



Universidade Estadual de Londrina
Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

Detecção Multiusuário e Estimativa de Parâmetros em Sistemas DS/CDMA Utilizando Algoritmos Genéticos

Fernando Ciriaco

Londrina, 1 de novembro de 2006

Universidade Estadual de Londrina

Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

**Detecção Multiusuário e
Estimativa de Parâmetros em
Sistemas DS/CDMA Utilizando
Algoritmos Genéticos**

Discente: Fernando Ciriaco

Orientador: Prof. Dr. Taufik Abrão

Dissertação orientada pelo Prof. Dr. Taufik Abrão intitulada Detecção Multiusuário e Estimativa de Parâmetros em Sistemas DS/CDMA Utilizando Algoritmos Genéticos e apresentada à Universidade Estadual de Londrina, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Modalidade: Telecomunicações.

Londrina, 6 de novembro de 2006

Ficha Catalográfica

Ciriaco, Fernando

Detecção Multiusuário e Estimativa de Parâmetros em Sistemas DS/CDMA Utilizando Algoritmos Genéticos. Londrina, 2006. 167 p.

Dissertação — Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Telefonia Celular. 2. CDMA. 3. Detecção Multiusuário. 4. Algoritmo Genético. 5. Estimativa de Parâmetros.

I. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica.
II. Detecção Multiusuário e Estimativa de Parâmetros em Sistemas DS/CDMA Utilizando Algoritmos Genéticos.

Fernando Ciriaco

Detecção Multiusuário e Estimativa de Parâmetros em Sistemas DS/CDMA Utilizando Algoritmos Genéticos

Dissertação apresentada à Universidade Estadual de Londrina, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Taufik Abrão
Depto. de Engenharia Elétrica
Orientador

Prof. Dr. Paul Jean E. Jeszensky
Depto. de Engenharia de Telecomunicações
e Controle
Escola Politécnica da USP

Profa. Dra. Maria Angélica C. Brunetto
Depto. de Computação
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. Robinson Hoto
Depto. de Matemática
Universidade Estadual de Londrina

Londrina, 6 de novembro de 2006

“Há homens que lutam um dia e são bons.
Há homens que lutam um ano e são melhores.
Há homens que lutam muitos anos e são muito bons.
Mas há aqueles que lutam toda a vida, esses são imprescindíveis.”
(Bertold Brecht)

Agradecimentos

Agradeço ao mestre, orientador e amigo, Prof. Dr. Taufik Abrão, pela sua compreensão, apoio, dedicação, capacidade de orientação, pela sua generosidade em compartilhar e pelos mais de 5 anos de formação técnica que me foram concedidos.

Ao Prof. Dr. Paul Jean E. Jeszensky, que mesmo à distância, acompanhou e participou da minha formação técnica desde a graduação, pelo incentivo, pelos direcionamentos e pelas revisões dos artigos produzidos em conjunto.

Aos meus pais, Milson Antônio Ciriaco Dias e Marli Napoli Ciriaco Dias, pelo esforço e apoio incondicional que me ajudaram a chegar até aqui.

Aos meus familiares, ao meu irmão Thiago, meus avós e tios, pelo incentivo e compreensão.

À minha namorada, Janice, pelo carinho, companheirismo, incentivo e compreensão que me foram proporcionados nos últimos 6 anos.

Aos meus amigos e colegas de profissão, Jancer, Everaldo, Leonimer, Joaquim, Hans, Fábio, entre outros, pelo incentivo, pelas discussões técnicas e pelos momentos de descontração.

Aos meus amigos e colegas de estudo, Bruno, Leonardo, Lisiane, Wagner, entre outros, por compartilhar as conquistas, as descobertas e as dúvidas.

Aos muitos amigos que encontrei ao longo da vida.

E àqueles que, de alguma forma, contribuíram para o avanço deste trabalho.

Resumo

Este trabalho analisa a técnica de otimização combinatória baseada no algoritmo genético aplicada aos problemas de detecção multiusuário (MuD) e de estimativa de parâmetros (MuChE) em sistemas DS/CDMA unitaxa e multitaxa por códigos múltiplos (MC) sujeitos ao desvanecimento multipercurso. Distintas configurações para o sistema DS/CDMA foram analisadas, considerando distintos carregamentos de sistema, taxa de transmissão, perfil atraso-potência, entre outros. Além disso, avaliou-se a robustez dos algoritmos face as variações nos parâmetros de sistema e a perda de desempenho na ocorrência de erros nas estimativas de canal. Analisou-se, também, as etapas do algoritmo genético com suas variantes e particularidades adaptadas aos problemas MuD e MuChE. Procurou-se demonstrar o aumento do desempenho e da capacidade do sistema quando da utilização destes algoritmos; resultados de simulação Monte Carlo (MCS) indicaram que o detector multiusuário baseado no algoritmo genético (GAMuD) apresenta-se como uma solução viável quando comparado ao detector ótimo (OMuD) e a outros detectores analisados. O GAMuD apresentou um desempenho ótimo ou muito próximo ao ótimo com uma redução drástica da complexidade computacional. Resultados de simulação Monte Carlo para o problema MuChE também indicaram que o estimador de parâmetros de canal baseado no algoritmo genético (GAMuChE) apresenta-se como uma solução possível quando comparado ao estimador por máxima verossimilhança e ao método baseado no gradiente, pois as estimativas obtidas através do GAMuChE possuem grande acurácia além de serem obtidas com uma menor complexidade computacional. A complexidade dos algoritmos GAMuD e GAMuChE foram analisadas em termos da ordem de complexidade, do número de operações necessárias para se atingir a convergência e, para alguns casos, do tempo necessário à otimização e, posteriormente, comparadas às demais complexidades das estratégias citadas para cada um dos problemas.

Abstract

This work analyzes a technique of combinatorial optimization based in the genetic algorithm applied to the multiuser detection (MuD) and parameters estimation (MuChE) problems in unirate and multirate for multiple codes (MC) DS/CDMA systems with multipath fading channels. Several configurations for the DS/CDMA system were considered, as different values of the system loading, transmission rate, power-delay profile, among others. Besides, an analysis of robustness of the algorithms in changes of the system characteristics and the estimation error effects on the performance are also considered. Also, it was described the stages of the genetic algorithm with their variants and particularities adapted to the MuD and MuChE problems. The utilization of heuristic algorithms shown the increase of performance and the system capacity; numeric results by the Monte Carlo (MCS) simulation method indicated that the multiuser detector based on the genetic algorithm (GAMuD) comes as a viable solution when compared to the optimum detector (OMuD) and to the others mentioned detectors. The GAMuD show an optimum or very close to the optimum performance with a drastic reduction of the computational complexity. Monte-Carlo simulation results for the MuChE problem indicated that the channel parameters estimation based on the genetic algorithm (GAMuChE) comes as a possible solution when compared to the maximum likelihood method and to the based on the gradient, because that obtained estimates possess great accuracy with a smaller computational complexity. The complexity of the GAMuD and GAMuChE algorithms were analyzed in terms of the complexity order, the number of necessary operations to reach the convergence and, for some cases, the necessary time to the optimization and, finally, compared the complexity of the other strategies mentioned for each problem.

Sumário

Lista de Figuras	viii
Lista de Tabelas	xii
Lista de Siglas e Abreviaturas	xiii
Notações	xvi
Lista de Símbolos	xviii
1 INTRODUÇÃO AO CENÁRIO	21
1.1 A Tecnologia CDMA	22
1.2 O Problema da Detecção Multiusuário	23
1.2.1 Heurísticas Aplicáveis aos Sistemas de Comunicação	27
1.3 Estimativa de Parâmetros	29
1.4 Outros Problemas	34
1.5 Motivação	35
1.6 Proposta	36
1.7 Descrição do Conteúdo	37
1.8 Resumo das Principais Publicações	39
1.8.1 Trabalhos Anteriores	39
1.8.2 Trabalhos Atuais	41
2 CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA	43
2.1 Comparação de Esquemas de Acesso de Múltipla Taxa	45

2.2	Sistema Multitaxa por Códigos Múltiplos	46
2.3	Detector Ótimo (OMuD)	54
2.4	Estimativa de Parâmetros	56
2.5	Estimador de Canal via regra ML	59
2.6	Estimador de Canal via Método do Gradiente	61
2.6.1	Algoritmo Gradiente Descendente	61
2.7	Estimador de Canal via Algoritmo Genético	62
3	Algoritmos Heurísticos Evolucionários	64
3.1	Codificação do Problema	65
3.1.1	Problema MuD	66
3.1.2	Problema MuChE	66
3.2	Definição do Espaço de Busca	71
3.3	Tamanho da População	72
3.4	Inicialização da População	76
3.5	Medida de Aptidão	77
3.6	Reprodução	77
3.6.1	Tamanho do Poço de Cruzamento (Mating Pool Size)	78
3.6.2	Método de Seleção	78
3.7	Operadores Genéticos	79
3.7.1	Operador <i>Crossover</i>	80
3.7.2	Operador Mutação	81
3.8	Estratégias de Reposição	82
3.9	Critério de Parada	83
3.10	Determinação da Geração de Convergência	84
3.11	Algoritmos GAMuD e GAMuChE	84
4	Resultados	86

4.1	Detecção Multiusuário Sub-ótima	86
4.1.1	Multipercorso Unitaxa	86
4.1.2	Multipercorso Multitaxa	95
4.1.3	Desempenho com Erros nas Estimativas	99
4.2	Estimativa de Parâmetros	104
4.3	Detecção e Estimação de Coeficiente de Canal Conjunta	114
5	Complexidade	115
5.1	Operações de Ponto Flutuante	115
5.2	Número de Operações	116
5.3	Tempo Computacional	116
5.4	Complexidade para o problema MuD	117
5.4.1	Complexidade da Função Custo	117
5.4.2	Operações Realizadas pelos Algoritmos Evolucionários	117
5.5	Complexidade para a Estimativa de Parâmetros	122
5.6	Complexidade para a Detecção e Estimação de Coeficiente de Canal Conjunta	125
5.6.1	Implementação em DSP	126
6	PRINCIPAIS CONCLUSÕES	130
6.1	Trabalhos Futuros	132
	Anexo A – Método de Simulação Monte Carlo	133
	Anexo B – Sequências de Espalhamento	136
B.1	Justificativa para uso de Sequências Aleatórias	140
	Anexo C – Canais de Rádio Móveis	142
C.1	Ruído Multiplicativo - Meio Físico de Propagação	142
C.1.1	Modelo de Jakes Modificado	143

C.2 Ruído de Fundo	146
Anexo D – Probabilidade de Erro Teórica	150
D.1 Limite <i>Single User</i> para AWGN	150
D.2 Limite <i>Single User</i> para canal Rayleigh Flat	152
D.3 Limite <i>Single User</i> para canal Rayleigh Multipercurso	153
D.3.1 Multipercursos de mesma energia	153
D.3.2 Multipercursos com diferentes energias	154
Anexo E – Principais Rotinas Implementadas	155
Referências	159

Lista de Figuras

1.1	Classificação geral para diversos detectores SuD e MuD	24
1.2	Possível classificação para abordagens heurísticas	27
2.1	Sistema DS/CDMA multitaxa por códigos múltiplos e receptor Rake	47
3.1	Equação (3.19) para diferentes intervalos de confiança (P_b) e tamanhos de população adotado.	75
3.2	Operador <i>crossover</i> uniforme.	81
3.3	Taxa de mudança dos bits em função do desvio padrão escolhido.	82
3.4	Mutação aleatória baseada no desvio padrão da figura 3.3.	82
4.1	Velocidade de convergência para o GAMuD e o EPMuD; são mostradas as duas estratégias de seleção para o GAMuD (p -Sort e roleta circular); sistema \mathbf{S}_1 , perfil PD-3, $\bar{\gamma}_1 = 15 dB$ e $NFR = 0 dB$	90
4.2	BER média para o sistema \mathbf{S}_1 , perfil PD-3 e $NFR = 0 dB$	91
4.3	BER média para o sistema \mathbf{S}_1 , $NFR = 0 dB$ e perfil PD-2 com máxima diversidade Rake, $D = L = 2$	92
4.4	BER média para o sistema \mathbf{S}_1 , $NFR = 0 dB$ e perfil PD-1 com máxima diversidade Rake, $D = L = 3$	92
4.5	BER média para o sistema \mathbf{S}_1 , $NFR = 0 dB$, perfil PD-2 realista, resultando ocasionalmente em $D < L = 2$	93
4.6	BER média para o sistema \mathbf{S}_2 , $NFR = 0 dB$, perfil PD-2 realista, resultando em $D < L = 2$ ocasionalmente.	94
4.7	BER média para o sistema \mathbf{S}_2 , $NFR = 0 dB$ perfil PD-2 e máxima diversidade Rake, $D = L = 2$	95
4.8	BER média para metade dos usuários com $\bar{\gamma} = 15 dB$ e demais usuários com NFR no intervalo $[-5, +15]$; sistema \mathbf{S}_1 ; perfil PD-2 com máxima diversidade Rake, $D = L = 2$	96

4.9	BER média para metade dos usuários com $\bar{\gamma} = 10$ dB e demais usuários com NFR no intervalo $[-5, +25]$; sistema S₂ ; perfil PD-2 com máxima diversidade Rake, $D = L = 2$	97
4.10	BER para o receptor Rake e o MC-GAMuD para o sistema 1 com erros nas estimativas de canal, $\epsilon_\beta = \epsilon_\phi = 0, 10$	99
4.11	Convergência do MC-GAMuD; sistema 1 e $\bar{\gamma} = 16$ dB	100
4.12	BER para o receptor Rake e MC-GAMuD e sistema 2 com erros nas estimativas de canal, $\epsilon_\beta = \epsilon_\phi = 0, 10$	101
4.13	Degradação de desempenho do GAMuD quando há erros nas estimativas dos coeficientes de canal.	102
4.14	Degradação de desempenho do GAMuD quando há erros nas estimativas dos atrasos.	103
4.15	Degradação de desempenho do GAMuD quando há erros nas estimativas das amplitudes.	103
4.16	Degradação de desempenho do GAMuD quando há erros nas estimativas de todos os parâmetros do canal, ou seja, erros nos coeficientes, atrasos e amplitudes.	104
4.17	Evolução do MSE normalizado para $K = 8$ usuários com 2 percursos em função do tamanho do <i>frame</i> I	107
4.18	Evolução típica do MSE normalizado, considerando $K = 8$ usuários em função do número de gerações G_T ; são apresentados o MSE normalizado para os coeficientes iniciais e para um coeficiente intermediário (197), de um grupo de 670 estimativas, figura 4.19.	108
4.19	Acurácia das estimativas de canal (módulo e fase) sobre os 670 bits de dois usuários distintos; sistema com $K = 8$ usuários, $L = 2$ percursos, espalhamento Doppler $f_D = 17$ Hz, $NFR = 0$ dB e tamanho do preâmbulo $I = 10$ bits. (a) usuário 3, percurso 1; (b) usuário 7, percurso 2.	109
4.20	PDF do erro percentual médio (MEP) para as três codificações tipo I, II e III, considerando sistema S1	110
4.21	PDF do erro percentual médio (MEP) para os sistemas S1 e S2 com codificação tipo I. (a) sistema S1 ; (b) sistema S2	110

4.22	PDF do erro percentual médio (MEP) para os sistemas S1 e S3 , considerando a possibilidade de percursos não resolvíveis no receptor.	111
4.23	PDF do erro percentual médio (MEP) para os estimador GAMuChE, considerando uma maior imunidade à interferência de múltiplo acesso, sistema S4	112
4.24	Comparação entre as PDF's do erro percentual médio (MEP) para os estimadores GAMuChE e ML, considerando sistema S1	113
4.25	BER para o detector conjunto GAMuChE + GAMuD considerando: (a) sistema S1 ; (b) sistema S4	114
5.1	Número de operações executadas para o sistema S1 em canais: a) perfil PD-3 (plano); b) perfil PD-2 (2 percursos); c) perfil PD-1 (3 percursos) e d) perfil PD-2 com $D \leq L$	119
5.2	Número de operações executadas para sistema S2 em canais com perfil PD-2 com: a) $D \leq L$; b) $D = L = 2$ percursos.	120
5.3	Número de operações executadas $\times NFR$ em canais com perfil PD-2 e sistemas: a) S1 com $\bar{\gamma} = 15\text{dB}$; b) S2 com $\bar{\gamma} = 10\text{dB}$	120
5.4	Tempo computacional médio (1000 trials) em milisegundos para o cálculo da função custo e para os processos dos algoritmos evolucionários.	121
5.5	Tempo Computacional para o sistema S1 em canais: a) perfil PD-3 (plano); b) perfil PD-2 (2 percursos); c) perfil PD-1 (3 percursos) e d) perfil PD-2 com $D \leq L$	122
5.6	Tempo Computacional para o sistema S2 em canais com perfil PD-2 com: a) $D \leq L$; b) $D = L = 2$ percursos.	123
5.7	Tempo Computacional $\times NFR$ em canais com perfil PD-2 e sistemas: a) S1 com $\bar{\gamma} = 15\text{ dB}$; b) S2 com $\bar{\gamma} = 10\text{dB}$	123
5.8	Crescimento da complexidade computacional em função do ganho de processamento, considerando carregamento de 50%.	124

