De fato, Nakagami desenvolveu uma sustentação teórica para a sua distribuição [19]. Essa derivação trabalha sobre a superposição de ondas interpretando o resultado como um processo do tipo *random walk* no plano complexo. Esta visão, porém, acarreta um intrincado processo que requer o emprego da transformada de Henkel, de funções

Bessel de ordem arbitrariamente complexa, de expansões em série envolvendo funções Gamma, das desigualdades de Lyapunoff, etc. Seguir o mesmo procedimento, procurando estabelecer as estatísticas de segunda ordem, torna-se ainda mais complicado e trabalhoso. Considerando essas dificuldades propõe-se, nesta tese, um modelo formal e simples que, possibilita de maneira exata, a geração de sinais com desvanecimento Nakagami [24].

Entenda-se, não obstante, que a distribuição Nakagami- m é uma fórmula aproximada e o que aqui propomos é um modelo de desvanecimento através do qual é possível se derivar de forma exata essa distribuição. Devido a que o modelo proposto é de fácil manuseio matemático derivam-se, também, as estatísticas de segunda ordem para este tipo de desvanecimento.

3.2 A DISTRIBUIÇÃO NAKAGAMI- m

A função de densidade de probabilidade da envoltória $r(t)$, no instante $t = t_o$, é dada por [19]:

$$pdf(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left[-\frac{m}{\Omega} r^2\right] \quad (3.1)$$

onde $\Gamma(m) = \int_0^\infty x^{m-1} \exp(-x) dx$, é a função Gamma, e os parâmetros m e Ω podem ser obtidos, a partir de uma envoltória medida, com ajuda da seguinte expressão [26]:

$$m = \frac{\Omega^2}{E\left[\left(r^2 - \Omega\right)^2\right]}, \quad \Omega = E[r^2] \quad (3.2)$$

Usualmente o parâmetro $1/m$ é nomeado de figura de desvanecimento ou, *fading figure*, já que as distorções introduzidas por este tipo de desvanecimento são maiores quanto menor for o parâmetro m . Assim, um canal com figura de desvanecimento 2

($m=0,5$) provoca mais erros que um canal com figura de desvanecimento 0,5 ($m=2$). O parâmetro Ω claramente indica a potência média normalizada recebida.

Na análise apresentada nas próximas seções utilizaremos a função densidade de probabilidade da potência, $pdf(w)$, onde $w = r^2 / 2$ e $\bar{w} = E[w] = \Omega / 2$. Usando-se a transformação $pdf(w) |dw| = pdf(r) |dr|$ temos:

$$pdf(w) = \left(\frac{m}{\bar{w}}\right)^m \frac{w^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mw}{\bar{w}}\right) \quad (3.3)$$

A distribuição de Nakagami se relaciona com outras distribuições através de algumas fórmulas simples. Duas fórmulas de utilidade associam os parâmetros k e σ^2 , do desvanecimento Rice, com os parâmetros m e Ω do desvanecimento Nakagami [27]:

Nakagami $\rightarrow$ Rice

$$k = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}} \quad m \geq 1 \quad (3.4a)$$

$$\sigma^2 = \frac{\Omega}{2} \left(1 - \sqrt{1 - m^{-1}}\right)$$

Rice $\rightarrow$ Nakagami

$$m = \frac{(1+k)^2}{2k+1} \quad (3.4b)$$

$$\Omega = 2\sigma^2(1+k)$$

Portanto, dados os parâmetros de Nakagami, podem se estimar os parâmetros de Rice através dos quais poderia se gerar um sinal como distribuição Nakagami [27]. Este procedimento se cumpre exatamente apenas para o caso $m=1$, ou $k=0$, para o qual as duas distribuições tendem à distribuição Rayleigh. Por outro lado, seguindo-se este método não é possível simular condições de propagação nas quais $\frac{1}{2} \leq m \leq 1$. Assim o

desvanecimento Nakagami pode ser simulado apenas de forma aproximada e limitada se partirmos das estatísticas Rice e usarmos as fórmulas de aproximação sugeridas na Referência 27.

A Figura 3.1 mostra a função densidade de probabilidade (*pdf*) do desvanecimento Nakagami para vários valores de m . Na Figura 3.2 apresentam-se as distribuições cumulativas (*cdf*) para os desvanecimentos Rayleigh, Rice e Nakagami. As curvas mostradas para Nakagami e Rice foram obtidas tentando-se aproximar uma distribuição da outra através da Equação 3.4a. Tanto a primeira quanto a segunda figura consideram envoltórias normalizadas em relação ao valor quadrático médio $\rho = r / r_{rms}$. Observe da Figura 3.2 que a simulação do desvanecimento Nakagami, a partir da situação Rice, coincidirá exatamente apenas para o valor de $m=1$. Para outros casos este método leva a resultados aproximados não sendo adequado, por exemplo, para medidas de desempenho. A seguir, apresenta-se um modelo exato para a geração e análise de sinais com distribuição Nakagami.

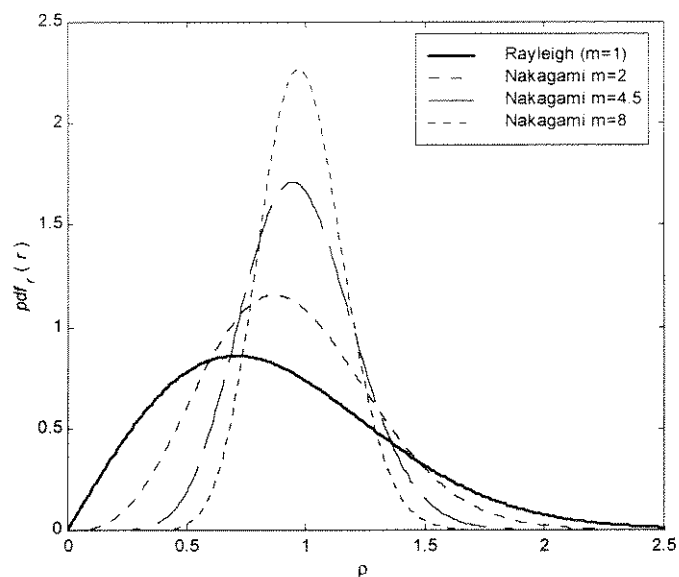


Figura 3.1: Função densidade de probabilidade Rayleigh e Nakagami

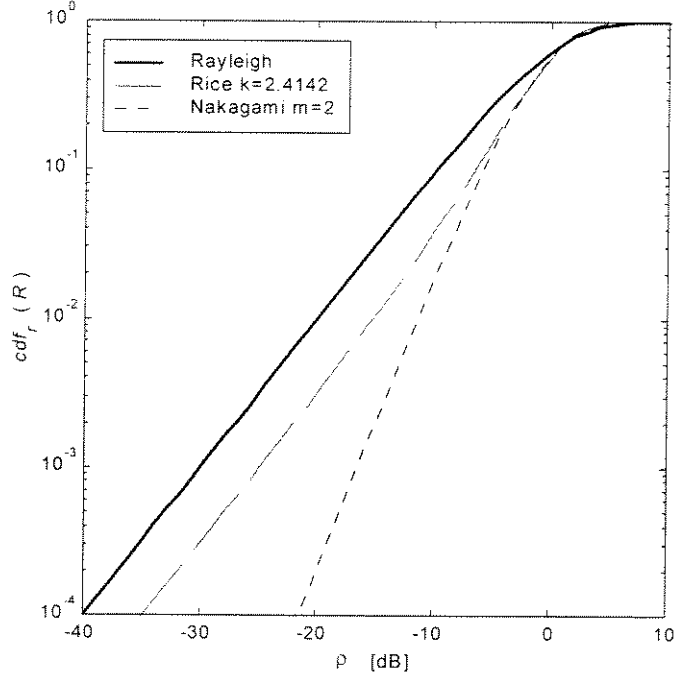


Figura 3.2: Distribuição cumulativa da envoltória Rayleigh, Rice e Nakagami

3.3 O MODELO PROPOSTO

Seja r a raiz quadrada da soma dos quadrado de n processos Gaussianos independentes de média nula e desvio padrão σ , de tal forma que:

$$r^2 = x_o^2 + \sum_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} x_i^2 + \sum_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} y_i^2, \quad n \text{ ímpar} \quad (3.5a)$$

ou, equivalentemente

$$r^2 = y_o^2 + \sum_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} x_i^2 + \sum_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} y_i^2, \quad n \text{ ímpar} \quad (3.5b)$$

e

$$r^2 = \sum_{i=1}^{\frac{n}{2}} x_i^2 + \sum_{i=1}^{\frac{n}{2}} y_i^2, \quad n \text{ par} \quad (3.5c)$$

onde os processos Gaussianos x_i e y_i são dados por [3]:

$$x_i = \sqrt{2}\sigma \sum_{j=1}^N \cos(w_{ij}t - \phi_{ij}) \quad (3.6)$$

$$y_i = \sqrt{2}\sigma \sum_{j=1}^N \sin(w_{ij}t - \phi_{ij}) \quad (3.7)$$

Nas Equações 3.6 e 3.7, ϕ_{ij} é a fase, $w_{ij} = \beta v \cos(\phi_{ij})$ é o desvio Doppler, $\beta = 2\pi / \lambda_c$ de acordo com Equação 2.20, v é a velocidade do móvel, λ_c é o comprimento de onda da portadora, βv é o máximo desvio Doppler dado em radianos por segundo, ϕ_{ij} é o ângulo de chegada do sinal e N é o número de ondas senoidais (percursos “não distinguíveis”) do processo Gaussiano. Dada essa definição, observe que $E[x_i^2] = E[y_i^2] = \sigma^2$.

Definindo-se a potência como $w = r^2/2$, e sua média como $\bar{w} = E[w]$, das Equações 3.5 - 3.7 se observa que $\bar{w} = (n/2)\sigma^2$. A variável $\hat{w} = 2w/\sigma^2$ é, portanto, a soma dos quadrados de variáveis aleatórias Gaussianas independentes cuja distribuição é do tipo chi-quadrado com grau de liberdade L , igual ao número de termos da somatória [28]. Desta forma, de acordo com as Equações 3.5, $L = n$, e

$$pdf(\hat{w}) = \frac{1}{\Gamma(n/2)} \left(\frac{1}{2}\right)^{n/2} \hat{w}^{n/2-1} \exp\left(-\frac{\hat{w}}{2}\right) \quad (3.8)$$

O parâmetro m pode ser calculado diretamente a partir do modelo proposto (Equações 3.5). A dedução apresentada, a seguir, considera a Equação 3.5a, ou equivalentemente a 3.5b, mas pode ser demonstrado que a Equação 3.5c leva ao mesmo resultado. Da definição do parâmetro m , temos que:

$$m = \frac{E^2[r^2]}{E[r^4] - E^2[r^2]} \quad (3.9)$$

Devido à independência dos processos Gaussianos e aplicando o operador esperança às Equações 3.5 temos:

$$E[r^2] = n\sigma^2 \quad (3.10)$$

Da mesma forma:

$$E[r^4] = E[x_o^4] + E\left[\left(\sum_{i=1}^{n-1} x_i^2\right)^2\right] + E\left[\left(\sum_{i=1}^{n-1} y_i^2\right)^2\right] + E\left[2x_o^2 \sum_{i=1}^{n-1} x_i^2\right] + E\left[2x_o^2 \sum_{i=1}^{n-1} y_i^2\right] + E\left[2 \sum_{i=1}^{n-1} x_i^2 \sum_{i=1}^{n-1} y_i^2\right]$$

Observe que o segundo e terceiro termos do lado direito são idênticos. Da mesma forma, os termos quarto e quinto. As seguintes expressões apresentam, de forma explícita, as esperanças matemáticas desses termos:

$$E[r^4] = 3\sigma^4 + 2\left[3\frac{n-1}{2}\sigma^4 + \frac{n-1}{2}\left(\frac{n-1}{2}-1\right)\sigma^2\sigma^2\right] + 2\left(2\frac{n-1}{2}\sigma^2\sigma^2\right) + 2\left(\frac{n-1}{2}\right)^2\sigma^2\sigma^2$$

Assim:

$$E[r^4] = 2n\sigma^4 + n^2\sigma^4 \quad (3.11)$$

Portanto, substituindo-se as Equações 3.10 e 3.11 na Equação 3.9 temos:

$$m = \frac{n}{2} \quad (3.12)$$

Com a transformação $pdf(w)|dw| = pdf(\hat{w})|d\hat{w}|$, e usando $\sigma^2 = (2/n)\bar{w}$ e $m = n/2$, finalmente obtemos:

$$pdf(w) = \left(\frac{m}{\bar{w}}\right)^m \frac{w^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mw}{\bar{w}}\right) \quad (3.13)$$

que representa a função densidade de probabilidade da potência de um sinal Nakagami, como foi definida na Equação 3.3. Desta forma, o modelo de desvanecimento definido pela Equação 3.5 segue a estatística de Nakagami **de maneira exata**.

Na próxima seção apresentamos a distribuição conjunta da envoltória e de sua derivada em relação ao tempo usando o modelo proposto para o desvanecimento Nakagami. A distribuição conjunta, avaliada na Seção 3.4, será de utilidade posterior para a determinação da taxa de cruzamento de níveis.

3.4 DISTRIBUIÇÃO CONJUNTA DA ENVOLTÓRIA E DE SUA DERIVADA

Voltemos nossa atenção, inicialmente, à Equação 3.5a, ou equivalentemente à Equação 3.5b. Defina-se o seguinte

$$r_o^2 = x_o^2 \text{ ou, de maneira similar, } r_o^2 = y_o^2 \quad (3.14)$$

e

$$r_i^2 = x_i^2 + y_i^2 \quad (3.15)$$

Com essa definição a Equação 3.5a, ou equivalentemente a 3.5b, pode ser reescrita como:

$$r^2 = r_o^2 + \sum_{i=1}^{m-\frac{1}{2}} r_i^2 \quad (3.16)$$

Observe que r_o é uma variável com distribuição Gaussiana semi-positiva enquanto que as variáveis $r_i, i = 1, 2, \dots$, possuem distribuição Rayleigh. A derivada $\dot{r}$, de r em relação ao tempo, é dada por:

$$\dot{r} = \frac{r_o \dot{r}_o + \sum_{i=1}^{m-\frac{1}{2}} r_i \dot{r}_i}{r} \quad (3.17)$$

Dado que as variáveis $r_i, i = 1, 2, \dots$, possuem distribuição Rayleigh, as variáveis $\dot{r}_i, i = 1, 2, \dots$, têm média zero, desvio padrão σ_i , e distribuição Gaussiana, onde $\sigma_i = \sigma = \sigma\beta v / \sqrt{2}$ [3]. Da mesma forma, $\dot{r}_o$ possui média zero, desvio padrão σ_o , e distribuição Gaussiana onde, $\sigma_o = \sigma = \sigma\beta v / \sqrt{2}$, veja o Apêndice A.

Devido à forma linear da Equação 3.17, a distribuição de $\dot{r}$, dadas todas as envoltórias individuais $r_j, j = 0, 1, 2, \dots$, e portanto r , é Gaussiana com média zero e variância σ_r^2 , tal que:

$$\sigma_r^2 = \frac{r_o^2 E[\dot{r}_o^2] + \sum_{i=1}^{m-\frac{1}{2}} r_i^2 E[\dot{r}_i^2]}{r^2} \quad (3.18)$$

Sabendo que $E[\dot{r}_o^2] = E[\dot{r}_i^2] = \sigma^2$, então

$$\sigma_r = \sigma = \frac{\beta v \sigma}{\sqrt{2}} \quad (3.19)$$

Desta forma:

$$pdf(\dot{r} | r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{\dot{r}^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.20)$$

A distribuição conjunta de $\dot{r}$ e r é dada por $pdf(\dot{r}, r) = pdf(\dot{r} | r) pdf(r)$. Assim, usando-se as Equações 3.1 e 3.20, temos:

$$pdf(\dot{r}, r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{\dot{r}^2}{2\sigma^2}\right) \times \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{mr^2}{\Omega}\right) \quad (3.21)$$

Observe que devido a que $pdf(\dot{r} | r)$ é independente de r , então $pdf(\dot{r} | r) = pdf(\dot{r})$ e

$$pdf(\dot{r}, r) = pdf(\dot{r}) \times pdf(r) \quad (3.22)$$

Este é um resultado interessante e indica que na situação Nakagami, como nas situações Rayleigh e Rice, $\dot{r}$ e r são variáveis aleatórias independentes. Observe, ainda, que a distribuição da derivada da envoltória Nakagami é Gaussiana, como o são as distribuições das derivadas das envoltórias Rayleigh e Rice [17].

3.5 TAXA DE CRUZAMENTO DE NÍVEL

A taxa esperada, N_R , com que a envoltória cruza um determinado nível R na direção positiva é dada por (veja a Equação 2.49):

$$N_R = \int_0^\infty \dot{r} pdf(\dot{r}, r = R) d\dot{r} \quad (3.23)$$

Dado que $pdf(\dot{r}, r) = pdf(\dot{r}) \times pdf(r)$, e usando a Equação 3.21 na Equação 3.23, temos:

$$N_R = pdf(r = R) \int_0^\infty \dot{r} pdf(\dot{r}) d\dot{r} = \frac{\sigma}{\sqrt{2\pi}} pdf(r = R) \quad (3.24)$$

Definindo-se $\rho = R/r_{rms}$, sabendo que $\beta v = (2\pi/\lambda_c)v = 2\pi f_{dm}$, onde f_{dm} é o desvio máximo Doppler, em Hz, e usando parâmetros adequados nas Equações 3.1 e 3.24, temos:

$$N_R = \sqrt{2\pi} f_{dm} \frac{m^{\frac{m-1}{2}}}{\Gamma(m)} \rho^{2m-1} \exp(-m\rho^2) \quad (3.25)$$

que é uma expressão exata e fechada para a taxa de cruzamento de nível do sinal com desvanecimento Nakagami.

3.6 DURAÇÃO MÉDIA DOS DESVANECIMENTOS

A duração média dos desvanecimentos abaixo de $r = R$, T_R , é dada por:

$$T_R = \frac{\text{prob}(r \leq R)}{N_R} = \frac{1}{N_R} \int_0^R p_{df}(r) dr \quad (3.26)$$

usando as Equações 3.1 e 3.25 na Equação 3.22 e redefinindo $r/\sqrt{\Omega} = z$, obtemos

$$T_R = \frac{2\sqrt{m}\Psi(m, \rho)}{\sqrt{2\pi} f_m \rho^{2m-1} \exp(-m\rho^2)} \quad (3.27)$$

onde

$$\Psi(a, b) = \int_0^b z^{2a-1} \exp(-az^2) dz \quad (3.28)$$

ou, alternativamente,

$$T_R = \frac{\Gamma(m, m\rho^2)}{\sqrt{2\pi} f_m m^{\frac{m-1}{2}} \rho^{2m-1} \exp(-m\rho^2)} \quad (3.29)$$

onde

$$\Gamma(a, b) = \int_0^b z^{a-1} \exp(-z) dz \quad (3.30)$$

é a função Gamma incompleta

Observe que $\Psi\left(\frac{1}{2}, b\right) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \text{erf}\left(\frac{b}{\sqrt{2}}\right)$, onde $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-z^2) dz$ é a função

erro, e que $\Gamma(a, \infty) = \Gamma(a)$.

3.7 CASOS ESPECIAIS

Um caso de interesse é, certamente, a situação Rayleigh a qual pode ser obtida da distribuição Nakagami com $m = 1$ para as Equações 3.25 e 3.27 (ou 3.29), respectivamente:

$$N_R = \sqrt{2\pi} f_{dm} \rho \exp(-\rho^2) \quad (3.31)$$

$$T_R = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\sqrt{2\pi} f_{dm} \rho} \quad (3.32)$$

que são as fórmulas conhecidas para o ambiente Rayleigh, veja as Equações 2.50 e 2.53.

Outro caso de interesse é a situação $m = 1/2$, que corresponde a uma condição de desvanecimento severo. Com $m = 1/2$ nas Equações 3.25 e 3.27 (ou 3.29) temos:

$$N_R = \frac{\sqrt{2\pi} f_m}{\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2}\right) \quad (3.33)$$

$$T_R = \frac{\sqrt{\pi} \operatorname{erf}(\rho \sqrt{2})}{\sqrt{2\pi} f_m \exp(-\rho^2)} \quad (3.34)$$

Na Figura 3.3 apresentam-se os LCR normalizadas em relação a f_{dm} para os desvanecimentos Rayleigh, Rice e Nakagami (Equações 3.31, 2.51 e 3.25 respectivamente). Observe, dessa figura, que para a situação Rayleigh a maior quantidade de cruzamentos acontece aproximadamente para 3 dB abaixo do valor *rms*. Observe, da mesma figura, a diferença entre os desvanecimentos Rice e Nakagami, quando são utilizadas as fórmulas de aproximação 3.4a.

As curvas de AFD, normalizadas em relação a f_{dm} , para situação Rayleigh e Nakagami (Equações 3.32 e 3.29 respectivamente) estão apresentadas na Figura 3.4. A Figura 3.5 apresenta as curvas de AFD para canais Rice (Equação 2.54). Novamente, observe a diferença de comportamento entre o desvanecimento Rice e Nakagami.

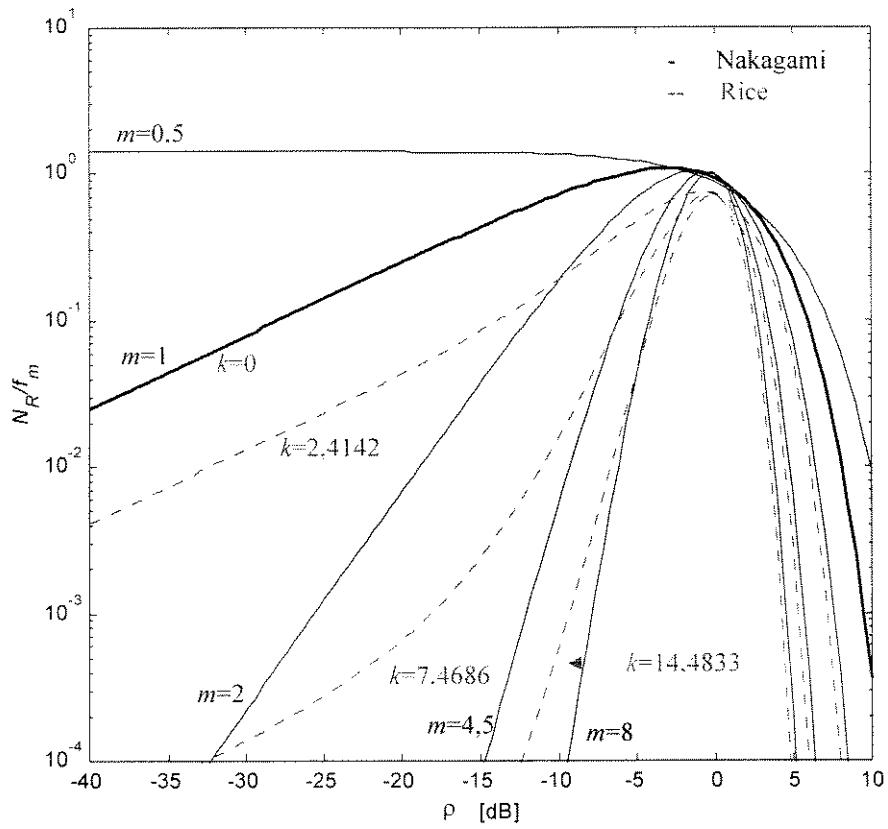


Figura 3.3: Taxa de cruzamento de nível Rayleigh – Rice - Nakagami

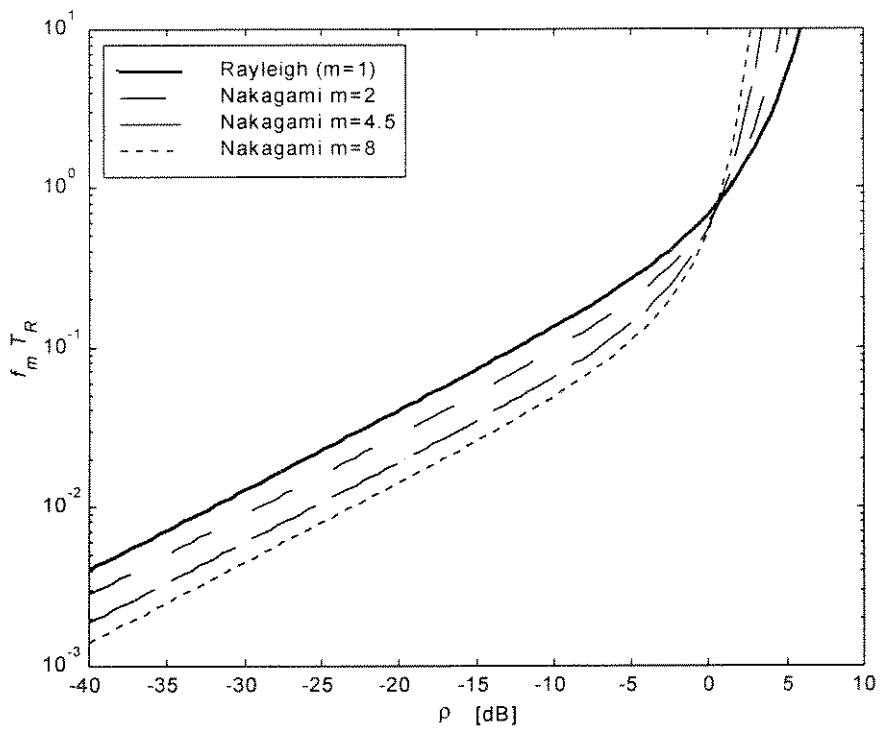


Figura 3.4: Duração média dos desvanecimentos - Nakagami

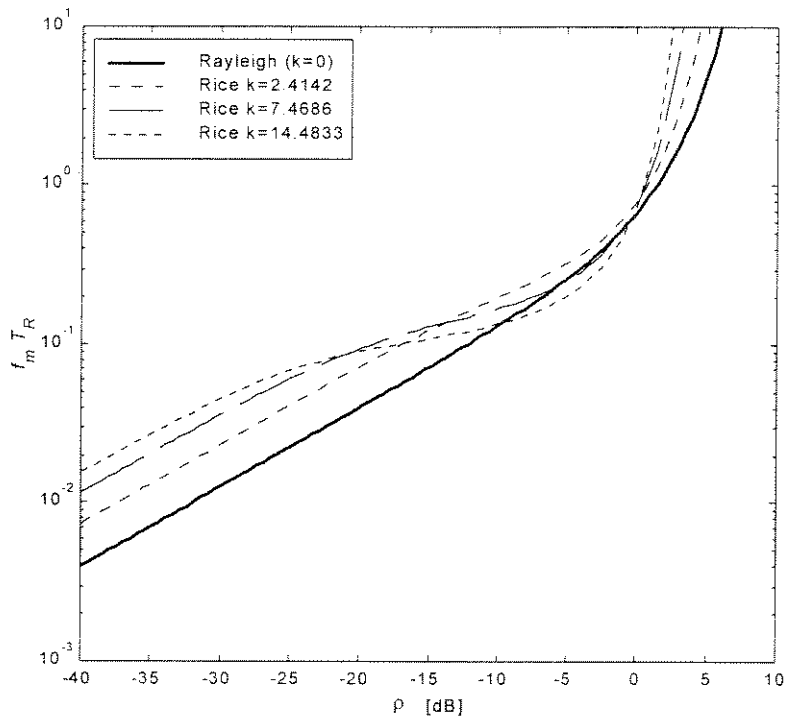


Figura 3.5: Duração média dos desvanecimentos - Rice

3.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E CONCLUSÕES

O modelo aqui apresentado foi exaustivamente testado e simulado. Alguns dos resultados de simulação estão nas Figuras 7.3 a 7.10. A Figura 7.3 ilustra a envoltória do desvanecimento Nakagami $m = 1/2$, e $m = 4,5$. Observe que, para a condição $m = 1/2$, variações do sinal de até 80 dB podem ser apreciadas. A condição $m = 4,5$ apresenta menores flutuações do nível do sinal. As Figuras 7.4 e 7.5 apresentam curvas da função densidade de probabilidade teóricas e simuladas. Observe o alto grau de proximidade entre os resultados obtidos por simulação e a distribuição teórica. A Figura 7.6 apresenta as trajetórias da fase do sinal simulado para $m=1$, para $m=4,5$ e para desvanecimento Rice $k=3$ dB. A trajetória para $m=0,5$, nesse tipo de gráfico, é uma linha horizontal ou vertical. As Figuras 7.7 a 7.10 apresentam os resultados, obtidos por simulação, para a taxa de cruzamento e para a duração média dos desvanecimentos.

Capítulo 4

COMUNICAÇÃO POR ESPECTRO ESPALHADO E CDMA

4.1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos tem emergido um novo mercado de telecomunicações baseado numa técnica relativamente antiga conhecida como espalhamento espectral ou *spread spectrum* [29, 30]. Este conceito, que em seu início teve apenas aplicações militares dada a sua característica de privacidade e imunidade a sinais interferentes, tem hoje uma grande variedade de aplicações comerciais. As aplicações da tecnologia de espalhamento espectral na atualidade vão desde a operação de sistemas de localização GPS (*Global Positioning System*) até aplicações em fibra óptica. Porém é de interesse neste trabalho avaliar o desempenho deste tipo de sistemas de transmissão em ambientes celulares. Em particular é de nosso interesse avaliar o desempenho de sistemas com espectro espalhado em ambientes com desvanecimento Nakagami usando-se o modelo original apresentado para este tipo de canal, no Capítulo 3.

As técnicas de espalhamento espectral podem se classificar como sendo um grupo de técnicas de modulação nas quais a largura de banda do sinal modulado ocupa uma faixa espectral muitas vezes maior que a largura de banda da mensagem propriamente dita. O processo de espalhamento do espectro do sinal em banda base é realizado através do produto do sinal de informação com outro sinal adicional, de taxa maior, gerado no próprio transmissor. Na maior parte das aplicações comerciais, os sinais transmitidos ocupam uma banda que é entre 20 e 250 (128 no padrão IS-95A) vezes maior que a largura de banda de informação.

Algumas das vantagens da transmissão de sinais com espectro espalhado são:

- **Baixa Densidade Espectral de Potência:** O sinal transmitido é espalhado sobre uma banda maior com Densidade Espectral de Potência menor. No receptor, após o processo de correlação, o sinal resultante recupera seu valor original de Densidade Espectral de Potência. Assim, pode-se dizer que o sistema opera com relações de sinal/ruído baixas em banda passante.
- **Operação limitada por interferência:** Todos os usuários de um canal utilizam toda a largura de Banda disponível. Isto implica que o nível de ruído se incrementa em função do número de usuários simultâneos do sistema.
- **Privacidade devido à utilização de códigos aleatórios:** Os códigos utilizados para o espalhamento do sinal, em princípio, são conhecidos apenas pelas partes interessadas na comunicação.
- **Redução do efeito de propagação por múltiplos percursos:** Como foi observado no Capítulo 2, a transmissão de sinais de banda larga implica na disponibilidade, no receptor, de várias réplicas atrasadas do sinal transmitido.
- **Possibilidade de acesso aleatório:** Os usuários podem iniciar a sua transmissão em qualquer instante (não existe necessidade de sincronismo entre usuários para o acesso ao meio comum de comunicação).

Assim como a comunicação por espectro espalhado proporciona uma série de vantagens, existem também, é claro, algumas desvantagens associadas a esse sistema. As duas desvantagens principais são:

- **Interferência do próprio sistema:** Este problema é também conhecido como *Self Jamming* e se deve, principalmente, ao fato dos sinais de diferentes usuários não serem totalmente ortogonais na hora do desespalhamento no receptor. Esta situação é bastante comum em propagação por múltiplos percursos ou em sistemas com múltiplo acesso assíncrono.
- **Efeito perto - longe:** Como foi observado no Capítulo 2, a perda de percurso é inversamente proporcional à distância que separa os pontos de transmissão e recepção. Este fato implica que os sinais de usuários que estão próximos da estação rádio base chegam com maior potência em relação aos sinais de usuários que se encontram mais longe, provocando dessa maneira maior interferência sobre os últimos. Isto exige, para receptores convencionais, a utilização de técnicas de controle de potência, sem os quais a operação do sistema não seria possível.

Existem várias técnicas para se espalhar o espectro de um sinal: Sequência Direta, ou *Direct Sequence*, Saltos em Frequência, ou *Frequency Hopping*, Saltos no tempo, ou *Time Hopping*, e CDMA por Múltiplas Portadoras, ou *Multi-carrier CDMA*. É também possível usar alguma forma de combinação entre elas. Uma revisão das técnicas mais utilizadas pode ser encontrada nas Referências 29, 30 e 31.

Dado que o sistema DS-CDMA (*Direct Sequence–Code Division Multiple Access*) é de nosso interesse, no que segue deste trabalho serão apresentados análises e desenvolvimentos para o esquema de espalhamento espectral por sequência direta.

Os objetivos deste Capítulo são:

1. A apresentação clara de conceitos e resultados de desempenho disponíveis na literatura. Isto permitirá dispor de ferramentas para a validação da plataforma de simulação desenvolvida.
2. A apresentação das estruturas de demodulação que serão implementadas.
3. A apresentação sucinta do padrão IS-95A.

De posse dos conceitos apresentados nos Capítulos 2, 3 e 4 será possível apresentar, no Capítulo 5, os métodos de simulação utilizados para o desenvolvimento da plataforma *CeSSSiT*.

4.2 ESPALHAMENTO POR SEQUÊNCIA DIRETA

Para discutirmos a idéia de espalhamento espectral por sequência direta, devemos primeiro definir o conceito de sequência pseudo aleatória ou sequências LFSR (*Linear Feedback Shift Register*).

4.2.1 Sequências LFSR

Idealmente os códigos espalhadores utilizados em sistemas de espectro espalhado deveriam ser sequências verdadeiramente aleatórias. Porém isto não é prático, já que o mesmo código, de forma sincronizada, deve ser gerado tanto no transmissor quanto no receptor para possibilitar a comunicação. Por outro lado, para maximizar a capacidade de um sistema com múltiplo acesso por divisão de código, são necessárias elevadas taxas de espalhamento (1,2288 MHz no sistema IS-95A). Se o sistema utilizasse sequências verdadeiramente aleatórias seria necessário armazenar códigos espalhadores previamente gerados em todos os transmissores com sua cópia respectiva em todos os receptores.

Desta forma, são preferidos métodos determinísticos para a geração de seqüências espalhadoras.

As seqüências de máximo comprimento geradas a partir de registradores de deslocamento LFSR são amplamente utilizadas no espalhamento por seqüência direta. Algumas das razões para isto são as seguintes:

- As seqüências LFSR são de fácil geração.
- Facilitam a sincronização de código
- É possível a geração de seqüências de alta taxa devido à sua simplicidade.
- São de projeto relativamente fácil através da álgebra de Galois.
- As características de sua função de autocorrelação facilitam a sincronização de código (muda-se a fase inicial do gerador no receptor até conseguir o código inicial do transmissor).

Basicamente têm-se dois tipos de estruturas para a implementação deste tipo de geradores. Geradores com estrutura de Galois e geradores com estrutura de Fibonacci [31]. Maiores detalhes acerca da implementação e simulação destes dois tipos de estruturas serão apresentados no Capítulo 5. É de nosso interesse, neste ponto, apresentar alguns resultados que facilitem o processo de validação posterior das rotinas de simulação.

Cada gerador de seqüências LFSR é caracterizado por um polinômio primitivo gerador de grau r , $F(D)$, tal que[32]:

$$F(D) = 1 + \sum_{m=1}^r g_m D^m \quad (4.1)$$

O grau r do polinômio representa o número de estágios do registrador e os coeficientes binários g_m representam os laços de realimentação para uma determinada estrutura de geração.

A seqüência pseudo-aleatória gerada através do polinômio da Equação 4.1 possui as seguintes propriedades:

1. Período de repetição $N = 2^r - 1$
2. Dos $2^r - 1$ termos da seqüência, 2^{r-1} são uns, e $2^{r-1} - 1$ são zeros.
3. A soma, módulo-2, de duas seqüências LFSR geradas a partir do mesmo polinômio gerador, mas com valores iniciais diferentes produz uma seqüência cujo polinômio gerador é o mesmo mas possui condição inicial diferente.
4. A função de autocorrelação periódica, $\phi(k)$, da seqüência pseudo-aleatória polar possui, apenas, dois valores e é dada por [32]:

$$\phi(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N a_n a_{n+k} = \begin{cases} 1 & k = lN \\ -\frac{1}{N} & k \neq lN \end{cases} \quad (4.2)$$

onde l é qualquer número inteiro, $a_n = (-1)^{b_n}$, e b_n é o n -ésimo elemento da seqüência binária de saída do registrador.

A seqüência de números binários pseudo-aleatórios pode ser convertida em formas de onda com características de ruído através da modulação de um trem de pulsos com os valores da própria seqüência:

$$c(t) = \sum_n (-1)^{b_n} P_{T_c}(t - nT_c) \quad (4.3)$$

onde $P_{T_c}(t)$ é um pulso retangular de amplitude unitária e duração T_c . O período T_c é o inverso da freqüência de relógio do gerador e é conhecido como duração de *chip*. Define-se a função de autocorrelação do sinal $c(t)$ como:

$$R_c(\tau) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} c(t)c(t+\tau)dt \quad (4.4)$$

onde $T_p = NT_c$. Usando-se a definição da Equação 4.4 e a Equação 4.3 é possível demonstrar que $R_c(\tau)$ é dado por [31]:

$$R_c(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{\tau}{T_c} \left(1 + \frac{1}{N}\right) & 0 \leq \tau \leq T_c \\ -\frac{1}{N} & T_c < \tau < (N-1)T_c \\ \frac{\tau - (N-1)T_c}{T_c} \left(1 + \frac{1}{N}\right) - \frac{1}{N} & (N-1)T_c \leq \tau \leq NT_c \end{cases} \quad (4.5)$$

Devido à propriedade de periodicidade da função de autocorrelação das seqüências pseudo aleatórias $R_c(\tau)$ é também periódica. A Figura 4.1 mostra a Equação 4.5.

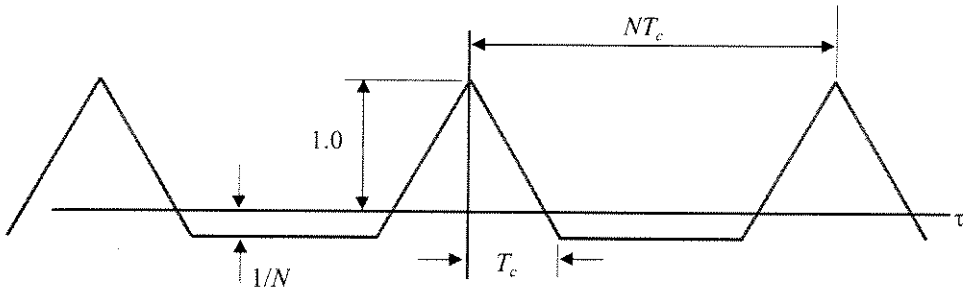


Figura 4.1: Função de autocorrelação de um sinal pseudo aleatório de máximo comprimento

A Figura 4.1 é de importância tanto para o entendimento do conceito de espalhamento espectral quanto para a validação do simulador de códigos pseudo aleatórios desenvolvido na plataforma de simulação. A partir da função de autocorrelação

dada pela Equação 4.5 e através do teorema de Wiener-Khintchine, é possível avaliar a densidade espectral de frequências, PSD, do sinal $c(t)$:

$$PSD_c(f) = \frac{N+1}{N^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \text{sinc}^2\left(\frac{m}{N}\right) \delta(f - mf_o) \quad (4.6)$$

onde $f_o = 1/NT_c$ e. A Figura 4.2 apresenta a densidade espectral de potência dada pela Equação 4.6. Observe que, devido ao fato da função de autocorrelação ser uma função periódica, o espectro de potências está formado por linhas espectrais discretas em todos os harmônicos de $1/NT_c$.

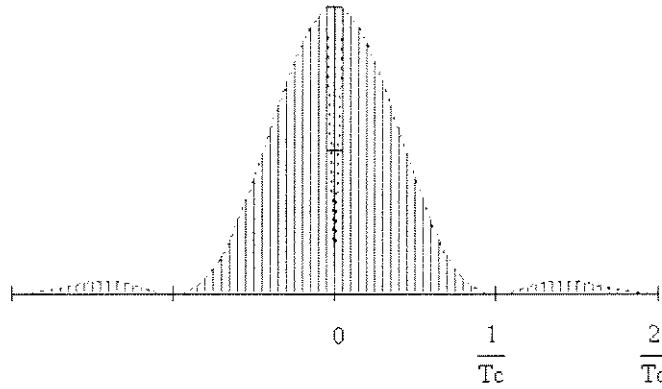


Figura 4.2: Espectro de potência do sinal pseudo aleatório de máximo comprimento

4.2.2 Espalhamento espectral por sequência direta BPSK

Para a análise do espalhamento espectral por sequência direta considere, inicialmente, uma portadora de envoltória constante modulada em fase pela sequência de dados que se deseja transmitir:

$$S_d(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c t + \theta_d(t)] \quad (4.7)$$

Na Equação 4.7 E_b representa a energia média de cada bit transmitido, T_b é o recíproco da taxa de transmissão de bit, f_c é a frequência da portadora e $\theta_d(t)$ é o deslocamento de fase introduzido na portadora pela informação binária.

Usualmente este tipo de sinal ocupa uma banda essencial de transmissão entre a metade e o dobro da taxa de informação, mas depende de detalhes construtivos do modulador. O espalhamento do espectro do sinal, assim modulado, é realizado multiplicando-se o sinal $S_d(t)$ com o sinal pseudo aleatório $c(t)$ representado pela Equação 4.3:

$$S_t(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} c(t) \cos[2\pi f_c t + \theta_d(t)] \quad (4.8)$$

Considere agora que os dados foram modulados usando-se BPSK (Binary Phase Shift Keying). A modulação ideal BPSK resulta da mudança instantânea da fase da portadora em múltiplos de 180° . Matematicamente este tipo de modulação pode ser representada como sendo o produto de uma portadora com um sinal que assume apenas valores de ± 1 . Seguindo-se esse conceito é possível escrever a Equação 4.7 como:

$$S_d(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} d(t) \cos 2\pi f_c t \quad (4.9)$$

onde

$$d(t) = \sum_k d_k P_{T_b}(t - kT_b) \quad (4.10)$$

d_k representa a sequência de informação que assume valores de ± 1 e T_b é a duração de bit. Com essa mesma representação a Equação 4.8 pode ser rescrita como:

$$S_t(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} c(t) d(t) \cos 2\pi f_c t \quad (4.11)$$

Resta realizar algumas considerações em relação à densidade espectral de potência dos sinais das Equações 4.9 e 4.11 (antes e após o processo de espalhamento). A densidade espectral de potência de um sinal modulado em BPSK é dado por [20,31]:

$$PSD_d(f) = \frac{1}{2} E_b \left\{ \text{sinc}^2[(f - f_c)T_b] + \text{sinc}^2[(f + f_c)T_b] \right\} \quad (4.12)$$

Observe que a densidade espectral de potência do sinal $S_i(t)$ (Equação 4.11) pode ser interpretada como um sinal BPSK e, portanto, possui a mesma densidade espectral de potência especificada na Equação 4.12 substituindo-se apenas T_b por T_c . Assim, para $T_c \ll T_b$ o espectro do sinal resultante ocupa uma faixa espectral muitas vezes maior que a banda da mensagem original. A Figura 4.3 apresenta o esquema de transmissão com modulação BPSK por espectro espalhado, especificado pela Equação 4.11.

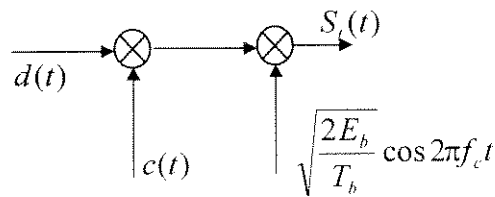


Figura 4.3: Esquema de transmissão com espalhamento espectral BPSK

A Figura 4.4 mostra formas de onda $c(t)$, $d(t)$ e o produto delas para $T_b = 6T_c$

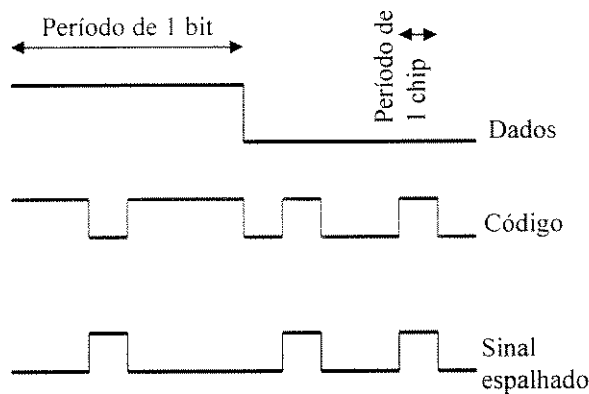


Figura 4.4: Formas de onda num sistema com espalhamento espectral de seqüência direta

A duração de bit é, tipicamente, um múltiplo inteiro da duração de *chip*. Defina-se o ganho de processamento de um sistema com espectro espalhado como:

$$G_p = \frac{T_b}{T_c} = \frac{B_w}{R} \quad (4.13)$$

onde B_w e R representam a largura de banda do sinal transmitido e a taxa de transmissão de bit do sistema, respectivamente. O ganho de processamento é, basicamente, o fator de espalhamento do sistema e determina, como será visto no Capítulo 7, o número de usuários do sistema, a quantidade de redução do efeito de múltiplos percursos e a robustez de proteção contra sinais interferentes.

No receptor, o sinal recebido deve ser multiplicado novamente pelo sinal $c(t)$ devidamente sincronizado. Se assumirmos que o canal de propagação introduz um atraso de propagação, τ_d , e uma distorção de fase, ϕ , o sinal recebido será:

$$\begin{aligned} S_r(t) &= S_t(t - \tau_d) \\ &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} c(t - \tau_d) d(t - \tau_d) \cos[2\pi f_c(t - \tau_d) + \phi] \end{aligned} \quad (4.14)$$

Após a multiplicação pelo código desespalhador, estimado no receptor, temos:

$$\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} c(t - \tau_d) c(t - \hat{\tau}_d) d(t - \tau_d) \cos[2\pi f_c(t - \tau_d) + \phi] \quad (4.15)$$

onde $\hat{\tau}_d$ é uma estimativa do atraso de propagação, feita no receptor. A estimativa deste parâmetro está relacionada com técnicas de aquisição e *tracking* de sincronismo de código e serão assumidas ideais neste trabalho. Sendo assim $\hat{\tau}_d = \tau_d$ e $c(t - \tau_d)c(t - \hat{\tau}_d)$ assume valor unitário. Após o desespalhamento do sinal recebido, resta realizar a demodulação coerente convencional dos dados transmitidos. A Figura 4.5 apresenta o diagrama em blocos do receptor BPSK descrito.