5.9	Crescimento da complexidade com o aumento do número de usuários, considerando parâmetros do padrão CDMA2000, configuração de rádio 3 e taxa de transmissão básica. (a) Escala logarítmica para visualização da complexidade do ML + OMuD. (b) Escala logarítmica para visualização da complexidade do GD + OMuD e GAMuChE + GAMuD. (c) Escala linear para melhor visualização da complexidade do GAMuChE + GAMuD.	127
A.1	(a) Inicialização dos parâmetros do sistema e Finalização da simulação com obtenção de gráficos de desempenho em termos de BER; (b) Geração, Transmissão e Recepção de Dados; (c) Estratégia Monte-Carlo de Parada e (d) “Medidor” de BER	134
A.2	Intervalos de Confiança sobre a BER quando o valor observado for igual a $P_e = 10^{-v}$	134
B.1	Valores de correlação cruzada média e quadrática média de seqüências aleatórias; medidas sobre 5000 amostras de matrizes de 10 seqüências	138
B.2	Valores da magnitude da correlação cruzada média em seqüências aleatórias, considerando média sobre 1000 amostras de matrizes de 10 seqüências	139
B.3	Valores da magnitude da correlação cruzada média para diferentes tipos de seqüências de espalhamento	140
C.1	Coefficientes de um canal Rayleigh Plano com 12500 amostras e com <i>zoom</i> em 800 amostras	145
C.2	Distribuição para amplitude e fase para coeficientes de um canal com desvanecimento Rayleigh implementado a partir modelo de Jakes modificado.	146
C.3	Função densidade de probabilidade para um conjunto de 60000 amostras representando um processo AWGN, em comparação com a <i>pdf</i> teórica, dada pela equação (C.8).	148
D.1	Probabilidade de erro de bit através das áreas formadas pelas caudas das <i>pdf</i> 's que passam pelo limiar 0	150

Lista de Tabelas

2.1	Principais aplicações multimídia e seus respectivos requisitos.	43
2.2	Comparação de alguns parâmetros para esquemas multitaxa.	45
3.1	Algoritmos GAMuD e GAMuChE.	85
4.1	Principais parâmetros de sistema e canal adotados para o sistema unitaxa.	87
4.2	Três perfis atraso-potência (PD) utilizados nas simulações.	88
4.3	Principais parâmetros para os algoritmos GAMuD e EPMuD.	89
4.4	Principais parâmetros para os dois sistemas multitaxa simulados	97
4.5	Principais parâmetros do MC-GAMuD.	97
4.6	Principais parâmetros do sistema para o problema MuChE.	105
4.7	Parâmetros do GAMuChE.	105
4.8	Valores de MEP obtidos para cada codificação.	108
4.9	Valores de MEP obtidos para cada sistema.	111
4.10	Comparação do MEP para o estimador ML e GAMuChE em sistema S1	113
5.1	Complexidade dos detectores MuD em termos de operações	118
5.2	Número de operações para o detector OMuD	118
5.3	Tempo computacional médio para o OMuD em [ms]	121
5.4	Complexidade dos estimadores GAMuChE, GD e ML.	124
5.5	Complexidade para a detecção conjunta (estimador + detector).	125
5.6	Número de operações necessárias para as estratégias de detecção conjunta.	125
B.1	Propriedades das famílias de seqüências mais utilizadas em CDMA	139
C.1	Momentos estatísticos, teóricos e numéricos, de 1ª e 2ª ordem para um processo AWGN	149

Lista de Siglas e Abreviaturas

2G	Sistemas de Comunicação de Segunda Geração
3G	Sistemas de Comunicação de Terceira Geração
4G	Sistemas de Comunicação de Quarta Geração
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> - Ruído Branco Aditivo Gaussiano
BER, P_e	<i>Bit Error Rate</i> - Taxa de erro de bit
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> - Modulação por Chaveamento de Fases
BW	<i>Band Width</i> - Largura de banda
CD	<i>Conventional Detector</i> - Detector Convencional
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i> - Acesso Múltiplo por Divisão de Código
CDMA2000	Tecnologia CDMA de terceira geração
DD	<i>Decorrelator Detector</i> - Detector de decorrelação
DOA	<i>Direction of Arrival</i> - Direção de Ângulos de Chegada
DS	<i>Direct Sequence</i> - Espalhamento por Seqüência Direta
DS/CDMA	<i>Direct Sequence CDMA</i> - CDMA por Seqüência Direta
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> - Técnica de procesamento digital de sinais
EP	<i>Evolutionary Programming</i> - Algoritmo de Programação Evolucionária
EP _{MuD}	EP utilizado para o problema MuD
ERB	Estação Rádio-base
<i>flops</i>	<i>Float Point Operations per Second</i> - Operações de Ponto Flutuante por segundo
GA	<i>Genetic Algorithm</i> - Algoritmo Genético
GAM _{uChE}	GA utilizado para o problema MuChE
GAM _{uD}	GA utilizado para o problema MuD
GD	<i>Gradient Descent</i> - Algoritmo Gradiente Descendente
IC	<i>Interference Cancellation</i> - Cancelamento de Interferência
IS-95	<i>Interim Standard</i> . Padrão CDMA de segunda geração
LLF	<i>Log Likelihood Function</i> - Função de verossimilhança logarítmica
LMS	<i>Least Mean Square</i> - Algoritmo dos mínimos quadrados médios
MAI	<i>Multiple Access Interference</i> - Interferência de Múltiplo Acesso
MC	<i>Multiple Codes</i> - Sistema multitaxa por códigos múltiplos
MCS	<i>Monte Carlo Simulation</i> - Método de simulação Monte Carlo

MEP	<i>Mean Error Percentage</i> - Erro percentual médio
MFB	<i>Matched Filter Bank</i> - Banco de filtros casados
ML	<i>Maximum Likelihood Estimator</i> - Estimador de Máxima Verossimilhança
MM	<i>Multimodulation Scheme</i> - Sistema multitaxa por vários formatos de modulação
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i> - Estimador baseado no Mínimo Erro Médio Quadrático
MPG	<i>Multiple Processing Gain</i> - Sistema multitaxa por processamento múltiplo inteiro
MRC	<i>Maximum Ratio Combiner</i> - Regra de combinação de máxima razão
MSE	<i>Mean Square Error</i> - Medida do erro quadrático médio
MU	<i>Multi User</i> - Multiusuário
MU _{CHE}	Problema da estimativa de parâmetros do canal para sistemas Mu
MU _D	<i>Multi User Detection</i> - Detecção Multiusuário
NFR	<i>Near-Far Ratio</i> - Efeito “perto-longe”
OMU _D	<i>Optimum Multiuser Detector</i> - Detector multiusuário ótimo
PD	<i>Power-Delay profile</i> - Perfil atraso-potência
PDF	<i>Probability Density Function</i> - Função Densidade de Probabilidade
PIC	<i>Parallel Interference Cancellation</i> - Cancelamento de Interferência Paralelo
PN	<i>Pseudo-Noise</i> - Trata-se de seqüências pseudo-aleatórias
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> - Modulação por Amplitude em Quadratura
QoS	<i>Quality of Service</i> - Qualidade do serviço
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> - Modulação por Chaveamento de Fases em Quadratura
RAKE	Receptor com diversos MFB para canais multipercurso
RLS	<i>Recursive Least Square</i> - Algoritmo dos mínimos quadrados recursivo
SA	<i>Simulated Annealing</i> - Recozimento Simulado
SC	<i>Sliding Correlator</i> - Correlacionador deslizável
SI	<i>Self-interference</i> - Auto-interferência
SIC	<i>Successive Interference Cancellation</i> - Cancelamento de Interferência Sucessivo
SMC	Seqüência de Máximo Comprimento
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i> - Relação Sinal Ruído
SS	<i>Spread Spectrum</i> - Espalhamento Espectral

SUB	<i>Single-User Bound</i> - Limite de BER para usuário isolado
SUD	<i>Single-User Detection</i> - Detecção Uniusuário
VCR	<i>Variable Chip Rate</i> - Sistema multitaxa por ganho de processamento fixo e taxa de <i>chip</i> variável
VPG	<i>Variable Processing Gain</i> - Sistema multitaxa por ganho de processamento variável e taxa de <i>chip</i> fixa
VSL	<i>Variable Spreading Length</i> - Sistema multitaxa por comprimento de espalhamento variáveis
W-CDMA	<i>Wideband CDMA</i> - Tecnologia CDMA de terceira geração
W-H	<i>Walsh Hadamard</i> - Família de seqüências de espalhamento
ZF-DF	<i>Zero-Forcing Decision Feedback</i>

Notações

a, μ, A	Letra em itálico: trata-se de um escalar
\mathbf{a}	Letra minúscula e negrito: trata-se de um vetor
\mathbf{A}	Letra maiúscula e negrito: trata-se de uma matriz
\hat{a}	Valor estimado de uma dada variável a
\bar{a}	Valor médio de uma dada variável a
\underline{a}	Versão discretizada (binária) de a
$ADC[\cdot]$	Operador que converte um valor analógico em digital
$\arctg\{\cdot\}$	Operador arco tangente
$arg\{\cdot\}$	Operador que retorna o argumento
$DAC[\cdot]$	Operador que converte um valor digital em analógico
$diag(a_1, \dots, a_k)$	Matriz diagonal com elementos a_1, \dots, a_k
$\{\cdot\}^T$	Operador matriz transposta
$\{\cdot\}^H$	Operador hermitiano transposto
$\{\cdot\}^*$	Conjugado complexo
$\{\cdot\}^{-1}$	Operador matriz inversa
$\lfloor x \rfloor$	Operador que retorna o maior inteiro inferior a x
$\lceil x \rceil$	Operador que retorna o menor inteiro superior a x
$ \cdot $	Operador valor absoluto (módulo)
$\angle x$	Operador fase do número complexo x
$\ \cdot\ $	Operador norma
$\Im\{\cdot\}$	Operador parte imaginária
$\Re\{\cdot\}$	Operador parte real
$\mathbb{E}[\cdot]$ ou $\langle \cdot \rangle$	Operador esperança estatística
$\mathbb{V}[\cdot]$	Operador variância estatística
$P_r(\cdot)$	Operador probabilidade
$round(x)$	Operador inteiro mais próximo de x
$sgn[\cdot]$	Operador sinal do argumento
$min[\cdot]$	Valor mínimo assumido pelo argumento
$max[\cdot]$	Valor máximo assumido pelo argumento
$\mathcal{O}(\cdot)$	Complexidade de um algoritmo, proporcional ao argumento

$p_{df}(x)$	Função densidade de probabilidade da variável x
$Q(x)$	Função erro complementar gaussiana
$\mathcal{U}(x, y)$	Processo aleatório com distribuição uniforme entre as variáveis x e y
$\mathcal{N}(x, y)$	Processo aleatório com distribuição normal de média x e variância y
$x(t)$	Variável x de tempo contínuo
$\delta(t)$	Delta de <i>Dirac</i> . Função impulso unitário
\otimes	Produto de Kronecker
\forall	Para todo
\in	Pertence ao conjunto
\triangleq	Por definição
@	Dado que

Palavras em *itálico* são empregadas para identificar termos de língua inglesa não traduzidos.

Lista de Símbolos

A	Relacionado com a amplitude do sinal
A_{max}	Máximo valor de amplitude do sinal recebido
\mathbf{A}	Matriz de amplitudes do sinal
\mathcal{A}	Matriz de amplitudes do sinal para um <i>frame</i> transmitido
b	Relacionado ao bit transmitido
\mathbf{b}	Vetor de bits transmitidos
\mathbf{B}	Matriz de bits transmitidos
c	Relacionado ao coeficiente complexo do canal
\mathbf{C}	Matriz de coeficientes complexos do canal
\mathcal{C}	Matriz de coeficientes complexos do canal para um <i>frame</i> transmitido
c_{luz}	Velocidade da luz no vácuo
D	Diversidade Rake
E_b	Energia de bit
E_b/N_o	Relação energia de bit recebido e densidade espectral de potência de ruído
f_D	Frequência Doppler
f_c	Frequência da portadora
$\Omega(x)$	<i>fitness value</i> - função custo da variável x (medida de aptidão)
g	Geração atual nos Algoritmos Evolucionários
G	Número total de grupos multitaxa
G_t	Número máximo de gerações adotado na simulação
$h(t)$	Resposta impulsiva do canal
I	Número de bits transmitidos (<i>frame</i>)
\mathbf{I}_N	Matriz identidade de ordem N
K	Número de usuários ativos
\mathcal{K}_v	Número de usuários virtuais
l	Tamanho do indivíduo
L	Número de percursos
m	Relacionado com o número de grupos multitaxa
M	Tamanho do o poço de cruzamento

n_{erros}	Número de erros por ponto nas simulações MCS
\mathbf{n}	Vetor de ruído AWGN
N	Ganho de processamento
N_C	Ganho de processamento da canalização
N_d	Número de osciladores para modelo de Jakes
N_o	Densidade espectral de potência do ruído
N_{osc}	Número de osciladores para modelo de Jakes modificado
N_s	Número de amostras por <i>chip</i>
p	Tamanho da população
p_c	Probabilidade de <i>crossover</i>
p_m	Probabilidade de mutação
$p_{T_{ch}}$	Formatação de pulso de canalização
p_{T_c}	Formatação de pulso de embaralhamento
P_b	Potência de bit recebida
Q	Relacionado ao número de bits de precisão na conversão ADC ou DAC
R	Taxa de transmissão
\mathbf{r}	Vetor de sinal recebido
\mathbf{R}	Matriz de correlação entre todas as seqüências
\mathcal{R}	Função de correlação parcial
$r(t)$	Sinal em tempo contínuo que chega ao receptor
\mathbf{s}	Vetor assinatura ou seqüência de espalhamento
t	Tempo contínuo
$trials$	Número de repetições da Simulação Monte Carlo
T	Período de bit
T_c	Período de chip
U	Carregamento do sistema
\mathcal{U}	Matriz de espalhamento formada pela composição de duas seqüências
v_{max}	Máxima velocidade de deslocamento do móvel
\mathbf{u}	Vetor sinal transmitido em banda base após a canalização
w_d	Frequência angular Doppler
ω_c	Frequência angular da portadora
y	Saída amostrada de um correlacionador
\mathbf{y}	Vetor de saída amostrada de correlacionadores
\mathcal{Y}	Matriz de vetores à saída do MFB
\mathbf{x}	Vetor de sinal em banda passante após o embaralhamento
\mathbf{z}	Vetor de resposta do canal

$\tilde{\mathbf{z}}$	Vetor de resposta do canal candidato para o problema MuChE
\mathbf{Z}	Matriz de resposta do canal
β	Módulo do coeficiente de canal
\mathcal{B}	Vetor candidato para o problema MuD
ϕ	Fase do coeficiente de canal
ϵ	Parâmetro de erro
$\eta(t)$	Parcela devida ao ruído térmico de tempo contínuo
n	Parcela devida ao ruído térmico de tempo discreto amostrado
τ	Relacionado ao atraso total
Δ	Relacionado ao atraso de propagação
χ	Relacionado com a parte inteira de um número
ψ	Relacionado com a parte fracionária de um número
μ	Constante de tempo para o cômputo das etapas do GA
ϖ	Constante de tempo para o cômputo da função custo
γ	Relação sinal-ruído a entrada do receptor
Ω	Relacionado a função custo
Λ	Define a unidade de processamento cromossomo
ζ	Medida do erro quadrático médio (MSE)
ξ	Medida do erro percentual médio (MEP)
Θ	Indica universo de busca
σ_x	Desvio padrão do processo x
σ_x^2	Variância do processo x

1 INTRODUÇÃO AO CENÁRIO

A popularidade do serviço de telefonia celular se deve à liberdade, à mobilidade e ao aumento dos serviços que o sistema vêm oferecendo. A telefonia móvel foi desenvolvida para libertar o telefone do par de fios que o prende à rede de cabos, substituindo a linha física por um enlace de rádio. Desta forma, a comunicação pessoal ocorre com maior mobilidade, segurança e individualidade.

As tentativas iniciais de criação da telefonia móvel, na década de 40 do século passado, objetivaram viabilizar o telefone veicular. As primeiras soluções resultaram em equipamentos complicados, volumosos e com grande consumo de energia. Além disso, necessitavam de adaptações nos veículos para acomodar baterias adicionais. Por este motivo, o uso inicial foi muito limitado, servindo basicamente unidades militares, policiais e gangues.

Com a evolução da tecnologia, dos equipamentos e dos componentes eletrônicos, o conceito de telefonia móvel foi aproximando-se daquilo que verdadeiramente possibilita uma comunicação móvel e individual. Esta evolução ocorreu com a utilização da comunicação digital, que é a base de toda uma nova concepção de comunicação eletrônica multimídia, capaz de proporcionar integração de voz, dados e vídeo em um único canal de comunicação.

Atualmente, a consolidação dos sistemas de comunicação móvel de terceira geração, 3G¹, tem pela frente o grande desafio de oferecer aos usuários finais terminais de baixo custo e simultaneamente disponibilizar um variado leque de serviços multimídia. Desta forma, pesquisas em todo o mundo têm sido focadas em sistemas de comunicação de alta capacidade, factíveis de serem implementados utilizando técnicas de processamento digital de sinais (DSP).

Dentro deste cenário, destaca-se a técnica de comunicação por espalhamento espectral (SS) (PETERSON; ZIEMER; BORTH, 1995) que até meados da década de 80 esteve restrita

¹Para as principais siglas e abreviaturas utilizadas neste trabalho, veja Lista de Siglas e Abreviaturas.

às aplicações militares e atualmente encontra-se em uma fase de consolidação tecnológica através dos sistemas de comunicação móveis celulares de segunda e terceira geração atualmente em uso em todo o mundo, padrão IS-95 e W-CDMA/CDMA2000, respectivamente. Em 1989, os militares americanos liberaram a tecnologia SS para aplicações comerciais. Lucent, Motorola, Nec, Samsung e muitas outras empresas multinacionais têm investido enormes recursos humanos e financeiros nesta tecnologia. Hoje, o conceito e a técnica de comunicação SS estão sendo usados comercialmente, nos mais diversificados campos de aplicação, praticamente em todos os países do globo.

1.1 A Tecnologia CDMA

Acesso múltiplo por divisão de código de seqüência direta (DS/CDMA - *Direct Sequence Code Division Multiple Access*) é o nome da tecnologia largamente usada para comunicação sem fio baseada no conceito de espalhamento espectral, onde o sinal transmitido ocupa uma banda muito superior à mínima necessária. Este espalhamento no espectro é obtido por meio de um código/seqüência de espalhamento que é independente da informação e ocupa uma banda espectral superior à da informação. Na recepção, este mesmo código é utilizado para desespalhar o sinal SS, recuperando a banda original da informação, proporcionando assim a detecção com uma certa imunidade à interferência.

Algumas vantagens desta tecnologia são:

- baixo consumo de energia;
- alto grau de segurança/privacidade na transmissão;
- facilidade de obtenção de *soft handover*²;
- rejeição à interferência de banda estreita;
- possibilidade de exploração da diversidade multipercurso.

Nesse sistema, quando o sinal é recebido e detectado por um banco de filtros casados (MFB - *Matched Filter Bank*), denomina-se de receptor Convencional. Este tipo de receptor é incapaz de recuperar o sinal de forma ótima, independente se está sujeito a um ruído branco aditivo Gaussiano (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*) ou a canais com desvanecimentos (plano ou seletivo em frequência), uma vez que o sinal DS/CDMA

²Comutação entre estações rádio-base com a manutenção da transmissão de informação.

é afetado pela interferência de múltiplo acesso (MAI - *Multiple Access Interference*) e pelo efeito *near-far* (NFR), resultando em um sistema cuja capacidade está bem abaixo da capacidade do canal de Shannon (SHANNON, 1948). Assim, o sucesso da detecção convencional em sistemas de múltiplo acesso do tipo CDMA depende das propriedades de correlação cruzada e auto-correlação³ dos códigos de espalhamento envolvidos e de um rigoroso controle de potência.

Uma das formas de reduzir substancialmente estes efeitos e aumentar a capacidade do sistema DS/CDMA consiste em modificar a estratégia de detecção, utilizando-se das informações dos sinais dos demais usuários interferentes no processo de detecção da informação do usuário de interesse. A esta estratégia denomina-se detecção multiusuário (MuD) (VERDÚ, 1986a; DUEL-HALLEN; HOLTZMAN; ZVONAR, 1995; MOSHAVI, 1996; VERDÚ, 1998).

Na estratégia MuD, informações dos usuários ativos no sistema são utilizadas conjuntamente a fim de melhor detectar cada usuário individualmente, aumentando o desempenho e/ou capacidade do sistema móvel celular (ABRÃO, 2001). Em sistemas DS/CDMA, a limitação de desempenho e capacidade do sistema é resultado principalmente da MAI.

A MAI torna-se substancial quando o número de usuários cresce e/ou quando as disparidades de potência crescem. Assim, enquanto a detecção convencional considera todos os usuários interferentes como ruído, a detecção multiusuário constitui uma melhor estratégia justamente por utilizar as informações destes usuários no processo de detecção, combatendo efetivamente a interferência de múltiplo acesso. Como resultado, tem-se uma melhoria substancial de desempenho em relação ao detector convencional (VERDÚ, 1986b).

1.2 O Problema da Detecção Multiusuário

Nas últimas duas décadas, uma grande variedade de detectores multiusuário foram propostos na literatura com o intuito de melhorar o desempenho obtido com o detector Convencional em sistemas de múltiplo acesso. Dada a elevadíssima complexidade do receptor ótimo (OMuD) desenvolvido por Verdú (VERDÚ, 1986a, 1998), a atenção nesta área tem sido voltada ao desenvolvimento de receptores multiusuário sub-ótimos de menor complexidade.

O detector multiusuário ótimo possui uma complexidade computacional que cresce exponencialmente com o número de usuários, tornando-se proibitivo sua implementação.

³Conceitos discutidos no anexo B.

Faz-se necessário, portanto, investigações visando obter detectores multiusuário sub-ótimos que atendam aos critérios de alto desempenho e baixa complexidade.

Alternativas ao OMuD incluem os detectores multiusuário clássicos lineares, tais como o Descorrelacionador (VERDÚ, 1986a) e o MMSE (POOR; VERDÚ, 1997), e os clássicos não-lineares, tais como os canceladores de interferência (IC) (VARANASI; AAZHANG, 1990; PATEL; HOLTZMAN, 1994; ABRÃO, 2001) e o *zero forcing decision feedback* (ZF-DFE) (DUEL-HALLEN, 1993, 1995), além de detectores multiusuário baseados em heurísticas.

Uma possível hierarquização para os vários tipos de detectores multiusuário pode ser vista na figura 1.1.

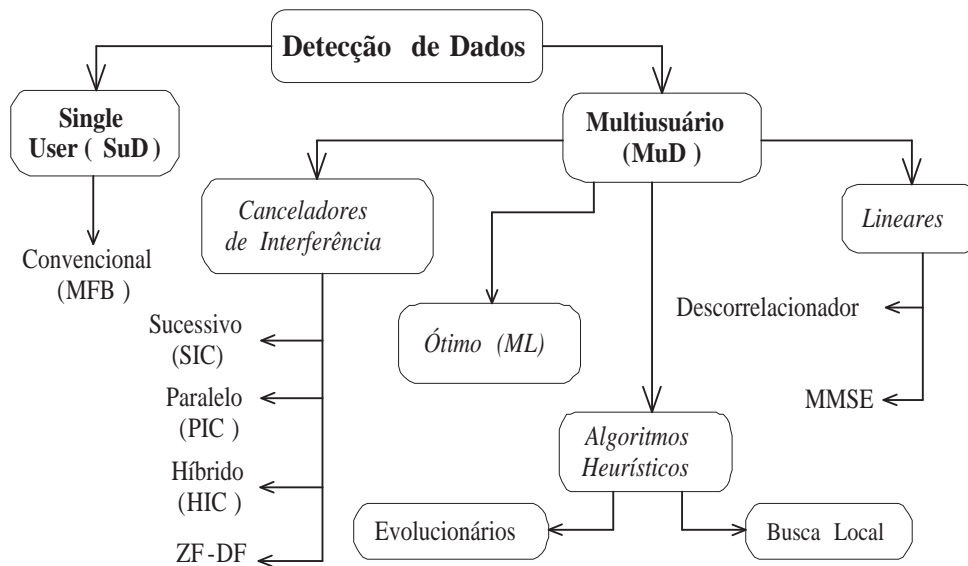


Figura 1.1: Classificação geral para diversos detectores SuD e MuD

Entre os detectores multiusuário lineares estudados na literatura encontra-se o Descorrelacionador e o baseado no Mínimo Erro Quadrático Médio (MMSE - *Minimum Mean Square Error*). Ambos resultam em substancial aumento de desempenho e capacidade em relação ao detector convencional. A idéia básica em detecção multiusuário sub-ótima linear consiste na aplicação de uma transformação linear à saída do banco de filtros casados a fim de reduzir a MAI, vista a partir de cada usuário.

O receptor linear de descorrelação desacopla os usuários interferentes empregando uma transformação linear correspondente à inversa da matriz de correlação das seqüências de espalhamento. Isto significa que seu desempenho não é sensível às disparidades de potência dos usuários, possibilitando detectar o sinal de interesse sem o conhecimento das amplitudes de todos os sinais recebidos. Mas esta transformação linear acarreta um

aumento do nível de ruído à saída do Descorrelacionador.

Uma alternativa ao Descorrelacionador consiste em selecionar uma transformação que reduza o erro quadrático médio à saída do receptor Convencional, aliviando o problema do aumento de ruído presente à saída do Descorrelacionador. Por levar em consideração o nível de ruído na transformação linear, o detector MMSE possui melhor desempenho que o Descorrelacionador, principalmente na região de baixa relação sinal-ruído (SNR), porém requer estimativas das potências e do nível de ruído recebido.

No entanto, além de possuírem desempenho inferior ao obtido com o OMuD, o Descorrelacionador e o MMSE necessitam realizar uma operação de inversão da matriz de correlação, o que implica em uma alta complexidade em sistemas com um número elevado de usuários ativos, tendo em vista a detecção em tempo real.

O princípio de operação para os detectores multiusuário do tipo canceladores de interferência (IC - *Interference Cancellation*) e ZF-DF (*Zero-Forcing Decision Feedback*) consiste na geração de estimativas para a interferência de múltiplo acesso seguido pelo cancelamento (subtração) da MAI do sinal do usuário de interesse. As operações de reconstrução e cancelamento da MAI podem ser repetidas em uma estrutura de múltiplos estágios, resultando em sinais mais confiáveis a cada novo estágio cancelador quando estimativas puderem ser obtidas com relativa acurácia. A complexidade destes detectores cresce com o número de estágios necessários para a demodulação e a partir de um certo número de estágios não há mais ganho significativo de desempenho, devido à propagação do erro nas estimativas da interferência (ABRÃO, 2001). Isto limita o desempenho destes algoritmos. Embora seja baixa a complexidade por estágio, o desempenho atingido pelos detectores IC é inferior ao do OMuD.

Nos últimos cinco anos a literatura vem colecionando propostas de soluções baseadas em heurísticas, particularmente as evolucionárias, para problemas inerentes aos sistemas de comunicação de múltiplo acesso do tipo DS/CDMA, entre os quais podem ser citados: o problema da detecção ótima (JUNTTI; SCHLOSSER; LILLEBERG, 1997; YEN; HANZO, 2000; ERGUN; HACIOGLU, 2000; TAN, 2001; YEN; HANZO, 2001; SHAYESTEH; MENHAJ; NOBARY, 2001; ABEDI; TAFAZOLLI, 2001; WU et al., 2003; LIM et al., 2003; LIM; VENKATESH, 2004; CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2004; ABRÃO; CIRIACO; JESZENSKY, 2004; AL-SAWAFI; JERVASE, 2004; YEN; HANZO, 2004; DONG et al., 2004; CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2006a, 2006c), o da seleção de seqüências de espalhamento (GAMAL et al., 1987; JESZENSKY; STOLFI, 1998; CHAN et al., 2001; KURAMOTO; JESZENSKY; ABRÃO, 2004), o da estimativa de parâmetros do sistema, particularmente o da estimativa dos coefi-

cientes de canal, atraso e potência dos usuários (CHEN; WU, 1998; YEN; HANZO, 2001; CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2006b), o problema do controle de potência (ZHOU et al., 2002; MOUSTAFA; HABIB; NAGHSHINEH, 2004) e o problema de alocação e otimização de recursos (MOUSTAFA; HABIB; NAGHSHINEH, 2004; ZHAO; LU, 2004), visando aumentar a capacidade e o desempenho dos sistemas de comunicação DS/CDMA.

O termo heurística é derivado do grego *heuriskein*, que significa descobrir ou achar. Mas o significado da palavra, no contexto dos problemas inerentes aos sistemas DS/CDMA, vai um pouco além de sua etimologia. É possível dizer que uma heurística, no sentido dado ao termo, refere-se a um método de busca por soluções em que não existe qualquer garantia de sucesso. Em um problema de otimização, o sucesso pode ser representado pela obtenção da solução ótima ou próxima o suficiente dela. Segundo (GOLDBARG; LUNA, 2000), o método heurístico pode ser definido como:

“Uma heurística é uma técnica que busca alcançar uma boa solução utilizando um esforço computacional considerado razoável, sendo capaz de garantir a viabilidade ou a otimalidade da solução encontrada ou, ainda, em muitos casos, ambas, especialmente nas ocasiões em que essa busca partir de uma solução viável próxima ao ótimo”

As primeiras heurísticas relatadas na literatura buscavam soluções para problemas específicos e não eram, via de regra, passíveis de serem utilizadas em outros problemas. As primeiras heurísticas de roteamento são um bom exemplo disso (GOLDBARG; LUNA, 2000).

As heurísticas modernas têm despertado crescente interesse da comunidade científica, tanto pela reduzida complexidade, como pela qualidade das soluções encontradas, tornando-se uma alternativa cada vez mais atraente para a solução de grande parte das aplicações reais em problemas de otimização combinatória (AARTS; LENSTRA, 1996; OSMAN; KELLY, 1996; OSMAN; LAPPORT, 1996; RAYWARD-SMITH et al., 1996).

Uma possível classificação⁴ para as heurísticas pode ser vista na figura 1.2, resumindo as principais abordagens conhecidas na literatura (GOLDBARG; LUNA, 2000). Tipicamente, é bastante comum que as heurísticas explorem, de forma casual, a estrutura do problema, sem que, normalmente, se possa definir claramente uma estratégia universal de solução. No entanto, no caso das chamadas metaheurísticas, existe invariavelmente uma estratégia geral de solução, cabendo apenas adaptá-la ao problema específico.

⁴Outras formas de classificação podem ser encontradas na literatura.

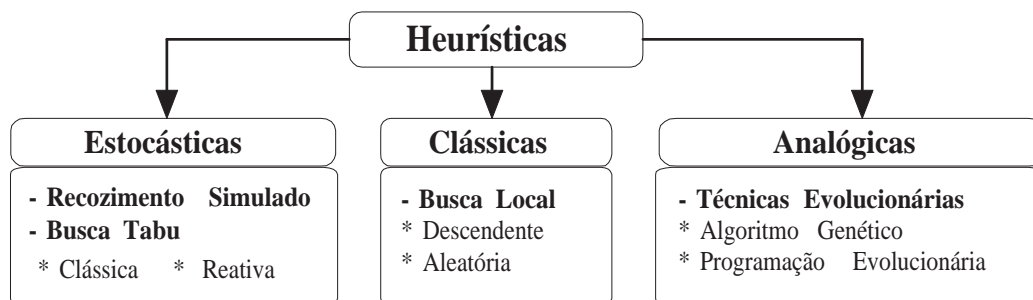


Figura 1.2: Possível classificação para abordagens heurísticas

Dentre as heurísticas empregadas em distintos problemas de otimização destacam-se, segundo esta classificação apresentada na figura 1.2, as Analógicas, as Estocásticas e as Clássicas. Fazem parte das heurísticas Analógicas os Algoritmos Genéticos (GA), os de Programação Evolucionária (EP) e suas variantes (HOLLAND, 1970, 1973, 1975; GREFENSTETTE et al., 1985; GOLDBERG, 1989; FOGEL, 1994; MITCHELL, 1998). Compõem as heurísticas Estocásticas as técnicas de Recozimento Simulado (SA) (METROPOLIS et al., 1953; KIRKPATRICK; GELLAT; VECCHI, 1983; CERNY, 1985; LAARHOVEN; AARTS, 1985; AARTS; KROST, 1989; OSMAN; POTTS, 1989; MAVRIDOU; PARDALOS, 1997), os algoritmos de Busca Tabu Clássica (GLOVER, 1977, 1986, 1987; GLOVER; LAGUNA, 1997), os de Busca Tabu Reativa (BATTITI; TECCHIOLI, 1994), entre outros. Já as heurísticas Clássicas são compostas pelos algoritmos de Busca Local 1-opt, os de Busca Local k -opt (REEVES, 1993; HANSEN; MLADENOVIC, 1997), etc. Assim, para cada problema de otimização é possível elaborar estratégias aproximativas que levem em conta as particularidades do modelo descritivo.

Em comparação com as técnicas exatas, os métodos heurísticos não garantem encontrar uma solução ótima após atingirem um critério de parada; mas estes têm demonstrado alta eficiência em problemas de larga combinação para casos práticos, além de poderem ser modificados facilmente, adaptando-se ao problema analisado (GOLDBARG; LUNA, 2000; TAN, 2001).