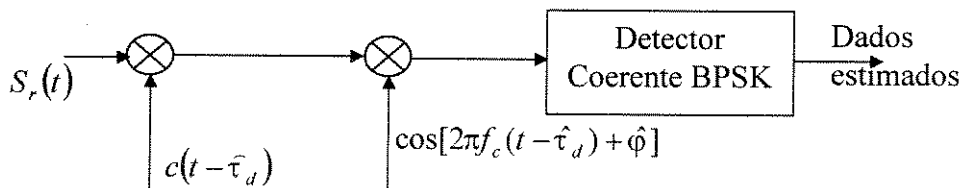


Figura 4.5: Receptor BPSK coerente de espectro espalhado

Observe que o esquema apresentado até este ponto não considera a possibilidade de conformação de pulso (não foi considerado a utilização de filtros de transmissão). Um sistema comercial, que utiliza esta estrutura de comunicação, é o sistema GPS. Porém, em comunicações celulares é de importância se atingir níveis de eficiência espectral superiores o que requer a utilização de filtros conformadores de pulso. Por outro lado, tem se observado que esquemas de modulação 4-ária são mais adequados para estes esquemas de comunicação. Na próxima seção apresenta-se uma análise deste tipo de sistema, considerando-se desta vez os filtros de transmissão.

4.2.3 Espalhamento espectral por seqüência direta QPSK/OQPSK

Na análise da seção anterior foi observado que o sinal de espectro espalhado pode ser visto como sendo o produto de dois sinais modulados: um sinal modulado pela informação que se deseja transmitir e outro sinal modulado por um código pseudo aleatório. Nesta seção apresenta-se uma situação amplamente utilizada no sistema celular CDMA e corresponde à Modulação QPSK ou OQPSK, do código espalhador, e BPSK da informação que se deseja transmitir.

Os moduladores de código utilizados no sistema IS-95A correspondem à classe de moduladores em quadratura multiplexados. Isto é, um modulador QPSK ou OQPSK pode ser visto como o multiplex em quadratura de dois moduladores BPSK. A Figura 4.6 mostra essa configuração para modulação QPSK. Da Figura 4.6 observe que a saída em banda passante $c(t)$ do modulador é dada por:

$$\begin{aligned} c(t) &= \sum_k I_k h(t - kT_c) A_1 \cos 2\pi f_c t - \sum_k Q_k h(t - kT_c) A_2 \sin 2\pi f_c t \\ c(t) &= x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (4.16)$$

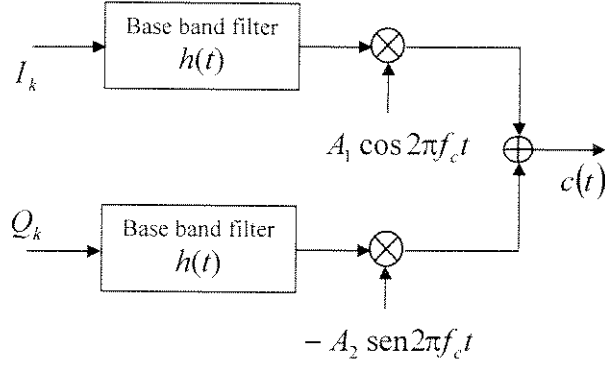


Figura 4.6: Multiplex em quadratura de dois moduladores BPSK

onde T_c é a duração de um *chip* e $h(t)$ é a resposta ao impulso de um filtro passa baixas usado para conformação de pulso. Maiores detalhes em relação à construção desse filtro serão fornecidos no Capítulo 5. Os sinais $x(t)$ e $y(t)$ da Equação 4.16 são:

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_k I_k A_1 h(t - kT_c) \\ y(t) &= \sum_k Q_k A_2 h(t - kT_c) \end{aligned} \quad (4.17)$$

A partir desses dois sinais é possível construir o modelo em banda base equivalente do modulador de código espalhador como [20]:

$$\begin{aligned} \tilde{c}(t) &= x(t) + jy(t) \\ \tilde{c}(t) &= \sum_k [I_k A_1 + jQ_k A_2] h(t - kT_c) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Usando identidades trigonométricas e operações algébricas, é possível demonstrar que o modelo complexo em banda base equivalente, do sistema sob análise, é dado por:

$$\tilde{c}(t) = \sum_k a_k e^{j\phi_k} h(t - kT_c) \quad (4.19)$$

onde a fase e amplitude da portadora variam de forma discreta, de acordo com as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} \phi_k &= \tan^{-1} \left[\frac{A_2 Q_k}{A_1 I_k} \right] \\ a_k &= \sqrt{[A_1 I_k]^2 + [A_2 Q_k]^2} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Observe que as seqüências discretas I_k e Q_k , assumem apenas valores binários ± 1 e, em geral, são seqüência do tipo LFSR. Usualmente as amplitudes das duas portadoras possuem o mesmo valor, por exemplo $A_1 = A_2 = -\sqrt{2E_c/T_c}$. Duas conclusões podem ser estabelecidas da análise precedente. Primeira: de acordo com as Equações 4.19 e 4.20, a amplitude do sinal modulado varia apenas em função do filtro de *shaping* (é constante para pulsos rectangulares do tipo *Non Return to Zero*). Segunda: baseado na primeira expressão da Equação 4.20 e nas suposições estabelecidas, observa-se que as flutuações de fase assumem os valores discretos dados na Tabela 4.1.

I_k	Q_k	ϕ_k
-1	-1	$\pi/4$
1	-1	$3\pi/4$
1	1	$-3\pi/4$
-1	1	$-\pi/4$

Tabela 4.1: Flutuação de fase discreta para modulação QPSK multiplexada

A Tabela 4.1 demonstra que, efetivamente, o multiplex em quadratura de dois moduladores BPSK é um modulador QPSK. Observe que o mapeamento de fases é feito em função das seqüências pseudo-aleatórias para as componentes em fase e quadratura. A constelação e transição de fases deste esquema de modulação está dada na Figura 4.7.

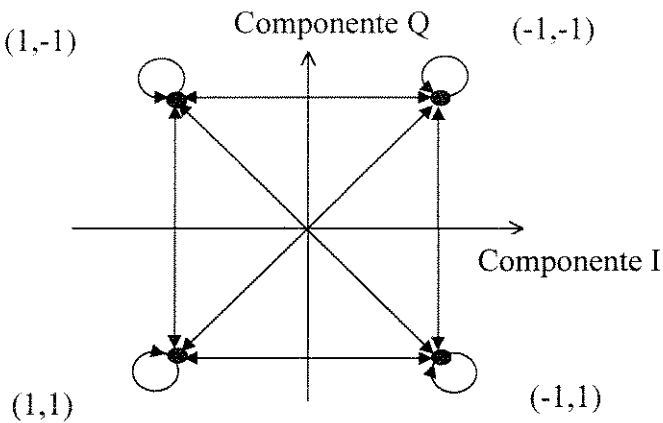


Figura 4.7: Constelação e transições de fase do modulador QPSK

A constelação obtida na Figura 4.7 é a mesma daquela apresentada no padrão IS-95A para o canal direto. Neste tipo de modulação existe a possibilidade de transições de fase de até 180° . Isto ocorre quando I_k e Q_k variam simultaneamente de sinal (linhas diagonais da constelação). Esta mudança de fase abrupta provoca, na presença dos filtros de transmissão e de amplificação não linear, crescimento dos lóbulos laterais do espectro do sinal transmitido, provocando interferência de canal adjacente. Uma forma de se evitar estas transições bruscas é se introduzir um atraso de meio chip num dos moduladores BPSK. Essa estrutura modificada é conhecida como modulação OQPSK e apresenta menores distorções frente à amplificação não-linear. Neste caso, são possíveis transições de fase de, no máximo, 90° (veja a Figura 4.8). A probabilidade de erro de bit, com esta configuração, em canal Gaussiano, é a mesma do sistema QPSK [20]. Esta última configuração é a recomendada pelo padrão IS-95A para o canal reverso.

O modelo complexo de banda base equivalente do modulador OQPSK pode ser obtido a partir da Equação 4.17 como:

$$\tilde{c}(t) = \sum_k A_1 I_k h(t - kT_c) + j \sum_k A_2 Q_k h(t - kT_c - \frac{1}{2}T_c) \quad (4.21)$$

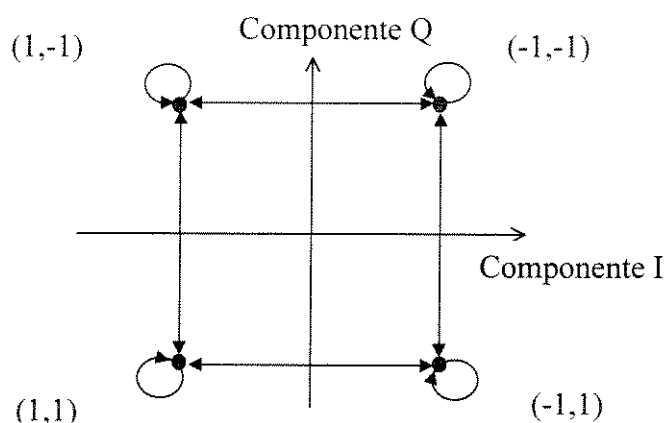


Figura 4.8: Constelação e transições de fase do modulador OQPSK

As equações 4.19 e 4.21 caracterizam, portanto, o espalhamento em quadratura QPSK e OQPSK para os canais direto e reverso, respectivamente. Resta, então, a caracterização do modelo equivalente do modulador de dados.

Considere agora que os dados são modulados em BPSK. É bem sabido que o modelo complexo de banda base equivalente, de um sistema BPSK, é dado por:

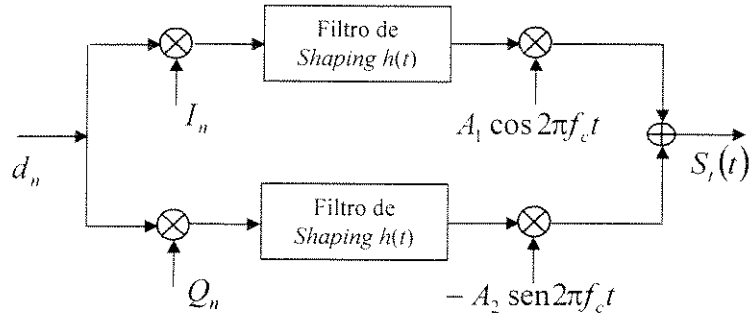
$$\tilde{d}(t) = \sum_k d_k P_{T_b}(t - kT_b) \quad (4.22)$$

O sinal que resulta após, o produto complexo $\tilde{d}(t)\tilde{c}(t)$, é um sinal de espectro espalhado QPSK cujo modelo em banda base equivalente é:

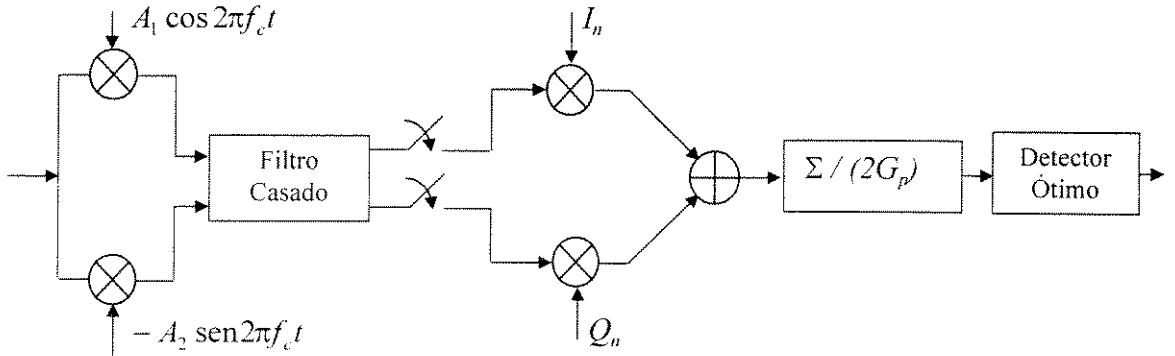
$$\tilde{s}(t) = \sum_n d_n P_{T_b}(t - nT_b) \sum_k a_k e^{j\phi_k} h(t - kT_c) \quad (4.23)$$

Observe que as variações de fase ϕ_k da Equação 4.23 devem ser obtidas a partir de duas seqüências pseudo-aleatórias. Observe, também, que o sinal, representado pela Equação 4.23, não inclui espalhamento ortogonal de usuário. O *link* direto IS-95 especifica espalhamento ortogonal (*orthogonal covering*) usando seqüências ortogonais Walsh para identificação de usuário, enquanto que o *link* reverso utiliza seqüências longas mascaradas. A Figura 4.9a apresenta um esquema de transmissão de acordo com a Equação 4.23, assumindo que a seqüência de entrada d_n mantém-se constante durante G_p *chips*.

O receptor para este esquema de transmissão segue o mesmo princípio do receptor analisado para espalhamento espectral BPSK. A Figura 4.9b mostra o esquema de recepção convencional para este esquema de transmissão.



(a) Modulador com espalhamento QPSK



(b) Demodulador com espalhamento QPSK

Figura 4.9: Transmissor (a) e receptor (b) coerente para o sistema com espalhamento QPSK

Observe, da Figura 4.9, que é necessário o bloco acumulador devido ao fato de que cada bit de dados é repetido G_p vezes em cada ramo do transmissor. O detector ótimo corresponde a um detector BPSK convencional. Maiores detalhes em relação à implementação deste esquema de transmissão e recepção serão fornecidos no Capítulo 5. A seguir, apresenta-se uma aplicação do esquema de espectro espalhado QPSK que possibilita o múltiplo acesso por divisão de códigos.

4.3 ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO DE CÓDIGOS

A tecnologia de espectro espalhado possibilita o acesso múltiplo por divisão de códigos conhecido como CDMA (*Code Division Multiple Access*). Com esta técnica é possível a transmissão dos sinais de diferentes usuários usando-se uma banda comum de

freqüências de forma simultânea. Do ponto de vista do sincronismo entre os chips dos usuários de um sistema, os sistemas CDMA podem se classificar em sistemas síncronos e assíncronos.

No sistema CDMA síncrono, os sinais de todos os usuários vão ao canal de propagação de forma síncrona. Este tipo de acesso facilita o projeto de códigos ortogonais que minimizem, ao menos na ausência do efeito de múltiplo percurso, a interferência entre os sinais dos próprios usuários do sistema. A Figura 4.10a mostra os sinais de dois usuários num sistema CDMA síncrono. Este tipo de comunicação é usual em links do tipo *ponto-multiponto*.

Lamentavelmente, nem sempre é possível ou econômico se transmitir sinais de diferentes usuários de forma síncrona. No sistema CDMA assíncrono os sinais de todos os usuários não possuem sincronismo de chip. Este tipo de acesso introduz uma interferência inerente, que reduz o desempenho do sistema, com o qual tem-se que conviver. A Figura 4.10b mostra os sinais de dois usuários num sistema CDMA assíncrono. Este tipo de comunicação é usual em links do tipo *multiponto-ponto*.

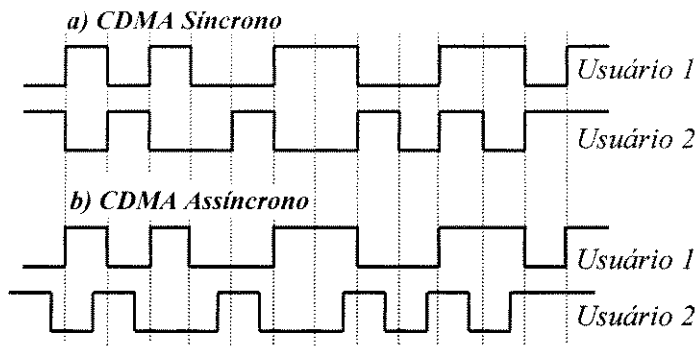


Figura 4.10: Sistemas CDMA síncrono(a) e assíncrono (b)

4.3.1 CDMA síncrono

O canal direto (transmissão da Estação Rádio Base, ERB, para as Estações Móveis, EM), no padrão IS-95, utiliza DS-CDMA *síncrono* [6]. Nesse canal a transmissão é do tipo ponto-multiponto e o sistema separa os sinais dos diferentes usuários através de 64 códigos ortogonais Walsh. Num sistema CDMA com várias células, cada ERB é identificada também por um código curto (*short code*) utilizado para “espalhamento” em quadratura. Neste caso, cada ERB possui o mesmo polinômio gerador mas fase inicial diferente.

No canal direto, usualmente transmite-se um sinal PILOTO para facilitar o processo de demodulação coerente. Todos os sinais transmitidos pela ERB são sinais espalhados com modulação de código QPSK e modulação de dados BPSK com cobertura ortogonal.

A Figura 4.11 apresenta o diagrama em blocos do sinal gerado por uma ERB. O sinal x_n^k representa o n -ésimo bit do k -ésimo usuário. Em geral, salvo para o sinal piloto, esses sinais são as saídas do codificador de voz após um processo de codificação convolucional, entrelaçamento, e cifragem de usuário. Observe, também, como na situação do item anterior, que estas seqüências mudam de valor apenas a cada G_p chips. Os sinais w_n^k são seqüências ortogonais Walsh. Estas seqüências são usadas para separar, em código, os usuários da ERB. Cada código de usuário corresponde a uma linha de uma matriz de Hadamard de 64x64 [6]. Desta forma, em condições ideais de propagação, os sinais de todos os usuários são ortogonais entre si. Maiores detalhes quanto à construção e algumas propriedades dos códigos Walsh serão apresentados no Capítulo 5.

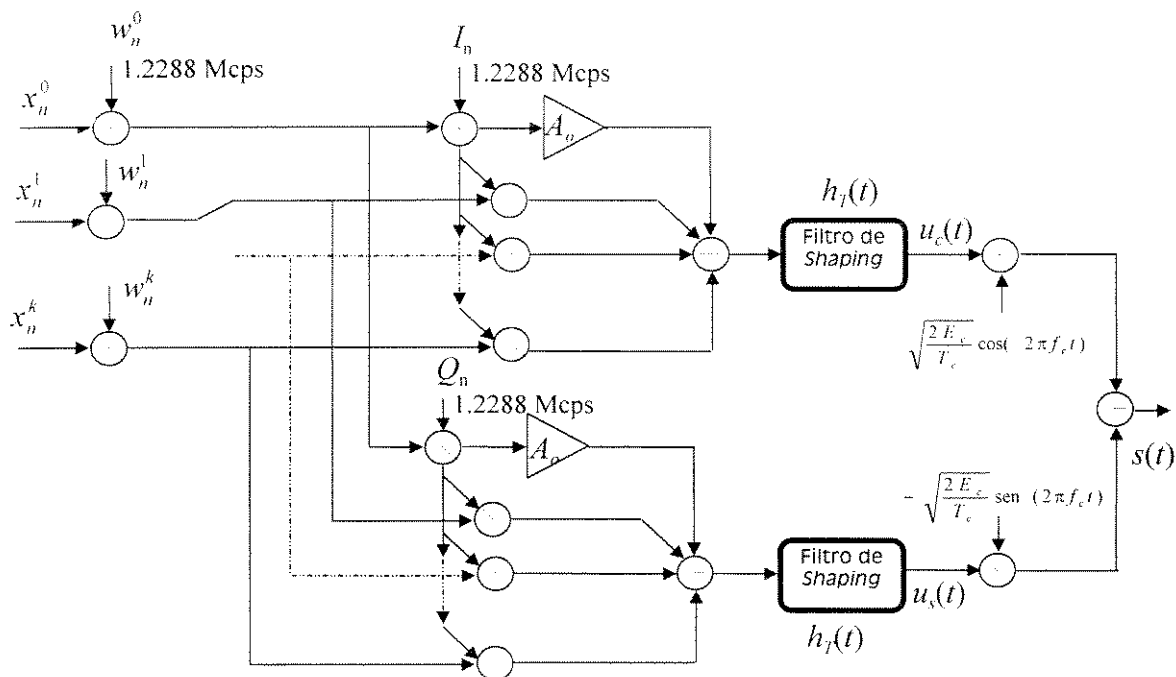


Figura 4.11: Transmissor DS-CDMA síncrono considerando múltiplos usuários

O receptor para este esquema de transmissão segue o mesmo princípio do receptor apresentado na Figura 4.9. Nesta situação, apenas é necessário incluir a etapa de desespalhamento de usuário com o código Walsh específico para cada usuário. A Figura 4.12 mostra o esquema de recepção convencional para este esquema de transmissão.

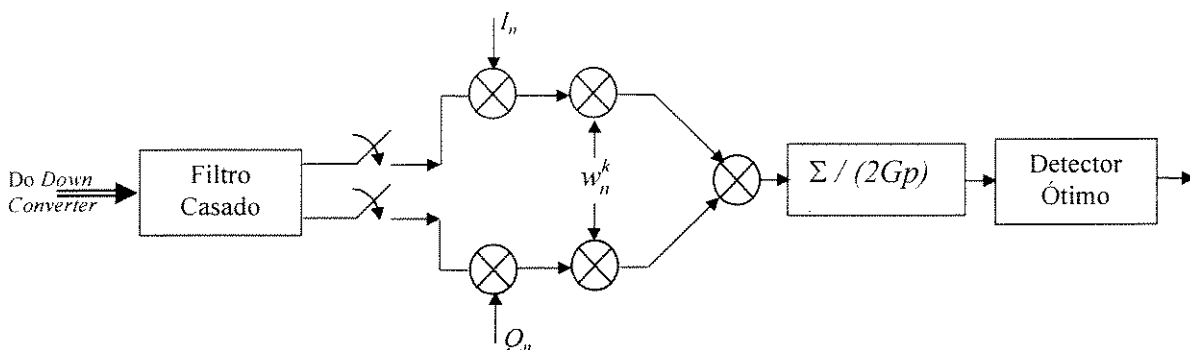


Figura 4.12: Receptor DS-CDMA com de espalhamento ortogonal para canal Gaussiano

4.3.2 CDMA assíncrono

Examinemos, agora, um sistema celular CDMA *assíncrono*. O canal reverso (transmissão das Estações Móveis à Estação Rádio Base), no padrão IS-95, utiliza este

tipo de múltiplo acesso. Nesse canal, a transmissão é do tipo multiponto-ponto e o sistema separa os sinais dos diferentes usuários através de um código longo mascarado. O diagrama em blocos de um sistema CDMA assíncrono é apresentado na Figura 4.13.

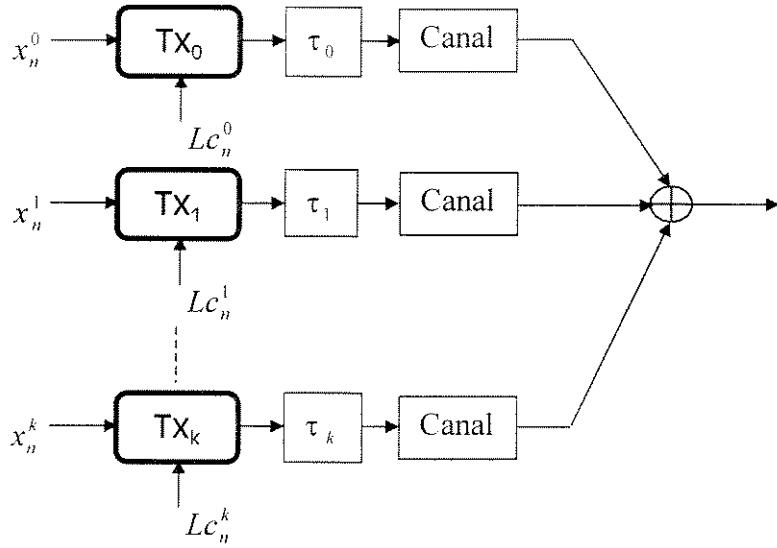


Figura 4.13: Modelo do sinal recebido em sistema DS-SS-SS assíncrono

Nessa figura, o sinal x_n^k representa o n -ésimo bit do k -ésimo usuário e os sinais Lc_n^k representam o n -ésimo bit do código espalhador específico para o k -ésimo usuário. Os esquemas de transmissão Tx_k podem ser esquemas com modulação de códigos QPSK DQPSK ou OQPSK e modulação de dados BPSK, como apresentado na Seção 4.2.3.

Vários trabalhos foram desenvolvidos com o intuito de determinar o desempenho desta forma de acesso, veja, entre eles, as Referências 33 e 34. Quando o sistema utiliza modulação de códigos QPSK ou OQPSK, modulação de dados BPSK e recepção coerente a probabilidade de erro de bit para o k -ésimo usuário é dada por [28]:

$$P_b^k = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{I_o}}\right) \quad (4.24)$$

onde $Q(z) = \int_z^\infty e^{-x^2/2} dx / \sqrt{2\pi}$ e

$$\frac{E_b}{I_o} = \frac{G_p E_c^k}{N_o + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K_u-1} E_c^j \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^4 df / T_c} \quad (4.25)$$

Na Expressão 4.25, E_c^j é a energia de chip do j -ésimo usuário, $H(f)$ é a resposta em frequência do filtro conformador do pulso de transmissão, N_o é a densidade espectral de potência do ruído branco, e K_u é o número de usuários ativos no sistema.

Observe que, em condições de controle perfeito de potência, a probabilidade de erro de bit é igual para todos os usuários. A Equação 4.24 é a expressão clássica para a probabilidade de erro de um demodulador coerente QPSK ou OQPSK em ruído aditivo branco Gaussiano de densidade espectral N_o , se existe apenas um usuário no sistema.

Da Equação 4.25 pode-se inferir que $H(f)$ tem influência no desempenho do sistema. Duas formas de conformação de pulso são usualmente considerados. Pulsos estritamente limitados no tempo e pulsos estritamente limitados na frequência. O valor da integral do denominador, para esses dois extremos, é dada por:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^4 df / T_c = \begin{cases} 2/3 & \text{para pulsos limitados no tempo} \\ 1 & \text{para pulsos limitados na frequência} \end{cases} \quad (4.26)$$

A Figura 4.14 mostra a probabilidade de erro versus E_b/N_o (Equação 4.24) para um sistema com ganho de processamento de 128, considerando 1, 10, 20, 40 e 60 usuários, pulsos estritamente limitados em frequência e demodulação coerente.

A Figura 4.15 mostra a probabilidade de erro versus o número de usuários, considerando uma relação $E_b/N_o=10$, ganho de processamento 32, 64, e 128 e pulsos estritamente limitados em frequência.

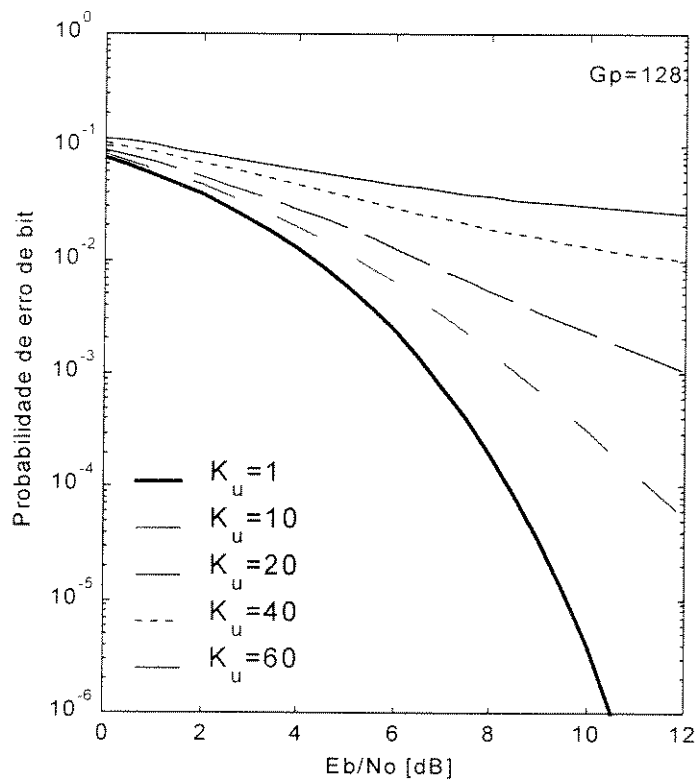


Figura 4.14: Probabilidade de erro para um sistema DS-CDMA, QPSK com $G_p=128$

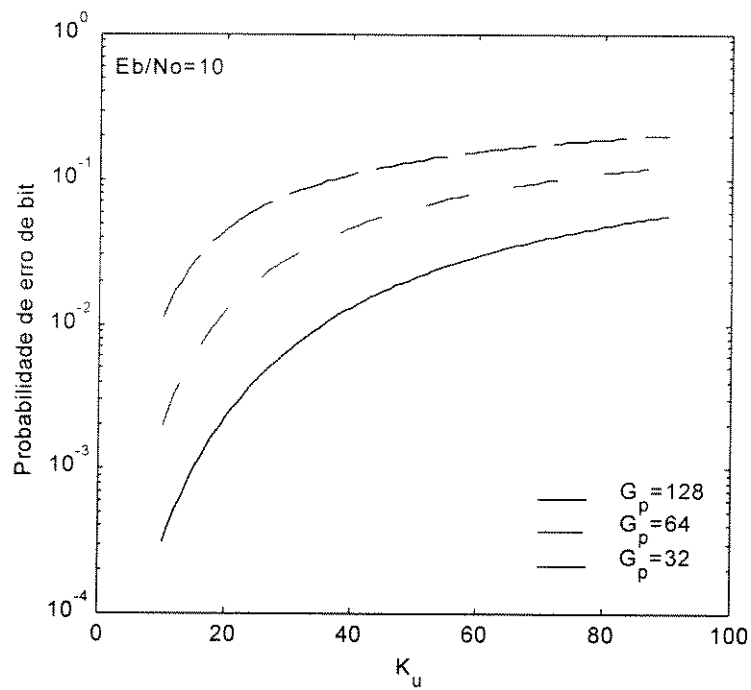


Figura 4.15: Capacidade de um sistema DS-CDMA, QPSK em AWGN

É conveniente, neste ponto, realizar algumas observações em relação às formas de modulação e demodulação apropriadas para o canal direto e reverso dos sistemas de comunicação móvel celular. Observe, que no canal, direto existe a possibilidade de transmissão de um sinal piloto que ajude no processo de estimação de fase e amplitude da portadora. Assim, no canal direto é possível a demodulação coerente. No canal reverso também é possível se realizar o processo de demodulação coerente só que é necessário que cada usuário transmita, além de sua informação, um sinal piloto cuja potência seja maior que a porção do sinal modulado pelos dados. Este fato é muito desvantajoso e reduz a eficiência de consumo de energia em até 50%, o que é um luxo, se considerarmos que o transmissor gerando esse sinal é justamente a estação móvel. Existem, basicamente, duas formas de se reduzir esse problema. A primeira sugere utilizar esquemas de modulação diferencial DQPSK, ou similares, enquanto que a segunda sugere a utilização de técnicas de modulação ortogonal M -ária usando funções Walsh e demodulação não coerente. Em geral é conhecido que as técnicas de modulação ortogonal apresentam melhor desempenho que as de modulação diferencial para $M \geq 8$, pelo menos no canal Gaussiano, mas a sua estrutura de demodulação é bem mais complexa e requer uma maior largura de banda de transmissão [20]. Na próxima seção deste Capítulo apresenta-se uma análise dos receptores adequados para o *link* direto e reverso, em canal com múltiplos percursos e desvanecimento seletivo em frequência. Considera-se que o canal direto é um sistema CDMA síncrono com modulação QPSK coerente e que o canal reverso é um sistema CDMA assíncrono com modulação ortogonal Walsh, espalhamento OQPSK e demodulação não-coerente.

4.4 ESTRUTURA RAKE

Uma técnica de recepção adequada para canais com propagação por múltiplos percursos é a estrutura RAKE [35]. Esta técnica aproveita as características de propagação de sinais de faixa larga, discutidas no Capítulo 2. Basicamente, o receptor RAKE tenta alinhar no tempo os vários percursos recebidos (distinguíveis) e os soma de forma ponderada para, posteriormente, realizar uma decisão.

Se o receptor RAKE aproveita a informação de um sinal piloto para a ponderação e extração da fase da portadora, o mesmo é conhecido como receptor RAKE coerente. Este é o caso do canal direto. Como foi comentado no item anterior, o canal reverso deve utilizar uma técnica de transmissão não coerente, isto devido a que a potência do transmissor móvel é limitada e não permite a transmissão de um sinal piloto para cada usuário. Neste caso, a estimação da estrutura de múltiplos percursos, necessária para determinar a ponderação no receptor, ainda é possível, mas requer um processamento de sinal mais complexo. Dado que o receptor para o canal reverso está na ERB, o problema de complexidade do processamento não é um grande impedimento. A estrutura de recepção, para este tipo de sinal, é conhecida como RAKE não coerente.

4.4.1 Receptor RAKE coerente

Para a análise do receptor RAKE coerente, considere o esquema de transmissão QPSK apresentado na Figura 4.11, com um total de K_u usuários ativos no sistema. Nesse sistema de transmissão, observe que $u_c(t)$ e $u_s(t)$ são as componentes em fase e em quadratura e podem ser descritas como:

$$\begin{aligned}
u_c(t) &= \sum_{k=0}^{K_u} \sum_n x_n^k w_n^k I_n h_T(t - nT_c) \\
u_s(t) &= \sum_{k=0}^{K_v} \sum_n x_n^k w_n^k Q_n h_T(t - nT_c) \\
u(t) &= u_c(t) + ju_s(t)
\end{aligned} \tag{4.27}$$

O sinal $s(t) = u_c(t)\cos 2\pi f_c t - u_s(t)\sin 2\pi f_c t$ representa a saída do transmissor em banda passante. Quando $k=0$, $x_n^0(t) = -1$ é o sinal piloto; nesse caso $w_n^0 = 1$.

Devido à propagação por múltiplos percursos, várias versões do mesmo sinal chegam ao receptor. Como foi observado no Capítulo 2, a estrutura dos diferentes percursos pode ser aproveitada no receptor só se for possível distinguir um percurso de outro. Nos sistemas de espectro espalhado, os percursos que chegam ao receptor com atrasos maiores que T_c (período de *chip*) são separados pelo correlador do desespalhador. Desta forma, o sinal recebido, em banda base, na saída do canal de rádio móvel, pode ser descrito por (Veja a Equação 2.17):

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\theta_l} u(t - \tau_l) \tag{4.28}$$

onde α_l, τ_l , e θ_l são, respectivamente, as amplitudes, os atrasos e as fases dos diferentes percursos distinguíveis. Observe que a Equação 4.28 representa a diversidade inerente aos sistemas de faixa larga transmitidos no meio de propagação móvel. Desta forma o receptor dispõe de várias réplicas do mesmo sinal, com desvanecimentos independentes, sem a necessidade do uso de várias antenas. O número total de percursos distinguíveis, L , é dado pela Equação 2.55 e, como foi visto no Capítulo 2, varia entre 2 e 25 para parâmetros típicos do sistema DS-CDMA IS 95A.

Combinando as Equações 4.27 e 4.28 é possível obter o sinal recebido, sem ruído, para o sistema com múltiplos usuários:

$$\begin{aligned} r_c(t) &= r_c^0(t) + \sum_{k=1}^{Ku} r_c^k(t) \\ r_s(t) &= r_s^0(t) + \sum_{k=1}^{Ku} r_s^k(t) \end{aligned} \quad (4.29)$$

onde:

$$\begin{aligned} r_c^k(t) &= \sum_{l=1}^L \alpha_l \sum_n x_n^k w_n^k I_n h_T(t - nT_c - \tau_l) \cos\theta_l \\ r_s^k(t) &= \sum_{l=1}^L \alpha_l \sum_n x_n^k w_n^k Q_n h_T(t - nT_c - \tau_l) \sin\theta_l \end{aligned} \quad (4.30)$$

Para $k=0$ a Equação 4.30 proporciona as componentes em fase e em quadratura do sinal piloto recebido, isto é:

$$\begin{aligned} r_c^0(t) &= \sum_{l=1}^L \alpha_l \sum_n A_0 I_n h_T(t - nT_c - \tau_l) \cos\theta_l \\ r_s^0(t) &= \sum_{l=1}^L \alpha_l \sum_n A_0 Q_n h_T(t - nT_c - \tau_l) \sin\theta_l \end{aligned} \quad (4.31)$$

O receptor ótimo do canal direto deve tirar vantagem da estrutura de propagação por múltiplos percursos. Isto é feito explorando a diversidade inerente do sinal de faixa larga transmitido. A utilização de receptores RAKE coerentes requer técnicas de sincronização de código (geração local dos códigos desespalhadores) e a estimação dos parâmetros α_l e θ_l utilizados para ponderação num esquema do tipo MRC (*Maximum Ratio Combining*) [20].

A geração local dos códigos desespalhadores resume-se a estimar os atrasos τ_l de cada percurso distinguível, e a estimar o vetor inicial do gerador de seqüências pseudo aleatórias. Com esses dois parâmetros e com um sistema de *tracking* é possível gerar, de

forma síncrona, códigos locais no receptor. O processo de aquisição de sincronismo pode ser implementado seguindo-se a Referência 31. Neste trabalho considera-se sincronização de código perfeita para simplificar o processo de simulação.

Dado que foi assumido sincronização perfeita de código, τ_1 é conhecido no receptor para todos os percursos distinguíveis. Resta, agora, estimar os parâmetros α_1 e θ_1 , para se fazer a soma ponderada. Com esse objetivo, suponha que o atraso do segundo percurso, τ_2 , foi estimado. Se usarmos essa informação para amostrar e desespalhar, de forma síncrona, o sinal recebido 4.29 temos:

$$\begin{aligned} r_{cn} &= \left[A_o + \sum_{k=1}^{Ku} x_n^k w_n^k \right] \alpha_2 \cos \phi_2 + U_n \\ r_{sn} &= \left[A_o + \sum_{k=1}^{Ku} x_n^k w_n^k \right] \alpha_2 \sin \phi_2 + V_n \end{aligned} \quad (4.32)$$

onde U_n e V_n são as contribuições de todos os percursos diferentes do segundo percurso estimado, assim como as contribuições de outros usuários. Se considerarmos um canal com desvanecimento lento, pode-se avaliar a média sobre N_p chips da Equação 4.32.

$$\begin{aligned} \frac{1}{N_p} \sum_{n=1}^{N_p} r_{cn} &= \hat{\alpha}_2 \cos \hat{\theta}_n \cong \alpha_2 \cos \theta_n \\ \frac{1}{N_p} \sum_{n=1}^{N_p} r_{sn} &= \hat{\alpha}_2 \sin \hat{\theta}_n \cong \alpha_2 \sin \theta_n \end{aligned} \quad (4.33)$$

Observe que a Equação 4.33 fornece um método de se estimar a distorção de fase e amplitude introduzida pelo canal. O valor de N_p deve ser o maior possível, sem exceder o tempo sobre o qual as distorções de amplitude e fase se mantêm constantes.

É conhecido que o demodulador, para este meio de propagação, forma a soma ponderada ajustada em fase, amplitude e atraso dos diferentes percursos distinguíveis

[20]. Seguindo esse modelo e com ajuda da Equação 4.33, a Figura 4.16 apresenta a arquitetura do receptor RAKE, adequado para demodular o sinal recebido.

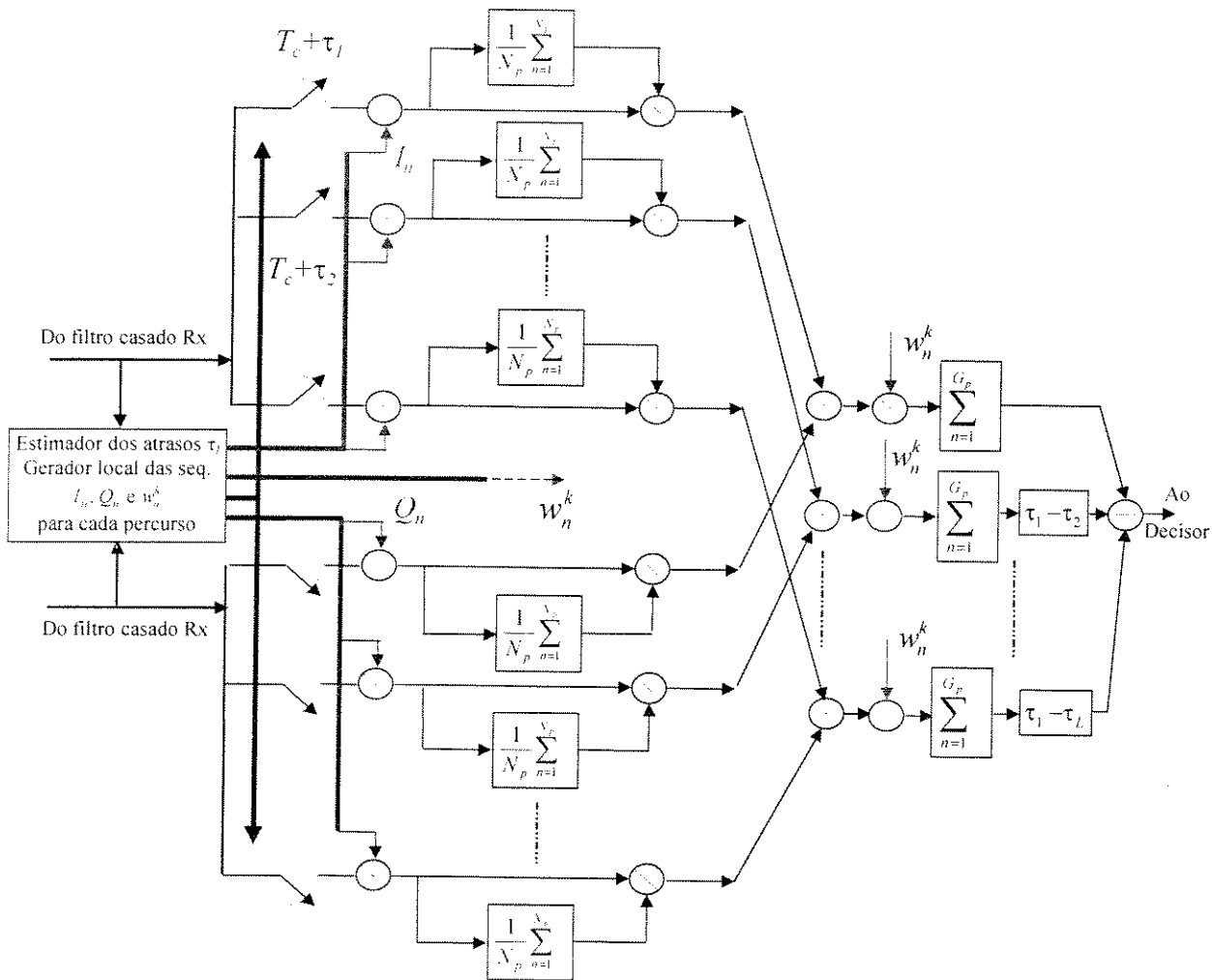


Figura 4.16: Estrutura do demodulador RAKE coerente

O bloco encarregado de estimar os atrasos de cada percurso é, também, o encarregado de gerar códigos síncronos para o desespalhamento em quadratura e para a remoção do espalhamento ortogonal de usuário. Este processo resume-se à aquisição inicial da fase dos códigos espalhadores e a um posterior adiantamento ou atraso, em função do atraso do respectivo percurso de propagação.

Se assumirmos que, no receptor da Figura 4.16, as distorções de fase e amplitude são perfeitamente conhecidas, e se considerarmos que o sistema trabalha com apenas um usuário em condições de propagação na qual todos os percursos chegam ao receptor com distribuição Rayleigh com a mesma potência, é possível calcular a probabilidade de erro para um receptor RAKE coerente ideal como [20] :

$$P_b = \left(\frac{1-\mu}{2} \right)^L \sum_{l=0}^{L-1} \binom{L-1+l}{l} \left(\frac{1+\mu}{2} \right)^l \quad (4.34)$$

onde $\mu = \sqrt{\bar{\gamma}_b / (1 + \bar{\gamma}_b)}$ e

$$\bar{\gamma}_b = \frac{E_b}{N_o} E[\alpha_i^2] \quad (4.35)$$

A Figura 4.17 mostra a probabilidade de erro versus $\bar{\gamma}_b$, dada pela Equação 4.34. Nessa figura consideram-se um, dois, três e quatro percursos Rayleigh, assim como recepção coerente e combinação ideal.

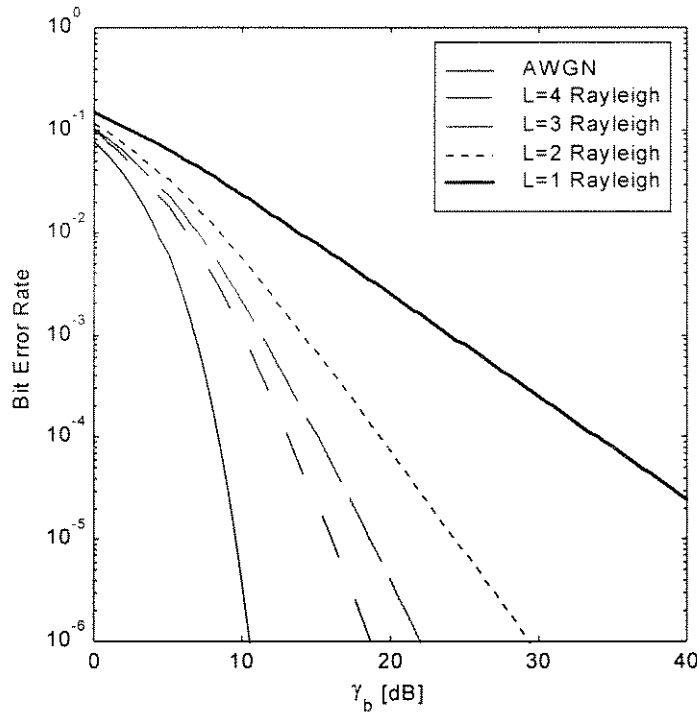


Figura 4.17: Probabilidade de erro de bit para 1, 2, 3 e 4 percursos de igual potência no canal Rayleigh Seletivo com Receptor RAKE coerente

4.4.2 Receptor RAKE não coerente

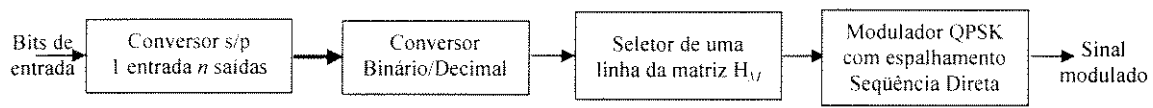
Dado que no canal reverso não existe a possibilidade de transmissão de um sinal piloto para cada sinal de usuário, devem-se utilizar técnicas de recepção diferencial ou não coerente. Seguindo esse princípio, a modulação ortogonal M -ária, com funções Walsh, mostra melhor desempenho, pelo menos em canal aditivo Gaussiano, que a modulação diferencial. Apresenta-se, a seguir, uma descrição deste esquema de modulação/demodulação e sua aplicação na estrutura RAKE.

A utilização de sinais antipodais (± 1), para a demodulação não coerente, não é possível, pois os sinais se cancelam no processo de recepção quadrático inerente à demodulação não coerente [20]. A melhor opção é a de se enviar formas ortogonais associadas a cada símbolo, que facilitam o processo de recepção. Uma forma de se gerar esses sinais ortogonais é através da matriz de Hadamard (veja o Capítulo 5). É conhecido que todas as filas de uma matriz de Hadamard de ordem M , denotada por $\mathbf{H}_M$, são ortogonais entre si. É possível demonstrar que grupos de m bits ($m = \log_2 M$) podem ser associados a uma linha da matriz, proporcionando sinais com produto interno nulo (sinais ortogonais entre si) [32]. Desta forma, para cada m bits de informação existe um símbolo de modulação com M bits. Se numerarmos as linhas da matriz $\mathbf{H}_M$ de 0 a $M-1$, a forma mais natural de se selecionar uma linha, correspondente a um grupo de m bits, é através da conversão dos mesmos ao formato decimal:

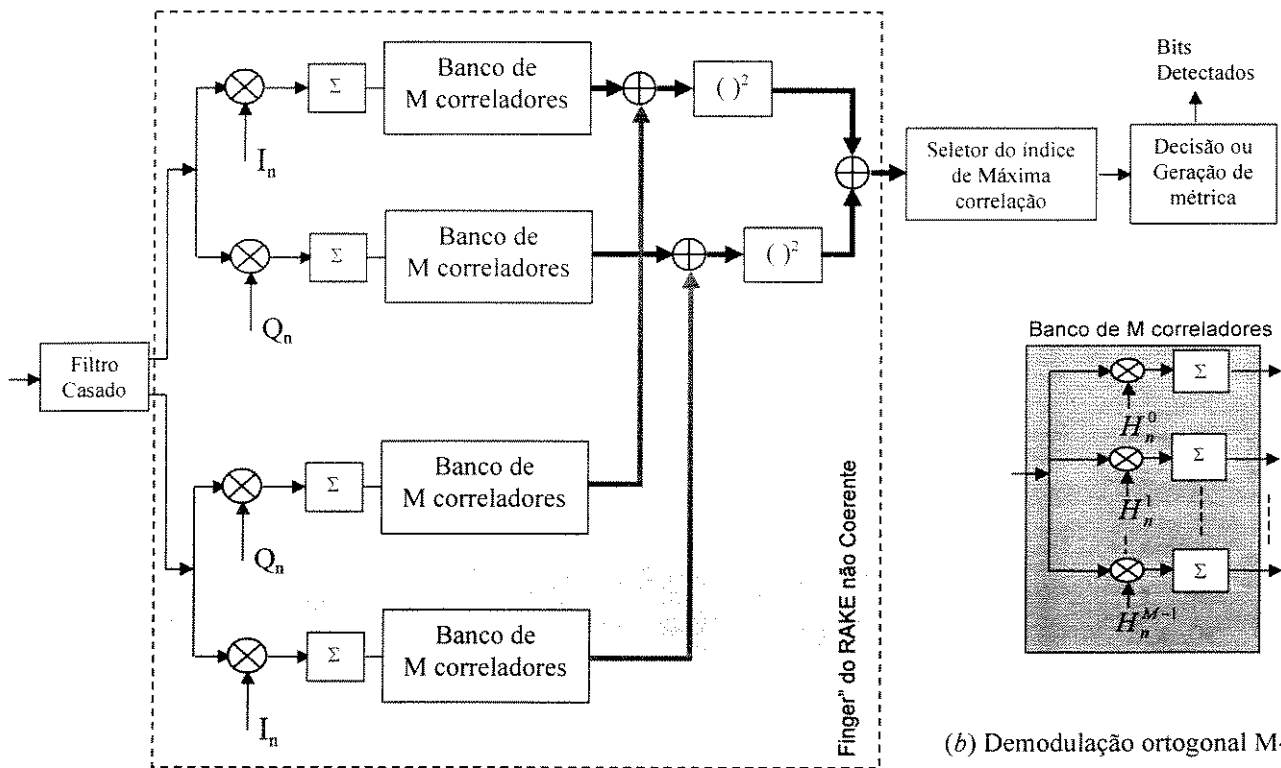
$$\text{linha da matriz Hadamard} = c_0 + 2c_1 + 4c_2 + 8c_3 + 16c_4 + \dots + 2^{m-1}c_{m-1} \quad (4.36)$$

onde c_{m-1} é o último (ou o mais recente) e c_0 é o primeiro (ou o mais antigo) dígito binário (0 ou 1) de cada grupo de m bits de entrada ao modulador. Evidentemente, este processo pode ser entendido como uma técnica de proteção de erros por bloco.

A estrutura de recepção ótima não coerente para sinais ortogonais pode ser implementada baseada na estrutura do receptor não coerente para sinais FSK, sugerida na Figura 3.17 da Referência 56. Dado que o receptor não dispõe de informação de fase, ele deve trabalhar como um detector de energia e, usualmente, requer o dobro de “braços” que um detector coerente [36]. Devido a que a modulação do *link* reverso utiliza funções ortogonais Walsh, cada braço do receptor deve possuir um banco de M -correladores seguidos de um bloco quadrático (necessário para avaliar a energia) e uma lógica que selecione a saída de maior correlação e que realize a operação inversa da Equação 4.36. A Figura 4.18 apresenta o diagrama em blocos do modem ortogonal M -ário.



(a) Modulação ortogonal M -ária



(b) Demodulação ortogonal M -ária

Figura 4.18: Modulador/demodulador ortogonal M -ário

Na Figura 4.18, foi introduzida a notação H_n^j para representar o n -ésimo bit da j -ésima fila da matriz de Hadamard. Observe que na Figura 4.18 não foi introduzida a etapa de desespalhamento de usuário, porém as variáveis I_n e Q_n podem ser entendidas como sendo o produto das seqüências pseudo aleatórias de usuário e as seqüências de período curto da estação rádio base. Observe, também, que na Figura 4.18 foram ressaltados os blocos correspondentes à demodulação não coerente e o bloco correspondente ao banco de M -correladores. No Capítulo 5, será fornecida uma forma eficiente de se avaliar este último, enquanto que o primeiro bloco será utilizado, a seguir, para a implementação da estrutura RAKE não-coerente.

Quando a propagação é através de múltiplos percursos, o demodulador não coerente deve combinar de forma “ótima”, os percursos distinguíveis no receptor. Assuma que seja possível identificar os atrasos de propagação, τ_i , de maior energia no receptor e, com essa informação, seja possível gerar sincronização perfeita de código no receptor. Assim, a Figura 4.19 apresenta uma estrutura EGC (Equal Gain Combining) que combina os diferentes percursos “distinguíveis” no receptor:

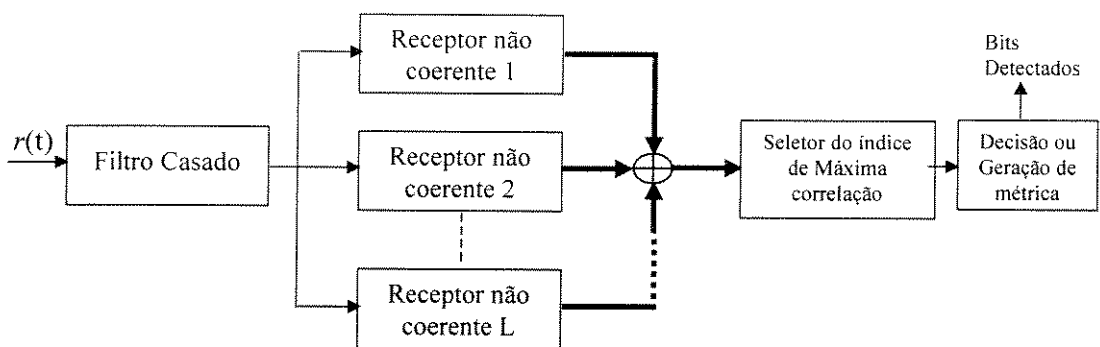


Figura 4.19: Estrutura do demodulador RAKE não coerente com modulação ortogonal M-ária

A seguir, e para relacionar os conceitos até aqui analisados com um sistema comercial, apresenta-se uma breve descrição do padrão celular DS-CDMA IS-95A.

4.5 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DS-CDMA IS-95A

A descrição detalhada das características de transmissão do sistema DS-CDMA está bem documentada na literatura (veja, por exemplo, as Referências 6, 15, 37 e 38). Neste sistema, a arquitetura de transmissão é diferente para o canal direto (*link* direto) e para o canal reverso (*link* reverso).

4.5.1 O *Link* Direto

A Figura 4.20 apresenta o modelo do *link* direto DS-CDMA. O *link* direto utiliza modulação e demodulação coerentes para a transmissão de sinais e acesso múltiplo por divisão de código síncrono. O codificador de voz, neste sistema, é de taxa variável baseado em predição linear. A saída do codificador de voz pode assumir quatro taxas diferentes: 9600, 4800, 2400 e 1200 bps. É interessante salientar que as taxas mencionadas já incluem os bits redundantes da codificação protetora de erros CRC (*Cyclic Redundant Code*). As taxas de transmissão variam de acordo com a atividade da voz, propiciando um ganho adicional para a capacidade do sistema [6].

A saída do codificador de voz é codificada convolucionalmente com um código de taxa 1/2 e $K=9$ (*constraint length*). A saída do codificador convolucional é repetida 2, 4 ou 8 vezes para as taxas de 4800, 2400 e 1200 bps, respectivamente, isto com a finalidade de manter uma taxa constante após a etapa de codificação. A saída do repetidor de códigos passa por um *interleaver* de blocos em quadros de 20 ms. As saídas do *interleaver* são embaralhadas (*scrambling*) com um código pseudo aleatório longo para proporcionar privacidade na comunicação. Após o processo de embaralhamento procede-se ao espalhamento, com códigos Walsh (*orthogonal covering*), para designar um único canal de usuário. O sinal resultante do processo de espalhamento de usuário é um sinal

com uma taxa de chip de 1,2288 Mcps. Finalmente, o sinal resultante é submetido a “espalhamento” em quadratura com modulação QPSK e conformação de pulso *sync*. Detalhes adicionais são fornecidos na Tabela 4.2.

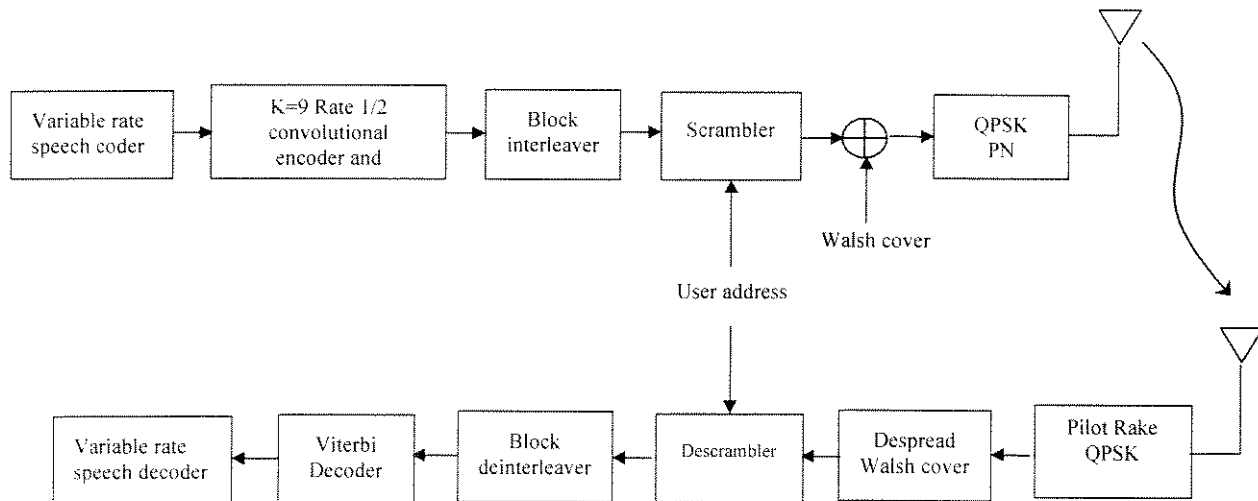


Figura 4.20: Transmissor e Receptor do Link Direto

O padrão IS-95A não estabelece uma estrutura específica de recepção para este *link*. O receptor de *link* direto, basicamente, deve realizar as operações inversas daquelas realizadas no transmissor. O sinal recebido é, inicialmente, desespalhado em quadratura. O sinal resultante desse processo é uma composição do sinal de todos os usuários e dos sinais piloto, *paging* e *sync* da própria célula, assim como uma versão atenuada de sinais interferentes de outras células. Dessa composição de sinais, inicialmente, é recuperado o sinal piloto, e o mesmo é utilizado para a demodulação coerente do sinal do usuário desejado. O sinal desespalhado em quadratura é, ainda, desespalhado pelo código Walsh do usuário. Na ausência de propagação por múltiplos percursos, este sinal resultante contém apenas o sinal do usuário desejado e interferências atenuadas de outras células ou setores [28]. O sinal desespalhado, com o código de Walsh, é posteriormente desembaralhado usando-se o código longo. Finalmente, procede-se às etapas de *de-*

interleaving e decodificação de Viterbi usando *soft decision*. Na prática, o sinal recebido deve estar sincronizado com o receptor. Isto é conseguido através do uso de um processador que aproveita o sinal piloto para estimar o atraso introduzido pelo meio de propagação. Adicionalmente, na presença de múltiplos percursos, a estrutura coerente de recepção deve fazer uso da arquitetura RAKE coerente.

4.5.2 O Link Reverso

O método de modulação adotado para o *link* reverso é diferente daquele utilizado no *link* direto. Em particular, o *link* reverso utiliza modulação OQPSK, modulação ortogonal *M*-ária e acesso múltiplo por divisão de código assíncrono. O link reverso utiliza codificação convolucional com um código de taxa $1/3$ e $K=9$. A etapa de repetição de código deste *link* é idêntica àquela do *link* reverso. O *interleaving* de dados é feito usando-se quadros de 20 ms. Neste caso, antes do processo de embaralhamento, é introduzido um modulador ortogonal de Walsh. A saída do modulador ortogonal é espalhada com uma sequência pseudo-aleatória de período longo. A saída do gerador de código longo é específico para cada usuário de forma a proporcionar privacidade na comunicação (O polinômio gerador do código longo é o mesmo para todos os usuários, porém utiliza-se mascaras individuais para cada um dos mesmos). Finalmente, o sinal, assim obtido, é “espalhado” em quadratura usando, desta vez, modulação OQPSK.

No *link* reverso a função de atividade de voz é também aproveitada para possibilitar a transmissão de apenas uma das repetições de código a plena potência. Este processo permite que o receptor mantenha um E_b/N_0 constante para uma determinada taxa, sem que isto resulte numa transmissão com taxa variável. Para reduzir interferência,

a posição temporal do código transmitido é aleatória (*data burst randomizer*). Detalhes adicionais do link reverso estão fornecidos na Tabela 4.2.

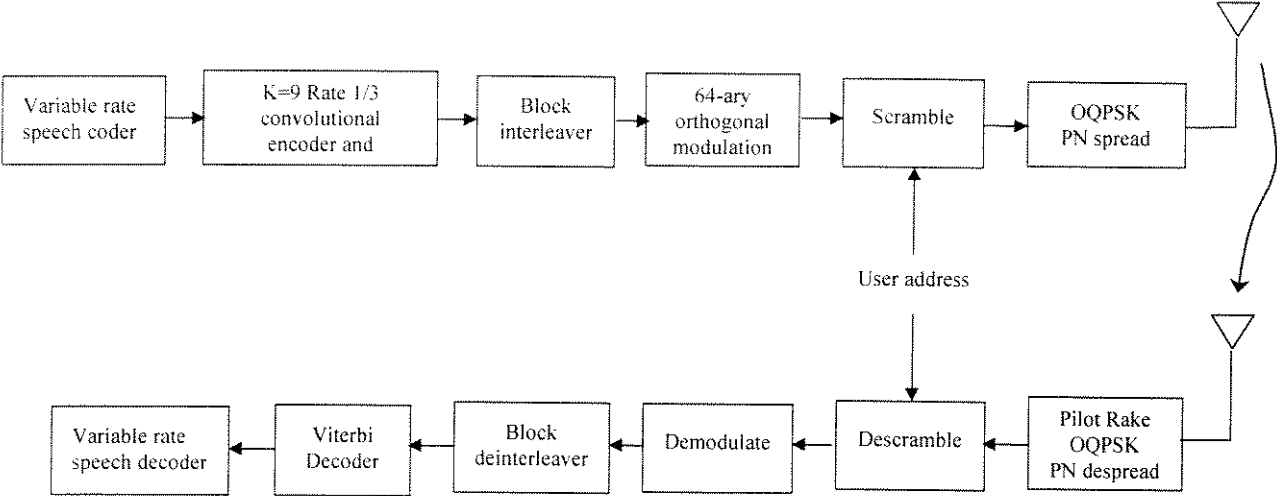


Figura 4.21: Transmissor e Receptor do Link reverso

Parâmetro	Enlace ERB → EM	Enlace EM → ERB
Frequência de operação	869 – 894 MHz	824 – 849 MHz
Método de acesso	DS-CDMA / FDMA	DS-CDMA / FDMA
Padrão de reutilização	Reutilização por setores	Reutilização por setores
Modulação de dados	BPSK com ortogonalização por funções Walsh	Modulação ortogonal 64-ária
Modulação de código	Espalhamento QPSK com PN de período 2 ¹⁵	Espalhamento QPSK com PN de período 2 ¹⁵
Taxa de chip	1,2288 Mcps	1,2288 Mcps
Código corretor de erros	Código convolucional K=9 e taxa 1/2	Código convolucional K=9 e taxa 1/3
Interleaving	Interleaving por blocos de 20 ms.	Interleaving por blocos de 20 ms.
Scrambling	Decimação de sequência longa PN de 2 ⁴² -1	Decimação de sequência longa PN de 2 ⁴² -1
Estrutura do receptor	Rake de três braços	Rake de quatro braços
Método de codificação voz	QCELP de taxa variável	QCELP de taxa variável
Duração de quadro	20 ms.	20 ms.
Métodos de Diversidade	Frequência : Faixa larga Temporal : Interleaving Espacial : Multipercurso	Frequência : Faixa larga Temporal : Interleaving Espacial : Multipercurso Antena

Tabela 4.2: Parâmetros de sistema do link direto e reverso do padrão IS-95A

O receptor do *link* reverso, basicamente, realiza as operações inversas daquelas realizadas no transmissor. O sinal recebido é, inicialmente, desespalhado em quadratura. Esse sinal resultante é, posteriormente, desespalhado/desembaralhado com o código longo de cada usuário. O sinal resultante deve ser processado pelo demodulador ortogonal não coerente com estrutura RAKE. A saída desse demodulador é processada pelo *de-interleaving* e, finalmente, pelo decodificador de Viterbi.

4.6 SUMÁRIO

Neste Capítulo foram apresentados, inicialmente, conceitos básicos de comunicação por espectro espalhado. Foram apresentados resultados importantes para a validação de geradores de seqüências pseudo-aleatórias. Posteriormente realizamos uma análise das diferenças entre CDMA síncrono e assíncrono e modulação com espectro espalhado coerente e não-coerente. Como contribuição, este Capítulo apresenta estruturas claras de demodulação coerente e não coerente para canais com múltiplos percursos. Foram apresentados resultados de desempenho conhecidos que serão utilizados para a validação da plataforma de simulação. Finalmente, foi apresentado resumidamente o padrão DS-CDMA IS-95A.

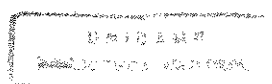
Capítulo 5

PROCEDIMENTOS DE SIMULAÇÃO

5.1 INTRODUÇÃO

A simulação de um sistema de comunicações requer o conhecimento profundo de suas funcionalidades. Em geral, os sistemas são descritos através de diagramas de bloco. Os diagramas de bloco representam apenas, de forma geral, os tipos de operação aos quais os sinais do sistema são submetidos. Para que a descrição em diagrama de bloco se converta em modelo de simulação é necessário proporcionar modelos para cada um dos blocos. Isto é, devem-se criar algoritmos e equações que descrevam especificamente a operação de cada bloco. O objetivo deste capítulo é apresentar este processo de modelagem para o canal de propagação e para os sistemas de transmissão e de recepção descritos nos Capítulos 2, 3 e 4, respectivamente.

Este capítulo está dividido da seguinte maneira. A Seção 5.2 apresenta o método adotado para a simulação de variáveis aleatórias com distribuição Gaussiana apropriadas para simular ruído aditivo. Na Seção 5.3 apresentam-se as técnicas utilizadas para a simulação de desvanecimento plano Rayleigh, Rice, Nakagami e Log-Normal. Nessa mesma seção, apresentam-se métodos para o levantamento de estatísticas de primeira e segunda ordem dos desvanecimentos simulados. A Seção 5.4 apresenta o método adotado para a simulação de desvanecimento seletivo, usando-se perfis típicos de múltiplos percursos. Na Seção 5.5 apresenta-se um conjunto de métodos de simulação dos transmissores e receptores do sistema DS-CDMA. A Seção 5.6 apresenta algumas considerações em relação ao ajuste da relação E_b/N_o para uma determinada simulação.



Nas Seções 5.7 e 5.8 apresentam-se técnicas de simulação para a geração de interferência de múltiplos usuários e sinais com controle de potência, respectivamente. Finalmente, na Seção 5.9 apresentam-se, de forma resumida, as técnicas de estimativa do BER (*Bit Error Rate*) adotadas neste trabalho.

5.2 SIMULAÇÃO DO RUÍDO ADITIVO GAUSSIANO

O ruído considerado na medida de desempenho de um sistema de comunicações pode ser suposto aditivo com função densidade de probabilidade Gaussiana. Usualmente, considera-se que este tipo de ruído possui densidade espectral de potência $N_0/2$, constante para todo o eixo de frequências. Dado que os sistemas práticos são de faixa limitada B_w , e são simulados em banda base equivalente com taxas de amostragem de $f_s > 2B_w$, pode-se assumir que a densidade espectral de potência do ruído “branco” é também limitada em frequência. Para fins de simulação, define-se a densidade espectral de potência do ruído como:

$$PSD(f) = \frac{N_0}{2} \quad \text{para} \quad -f_s/2 < f < f_s/2 \quad (5.1)$$

Observe que, dada a forma da Equação 5.1 (pulso uniforme limitado em frequência), a função de auto-correlação seguirá uma função *sinc* com nulos em kT_s , $T_s = 1/f_s$, isto é, as amostras deste ruído são descorrelacionadas e independentes para o caso Gaussiano. A variância das amostras é o produto da densidade espectral de potência, $N_0/2$, pela largura de banda do ruído, f_s , i.e:

$$\sigma_n^2 = \frac{N_0 f_s}{2} \quad (5.2)$$

Desta forma, podem-se simular amostras de um ruído “branco” com densidade espectral de potência $N_0/2$, usando-se um gerador de variáveis aleatórias independentes de média zero e variância dada pela Equação 5.2.

A geração de variáveis Gaussianas independentes pode seguir vários métodos. Adotamos, neste trabalho, o método de Box-Muller. O método de Box-Muller transforma duas variáveis U_1 e U_2 , com distribuição uniforme, em duas variáveis X e Y com distribuição Gaussiana, através da seguinte transformação [39]:

$$\begin{aligned} X &= \sqrt{-2 \ln(U_1)} \cos(2\pi U_2) \\ Y &= \sqrt{-2 \ln(U_1)} \sin(2\pi U_2) \end{aligned} \quad (5.3)$$

As variáveis obtidas com essa transformação possuem média zero e variância unitária. O ajuste para a variância requerida deverá ser feita multiplicando-se os valores assim obtidos por σ_n , sendo que este último valor é obtido de acordo com a relação E_n/N_0 , que se deseja para uma determinada simulação.

5.3 SIMULAÇÃO DE DESVANECIMENTO PLANO

Esta seção descreve a unidade encarregada da geração das componentes em fase e em quadratura de banda base equivalente do desvanecimento plano. A literatura apresenta diversas propostas de simuladores [40, 41, 42, 43 e 44]. O esquema de simulação aqui apresentado corresponde ao método de simulação por filtragem de ruído no domínio da frequência [45]. A simulação do desvanecimento de curto prazo, assim como a simulação do desvanecimento de longo prazo, tem origem na geração de um processo estocástico complexo Gaussiano com densidade espectral de potência dada pela Equação 2.34.

Como a simulação é realizada em banda base equivalente pode-se considerar $f_c = 0$ e rescrever a Equação 2.34 de forma conveniente como:

$$S_{HH}(f) = \frac{\sigma^2}{\pi f_{dm} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_{dm}}\right)^2}} \quad (5.4)$$

Seja $\{\tilde{h}(n\Delta t)\}$ uma seqüência complexa de N_r amostras de um sinal de banda estreita $\tilde{h}(t)$ amostrado a uma taxa $f_s = 1/\Delta t$, cuja densidade espectral de potência é dada pela Equação 5.4. Embora sejam necessárias apenas N_r amostras desta seqüência, suponha que ela seja periódica e se repita a cada intervalo de $N_r\Delta t$ segundos. Sob essa última consideração, é possível determinar a seqüência discreta $\{\tilde{h}(n\Delta t)\}$ a partir de amostras do espectro $\tilde{H}(f)$, usando-se a transformada discreta inversa de Fourier [39]:

$$\tilde{h}(n\Delta t) = \Delta f \sum_{k=0}^{N_r-1} \tilde{H}(k\Delta f) e^{j2\pi kn\Delta f\Delta t} \quad (5.5)$$

Nesta expressão, $k\Delta f$ representa as freqüências discretas onde $\tilde{H}(f)$ foi amostrado. A densidade espectral de potência da seqüência $\{\tilde{h}(n\Delta t)\}$ pode ser avaliada usando-se o do método do periodograma [20]:

$$S_{HH}(k\Delta f) = \Delta f E \left[\left| \tilde{H}(k\Delta f) \right|^2 \right] \quad (5.6)$$

Portanto, dada a seqüência $\{S_{HH}(k\Delta f)\}$ com N_r amostras da densidade espectral de potência, definida pela Equação 5.4, pode-se obter uma componente do conjunto de possíveis realizações do processo estocástico correlacionado, gerando-se uma seqüência $\{\tilde{h}(n\Delta t)\}$ de forma que o seu espectro de potência obedeça à Equação 5.6.

Seja $\{\xi(k\Delta f)\}$ uma seqüência de variáveis aleatórias complexas, cuja fase $\phi(k\Delta f)$ tem distribuição uniforme e cujo módulo é unitário, ou seja, $E[\xi^2(k\Delta f)] = 1$ (observe que estas variáveis podem ser geradas usando-se o método Box-Muller). Usando a Equação 5.6 podemos estabelecer uma realização do espectro como [39]:

$$\tilde{H}(k\Delta f) = \xi(k\Delta f) \sqrt{\frac{S_{HH}(k\Delta f)}{\Delta f}} \quad (5.7)$$

Substituindo-se esta relação na Equação 5.5 temos:

$$\tilde{h}(n\Delta t) = \Delta f \sum_{k=0}^{N_r-1} \xi(k\Delta f) \sqrt{\frac{S_{HH}(k\Delta f)}{\Delta f}} e^{j2\pi kn\Delta f\Delta t} \quad (5.8)$$

Dado que a fase da seqüência $\{\xi(k\Delta f)\}$ é uniformemente distribuída, pelo teorema do limite central, a seqüência $\{\tilde{h}(n\Delta t)\}$, calculada através da Equação 5.8, possui distribuição Gaussiana. De acordo com a Equação 5.7, o espectro desta seqüência é definido por amostras de $S_{HH}(f)$ tomadas a intervalos regulares de $k\Delta f$.

Observe que $\Delta t = 1/f_s$, $\Delta f = f_s / N_r = 1/N_r\Delta t$ e $N_r = 1/\Delta f\Delta t$. Aplicando esses conceitos à Equação 5.8, temos [45]:

$$\tilde{h}(n\Delta t) = \Delta f \sum_{k=0}^{N_r-1} \xi(k\Delta f) \sqrt{\frac{S_{HH}(k\Delta f)}{\Delta f}} e^{j2\pi kn} e^{\frac{j2\pi kn}{N_r}} \quad (5.9)$$

A Equação 5.9 pode ser avaliada eficientemente através da transformada inversa rápida de Fourier de N_r pontos. Nessa situação, as componentes em fase e em quadratura do processo $\tilde{h}(n\Delta t)$ são dadas por:

$$x_c(n\Delta t) = \text{Re} \left[\text{IFFT} \left(\xi(k\Delta f) \sqrt{\frac{S_{HH}(k\Delta f)}{\Delta f}}, N_r \right) \right] \quad (5.10a)$$

$$x_s(n\Delta t) = \text{Im} \left[\text{IFFT} \left(\xi(k\Delta f) \sqrt{\frac{S_{HH}(k\Delta f)}{\Delta f}}, N_r \right) \right] \quad (5.10b)$$

5.3.1 Simulação de desvanecimento Rayleigh

O desvanecimento Rayleigh pode ser simulado, em banda base, de acordo com a seguinte expressão:

$$\tilde{h}(n\Delta t) = x_c(n\Delta t) + jx_s(n\Delta t) \quad (5.11)$$

A envoltória r e a fase ϕ , deste tipo de desvanecimento, são dadas por

$$r_{Rayl}(n\Delta t) = \sqrt{x_c^2(n\Delta t) + x_s^2(n\Delta t)} \quad (5.12a)$$

$$\phi(n\Delta t) = \tan^{-1}\left(\frac{x_s(n\Delta t)}{x_c(n\Delta t)}\right) \quad (5.12b)$$

Dado que $x_c(n\Delta t)$ e $x_s(n\Delta t)$ são Gaussianas independentes de média nula, a envoltória, r , tem distribuição Rayleigh e a fase, ϕ , é uniformemente distribuída em relação à origem.

5.3.2 Simulação de desvanecimento Rice

Quando existe linha de visada entre o transmissor e o receptor, o sinal recebido possui uma componente adicional direta. Nesse caso, o canal é modelado como um processo estocástico Rice [3]. O desvanecimento Rice, de acordo com a Equação 2.45, pode ser simulado a partir da seguinte expressão:

$$\tilde{h}(n\Delta t) = [C_d \cos \Theta + x_c(n\Delta t)] + j[C_d \sin \Theta + x_s(n\Delta t)] \quad (5.13)$$

onde C_d e Θ são a amplitude e a fase do sinal que chega ao receptor de forma direta. A envoltória, r , da Equação 5.13 tem a distribuição Rice, como indicado na Equação 2.46. A fase, ϕ , possui distribuição uniforme, mas média diferente de zero.

5.3.3 Simulação de desvanecimento Nakagami

O método adotado para a simulação de desvanecimento plano, com característica Nakagami, segue a estrutura proposta no Capítulo 3 desta tese. Usando-se o modelo

apresentado na Equação 3.5, a envoltória do desvanecimento Nakagami pode ser simulada através da seguinte expressão:

$$r_{Nak}(n\Delta t) = \begin{cases} \left(x_{c0}^2(n\Delta t) + \sum_{i=1}^{n-1} [x_{ci}^2(n\Delta t) + x_{si}^2(n\Delta t)] \right)^{1/2} & \text{para } n \text{ ímpar} \\ \left(\sum_{i=1}^n [x_{ci}^2(n\Delta t) + x_{si}^2(n\Delta t)] \right)^{1/2} & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \quad (5.14)$$

As variáveis $x_{ci}(n\Delta t)$ e $x_{si}(n\Delta t)$ são variáveis aleatórias que devem ser geradas a partir da Equação 5.10. O parâmetro m de Nakagami é dado por $n/2$. Se assumirmos que todas as variáveis $x_{ci}(n\Delta t)$ e $x_{si}(n\Delta t)$ possuem a mesma variância σ , então o segundo parâmetro de Nakagami é dado por $\Omega = E[r_{Nak}^2] = n\sigma$. Para se gerar um desvanecimento Nakagami $m=4,5$, por exemplo, deve-se utilizar a primeira expressão da Equação 5.14 com $n=9$. Considerando $\sigma = 1$, o valor resultante do segundo parâmetro será $\Omega = 9$.

5.3.4 Simulação de sombreamentos Log-Normal

Um processo com distribuição Log-Normal pode ser gerado a partir de um processo Gaussiano, através da seguinte expressão [39, 46]:

$$\tilde{h}_{LN}(n\Delta t) = \exp[x_c(n\Delta t) + jx_s(n\Delta t)] \quad (5.15)$$

Observe que neste caso as variáveis Gaussianas $x_c(n\Delta t)$ e $x_s(n\Delta t)$ podem ser geradas a partir das Equações 5.10. Usualmente observa-se que a taxa de flutuações dos sombreamentos é pequena se comparada à taxa de flutuação de curto prazo. Nesse sentido, a simulação das variáveis $x_c(n\Delta t)$ e $x_s(n\Delta t)$ para a Equação 5.15 deve utilizar como frequência Doppler máxima apenas uma porção da frequência Doppler máxima real utilizada para a simulação do desvanecimento de curto prazo.

5.3.5 Estimação das estatísticas de primeira e segunda ordem

A validação de desempenho do simulador requer o levantamento de parâmetros estatísticos da envoltória e da fase do sinal desvanecido. A seguir descrevemos os quatro principais parâmetros de verificação estatística: a distribuição cumulativa, a função de densidade de probabilidade, a taxa de cruzamento de nível, e a duração média dos desvanecimentos.

- i) **Distribuição cumulativa** - A distribuição cumulativa, $cdf_r(\zeta) = \text{prob}(r \leq \zeta)$, é determinada medindo-se o tempo T_ζ que o sinal desvanecido está abaixo de um determinado nível ζ e dividindo-se esse valor pelo tempo total de observação [47]:

$$\hat{cdf}_r(\zeta) = \lim_{T_{obs} \rightarrow \infty} \frac{T_\zeta}{T_{obs}} \quad (5.16)$$

- ii) **Função de densidade de probabilidade** - A verificação do comportamento do simulador em relação à função densidade de probabilidade é feita através da estimação da mesma a partir de dados simulados. Isto é, dada a seqüência de dados $\{r_k\}$ de comprimento N , é possível estimar a pdf através de [47]

$$\hat{pdf}_r(r) = \frac{N_r}{NW} \quad (5.17)$$

onde W é um intervalo pequeno centrado em r e N_r é o número de amostras dentro da faixa $r \pm W / 2$. Portanto, uma estimativa da pdf é obtida dividindo-se em intervalos a totalidade da faixa de variação de r , computando-se o número de amostras dentro de cada intervalo, e dividindo-se esse número pelo produto da largura de cada intervalo com o número total de amostras.

- iii) **Taxa de cruzamento de nível** - A taxa de cruzamento de nível é determinada contando-se o número de cruzamentos ascendentes (ou descendentes) $n_s(T_{obs})$ que

ocorrem acima de um nível ζ durante um tempo de observação T_{obs} e dividindo-se esse número pelo próprio intervalo de observação. Assim, a taxa de cruzamento de nível pode ser expressa como [48]:

$$N(\zeta) = \lim_{T_{obs} \rightarrow \infty} \frac{n_s(T_{obs})}{T_{obs}} \Big|_{\zeta} \quad (5.18)$$

Para efeitos de comparação com os resultados teóricos, é necessário normalizar o resultado anterior em relação à frequência Doppler máxima:

$$N_n(\zeta) = \frac{1}{f_{dm}} \lim_{T_{obs} \rightarrow \infty} \frac{n_s(T_{obs})}{T_{obs}} \Big|_{\zeta} \quad (5.19)$$

onde $N_n(\zeta)$ é a taxa de cruzamento de nível normalizada.

iii) **Duração média dos desvanecimentos** - A duração média dos desvanecimentos pode ser obtida dividindo-se a distribuição cumulativa e a taxa de cruzamento de nível para um dado nível de comparação ζ [3]:

$$\tau_{\zeta} = \frac{prob(r \leq \zeta)}{N(\zeta)} \quad (5.20)$$

5.4 SIMULAÇÃO DE DESVANECIMENTO SELETIVO

A simulação do desvanecimento seletivo para sinais de faixa larga seguirá a metodologia apresentada na Referência 13. O ponto de partida para o processo de simulação do canal de faixa larga é a resposta ao impulso, definida pela Equação 2.18. A seguir, apenas por conveniência, rescreve-se essa equação da seguinte forma:

$$\tilde{h}(\tau; t) = \sum_{i=1}^{N(t)} \alpha_i(t) e^{-j\theta_i(t)} \delta[\tau - \tau_i(t)] \quad (5.21)$$

Da Equação 5.21 podemos observar que, aparentemente, o canal de rádio móvel pode ser totalmente caracterizado a partir das variáveis de percurso $\alpha_i(t)$, $\tau_i(t)$ e $\phi_i(t)$. De fato, não é suficiente, simplesmente, calcular as distribuições de pequena e grande escala das flutuações do sinal. É também de grande importância a correlação entre as amplitudes de atrasos vizinhos (correlações cruzadas da resposta impulsiva). Porém, a Referência 49 conclui que para variações de pequena escala em cada célula de atraso, as amplitudes de células de atraso vizinhas não apresentam correlação. Desta forma se valida a hipótese de WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) para a derivação dos parâmetros do desvanecimento de curto prazo. Por outro lado, no mesmo trabalho se conclui que as variações de larga escala em cada célula de atraso são bem modeladas por uma distribuição Log-Normal mas que, em contraste com as flutuações de pequena escala, neste caso, apresentam-se correlações fortes entre as variações de amplitude de células de atraso vizinhas. Em simulações práticas, normalmente, são implementadas correlações cruzadas só de dois atrasos contíguos [49]. A Referência 49 ainda estabelece que é possível considerar que a correlação das amplitudes de duas células de atraso é nula se a separação entre *taps* do simulador for maior que 0,3 μseg . No padrão IS-95A o período de *chip* é de 0,8 μseg , não sendo necessário, portanto, a simulação com correlação entre amplitudes de células contíguas. Sob essas considerações e restrições, podemos supor que $\tilde{h}(\tau, t)$ é estacionário no sentido amplo, isto é, as funções de correlação do canal são invariantes para pequenas translações de tempo e não existe correlação cruzada entre amplitudes de células vizinhas. Por outro lado, é também possível assumir, para pequenas áreas de propagação, que o valor dos atrasos e o número

de percursos mantêm-se constantes durante o intervalo de observação. Com estas considerações podemos escrever a Equação 5.21 como:

$$\tilde{h}(\tau; t) = \sum_{k=1}^L [x_{ck}(t) + jx_{sk}(t)] \delta(\tau - \tau_k) \quad (5.22)$$

onde foi introduzida a variável L para indicar o número fixo de percursos de propagação, e onde, de propósito, foi introduzida notação cartesiana para a representação polar da amplitude e fase da Equação 5.21. É conveniente, neste ponto, lembrar que o perfil de potência do canal ou *multipath intensity profile* para a situação descrita acima é dado por (veja a Equação 2.25):

$$p(\tau) \equiv R_{hh}(\tau) = \frac{1}{2} E \left[\left| \tilde{h}(\tau; t) \right|^2 \right] \quad (5.23)$$

Com as observações anteriores, podemos inferir que o processo de simulação da resposta impulsiva amostrada no tempo e no atraso, resume-se aos seguintes passos:

- 1) *Amostragem de $p(\tau)$* - O perfil de potência $p(\tau)$ deve ser amostrado em $\tau = \tau_k$, onde $k=1, \dots, L$. O espaço entre amostras é escolhido de acordo com a resolução pretendida ou possível (múltiplos de T_c , no caso de sistemas com espalhamento espectral). A resposta impulsiva discreta do canal rádio móvel, para o atraso τ_k , denotada por $\tilde{h}(\tau_k, n\Delta t) = x_{ck}(n\Delta t) + jx_{sk}(n\Delta t)$, é um processo estocástico complexo com as características descritas na Seção 5.3 (Rayleigh, Rice ou Nakagami) e com variância $p(\tau_k)$; ou seja, $x_{ck}(n\Delta t)$ e $x_{sk}(n\Delta t)$ são dois processos decorrelacionados, cada um com variância $p(\tau_k)/2$.
- 2) *Geração dos processos $x_{ck}(n\Delta t)$ e $x_{sk}(n\Delta t)$ e de $\tilde{h}(\tau_k, n\Delta t)$* - A partir da Equação 5.23 e considerando-se estatísticas de percurso decorrelacionadas, é possível

observar que a matriz de covariância para o processo estocástico de $2L$ -dimensões ,formado pelos vetores $\{x_{c1}(n\Delta t), x_{s1}(n\Delta t), \dots, x_{cL}(n\Delta t), x_{sL}(n\Delta t)\}$, é dada por [50]:

$$MC = \begin{bmatrix} \frac{p(\tau_1)}{2} & & & & \\ & \frac{p(\tau_1)}{2} & & 0 & \\ & & \ddots & & \\ & 0 & & \frac{p(\tau_L)}{2} & \\ & & & & \frac{p(\tau_L)}{2} \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Portanto, a construção da resposta impulsiva discreta e variável no tempo resume-se à construção de $2L$ vetores, usando-se os métodos descritos na seção anterior, e a um posterior ajuste de forma tal que o conjunto apresente a matriz de correlação da Equação 5.24.

- 3) *Avaliação da saída do canal* - A saída do canal de rádio móvel pode ser avaliada a partir da Equação 2.17, a qual rescrevemos por conveniência a seguir:

$$\tilde{x}(n\Delta t) = \sum_{k=1}^L \beta_k(n\Delta t) \tilde{s}(n\Delta t - \tau_k) \quad (5.25)$$

onde $\tilde{s}(n\Delta t)$ é o sinal complexo amostrado, em banda base equivalente, do sinal que está sendo transmitido e $\beta_k(n\Delta t) = x_{ck}(n\Delta t) + jx_{sk}(n\Delta t)$. A Figura 2.7 apresenta uma estrutura de simulação para a Equação 5.25.

O perfil $p(\tau)$ é um perfil mensurável e representa a potência média à saída do canal, em função do atraso de cada percurso. O COST-207 [51] recomenda, por exemplo, os perfis típicos ilustrados na Tabela 5.1.

Área	Perfil de múltiplos percursos
Rural	$p(\tau) = \begin{cases} \exp(-9,2\tau) & \text{para } 0 \leq \tau \leq 0,7 \\ 0 & \text{outros} \end{cases}$
Urbana Típica I	$p(\tau) = \begin{cases} \exp(-\tau) & \text{para } 0 \leq \tau \leq 7 \\ 0 & \text{outros} \end{cases}$
Urbana II (Mal Comportada)	$p(\tau) = \begin{cases} \exp(-\tau) & \text{para } 0 \leq \tau \leq 5 \\ 0,5 \exp(5-\tau) & \text{para } 5 \leq \tau \leq 10 \\ 0 & \text{outros} \end{cases}$
Montanhosa	$p(\tau) = \begin{cases} \exp(-3,5\tau) & \text{para } 0 \leq \tau \leq 2 \\ 0,2 \exp(15-\tau) & \text{para } 15 \leq \tau \leq 20 \\ 0 & \text{outros} \end{cases}$
τ em $\mu\text{seg.}$	

Tabela 5.1: Perfis de múltiplos percursos recomendados pelo COST-207

A Figura 5.2 ilustra os perfis de múltiplos percursos da Tabela 5.1.

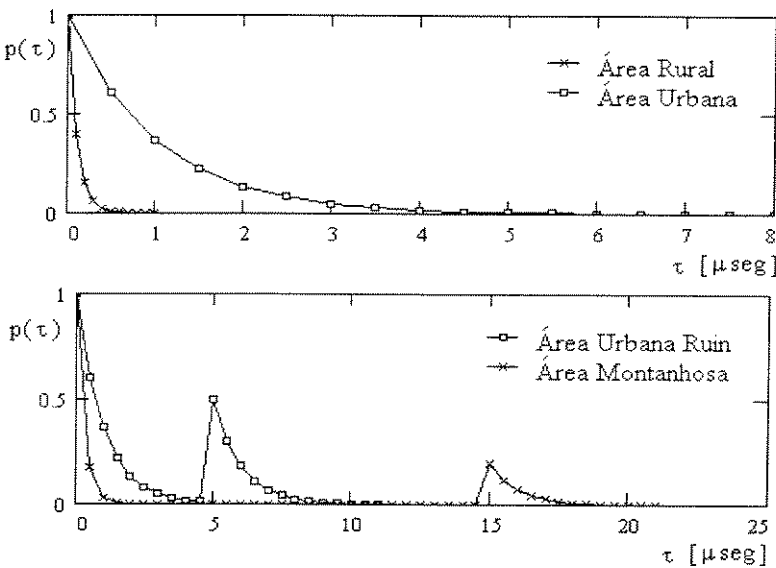


Figura 5.2: Perfis típicos de potência de múltiplos percursos, "Multipath Intensity Profiles"

5.4.1 Construção das funções de validação para a resposta impulsiva

A validação do simulador de resposta impulsiva é realizada construindo-se a função de espalhamento e calculando-se a função de transferência do canal:

- i) *função de espalhamento* – De acordo com o método especificado na seção anterior, a simulação de uma resposta impulsiva de N_r amostras com L percursos resume-se à geração de uma matriz de N_r linhas com L colunas, onde cada elemento da matriz é dado por $\beta_k(n\Delta t)$ com $n=1,...,N_r$ e $k=1,...,L$. Assim, associa-se para cada atraso de propagação uma coluna da matriz, enquanto que cada linha está associada a um instante de amostragem no tempo. Daqui em diante nomeamos esta matriz como “matriz resposta ao impulso”. Analisando a Equação 2.35 é evidente que a função de espalhamento pode ser estimada calculando-se a densidade espectral de potência da matriz resposta ao impulso, coluna por coluna.
- ii) *função de transferência* – A função de transferência indica a resposta em frequência do canal e pode ser obtida calculando-se a transformada de Fourier da resposta impulsiva em relação aos atrasos de propagação (veja a Equação 2.26). Em termos de simulação isto equivale a calcular a transformada rápida de Fourier da matriz resposta ao impulso, linha por linha.