1.2.1 Heurísticas Aplicáveis aos Sistemas de Comunicação

Na literatura especializada, apesar de existirem vários trabalhos empregando procedimentos heurísticos para a detecção multiusuário sub-ótima, a maioria das investigações analisadas até a elaboração deste trabalho estava restrita a canais não muito realistas para a maioria dos sistemas de comunicação, isto é, canais AWGN síncronos (JUNTTI;

SCHLOSSER; LILLEBERG, 1997; YEN; HANZO, 2000; ERGUN; HACIOGLU, 2000; SHAYESTEH; MENHAJ; NOBARY, 2001; WU et al., 2003; LIM et al., 2003; AL-SAWAFI; JERVAE, 2004; DONG et al., 2004; ABRÃO; CIRIACO; JESZENSKY, 2004). São escassos os trabalhos que analisam o problema MuD empregando técnicas heurísticas em canais seletivos em frequência (YEN; HANZO, 2001; ABEDI; TAFAZOLLI, 2001; CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2004; YEN; HANZO, 2004; CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2005b, 2005a, 2006a, 2006c).

Teoricamente, qualquer estratégia metaheurística pode ser adaptada para um problema específico em sistemas de comunicações do tipo CDMA. No entanto, na literatura, poucos algoritmos heurísticos têm sido utilizados para esses problemas. Dentre os mais utilizados, pode-se citar o algoritmo genético, pois apresenta vantagens como robustez da solução encontrada (qualidade na solução), independentemente da dificuldade do problema, i.e., comportamento da função custo em termos da quantidade de máximos locais⁵.

O primeiro detector multiusuário baseado no algoritmo genético (GAMuD) foi proposto por Juntti *et al.* (JUNTTI; SCHLOSSER; LILLEBERG, 1997), sendo a análise realizada para um sistema CDMA síncrono através de um canal AWGN. Os autores concluíram que era necessário a utilização de boas soluções iniciais para que o algoritmo atingisse alto desempenho.

No entanto, incorporando um elemento de busca local à estratégia do GAMuD, (YEN; HANZO, 2000) mostraram que o desempenho do algoritmo heurístico híbrido tende ao limite *single-user* (SuB) com uma diminuição significativa da complexidade computacional. Recentemente, o algoritmo de Programação Evolucionária (EP) foi empregado pela primeira vez no problema da detecção multiusuário em canal AWGN síncrono (LIM et al., 2003). Em seguida, Abrão *et al.* (ABRÃO; CIRIACO; JESZENSKY, 2004) sugeriram uma versão modificada para o algoritmo EP, incorporando procedimentos de clonagem e mutação adaptativa aplicados ao problema MuD.

Ergün *et al.* (ERGUN; HACIOGLU, 2000) propuseram uma estratégia GAMuD híbrida para um sistema AWGN assíncrono que utiliza um detector de cancelamento de interferência de múltiplos estágios (IC) como parte dos processos do GA, na tentativa de melhorar a taxa de convergência e reduzir a complexidade computacional.

Trabalhos considerando o efeito do canal multiplicativo com desvanecimento do tipo plano síncrono incluem (YEN; HANZO, 2001; CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2004) e plano assíncrono (ERGUN; HACIOGLU, 2000; CIRIACO, 2004).

⁵Ou mínimos locais, dependendo se o problema a ser otimizado consiste em encontrar o máximo ou mínimo global.

Detectores heurísticos híbridos combinando estratégias Clássicas e Analógicas têm sido propostos recentemente. Em (LIM; VENKATESH, 2004) foi proposto um detector combinando o algoritmo EP para a fase inicial de otimização e o algoritmo k -opt para a fase final de refinamento do processo de detecção multiusuário para canal AWGN assíncrono.

Recentemente, Yen *et al.* (YEN; HANZO, 2004) utilizaram a estratégia GAMuD para estender os resultados de (YEN; HANZO, 2001) para um sistema DS/CDMA assíncrono transmitindo através de um canal com desvanecimento composto por 2 percursos, considerando os dois raios com mesma energia. Para reduzir a complexidade do detector e aumentar a velocidade de convergência, os autores aplicaram uma técnica de janelamento, resultando na detecção de apenas um símbolo por vez de todos os usuários.

Para o problema MuD, este trabalho utiliza, diferentemente de (YEN; HANZO, 2004) e da maioria dos resultados encontrados na literatura, uma abordagem de detecção que visa recuperar de forma ótima ou muito próxima à ótima todos os bits de todos os usuários em um mesmo quadro de processamento, considerando canais multipercurso com vários perfis atraso-potência e taxas de transmissão, modelando, assim, sistemas que podem disponibilizar diferentes serviços como voz, dados e vídeo. Além disso, esta investigação realiza uma análise inédita na literatura especializada da sensibilidade da solução encontrada pelo GAMuD, quando na presença de erros nas estimativas dos parâmetros do sistema, como por exemplo coeficientes de canal, atraso e potência.

1.3 Estimativa de Parâmetros

Muitas das soluções propostas para os receptores sub-ótimos descritos anteriormente assumem o perfeito conhecimento dos parâmetros do canal, como atraso de propagação, amplitudes e fases dos sinais recebidos, parâmetros que, na prática, devem ser estimados e atualizados continuamente.

No âmbito das comunicações DS/CDMA o principal objetivo dos estimadores de parâmetros consiste em determinar atrasos e atenuações variantes no tempo, através do processamento do sinal recebido de forma a auxiliar a detecção da informação transmitida pelos usuários.

Na segunda metade da década de 80 do século passado, com o crescente interesse pela teoria dos receptores multiusuário, após a publicação do trabalho de Verdú (VERDÚ, 1986b), começou a crescer também o interesse pela estimativa de parâmetros, já que grande número dos trabalhos de detecção multiusuário que se seguiram necessitavam de

estimativas relativamente precisas de amplitudes, fases e atrasos (problema MuChE).

Em 1988, Vicent Poor (POOR, 1988) propôs um esquema de detecção e estimativa conjunta de parâmetros para todos os usuários. Este método considera como métrica uma função de máxima verossimilhança (ML) dependente dos parâmetros de canal e da seqüência de bits transmitidos. A detecção é realizada através de uma busca exaustiva sobre uma árvore de decisão que cresce exponencialmente com o número de usuários e com o número de bits transmitidos. Apesar do ótimo desempenho não constitui uma solução prática para o problema, devido à elevadíssima complexidade computacional resultante.

É importante notar que a complexidade do algoritmo proposto em (POOR, 1988) pode ser reduzida através da transmissão periódica de uma seqüência de treinamento, o que seria equivalente a fixar o caminho na árvore de busca. Porém, esta alternativa deve considerar o canal invariante entre os intervalos de envio das seqüências de treinamento e, adicionalmente, considerar conhecido o atraso de cada usuário, uma vez que a seqüência de bits analisada na árvore de decisão é uma seqüência composta, ou seja, a soma das seqüências dos usuários. Outros trabalhos de semelhante complexidade podem ser relatados, por exemplo (ILTIS, 1991).

Dois trabalhos publicados em 1993 apresentaram algoritmos sub-ótimos para o problema da detecção e estimativa conjunta de parâmetros (XIE et al., 1993) e (RADOVIC; AAZHANG, 1993). Em (XIE et al., 1993) os autores propuseram uma forma de redução da árvore de busca citada anteriormente. Basicamente, sugeriram que ao atingir um tamanho pré-fixado, a árvore deve ser truncada e então, ao invés de deixar a árvore crescer exponencialmente, utiliza-se uma métrica baseada em função de verossimilhança para identificar dentre os nós, quais são os nós com maior probabilidade de conter a seqüência. Embora apresente uma menor complexidade do que a técnica exaustiva, o desempenho encontrado é substancialmente degradado com a diminuição do tamanho da árvore de busca.

Outras técnicas muito exploradas para a estimativa de parâmetros consistem na utilização dos algoritmos Mínimos quadrados médios (LMS - *Least Mean Squares*) e o Mínimos quadrados recursivo (RLS *Recursive Least Squares*), mas estes não apresentam bom desempenho em canais variantes no tempo (LINDBOM, 1995). Também podem ser encontrados trabalhos que incluem o uso do filtro de Kalman, o qual utiliza as informações estatísticas do desvanecimento do canal para melhorar a acurácia do estimador. Logicamente, essas técnicas de filtragem requerem grandes períodos de treinamento, o que é impraticável em canais variantes no tempo, particularmente os canais com desvanecimento

rápido ou mesmo lento no tempo.

Dentre os primeiros trabalhos que fugiram da tendência de detecção e estimativa conjunta de todos os usuários pode-se citar Bensley e Aazhang (BENSLEY; AAZHANG, 1996), e Ström *et. al.* (STRÖM *et al.*, 1996). Estes artigos propõem uma adaptação de algoritmos inicialmente utilizados na estimativa de ângulos nas aplicações de estimação de direção (DOA - *Direction of Arrival*). Esse método utiliza a partição do espaço de observação em um subespaço de sinal e outro de ruído, sem o conhecimento a priori dos vetores de sinal, utilizando-se da decomposição da matriz de correlação em autovalores e autovetores (HAYKIN, 1996).

A partir desta época, a técnica ficou conhecida como “Estimativa de Canal Baseada em Subespaços”. Algoritmos como o MUSIC (*Multiple Signal Classification*) (SCHMIDT, 1986) e ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Techniques*) (ROY; KAILATH, 1989) são utilizados dentro desta técnica. Posteriormente, o conceito foi estendido para canais com multipercurso e atrasos variantes no tempo (STRÖM *et al.*, 1996).

Em 1998, Bensley e Aazhang (BENSLEY; AAZHANG, 1998) sugeriram uma outra forma de obter estimativas baseadas em máxima verossimilhança. Neste trabalho de 1998, o problema de otimização multidimensional, apresentado anteriormente com a técnica de detecção e estimativa conjunta, foi reduzido a uma dimensão.

A motivação é que em várias aplicações se está interessado em apenas um usuário, ou pelo menos, se forem vários usuários, pode-se reduzir a complexidade do problema tratando-se cada um seqüencialmente. O artigo modela a MAI como ruído colorido (não Gaussiano). Apresenta excelente desempenho, mas a desvantagem do método está na necessidade do uso de grandes seqüências de treinamento.

Em 2001 o trabalho foi estendido para a inclusão de múltiplos sensores na estação rádio-base (SENGUPTA; CAVALLARO; AAZHANG, 2001) e lança a idéia de se usar a resposta ao impulso do canal diretamente no processo de detecção da informação.

Já a abordagem para o problema de detecção e estimativa conjunta tratados em (POOR, 1988; MILLER; SCHWARTZ, 1989) e outros consiste apenas na estimação de amplitudes e detecção da informação, assumindo-se conhecidos os demais parâmetros. Claramente, esta não é uma forma realista de se tratar o problema, pois tanto os atrasos dos multipercursos quanto os coeficientes de canal não são conhecidos a priori e devem ser estimados.

De forma geral, o processo de detecção e estimação conjunta envolve a obtenção de inferências a partir de observações que nada mais são do que sinais distorcidos ou corrompidos pelo canal. Para o processo de detecção, a decisão a ser tomada está limitada a um número finito de possibilidades; no entanto, na estimação, a decisão se encontra em um intervalo contínuo de valores, ou seja, com infinitas possibilidades.

A estratégia adotada para se obter estimativas de parâmetros deve inicialmente se concentrar na determinação dos atrasos dos percursos dos usuários, pois nos sistemas DS/CDMA, a detecção da informação consiste na obtenção da medida de correlação do sinal recebido com uma cópia do código de espalhamento.

Para que o desempenho seja satisfatório, é necessário que a cópia da seqüência que identifica o usuário de interesse utilizada no receptor esteja sincronizada com a seqüência recebida. No entanto, a transmissão no canal reverso em sistemas de comunicação móveis DS/CDMA é intrinsecamente assíncrona, sendo necessário a obtenção de estimativas precisas para os atrasos. Assim, quando houver erros nas estimativas de atraso, o desempenho dos detectores multiusuário poderá ser comprometido (degradado) consideravelmente.

A forma mais simples e antiga, porém, ainda usual para se obter as estimativas de atrasos consiste na utilização do correlacionador deslizável (SC - *Sliding Correlator*) (PICKHOLTZ; SCHILLING; MILSTEIN, 1982). Trata-se de um método de baixa complexidade com bons resultados em canais *single-user*. Para sistemas de múltiplo acesso CDMA, o desempenho do SC será razoável apenas se as potências recebidas forem similares, não sendo resistente ao efeito *near-far* e/ou à MAI. Este trabalho considera o SC para a estimativa inicial do atraso⁶. O refinamento dessa estimativa⁷ é obtido através da estratégia de estimativa via algoritmo genético proposta, pois esta técnica estima simultaneamente os coeficientes de canal, atraso e amplitude (potência) de todos os usuários.

Embora existam vários trabalhos referentes à estimativa de canal, muito poucos analisam a estimativa através do uso de técnicas heurísticas. Considerando o problema da estimativa de canal para sistemas DS/CDMA, soluções heurísticas têm sido utilizadas como alternativa às técnicas tradicionais de estimação.

Em (YEN; HANZO, 2001) são obtidas estimativas conjuntas dos coeficientes de canal com desvanecimento plano síncrono e a detecção dos símbolos de informação codificadas diferencialmente, de tal sorte a aproveitar a mesma estrutura do algoritmo heurístico. Baseada na regra ML, os autores desenvolveram um GA capaz de estimar conjuntamente

⁶Conhecida como etapa de aquisição.

⁷Conhecida como etapa de *tracking*.

os coeficientes de canal de todos os usuários e também a seqüência de bits transmitida quando são utilizadas as estatísticas provenientes do receptor convencional (banco de filtros casados).

Em (CHEN; WU, 1998), uma técnica para a estimativa de canal baseada no algoritmo denominado micro GA foi proposta, empregando o algoritmo de Viterbi na etapa subsequente de decisão em um receptor *single-user* sujeito a AWGN.

A maioria dos trabalhos de estimativa do canal utilizam a técnica ML, onde se faz necessário a inversão da matriz do sinal multiusuário. No entanto, o custo computacional para esse processo é proibitivo quando o número de usuários e/ou percursos cresce. Na prática, aproximações são utilizadas.

Ainda baseados na técnica ML, os autores em (BHASHYAM; AAZHANG, 2002) propuseram um estimador de canal para um sistema CDMA com códigos de espalhamento longos e canais multipercurso utilizando seqüências de treinamento. No entanto, estimativas razoáveis para os coeficientes são obtidas somente após o processamento de um período de treinamento excessivo; considerando canais estáticos (sem espalhamento Doppler) obtiveram uma medida para o erro quadrático médio (MSE - *Mean Square Error*) normalizado de $\approx 6\%$ empregando uma seqüência de treinamento de 100 bits.

Por sua vez, o estimador de parâmetros heurístico proposto neste trabalho visa reduzir o grande custo computacional inerente ao método de estimação ML, mantendo o erro quadrático médio normalizado em níveis aceitáveis. Diferentemente de (CHEN; WU, 1998; YEN; HANZO, 2001; BHASHYAM; AAZHANG, 2002), este trabalho considera canais multipercursos. Adicionalmente, em (YEN; HANZO, 2001) o processo de otimização do algoritmo genético é realizado no plano complexo, enquanto aqui realiza-se um mapeamento do problema para a forma binária, proporcionando uma facilidade adicional na etapa de implementação, além de ser possível controlar a complexidade do algoritmo em função da precisão da solução desejada. Assim, desenvolveu-se um estimador de canal utilizando um algoritmo genético (GAMuChE) capaz de estimar os coeficientes complexos de canal para todos os usuários, a partir do sinal recebido em banda base. Considerando a técnica proposta, resultados de simulação (veja seção 4.2) indicaram um MSE normalizado similar ao obtido em (BHASHYAM; AAZHANG, 2002). No entanto, estimativas foram obtidas para canais lentamente variantes no tempo (ao invés de canal estático) com uma seqüência de treinamento pequena (em torno de 10 bits).

Um outro parâmetro importante a ser estimado no receptor refere-se à fase da portadora. O problema de estimação da fase da portadora não faz parte do escopo deste

trabalho. Existem diversas referências que tratam deste assunto, vide (PROAKIS, 1995) por exemplo, seja através da inserção de um sinal piloto e uso do laço de travamento por comparação de fases (PLL - *Phase Locked Loop*), seja através da estimação direta do sinal modulado.

1.4 Outros Problemas

Outros problemas inerentes aos sistemas de comunicação DS/CDMA podem ser resolvidos utilizando-se algoritmos heurísticos. Em comum, as diferentes abordagens visam garantir um aumento na capacidade e no desempenho do sistema como um todo, melhorando, assim, a eficiência. Um desses problemas consiste na garantia da qualidade de serviço (QoS - *Quality of Service*), sendo essencialmente um problema de gerenciamento de recursos, em que o gerenciamento da rede aloca apenas uma quantidade suficiente de recursos, proporcionando o QoS requerido para cada tipo de serviço e usuário. Em um sistema DS/CDMA, muitos dos parâmetros de QoS, inclusive a BER, dependem da relação sinal-ruído recebida, que por sua vez depende da potência, taxa de transmissão e tipo de serviço.