Resultados da função de espalhamento, assim como da função de transferência para perfis típicos de múltiplos percursos, serão, apresentados no Capítulo 7.

A seguir, apresentam-se os métodos de simulação para os transmissores e receptores DS-CDMA sob estudo.

5.5 SIMULAÇÃO DOS TRANSMISSORES E RECEPTORES DS-CDMA

Considerando que os ganhos de processamento, devido à atividade de voz, podem ser incluídos no processo de simulação através de técnicas quase analíticas e que o estudo do codificador/decodificador de voz não é de interesse deste projeto, pode-se observar

que a implementação de um simulador do transmissor DS-CDMA IS-95A requer a implementação dos seguintes sub-módulos de simulação:

Sub-módulos	Utilização
• Espalhamento QPSK e OQPSK	(direto / reverso)
• Geração de Seqüências Walsh e Modulação Ortogonal 64-ária	(direto / reverso)
• Codificadores convolucionais	(direto / reverso)
• <i>Interleavers</i>	(direto / reverso)

A seguir é apresentada uma análise, do ponto de vista da simulação, de cada um desses sub-módulos:

5.5.1 Transmissores QPSK/OQPSK

Neste trabalho o processo de simulação será realizado em banda base equivalente. Todo sistema de transmissão baseado em tecnologia *Spread Spectrum* (seja por seqüência direta, salto em freqüência ou híbrido) pode ser convenientemente representado usando-se a notação complexa em banda base equivalente, como mostrado na Figura 5.3 [52].

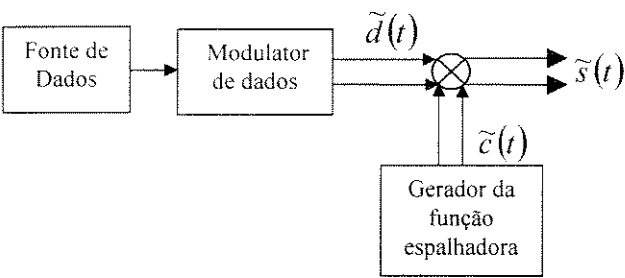


Figura 5.3: Modelo em banda base generalizado de um sistema com espectro espalhado

onde:

- $\tilde{d}(t)$ é o modelo de banda base equivalente do sinal modulado de dados.
- $\tilde{c}(t)$ é o modelo de banda base equivalente do sinal modulado de códigos.
- $\tilde{s}(t)$ é o modelo de banda base equivalente do sinal de espectro espalhado.

Este tipo de notação é de utilidade não só para facilitar o entendimento do processo de espalhamento/desespalhamento mas, também, é uma ferramenta que ajuda na análise e na simulação. A relação entre um sinal complexo de banda base equivalente e seu correspondente em banda passante é dada por [20]:

$$s(t) = \text{Re}[\tilde{s}(t)e^{j(2\pi f_c t + \theta)}] \quad (5.26)$$

De acordo com a Figura 5.3, é conveniente, considerar que o sinal de espectro espalhado, representado pela Equação 5.26, é o resultado da combinação de duas portadoras. Uma delas modulada pelos dados a serem transmitidos e a outra modulada pelo código espalhador. Desta forma, a modelagem de qualquer sistema com espalhamento espectral reduz-se à especificação de $\tilde{d}(t)$ e $\tilde{c}(t)$.

Da análise apresentada no Capítulo 3, $\tilde{c}(t)$ é representado pela modulação QPSK para o canal direto e OQPSK para o canal reverso, ambos os sinais com conformação de pulso. O esquema de modulação de dados $\tilde{d}(t)$ adotado para o *link* direto é o BPSK com ortogononalização de usuário, sem conformação de pulso. Já o modulador de dados $\tilde{d}(t)$ para o *link* reverso é um modulador ortogonal 64-ário com espalhamento de usuário através das seqüências pseudo-aleatórias longas.

O modelo complexo de banda base equivalente para a modulação QPSK é fornecido na Equação 4.18. Essa mesma equação pode ser rescrita de forma discreta ,apropriada para simulação, como:

$$\tilde{c}(n\Delta t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_k [I_k + jQ_k] h_T(n\Delta t - kT_c) \quad (5.27)$$

onde I_k e Q_k são duas seqüências pseudo-aleatórias. T_c é o período de *chip* e $h(t)$ é a resposta ao impulso do filtro conformador de transmissão. No padrão IS-95A, especifica-se a resposta em freqüência deste filtro com as características apresentadas na Figura 5.4

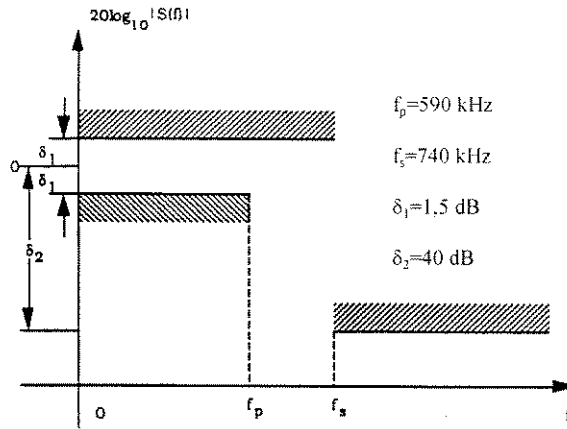


Figura 5.4: Especificação da resposta em freqüência do filtro conformador de pulso IS-95A

Para fins de simulação, e após um processo de análise, foi estabelecido que um filtro que cumpre com essas especificações é um filtro do tipo SRRC (*Square Root Raised Cosine*) com fatores de *roll-off* menores que 10%. A Equação 5.28 apresenta a resposta impulsiva de um filtro SRRC [48]:

$$h_T(n\Delta t) = \begin{cases} 1 + \left(\frac{4}{\pi} - 1\right)\alpha, & n\Delta t = 0 \\ \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi}\right) \sin\left(\frac{\pi}{4\alpha}\right) + \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \cos\left(\frac{\pi}{4\alpha}\right) \right], & n\Delta t = \pm \frac{T_c}{4\alpha} \\ \frac{\sin\left[(1-\alpha)\frac{\pi n\Delta t}{T_c}\right] + \frac{4\alpha n\Delta t}{T_c} \cos\left[(1+\alpha)\frac{\pi n\Delta t}{T_c}\right]}{\frac{\pi n\Delta t}{T_c} \left[1 - \left(\frac{4\alpha n\Delta t}{T_c}\right)^2\right]}, & \text{outros} \end{cases} \quad (5.28)$$

onde α é o fator de *roll-off* do filtro

O modelo de banda base equivalente do modulador OQPSK foi estabelecido na Equação 4.21. A seguir, apresenta-se uma versão discretizada do mesmo:

$$\tilde{c}(n\Delta t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left[\sum_k I_k h_T(n\Delta t - kT_c) + j \sum_k Q_k h_T(n\Delta t - kT_c - \frac{1}{2}T_c) \right] \quad (5.29)$$

O *link* direto IS-95 especifica espalhamento ortogonal (*orthogonal covering*) usando seqüências ortogonais *Walsh* para a identificação de usuário. Se assumirmos que a seqüência de dados mantém-se constante durante G_p amostras, o sinal modulado de dados para o canal direto pode ser representado por [53]:

$$\tilde{d}(n\Delta t) = \sum_j d_j w_j^l P_{T_c}(n\Delta t - jT_c) \quad (5.30)$$

onde d_j é j -ésimo bit da seqüência de informação, embaralhada, de usuário, w_j^l é o j -ésimo bit da l -ésima seqüência Walsh e P_{T_c} é um pulso de duração T_c (período de *chip*). Observe que o sinal modulado pelos códigos $\tilde{c}(n\Delta t)$ e o sinal modulado pelos dados $\tilde{d}(n\Delta t)$ ambos trabalham à mesma taxa. Assumindo que a saída do modulador de dados gera apenas uma amostra por chip, é possível obter a expressão do sinal espalhado em banda base para o canal direto como [53]:

$$\tilde{s}(n\Delta t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_k d_k w_k^l [I_k + jQ_k] h_T(n\Delta t - kT_c) \quad (5.31)$$

De maneira similar, é possível demonstrar que a saída amostrada do transmissor, para o modulador OQPSK do canal reverso, é dada por [49]:

$$\tilde{s}(n\Delta t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left[\sum_k d_k Lc_k^l I_k h_T(n\Delta t - kT_c) + j \sum_k d_k Lc_k^l Q_k h_T(n\Delta t - kT_c - \frac{1}{2}T_c) \right] \quad (5.32)$$

onde Lc_k^l representa o k -ésimo *chip* do código longo para o l -ésimo, usuário; desta vez, em condições de controle perfeito de potência, a seqüência d_k representa a saída do modulador ortogonal 64-ário.

A simulação do espalhamento QPSK e OQPSK para o canal direto e reverso, respectivamente, se resume a implementar as Equações 5.31 e 5.32. A Figura 5.5 apresenta uma realização da Equação 5.32 incluindo-se a modulação 64-ária.

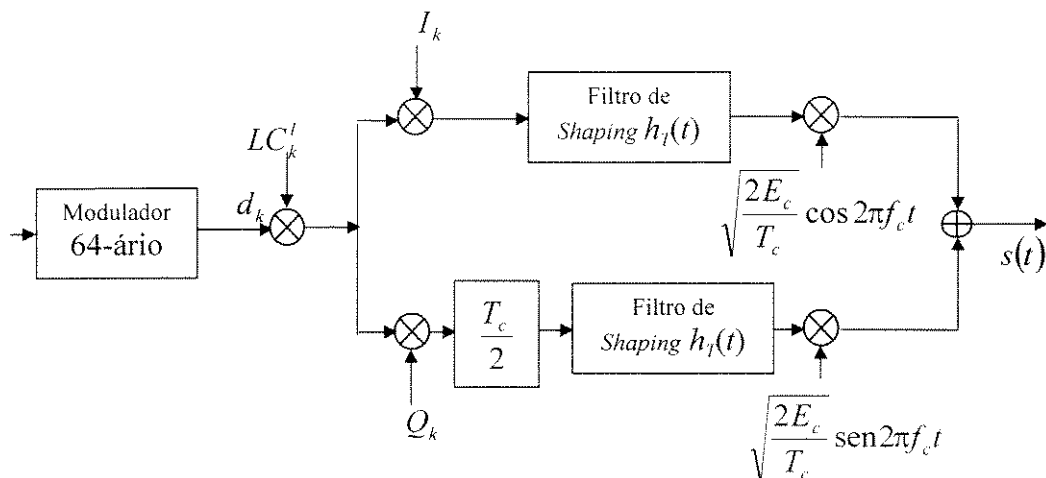


Figura 5.5: Representação do transmissor com espalhamento OQPSK para os códigos BPSK, para os dados de forma conjunta com espalhamento de usuário e modulação ortogonal 64-ária.

Finalmente, algumas observações em relação à simulação do sistema em ambiente de múltiplos usuários. Uma simulação do tipo força bruta, ou *full simulation*, para K_u usuários, requer a geração de K_u sinais utilizando-se as Equações 5.31 ou 5.32 e a combinação dos sinais gerados de acordo com as estruturas apresentadas nas Figuras 4.11 ou 4.13, dependendo do objetivo da simulação. Esta forma de simulação é possível apenas para um número baixo de usuários e torna-se impraticável quando o número de usuários cresce. Uma alternativa de simulação é, sem dúvida, a geração das variáveis de interferência de múltiplos usuários como será apresentada na Seção 5.7.

5.5.2 Receptores QPSK/OQPSK

A análise, em relação aos receptores apresentada no Capítulo 4, disponibilizou uma série de arquiteturas de recepção para o sistema com espalhamento QPSK. Sob a hipótese de sincronismo perfeito de código e de *chip*, foi estabelecido que a estrutura ótima de

recepção em ruído aditivo Gaussiano deve seguir a Figura 4.12; é óbvio que o receptor, para a estrutura OQPSK, é similar, incluindo-se apenas um bloco de atraso de $\frac{1}{2}$ *chip* para a componente em fase do receptor.

Em condições de propagação por múltiplos percursos, foram estabelecidas as estruturas de recepção RAKE coerente (Figura 4.16), que aproveita a presença do sinal piloto, e a estrutura RAKE não-coerente (Figuras 4.18 e 4.19), que aproveita a modulação ortogonal *M*-ária para a combinação, de forma “ótima”, dos diferentes percursos de propagação.

Porém, em nenhuma das situações foi definida, de forma explícita, a função do bloco de decisão ótima. O bloco de decisão ótima depende das condições sob as quais o receptor opera, isto é, a sua função varia quando o receptor trabalha com decisão abrupta *hard decision* ou com decisão suave *soft decision*. Quando o receptor trabalha com decisões abruptas, o bloco de decisão realiza as funções convencionais requeridas para a modulação BPSK (toma-se uma decisão em função do sinal da amostra recebida). Quando o receptor trabalha com decisões suaves, o bloco de decisão deve gerar uma métrica quantizada para fornecer ao decodificador convolucional de Viterbi. A forma específica de geração dessa métrica será estabelecida na seção que analisa a codificação e decodificação convolucional.

5.5.3 Geradores de seqüências pseudo-aleatórias

Basicamente, existem duas formas de se gerar seqüências pseudo-aleatórias de máximo comprimento. A Figura 5.6a apresenta um gerador seguindo a estrutura de *Galois*, enquanto que a Figura 5.6b apresenta a estrutura de Fibonacci, para a geração do mesmo tipo de códigos.

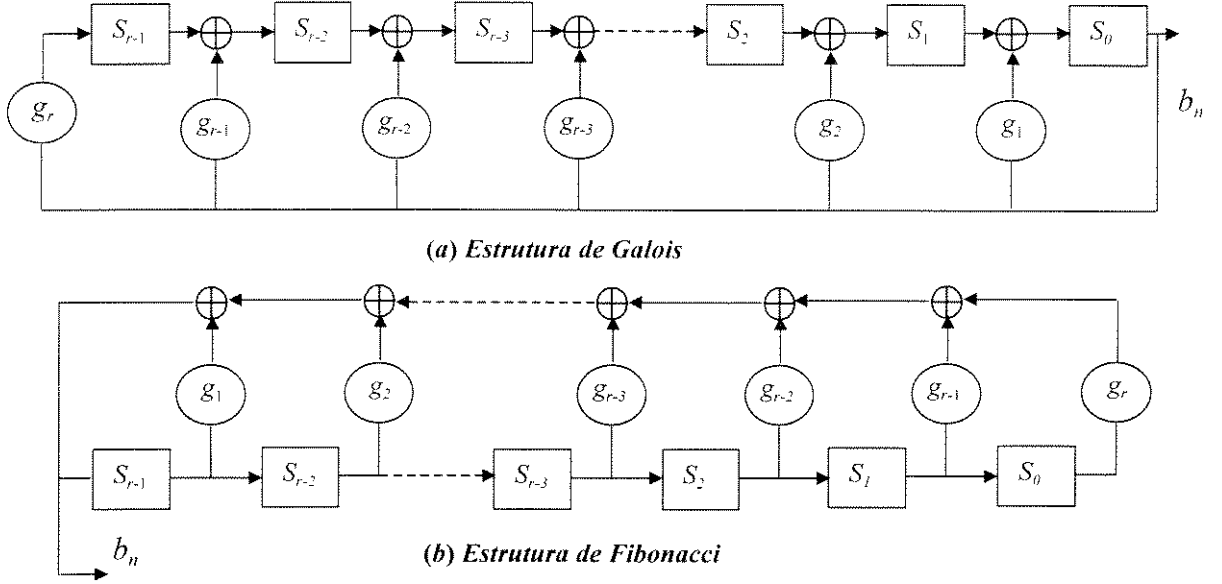


Figura 5.6 : Estruturas de geração de seqüências pseudo-aleatórias

Ambas as estruturas geram a mesma seqüência pseudo-aleatória (período $N=2^r-1$), porém as variáveis de estado interno de ambas são diferentes. A relação recursiva, útil para simulação, que descreve a saída das duas estruturas, é dada por:

$$b_n = \sum_{m=1}^r g_m b_{n-m} \quad (5.33)$$

onde todas as operações de adição e multiplicação são módulo-2. O polinômio gerador destas seqüências está especificado na Equação 4.1. Uma forma alternativa, e de utilidade para o processo de simulação, é visualizar a geração de seqüências pseudo-aleatórias através de variáveis de estado. Sob essa óptica, as estruturas da Figura 5.6 podem ser visualizadas como máquinas de estados cujo estado no n -ésimo instante é o conteúdo do registrador de deslocamento:

$$\mathbf{S}_n = \begin{bmatrix} S_{0,n} \\ S_{1,n} \\ S_{2,n} \\ \vdots \\ S_{r-2,n} \\ S_{r-1,n} \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

Nosso interesse concentra-se na estrutura de Galois, já que esta estrutura é amplamente utilizada pelo padrão IS-95A para geração dos códigos curtos I_n e Q_n , do código longo Lc_n^I e para codificação protetora de erros CRC (*Cyclic Redundant Codes*). Assim, considerando a estrutura da Figura 5.6b, é fácil verificar que o estado do registrador, no instante $n+1$, é dado por :

$$\begin{aligned}
 S_{0,n+1} &= S_{1,n} + g_1 S_{0,n} \\
 S_{1,n+1} &= S_{2,n} + g_2 S_{0,n} \\
 &\vdots \\
 S_{r-2,n+1} &= S_{r-1,n} + g_{r-1} S_{0,n} \\
 S_{r-1,n+1} &= g_r S_{0,n}
 \end{aligned} \tag{5.35}$$

onde todas as operações de adição e multiplicação são módulo-2. Estas equações podem ser convenientemente reescritas usando, notação matricial, como:

$$\mathbf{S}_{n+1} = \begin{bmatrix} S_{0,n+1} \\ S_{1,n+1} \\ S_{2,n+1} \\ \vdots \\ S_{r-2,n+1} \\ S_{r-1,n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_2 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ g_3 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & & \cdots & \vdots \\ g_{r-1} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ g_r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{0,n} \\ S_{1,n} \\ S_{2,n} \\ \vdots \\ S_{r-2,n} \\ S_{r-1,n} \end{bmatrix} = \mathbf{G} \mathbf{S}_n \tag{5.36}$$

onde $\mathbf{G}$ é uma matriz $r \times r$ conhecida como matriz de transição de estados de Galois. Usando-se esta notação, o estado do registrador de deslocamento, em qualquer instante, pode ser determinado usando-se a Equação 5.36, de forma recursiva a partir do estado no instante n , como:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_1 &= \mathbf{G} \mathbf{S}_0 \\
 \mathbf{S}_2 &= \mathbf{G} \mathbf{S}_1 = \mathbf{G} \mathbf{G} \mathbf{S}_0 \\
 &\vdots \\
 \mathbf{S}_n &= \mathbf{G}^n \mathbf{S}_0
 \end{aligned} \tag{5.37}$$

A saída do registrador de deslocamento no n -ésimo instante é o conteúdo do último elemento de memória da direita. De acordo com a notação matricial, a saída é:

$$b_n = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0] \mathbf{G}^n \mathbf{S}_0 \quad (5.38)$$

O padrão IS-95A utiliza códigos pseudo-aleatórios para o espalhamento em quadratura, para o embaralhamento, e para o espalhamento de usuário. Em todos os casos a estrutura de geração adotada é a estrutura de Galois, com ligeiras modificações.

Além da estrutura apresentada na Figura 5.6a, o padrão IS-95 requer a simulação de uma estrutura que permita a utilização de máscaras para a geração de diferentes códigos de usuário a partir do mesmo polinômio gerador. Nesta situação, cada *chip* da seqüência pseudo-aleatória gerada é o resultado do produto interno, módulo-2, de uma máscara de r bits, e os r bits do estado interno da estrutura Galois. A Figura 5.7 apresenta um gerador com estrutura Galois mascarada.

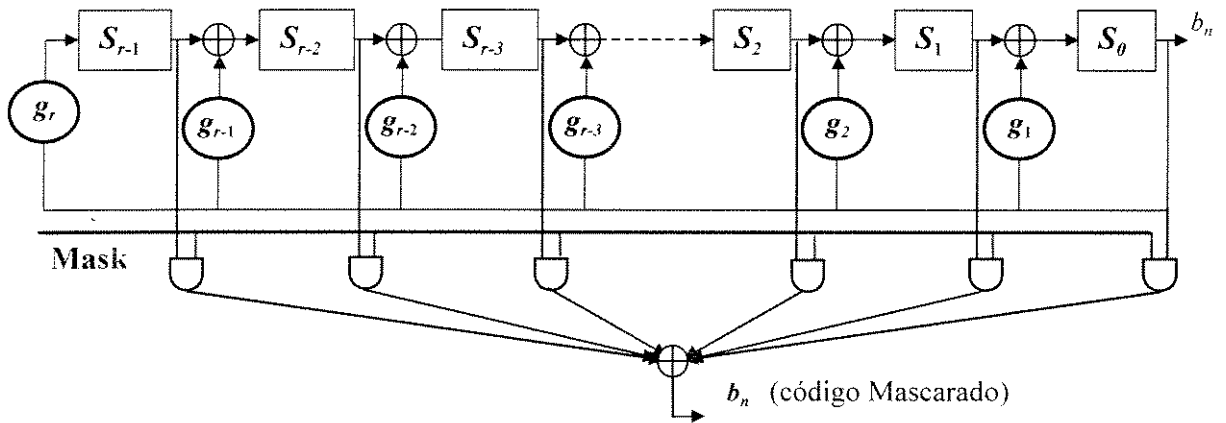


Figura 5.7 : Estrutura Galois com máscara

Se $[M_0, M_1, M_2, \dots, M_{r-2}, M_{r-1}]$ representa o vetor de máscaras, então a saída do gerador da Figura 5.7 pode ser avaliada de acordo com a seguinte expressão:

$$b_n = [M_0 \ M_1 \ M_2 \ \dots \ M_{r-2} \ M_{r-1}] \begin{bmatrix} S_{0,n} \\ S_{1,n} \\ S_{2,n} \\ \vdots \\ S_{r-2,n} \\ S_{r-1,n} \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

$$= [M_0 \ M_1 \ M_2 \ \dots \ M_{r-2} \ M_{r-1}] \mathbf{G}^n \mathbf{S}_n$$

Usualmente, o vetor de máscara considera informações como o ESN (*Electronic Serial Number*) e o tipo de canal sobre o qual está se transmitindo. Esta estrutura permite construir 2^r-1 códigos descorrelacionados, correspondendo aos r bits de máscara. Observe que a Equação 5.38 é um caso especial da Equação 5.39. Assim, para fins de simulação é necessário apenas implementar a Equação 5.39.

A Tabela 5.2 apresenta os polinômios geradores considerados no padrão IS-95A, assim como sua utilização:

Seqüência	Polinômio gerador
I_k	$P_I(D)=D^{15}+D^{13}+D^9+D^8+D^7+D^5+1^{\dagger}$
Q_k	$P_Q(D)=D^{15}+D^{12}+D^{11}+D^{10}+D^6+D^5+D^4+D^3+1^{\dagger}$
Lc_k^I	$Lc(D)=D^{42}+D^{35}+D^{33}+D^{31}+D^{27}+D^{26}+D^{25}+D^{22}+D^{19}+D^{18}+$ $D^{17}+D^{16}+D^7+D^6+D^5+D^3+D^2+D+1$ (saída mascarada)

[†] Inserir um zero cada vez que a saída do gerador apresentar 14 zeros consecutivos

Tabela 5.2: Polinômios geradores de seqüências pseudo aleatórias para o padrão IS-95A

Com a modificação das seqüências curtas especificada na Tabela 5.2 o período de repetição das mesmas é de 2^{15} . Esta modificação permite a repetição exata de 75 períodos, a cada 2 seg, o que facilita o processo de sincronização no receptor.

5.5.4 Seqüências de Walsh e Modulação/Demodulação ortogonal M -ária

Uma classe especial de códigos são os códigos de Walsh. Um código de Walsh é obtido selecionando-se uma fila de uma matriz de Hadamard. Uma matriz de Hadamard H_n é uma matriz de $n \times n$ (n é um número múltiplo de 2^k) de uns “1” e zeros “0” com a propriedade de que cada linha é diferente de outra em exatamente $n/2$ posições[‡].

[‡] Algumas vezes, os elementos da matriz de Hadamard são valores polares, ± 1 . Nessa situação, todas as filas da matriz são mutuamente ortogonais, isto é, o produto interno entre duas linhas é nulo.

Todos os elementos de apenas uma linha desta matriz são zeros. As outras linhas possuem $n/2$ zeros e $n/2$ uns (propriedade de balanceamento). A matriz de Hadamard pode ser gerada a partir do seguinte algoritmo recursivo:

$$\mathbf{H}_{2n} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_n & \mathbf{H}_n \\ \mathbf{H}_n & \overline{\mathbf{H}}_n \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

onde $\overline{\mathbf{H}}_n$ denota o complemento de $\mathbf{H}_n$ (troca de uns por zeros e vice-versa). Dado $\mathbf{H}_n$, podemos gerar $\mathbf{H}_{2n}$. Para $n=2$, define-se a matriz de Hadamard como sendo $\mathbf{H}_2$ e, a partir dessa matriz, é possível calcular matrizes de outras dimensões, como na Equação 5.41:

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \rightarrow \mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

O padrão IS-95 utiliza este tipo de código, tanto no canal direto quanto no canal reverso. A matriz de Hadamard utilizada por este padrão é uma matriz de ordem 64, i.e. $\mathbf{H}_{64}$. A forma de utilização em ambos os canais é diferente, mas ambas exploram a propriedade de ortogonalidade das linhas da matriz resultante.

O canal direto aproveita a propriedade de ortogonalidade das linhas da matriz de Hadamard para realizar o espalhamento ortogonal de usuário. A cada usuário é designada uma linha da matriz $\mathbf{H}_{64}$. Conseqüentemente, o valor w_j^l , da Equação 5.30, corresponde ao j -ésimo elemento da l -ésima linha da matriz $\mathbf{H}_{64}$.

O canal reverso aproveita a propriedade de ortogonalidade das linhas da matriz de Hadamard de forma muito diferente. No Capítulo 4, mencionou-se que o canal reverso requer de demodulação não-coerente usando-se modulação ortogonal M -ária. Na Seção 4.4.2, apresentaram-se as características de modulação e demodulação ortogonal para este

canal. Este Capítulo apresenta uma forma eficiente para se implementar o banco de M correladores necessários para a demodulação.

Observe, da Figura 3.18, que tanto o transmissor quanto o receptor trabalham em blocos de M dados. Se considerarmos o bloco de dados de entrada ao banco de correladores, como S_i , ($i = 1...M$), nota-se que as saídas dos M correladores, denotadas por r_i , ($i = 1...M$), são dadas por:

$$\begin{aligned} r_1 &= S_1 H_1^1 + S_2 H_2^1 + \dots + S_M H_M^1 \\ r_2 &= S_1 H_1^2 + S_2 H_2^2 + \dots + S_M H_M^2 \\ &\vdots \\ r_M &= S_1 H_1^M + S_2 H_2^M + \dots + S_M H_M^M \end{aligned} \quad (5.42)$$

A Equação 5.42 pode ser escrita de forma compacta como:

$$r_j = \sum_{i=1}^M S_i H_i^j \quad j = 1, \dots, 64 \quad (5.43)$$

onde H_i^j representa o i -ésimo elemento da j -ésima linha de uma matriz de Hadamard de ordem M .

A Equação 5.43 é conhecida como transformada de Hadamard, e pela sua semelhança com a transformada de Fourier, existe um algoritmo ótimo conhecido como *FHT* (*Fast Hadamard Transform*) para sua implementação [31]. A simulação dos demoduladores ortogonais deve substituir o banco de M correladores por um bloco que avalie a transformada de Hadamard sobre blocos de M dados.

5.5.5 Codificação/Decodificação convolucional

Tradicionalmente, os métodos de controle de erros podem-se dividir em duas categorias: códigos de bloco e códigos convolucionais. O padrão IS-95A utiliza estes

dois tipos de codificação. Porém, nesta seção, será apresentada uma descrição do processo de codificação convolucional.

Os códigos convolucionais são utilizados tanto no canal direto quanto no canal reverso do padrão IS-95A. Neste tipo de codificação, os bits de informação são agrupados em quadros de p unidades e passados por um codificador convolucional de taxa k/n e constante K (*constraint length*). Para a transmissão no *link* direto, usam-se $k/n=1/2$ e $K=9$; no *link* reverso, os valores são, respectivamente, $1/3$ e 9 . O IS-95A estabelece que os códigos convolucionais devem ter as seguintes funções geradoras [6]:

$$\begin{aligned} g_0 = 753; \quad g_1 = 561 & \quad (\text{octal}) \quad \text{para o link direto} \\ g_0 = 557; \quad g_1 = 663; \quad g_2 = 711 & \quad (\text{octal}) \quad \text{para o link reverso} \end{aligned} \quad (5.44)$$

Estes códigos aparecem listados na Referência 54 como sendo códigos ótimos, dentro de sua categoria, em termos de desempenho em ruído puramente aditivo Gaussiano. A Figura 5.8 apresenta a estrutura dos códigos da Equação 5.44.

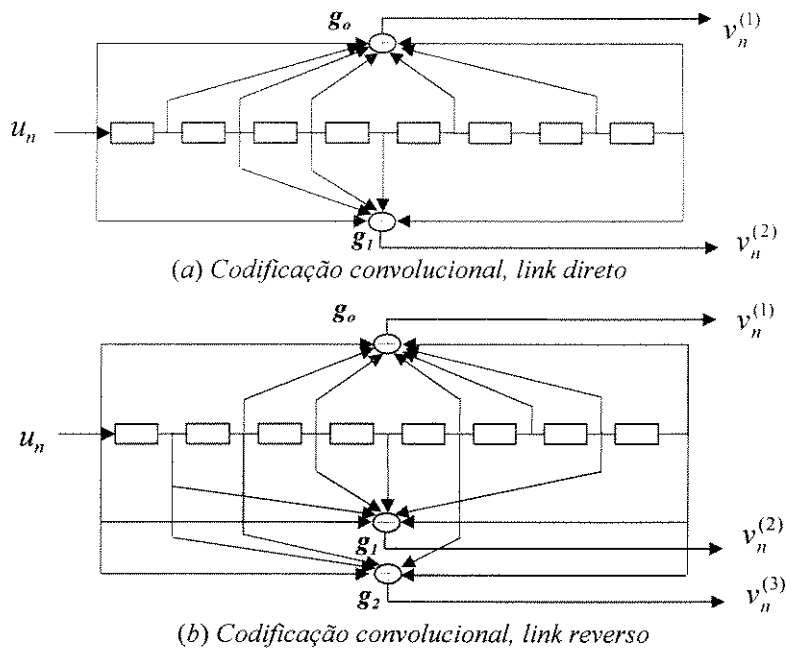


Figura 5.8: Codificação convolucional DS-CDMA-IS95

A saída de um codificador convolucional linear pode ser obtida através de convolução discreta, módulo-2, da seqüência de entrada e da resposta impulsiva do codificador. Assim, por exemplo, considere os códigos do tipo $C(l,k,m)$, onde o codificador gera l bits codificados para cada k bits de informação, usando m elementos de memória. Se assumirmos $k=1$ (como é o caso dos codificadores da Figura 5.8) então os bits da seqüência de informação:

$$\mathbf{u} = [u_0, u_1, u_2, \dots] \quad (5.45)$$

entram ao codificador um de cada vez. Como o codificador possui m elementos de memória e l saídas, existem l respostas impulsivas com $m+1$ elementos, que podem ser descritos como [54]:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}^{(1)} &= [g_0^{(1)}, g_1^{(1)}, \dots, g_m^{(1)}], & \text{resposta impulsiva para a saída 1} \\ \mathbf{g}^{(2)} &= [g_0^{(2)}, g_1^{(2)}, \dots, g_m^{(2)}], & \vdots \\ &\vdots & \\ \mathbf{g}^{(l)} &= [g_0^{(l)}, g_1^{(l)}, \dots, g_m^{(l)}], & \text{resposta impulsiva para a saída } l \end{aligned} \quad (5.46)$$

A convolução discreta dos dados de entrada, com as l respostas impulsivas da Equação 5.46, proporciona a saída do codificador e pode ser escrita como [54]:

$$v_n^{(j)} = \sum_{i=0}^m u_{n-i} g_i^{(j)} = u_n g_0^{(j)} + u_{n-1} g_1^{(j)} + \dots + u_{n-m} g_m^{(j)} ; \quad j = 1, 2, \dots, l \quad (5.47)$$

onde $u_{n-i}=0$ para todo $n < i$. Usando-se a Equação 5.47, e as respostas impulsivas da Equação 5.44, podemos obter os algoritmos recursivos de simulação para o codificador convolucional do canal direto:

$$\begin{aligned} v_n^{(1)} &= u_n + u_{n-1} + u_{n-2} + u_{n-3} + u_{n-5} + u_{n-7} + u_{n-8} \\ v_n^{(2)} &= u_n + u_{n-2} + u_{n-3} + u_{n-4} + u_{n-8} \end{aligned} \quad (5.48)$$

e do canal reverso:

$$\begin{aligned}
v_n^{(1)} &= u_n + u_{n-2} + u_{n-3} + u_{n-5} + u_{n-6} + u_{n-7} + u_{n-8} \\
v_n^{(2)} &= u_n + u_{n-1} + u_{n-3} + u_{n-4} + u_{n-7} + u_{n-8} \\
v_n^{(3)} &= u_n + u_{n-1} + u_{n-2} + u_{n-5} + u_{n-8}
\end{aligned} \tag{5.49}$$

Existem, basicamente, dois algoritmos diferentes para decodificação do código convolucional: Algoritmo de Viterbi e decodificação seqüencial. Na Referência 54 há descrições detalhadas de ambos os algoritmos. Neste trabalho, será utilizada a decodificação de Viterbi. Dado que não é de interesse central deste projeto o estudo das técnicas de decodificação convolucional, recomenda-se, por exemplo, a leitura das Referências 54 e 55 para os detalhes de implementação do decodificador. Porém, é necessário, nesta seção, realizar algumas considerações em relação ao processo de decodificação suave.

5.5.5.1 Geração de métricas para decisão suave

É bem conhecido que o decodificador de Viterbi pode trabalhar com decisão abrupta (*Hard decision*) ou com decisão suave (*Soft decision*). Quando o decodificador opera com decisões abruptas, a seqüência de entrada é uma seqüência binária de zeros e uns, e a métrica utilizada no processo de decodificação é a distância de Hamming. Quando o decodificador trabalha com decisões suaves, as seqüências de entrada ao decodificador são números reais com um determinado número de níveis discretos. Nesta última situação, as entradas ao decodificador podem ser consideradas como sendo as saídas de um canal DMC (*Discrete Memoryless Channel*) [54].

A operação com decisões abruptas, para os receptores apresentados, não apresenta qualquer dificuldade adicional. Nesta situação, o decodificador do canal direto deve trabalhar com os bits obtidos na saída do bloco de decisão BPSK convencional. No canal

reverso, o decodificador deve utilizar os bits de saída do conversor decimal/binário serial (veja a Figura 5.9).

A operação com decisões suaves, para o canal direto, deve utilizar os sinais de saída do receptor RAKE devidamente discretizados em amplitude (veja a Figura 3.16). A geração da métrica para o canal reverso é diferente, devido à modulação ortogonal. Neste trabalho, propõe-se a geração da métrica para decodificação suave ponderando-se os 6 bits de saída do demodulador ortogonal, com uma estimativa da relação sinal/ruído do sinal recebido. Sendo assim, a estrutura de demodulação, com decisão suave para a modulação ortogonal pode ser construída como na Figura 5.9

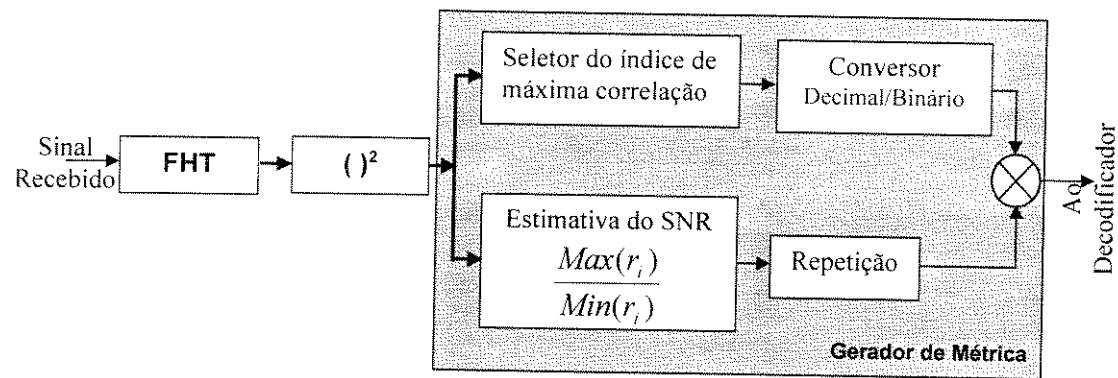


Figura 5.9: Geração de métrica para decisão suave no canal reverso

Observe que, na Figura 5.9, foi substituído o banco de M -correladores pela transformada rápida de Hadamard.

5.5.6 Interleavers / De-Interleavers

Existem, basicamente, duas formas de entrelaçamento: Convolutacional e por Blocos. O padrão IS-95A utiliza a técnica de entrelaçamento por blocos. A função do *interleaver* é tornar independentes os erros de símbolo à entrada do decodificador. Isto porque o canal de comunicação móvel tende a causar erros em surtos (*bursts*) e estes

surtos, muitas vezes, são maiores que a capacidade de correção do código convolucional usado. A idéia do *interleaver* é separar os símbolos transmitidos de tal forma que seja baixa a probabilidade de que haja um surto de erros de comprimento maior que a distância de Hamming mínima entre palavras de código usado [54].

Neste trabalho, a construção dos algoritmos de *interleaving* considera que o usuário fornece o algoritmo através de um vetor a , no qual está contida a seqüência de índices de saída de cada bloco. Assim, por exemplo, considere, à entrada do *interleaver*, um bloco de nove dados $w = \{d_1, d_2, \dots, d_9\}$ e que o vetor “algoritmo” seja dado por $a = \{1, 3, 5, \dots\}$. Logo, o algoritmo estabelece que a primeira saída do *interleaver* é o primeiro elemento da seqüência de dados, que a segunda saída do *interleaver* é terceiro elemento da seqüência de dados e assim por diante. O processo de *interleaving* pode ser melhor visualizado com ajuda da Figura 5.10.

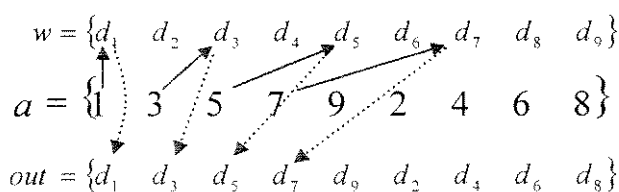


Figura 5.10: Processo de interleaving usando-se um vetor como algoritmo

Observe que qualquer que seja o algoritmo de *interleaving* é sempre possível determinar o vetor a que possibilite a utilização do esquema da Figura 5.10. Observe, também, que a partir da análise da Figura 5.10, pode-se estabelecer que o n -ésimo elemento da seqüência de saída do bloco de *interleaving* é dado por:

$$out_n = w_{a_n} \tag{5.50}$$

O padrão IS-95A propõe, para o canal reverso, o *interleaving* de quadros de 20 msec, ou blocos de 576 elementos. O *interleaver* do canal direto, trabalha com quadros de 20 msec, ou blocos de 384 elementos. Neste trabalho foi implementada uma função que gera o vetor a para as especificações dos *interleavers* do canal reverso e direto fornecidos na Referência 6 ou para qualquer outro algoritmo generalizado.

O *de-interleaver* pode ser construído usando-se o mesmo algoritmo do *interleaver*, simplesmente mudando o vetor algoritmo a por um outro vetor algoritmo b que realize as funções inversas. O vetor b para o *interleaver* da Figura 5.10, por exemplo, é dado por $b = \{1, 6, 2, 7, 3, 8, 4, 9, 5\}$ onde o segundo elemento deste vetor é o índice do elemento do vetor a que possui o valor 2, e o terceiro elemento do vetor b é o índice do elemento do vetor a que possui o valor 3 e assim sucessivamente. Assim a saída do *de-interleaver* pode ser escrita por:

$$w_n = out_{b_n} \quad (5.51)$$

5.6 AJUSTE DO E_b/N_o

Em quase todos os casos, os resultados de simulação são apresentados em termos da taxa de erro de bit, BER , e da razão média entre a energia de bit e a densidade espectral de potência de ruído, $\bar{\gamma}_b$. A forma como este último parâmetro é definido varia de acordo com as características de propagação e de transmissão.

A Tabela 5.3 apresenta a forma de cálculo da variável $\bar{\gamma}_b$ para diversas condições de propagação e transmissão. Nessa Tabela, G_p representa o ganho de processamento, E_b é a energia de bit, E_c é a energia de *chip*, N_o é a densidade espectral de ruído, e α_k é a atenuação introduzida pelo k -ésimo percurso de propagação.

Condições de Propagação/Transmissão	Relação: Energia de bit/Densidade espectral de potência de ruído
Canal fixo com atenuação α	$\bar{\gamma}_b = \frac{\alpha^2 E_b}{N_o}$
Desvanecimento Plano	$\bar{\gamma}_b = \frac{E(\alpha^2) E_b}{N_o}$
Desvanecimento Seletivo L Percursos	$\bar{\gamma}_b = \frac{E_b \sum_{k=1}^L E(\alpha_k^2)}{N_o}$
Desvanecimento Seletivo com Spread Spectrum em Quadratura	$\bar{\gamma}_b = \frac{2G_p E_c \sum_{k=1}^L E(\alpha_k^2)}{N_o}$

Tabela 5.3: Cálculo da relação $\bar{\gamma}_b$ para diversas condições de transmissão

A simulação dos *links* direto e reverso considera, valores de N_o como segue [56]:

$$N_o = K_b T_r (\text{Figura de ruído da unidade móvel}) = -166 \text{ dBm/Hz}$$

ou

$$N_o = K_b T_r (\text{Figura de ruído da ERB}) = -168,98 \text{ dBm/Hz}$$

onde K_b é constante de Boltzman e T_r é a temperatura de ruído. Com esses valores de densidade espectral de ruído e com o valor de $\bar{\gamma}_b$ da Tabela 5.3, é possível especificar o valor da energia de *chip* a ser transmitido como:

$$E_c = \frac{\bar{\gamma}_b N_o}{2G_p \sum_{k=1}^L E(\alpha_k^2)} \quad (5.52)$$

A energia de cada *chip* transmitido no sistema simulado pode ser obtida medindo-se a energia total na saída do filtro de transmissão e dividindo-se esse valor pelo número total de *chips* transmitidos. Considere, por exemplo, que a saída do simulador possui N amostras complexas $u_{cn} + ju_{sn}$, ($n = 1, \dots, N$), obtidas a uma taxa $f_s = 1/\Delta t$. A potência deste sinal pode ser estimada como [8]:

$$\hat{P} = \frac{1}{2} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [u_{cn}^2 + u_{sn}^2] \quad (5.53)$$

A energia desse sinal, para um tempo de observação de T_{obs} , é dado por $\hat{E} = T_{obs} \hat{P}$. Logo, considerando que $T_{obs} / N = 1 / f_s$ e considerando que foram transmitidos N_c chips:

$$\hat{E}_c = \frac{1}{2} \frac{1}{f_s N_c} \sum_{n=1}^N [u_{cn}^2 + u_{sn}^2] \quad (5.54)$$

As Equações 5.53 e 5.54 são de grande utilidade no processo de validação do simulador. Elas permitem estimar, em qualquer ponto da simulação, tanto a energia de *chip* quanto a potência transmitida ou recebida. Observe, também, que aplicando a Equação 5.54 para estimar a energia de *chip* e aplicando a Equações 5.53, em conjunto com a Equação 5.2, é possível obter uma estimativa de E_c / N_o a partir de sinais amostrados.

5.7 SIMULAÇÃO DE INTERFERÊNCIA POR MÚLTIPLO ACESSO

A simulação de sistemas CDMA, como já foi comentado, pode seguir duas formas diferentes *full simulation* (simulação explícita de todos os sinais dos usuários) e modelo das variáveis de interferência de múltiplos usuários. Nesta seção, apresenta-se uma análise, desde do ponto de vista da simulação, da geração das variáveis de interferência para o canal direto e reverso, em uma e várias células.

5.7.1 Interferência para o canal direto com uma ou com várias células

No canal direto, os sinais de todos os usuários são transmitidos com a mesma potência. Num sistema com uma única célula, e na ausência de sombreamentos, este canal não requer controle de potência. Porém, num sistema com várias células, é necessário o controle de potência para cada usuário, de acordo com as suas necessidades,

já que um usuário localizado na borda de uma célula recebe maior interferência das células vizinhas que um usuário localizado perto da estação rádio base.