Neste contexto, o controle de potência é uma maneira eficiente para aumentar a capacidade e qualidade de transmissão. A potência de transmissão é controlada para garantir aos usuários uma conexão com um limite de interferência aceitável, sendo uma das abordagens mais convencionais para compensar a perda por propagação e por desvanecimento. Em (MOUSTAFA; HABIB; NAGHSHINEH, 2004) foi proposto um esquema para o gerenciamento de recursos baseado na técnica evolucionária, especificamente o GA, proporcionando uma adequação da potência e taxa de transmissão de forma quase ótima para todos os usuários. Para cada usuário é alocada apenas uma quantidade suficiente de recursos para que seja atendido seu respectivo QoS.

Uma outra abordagem que visa aumentar a capacidade e o desempenho do sistema consiste na procura de conjuntos de seqüências de espalhamento ótimos (boas propriedades de correlação, elevado número de seqüências disponíveis, etc). Busca-se através dessa abordagem incrementar o número de usuários suportados pelo sistema (aumento da capacidade) e, simultaneamente, atender todos os serviços de todos os usuários assegurando-se os respectivos QoS. Para isso, devem ser levados em conta as características do canal móvel celular, os requisitos de transmissão de cada usuário, isto é, as diversas taxas de transmissão de dados em um sistema multitaxa e o máximo atraso tolerável por serviço, resultando em um problema de otimização multivariável. Métodos heurísticos baseados

nos algoritmos de Recozimento Simulado (SA - *Simulated Annealing*) (GAMAL et al., 1987; JESZENSKY; STOLFI, 1998; KURAMOTO; JESZENSKY; ABRÃO, 2004) e Genéticos (CHAN et al., 2001) têm se mostrado eficientes na solução deste tipo de problema.

Embora fuja do escopo desse trabalho, a análise desses problemas utilizando algoritmos heurísticos, principalmente o GA, tem mostrado ser possível aproveitar a mesma estrutura do algoritmo heurístico utilizado para obter as estimativas dos parâmetros do sistema e dos bits transmitidos (etapa de detecção). Com isso, combate-se vários problemas inerentes ao sistema DS/CDMA com o desenvolvimento de apenas uma única metodologia de análise, trazendo uma diminuição significativa na complexidade de implementação das soluções.

1.5 Motivação

Atualmente, alguns sistemas de comunicação sem fio 3G consideram a utilização de detectores multiusuário para aumento do desempenho, capacidade e taxas de transmissão. Estas técnicas avançadas de detecção para sistemas DS/CDMA necessitam de informações precisas dos parâmetros do sistema, como atraso dos percursos dos usuários, dos coeficientes do canal (módulo e fase) e das amplitudes (ou potências) dos usuários para tornar possível a detecção correta da informação transmitida.

Assim, a estimativa de parâmetros para sistemas DS/CDMA constitui ainda um vasto campo com possibilidades de desenvolvimento e aplicações imediatas, constituindo um dos motivos deste trabalho. Diferentemente da maioria dos trabalhos encontrados na literatura, procurou-se utilizar, nas análises, modelos de canais bem realistas.

Além disso, nos últimos anos os serviços de comunicação móvel vêm sofrendo grandes mudanças para poder atender à explosão na demanda simultânea de serviços de áudio, dados e vídeo. Para que esses serviços sejam oferecidos com qualidade, grupos de pesquisas em todo o mundo vêm fazendo grandes esforços na busca de sistemas de comunicação sem fio de alta eficiência espectral com capacidade e desempenhos melhorados, quer seja em termos do número máximo de usuários por unidade de área suportado em uma mesma banda, quer seja na obtenção de sistemas móveis capazes de atender a essa diversidade de serviços.

A terceira geração de sistemas móveis celulares visa dar suporte a tais serviços, através do uso de esquemas de transmissões com taxas variadas e distintas exigências de QoS. Com isso, os sistemas 3G devem acomodar usuários transmitindo simultaneamente a

distintas taxas em canais com tráfego assimétrico (i.e., enlaces direto e reverso podem ser requisitados a trabalharem em taxas distintas), e ainda garantir as especificações mínimas de QoS para cada um dos serviços oferecidos. Esquemas de transmissão (ou de acesso) de múltipla taxa (ou multitaxa) buscam viabilizar o tráfego de serviços multimídia com menor complexidade e máxima eficiência possíveis. Dentre os quatro esquemas de transmissão multitaxa básicos (ABRÃO, 2001; ABRÃO et al., 2006) destaca-se o de códigos múltiplos (MC) por sua simplicidade de implementação.

Na estratégia de acesso de múltipla taxa por código múltiplo, também denominada canais paralelos, todos os usuários multiplexam seus bits de informação utilizando uma quantidade de seqüências de espalhamento proporcional à taxa de informação, transmitindo seus bits de informação paralela e sincronamente (JOHANSSON, 1998). Assim, todos os canais paralelos de um determinado usuário estarão sujeitos às mesmas condições de canal, i.e. às mesmas condições de desvanecimento e de atrasos de propagação. Com isso, todos os usuários terão o mesmo ganho de processamento, impondo o uso de um conjunto de seqüências de espalhamento com boas propriedades de correlação cruzada⁸, tendo em vista amenizar o efeito da elevada interferência de múltiplo acesso resultante da configuração MC.

No entanto, existem pouquíssimos trabalhos que consideram canais e sistemas realistas, ou seja, sistemas multitaxa sujeitos a canais multipercurso, motivando, assim, a análise nesses cenários. Com isso, este trabalho de investigação pode ser considerado parte do esforço na busca de sistemas de comunicação sem fio de alta eficiência espectral com capacidade e desempenhos melhorados, pois realiza-se aqui uma análise da aplicabilidade do algoritmo genético para estimar tanto os parâmetros do sistema quanto obter um desempenho quase ótimo na etapa de detecção da informação transmitida.

1.6 Proposta

Esse trabalho de investigação propõe-se a realização de uma análise sistemática e integrada dos problemas de estimativa de parâmetros e detecção multiusuário, sob o ponto de vista do compromisso desempenho \times complexidade, em sistemas DS/CDMA multitaxa por códigos múltiplos (MC-MuD) sujeitos a desvanecimentos multipercurso. A solução integrada para as duas classes de problemas consiste no uso recorrente da técnica evolucionária baseada no algoritmo genético.

⁸Emprega-se o conjunto de seqüências de espalhamento ortogonais, como as de Walsh-Hadamard e OVSF em sistemas 3G.

Para o problema da detecção das informações dos usuários utiliza-se a regra de máxima verossimilhança e o método de otimização combinatória baseado no princípio da evolução genética, cujo objetivo consiste em atingir o desempenho ótimo ou quase-ótimo com reduzida complexidade computacional⁹, quando comparado ao OMuD, resultando, assim, em um expressivo aumento de capacidade do sistema em relação à detecção Convencional (receptor Rake¹⁰), com garantia de QoS para os diferentes serviços multitaxa.

Como a estratégia utilizada na etapa de detecção é baseada na regra ML, torna-se necessário conhecer alguns parâmetros inerentes ao sistema DS/CDMA, como o atraso dos percursos, os coeficientes de canal e as potências dos usuários. No entanto, estes parâmetros não são conhecidos no receptor e devem ser estimados. Como discutido anteriormente, existem vários métodos que procuram estimar esses parâmetros, mas na maioria das vezes apresentam complexidades elevadas, além de não apresentarem desempenhos próximo excepcionais.

Portanto, a proposta desse trabalho visa diminuir a complexidade do sistema como um todo sem sacrificar substancialmente o desempenho. Assim, o detector multiusuário baseado no algoritmo genético deve ser capaz de, em um mesmo bloco lógico,

- estimar todos os parâmetros do sistema necessários à etapa de detecção,
- realizar o processo de detecção para a obtenção da menor BER possível (próxima ou igual ao obtido pelo OMuD),
- ser implementável do ponto de vista computacional utilizando DSP.

Este trabalho pretende ainda estabelecer uma análise comparada e sistêmica de convergência e de complexidade computacional da técnica de detecção proposta com alguns outros métodos, heurísticos ou determinísticos, relatados na literatura, considerando como métrica de desempenho o número de operações computacionais que cada estratégia requer para a detecção simultânea da informação de todos os usuários ativos no sistema.

1.7 Descrição do Conteúdo

Este texto de dissertação de mestrado contém, além do presente capítulo, de caráter introdutório, mais 5 capítulos que podem ser assim resumidos:

⁹Factível de implementação.

¹⁰Para canais multipercurso utiliza-se um MFB para cada percurso, acarretando numa estrutura com diversos filtros casados. A essa estrutura denomina-se receptor Rake.

- **Capítulo 2** - Neste capítulo, é descrito o modelo matemático para a transmissão e recepção em um sistema DS/CDMA multitaxa por códigos múltiplos em canal multipercurso. É demonstrada a limitação de desempenho da estratégia de detecção convencional (receptor Rake), justificando o emprego e a análise de detectores multiusuário. Também são apresentados as formulações matemáticas baseadas na regra de máxima verossimilhança para o OMuD, com suas características de desempenho e complexidade. Adicionalmente, apresenta-se o modelo matemático para o problema da estimativa de parâmetros do sistema, como atraso dos multipercursos, coeficiente de canal e potência dos usuários. Por fim, descreve-se o princípio do algoritmo heurístico aplicado ao problema de detecção e estimação de parâmetros.
- **Capítulo 3** - Neste capítulo são apresentadas as características do algoritmo heurístico baseado na evolução genética conhecido como algoritmo genético. É realizada uma descrição das diferentes etapas do algoritmo genético e de como adaptá-lo aos problemas de estimativa e detecção multiusuário em sistemas DS/CDMA. Também é descrito e comentado seu pseudocódigo.
- **Capítulo 4** - Neste capítulo, são obtidos resultados numéricos para diferentes condições de operação do sistema DS/CDMA via simulação Monte-Carlo (MCS). Diversos cenários e tipos de sistemas são considerados, dentre eles canal multipercurso com todos os usuários transmitindo à taxa básica (unitaxa); canal multipercurso e usuários com taxas variadas (multitaxa); canal multipercurso multitaxa mas com erros nas estimativas dos parâmetros do sistema, e, por fim, é analisado o desempenho do estimador de parâmetros proposto.
- **Capítulo 5** - Neste capítulo são determinadas as expressões analíticas gerais para a complexidade computacional do algoritmo genético proposto, aplicado tanto para obter estimativas de parâmetros quanto para a etapa de detecção.
- **Capítulo 6** - Por fim, são apresentadas as principais conclusões deste trabalho e as perspectivas para trabalhos futuros.

Além disso, foram incluídos cinco apêndices/anexos na tentativa de tornar o texto mais versátil e simultaneamente completo.

1.8 Resumo das Principais Publicações

Este trabalho é resultado, principalmente, dos últimos cinco anos de estudo do autor, sendo os três primeiros realizados ainda na graduação, na forma de iniciação científica, na área de telecomunicações, especificamente na área de detecção multiusuário para sistemas DS/CDMA.

1.8.1 Trabalhos Anteriores

Inicialmente, nossos estudos em detecção multiusuário circunscreveram-se ao que já estava bem estabelecido na literatura, como os detectores multiusuário lineares e os canceladores de interferência. Posteriormente, iniciou-se uma procura de possíveis melhorias para as estratégias já conhecidas na literatura e buscou-se novos receptores multiusuário no intuito de promover um aumento no desempenho e uma diminuição da complexidade. Nesta etapa, observou-se uma possível, e atraente, aplicabilidade de técnicas heurísticas na diminuição da complexidade do detector multiusuário ótimo sem que o desempenho fosse degradado consideravelmente, iniciando, a partir daí, uma nova etapa de estudos das possíveis técnicas heurísticas passíveis de adaptação ao problema da detecção multiusuário para sistemas DS/CDMA.

Nossas análises iniciais de técnicas heurísticas aplicadas ao problema MuD, baseadas em trabalhos esparsos encontrados na literatura da época, consideravam canais não muito realistas, ou seja, canais síncronos puramente AWGN. Mas os resultados obtidos mostraram-se promissores, tanto do ponto de vista de desempenho quanto do ponto de vista da complexidade computacional.

Por isso, nossas análises foram estendidas para canais mais realistas, plano síncrono e assíncrono e por fim, canais multipercurso. Observou-se que mesmo em canais mais realistas e complexos, os resultados obtidos apresentaram um desempenho muito próximo ao ótimo com uma enorme redução da complexidade em relação ao OMuD.

O único inconveniente das técnicas de detecção baseadas em heurísticas é a necessidade de se “conhecer” alguns parâmetros do sistema, como coeficientes de canal, amplitude (potência) dos usuários e atraso dos multipercursos. Logicamente, isso não deve ser visto como uma limitação da estratégia, já que existem diversas técnicas para obter essas estimativas e os outros receptores multiusuário encontrados na literatura também necessitam conhecer tais parâmetros. No entanto, as técnicas utilizadas para estimar esses parâmetros do sistema, na maioria das vezes, são complexas, além de não apresentarem

um desempenho ótimo.

A seguir, apresenta-se um resumo das principais publicações em congressos/revistas nacionais e internacionais relacionadas ao desenvolvimento desse trabalho. Este estudo foi realizado pelo autor no período de sua graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Estadual de Londrina, PR.

- CIRIACO, F.; ABRÃO, T. JESZENSKY, P. J. E. “Algoritmos Heurísticos Evolucionários Aplicados à detecção Multiusuário DS-CDMA”. In: XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBT 04, 2004, Belém - Brasil.
- ABRÃO, T.; CIRIACO, F.; JESZENSKY, P. J. E. “Evolutionary Programming with Cloning and Adaptive Cost Function Applied to Multi-User DS-CDMA Systems”. In: 2004 IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, 2004, Sydney - Australia.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T. “Desempenho de Detectores Multi-Usuários Lineares para Sistemas DS-CDMA”. In: XII EAIC - Encontro Anual de Iniciação Científica, 2003, Foz do Iguaçu - Brasil.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T. “Algoritmos Heurísticos Aplicáveis à Detecção Multiusuário”. In: XII Congresso de Iniciação Científica da UFSCAR, 2004, São Carlos - Brasil.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T. “Desempenho de Detectores Multi-Usuários Lineares para Sistemas DS-CDMA”. In: 56^a Reunião Anual da SBPC, 2004, Cuiabá - Brasil.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T. “Detecção Multiusuário Utilizando Algoritmos Heurísticos Evolucionários e de Busca Local”. In: XIII Encontro Anual de Iniciação Científica, 2004, Londrina - Brasil.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T. JESZENSKY, P. J. E. “Análise de Desempenho de Detectores Multiusuários Lineares para Sistemas DS-CDMA”. Semina: Ciências exatas e tecnológicas, Londrina, vol. 25, no.1, pp. 69-82, 2004.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. “Detecção Multiusuário Utilizando Algoritmos Heurísticos Evolucionários e de Busca Local”. Semina: Ciências exatas e tecnológicas, Londrina, vol. 25, no. 2, pp. 145-162, 2004.

1.8.2 Trabalhos Atuais

Nos últimos dois anos, 2005 e 2006, dentro do programa de mestrado em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina, nossos esforços continuaram na análise e busca de um detector com desempenho quase ótimo de baixa complexidade; adicionalmente, procurou-se o desenvolvimento de um estimador de parâmetros para o sistema DS/CDMA utilizando a mesma estrutura do algoritmo de detecção. Esse estimador também deveria agregar as qualidades de baixa complexidade computacional e excelentes figuras de mérito.

Nesse ponto da investigação alguns caminhos surgiram e novas metas foram estabelecidas, considerando:

1. Análise de desempenho (BER) para sistemas multitaxa.
2. Análise da “sensibilidade” das técnicas heurísticas quando da ocorrência de erros nas estimativas dos parâmetros do sistema.
3. Análise das técnicas heurísticas para a obtenção dos seguintes parâmetros do sistema: coeficientes de canal, amplitude dos sinais recebidos e atrasos dos multipercursos.

O ingresso no programa de mestrado acadêmico em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina permitiu-nos que essas metas fossem cumpridas. Os resultados dessas análises podem ser encontrados nas nossas publicações em congressos/revistas nacionais e internacionais, relacionadas a seguir:

- CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. “Genetic Algorithm Applied to Multipath Multiuser Channel Estimation in DS/CDMA Systems”. In: 2006 IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, 2006, Manaus - Brazil.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. “Multirate Multiuser DS/CDMA with Genetic Algorithm Detection in Multipath Channels”. In: 2006 IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, 2006, Manaus - Brazil.
- DAGUI, L.; CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. “Particle Swarm and Quantum Particle Swarm Optimization Applied to DS/CDMA Multiuser Detection

- in Flat Rayleigh Channels”. In: 2006 IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, 2006, Manaus - Brazil.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. “DS/CDMA Multiuser Detection with Evolutionary Algorithms”. *Journal of Universal Computer Science - J.UCS*, 2006. Vol. 12, No. 4, pp. 450-480.
 - CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. “Algoritmos Heurísticos Aplicados À Detecção Multiusuário DS/CDMA”. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, vol. 20, no. 2, pp. 37-51, 2005.
 - CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. “Genetic Algorithm Multiuser Detection In Fading Channel With Parameters Errors Estimates”. In: *International Microwave & Optoelectronics Conference*, 2005, Brasília. 2005.
 - CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. “Algoritmo Genético Aplicado A Detecção Multiusuário em Sistemas DS/CDMA Multitaxa Por Códigos Múltiplos”. *Semina. Ciências exatas e tecnológicas*, 2005. Obs: Em processo de Editoração.
 - CIRIACO, F.; DAGUI, L.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. “Análise Comparada dos Algoritmos SWARM, Genético e Programação Evolucionária Aplicados à Detecção Multiusuário DS/CDMA”. *Semina. Ciências exatas e tecnológicas*, 2005. Obs: Em processo de Editoração.
 - CIRIACO, F.; HERINGER, L.; ALBUQUERQUE, L. C.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. “Detectores Multiusuário Adaptativos para DS-CDMA ”. *Semina. Ciências exatas e tecnológicas*, 2005. Obs: Em processo de Editoração.