Dada a estrutura de transmissão para o canal direto apresentada na Figura 4.11, pode-se construir um modelo de transmissão considerando densidades espectrais de potência, como ilustrado na Figura 5.11:

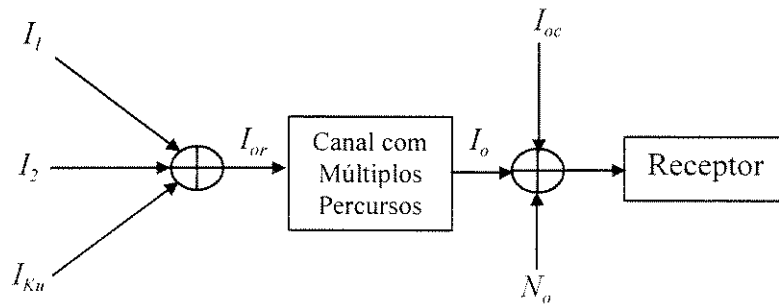


Figura 5.11: Modelo do enlace direto considerando densidades espectrais de potência

onde I_i , ($i = 1 \dots K_u$), são as densidades espectrais de potência dos K_u usuários e onde $I_{or} = \sum I_i$ é a densidade espectral de potência total transmitida pela estação rádio base. N_o é a densidade espectral de potência do ruído e I_{oc} é a densidade espectral de potência da interferência de outras células. A densidade espectral de potência, sem considerar a perda média de propagação, na saída do canal por múltiplos percursos, é dada por:

$$I_o = I_{or} \sum_{l=1}^L E[\alpha_l^2] = I_{or} \sum_{l=1}^L p_l = I_{or} P \quad (5.55)$$

onde $p_l = E[\alpha_l^2]$ é a potência média do l -ésimo percurso e P é a potência média do canal. Dado que os percursos de propagação distinguíveis no receptor estão separados por atrasos que excedem o período de um *chip*, pode-se considerar, no receptor, que os sinais que chegam perderam a ortogonalidade imposta no transmissor. Assim, os sinais que

chegam ao receptor através de múltiplos percursos se interferem entre si. Desta forma, a interferência gerada para o j -ésimo percurso é dada por:

$$I_{scj} = I_{or} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq j}}^L p_l = I_{or} (P - p_j) \quad (5.56)$$

Considerando que a energia de cada bit recebido pelo j -ésimo percurso é $E_{bj}^r = E_b' p_j$ e de acordo com a Figura 5.11 e com a Equação 5.56, pode-se definir a relação de energia de bit e densidade espectral de ruído para o j -ésimo demodulador como:

$$\frac{E_{bj}^r}{N_t} = \frac{E_b' p_j}{N_o + I_{oc} + I_{or} (P - p_j)} \quad (5.57)$$

É possível demonstrar que para um receptor RAKE, que utiliza a combinação *MRC* (*Maximum Ratio Combining*) de M demoduladores, a relação E_b/N_o , é dada por [56]:

$$\frac{E_b}{N_t} = \sum_{j=1}^M \frac{E_{bj}^r}{N_t} = \sum_{j=1}^M \frac{E_b' p_j}{N_o + I_{oc} + I_{or} (P - p_j)} \quad (5.58)$$

A interferência da própria célula acontece devido ao efeito de múltiplos percursos, e é predominante para unidades móveis que estão perto da estação rádio base. Desconsiderando os efeitos do ruído e da interferência de outras células na Equação 5.58, tem-se:

$$\frac{E_b}{I_{sc}} = \frac{E_b'}{I_{or}} \sum_{j=1}^M \frac{p_j}{(P - p_j)} \quad (5.59)$$

Usando a Equação 5.55 na Equação 5.59, finalmente, obtemos:

$$I_{sc} = \frac{I_o}{P \sum_{j=1}^M \frac{p_j}{(P - p_j)}} \quad (5.60)$$

A Equação 5.60 é de grande utilidade para simular a interferência da própria célula no canal direto. Resta obter uma expressão similar para a interferência das outras células.

O problema de interferência de outras células num sistema que trabalha usando a mesma frequência para todas as células pode ser analisado com a ajuda da Figura 5.12.

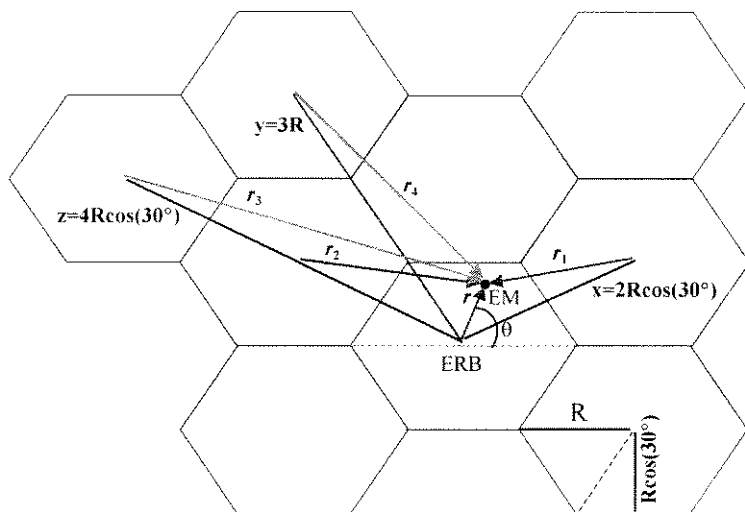


Figura 5.12: Modelo para o cálculo da densidade espectral de potência da interferência de outras células no canal direto

Se assumirmos que os sinais interferentes importantes provêm apenas do primeiro e segundo anel em volta da célula de interesse, temos um total de 18 ERBs (6 do primeiro anel e 12 do segundo anel) que introduzem algum tipo de distorção no sinal recebido. Observe, da Figura 5.12, que é possível se avaliar a distância entre cada ERB interferente e o receptor de interesse através de trigonometria básica. Assim, por exemplo, considere que r é a separação entre a EM de interesse e sua ERB correspondente, e que θ é o ângulo formado entre a linha de visada e uma referência, como indicado na Figura 5.12. Usando-se o teorema dos cossenos é fácil inferir que a distância r_1 é dada por $\sqrt{r^2 + x^2 - 2rx \cos(\theta - 30^\circ)}$; da mesma forma $r_4 = \sqrt{r^2 + y^2 - 2ry \cos(120^\circ - \theta)}$ e assim é possível avaliar $r_i, (i = 1, \dots, 18)$.

Usando a Equação 2.1, a definição de densidade espectral de potência, e assumindo que todas as ERB operam nas mesmas condições, temos:

$$I_{oc} = \frac{1}{B_w} \sum_{i=1}^{18} \frac{k}{r_i^\Gamma} \quad (5.61)$$

onde foi assumida a mesma constante de propagação Γ para todas as células. Observe que a densidade espectral de potência do sinal desejado é $I_o = k / (B_w r^\Gamma)$; logo:

$$\frac{I_{oc}}{I_o} = \sum_{i=1}^{18} \frac{r_i^\Gamma}{r_i^\Gamma} \quad (5.62)$$

Observe que a Equação 5.62 possibilita o cálculo da interferência usando-se valores normalizados do tamanho da célula. O simulador deve avaliar o valor da relação 5.62. Posteriormente, deve-se avaliar o valor de I_o e, finalmente, efetuar o cálculo do I_{oc} . A distribuição de probabilidade, para esta variável, usualmente é Log-Normal [56].

5.7.2 Interferência para o canal reverso com uma ou com várias células

A análise da interferência entre usuários, para o canal reverso, assume controle perfeito de potência. Geralmente é bem aceita a hipótese de interferência com densidade espectral de potência plana proporcional ao número de usuários ativos no sistema. Sob essa consideração, se existem K_u usuários no sistema, cada um transmitindo a uma potência P_u , a interferência entre unidades móveis da mesma célula é dada por [32, 56]:

$$P_{sc} = (K_u - 1)P_u v \quad (5.63)$$

onde v é o fator de atividade de voz.

Para apresentar a forma de cálculo da interferência entre células vizinhas, define-se, previamente, o fator de eficiência de reutilização de frequências, F , como a razão entre a interferência das EM da própria célula e a interferência total das EM das células vizinhas. Para condições de propagação com $\Gamma = 4$, sombreamentos com desvio padrão de 8 dB e distribuição uniforme de usuários, $F \approx 0,6$ [56] (a contribuição da interferência

das células vizinhas é 60% da contribuição da interferência da própria célula). Assim a potência dos sinais interferentes devidas, a outras células, é dada por [52]:

$$P_{oc} = \left(\frac{1}{F} - 1 \right) K_u P_u \nu \tag{5.64}$$

5.8 SIMULAÇÃO DO CONTROLE DE POTÊNCIA

Neste trabalho considera-se controle perfeito de potência, porém é interessante ressaltar que a simulação de um sistema CDMA, com controle de potência de laço fechado pode ser implementado seguindo-se a estrutura apresentada na Figura 5.13.

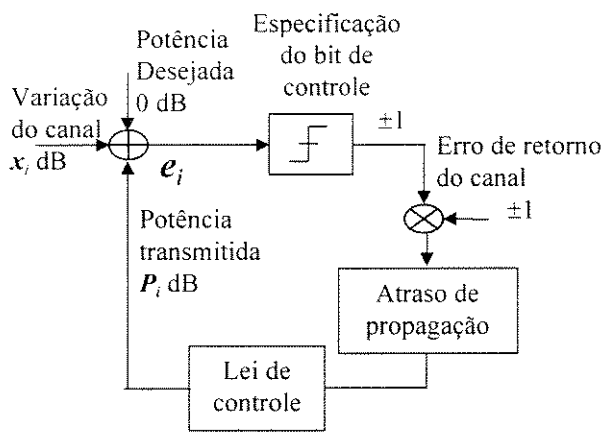


Figura 5.13 Modelo de simulação para controle de potência de laço fechado

5.9 TÉCNICAS DE SIMULAÇÃO PARA ESTIMATIVA DO BER

A avaliação de desempenho, usando-se técnicas de simulação, possibilita que o modelo do sistema alcance um nível de detalhe tão profundo quanto se queira e que o espaço de projeto possa ser melhor explorado do que no enfoque analítico.

O BER pode ser definido como a fração de erros que ocorre numa seqüência transmitida. Este parâmetro, sem dúvida, reflete a confiabilidade do sistema. Porém, dependendo do contexto da aplicação, outro tipo de medidas de erro podem ser de maior

importância. Particularmente, em canais onde acontecem erros por *bursts*, pode ser interessante simular o padrão de erro de bit ou obter medidas da porcentagem de blocos recebidos livres de erro.

Vários métodos estão disponíveis na literatura para a estimativa do BER. Veja, por exemplo, a Referência 8. Dentre os métodos disponíveis, a simulação *Monte Carlo* e o método *Importance Sampling*, combinados com técnicas quase analíticas são adequados para a simulação de sistemas DS-CDMA.

No método de **MC** (*Monte Carlo*), a taxa de erro de bit é determinada, simplesmente, dividindo o número de bits detectados com erro pelo número de bits transmitidos (veja a Figura 5.14a). Este método de estimação do BER permite levantar, também, padrões temporais de erro de bit e serve de base para a aplicação de outros métodos de simulação. De fato, outros métodos, como o *Importance Sampling*, utilizam distribuições modificadas das variáveis de decisão do sistema com a mesma estrutura de simulação. As estatísticas da técnica de simulação de Monte Carlo, tais como intervalos de confiança, valor médio e desvio padrão, estão bem documentadas na Referência 7. A simulação de sistemas DS-CDMA, usando este método, nem sempre é a mais aconselhada devido à natureza dos sinais de espectro espalhado. Porém, usando técnicas de processamento multi-taxa e/ou técnicas analíticas combinadas com poderosas ferramentas computacionais, esta técnica torna-se atrativa.

O método de **IS** (*Importance Sampling*), descrito, com bastante detalhe e rigor matemático na Referência 57, se baseia em introduzir uma polarização na função de densidade do sinal recebido ou nas manifestações do canal, de forma a produzir maior

freqüência de erros do que aconteceria com a distribuição não polarizada. Desta forma reduz-se o tempo de simulação. Após completado o processo de simulação, a taxa de erros computada é ajustada de acordo com uma fórmula analítica predeterminada (veja a Figura 5.14b). Este método requer que os eventos de erro sejam independentes. Na maior parte dos sistemas CDMA, os erros de bits adjacentes são altamente correlacionados, devido às técnicas de correção de erros [58]. Assim este método é mais aconselhável para a determinação da taxa de erro de *frame*. Mais ainda, o método IS não permite a geração de padrões de erro de bit válidos. Apesar deste método agilizar o processo de simulação, uma das grandes dificuldades para sua aplicação é a determinação das funções de densidade polarizada e das funções de ajuste do erro estimado.

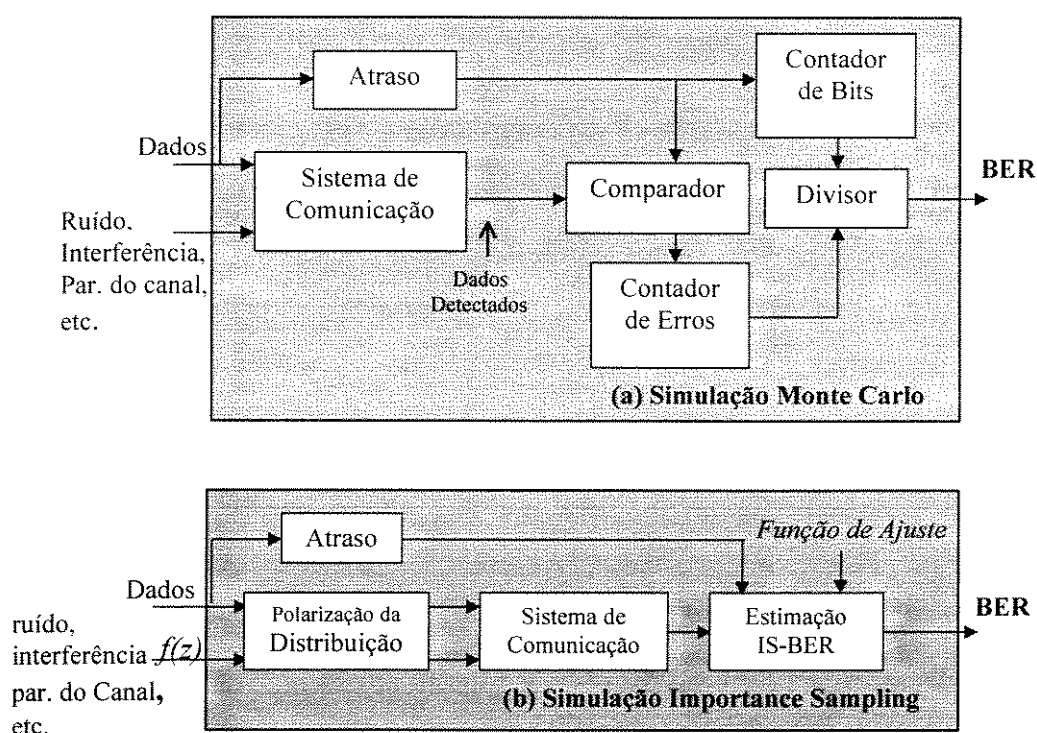


Figura 5.14: Técnicas de simulação de desempenho

Considerando as características específicas do método MC como: 1) facilidade de implementação, 2) independência das características individuais de cada sistema, 3) possibilidade de otimização da simulação (simulação multi-taxa e combinação de técnicas analíticas), 4) possibilidade de geração de padrões de erro de bit, 5) base para a implementação de outras técnicas otimizadas de estimação do BER e 6) melhores condições de representação de efeitos de canais com desvanecimento, este projeto realiza medidas de desempenho usando o método MC aliado, quando possível, a resultados analíticos disponíveis.

Um problema que deve ser resolvido, antes de cada simulação, diz respeito ao número de bits, N_b , que deve ser transmitido, ou, equivalentemente, o número de bits com erro, n_e , que deve ser detectado para interromper uma determinada simulação. A probabilidade de erro, segundo o método de Monte Carlo, é n_e/N_b , mas o valor de n_e pode variar em função da forma aleatória de perturbação introduzida pelo canal. Sendo assim, é conveniente definir um intervalo de confiança, $[n_L, n_U]$, para cada medida n_e dentro do qual encontra-se o valor médio $\bar{n}_e$ com um determinado nível de confiança Ψ . A Tabela 5.4 apresenta os valores de n_L e n_U para um nível de confiança de 95.4 % [7].

n_e	n_L	n_U	n_U/n_L
5	2,1	11,9	5,7
10	5,4	18,6	3,5
20	12,8	31,2	2,4
50	37,7	66,3	1,8
100	81,9	122	1,5
200	174	230	1,3

Tabela 5.4 Intervalos de confiança para a estimativa de n_e com 95,4 % de nível de confiança.

Dados os valores estabelecidos na Tabela 5.4, e dado o número total de bits, N_b , transmitidos, é possível estimar a probabilidade de erro $\hat{p}_e = n_e / N_b$ e o intervalo de confiança desta estimativa como $[(n_L / n_e) \hat{p}_e \ (n_U / n_e) \hat{p}_e]$. Observe que, para o caso de $n_e = 10$ (10 bits detectados com erro), o intervalo de confiança é $[0,54 \hat{p}_e \ 1,86 \hat{p}_e]$. Para se reduzir o intervalo de confiança, de acordo a Tabela 5.3, é necessário incrementar o número de bits detectados com erro. No caso de $n_e = 200$, o intervalo de confiança é $[0,87 \hat{p}_e \ 1,15 \hat{p}_e]$, o que proporciona estimativas mais adequadas, porém a um custo computacional 20 vezes maior. A coluna 4 da Tabela 5.4 mostra a forma como os intervalos de confiança variam em função do número de bits detectados com erro.

5.10 SUMÁRIO

Neste Capítulo foram apresentadas técnicas práticas que facilitam a implementação de um simulador de um sistema celular DS-CDMA em ambiente de propagação móvel.

Na primeira parte deste Capítulo (Seções 5.2 – 5.4) foram apresentados modelos de simulação do ruído, do canal com desvanecimento plano e do canal com desvanecimento seletivo. Na simulação do canal com desvanecimento Nakagami, foi utilizado o modelo original desenvolvido no Capítulo 3.

Na segunda parte (Seções 5.5-5.9) foram abordados aspectos de interesse para a simulação dos sistemas de transmissão, recepção e avaliação de desempenho do sistema DS-CDMA sob estudo. Cabe, nos seguintes capítulos, realizar uma breve descrição da plataforma desenvolvida, bem como apresentar alguns dos resultados obtidos.

Capítulo 6

DESCRIÇÃO SUCINTA DO SOFTWARE DESENVOLVIDO

6.1 INTRODUÇÃO

Neste trabalho foi desenvolvida uma série de funções e de interfaces gráficas de usuário, dentro da filosofia de *toolbox* do MATLAB® 5. Batizamos esta caixa de ferramentas com o nome de *CeSSSiT* (*Cellular Spread Spectrum Simulation Toolbox*). Pretende-se, posteriormente, compilar os algoritmos implementados e, possivelmente, torná-los uma plataforma de simulação do tipo *stand alone*. No que segue deste Capítulo, apresenta-se apenas uma descrição breve da estrutura do software desenvolvido. Maiores detalhes poderão ser encontrados em www.feg.unesp.br/~jvargas ou através da guia de usuário [59].

6.2 CARACTERÍSTICAS E ESTRUTURA DO *CeSSSiT*

O *CeSSSiT* é um conjunto de ferramentas que aproveitam extensivamente as capacidades numéricas e visuais do MATLAB® para a simulação de sistemas de comunicação móvel celular com tecnologia SS (*Spread Spectrum*). Dada a complexidade desses sistemas, o *CeSSSiT* pode também ser facilmente usado para a simulação de outros sistemas de comunicação.

Este *toolbox* é constituído por funções (*m-functions*) e interfaces gráficas de usuário (GUIs) que possibilitam a simulação flexível de diversas partes do sistema. A Tabela 6.1 apresenta algumas das características de transmissão, recepção e propagação que podem ser simuladas usando-se as rotinas do *CeSSSiT*.

• Geradores de <i>frame</i> do padrão IS-95
• Codificação de canal e de linha
• <i>Interleavers</i> de blocos
• Geradores de seqüências pseudo aleatórias (Galois, Fibonacci e Gold)
• Espalhadores/De-Espalhadores por seqüência direta
• Moduladores e Demoduladores ortogonais usando funções Walsh
• Moduladores e Demoduladores digitais em banda base equivalente (BPSK, QPSK, OQPSK ortogonal e $\pi/4$ -DQPSK)
• Filtros de transmissão (RC / SRRC)
• Canais de rádio móvel com: - Perdas de percurso: modelo de Hata e logarítmico - Sombreamentos Log-Normal - Desvanecimento plano Rayleigh, Rice e Nakagami. - Desvanecimento seletivo considerando perfis típicos de múltiplos percursos.
• Geração das variáveis de interferência de usuário para o canal direto e reverso em ambientes de propagação considerando-se uma ou várias células.
• Estruturas RAKE coerente e não-coerente de recepção
• Funções de análise e medida de desempenho do transmissor, do receptor e do canal rádio móvel.

Tabela 6.1 Possibilidades de simulação com o CeSSSiT

A estrutura do *CeSSSiT* está dividida em quatro módulos (Veja a Figura 6.1). No Módulo 1, nomeado de CDMATx, estão agrupadas todas as rotinas úteis para se simular os esquemas de transmissão. No Módulo 2, nomeado de CHANNSIM, encontram-se as rotinas de simulação do canal e as rotinas utilizadas para gerar interferências entre usuários. O Módulo 3, CDMARx, concentra as rotinas necessárias para a simulação dos receptores. O Módulo 4, nomeado de CGUI, agrupa as interfaces gráficas de usuário, assim como algumas rotinas de teste, validação e demonstração.

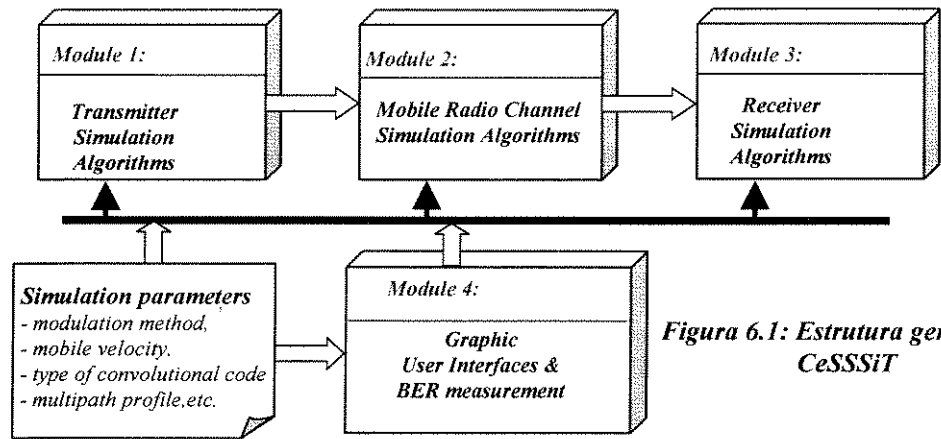


Figura 6.1: Estrutura geral do CeSSSiT

6.3 MÓDULO 1 : CDMATx

Este módulo, veja a Figura 6.2, tem como função implementar o pré-processamento e modulação dos sinais DS-CDMA. Observe que a estrutura do simulador está totalmente voltada à implantação de sistemas de transmissão com espectro espalhado, porém a plataforma é flexível o suficiente para experimentar outros tipos de sistemas de comunicação.

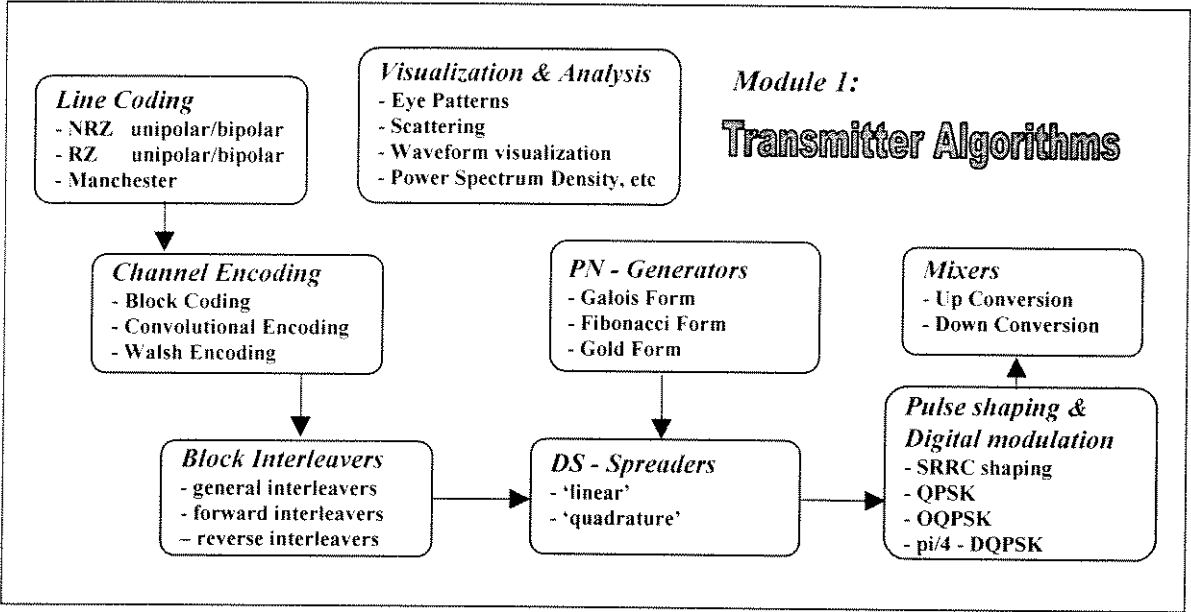


Figura 6.2: Algoritmos dos sistemas de transmissão

Embora os sistemas de comunicação operem com sinais RF de banda passante, o processo de simulação é bastante simplificado quando é realizado usando-se a representação complexa de banda base equivalente. Nesse sentido o processo de simulação adotado na implementação do CeSSSiT é realizado inteiramente em banda base equivalente.

A seguir, na Tabela 6.2, apresenta-se uma lista parcial das funções desenvolvidas para o módulo CDMATx.

Tabela 6.2 Lista de funções do Módulo CDMATx

Binary Generators	
cbinary	Generates a sequence of random binary digits
cfipngen	Generate a Maximum Length (Linear) Shift Register binary sequence (Fibonacci structure)
cpngen	Generate a Maximum Length (Linear) Shift Register binary sequence (Galois structure – optionally with a Mask)
cgold	Generate a gold sequence using two Fibonacci structures
chadammat	Generate Hadamard matrix of order N
ccodeg	Cessit's IS-95A spreader Code Generator. Generate 'long', 'short' and 'Walsh' codes used for spreading in the IS-95 standard
cslotgen	Generates transmission slots according to IS-95A standard

Logical to Logical Mapping	
cbin2pol	Binary to Polar conversion
cpol2bin	Polar to Binary conversion
cser2par	Converts serial data to parallel
cpar2ser	Converts parallel data to serial
cmapper	Maps a dibit symbol to a digital in quadrature modulation symbol

Logical to Real Mapping	
cnrz_pls	Generates a rectangular "non-return to zero" pulse
crz_pls	Generates a rectangular "return to zero" pulse
ctri_pls	Generates a "triangular" pulse
cman_pls	Generates the pulse for the "Manchester" linecode
crc_pls	Generates a basic truncated raised or squared raised cosine pulse.
clcoder	Generates a waveform coded in binary signaling formats
cplshap	Pulse shaping of a Binary data using 'RC' or 'SRRC' pulse shape.

Tabela 6.2 Lista de funções do Módulo CDMATx (continuação)

Display Tools	
cwplot	Plots waveforms that represent binary signaling Formats
cceyeptrn	Plots the eye pattern of a digital communication system.

Transmitter processing	
ccrcoder	Encodes the information bits with a systematic CRC code
encoder *	Mex file for a convolutional encoder by Prof. Dr. Amir Said.
csymbrep	Is a symbol repeater for the IS-95 Standard.
cblialg	Block interleaver Algorithm Generator
cblint	One block interleaver
cinterl	Block interleaver for the reverse, forward channel or other kind of block interleaving algorithms.
cwalshm	Orthogonal Walsh modulator H(n, k) (Hadamard block coding)
cfbmai	Forward base band multiple access interference
cspread	This routine performs the spread of the binary sequence.
cqsprd	Orthogonal (user) and quadrature (base) spreading
cbpskmod	BPSK base band modulator
cqbbmod	Quadrature base band modulator (QPSK, OQPSK, $\pi/4$ -DQPSK)
ccarrg	This function generates a carrier signal.
cupdownc	CeSSSiT's balanced UP/DOWN converter
clpa	Linear Power Amplifier (Eb/No calibration)

* Compiled for MATLAB 4.2

6.4 MÓDULO 2: CHANNSIM

Este módulo, veja a Figura 6.3, tem como função implementar todas as rotinas de simulação do canal rádio móvel.

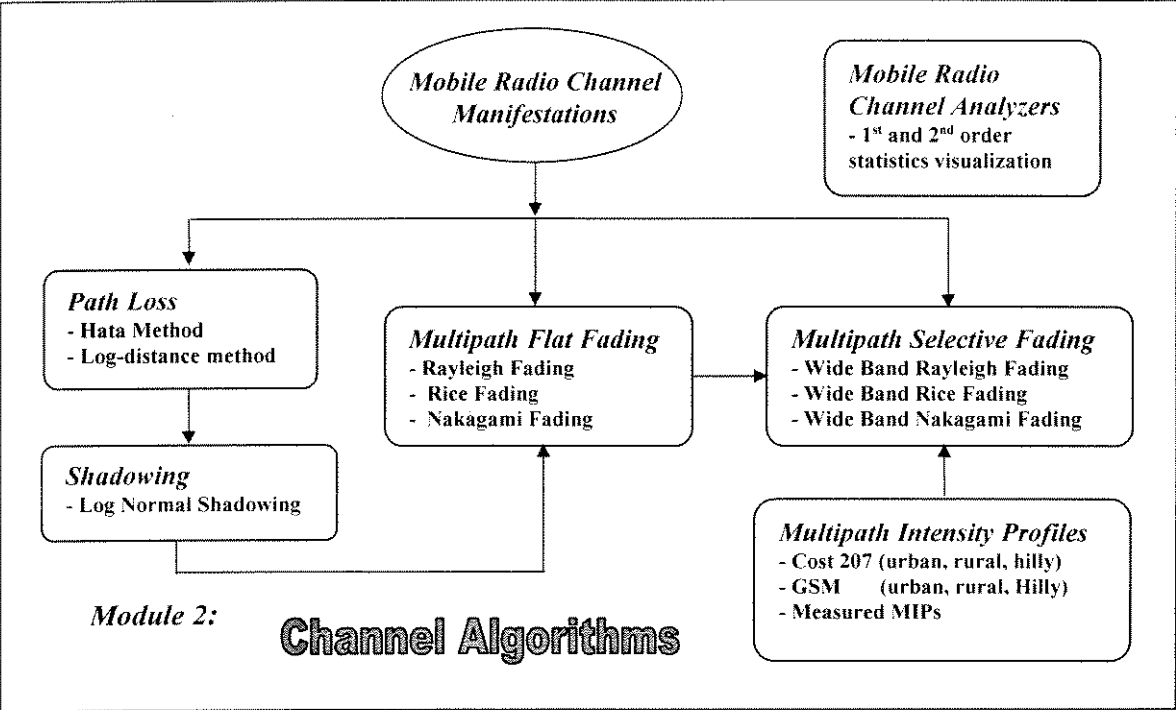


Figura 6.3: Algoritmos de simulação do canal rádio móvel

A seguir, na Tabela 6.3, apresenta-se uma lista parcial das funções desenvolvidas para o módulo CHANNSIM.

Tabela 6.3 Lista de funções do Módulo CHANNSIM

Flat Fading Channel Simulator	
craylf	Generates samples of a Rayleigh fading for the mobile radio channel
cricef	Generates samples of a Rice fading for the mobile radio channel
cnakagf	Generates samples of a Nakagami fading for the mobile radio channel
cshadow	Generates a zero mean long term fading or shadows a signal
cplhata	Generates samples of a path loss curve with the Hata model
cploss	Generates samples of a path loss curve with the log-distance model
cffsim	Generates samples of a generalized flat mobile radio fading channel. It considers partial or total line visibility, shadowing, and path loss.

Tabela 6.3 Lista de funções do Módulo CHANNSIM (continuação)

Statistical Tests for the Flat Fading Channel Simulator	
clcr	Estimates the Level Crossing Rate of a flat fading channel
ctlcr	Evaluate the theoretical LCR for Rayleigh, Rice and Nakagami fading
cafd	Estimates the Average Fade Duration of a flat fading channel
ctafd	Evaluate the theoretical AFD for Rayleigh, Rice and Nakagami
cfirstat	Estimates first order statistics and compare with theoretical PDF
ccdfdB	Estimates the CFD of a flat fading
cpdf	Estimates the PDF of any random variable

Wide Band Channel Simulator	
cdprof	Generates COST-207, GSM and Measured MIP's
cwbraylf	Wide Band Rayleigh channel impulse response for a specified MIP
cwbricef	Wide Band Rice channel impulse response for a specified MIP
cwbnakagf	Wide Band Nakagami channel impulse response for a specified MIP
cmptch	Evaluates the multipath channel output

Statistical Tests For the Wide Band Channel Simulator	
cscattn	Estimate the Scattering Function of the channel impulse response
cwbtrfn	Estimate the time variable Transfer Function

White Gaussian Noise and Multiple Access Interference	
ccgauss	Generates complex Gaussian random variables
cwnoise	White Gaussian Noise adder to corrupt a signal with a given Eb/No
crmai	Reverse multiple access interference adder. It considers the in cell and other cell interference components.
cfmai	Forward multiple access interference adder. It considers the in cell and other cell interference components

6.5 MÓDULO 3: CDMARx

Este módulo, veja a Figura 6.4, tem como função implementar todas as rotinas de simulação necessárias para as estruturas de recepção DS-CDMA.

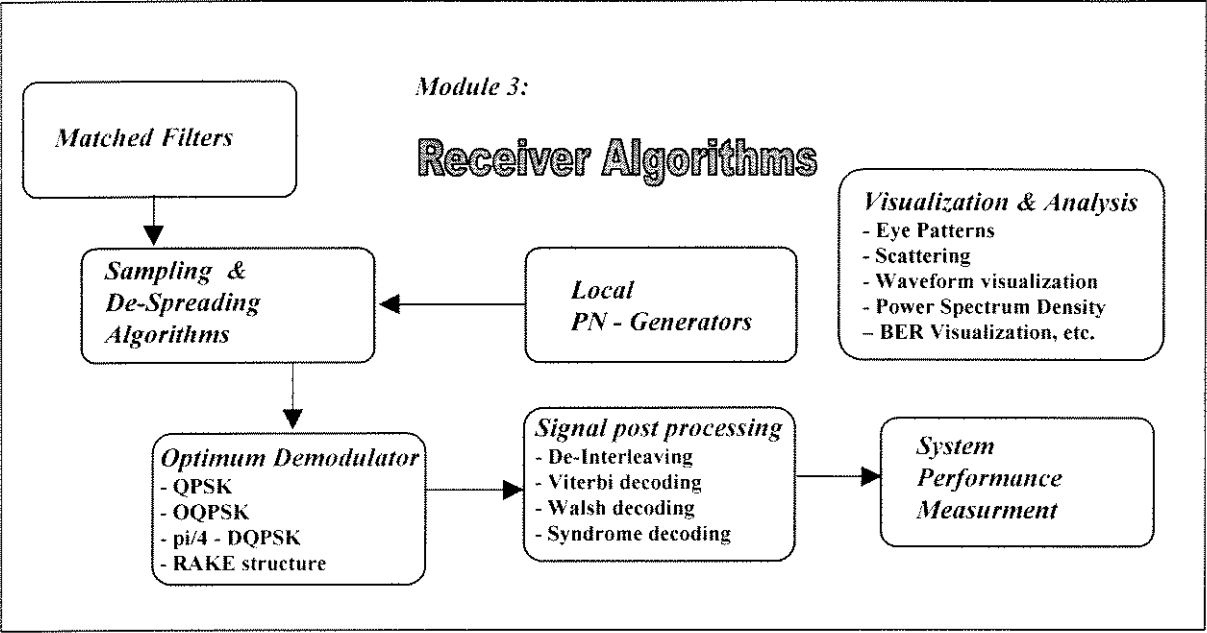


Figura 6.4: Algoritmos de simulação das estruturas de recepção

A seguir, na Tabela 6.4, apresenta-se uma lista parcial das funções desenvolvidas para o módulo CDMARx

Tabela 6.4 Lista de funções do Módulo CDMARx

Pre Processing	
ccrcsynd	Evaluates the error syndrome for block coded frames
ccrcdec [†]	Decode CRC encoded frames
decoder [†]	Is a Mex file for Viterbi decoding of convolutional codes (Hard Decision). By Prof. Dr. Amir Said.
cdinterl	Is a Symbol de-Interleaver
chadt	Evaluates the Hadamard Transform
cwalshd [†]	Walsh orthogonal demodulator

[†] Compiled for MATLAB 4.2

Tabela 6.4 Lista de funções do Módulo CDMARx (continuação)

Receiver Algorithms	
cmatch	Creates the "matched" filter structure based on the input pulse shape
csampler	Samples a waveform (Rate reduction) according to certain rule
czhold	Is a zero order hold function for the input signal
cdspread	Generalized de-spreader
cqdsprd	CeSSSiT's quadrature de-spreader. This routine implements user and base station de spreading.
cqbbmod	Quadrature base band optimum demodulator (hard decision)
ccrakef	It is a coherent Rake Finger
encrakef	It is a non coherent RAKE finger
ccrake	CeSSSiT's coherent RAKE receiver
encrake	CeSSSiT's non coherent RAKE receiver
cdetect	It is a hard detector for a specified modulation method

6.5.1 Exemplo de Aplicação

Suponha que se deseje simular um sistema com espectro espalhado, como o ilustrado na Figura 6.5.

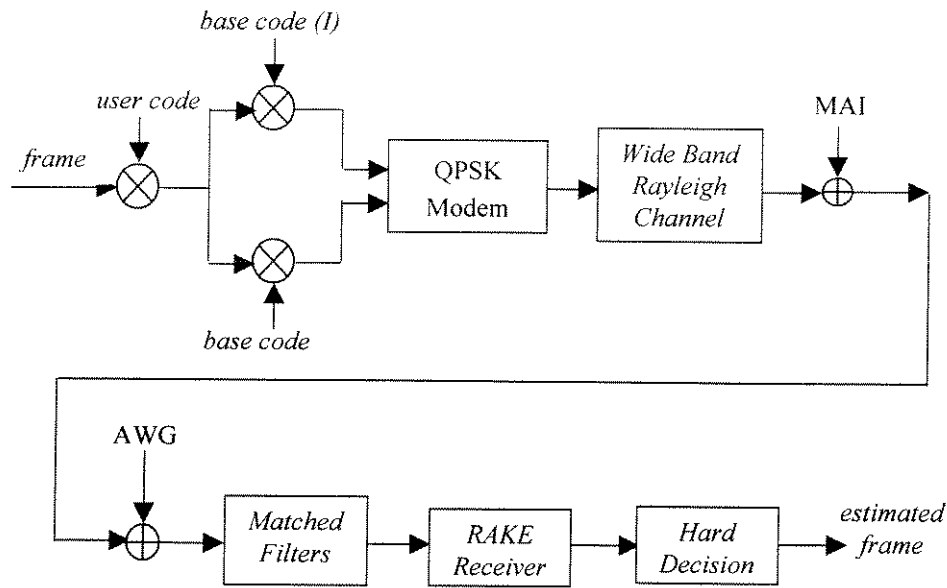


Figura 6.5: Exemplo de aplicação

O programa da Tabela 6.5 implementa a simulação requerida. Observe que o programa apresenta um total de 12 linhas que é um número equivalente ao número de blocos do esquema da Figura 6.5. Evidentemente, no programa apresentado na Tabela 6.5, todas as funções requerem de parâmetros que devem ser especificados pelo usuário. Assim, por exemplo, devem ser especificados a velocidade, “v”, do móvel, a sequência Walsh, “w_r”, com a que a estação móvel trabalha, o número de bits, “nbframe”, a serem transmitidos, o perfil de múltiplos percursos, “dp”, a ser utilizado, etc. Uma discussão detalhada da sintaxe não pode aqui ser fornecida devido à sua extensão. O leitor interessado deverá, portanto, consultar o guia de utilização do software desenvolvido. O objetivo do programa apresentado é apenas o de ilustrar a facilidade de implementação.

```
% ----- USER & BASE STATION CODE GENERATOR -----
user_code = ccodeg('walsh',Nchips,Wr); % user code generator
base_code = ccodeg('short',Nchips); % Base station code generator

% ----- WIDEBAND CHANNEL IMPULSE RESPONSE SIMULATION -----
chann_ir = cwbraylf(v,Fc,Tsim,Nsim,tau,dp);

% ----- FRAME GENERATOR -----
frame = cbinary(Nbframe,1);

% ----- USER AND BASE STATION SPREADING -----
sig = cqsprd(frame,user_code,Gp,base_code,1);

% ----- DIGITAL MODULATOR -----
sig = cqbbmod(sig,'QPSK','srrc',Chip_Rate,Fs1,Ntaps,alpha);

% ----- EbNo SCALING -----
sig = clpa(sig,Binary_Rate,gamab,'forward',PL,chann_ir,Gp);

% ----- MULTIPATH CHANNEL OUTPUT -----
sig = cmpathch(sig,Fs1,chann_ir,Fs2,tau,PL);

% ----- MULTIPLE ACCESS INTERFERENCE -----
sig = cfmai(sig,dp,Nu);

% ----- ADITIVE WHITE GAUSSIAN NOISE -----
sig = cwnoise(sig,Fs1,'forward');

% ----- MATCHED FILTERS -----
sig = cmatch(sig,'srrc',Chip_Rate,Fs1,Ntaps,alpha);

% ----- COHERENT IDEAL RAKE RECEIVER -----
e_frame = ccrake(sig,Fs1,'QPSK',base_code,user_code,Chip_Rate,Gp,...
    fingers,chann_ir,[Fs2 tau(length(tau))]);
```

Tabela 6.5: Um exemplo de simulação com a sintaxe do CeSSSiT

6.6 MÓDULO 4: CGUI

Este módulo agrupa as interfaces gráficas de usuário, as rotinas de teste e validação e algumas demonstrações da operação das rotinas de simulação dos módulos anteriores. O *CeSSSiT* conta, hoje, com quatro interfaces gráficas de usuário totalmente validadas para a simulação e análise de diversas características do meio de propagação, e uma interface em processo de validação e depuração para a simulação de desempenho, pelo método de Monte Carlo. A seguir descrevem-se, brevemente, as interfaces gráficas desenvolvidas. Maiores detalhes serão fornecidos através do manual de usuário.

A primeira GUI desenvolvida, ilustrada na Figura 6.6, possibilita que o usuário realize simulações do desvanecimento plano (Rayleigh e Rice), considerando-se perdas de percurso (método de Hata e “Log-distance”) e sombreamentos do tipo Log-Normal.

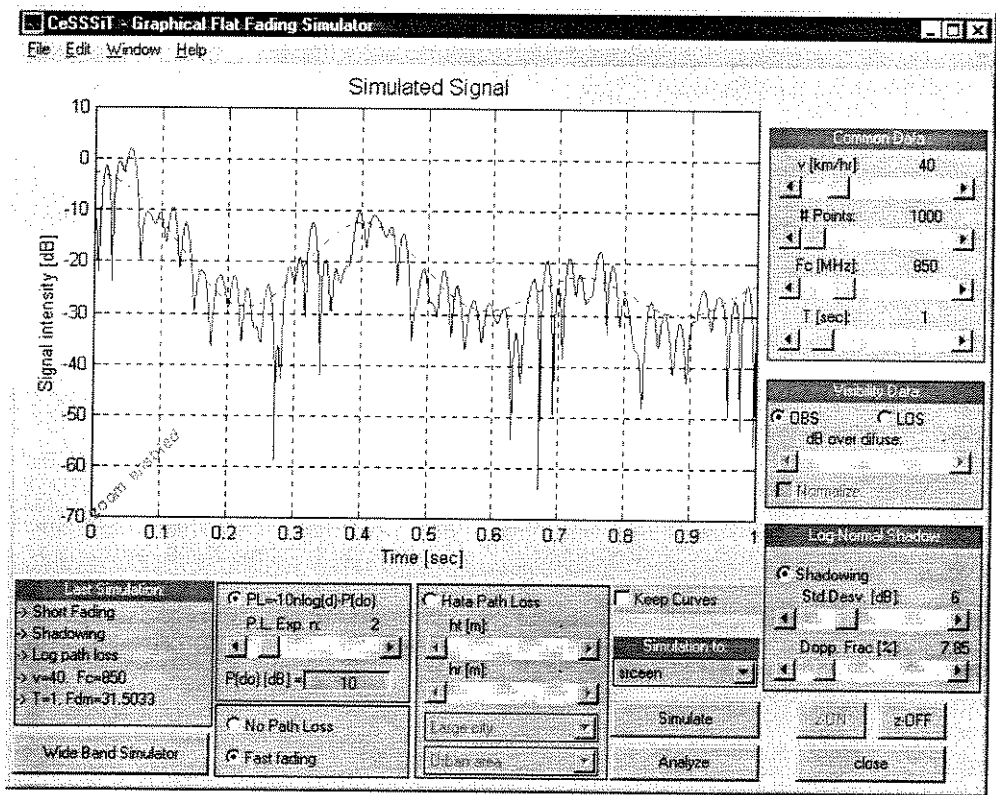


Figura 6.6: Interface gráfica para simulação de desvanecimento plano

A interface apresentada na Figura 6.6, assim como todas as interfaces desenvolvidas, possibilitam a visualização direta e o *zoom* dos dados simulados, assim como o armazenamento dos resultados obtidos em disco.

A implementação de todas as interfaces gráficas de usuário seguiu a filosofia de “interoperabilidade”. Dados gerados numa interface podem, fácil e diretamente, ser aproveitados em outra. Assim, por exemplo, dados obtidos numa simulação realizada na interface da Figura 6.6 podem ser analisados com a interface da Figura 6.7.

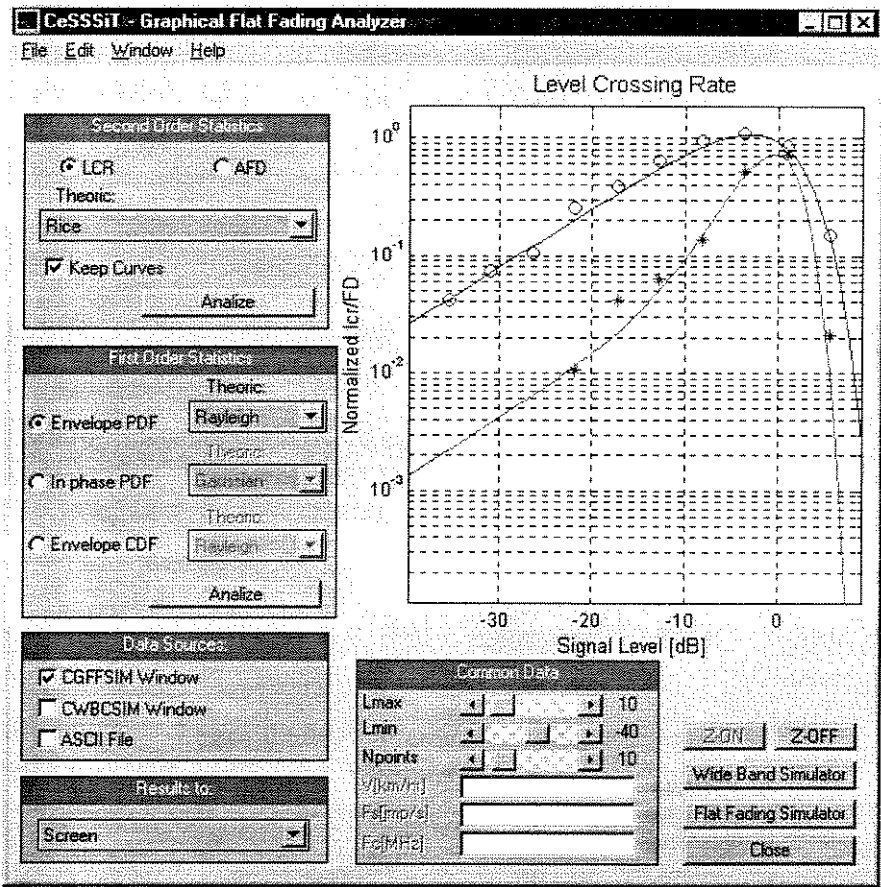


Figura 6.7: Interface gráfica para análise estatística do desvanecimento plano

A interface apresentada na Figura 6.7 possibilita a análise estatística de envoltórias submetidas a desvanecimento plano. Os dados fornecidos a esta interface

podem vir do próprio simulador ou de medidas realizadas em campo. Esta interface possibilita o levantamento de estatísticas de primeira ordem, como a PDF e a CDF, e as estatísticas de segunda ordem, como o LCR e o AFD. Em todos os casos, existe a possibilidade de comparação com curvas conhecidas para os desvanecimentos Rayleigh Rice e Nakagami.

A Figura 6.8 apresenta uma interface gráfica desenvolvida para facilitar a simulação de respostas impulsivas de canais seletivos.

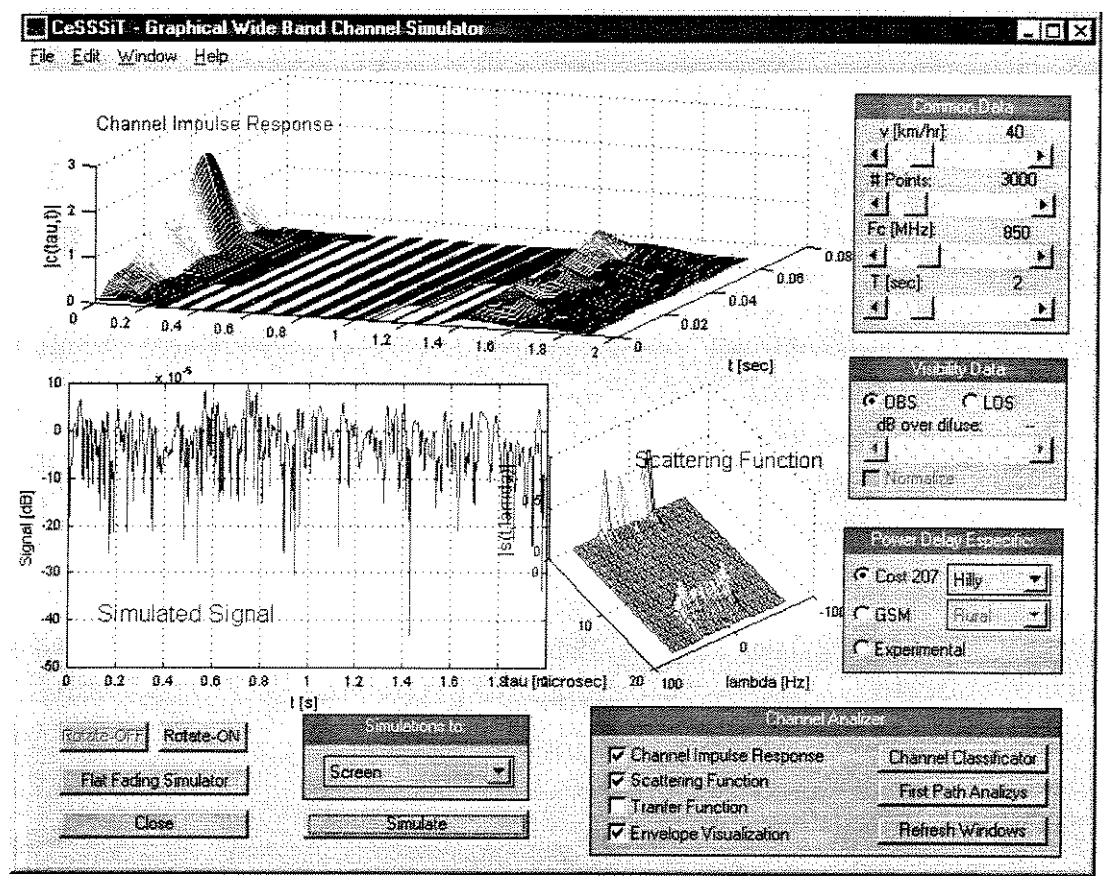


Figura 6.8: Interface gráfica para simulação de desvanecimento seletivo

A interface da Figura 6.8 permite a especificação direta de perfis de múltiplos percursos padronizados ou a especificação de perfis obtidos por medidas em campo. Esta

interface pode gerar e apresentar, de forma gráfica, quatro tipos de resultados: 1) a resposta impulsiva do canal, 2) a envoltória do desvanecimento do primeiro percurso, 3) a função de espalhamento do canal, e 4) a função de transferência do canal. A Figura 6.8 apresenta, por opção, apenas as três primeiras.

A interface da Figura 6.9 permite realizar uma “classificação” do canal. Isto é, dado um determinado perfil de múltiplos percursos e dadas as características do sinal transmitido, esta interface estabelece se o canal apresenta desvanecimento plano ou seletivo e se o desvanecimento é rápido ou lento em relação à taxa de informação.

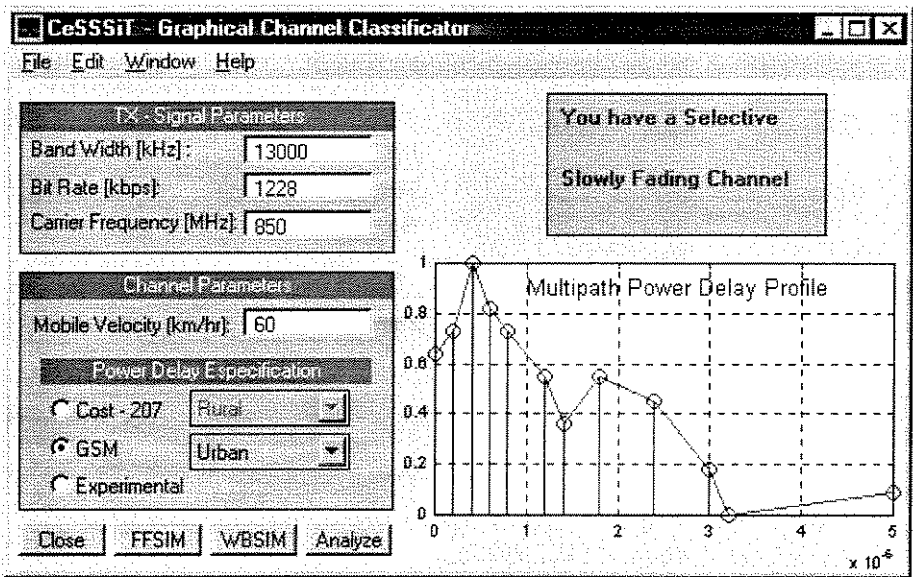


Figura 6.9: Interface gráfica para analisar ou “classificar” o canal em função das características do sinal transmitido e do perfil de múltiplos percursos

A interface da Figura 6.10 encontra-se em processo de validação e depuração e facilita a simulação de desempenho, seguindo-se o método de Monte Carlo. Com ajuda desta interface, o usuário especifica diversos parâmetros do transmissor, do receptor e do canal, evitando dessa forma, a geração de código. A interface possibilita, também, a comparação de resultados simulados com resultados teóricos para situações conhecidas.

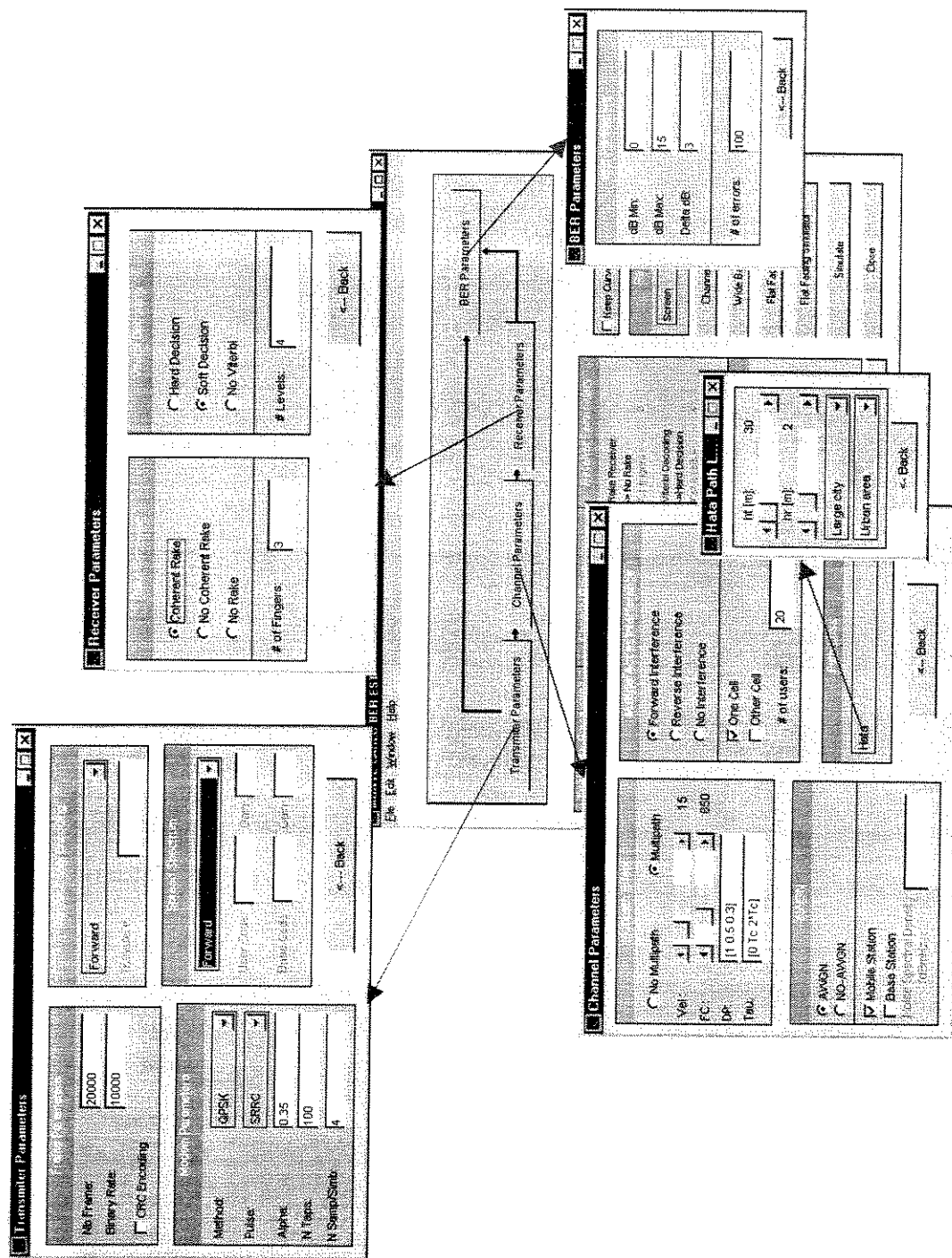


Figura 6.10 : Interface gráfica para simulação de desempenho pelo método de Monte Carlo

6.7 OBSERVAÇÕES E CONCLUSÕES QUANTO À IMPLEMENTAÇÃO

A implementação da caixa de ferramentas para a simulação do link DS-CDMA é uma tarefa que exige o conhecimento de diversas áreas da engenharia de comunicações. Foram necessários conceitos da teoria estatística de comunicações, assim como de técnicas de processamento digital de sinais e também, é claro, do conhecimento da linguagem de programação utilizada.

Durante o processo de implementação do simulador, foi observado que existem, basicamente, três fontes de erro que podem levar a simulações com resultados incorretos. O primeiro tipo de erro diz respeito a erros conceituais no processo de modelagem dos blocos de simulação. Este tipo de erro só pode ser superado através do estudo, da experiência e da bagagem de conhecimentos dos participantes no desenvolvimento. O segundo tipo de erro diz respeito aos erros de programação ou “software bugs”. Os erros de programação usualmente só são eliminados através da utilização extensiva das rotinas desenvolvidas. O processo de depuração, usualmente, é de menor dificuldade que o processo de eliminação de erros por conceito. O terceiro tipo de erro diz respeito ao número de experimentos que se deve realizar para obter resultados adequados. Este tipo de erro pode ser contornado usando-se os conceitos expostos na Seção 5.9.

O processo de validação, desta forma, constitui-se num assunto importante e extenso que deve-se implementar no desenvolvimento e/ou utilização de uma determinada plataforma de simulação. A validação das rotinas implementadas neste trabalho seguiu o método de redução da complexidade e se deu a dois níveis: no nível 1, foram validados individualmente todos as rotinas de simulação; no nível 2, procedeu-se à validação de sistema (conexão de blocos de simulação).

O processo de validação pelo método de redução requer que o modelo do sistema seja feito com diferentes níveis de detalhe. Através de determinados critérios, o software desenvolvido permite incluir ou excluir um determinado bloco no processo de simulação. Assim, por exemplo, a simulação de múltiplo acesso pode ser feita através de uma aproximação para a variável MAI (*Multiple Access Interference*) ou através da técnica conhecida como *full-simulation* [8]. É evidente que, para a simulação segundo a aproximação da variável MAI, não é necessária, por exemplo, a simulação do espalhamento ortogonal de usuário.

O Capítulo seguinte apresenta alguns dos resultados obtidos com a plataforma de simulação desenvolvida.

Capítulo 7

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

7.1 INTRODUÇÃO

Neste Capítulo serão apresentados resultados obtidos com o simulador desenvolvido. Evidentemente, o processo de simulação do sistema sob análise pode fornecer diversos tipos de resultados em função dos objetivos definidos para cada simulação. Poderiam, por exemplo, ser objeto de estudo, o desempenho das técnicas de codificação protetora de erro, ou as técnicas de recepção RAKE ou o estudo do sistema para uma determinada condição de propagação, ou a comparação de desempenho do sistema para diversas formas do perfil de múltiplos percursos, etc. É evidente que os resultados e combinações da estrutura de simulação são variados. Porém, neste Capítulo, serão, inicialmente, apresentados resultados de validação para o simulador desenvolvido em situações conhecidas e, posteriormente, serão apresentados resultados originais considerando-se desvanecimento seletivo Nakagami e receptores RAKE.

Na Seção 7.2 são apresentados resultados de simulação para o canal com desvanecimento plano e seletivo. Nessa mesma seção apresentam-se estatísticas de validação do simulador para diversas condições de propagação. Na Seção 7.3 apresentam-se resultados de simulação dos sistemas de transmissão e recepção no canal com ruído Gaussiano. A Seção 7.4 apresenta resultados com desvanecimento plano Rayleigh, Rice e Nakagami. A Seção 7.5 apresenta simulações considerando-se propagação em canais seletivos e receptores RAKE. Nesta última seção especial ênfase é dada ao desempenho do canal direto em ambiente Nakagami.

7.2 SIMULAÇÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL

Neste item apresentam-se as simulações do canal de rádio móvel e as curvas de desempenho que objetivam comprovar a correta operação do simulador implementado.

7.2.1 Desvanecimento não seletivo

Como foi observado no Capítulo 2, as características de propagação do meio de propagação móvel podem ser simuladas considerando-se desvanecimentos de curto prazo, desvanecimentos de longo prazo e perdas de propagação. Com a intenção de se mostrar esta capacidade da plataforma de simulação, apresenta-se a simulação da Figura 7.1.

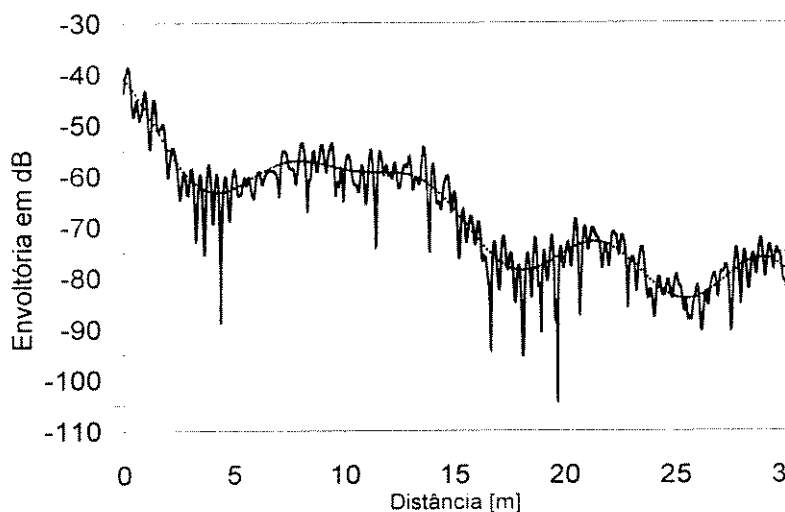


Figura 7.1: Envoltória do sinal desvanecido, $v=5$ km/h, (linha de visada não obstruída)

A Figura 7.1 apresenta uma realização da saída do simulador de canal considerando-se linha de visada entre o transmissor e o receptor (desvanecimento Rice), sombreamento Log-Normal e atenuação de percurso. Essa simulação foi realizada com a intenção de se aproximar ao resultado do experimento realizado em [11]. A simulação, considera uma portadora de 900 MHz, uma unidade móvel que se desloca a 5 km/h e percorre uma distância de 30 m (parâmetros estimados a partir da descrição do experimento da Referência 11). Além desses parâmetros, foi considerado que a relação

entre a potência da componente direta e a componente difusa é de 5 dB ($k_{dB} = 5$), que o coeficiente de perda de propagação é de 1.3 e que o desvio padrão dos sombreamentos é de 3 dB. As curvas obtidas pelo simulador apresentam características visuais muito próximas às obtidas na Referência 14.

A Figura 7.2 apresenta os resultados de simulação considerando-se linha de visada obstruída (desvanecimento Rayleigh) e linha de visada sem obstrução (desvanecimento Rice, $k_{dB} = 6$). Os símbolos ilustrados nesta e na próxima figura estão apenas para fins de separação visual das curvas contínuas simuladas. A unidade móvel se desloca a uma velocidade de 30 km/h e opera com uma frequência de portadora de 900 MHz.

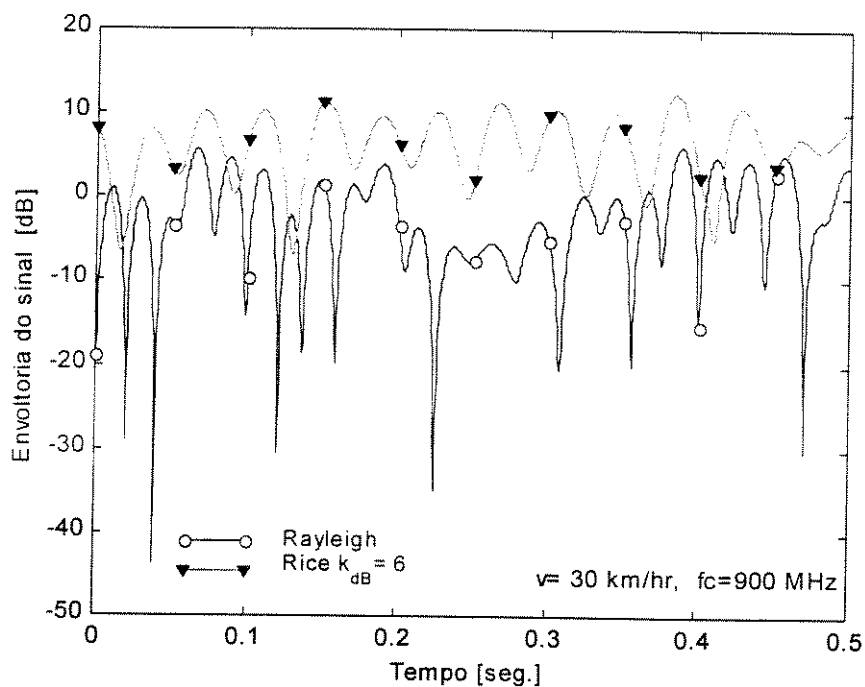


Figura 7.2: Envoltória do sinal desvanecido Rayleigh e Rice puros

Os resultados obtidos a partir do modelo de simulação Nakagami, proposto no Capítulo 3, são apresentados, para $m=0,5$ e $m=4,5$, na Figura 7.3. Nesse figura, a frequência de portadora e velocidade do móvel são as mesmas da situação anterior.

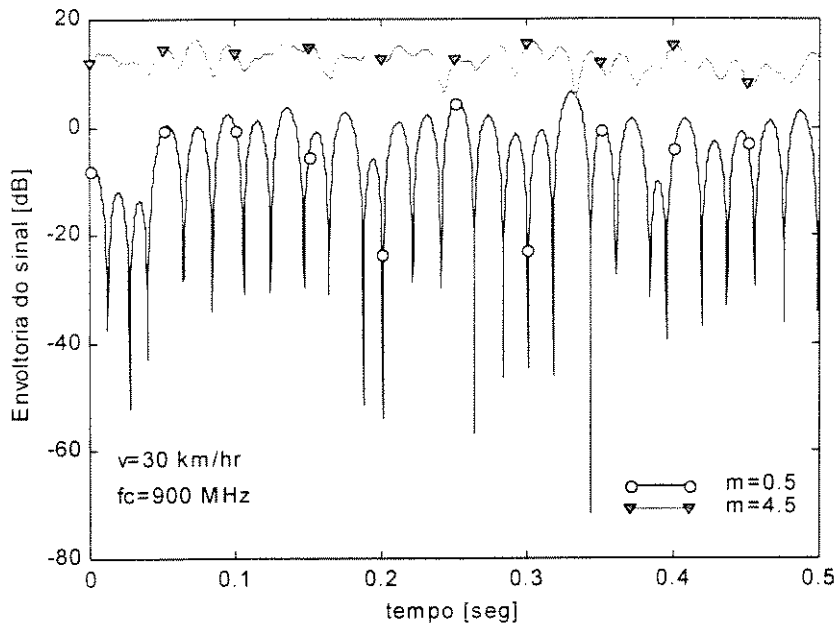


Figura 7.3: Envoltória do sinal desvanecido Nakagami

É sabido, da análise apresentada no Capítulo 3, que $m=1$ significa desvanecimento Rayleigh. Observe, das simulações apresentadas nas Figuras 7.2 e 7.3, que, quanto maior o parâmetro m , menor são as flutuações do sinal recebido. A Figura 7.2, por exemplo, indica que o desvanecimento Rayleigh apresenta flutuações da intensidade do sinal entorno de 40 dB. Para o sinal Nakagami $m=0.5$ as flutuações da intensidade podem chegar até 70 dB como mostrado na Figura 7.3. O desvanecimento Nakagami $m=0.5$ apresenta, ainda, maior taxa de cruzamentos em relação ao desvanecimento Rayleigh, o que se manifesta no receptor como uma maior taxa de erro de bit.

Observe, da Figura 7.3, que durante o intervalo de observação podemos identificar por volta de 26 instantes em que a envoltória passa de uma derivada negativa para uma positiva. Isto dá uma periodicidade temporal de 19 mseg entre os instantes de mínimo do sinal. O período espacial, considerando a velocidade do móvel constante, é de 16 cm, ou seja temos um mínimo do sinal, aproximadamente, a cada 16 cm. Se considerarmos que a

frequência de portadora é de $f_c=900$ MHz temos um comprimento de onda de aproximadamente 33 cm. Assim, a separação entre mínimos corresponde, de forma próxima, à metade do comprimento de onda transmitida. Este comportamento é similar ao reportado para a situação Rayleigh [2].

A validação “visual” para as simulações até aqui apresentadas não são suficientes. O processo de validação requer o levantamento do comportamento estatístico do simulador desenvolvido. Nesse sentido, apresenta-se, a seguir, resultados de validação estatística do simulador.

7.2.1.1 Função de densidade de probabilidade da envoltória

A função densidade de probabilidade, *pdf*, foi estimada a partir de resultados de simulação da envoltória. Foram simulados desvanecimentos durante 10 segundos, com 20000 amostras, considerando-se as situações de propagação Rayleigh, Rice e Nakagami.

A Figura 7.4 mostra as distribuições teóricas e as estimativas da função densidade de probabilidade para propagação Rayleigh e Rice. Nessa Figura, e de aqui em diante, os resultados de simulação são apresentados através de símbolos enquanto que os valores teóricos correspondentes são apresentados com algum tipo de linha. Observe que os resultados apresentados na Figura 7.4 não estão normalizados em relação ao r_{rms} .

A Figura 7.5 apresenta os resultados de simulação considerando-se, desta vez, desvanecimento Nakagami. Observe que os resultados apresentados nesta figura estão normalizados em relação ao r_{rms} . A partir das Figuras 7.4 e 7.5 pode se afirmar que o simulador desenvolvido segue, de forma muito próxima, as estatísticas de primeira ordem esperadas.

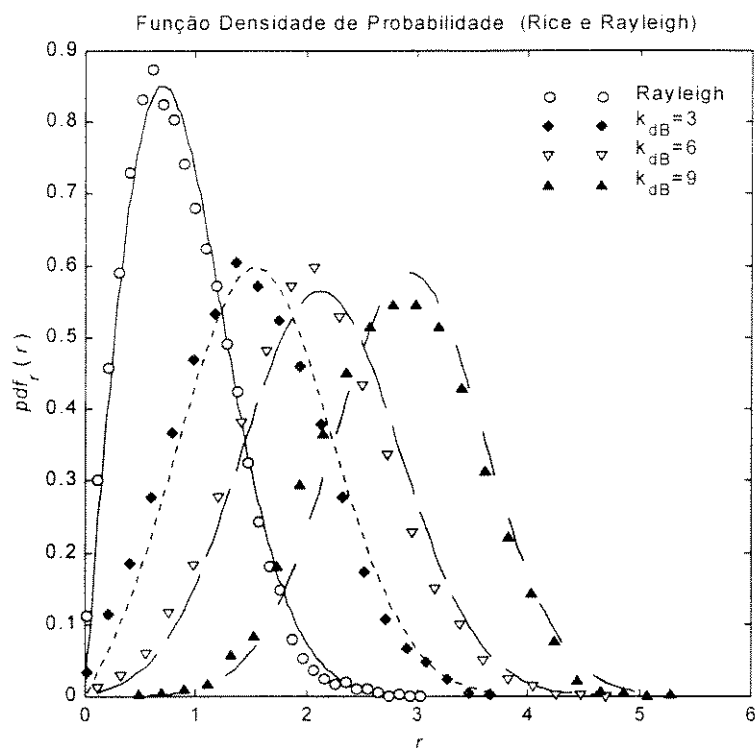


Figura 7.4: Função densidade de probabilidade estimada para desvanecimento Rayleigh e Rice

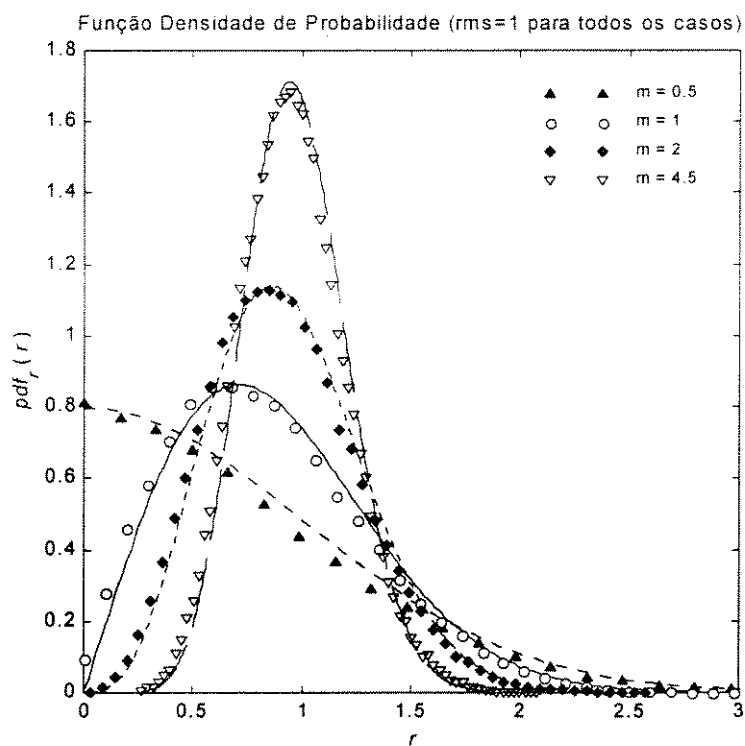


Figura 7.5: Função densidade de probabilidade estimada para desvanecimento Nakagami

7.2.1.2 Distribuição da fase

A fase do sinal sob o efeito de múltiplos percursos com obstrução da linha de visada, apresenta distribuição uniforme entre 0 e 2π radianos [3]. A Figura 7.6a apresenta a distribuição de fase para o sinal Rayleigh. A Figura 7.6b apresenta essa distribuição para o sinal Nakagami, $m=4.5$. A Figura 7.6c apresenta a distribuição de fase para o sinal Rice. Estas figuras mostram as componentes em fase e quadratura do sinal desvanecido.

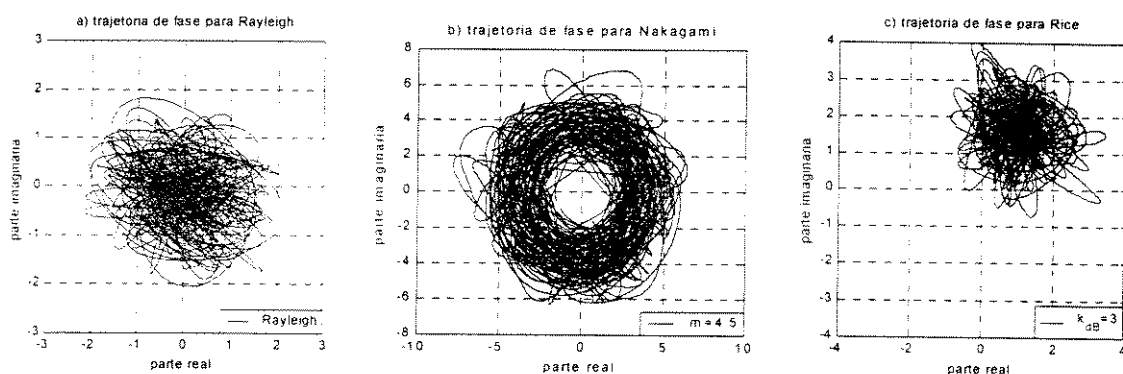


Figura 7.6: Distribuição das fases para desvanecimento (a) Rayleigh, (b) Nakagami e (c) Rice

7.2.1.3 Taxa de cruzamento de nível

A taxa de cruzamento de nível foi estimada seguindo-se o método apresentado no Capítulo 5. A Figura 7.7 compara as curvas da taxa de cruzamento de nível teórico e estimado para o desvanecimento Rayleigh e Rice. A Figura 7.8 apresenta a mesma comparação para o desvanecimento Nakagami. As taxas de cruzamento de nível, apresentadas nas Figuras 7.7 e 7.8, estão normalizadas em relação à frequência Doppler máxima, f_{dm} , e em relação ao valor quadrático médio da envoltória, r_{rms} .

As Figuras 7.7 e 7.8 indicam que o simulador desenvolvido segue, de forma muito próxima, as estatísticas da taxa de cruzamento teóricas estabelecidas nos Capítulos 2 e 3. Resta verificar o seu desempenho quanto à duração média dos desvanecimentos.

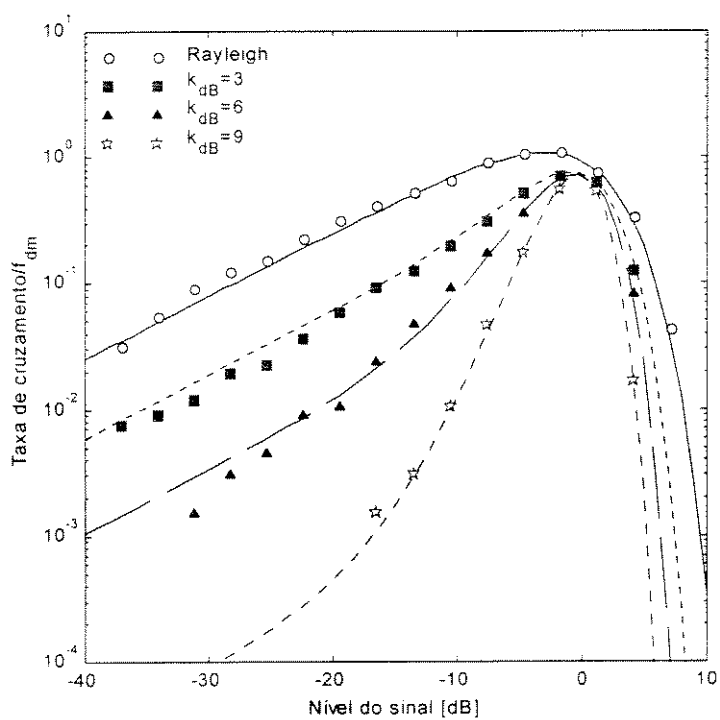


Figura 7.7: Taxa de cruzamento de nível para a envoltória simulada Rayleigh e Rice

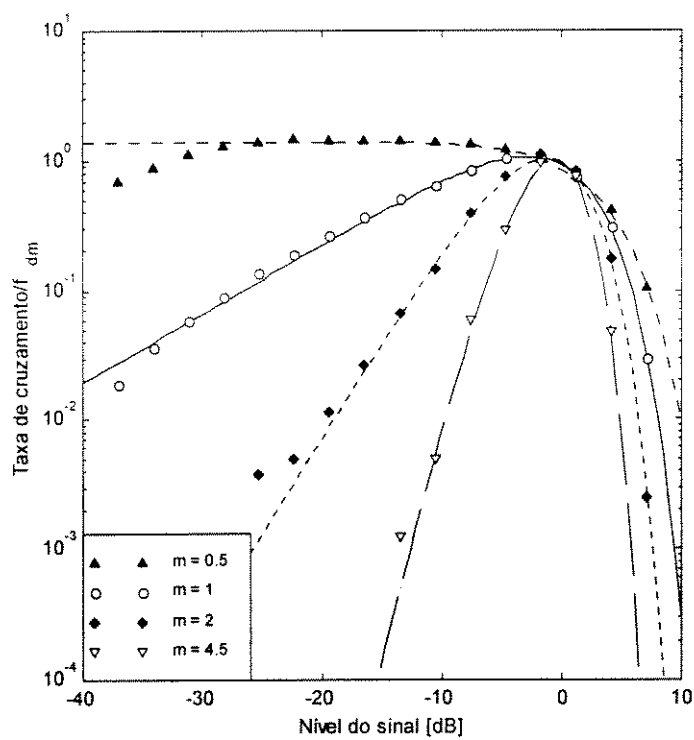


Figura 7.8: Taxa de cruzamento de nível para a envoltória simulada Nakagami

7.2.1.4 Duração média dos desvanecimentos

A duração média dos desvanecimentos foi estimada de acordo com o método apresentado no Capítulo 5. Explicitamente foi implementada a Equação 5.20. Os resultados obtidos para o desvanecimento Rayleigh, Rice e Nakagami estão apresentados nas Figuras 7.9 e 7.10. Observe, novamente, que os resultados apresentados, em ambas figuras, estão normalizados em relação à frequência Doppler máxima, f_{dm} , e em relação ao valor quadrático médio da envoltória, r_{rms} .

Os resultados de validação, até aqui apresentados, indicam que o simulador desenvolvido gera desvanecimentos com estatísticas de primeira e segunda ordem muito próximas dos valores teóricos estipulados. Este procedimento permite afirmar que o modelo de geração de sinais Nakagami, proposto no Capítulo 3, é válido e gera resultados coerentes.

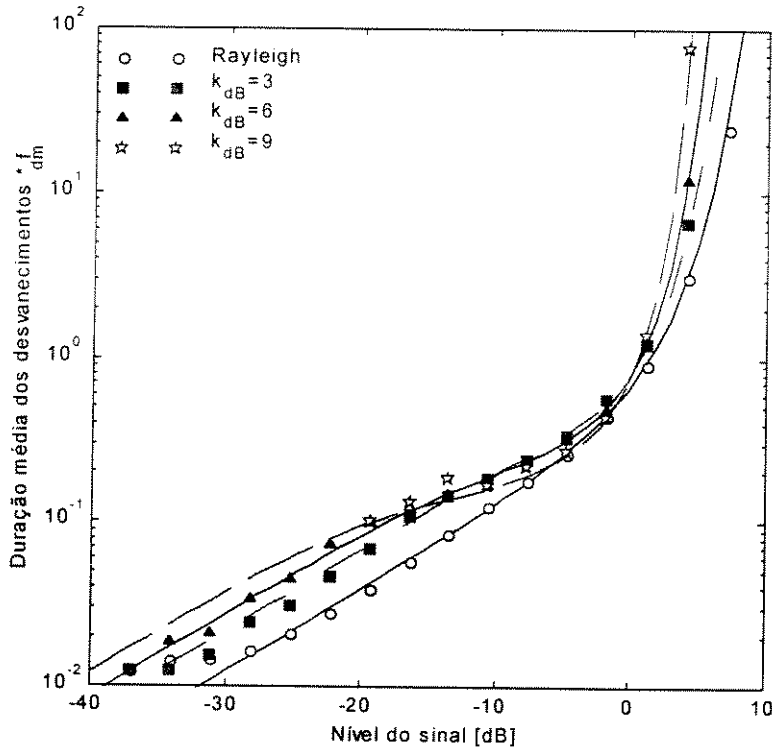


Figura 7.9: Duração média dos desvanecimentos Rayleigh e Rice

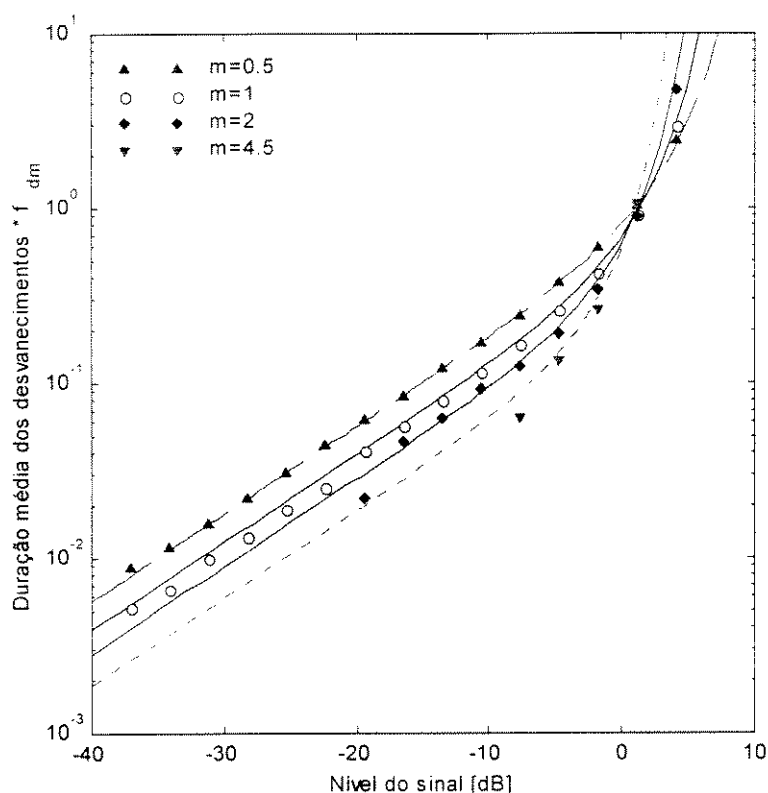


Figura 7.10: Duração média dos desvanecimentos Nakagami

7.2.2 Desvanecimento seletivo

Apresentam-se a seguir, resultados de simulação para canais seletivos considerando perfis de múltiplos percursos padronizados. As figuras, apresentadas nesta seção, correspondem aos perfis típicos para áreas urbanas (urbana I) e áreas urbanas mal comportadas (urbana II), da Tabela 5.1. Apresentarem-se, em sequência, as respostas impulsivas variáveis no tempo, as funções de espalhamento e as funções de transferência do canal, obtidas usando-se o simulador desenvolvido. Os resultados obtidos para áreas rurais são similares aos mostrados para áreas urbanas, mudando-se apenas a escala do eixo de atrasos. O mesmo acontece entre os perfis de potência para áreas urbanas mal comportadas e áreas montanhosas.

- *Área urbana* - A Figura 7.11 apresenta a resposta impulsiva, variável no tempo (ou espaço), para um móvel que se desloca numa região urbana a uma velocidade de 30 km/h e recebe uma portadora de 900 MHz. Foram consideradas para essa simulação, 6 amostras do perfil típico de áreas urbanas. Apresentam-se várias realizações da resposta ao impulso, variável no tempo. A Figura 7.11 apresenta apenas 60 milissegundos de observação.

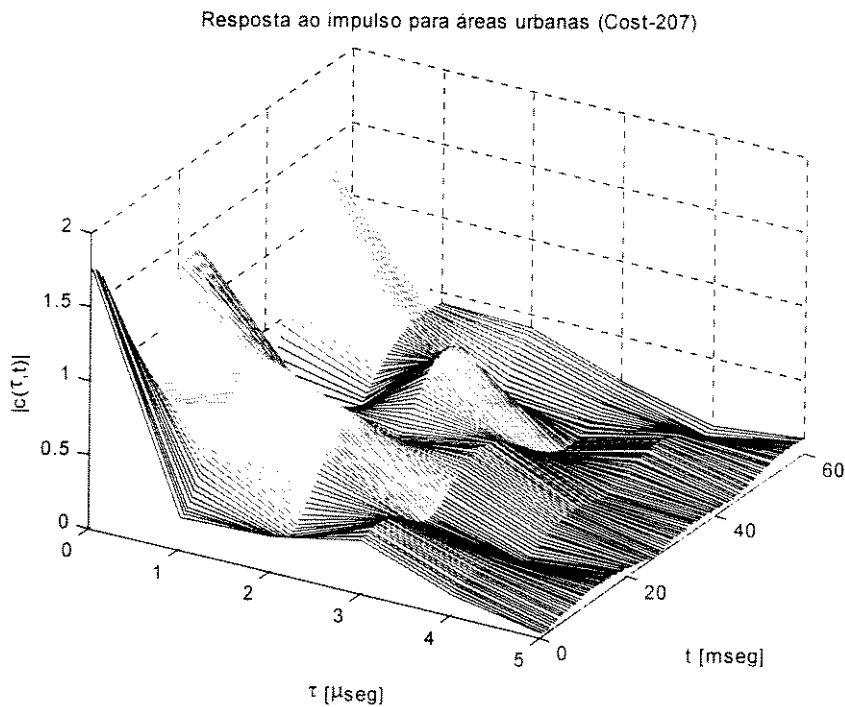


Figura 7.11: Resposta impulsiva, em áreas urbanas, com obstrução de linha de visada

A partir da resposta impulsiva, simulada na Figura 7.11, é possível se obter as funções de espalhamento ou *Scattering Function* e a função de transferência variável no tempo do canal de propagação. As Figura 7.12 e 7.13 apresentam a função espalhamento e a função de transferência, respectivamente. Pode-se entender a Figura 7.13 como sendo a “estrada” das comunicações móveis sobre a qual circulam informações de um ponto para outro.

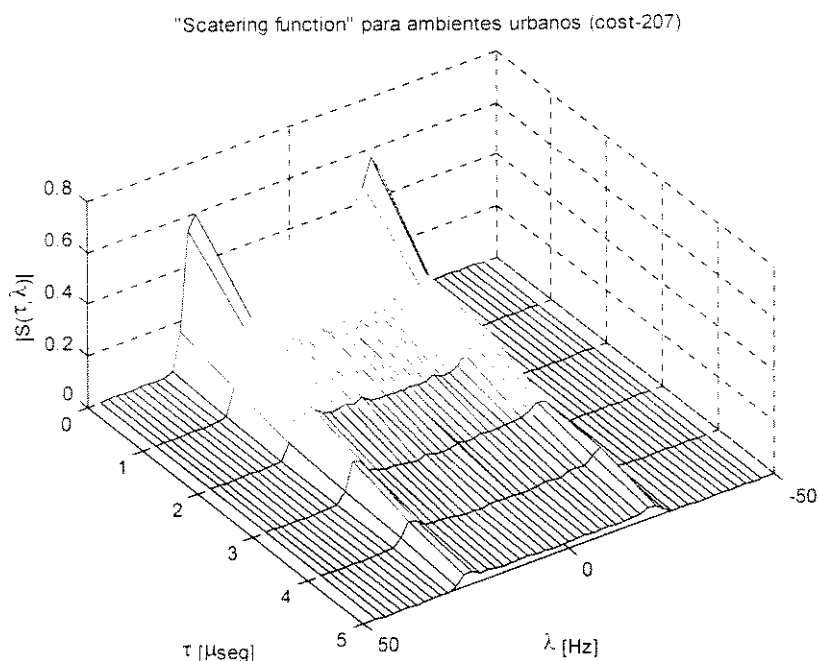


Figura 7.12: Função de espalhamento estimado para a resposta impulsiva do canal urbano

A função de espalhamento, apresentada na Figura 7.12, foi estimada usando-se o método de Welch para estimação espectral sobre um total de 20000 amostras da resposta impulsiva, agrupadas em blocos de 1024 pontos.

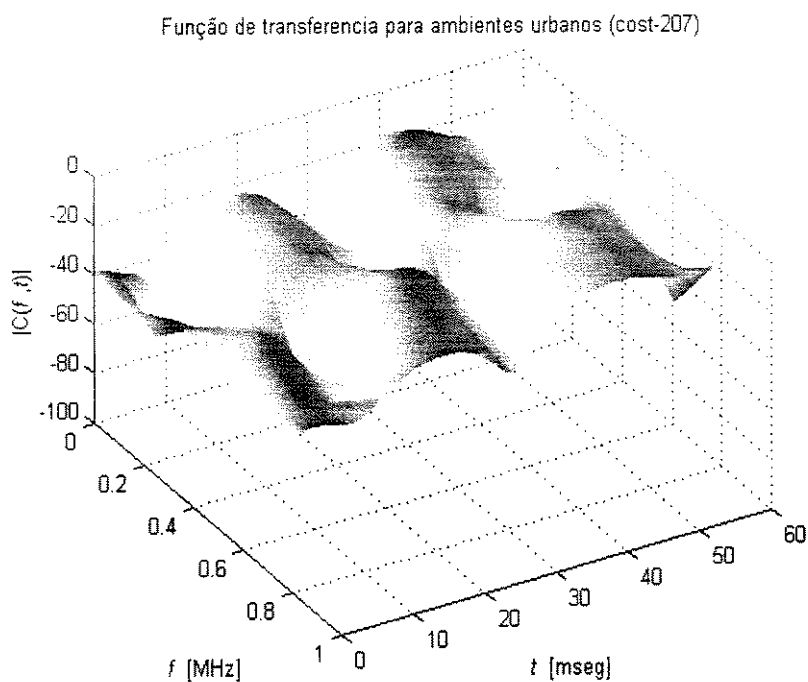


Figura 7.13: Função de transferência estimada para a resposta impulsiva do canal urbano

A Figura 7.12 resume tanto as características do espectro Doppler quanto o perfil de potência do canal. Observe, como esperado, a presença de picos fortes nas proximidades da frequência Doppler máxima.