Portanto, essa dissertação pode ser vista como uma compilação dos resultados obtidos pelo candidato nos últimos cinco anos de investigação.

2 CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA

Como comentado anteriormente, os sistemas de comunicação com esquemas de acesso de múltipla taxa possibilitam atender serviços variados, tais como comunicação de dados, serviços de voz e transmissão de imagens. Os sistemas de comunicação móveis 3G visam disponibilizar esses serviços com distintas taxas de dados e requisitos de qualidade (QoS), tais como máxima taxa de erro de bit por tipo de serviço e tolerância a atrasos. A tabela 2.1 sintetiza os requisitos típicos para a transmissão das principais aplicações multimídia com qualidade mínima aceitável (RAPELI, 1995; ABRÃO et al., 2006).

Aplicação	Taxa de Bit Típica [kbps]			Requisitos	
				BER máxima	Intolerância a Atrasos
voz	3,2	–	8	10^{-4}	✓
mensagens curtas	1,2	–	2,4	10^{-6}	
e-mail	1,2	–	64	10^{-6}	
acesso à base de dados	2,4	–	768	10^{-6}	
dados	64	–	1920	10^{-6}	
videoconferência	64	–	384	10^{-7}	✓

Tabela 2.1: Principais aplicações multimídia e seus respectivos requisitos.

Basicamente, existem quatro possíveis estratégias de sistemas com transmissão de dados de múltipla taxa que visam garantir esses requisitos, além de variações e combinações destas, aplicáveis a sistemas de comunicação móveis, sendo:

1. MM, esquema de acesso de múltipla taxa baseado em vários formatos de modulação (*Multimodulation Scheme*)¹.
2. MC, método de acesso de múltipla taxa com códigos de espalhamento múltiplos (*Multicode Scheme*)².

¹Também denominado Modulação Mista.

²Também denominado de Canais Paralelos.

3. VPG, ganho de processamento variável e taxa de *chip* fixa (*Variable Processing Gain*) ou ganho de processamento múltiplo inteiro (MPG, *Multiple Processing Gain*) ou ainda comprimento da seqüências de espalhamento variáveis (VSL, *Variable Spreading Length*).
4. VCR, ganho de processamento fixo e taxa de *chip* variável (*Variable Chip Rate*).

A estratégia que emprega múltiplos formatos de modulação (MM) utiliza diferentes esquemas de modulação para atender aos usuários com distintas taxas de dados. Normalmente, para acomodar as múltiplas taxas de bits emprega-se o esquema de modulação M-ário QAM com diferentes níveis de modulação. Tem-se todos os usuários com o mesmo ganho de processamento, uma vez que o período de símbolo é constante para todos os formatos de modulação, porém as amplitudes dos sinais variam conforme o nível de modulação. Para a mesma relação sinal-ruído por bit transmitido observa-se diferentes potências transmitidas para usuários com distintas taxas. Em um sistema DS/CDMA com detecção SuD combinado a sistemas multitaxa do tipo MM, usuários com altas taxas de dados transmitem com altas potências, causando severos problemas de interferência de múltiplo acesso para os usuários de baixas taxas relativas. A principal vantagem deste esquema está na simplicidade de implementação.

Como explanado anteriormente, na estratégia de acesso de múltipla taxa por código múltiplo, MC, todos os usuários multiplexam seus bits de informação utilizando várias seqüências de espalhamento de baixa taxa, transmitindo os bits de informação em paralelo. Cada usuário transmite na mesma taxa básica e mesmo formato de modulação. Portanto, para variar a sua taxa de dados, permite-se ao usuário enviar, simultânea e sincronamente, utilizando da quantidade de canais paralelos necessária para atender a sua taxa de dados específica. Todos os usuários terão o mesmo ganho de processamento, possibilitando a obtenção de um conjunto de seqüências de espalhamento com ótimas propriedades de correlação cruzada, já que para este tipo de acesso pode resultar um grande número de sinais interferentes, caso a diferença da menor para a maior taxa do sistema seja elevada.

Já a estratégia de acesso de múltipla taxa VPG necessita de hardware simples para a construção da interface para sistema DS/CDMA de múltipla taxa. No entanto, deve-se associar detecção MuD a este esquema, uma vez que com detecção SuD resultará em degradação de desempenho para taxas de bits crescentes.

Finalmente, a estratégia VCR apresenta dificuldades de implementação, pois o receptor deve estar sincronizado a uma específica taxa de *chip*, além do sistema necessitar de

planejamento de frequência adicional devido à desigual largura de banda de espalhamento dos diferentes usuários.

Análises de sistemas DS/CDMA com detecção SuD que utilizam esquemas de múltipla taxa, em canais AWGN e com desvanecimento multipercorso podem ser encontradas em (OTTOSSON, 1995, 1997; RAMAKRISHNA; HOLTZMAN, 1998; ABRÃO, 2001; ROCHA, 2002; ABRÃO; JESZENSKY, 2002; FAN; HOFFMANN; SIU, 2003; ABRÃO et al., 2006).

Ressalte-se que é possível obter esquemas de múltipla taxa híbridos, que combinem duas ou mais estratégias de acesso de múltipla taxa, além das possibilidades de variação dos esquemas básicos, tais como o esquema denominado Combinação Paralela (PC/SS) e o VCR de frequência deslocada (VCRFS), encontrados em (OTTOSSON, 1997; LOPS; BUZZI; TULINO, 1998; ABRÃO et al., 2006).

2.1 Comparação de Esquemas de Acesso de Múltipla Taxa

Uma síntese comparativa dos principais esquemas de múltipla taxa em sistemas SuD é apresentada na tabela 2.2. Não foram considerados o incremento no desempenho devido à detecção MuD e a codificação de canal. Um esquema em evidência é o que emprega códigos múltiplos para a transmissão de sinais de usuários com taxas variáveis justamente pela simplicidade no projeto dos sinais e implementação.

Parâmetros	MC	PC/SS	MM	MPG	VCR
Desempenho	médio	alto	baixo	médio	médio
Complexidade do Projeto das Sequências de Espalhamento	baixo	médio	baixo	alto	baixo
Complexidade do Receptor	médio	alto	baixo	baixo	alto
Número de Taxas Suportado	alto	baixo	médio	alto	médio

Tabela 2.2: Comparação de alguns parâmetros para esquemas multitaxa.

Em (OTTOSSON, 1995, 1997; RAMAKRISHNA; HOLTZMAN, 1998; ROCHA, 2002; ABRÃO; JESZENSKY, 2002; FAN; HOFFMANN; SIU, 2003; ABRÃO et al., 2006), foram analisados sistemas DS/CDMA com detecção SuD associados a esquemas de múltipla taxa do tipo MC e MM em canais AWGN e com desvanecimento multipercorso. Estas análises consideraram isoladamente esquemas de múltipla taxa, na ausência de codificação de canal ou detecção MuD.

O desempenho para o esquema modulação mista (MM) é inferior para os usuários de

altas taxas. Embora o esquema de múltipla taxa com ganhos de processamento variável (VPG, MPG ou VSL) possa suportar ampla faixa de taxas de bits, resulta em um projeto de códigos de espalhamento relativamente complexo.

Dentre os quatro esquemas básicos multitaxa analisados, as análises mostraram que o esquema MC resulta em melhor compromisso desempenho \times número de taxas suportados, combinado à facilidade do projeto das seqüências de espalhamento.

No entanto, é possível obter um esquema de múltipla taxa híbrido combinando-se duas ou mais estratégias. Em (OTTOSSON; SVENSSON, 1994), é apresentado um sistema de múltipla taxa híbrido que combina MM e MC a fim de atender uma ampla faixa de taxa de dados, de alguns kb/s a unidades de Mb/s, uma vez que esquemas de múltipla taxa básicos são incapazes de suportar simultaneamente baixa, média e alta taxa de bits, sem degradar o desempenho. O esquema MM é utilizado na transmissão dos sinais dos usuários com taxas baixas e médias, enquanto que sinais dos usuários de alta taxa são transmitidos empregando-se canais paralelos.

Uma melhoria adicional no desempenho é obtida associando-se ao esquema de múltipla taxa uma forma de detecção multiusuário (JOHANSSON, 1998; SAQUIB, 1998) e à codificação de canal (MADKOUR; GUPTA, 2000). Em (JOHANSSON, 1998) foi proposto uma estrutura MuD do tipo SIC com esquema de múltipla taxa MC e MM. Um análise de desempenho considerando o receptor sub-ótimo Descorrelacionador e esquema MPG de dupla taxa em canais AWGN foi realizada em (SAQUIB, 1998). No entanto, encontram-se pouquíssimos trabalhos que utilizam algoritmos heurísticos aplicados ao problema MuD em sistemas multitaxa e canais realistas (CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2005a, 2006c).

Portanto, pelas características dos sistemas multitaxa apresentadas nessa seção, foi escolhida a estratégia de múltipla taxa do tipo códigos múltiplos (MC) com a utilização de uma técnica heurística de detecção multiusuário baseada no algoritmo genético (GA-MuD)³.

2.2 Sistema Multitaxa por Códigos Múltiplos

Na estratégia de acesso de múltipla taxa por código múltiplo, também denominada canais paralelos, todos os usuários multiplexam seus bits de informação utilizando várias seqüências de espalhamento, transmitindo seus bits de informação paralela e sincronamente. Cada usuário transmite na mesma taxa básica e mesmo formato de modulação,

³Descrito no capítulo 3.

por exemplo, BPSK ou QPSK.

Portanto, para variar sua taxa de dados, permite-se ao usuário enviar, simultânea e sincronamente, uma quantidade necessária de canais paralelos para atender a sua taxa específica.

A figura 2.1 esquematiza o transmissor e o receptor Rake para um sistema MC DS/CDMA em canal com desvanecimento multipercurso.

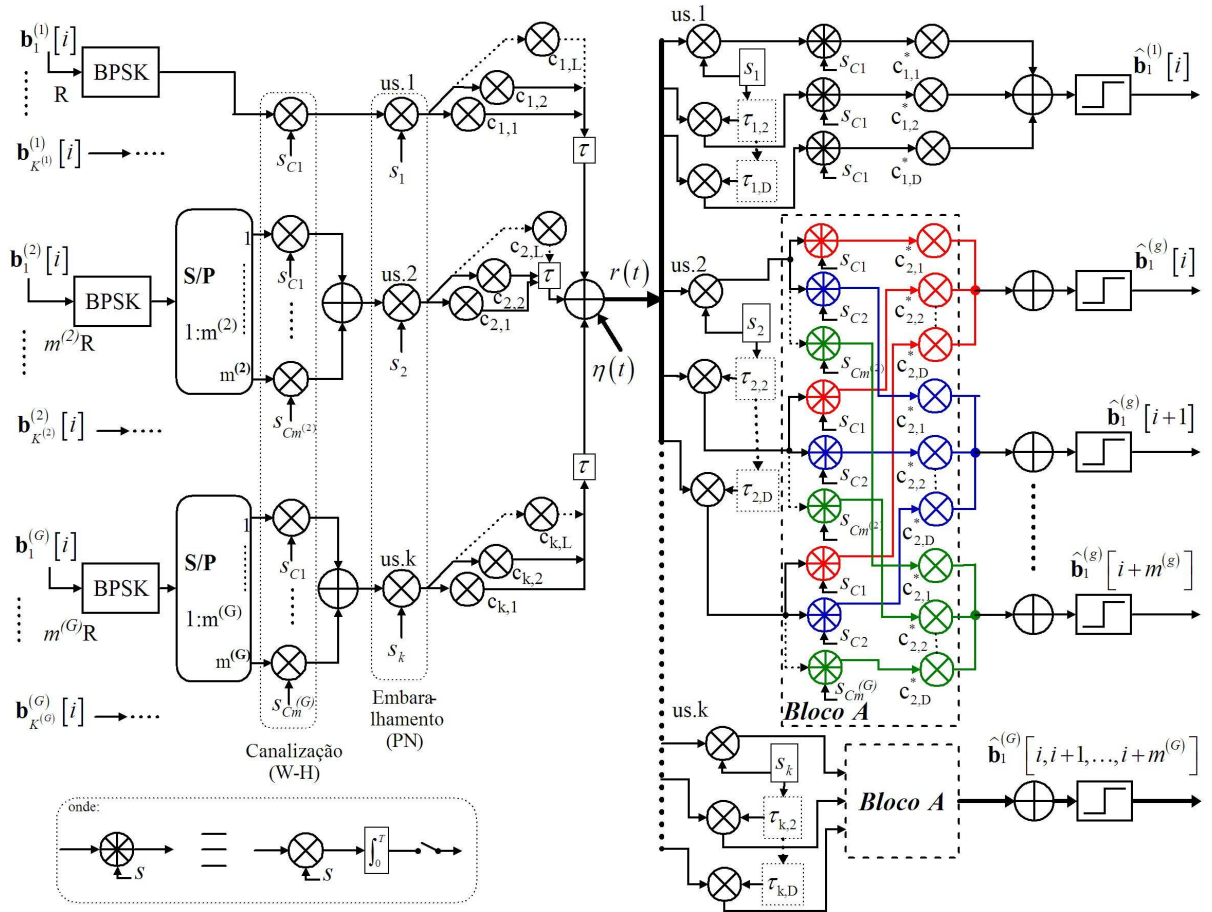


Figura 2.1: Sistema DS/CDMA multitaxa por códigos múltiplos e receptor Rake

Em (JOHANSSON, 1996, 1998), investigou-se a abordagem de múltipla taxa cujos usuários transmitem através de um ou vários canais paralelos, de acordo com os seus requisitos de taxa de dados. Os bits transmitidos pelo k -ésimo usuário pertencente ao g -ésimo grupo multitaxa MC, de um total de G grupos, utilizando-se de $m^{(g)} = \frac{R^{(g)}}{R}$ códigos paralelos no intervalo de bit T , possuindo dimensão $m^{(g)} \times 1$, são:

$$\mathbf{b}_k^{(g)} = [b_{k,1} \ b_{k,2} \ \dots \ b_{k,m^{(g)}}]^T \quad (2.1)$$

onde $R^{(g)}$ é a taxa de dados do g -ésimo grupo multitaxa MC e $R = \frac{1}{T}$ é a taxa básica de

transmissão, admitida sub-múltipla inteira de $R^{(g)}$.

Os símbolos de informação são espalhados em duas etapas, denominadas etapa de canalização e etapa de embaralhamento.

A etapa de canalização permite que dados de canais paralelos de um mesmo usuário sejam ortogonais, pois estarão sujeitos às mesmas condições de canal, i.e., às mesmas condições de desvanecimento e de atrasos de propagação, possibilitando o uso de um conjunto de seqüências de espalhamento com boas propriedades de correlação cruzada. Utiliza-se, para garantir a ortogonalidade, seqüências de espalhamento Walsh-Hadamard.

Já a etapa de embaralhamento permite obter uma certa rejeição à interferência de múltiplo acesso, além da identificação de cada usuário DS/CDMA. Para isso, as seqüências devem possuir boas propriedades de correlação cruzada e auto-correlação. No padrão W-CDMA japonês e europeu designa-se para cada usuário uma única seqüência do enorme conjunto de códigos de Kasami-VL256 (estendido), o qual resulta em mais de um milhão de códigos distintos. Opcionalmente para canais síncronos pode-se ter uma única seqüência de embaralhamento PN (pseudo-aleatórias) para todos os usuários, porém com distintos atrasos bem controlados. Esta seqüência é gerada a partir do truncamento de uma seqüência de Gold extra longa, $N = 2^{18} - 1$ para o canal direto e $N = 2^{41} - 1$ para o canal reverso no W-CDMA norte-americano. Mais detalhes sobre as propriedades das seqüências de espalhamento podem ser encontrados no anexo B.