A Figura 7.13 apresenta a função de transferência do canal. Observe, dessa figura, que a resposta em frequência do canal varia com o tempo e apresenta características de seletividade para sinais com largura de banda maiores que 200 kHz. Essa figura foi obtida aplicando-se a transformada rápida de Fourier da resposta impulsiva simulada.

- *Área urbana mal comportada*- A Figura 7.14 apresenta a resposta impulsiva variável no tempo (ou espaço) para um móvel que se desloca numa região urbana irregular com maior presença de prédios. A velocidade e frequência de portadora são as mesmas da situação anterior.

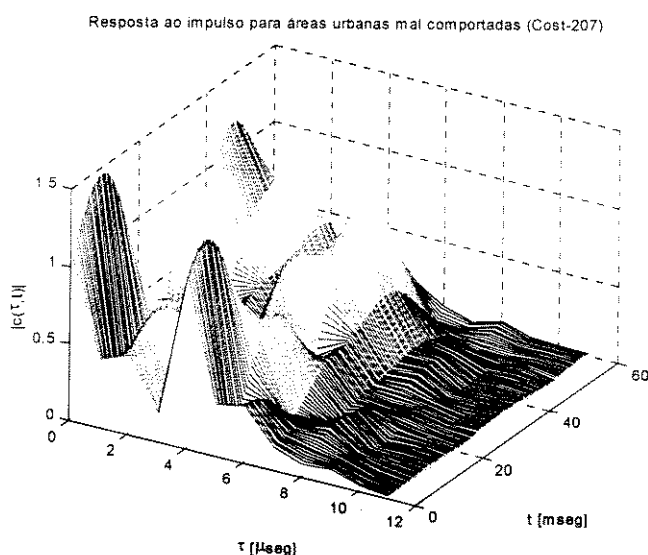


Figura 7.14: Resposta impulsiva em áreas urbanas com obstrução de linha de visada

As Figura 7.15 e 7.16 apresentam a função espalhamento e a função de transferência, respectivamente, para o canal urbano da Figura 7.14.

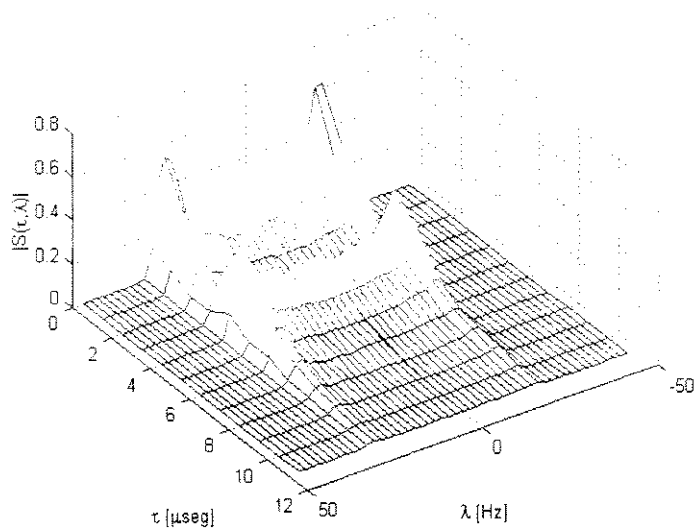


Figura 7.15: Função de espalhamento estimada para a resposta impulsiva do canal urbano 2

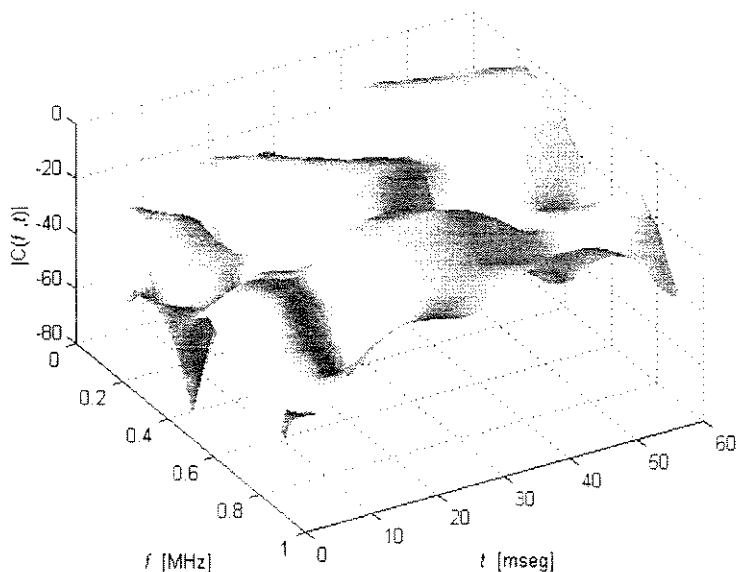


Figura 7.16: Função de transferência estimada para a resposta impulsiva do canal urbano

Observe que, nesta situação, existem picos com atrasos maiores. Dependendo do terreno de propagação, podem existir entre 2 ou mais picos com atrasos de até 15 μseg , como no caso das áreas montanhosas. Usualmente esses picos são bem estreitos e são produzidos por espalhadores que oferecem condições favoráveis para a reflexão. Observe que o canal com resposta em

frequência apresentada na Figura 7.16, apresenta atenuações em frequência maiores que o canal seletivo estudado na Figura 7.13.

Dos testes de desempenho apresentados é possível afirmar que o simulador implementado apresenta resultados muito próximos das previsões teóricas e de resultados experimentais. Resta, agora, proceder à sua utilização para avaliação de desempenho das técnicas de transmissão e recepção estudadas.

7.3 DESEMPENHO EM AWGN

Esta seção tem por objetivo fornecer informações qualitativas e visuais dos esquemas de transmissão e recepção estudados no Capítulo 4, considerando-se ruído aditivo e espalhamento espectral.

7.3.1 Simulação *QPSK/OQPSK* e $\pi/4$ -*DQPSK* em AWGN

Os resultados apresentados nesta seção pretendem validar as rotinas desenvolvidas em canais Gaussianos. Os esquemas de modulação implementados são os especificados no Capítulo 4. Adicionalmente, e para fins de comparação, foi implementada a modulação $\pi/4$ -DQPSK.

O filtro de transmissão utilizado, em todos os casos, é um filtro do tipo SRRC. O processo de validação do filtro foi implementado avaliando-se o espectro dos sinais na saída do mesmo. A Figura 7.17 apresenta o resultado dessa validação, considerando-se os parâmetros de transmissão do padrão IS-95A e um filtro SRRC com 5% de *roll off*.

Observe, da Figura 7.17, o grau de proximidade entre os resultados obtidos e a máscara de transmissão do padrão IS 95A.

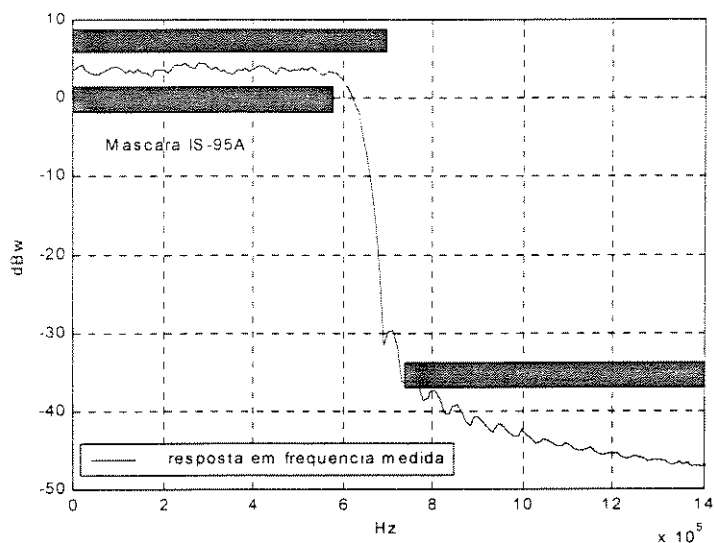


Figura 7.17: Resposta em frequência do filtro de transmissão projetado e a máscara do padrão IS-95A

As trajetórias de fase e os diagramas de olho, de um determinado esquema de modulação, são informações “visuais” que permitem verificar a correta geração dos sinais modulados. A Figura 7.18a apresenta as trajetórias de fase para o esquema de modulação QPSK. A Figura 7.18b apresenta a trajetória de fases para a modulação OQPSK. Finalmente, a Figura 7.18c apresenta a trajetória de fases para o modem $\pi/4$ -DQPSK.

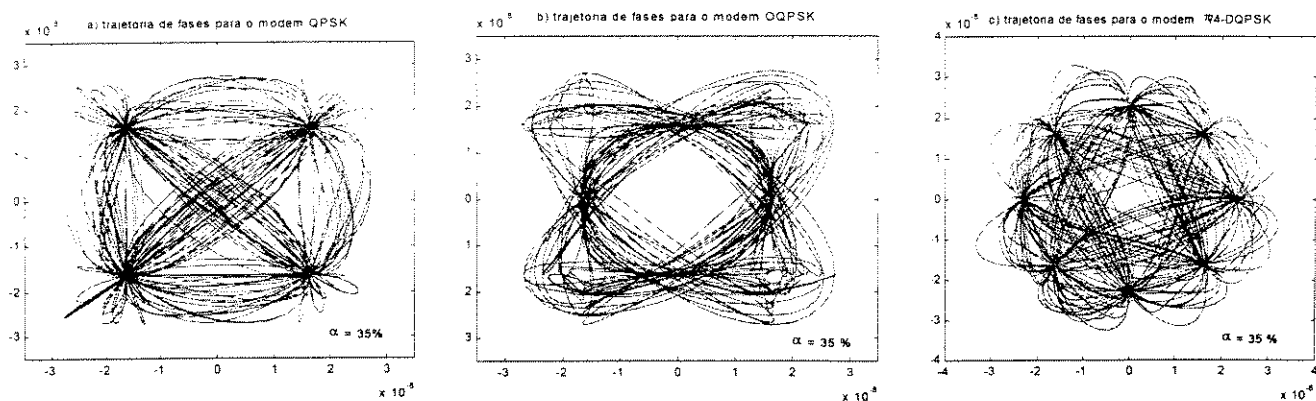


Figura 7.18: Trajetória de fase simulada para os esquemas QPSK, OQPSK e $\pi/4$ -DQPSK

As Figura 7.19a e 7.19b mostram, respectivamente, as formas de onda para a componente em fase e os diagramas de olho para o esquema de modulação OQPSK.

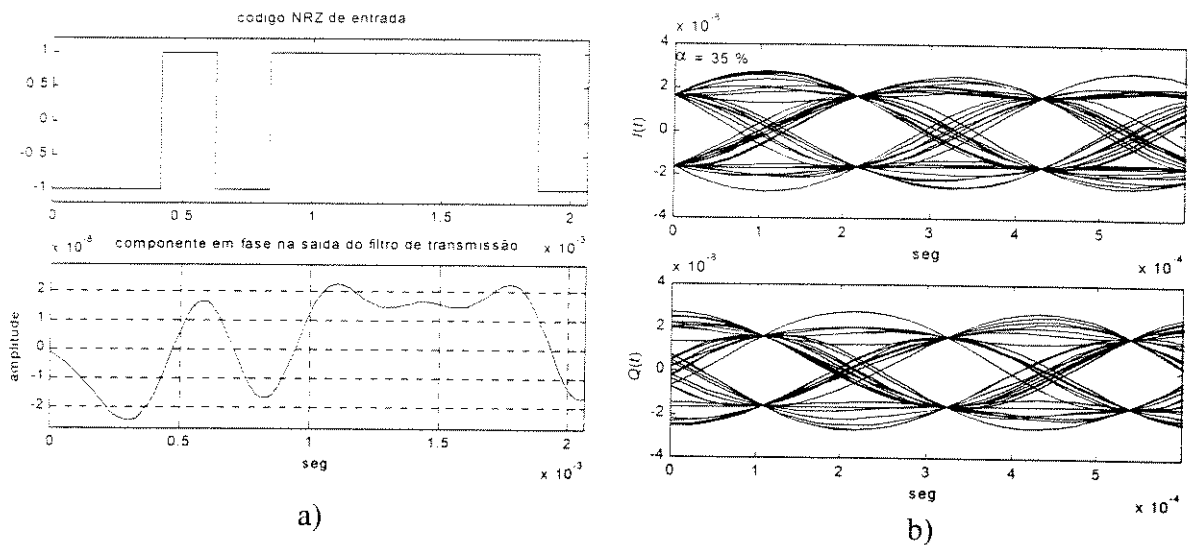


Figura 7.19: a) formas de onda geradas b) diagramas de olho obtidos (modem OQPSK a 4800 bps)

Tanto as formas de onda quanto os diagramas de olho apresentados foram gerados utilizando-se ferramentas desenvolvidas na plataforma de simulação (CeSSSiT). Observe que, como esperado, a Figura 7.19b apresenta a diferença temporal, entre as componentes fase e em quadratura de $\frac{1}{2}$ período de bit.

A Figura 7.20 compara as curvas de desempenho, obtidas por simulação, com as curvas teóricas correspondentes, para os esquemas de modulação QPSK, $\pi/4$ -DQPSK, e OQPSK. A curva obtida para o esquema OQPSK considera demodulação não-coerente aproveitando a modulação ortogonal 64-ária baseada em funções Walsh (veja a Figura 4.18). Observe a proximidade entre os resultados obtidos por simulação e os apresentados pela teoria. A Figura 7.20 valida as rotinas de modulação e demodulação implementadas. Observe que a demodulação não-coerente apresenta melhor desempenho que a demodulação coerente, para valores superiores a 2,5 dB da relação sinal/ruído. Sem dúvida, a demodulação coerente será mais eficiente se utilizarmos técnicas de codificação equivalente para o modulador QPSK.

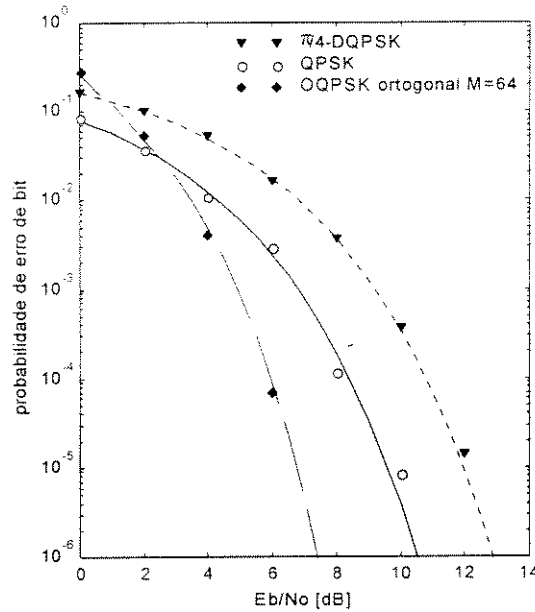


Figura 7.20: Probabilidade de erro para os esquemas $\pi/4$ -DQPSK, QPSK e OQPSK ortogonal

A Figura 7.21 apresenta o desempenho, com codificação convolucional, obtido por simulação. O desempenho do modem QPSK considera o código convolucional da Figura 4.8a e decisão suave (5 bits de quantização), com o algoritmo de Viterbi. O desempenho do modem OQPSK considera modulação não-coerente aproveitando a modulação 64-ária ortogonal e codificação convolucional, com o código da Figura 5.8b. O decodificador utilizado para o canal reverso (modem OQPSK ortogonal) utiliza um decodificador de Viterbi com decisão suave sobre a métrica apresentada na Figura 5.9. Os resultados, apresentados na Figura 7.21, consideraram a detecção de 100 bits com erro. Isto, de acordo com a análise apresentada na Seção 4.9, significa que existe 95 % de chance que a probabilidade de erro, $p_e = E[\hat{p}_e]$, esteja no intervalo $[0,82\hat{p}_e, 1,2\hat{p}_e]$.

Observe, da Figura 7.21, que existe um ganho, para a probabilidade 10^{-3} , de aproximadamente 4,5 e 2 dB para os modems QPSK e OQPSK, respectivamente. Evidentemente, o ganho parece menor para o modem OQPSK em função de que este esquema de transmissão já apresenta um ganho adicional devido à codificação de bloco

introduzida pela modulação ortogonal. Observe, também, que o sistema apresenta taxas de erro reduzidas para baixas relações sinal/ruído.

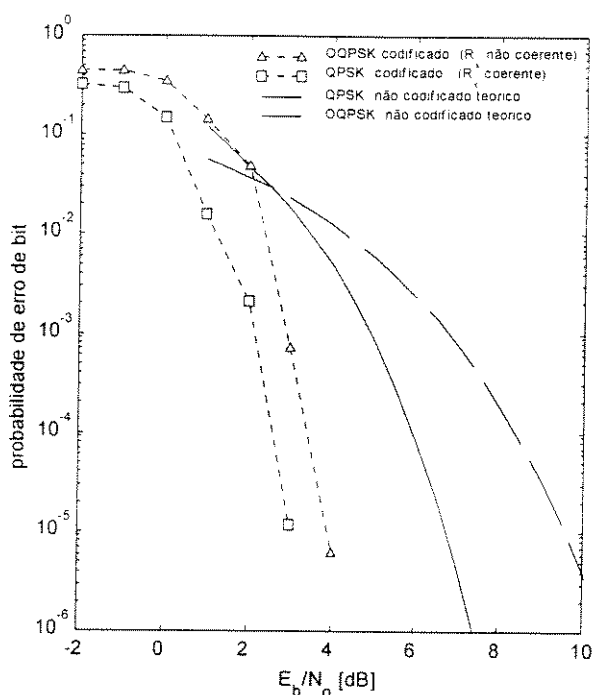


Figura 7.21: Probabilidade de erro para os modems QPSK ortogonal e QPSK codificados

7.3.2 Simulação QPSK com espectro espalhado em AWGN

A seguir, apresentam-se alguns resultados de simulação considerando-se, desta vez, modulação com espalhamento em quadratura. A título de ilustração, a Figura 7.22 apresenta dois períodos de uma sequência pseudo-aleatória com polinômio de geração $1 + D + D^6$. Na mesma figura, apresenta-se a função de auto-correlação estimada considerando-se o período de *chip* unitário. Observe a concordância entre os resultados apresentados na Figura 7.22 e os definidos na Equação 4.5. Isto valida os geradores de sequências pseudo-aleatórias implementados.

Na Figura 7.23 apresenta-se a densidade espectral de potência dos sinais em diferentes pontos de um sistema com espalhamento espectral. O sinal inicial NRZ considerado trabalha a uma taxa de 9600 bps. Esse sinal é espalhado com uma sequência

pseudo-aleatória considerando-se 128 chips/bit. O sinal, assim obtido, é finalmente filtrado usando-se o filtro da Figura 7.17. A estimativa da densidade espectral de potência foi realizada usando-se 100 bits e 4 amostras por *chip* (51200 amostras). O periodograma de Welch considerou blocos de 512 amostras sobrepostas em 128. Como esperado, o espectro do sinal resultante encontra-se concentrado em torno da frequência da portadora, com uma banda de aproximadamente 1,23 MHz.

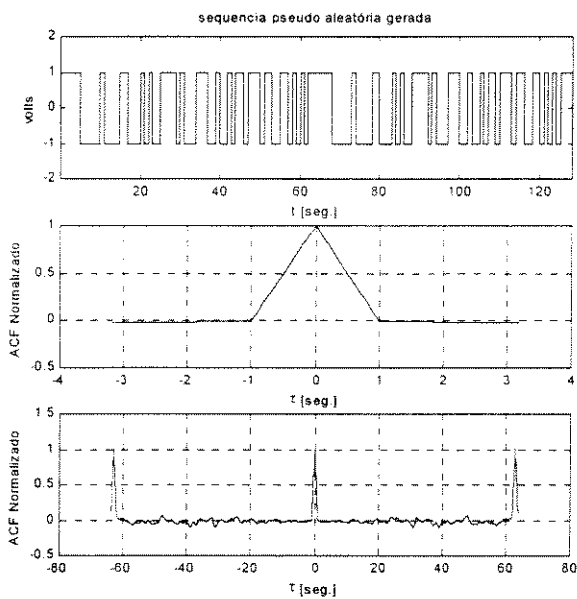


Figura 7.22: Validação do gerador de seqüências pseudo aleatórias

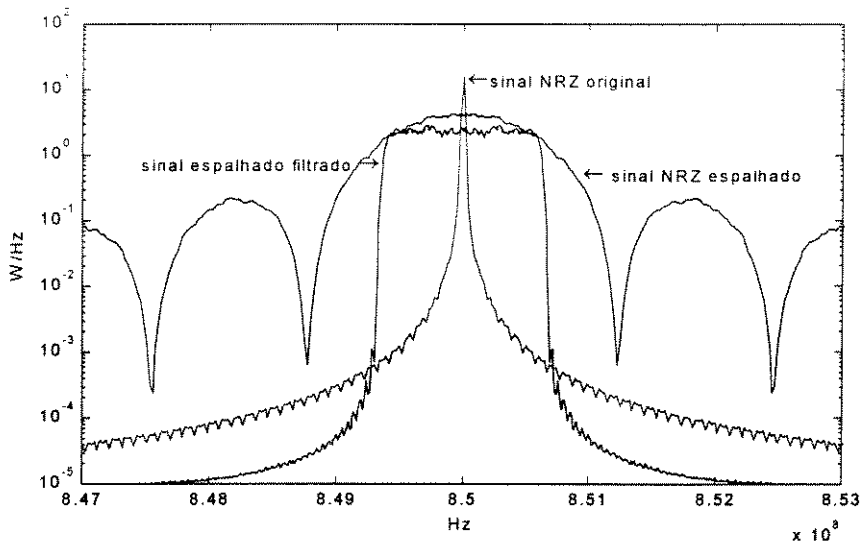


Figura 7.23: Densidade espectral de potência de sinais do transmissor por espectro espalhado

A Figura 7.24 apresenta os resultados de simulação para um esquema de modulação com espectro espalhado QPSK, considerando-se k_u usuários e ganho de processamento $G_p=16$. O modelo de interferência de múltiplos usuários adotado, para esta simulação, corresponde ao representado na Equação 5.63. Observe, da Figura 7.24, que quanto maior o número de usuários pior o desempenho global do sistema.

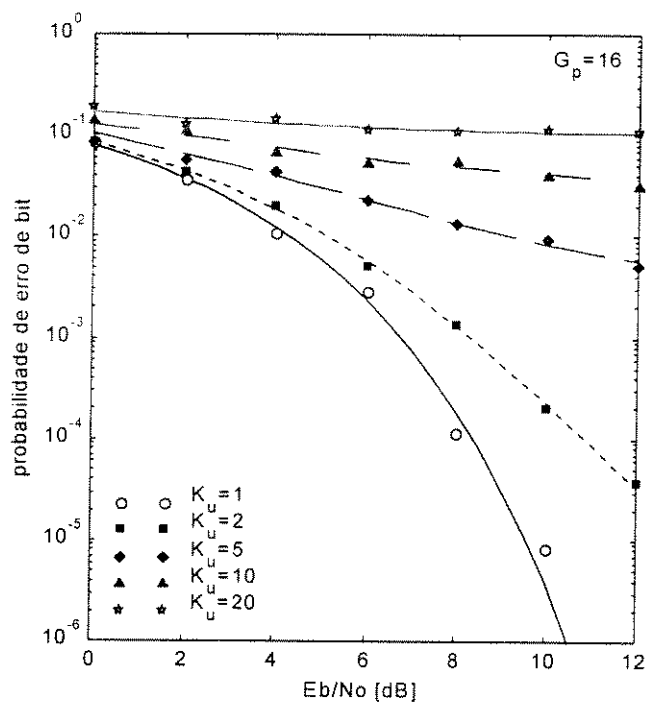


Figura 7.24: Probabilidade de erro de bit para o modem QPSK com $G_p=16$ múltiplos usuários e AWGN

7.4 DESEMPENHO EM DESVANECIMENTO PLANO

Nesta seção, apresentam-se alguns dos resultados obtidos considerando-se desvanecimento plano. A Figura 7.25 apresenta a geração de padrões de erro de bit obtidos para uma simulação QPSK com desvanecimento Rayleigh plano. A simulação considera uma relação sinal/ruído de 9 dB no receptor e que a unidade móvel se desloca a uma velocidade de 30 km/h, com uma portadora de 900 MHz, sobre uma cadeia de bits a 5000 bps.

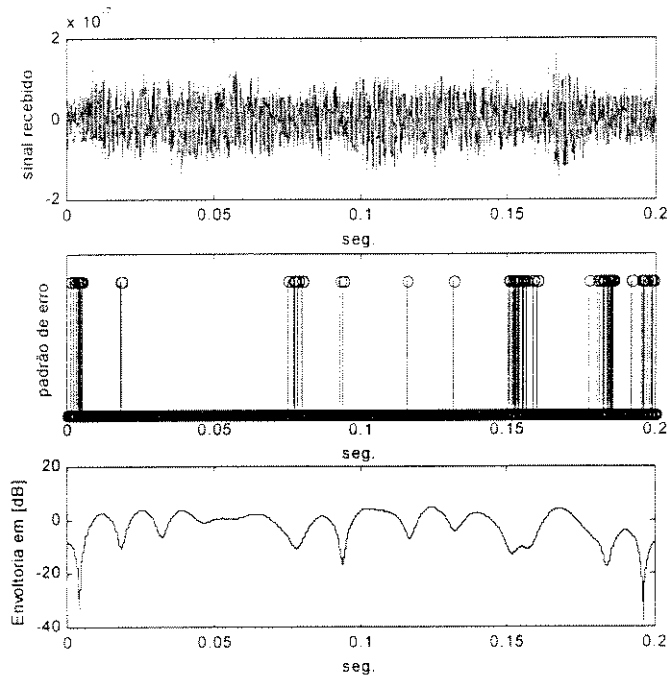


Figura 7.25: Padrão de erro de bit para desvanecimento Rayleigh plano

Observe que o padrão de erro de bit, como esperado, se dá por surtos. Esta simulação ratifica a necessidade de entrelaçadores para uniformizar o padrão de erros de bit que será fornecido ao decodificador convolucional.

A Figura 7.26 apresenta o diagrama de olho após o filtro casado de recepção e a constelação do sinal recebido em desvanecimento Rayleigh e demodulação coerente.

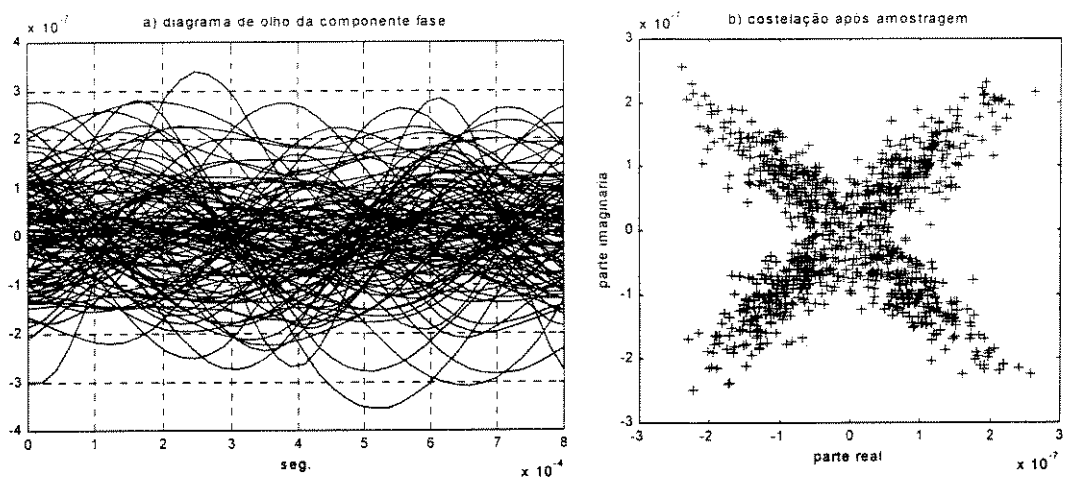


Figura 7.26: Diagrama de olho e constelação do sinal QPSK recebido em ambiente Rayleigh

A Figura 7.27 mostra os resultados da simulação Monte Carlo para a estimativa da probabilidade de erro do esquema QPSK coerente em ambiente Rayleigh. Apresenta-se, na mesma figura, o resultado de uma simulação considerando espectro espalhado com ganho de processamento $G_p=4$ e o desempenho em AWGN, para fins de comparação.

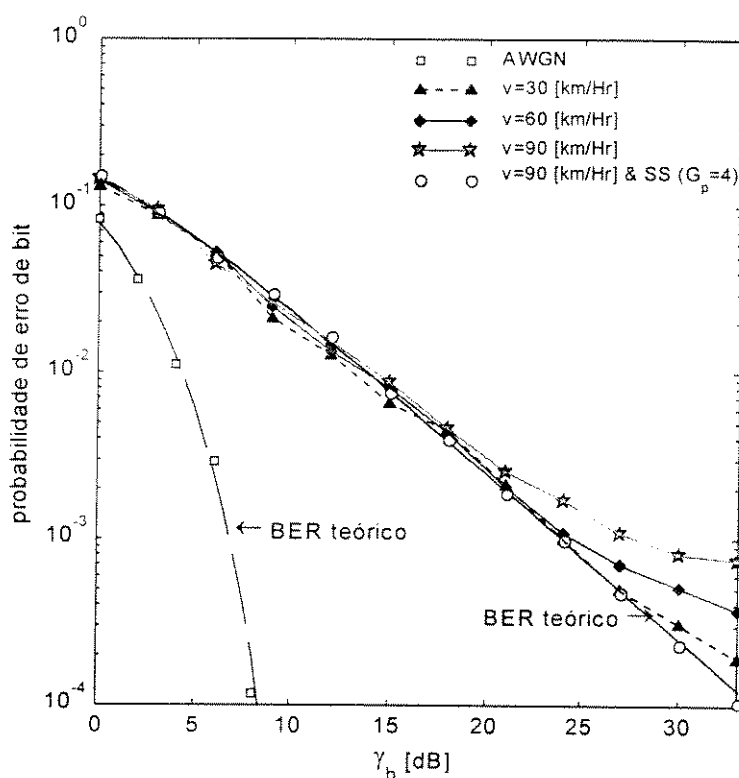


Figura 7.27: Probabilidade de erro, para o modém QPSK, em desvanecimento Rayleigh plano

Observe, da Figura 7.27, que a probabilidade de erro, para sinais sem espalhamento espectral, não é influenciada pela velocidade da unidade móvel, para valores baixos (menores que 20 dB) da relação sinal/ruído. Para valores maiores que 20 dB, a degradação de desempenho do modém é influenciada pela velocidade do móvel, chegando-se a observar pisos irredutíveis de desempenho.

Da simulação apresentada para sinais com espectro espalhado, pode-se concluir que a transmissão deste tipo de sinais virtualmente elimina o piso irredutível de erro

presente para sinais convencionais. Isto significa que a transmissão de sinais de espectro espalhado apresenta desempenho superior, mesmo sem uso de receptores RAKE. Esta conclusão é válida apenas no caso da presença de desvanecimento e não se cumpre para o canal Gaussiano, situação esta que foi verificada através de várias simulações.

A Figura 7.28 compara o desempenho do sistema QPSK em ambiente Rayleigh, Rice, e Nakagami. O desvanecimento Nakagami foi gerado com o modelo proposto no Capítulo 3, para os valores de $m=2$ e $m=0,5$. O desvanecimento Rice foi gerado de acordo com modelo específico fornecido na Equação 5.13, mas com fator de Rice, k , ajustado pela Equação 3.4a. Ou seja, tentou-se aproximar o desvanecimento Rice com o desvanecimento Nakagami $m=2$. Em todos os casos, consideraram-se envoltórias normalizadas com $r_{rms} = 1$.

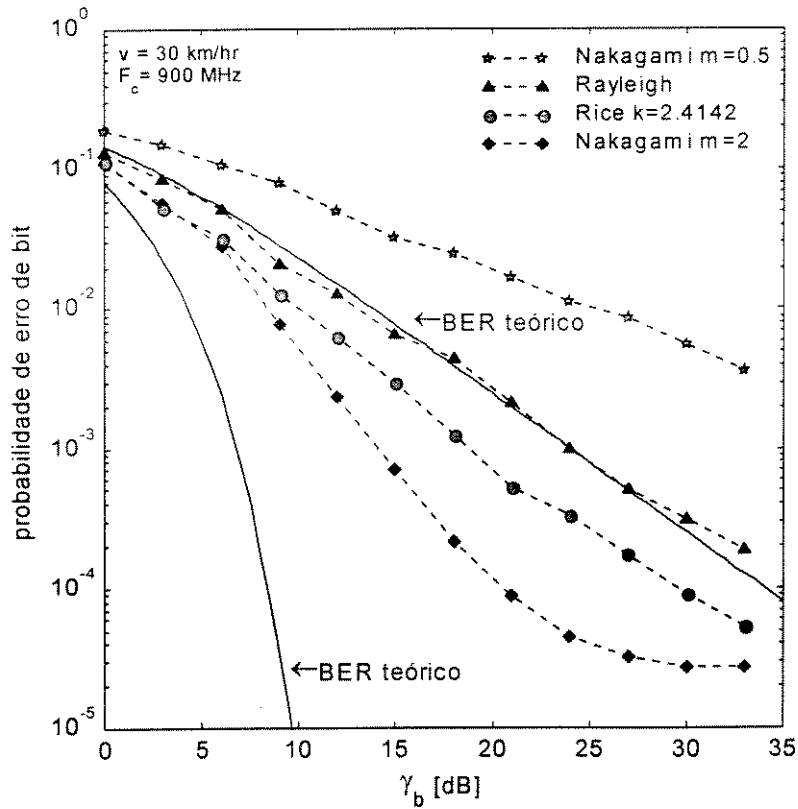


Figura 7.28: Probabilidade de erro para desvanecimento Rayleigh, Rice e Nakagami plano

Os resultados apresentados na Figura 7.28 fornecem duas informações interessantes. Primeira informação: como esperado, o desempenho do sistema é pior quanto menor for o parâmetro m de Nakagami. Segunda informação: o desempenho do desvanecimento Rice é muito próximo do seu equivalente Nakagami apenas para valores pequenos da relação sinal/ruído apresentando valores de probabilidade de erro totalmente diferentes para valores superiores a 10 dB.

A Figura 7.29 apresenta uma comparação do desempenho, em desvanecimento Rayleigh, para os esquemas de modulação QPSK e OQPSK com demodulação coerente e não-coerente, respectivamente. O resultado apresentado para o demodulador não-coerente considera a transmissão usando-se a estrutura M -ária estudada nos capítulos precedentes. Foram realizados experimentos considerando-se estruturas de transmissão para sistemas com $M=32$, 16 e 8 e observou-se apenas um pequena deterioração de desempenho, em relação à situação apresentada para $M=64$. Observe que o desempenho de sistemas não coerentes, em desvanecimento Rayleigh, é mais crítico que em sistemas coerentes.

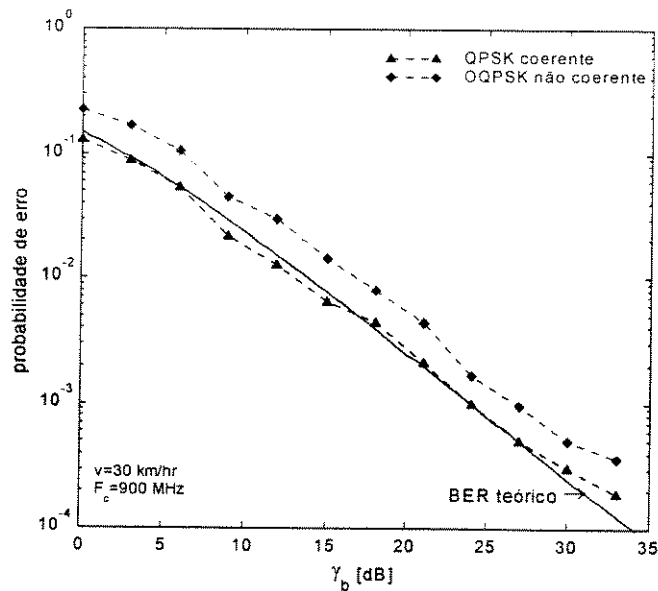


Figura 7.29: Probabilidade de erro para os modems QPSK e OQPSK (64-ário) em ambiente Rayleigh

7.5 DESEMPENHO EM DESVANECIMENTO SELETIVO

A seguir apresentam-se resultados de simulação considerando canal seletivo. Os resultados apresentados consideram espalhamento espectral e receptores RAKE. Inicialmente, são apresentados resultados visuais de validação e, posteriormente, são levantadas várias curvas de desempenho considerando-se diferentes variáveis do sistema.

A Figura 7.30 apresenta a densidade espectral de potência de um sinal DS-CDMA em canal seletivo. O transmissor trabalha com ganho de processamento $G_p=128$, taxa de transmissão binária de 10 kbps e fator de *roll-off* de 20%. O canal simulado considera uma relação sinal/ruído de 18 dB, dois percursos de propagação com igual potência e uma diferença de atraso, entre ambos, de T_c (período de *chip*).

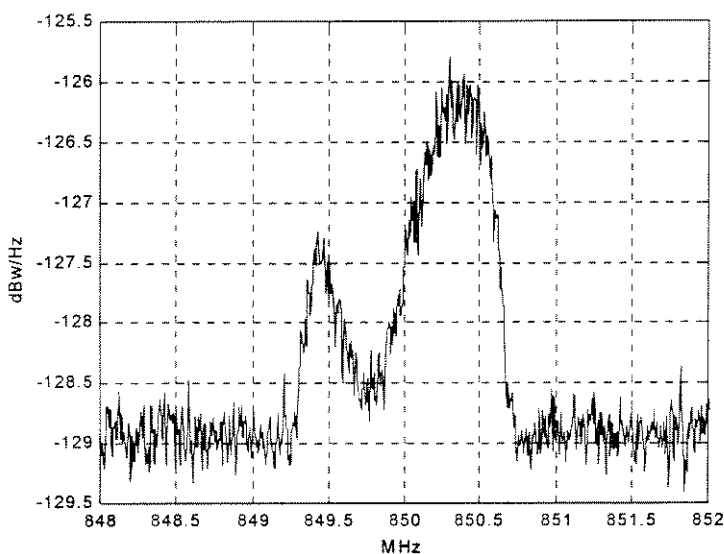


Figura 7.30: Espectro do sinal recebido após um canal seletivo e ruído

O espectro, apresentado na Figura 7.30, foi obtido através do método do periodograma de Welch com blocos de 1024 amostras sobrepostos em 512, sobre 200000 amostras do sinal recebido. Como esperado, o espectro do sinal resultante mostra, claramente, a natureza altamente seletiva em frequência do canal.

A Figura 7.31 apresenta a geração de padrões de erro de bit obtidos para uma simulação QPSK com desvanecimento seletivo e receptor RAKE coerente. A simulação considera um canal seletivo de dois percursos com diferença de potência, entre ambos, de 3dB e atraso relativo, entre os dois percursos, de T_c . Para fins de visualização, o sinal transmitido é um sinal de espectro espalhado com ganho de processamento $G_p=16$, taxa de informação binária de 10 kbps e fator de *roll-off* de 20 %. O sinal recebido apresenta uma relação sinal/ruído de 6 dB e considerou-se uma unidade móvel se deslocando a uma velocidade de 60 km/h.

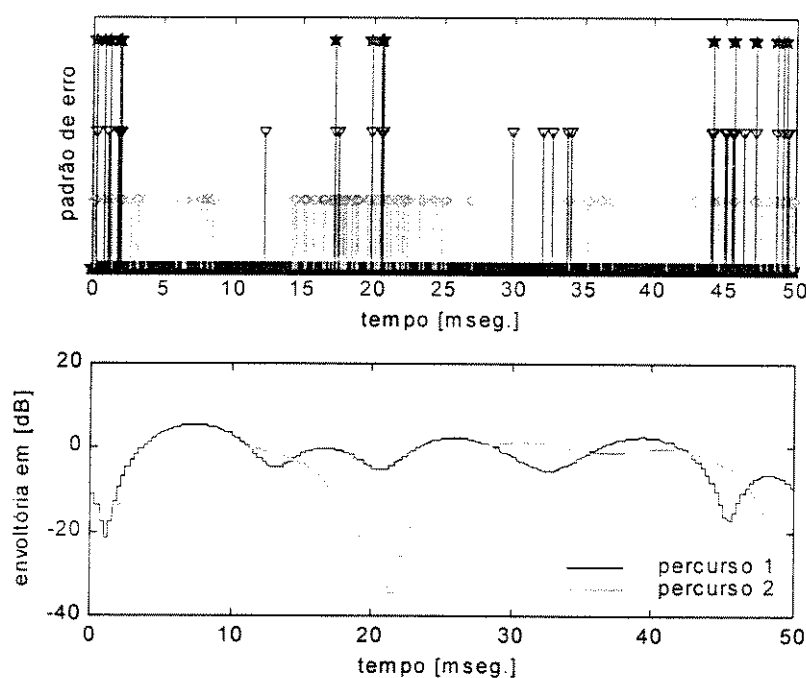


Figura 7.31: Padrões de erro de bit para canal seletivo com receptor RAKE

A Figura 7.31 possibilita uma validação indireta do receptor RAKE coerente. Nessa figura apresenta-se o padrão de erros para os dois percursos de forma independente e o padrão de erros detectados com o receptor RAKE. Os erros ilustrados com triângulos correspondem aos detectados através do primeiro percurso; os ilustrados com losangos correspondem aos erros detectados através do segundo percurso; e os erros ilustrados com

estrelas correspondem aos detectados usando-se o algoritmo RAKE coerente com *MRC* (*Maximum Ratio Combining*). Observe, da figura apresentada, que evidentemente o receptor RAKE reduz a taxa de erros e aproveita a diversidade inerente dos sinais de faixa larga. Observe, também, que os erros na saída do receptor RAKE acontecem quando as envoltórias de cada *finger* atravessam de forma conjunta uma atenuação severa.

A Figura 7.32 apresenta a probabilidade de erro, obtida por simulação, para um sistema QPSK com dois percursos de propagação. A curva apresentada com triângulos é o resultado da simulação considerando-se, no receptor, apenas um *finger*. A curva apresentada com estrelas representa a taxa de erro de bit estimada considerando-se 2 *fingers*. Claramente, o receptor RAKE que processa todos os percursos “distinguíveis” apresenta melhor desempenho em relação àquele que processa apenas um. Isto valida a hipótese de melhor desempenho dos sinais faixa larga em canais com desvanecimento.

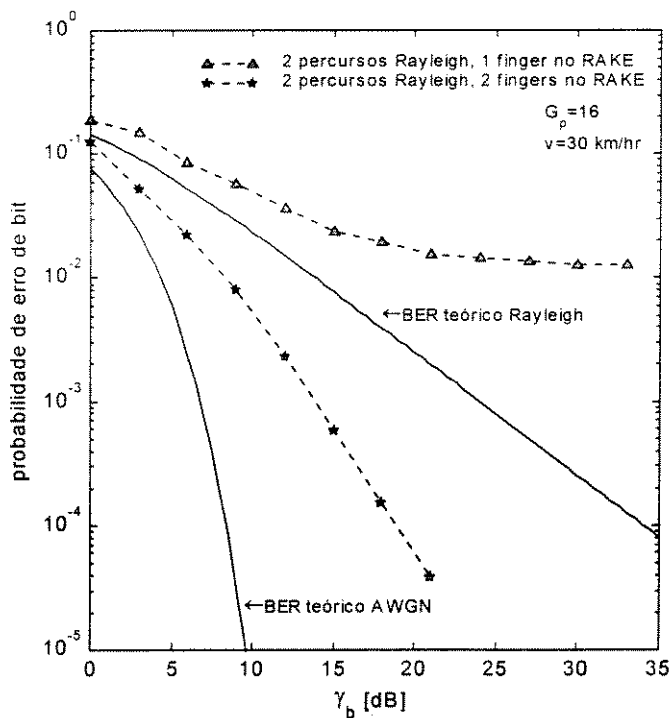


Figura 7.32: Desempenho em canal com dois percursos e receptor RAKE coerente

A Figura 7.33 apresenta curvas de desempenho obtidas por simulação, para um receptor RAKE coerente, considerando-se que todos os percursos possuem a mesma potência e que todos eles são otimamente combinados no receptor. Esta situação é análoga à transmissão em diversidade com MRC, a qual possui soluções analíticas que possibilitam a validação do simulador.

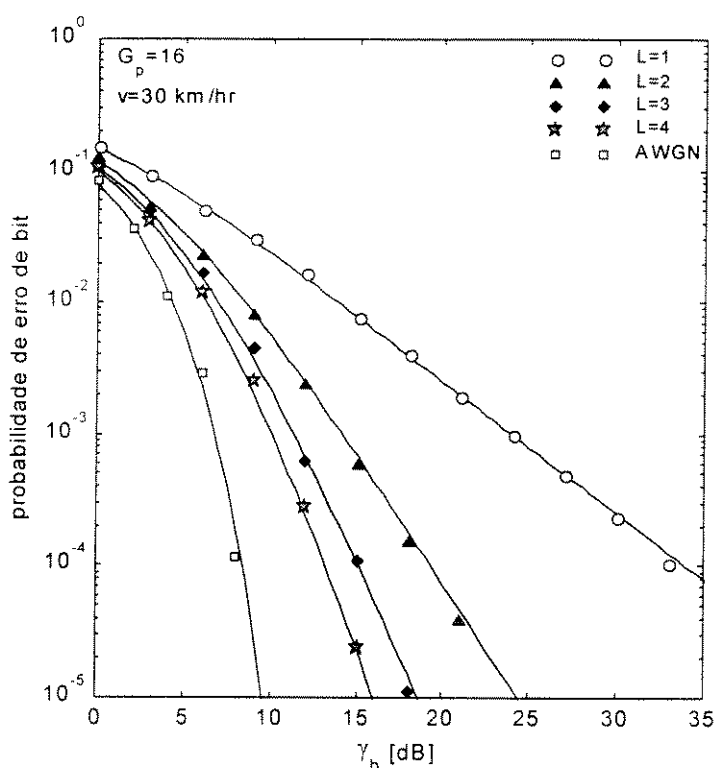


Figura 7.33: Probabilidade de erro de bit para o receptor RAKE coerente

Observe que o desempenho das rotinas de simulação proporcionam resultados altamente confiáveis, o que possibilita a sua utilização para testar outras situações.

A seguir, apresentam-se alguns resultados obtidos usando-se o receptor RAKE não coerente que aproveita a modulação ortogonal. A Figura 7.34 apresenta uma validação do demodulador ortogonal M-ário. Nessa figura foi simulado um modulador ortogonal 16-ário seguindo-se a metodologia explicada na Seção 4.4.2. No primeiro

gráfico da figura apresenta-se uma sequência de 3 símbolos ortogonais Walsh (10, 9 e 13). O segundo gráfico da figura apresenta a sequência recebida no receptor contaminada com ruído Gaussiano, considerando-se uma relação sinal/ruído de 3 dB . O terceiro gráfico da figura apresenta a sequência de saída do banco de 16 correladores. Observe que o detector trabalha sobre blocos de 16 amostras do sinal apresentado no terceiro gráfico. Assim, por exemplo, se considerarmos o primeiro bloco de 16 amostras do sinal (índices 1 a 16), observa-se que existe um pico no índice 10 que corresponde justamente ao índice da sequência transmitida. Se considerarmos o segundo bloco (índices 17 a 32), observa-se que existe um pico para o índice 25 ou, equivalentemente, a amostra número 9 do segundo bloco apresenta o maior pico. Portanto, o índice 9 corresponde ao índice da sequência transmitida para o segundo bloco. Este procedimento valida a estrutura de recepção para sinais ortogonais proposta na Figura 4.18.

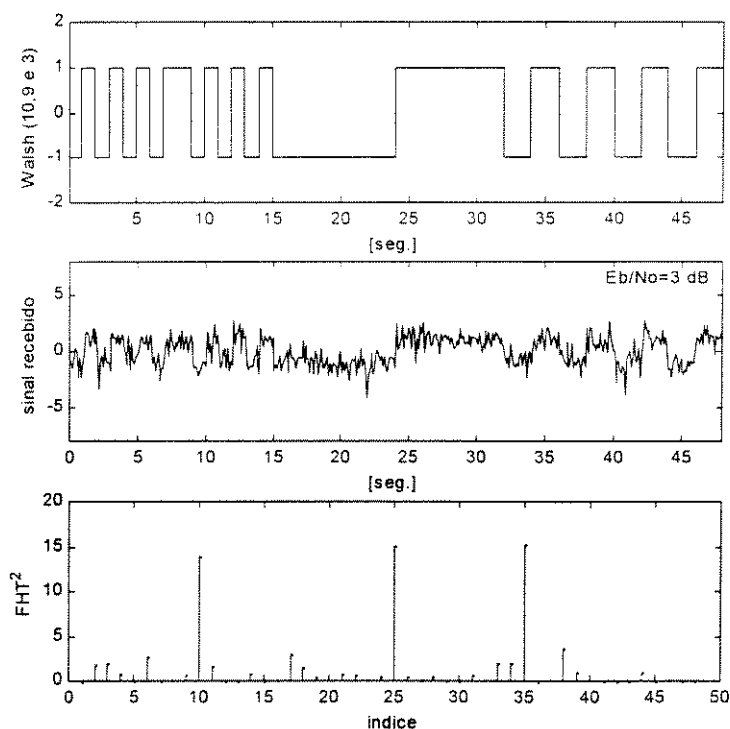


Figura 7.34: Validação do banco de M correladores para detecção não-coerente

Uma vez validado o banco de M correladores, pode-se proceder ao levantamento de resultados de desempenho do receptor RAKE não-coerente para o canal reverso. A Figura 7.35 apresenta o resultado da simulação considerando-se um canal com percursos de igual potência e atraso relativo, entre eles, em múltiplos de T_c . Da mesma forma que para o canal direto, considerou-se, neste caso, um sistema com espectro espalhado, $G_p=16$, e uma estação móvel se deslocando a uma velocidade de 30 km/h. O esquema de modulação adotado é o 32-ário ortogonal com deslocamentos da fase OQPSK e o número de *fingers* do receptor é igual ao número de percursos do canal. Como já foi observado, os resultados obtidos nesta situação apresentam uma degradação leve em relação ao receptor QPSK coerente (veja a Figura 7.33).

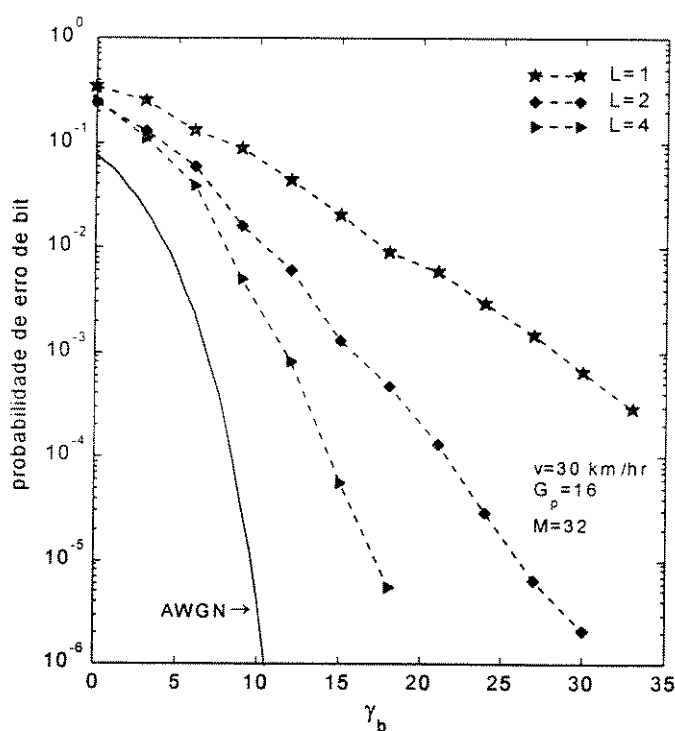


Figura 7.35: Probabilidade de erro de bit para o receptor RAKE não coerente

A seguir, apresentam-se curvas de desempenho considerando múltiplos usuários para o receptor RAKE coerente. A Figura 7.36 apresenta curvas de desempenho do

modem QPSK com espalhamento espectral, $G_p=16$, e interferência de múltiplos usuários. Esta simulação considerou uma unidade móvel se deslocando a uma velocidade de 30 km/h, um canal com 3 percursos de igual potência com atrasos relativos múltiplos de T_c e um receptor RAKE de 3 *fingers*.

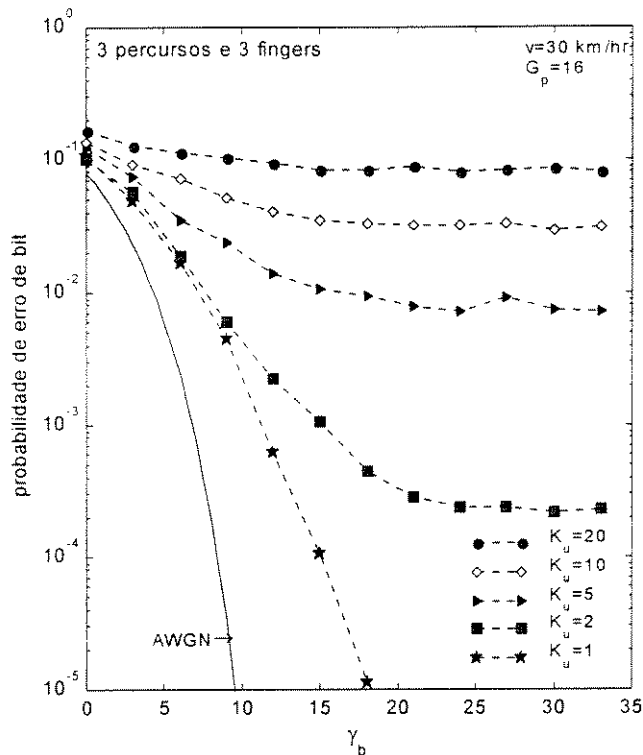


Figura 7.36: Probabilidade de erro de bit para o receptor RAKE coerente ($L=3$, $G_p=16$)

O experimento anterior foi repetido na Figura 7.37 simplesmente mudando o parâmetro $G_p=128$ e o número de usuários ativos no sistema. Claramente, as Figuras 7.36 e 7.37 indicam que o parâmetro G_p tem influência direta na capacidade do sistema.

Nas simulações previamente apresentadas considerou-se que todos os percursos de propagação possuem a mesma potência no receptor. A Figura 7.38 apresenta o resultado de simulação considerando-se, desta vez, o perfil de múltiplos percursos para áreas urbanas, definido na Tabela 4.1.

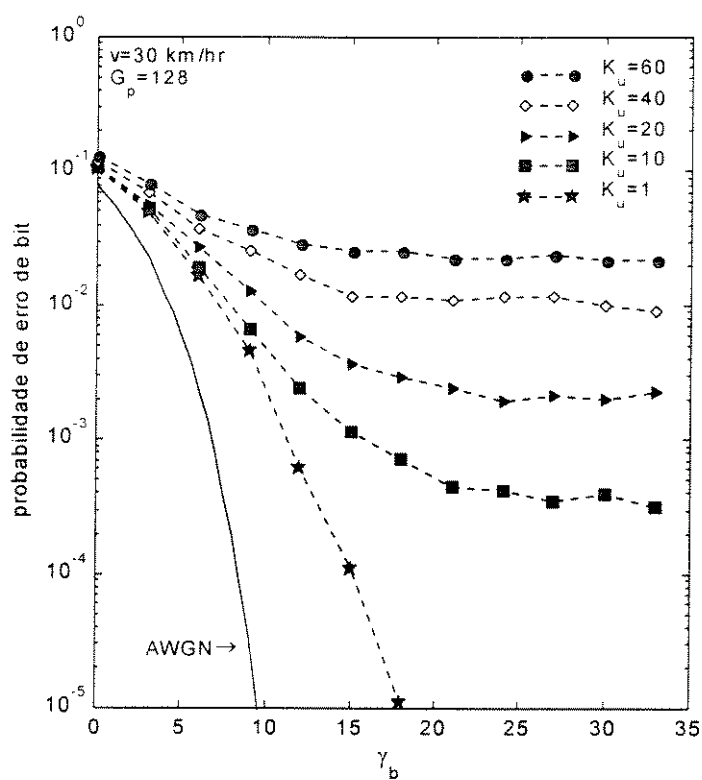


Figura 7.37: Probabilidade de erro de bit para o receptor RAKE coerente ($L=3$)

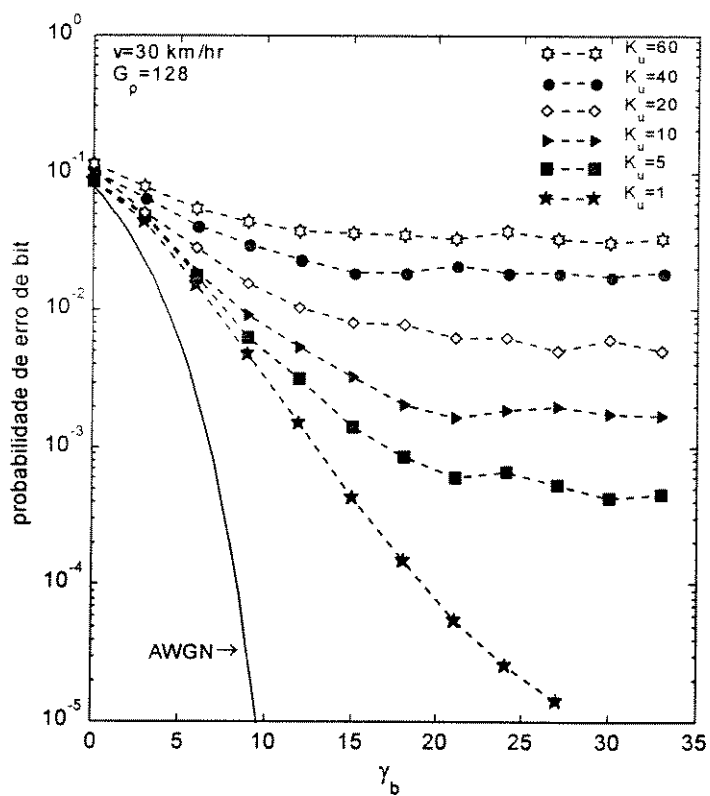


Figura 7.38: Probabilidade de erro de bit para o receptor RAKE coerente em áreas urbanas

Observe que o sistema apresentou uma degradação de desempenho em relação à situação ideal apresentada na Figura 7.37. A Figura 7.38 indica, por exemplo, que, para uma relação sinal/ruído de 15 dB o sistema pode trabalhar com 10 usuários simultâneos com probabilidade de erro de aproximadamente 3×10^{-3} , enquanto que na situação apresentada na Figura 7.35 essa probabilidade de erro é de 10^{-3} . Esta observação permite afirmar que o desempenho do receptor é altamente sensível ao aspecto do perfil de múltiplos percursos.

A seguir, apresentam-se alguns resultados obtidos em relação à capacidade do sistema. A Figura 7.39 apresenta a probabilidade de erro em função do número de usuários do sistema e do ganho de processamento G_p . O canal considerado na simulação é um canal com desvanecimento Rayleigh com três percursos de igual potência e valor fixo da relação sinal/ruído em 15 dB. O receptor possui arquitetura RAKE de 3 *fingers*.

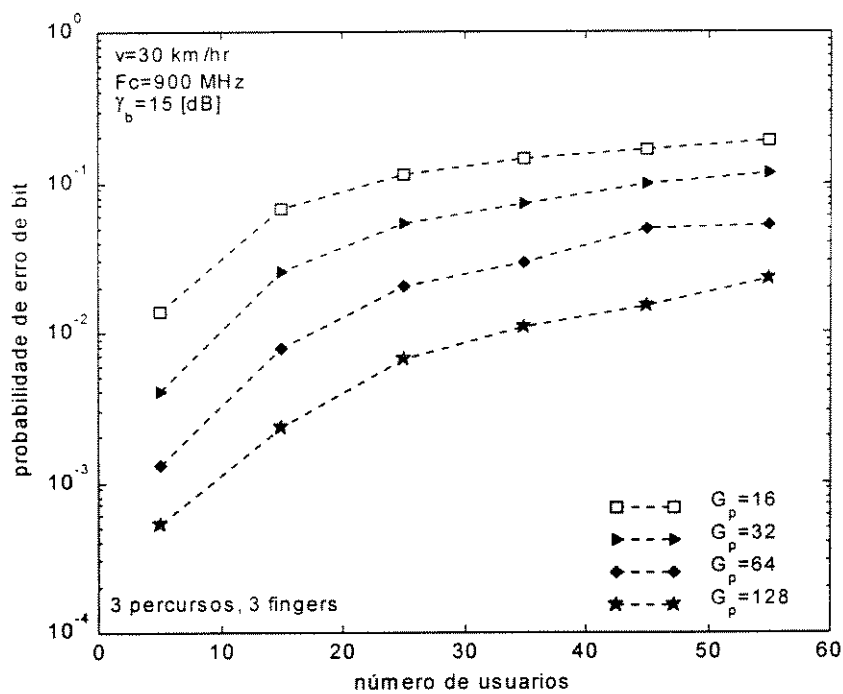


Figura 7.39: Probabilidade de erro de bit versus o número de usuários para o receptor RAKE coerente

A Figura 7.40 apresenta resultados obtidos em relação à capacidade do sistema considerando-se perfis típicos de múltiplos percursos e os mesmos parâmetros da simulação anterior. Observe, dessa simulação, que a capacidade do sistema se reduz quando o perfil de múltiplos percursos apresenta características de decaimento rápido em relação à taxa de *chip*, T_c . Dadas as características do perfil para áreas rurais pode-se afirmar que esta simulação corresponde, de forma muito próxima, a uma situação de desvanecimento plano (isto para $G_p=128$ e $R_b=9600$). Para um sistema com ganho de processamento maior, a resolução do receptor RAKE se incrementará e não haverá situações tão críticas de desempenho como a ilustrada.

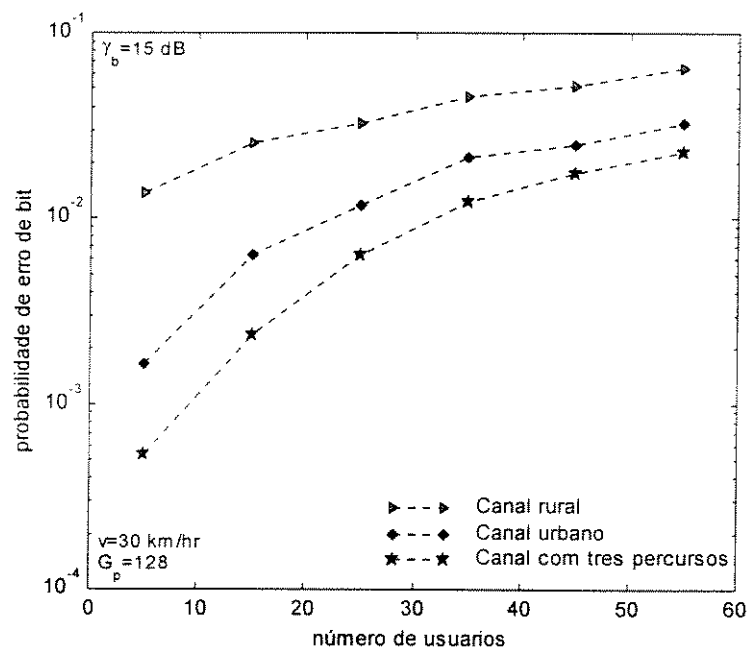


Figura 7.40: Probabilidade de erro de bit versus o número de usuários para o receptor RAKE coerente

A Figura 7.41 apresenta resultados obtidos considerando-se o perfil de áreas urbanas, mas, desta vez, o sinal recebido foi submetido a desvanecimento Nakagami. O canal simulado considera o modelo de desvanecimento Nakagami proposto e foi

considerado igual número de percursos do canal e de *fingers* no receptor RAKE coerente. Observa-se, da figura, como esperado, que a capacidade do sistema varia em função do parâmetro m de Nakagami. Novamente $m = 0.5$ é a situação mais crítica.

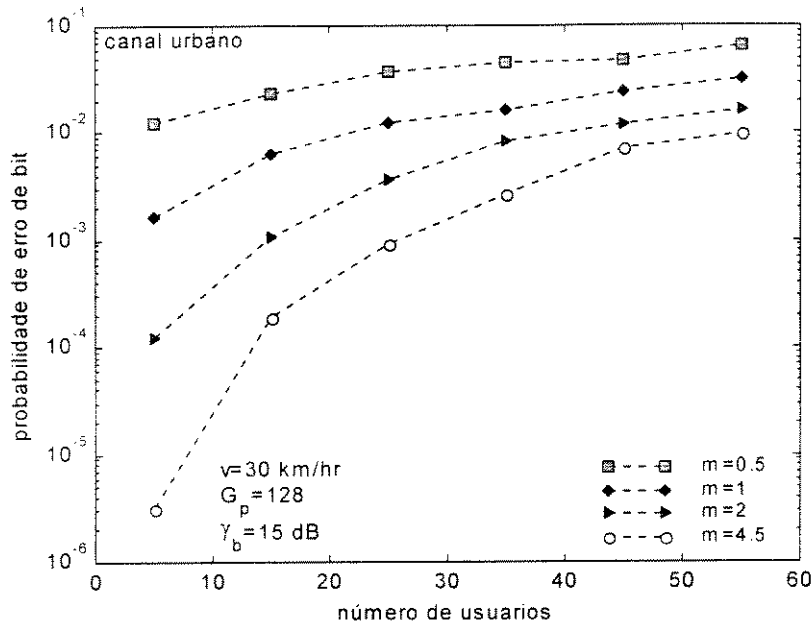


Figura 7.41: Probabilidade de erro de bit versus o número de usuários para o receptor RAKE coerente em ambiente Nakagami e áreas urbanas

Finalmente, a Figura 7.42 apresenta o resultado de simulação considerando-se o perfil de áreas urbanas II, da Tabela 4.1. O canal simulado considera desvanecimento Nakagami $m=1$ e $m=2$ e velocidade da unidade móvel de 30 km/h. Para esta simulação, foram consideradas 4 amostras nos instantes 0, T_c , $6T_c$, e $7T_c$ do perfil de múltiplos percursos. Os valores escolhidos correspondem aos pontos de maior energia do perfil considerado. O transmissor utiliza espalhamento espectral em quadratura com ganho de processamento $G_p=128$ e taxa de transmissão binária de 9600 bps. Os resultados obtidos apresentam melhor desempenho que aqueles obtidos para os canais urbano e rural. Isto deve-se, principalmente, a que este perfil disponibiliza maior energia na entrada do receptor RAKE.

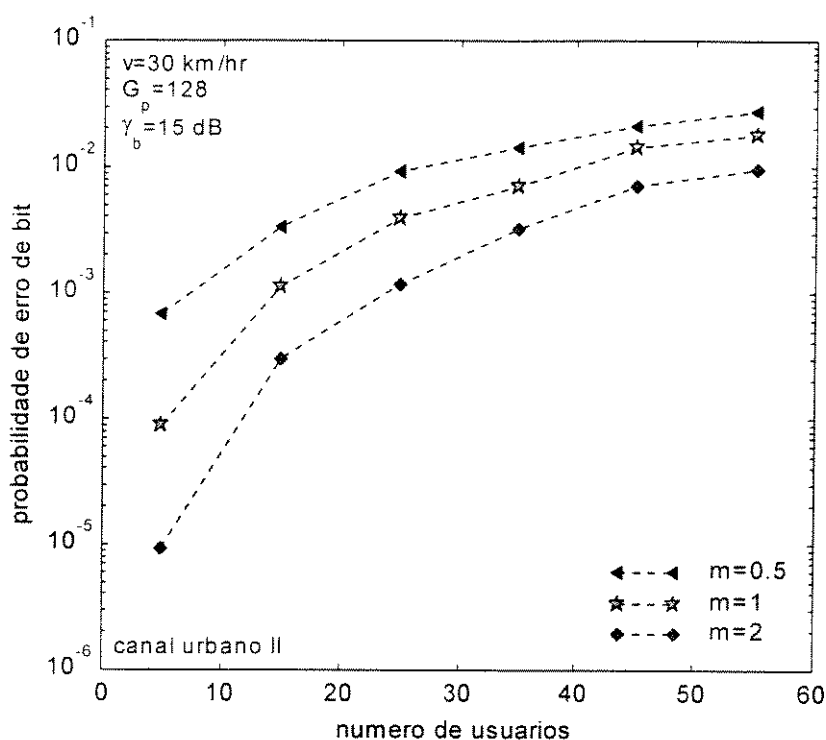


Figura 7.42: Probabilidade de erro de bit versus o número de usuários para o receptor RAKE coerente em ambiente Nakagami e área urbana II

A Figura 7.42 apresenta resultados de simulação sem considerar codificação de canal. O desempenho em ruído branco aditivo Gaussiano do codificador convolucional, para o canal direto, foi apresentado na Figura 7.21. Dessa figura foi estabelecido que o decodificador, com decisão suave, apresenta um ganho de processamento de aproximadamente 4,5 dB para a probabilidade de erro de bit de 10^{-3} . Este resultado pode ser facilmente aplicado aos resultados obtidos nesta seção.

A Figura 7.42 indica que, dada uma probabilidade de erro de 10^{-3} e uma relação sinal/ruído de 15 dB, o sistema pode acomodar até 16 usuários para o canal com desvanecimento Rayleigh e até 25 usuários para o canal com desvanecimento Nakagami $m = 2$. Porém, se considerarmos um fator de atividade de voz de $3/8$ e considerarmos a presença de um *interleaver* ideal, associado a um decodificador de Viterbi com decisão

suave esses números sobem para 42 e 66 usuários, respectivamente, e a relação sinal/ruído necessária baixa para 10 dB.

7.6 SUMÁRIO

Neste Capítulo foram apresentados resultados obtidos com a plataforma de simulação desenvolvida. Inicialmente, foram apresentadas simulações do canal rádio móvel assim como resultados de validação do simulador do canal. Foi estabelecido que o modelo proposto para o desvanecimento Nakagami proporciona resultados coerentes e que pode ser utilizado em outras aplicações. Através da estimativa das estatísticas de primeira e segunda ordem, foi estabelecido que o modelo de desvanecimento Rice não é adequado para simular envoltórias Nakagami. Posteriormente, foram apresentados resultados de simulação do canal seletivo considerando-se diversos perfis de múltiplos percursos. Nesse item foram apresentadas as respostas impulsivas do canal assim como as funções de espalhamento e as funções de transferência estimadas. Usando-se os resultados de simulação do canal, passou-se a apresentar resultados de simulação com os transmissores e receptores de espectro espalhado modelados nos capítulos anteriores. Foram apresentados resultados, em AWGN, para os esquemas de modulação coerente e não-coerente codificados e não-codificados. Apresentaram-se resultados de desempenho para canais planos (Rayleigh, Rice e Nakagami) e seletivos (perfis típicos, Rayleigh e Nakagami). Diversas formas de onda e diagramas de olho foram apresentados. Apresentaram-se, também, resultados de simulação de desempenho considerando-se interferência entre múltiplos usuários.

Capítulo 8

CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentam-se as conclusões do trabalho desenvolvido assim como uma retrospectiva e evolução deste. O intuito deste Capítulo é o de analisar, brevemente, o desenvolvimento do trabalho, assim como apresentar algumas observações adicionais e finais em relação ao processo de simulação.

8.1 RETROSPECTIVA

Coerentemente com os objetivos definidos, foram apresentados os modelos analíticos e de simulação para o canal de propagação e para os transmissores e receptores com espectro espalhado considerados.

No Capítulo 2, correspondente ao modelo do canal, apresentou-se uma metodologia para o cálculo das perdas devido ao percurso de propagação. Em seguida foi apresentado o modelo estatístico do canal para o fenômeno de desvanecimento por múltiplos percursos. Nesse mesmo Capítulo foi apresentado um estudo comparativo entre os desvanecimento Rayleigh e Rice e foram definidas as distorções que o canal introduz em função das propriedades do sinal transmitido, o que levou ao conceito de seletividade em frequência.

No Capítulo 3 foi proposto um modelo original para a geração de sinais Nakagami. Em seguida, foram deduzidas e apresentadas fórmulas fechadas para as estatísticas de segunda ordem do desvanecimento Nakagami.

No Capítulo 4 foram apresentados conceitos básicos de comunicação por espectro espalhado. Inicialmente, foram definidas algumas propriedades das seqüências pseudo aleatórias para posterior validação do simulador. Posteriormente, foram estabelecidos os modelos de banda base equivalente para os sistemas com espalhamento em quadratura QPSK e OQPSK. Nesse item foi demonstrado que a multiplexação de dois moduladores BPSK gera uma forma de onda QPSK. Em seguida, apresentou-se uma análise das diferenças entre CDMA síncrono e assíncrono e modulação com espectro espalhado coerente e não-coerente. Como contribuição, este Capítulo apresenta estruturas claras de demodulação coerente e não-coerente em canais com múltiplos percursos para serem utilizados no processo de simulação. Nesse mesmo capítulo foram apresentados resultados de desempenho conhecidos que foram utilizados para a validação da plataforma de simulação.

No Capítulo 5 foram apresentadas técnicas práticas que facilitam a implementação do simulador de um sistema celular DS-CDMA em ambiente de propagação móvel. Na primeira parte desse capítulo (Seções 5.2 – 5.4) foram apresentados modelos de simulação do ruído, do canal com desvanecimento plano (Rayleigh, Rice, Nakagami e Log-Normal) e do canal com desvanecimento seletivo (perfis típicos de múltiplos percursos). O modelo de simulação do desvanecimento Nakagami seguiu o modelo original proposto no Capítulo 2. Na segunda parte desse capítulo (Seções 5.5 - 5.9) foram abordados aspectos de interesse para a simulação dos sistemas de transmissão, recepção e avaliação de desempenho do sistema DS-CDMA sob estudo. Nessas seções foram abordadas, por exemplo, as estruturas para geração de seqüências pseudo aleatórias, as

equações recursivas para a codificação convolucional, as técnicas utilizadas na implementação dos bancos de M correladores para detecção ortogonal não coerente, os algoritmos utilizados para a implementação dos *interleavers*, os cuidados que se devem ter no ajuste do E_b/N_o para uma determinada simulação, etc. O Capítulo 5 apresenta um conjunto de metodologias de simulação que a diferença das Referências 7 e 8, está totalmente voltado à simulação de sistemas de espectro espalhado em canais móveis.

O Capítulo 6 apresenta uma descrição sucinta da arquitetura do software desenvolvido (*CeSSSiT*). Nesse mesmo Capítulo, apresenta-se um exemplo de programação e as interfaces gráficas de usuário atualmente disponíveis.

No Capítulo 7 foram apresentados resultados obtidos com a plataforma de simulação desenvolvida. Inicialmente, foram apresentadas simulações do canal rádio móvel e, posteriormente, foram apresentados resultados de desempenho considerando-se os transmissores e receptores de espectro espalhado. Foram apresentados resultados de validação do simulador do canal e foi estabelecido que o modelo proposto para o desvanecimento Nakagami proporciona resultados coerentes, o que valida a sua utilização em outras aplicações. Através da estimativa das estatísticas de primeira e segunda ordem foi estabelecido que o modelo de desvanecimento Rice não é adequado para simular envoltórias Nakagami. Posteriormente, foram apresentados resultados de simulação de canais seletivos considerando-se diversos perfis de propagação. Usando-se os resultados de simulação do canal, passou-se a apresentar resultados de simulação com os transmissores e receptores de espectro espalhado modelados nos capítulos anteriores. Foram apresentados resultados, em AWGN, para os esquemas de modulação coerente e

não-coerente, codificados e não-codificados. Apresentaram-se resultados de desempenho para canais planos (Rayleigh, Rice e Nakagami) e seletivos (perfis típicos, Rayleigh e Nakagami). Foi estabelecido, para a simulação com o perfil de áreas urbanas II, que se o receptor trabalha com decisão suave, até 42 usuários simultâneos podem usufruir do sistema, trabalhando a uma taxa de erro 10^{-3} com uma relação sinal/ruído de aproximadamente 10 dB. Nesse mesmo item, observou-se que o número de usuários sobe para 66 se o sinal segue estatística Nakagami $m=2$. Além dessas curvas de validação e desempenho, o Capítulo 7 apresenta diversos outros resultados considerando-se a interferência de múltiplos usuários. Nesse mesmo capítulo, são apresentadas formas de onda e diagramas de olho que proporcionam informações visuais do processo de simulação.

8.2 CONCLUSÕES E OBSERVAÇÕES

Como pode-se perceber da análise precedente, a simulação do *link* DS-CDMA é uma tarefa complexa, e portanto, sujeita a diferentes tipos de erros. De acordo com a nossa experiência, existem basicamente três tipos de erros que podem levar a uma simulação com resultados incorretos. O primeiro tipo diz respeito a erros conceituais no processo de modelagem dos blocos de simulação. Este tipo de erros só pode ser superado através do estudo, experiência e bagagem de conhecimentos dos participantes do desenvolvimento, e através de extensas validações com resultados do sistema previamente conhecidos. O segundo tipo de erro diz respeito aos erros de programação ou *software bugs*. Os erros de programação usualmente só são eliminados através da utilização extensiva das rotinas em situações diferentes daquelas que foram originalmente

pensadas. O processo de depuração, usualmente, é de menor dificuldade que o processo de eliminação de erros por conceito. O terceiro tipo de erro diz respeito ao número de experimentos que se devem realizar para obter resultados adequados. Este tipo de erro pode ser contornado usando-se os conceitos expostos na Seção 4.9. De qualquer forma observou-se que o processo de validação é fundamental para garantir a confiabilidade dos resultados obtidos por simulação.

O processo de validação, desta forma, constitui-se num assunto importante e extenso que deve-se implementar no desenvolvimento e/ou utilização de uma determinada plataforma de simulação. A validação das rotinas implementadas neste trabalho seguiu o método de redução da complexidade e se deu a dois níveis: no nível 1, foram validados individualmente todos as rotinas de simulação; no nível 2, procedeu-se à validação de sistema (conexão de blocos de simulação).

O processo de validação, pelo método de redução, requer que o modelo do sistema seja feito com diferentes níveis de detalhe. Através de determinados critérios, o software desenvolvido permite incluir ou excluir um determinado bloco no processo de simulação. Assim, por exemplo, a simulação de múltiplo acesso pode ser feita através de uma aproximação para a variável MAI (*Multiple Access Interference*) ou através da técnica conhecida como *full-simulation* [8]. É evidente que, para a simulação segundo a aproximação da variável MAI, não é necessária, por exemplo, a simulação do espalhamento ortogonal de usuário. Considerações deste tipo podem também ser aplicadas às etapas de codificação e decodificação, onde modelos abstratos (e não os de

forma de onda) do meio de propagação ou métodos quase analíticos, são de interesse para a avaliação eficiente de desempenho do sistema.

Uma observação final pode ser feita em relação ao tempo gasto em cada simulação. Os resultados apresentados neste trabalho foram obtidos da simulação sobre um PC (Pentium 200 MHz) e em plataforma UNIX (RISC 6000). Evidentemente, os tempos gastos, em alguns casos, excedem as 500 horas de computação, especialmente naquelas situações onde o ganho de processamento G_p é relativamente alto e onde as probabilidades de erro que se desejam estimar são muito baixas. Isto sugere a evolução do trabalho nos dois rumos descritos na Seção 8.3.

8.3 EVOLUÇÃO

Com o objetivo de melhorar o desempenho em velocidade do software desenvolvido devem-se seguir os seguintes dois passos. Primeiro: deve-se proceder à compilação das rotinas implementadas usando-se o compilador “C” da própria MathWorks ou o Visual MATCOM da Mathtools. Segundo: deve-se estudar a possibilidade de introdução da simulação por *Importance Sampling*.

A evolução do trabalho pode seguir várias direções. Entre elas, pode-se, por exemplo, passar a estudar algoritmos de controle de potência usando-se os resultados de simulação do canal apresentado. Outra possibilidade interessante é a simulação de desempenho considerando-se perfis de múltiplos percursos medidos. A comparação de desempenho de esquemas de modulação diferencial, com os demoduladores ortogonais em canais móveis, é outra evolução possível. Finalmente, sugerimos a aplicação das rotinas desenvolvidas para o estudo de geo-localização, usando CDMA.

Apêndice A

DESVIO PADRÃO DO MÓDULO DE UM PROCESSO GAUSSIANO

Seja x um processo Gaussiano de média zero e desvio padrão σ e seja $\dot{x}$ a sua derivada no domínio do tempo, de tal forma que:

$$x = \sqrt{2}\sigma \sum_{j=1}^N \cos(w_j t - \phi_j) \quad (\text{A.1})$$

$$\dot{x} = \sqrt{2}\sigma\beta v \sum_{j=1}^N -\text{sen}(w_j t - \phi_j) \cos\phi_j \quad (\text{A.2})$$

onde os parâmetros nas Equações A.1 e A.2 são os mesmos dos definidos no Capítulo 3. A variável $\dot{x}$ possui, também, uma distribuição Gaussiana de média zero mas desvio padrão $\dot{\sigma}$ dado por $\dot{\sigma} = \sigma\beta v / \sqrt{2}$ [3]. Agora, suponha que $r^2 = x^2$. Ou seja $r = |x|$. O que precisamos é determinar as estatísticas conjuntas de $\dot{r}$ e r , onde $\dot{r}$ é a derivada de r com relação ao tempo. Isto pode ser escrito como:

$$p(\dot{r}, r) = \sum_{i=1}^k |J(\dot{x}_i, x_i)| p(\dot{x}_i, x_i) \quad (\text{A.3})$$

onde $J(\dot{x}, x) = \begin{vmatrix} \frac{\partial \dot{x}}{\partial \dot{r}} & \frac{\partial \dot{x}}{\partial r} \\ \frac{\partial x}{\partial \dot{r}} & \frac{\partial x}{\partial r} \end{vmatrix}$ é o Jacobiano da transformação, $(\dot{r}_i, r_i) = (\dot{x}_i, x_i)$ é a i -ésima

solução do conjunto possível de k soluções do conjunto de equações :

$$r = |x| \quad (\text{A.4a})$$

$$\dot{r} = \frac{d|x|}{dt} \quad (\text{A.4b})$$

Neste caso, existem $k = 2$ soluções possíveis para a Equação A.4 e elas podem ser determinadas analisando-se os casos $x > 0$ e $x \leq 0$. Para o primeiro caso, a solução é

$(\dot{r}, r) = (\dot{x}, x)$, e para o segundo caso a solução é $(\dot{r}, r) = (-\dot{x}, -x)$. Em ambas as situações o Jacobiano da transformação é igual a 1.

Observe que, devido a que x e $\dot{x}$ constituem processos independentes [3], a sua densidade conjunta $p(\dot{x}, x)$ pode ser escrita como $p(\dot{x}, x) = p(\dot{x})p(x)$. Assim, usando este resultado na Equação A.3 com os resultados obtidos acima, temos que:

$$p(\dot{r}, r) = p(\dot{r}) \times p(r) \quad (\text{A.5})$$

onde

$$p(r) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{A.6})$$

e

$$p(\dot{r}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\dot{\sigma}} \exp\left(-\frac{\dot{r}^2}{2\dot{\sigma}^2}\right) \quad (\text{A.7})$$

Pode-se observar, da Equação A.7, que o desvio padrão do processo $\dot{r} = d|x|/dt$ é também, $\dot{\sigma} = \sigma\beta v / \sqrt{2}$, como foi estipulado no Capítulo 3.

Referências:

1. R. Steele, "The Evolution of Personal Communications," IEEE Personal Comm. Magazine, Vol. 1, No. 2, 1994.
2. William C.Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, McGraw-Hill, 1989.
3. M. D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*, Boca Raton: CRC Press, 1993
4. EIA/TIA Interim Standard, "Cellular System Dual Mode Mobile Station – Land Station Compatibility Specifications," IS-54, Electronic Industries Association, May 1990.
5. J. E. Vargas, M. D. Yacoub, J.W. Perrella, "Performance of the $\pi/4$ -DQPSK Modem Using Typical Delay Power Profiles Combined with the Multiple Ray Model," VI RPIC, Bahia Blanca, Argentina 1995.
6. TIA/EIA Interim Standard-95A, *Mobile Station – Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular Systems*, July 1994.
7. F. M. Garner & J. D. Baker, *Simulation Techniques: Models of Communications Signals and Processes*, John Wiley & Sons, New York, 1997.
8. M C. Jeruchim, P. Balaban, & K.S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems*, Plenum Press, N.Y, 1994.
9. Lin Voigt, *Desempenho de Codigos TCM sobre Anel modulo-8 em Canais com Desvanecimento*, Tese de mestrado, UNICAMP, a ser apresentada em 1998
10. João C. Rodrigues, *Sistema de Espalhamento Espectral em Quadratura com Codificação Convolutiva*, Tese de mestrado, ITA, São dos Campos 1997.
11. O. Santos, J. E. Vargas B., M. D. Yacoub e J. M. T. Romano, "Blind Equalizers for the Mobile Radio Channel," ITS 96, IEEE International Telecommunication Symposium, Acapulco Mexico.
12. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, New York: John Wiley & Sons 1992
13. J. E. Vargas and M. D. Yacoub, "Wideband Radio Channel Simulator with Shadowed Nakagami statistics," International Telecommunication Symposium ITS/IEEE ROC&C, Acapulco, Mexico, Oct. 1996.
14. G.L. Siqueira, et. al., "Medidas de Propagação em ambientes interiores para sistemas de comunicação Móvel e Pessoal em 900 e 1800 MHz," 13o SBT, Águas de Lindoia 09/95.
15. T.S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles & Practice*, Prentice Hall, 1996
16. Hata, Masaharu, "Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services," IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol VT-29, No. 3, August 1980.
17. W.C. Jakes, *Microwave Mobile Communication*, New York: Wiley & Sons, 1974.
18. Elvio J. Leonardo e Michel D. Yacoub, "Métodos Estatísticos para a Determinação de Cobertura de uma Célula em um Sistema de Rádio Móvel," Anais do X Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Brasília, Julho 1992.
19. M. Nakagami, "The m-distribution - A general formula of intensity distribution of rapid fading," in Statistical Methods in Radio Wave Propagation, W. C. Hoffman, Ed. Elmsford, NY: Pergamon, 1960.
20. J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill Book Company, 1989.
21. P. J. Cullen, P. C. Fannin and A. Molina, "Wide-Band Measurment and Analysis Techniques for the Mobile Radio Channel," IEEE Trans. Vehc. Tech., Vol 42, No. 4, Nov. 1993.
22. T.S. Rappaport, et.al., "900MHz Multipath Propagation Measurments for U.S. Digital Celular Radiotelephone," IEEE Trans. Vehc. Tech., Vol 39, No. 2, May 1990.

23. Scott Y. Seidel, et.al., "Path Loss, Scattering, and Multipath Delay Statistics in four European Cities for Digital Cellular and Microcelular Radiotelephone," IEEE Trans. Vehc. Tech., Vol 40, No. 4. Nov. 1991
24. M.D. Yacoub, J.E. Vargas and L.R. Guedes, "On Higher Order Statites of the Nakagami-m Distribution," Accepted for publication in IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1998.
25. L. R. Guedes, *Contribuições à Estatística do Sinal de Rádio Móvel*, Tese de doutorado, UNICAMP, 1996.
26. W. Braun and U. Dersh, "A Physical Mobile Radio Channel Model," IEEE Trans. Vehicular Tech., No.2, May, 1991.
27. U. Dersh and R. Rüeg, "Simulations of the Time and Frequency Selective Outdoor Mobile Radio Channel," IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 42, No.3, August 1993.
28. M. A. Mood, F. A. Graybell, and D. C. Boes, *Introduction to the Theory of Statistics*, N.Y., McGraw-Hill, 1974.
29. Dixon, Robert C. , *Spread Spectrum Systems*, New York: John Wiley & Sons 1984
30. Simon, Marvin K. et al, *Spread Spectrum Communications*, Rockville, Comp. SC. Press, 1985.
31. R. L. Peterson, R.Ziemer, D. Borth, *Introduction to Spread Spectrum Communications*, Prentice Hall, NJ, 1995.
32. A. J. Viterbi, *CDMA Principles of Spread Spectrum Communications*, Addison Wesley, Mass. 1995
33. J. S. Lehnert, M.B. Pursley, "Error Probabilities for Binary Direct-Sequence Spread-Spectrum Communications with Random Signature Sequences," IEEE Trans. on Communications, Vol. Com-35, January 1987.
34. J. Holtzman, "A Simple Accurate Method to Calculate Spread Spectrum Multiple-Access Error Probabilities," IEEE Trans. on Communications, Vol. 40, No. 3, March 1992.
35. R. Price and P.E. Green, JR. , "A Communication Technique for Multipath Channels," Proc. of the IRE, March 1958.
36. Bernard Sklar, *Digital Communications*, New Jersey, Prentice Hall, 1988.
37. S. Faruque and M. Maragoudakis, "CDMA Overview and Deployment Considerations," ITS-96, Acapulco-Mexico.
38. J. E. Vargas, M. D. Yacoub, "Os subsistemas de transmissão Direto e Reverso do Link DS-CDMA IS-95," Relatório Técnico DECOM-CPqD, 1995.
39. R. L. Mitchell, *Radar Signal Simulation*, Artech House, 1976.
40. H. Hashemi, "Simulation of the Urban Radio Propagation Channel," IEEE Trans. on Vehicular Tech., Vol. VT-28, No. 3, August 1979.
41. E. Casas, and C. Leung, "A Simple Digital Fading Simulator for Mobile Radio," IEEE Trans. on Vehc. Tech., Vol. VT-39, No. 3, August 1990.
42. G. H. Arredondo, W.H. Chriss and E. H. Walker, "A Mutipath Fading Simulator for Mobile Radio," IEEE Trans. on Vehc. Tech., Vol. VT-22, No. 4, November 1973 pp. 241-244.
43. E. Caples, "A UHF Chanel Simulator for Digital Mobile Radio," IEEE Trans. on Vehc. Tech., VT-29, No. 2, May 1980.
44. O. C. Branquinho e M.D. Yacoub, "Simulador de Canal de Rádio Móvel," Revista Telebrás: Tecnologia, V. 15, No. 52, 1991.
45. J. E. Vargas, M. D. Yacoub, J.W. Perrella, "Simulação por Software do Canal Rádio Móvel Usando Perfis Típicos de Multipercurso," VI RPIC, Bahia Blanca, Argentina 1995.
46. G. Loo and N. Secord, "Computer Models for Fading Channels with Applications to Digital Transmission," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 40, no. 4, 1991.

47. J. Bendat, A. Piersol, *Random Data: Analysis and Measurement*, John Wiley & Sons, New York & Sons, 1986.
48. J. E. Vargas, *Avaliação de Desempenho do Modem $\pi/4$ -DQPSK no Canal Rádio Móvel*, Tese de Mestrado, ITA, São José dos Campos, 1994.
49. Turkmani A., Demetry D. and Parsons J. , "Measurement and Modeling of Wideband Mobile Radio Channel at 900 MHz," IEE Proceedings-1, Vol 138, october 1991.
50. Chuang, J., "The Effects of Time Delay Spread on Portable Radio Communications," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, No. 5, 1987.
51. I. Crohn and E. Bonek, "Modeling of Intersymbol-Interference in a Rayleigh Fading Channel with Typical Delay Power Profiles," IEEE Trans. on Vehc. Tech., Vol. VT-41, No. 4, Nov. 1992.
52. R. A. Scholtz, "The Spread Spectrum Concept," IEEE Trans. Commm. Vol. COM-25, August 1977.
53. M. D. Yacoub, J. E. Vargas, "Desenvolvimento do pre-processamento do sinal DS-CDMA," Relatório Técnico RT2, DECOM-CPqD.
54. Lin S. and Costello D., *Error Correcting Codes: Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, N.J. 1983.
55. Hui-Ling Lou, "Implementing the Viterbi Algorithm," IEEE Signal Processing Magazine, September 1995.
56. Qualcomm, *The CDMA Network Engineering Handbook*, March 1, 1993
57. Peter J. Smith, et. al. "Quick Simulation: A Review of Importance Sampling Techniques in Communications Systems," Journal on Selected Areas in Communications, May 1997.
58. Brian D. Woerner, et. al., "Simulation Issues for future Wireless Modems," IEEE Communications. Magazine, July 1994.
59. J. E. Vargas e M. D. Yacoub, *CeSSSiT: Guia de Usuário*, Relatório Técnico RT9 DECOM-FCPqD, para ser publicado em março de 1999.