Assumindo-se que o k -ésimo usuário MC empregue modulação BPSK sobre as $m^{(g)}$ formas de ondas, o sinal transmitido em banda base após o espalhamento de canalização pode ser expresso por (RAMAKRISHNA; HOLTZMAN, 1998; ABRÃO, 2001; ROCHA, 2002; CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2005a; ABRÃO et al., 2006):

$$\mathbf{u}_k^{(g)}(t) = \sum_i^{m^{(g)}} \mathbf{b}_k^{(g)}[i] \mathbf{s}_{Ck}^{(g)}(t - iT) \quad (2.2)$$

onde o vetor forma de onda do código de canalização normalizado para o k -ésimo usuário é definido por:

$$\mathbf{s}_{Ck}^{(g)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_C}} \left[s_{Ck,1}^{(g)}(t) \ s_{Ck,2}^{(g)}(t) \ \dots \ s_{Ck,m^{(g)}}^{(g)}(t) \right] \quad (2.3)$$

sendo o m -ésimo código de canalização do k -ésimo usuário, de comprimento N_C , dado por:

$$s_{Ck,m}^{(g)}(t) = \sum_{i=0}^{N_C-1} \underline{s}_{Ck,m}^{(g)} p_{T_{ch}}(t - iT_{ch}) \quad (2.4)$$

onde $\underline{s}_{Ck,m}^{(g)} \in \{\pm 1\}$ são os elementos do vetor de *chips* de canalização formatado, T_{ch} é o

intervalo de *chip* de canalização e $p_{T_{ch}}(\cdot)$ é a formatação de pulso de canalização, definido no intervalo $[0, T_{ch})$.

Admite-se que para todos os usuários MC, o respectivo vetor de *chips* de canalização (2.3) é designado a partir de um único conjunto de seqüências de espalhamento Walsh-Hadamard (W-H), de comprimento $N_C \geq m^{(g)}$, atribuindo-se os primeiros $m^{(g)}$ códigos ao k -ésimo usuário de taxa $m^{(g)}R$.

A escolha de um conjunto de seqüências W-H será particularmente vantajosa caso seja possível manter o sincronismo entre os sinais de todos os usuários, como por exemplo no enlace direto ou em um sistema CDMA síncrono ou quase-síncrono. Mantida a condição de fase preferencial para o conjunto de seqüências ortogonais, a auto-interferência gerada será virtualmente zero. No entanto, fora de fase preferencial, as propriedades de correlação cruzada para estes conjuntos tornam-se piores que as das seqüências determinísticas “tradicionalis”, como as de Gold e Kasami.

A seguir, realiza-se a etapa de embaralhamento utilizando-se de seqüências de espalhamento pseudo-aleatórias. Para o k -ésimo usuário pertencente ao g -ésimo grupo multitaxa, o sinal em banda passante após o segundo espalhamento resulta:

$$\mathbf{x}_k^{(g)}(t) = \sqrt{2P_{k,g}} \sum_{i=0}^{I-1} \mathbf{u}_k^{(g)}(t - iT) s_k^{(g)}(t - iT) \cos(\omega_c t) \quad (2.5)$$

onde $P_{k,g} = A_{k,g}^2/2$ representa a potência de transmissão normalizada e $A_{k,g}$ representa a amplitude do sinal transmitido do k -ésimo usuário do g -ésimo grupo multitaxa, ω_c é a frequência angular da portadora e $s_k^{(g)}(t)$ corresponde à seqüência de embaralhamento do k -ésimo usuário do g -ésimo grupo multitaxa.

Essa seqüência de embaralhamento é definida no intervalo $[0, T)$ e zero fora, sendo descrita por:

$$s_k^{(g)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \underline{s}_{k,n}^{(g)} p_{T_c}(t - nT_c) \quad (2.6)$$

onde $\underline{s}_{k,n}^{(g)} \in \{\pm 1\}$ é o n -ésimo *chip* da seqüência PN de comprimento $N = \frac{T}{T_c}$ utilizada pelo k -ésimo usuário do g -ésimo grupo multitaxa; T_c é o período de *chip* que define a largura de banda do sistema DS/CDMA.

Ambas as formatações de pulso, p_{T_c} e $p_{T_{ch}}$, são assumidas retangulares com amplitude unitária no intervalo $[0; T_c)$ e $[0; T_{ch})$ e zero fora, respectivamente.

Considerando o enlace reverso e assumindo um conjunto de bits transmitidos (*frame*) consistindo de I bits para cada usuário MC, o sinal resultante na equação (2.5) propaga-

se através de L percursos independentes com desvanecimento Rayleigh. Assim, o sinal equivalente em banda base recebido (assumindo filtro passa-baixa ideal) na estação rádio-base é:

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K^{(g)}} \sum_{g=1}^G \mathbf{x}_k^{(g)} \left(t - d_k^{(g)} - iT \right) * h_{k,g}^{(i)}(t) + \eta(t) \quad (2.7)$$

Reescrevendo a equação (2.7) utilizando-se das equações (2.2) e (2.5), resulta:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k=1}^{K^{(g)}} \sum_{g=1}^G \left[A'_{k,g} \mathbf{b}_k^{(g)}[i] \mathbf{s}_{Ck}^{(g)}(t - iT) s_k^{(g)} \left(t - \tau_{k,\ell}^{(g)} - iT \right) \right] * h_{k,g}^{(i)}(t) + \eta(t) \quad (2.8)$$

onde $K^{(g)}$ é o número de usuários físicos pertencentes ao g -ésimo grupo multitaxa, sendo $K = K^{(1)} + K^{(2)} + \dots + K^{(g)} + \dots + K^{(G)}$ o número total de usuários físicos ativos no sistema, subdivididos em G grupos de usuários de mesma taxa; $t \in [0, T]$; a amplitude $A'_{k,g}$ é a amplitude recebida do k -ésimo usuário do g -ésimo grupo multitaxa, incluindo os efeitos de perdas de percurso e sombreamento do canal, sendo assumida constante ao longo dos I bits de taxa básica transmitidos; $\mathbf{b}_k^{(g)}[i] \in \{\pm 1\}$ é o bit de informação transmitido; $\tau_{k,\ell}^{(g)}$ é o atraso aleatório correspondente e o termo $\eta(t)$ representa o AWGN com densidade de potência bilateral igual a $N_0/2$.

O atraso do k -ésimo usuário do g -ésimo grupo multitaxa leva em consideração a natureza assíncrona da transmissão, $d_k^{(g)}$, como também o atraso de propagação, $\Delta_{k,\ell}^{(g)}$ para o k -ésimo usuário, ℓ -ésimo percurso do g -ésimo grupo multitaxa, resultando em:

$$\tau_{k,\ell}^{(g)} = \Delta_{k,\ell}^{(g)} + d_k^{(g)} \quad (2.9)$$

A resposta impulsiva do canal para o k -ésimo usuário do g -ésimo grupo multitaxa MC no intervalo do i -ésimo bit pode ser escrita como:

$$h_{k,g}^{(i)}(t) = \sum_{\ell=1}^L c_{k,\ell,g}^{(i)} \delta \left(t - \Delta_{k,\ell}^{(g)} - iT \right) \quad (2.10)$$

onde $c_{k,\ell,g}^{(i)} = \beta_{k,\ell,g}^{(i)} e^{j\phi_{k,\ell,g}^{(i)}}$ indica o coeficiente complexo do canal para o k -ésimo usuário do g -ésimo grupo multitaxa MC, ℓ -ésimo percurso e $\delta(t)$ representa a função impulso unitário. Assume-se que a fase de $c_{k,\ell,g}^{(i)}$ terá uma distribuição uniforme em $\phi_{k,\ell,g}^{(i)} \in [0, 2\pi)$ e o módulo do canal $\beta_{k,\ell,g}^{(i)}$ representa o desvanecimento de pequena escala com envoltória seguindo uma distribuição Rayleigh. Adicionalmente, considerou-se ganho de canal normalizado para todos os usuários, ou seja, $\mathbb{E} \left[\sum_{\ell=1}^L |c_{k,\ell,g}|^2 \right] = 1$ para $\forall k, g$.

Portanto, pode-se reescrever o sinal recebido substituindo a equação (2.10) na equação (2.8),

resultando em:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k=1}^{K^{(g)}} \sum_{g=1}^G \sum_{\ell=1}^L A'_{k,g} \mathbf{b}_k^{(g)} [i] \mathbf{s}_{Ck}^{(g)}(t - iT) s_k^{(g)}(t - \tau_{k,\ell}^{(g)} - iT) c_{k,\ell,g}^{(i)} \delta(t - \Delta_{k,\ell}^{(g)} - iT) + \eta(t) \quad (2.11)$$

Por simplicidade e sem perda de generalidade, considera-se atrasos aleatórios ordenados, ou seja:

$$0 = \tau_{1,1}^{(1)} \leq \tau_{1,2}^{(1)} \leq \dots \tau_{1,L}^{(1)} \leq \tau_{2,1}^{(1)} \leq \dots \leq \tau_{K^{(1)},L}^{(1)} \leq \dots \tau_{K^{(G)},L}^{(G)} < T \quad (2.12)$$

Para canais com desvanecimento multipercurso e esquema multitaxa MC, o receptor Rake consiste de um banco de $K.D$ filtros casados às seqüências de embaralhamento dos usuários físicos MC, com ordem de diversidade de percurso⁴ $D \leq L$, seguido do segundo desespalhamento (canalização) objetivando recuperar os $m^{(g)}$ bits transmitidos simultaneamente nos canais paralelos. Para ser possível realizar um perfeito sincronismo (máxima auto-correlação) das seqüências de embaralhamento no receptor, deve-se utilizar uma estimativa precisa para o atraso do ℓ -ésimo percurso do k -ésimo usuário do g -ésimo grupo multitaxa, $\hat{\tau}_{k,\ell}^{(g)}$. Quando há erros nas estimativas desses atrasos o desempenho é degradado proporcionalmente⁵.

Assim, as $m^{(g)}$ saídas do filtro casado para o k -ésimo usuário físico MC, pertencente ao g -ésimo grupo multitaxa e correspondente ao ℓ -ésimo componente multipercurso mais significativo, amostrado ao final do período básico de informação T do i -ésimo intervalo de bit pode ser expresso como:

$$\begin{aligned} y_{k,\ell,g}^{(i)}[m] &= \frac{1}{\sqrt{N_C}} \int_0^T r(t) s_k^{(g)}(t - \tau_{k,\ell}^{(g)} - iT) s_{Ck,m}^{(g)}(t - iT) dt \\ &= A'_{k,g} T c_{k,\ell,g}^{(i)} \mathbf{b}_k^{(g)} [i] + SI_{k,\ell,g}^{(i)} + I_{k,\ell,g}^{(i)} + n_{k,\ell,g}^{(i)} \end{aligned} \quad (2.13)$$

onde $m = 1 : m^{(g)}$.

O primeiro termo corresponde ao sinal desejado, o segundo termo à auto-interferência (SI), o terceiro à interferência de múltiplo acesso (MAI) sobre o ℓ -ésimo componente multipercurso do k -ésimo usuário do g -ésimo grupo multitaxa, e o último termo corresponde ao AWGN filtrado.

Utilizando notação vetorial, a saída do banco de filtros casados para o k -ésimo usuário,

⁴Caso $D < L$, em cada receptor Rake os filtros casados às seqüências de embaralhamento são sincronizados aos D percursos de maior energia.

⁵Essa afirmação pode ser verificada na seção 4.1.3.

pertencente ao g -ésimo grupo multitaxa no i -ésimo intervalo de bit, considerando D ramos de diversidade de percurso, dimensão $1 \times m^{(g)}D$, é expresso por:

$$\mathbf{y}_{k,g}^{(i)} = \left[\mathbf{y}_{k,1,g}^{(i)} \mathbf{y}_{k,2,g}^{(i)} \cdots \mathbf{y}_{k,D,g}^{(i)} \right] \quad (2.14)$$

onde:

$$\mathbf{y}_{k,\ell,g}^{(i)} = \left[y_{k,\ell,g}^{(i)}[1] \ y_{k,\ell,g}^{(i)}[2] \ \cdots \ y_{k,\ell,g}^{(i)}[m^{(g)}] \right] \quad (2.15)$$

Portanto, o i -ésimo vetor de saída do banco de filtros casados, considerando todos os usuários, de todos os grupos multitaxa possui dimensão $1 \times DK_v$, sendo dado por:

$$\mathbf{y}^{(i)} = \left[\mathbf{y}_{1,1}^{(i)} \ \mathbf{y}_{2,1}^{(i)} \ \cdots \ \mathbf{y}_{K^{(1)},1}^{(i)} \ \cdots \ \mathbf{y}_{1,G}^{(i)} \ \cdots \ \mathbf{y}_{K^{(G)},G}^{(i)} \right] \quad (2.16)$$

onde K_v é o número de usuários virtuais do sistema MC DS/CDMA, sendo expresso por:

$$K_v = \sum_{g=1}^G K^{(g)} m^{(g)} \quad (2.17)$$

É bem caracterizado na literatura especializada que os termos SI (auto-interferência) e I (MAI) da equação (2.13) dependem da função de correlação parcial, que no caso do duplo espalhamento do esquema MC resulta (VERDÚ, 1998; ABRÃO, 2001):

$$\mathcal{R}_{u,m,k,n}(\tau, i) = \int_0^T s_{C_{u,m}}^{(g)}(t - iT) s_u^{(g)}(t - iT) s_{C_{k,n}}^{(g)}(t - iT - \tau) s_k^{(g)}(t - iT - \tau) dt \quad (2.18)$$

cujos índices m e n indicam os respectivos canais paralelos do u -ésimo e k -ésimo usuário físico MC.

Portanto, pode-se reescrever a equação (2.16) utilizando as matrizes de correlação parcial, amplitude recebida, coeficientes de canal e vetor de bits transmitido, resultando em:

$$\mathbf{y}^{(i)} = \mathbf{R}^T [1] \mathbf{A}^{(i+1)} \mathbf{C}^{(i+1)} \mathbf{b}^{(i+1)} + \mathbf{R} [0] \mathbf{A}^{(i)} \mathbf{C}^{(i)} \mathbf{b}^{(i)} + \mathbf{R} [1] \mathbf{A}^{(i-1)} \mathbf{C}^{(i-1)} \mathbf{b}^{(i-1)} + \mathbf{n}^{(i)} \quad (2.19)$$

onde:

- As matrizes de correlação parcial $\mathbf{R} [0]$ e $\mathbf{R} [1]$, de dimensão $DK_v \times DK_v$, são definidas

pelos elementos:

$$\mathbf{R}_{ij}[0] = \begin{cases} 1 & , \text{ se } u = k \text{ e } m = n \\ \mathcal{R}_{u,m,k,n}(\tau_{uk}, 0) & , \text{ se } u < k \\ \mathcal{R}_{k,n,u,m}(\tau_{uk}, 0) & , \text{ se } u > k \\ \mathcal{R}_{u,m,k,n}(\tau_{uk}, 0) & , \text{ se } u = k \text{ e } m < n \\ \mathcal{R}_{k,n,u,m}(\tau_{uk}, 0) & , \text{ se } u = k \text{ e } m > n \end{cases} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{R}_{ij}[1] = \begin{cases} 0 & , \text{ se } u \geq k \\ \mathcal{R}_{k,n,u,m}(\tau_{uk}, 0) & , \text{ se } u < k \end{cases} \quad (2.21)$$

para $i = u.m$ e $j = k.n$.

- A matriz diagonal das amplitudes recebidas dos usuários, incluindo os efeitos de perdas de percurso e sombreamento do canal (desvanecimento de grande escala) possui dimensão $DK_v \times DK_v$, sendo dada por:

$$\mathbf{A}^{(i)} = \text{diag} \left[\overbrace{A'_{1,1} \ A'_{1,1} \cdots A'_{1,1}}^D \ \overbrace{A'_{2,1} \ A'_{2,1} \cdots A'_{2,1}}^D \cdots \overbrace{A'_{K^{(G)},G} \ A'_{K^{(G)},G} \cdots A'_{K^{(G)},G}}^D \right] \quad (2.22)$$

- A matriz diagonal de coeficientes de canal (desvanecimento de pequena escala) também possui dimensão $DK_v \times DK_v$, sendo representada por:

$$\mathbf{C}^{(i)} = \text{diag} \left[c_{1,1,1}^{(i)} \ c_{1,2,1}^{(i)} \cdots c_{1,D,1}^{(i)} \ c_{2,1,1}^{(i)} \ c_{2,2,1}^{(i)} \cdots c_{2,D,1}^{(i)} \cdots c_{K^{(G)},1,G}^{(i)} \cdots c_{K^{(G)},D,G}^{(i)} \right] \quad (2.23)$$

- E, finalmente, o vetor de bits transmitidos possui dimensão $DK_v \times 1$, sendo dado por:

$$\mathbf{b}^{(i)} = \left[\mathbf{b}_{1,1}^{(i)} \ \mathbf{b}_{2,1}^{(i)} \cdots \mathbf{b}_{K^{(1)},1}^{(i)} \cdots \mathbf{b}_{1,G}^{(i)} \ \mathbf{b}_{2,G}^{(i)} \cdots \mathbf{b}_{K^{(G)},G}^{(i)} \right]^T \quad (2.24)$$

O vetor $\mathbf{b}^{(i)}$ é definido recursivamente pela equação (2.25):

$$\mathbf{b}_{k,g}^{(i)} = \left[b_{k,1,g}^{(i)} \ b_{k,2,g}^{(i)} \cdots b_{k,D,g}^{(i)} \right] \quad (2.25)$$

onde:

$$b_{k,\ell,g}^{(i)} = [\mathbf{b}_k^{(g)}[i]] \quad (2.26)$$

O receptor Rake consiste em combinar as saídas disponíveis do banco de filtros casados para cada usuário (*fingers*) de forma coerente e ponderada pelos respectivos ganhos de canal (PROAKIS, 1995). O combinador de razão máxima (MRC - Maximal Ratio Combiner)

combina os sinais dos D correladores de forma coerente:

$$\hat{\mathbf{y}}_{k,g}^{(i)} = \sum_{\ell=1}^D \Re \left\{ \mathbf{y}_{k,\ell,g}^{(i)} \hat{\beta}_{k,\ell,g}^{(i)} e^{-j\hat{\phi}_{k,\ell,g}^{(i)}} \right\} \quad (2.27)$$

onde $\Re\{\cdot\}$ é o operador parte real; $\hat{\beta}_{k,\ell,g}^{(i)}$ e $\hat{\phi}_{k,\ell,g}^{(i)}$ são as estimativas⁶ para o módulo e fase dos coeficientes de canal, respectivamente, referente ao i -ésimo intervalo de processamento para o k -ésimo usuário, ℓ -ésimo percurso, pertencente ao g -ésimo grupo multitaxa. Também nesse caso, quando há erros nas estimativas dos coeficientes de canal o desempenho é degradado proporcionalmente (veja seção 4.1.3).

Finalmente, as estimativas para os $m^{(g)}$ bits de informação do k -ésimo usuário pertencente ao g -ésimo grupo multitaxa são obtidas através de uma regra de decisão abrupta:

$$\hat{\mathbf{b}}_{k,g}^{(i)} = \text{sgn} \left(\hat{\mathbf{y}}_{k,g}^{(i)} \right) \quad (2.28)$$

Portanto, o quadro de bits estimados para todos os usuários no intervalo do i -ésimo bit, com dimensão $DK_v \times 1$ é dado por:

$$\hat{\mathbf{b}}^{(i)} = \left[\hat{\mathbf{b}}_{1,1}^{(i)} \hat{\mathbf{b}}_{2,1}^{(i)} \dots \hat{\mathbf{b}}_{K^{(1)},1}^{(i)} \dots \hat{\mathbf{b}}_{1,G}^{(i)} \hat{\mathbf{b}}_{2,G}^{(i)} \dots \hat{\mathbf{b}}_{K^{(G)},G}^{(i)} \right]^T \quad (2.29)$$

O desempenho obtido com o receptor Rake MRC será consideravelmente deteriorado quando o número de usuários compartilhando o mesmo canal crescer⁷ e/ou quando a potência dos usuários interferentes aumentar. Portanto, visando garantir os requisitos de QoS para os diferentes serviços e usuários, deve-se utilizar algum mecanismo para amenizar os efeitos da MAI e do efeito *near-far*; por exemplo o emprego de detecção multiusuário.

2.3 Detector Ótimo (OMuD)

O melhor desempenho, dentre os detectores MuD, é alcançado com o detector OMuD, sendo baseado na estratégia de máxima verossimilhança. O objetivo consiste em maximizar a função de máxima verossimilhança (VERDÚ, 1998). Seja a probabilidade condicional:

$$P_r \left(\mathbf{y}^{(i)} | \hat{\mathbf{b}}^{(i)}, i \in [0, I-1] \right) = e^{\left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \int_{t=0}^{I-1} [\mathbf{y}^{(i)} - \mathbf{s}_t(\hat{\mathbf{b}}^{(i)})]^2 dt \right\}} \quad (2.30)$$

⁶Estes coeficientes devem ser estimados continuamente.

⁷Aumento da MAI, terceiro termo de (2.13).

onde o sinal total recebido reconstruído a partir de parâmetros estimados e conhecidos no receptor é:

$$\mathbf{s}_t(\hat{\mathbf{b}}^{(i)}) = \sum_{k=1}^{K^{(g)}} \sum_{g=1}^G \sum_{\ell=1}^L \left[A'_{k,g} \hat{\beta}_{k,\ell,g}^{(i)} e^{-j\hat{\phi}_{k,\ell,g}^{(i)}} \hat{\mathbf{b}}_{k,g}^{(i)} \mathbf{s}_{Ck}^{(g)}(t - iT) s_k^{(g)}(t - \tau_{k,\ell}^{(g)} - iT) \right] \quad (2.31)$$

Neste contexto, o vetor de máxima verossimilhança que deve ser encontrado pelo OMuD possui dimensão $DK_v I \times 1$, sendo escrito por:

$$\hat{\mathbf{b}} = \left[\hat{\mathbf{b}}^{(0)T} \hat{\mathbf{b}}^{(1)T} \hat{\mathbf{b}}^{(2)T} \dots \hat{\mathbf{b}}^{(I-1)T} \right]^T \quad (2.32)$$

Observa-se que a minimização da diferença quadrática existente na equação (2.30) garante a maximização da função de máxima verossimilhança. Expandindo a diferença quadrática, observa-se, baseado na saída do filtro casado, vetor $\mathbf{y}^{(i)}$ em (2.16), que encontrar o vetor de máxima verossimilhança $\hat{\mathbf{b}}$ é equivalente a selecionar o vetor de bits \mathcal{B} , de mesma dimensão, que maximiza a chamada função de verossimilhança logarítmica (LLF - *Log Likelihood Function*) (VERDÚ, 1998):

$$\Omega(\mathcal{B}) = 2\Re \{ \mathcal{B}^T \mathcal{C}^H \mathcal{A} \mathcal{Y} \} - \mathcal{B}^T \mathcal{C} \mathbf{A} \mathbf{R} \mathcal{A} \mathcal{C}^H \mathcal{B} \quad (2.33)$$

onde $(\cdot)^H$ refere-se ao operador Hermitiano transposto, as matrizes diagonais coeficientes de canal e amplitudes, de dimensão $DK_v I$, são definidas, respectivamente, por:

$$\mathcal{C} = \text{diag} [\mathbf{C}^{(0)} \mathbf{C}^{(1)} \mathbf{C}^{(2)} \dots \mathbf{C}^{(I-1)}] \quad (2.34)$$

$$\mathcal{A} = \text{diag} [\mathbf{A}^{(0)} \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{A}^{(2)} \dots \mathbf{A}^{(I-1)}] \quad (2.35)$$

o vetor a saída do banco de filtros casados, composto por I vetores $\mathbf{y}^{(i)}$, ou seja, de dimensão $DK_v I \times 1$, é dado por:

$$\mathcal{Y} = [\mathbf{y}^{(0)} \mathbf{y}^{(1)} \mathbf{y}^{(2)} \dots \mathbf{y}^{(I-1)}]^T \quad (2.36)$$

e a matriz de correlação tridiagonal por blocos e Toeplitz por blocos \mathbf{R} , de dimensão

$DK_v I \times DK_v I$, é definida como (VERDÚ, 1998):

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}[0] & \mathbf{R}^T[1] & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{R}[1] & \mathbf{R}[0] & \mathbf{R}^T[1] & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}[1] & \mathbf{R}[0] & \ddots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{R}[0] & \mathbf{R}^T[1] \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{R}[1] & \mathbf{R}[0] \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Portanto, o quadro completo para os I bits estimados de todos os K_v usuários pode ser obtido otimizando (2.33), resultando em:

$$\hat{\mathbf{b}} = \arg \left\{ \max_{\mathcal{B} \in \{\pm 1\}^{K_v I}} [\Omega(\mathcal{B})] \right\} \quad (2.38)$$

O OMuD consiste na busca do melhor vetor de bits de dados em um conjunto com todas as possibilidades, ou seja, é um problema de combinação NP-completa (VERDÚ, 1989), no qual os algoritmos tradicionais são ineficientes (GOLDBARG; LUNA, 2000).

Portanto, a utilização do receptor MC-GAMuD para esse tipo de problema mostra-se atraente, pois é possível obter soluções ótimas (ou próximas) utilizando espaços de busca reduzidos. Desta forma, a estratégia do MC-GAMuD procurará maximizar a LLF testando distintos vetores de bits candidatos a cada nova geração. Tais tentativas buscam maximizar o desempenho médio do sistema MC DS/CDMA, aproximando ou mesmo igualando ao obtido pelo detector OMuD, porém com reduzida complexidade computacional.

2.4 Estimativa de Parâmetros

Para o problema da estimativa de parâmetros, o sinal recebido $r(t)$ é discretizado no receptor utilizando uma taxa de amostragem igual à taxa de *chip* ou maior (BENSLEY; AAZHANG, 1996). Assim, os vetores amostrados são formados por pelo menos N saídas sucessivas de $r(t)$, pois $N = \frac{T}{T_c}$ define o ganho de processamento do sistema e $\frac{1}{T_c}$ define a largura de banda ocupada pelo sinal DS/CDMA. Com isso, define-se N como sendo a razão de espalhamento total MC e K como sendo o número total de usuários físicos, ou seja, $K = K^{(1)} + K^{(2)} + \dots + K^{(g)} + \dots + K^{(G)}$.

Os vetores resultantes da amostragem do sinal recebido correspondem a um intervalo de tempo igual a um período de bit e iniciam-se num tempo de referência arbitrário

no receptor. Assumindo atrasos ordenados conforme a equação (2.12) e que todos os percursos de todos os usuários de todos os grupos multitaxa chegam ao receptor dentro de um período de bit, ter-se-á, no máximo, apenas dois símbolos de cada usuário por janela de observação. Assim, utilizando notação vetorial e considerando a discretização do sinal recebido em intervalos de *chip*, a equação (2.11) pode ser re-escrita conforme (BHASHYAM; AAZHANG, 2002) como:

$$\mathbf{r}_i = \mathcal{U}\mathbf{Z}\mathbf{b}_i + \mathbf{n}_i \quad (2.39)$$

onde \mathbf{r}_i é o vetor discretizado do sinal recebido para o i -ésimo intervalo de bit com dimensão $N \times 1$; \mathcal{U} é a matriz de espalhamento de dimensão $N \times 2KN$, formada pela composição das seqüências de embaralhamento e canalização; \mathbf{Z} é a matriz de resposta do canal de dimensão $2KN \times 2K$; \mathbf{b}_i é o vetor de bits transmitidos de dimensão $2K \times 1$ e \mathbf{n}_i é o vetor aleatório Gaussiano complexo de média zero e dimensão $N \times 1$.

A matriz de espalhamento, formada pela composição das seqüências de embaralhamento e canalização, é construída utilizando-se de versões atrasadas dos códigos correspondentes ao i -ésimo e $(i + 1)$ -ésimo intervalo de bit para cada usuário. Assumindo-se códigos curtos⁸, resulta:

$$\mathcal{U} = [\mathcal{U}_1^R \ \mathcal{U}_1^L \ \mathcal{U}_2^R \ \mathcal{U}_2^L \ \dots \ \mathcal{U}_k^R \ \mathcal{U}_k^L \ \dots \ \mathcal{U}_K^R \ \mathcal{U}_K^L] \quad (2.40)$$

onde as matrizes \mathcal{U}_k^R e \mathcal{U}_k^L são definidas respectivamente por:

$$\mathcal{U}_k^R = \begin{bmatrix} s_{k,1} & s_{k,2} & s_{k,3} & \cdots & s_{k,N} \\ s_{k,2} & s_{k,3} & s_{k,4} & \cdots & 0 \\ s_{k,3} & s_{k,4} & s_{k,5} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{k,N-1} & s_{k,N} & 0 & \cdots & 0 \\ s_{k,N} & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

e

$$\mathcal{U}_k^L = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & s_{k,1} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & s_{k,2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & s_{k,1} & \cdots & s_{k,N-2} \\ 0 & s_{k,1} & s_{k,2} & \cdots & s_{k,N-1} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

⁸Comprimento da seqüência de espalhamento igual ao ganho de processamento N .

Os elementos $s_{k,n}$ das matrizes \mathbf{U}_k^R e \mathbf{U}_k^L são obtidos pela composição das seqüências de embaralhamento e canalização. Como realizou-se a discretização (amostragem) do sinal recebido no período de *chip* (T_c), a composição das seqüências de espalhamento para o k -ésimo usuário físico resulta em:

$$s_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=1}^{m^{(g)}} s_{C_{m,n}} \underline{s}_{k,n} \quad (2.43)$$

para $n = 1 : N$ e $k = 1 : K$; ambos os elementos $\underline{s}_{C_{m,n}}$ e $\underline{s}_{k,n} \in [\pm 1]$ e representam as versões discretizadas a cada intervalo de *chip* das seqüências de canalização e embaralhamento, respectivamente.

A matriz de resposta do canal é formada pela composição dos efeitos de pequena e grande escala (desvanecimento seletivo, perda de percurso e sombreamento), das amplitudes recebidas dos usuários e dos atrasos dos multipercursos, resultando em:

$$\mathbf{Z} = \text{diag}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_K, \mathbf{z}_K) \quad (2.44)$$

onde \mathbf{z}_k é o vetor resposta do canal, de dimensão $N \times 1$, para o k -ésimo usuário. Assume-se que toda a energia do ℓ -ésimo percurso possa ser capturado em $\tau_{k,\ell} = q_{k,\ell} T_c$, i.e., na $q_{k,\ell}$ posição em \mathbf{z}_k . Por exemplo, quando o sinal recebido referente a um usuário resultar em dois percursos com atrasos $\tau_{k,1} = 3T_c$ e $\tau_{k,2} = 5T_c$, o vetor \mathbf{z}_k terá o formato:

$$\mathbf{z}_k = [0 \ 0 \ 0 \ z_{k,1} \ 0 \ z_{k,2} \ 0 \dots \ 0]^T \quad (2.45)$$

sendo os elementos de \mathbf{z}_k formados pela composição dos efeitos de pequena e grande escala e das amplitudes recebidas, dados por:

$$z_{k,\ell} = A'_k c_{k,\ell} \quad (2.46)$$

Deste modo, as localizações (posições) do vetor onde existirem valores diferentes de zero determinam os atrasos dos percursos.

Finalmente, o vetor de bits \mathbf{b}_i que considera o i -ésimo e o $(i + 1)$ -ésimo intervalo de bit é dado por:

$$\mathbf{b}_i = \left[b_1[i] \ b_1[i + 1] \ b_2[i] \ b_2[i + 1] \ \dots \ b_K[i] \ b_K[i + 1] \right]^T \quad (2.47)$$

Visando obter estimativas para os parâmetros atraso e resposta do canal, a equação (2.39) pode ser reescrita como:

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{U} \mathbf{B}_i \mathbf{z} + \mathbf{n}_i \quad (2.48)$$

onde o vetor de resposta do canal possui dimensão $NK \times 1$, sendo dado por:

$$\mathbf{z} = [\mathbf{z}_1^T \ \mathbf{z}_2^T \ \dots \ \mathbf{z}_K^T]^T \quad (2.49)$$

e a matriz de informação multiusuário possui dimensão $2KN \times KN$, sendo definida por:

$$\mathbf{B}_i = \begin{bmatrix} b_1^{(i)} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ b_1^{(i+1)} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & b_2^{(i)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & b_2^{(i+1)} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & b_K^{(i)} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & b_K^{(i+1)} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_N \quad (2.50)$$

onde \otimes denota o produto de Kronecker e \mathbf{I}_N é a matriz identidade de ordem N . Assim, pode-se estimar até N parâmetros de canal para cada usuário.

Como foi assumido que os atrasos dos percursos para cada usuário estão contidos em um intervalo de bit, ou seja, $\tau_{k,\ell} \leq T$, o número de coeficientes diferentes de zero contidos no vetor de resposta do canal do k -ésimo usuário \mathbf{z}_k determina o número de percursos resolvíveis e suas posições indicam os respectivos atrasos contidos no intervalo $NT_c = T$ segundos.

2.5 Estimador de Canal via regra ML

O estimador de canal baseado na regra de máxima verossimilhança consiste em encontrar o vetor \mathbf{z} em (2.48) que maximiza a função de verossimilhança da resposta do canal para todos os usuários simultaneamente utilizando suas respectivas seqüências de espalhamento e bits transmitidos. Estes bits podem ser enviados na forma de um preâmbulo antes dos dados, sendo conhecidos no receptor, ou obtidos via canal piloto⁹. Na fase de estimação dos coeficientes de canal, as seqüências de treinamento ou canal piloto são utilizados; na fase de sintonia (*tracking*), ou estimativa de atrasos, alimenta-se o estimador com as decisões de dados obtidas pelo detector utilizado; finalmente, na etapa de detecção da informação, estimativas prévias de atrasos, coeficientes de canal e amplitudes são utilizadas. Desta forma, esta estratégia iterativa é adequada para canais multipercurso (ou

⁹Símbolos conhecidos enviados em uma faixa de frequências diferente da frequência utilizada para transmitir a informação

plano) lentamente variáveis no tempo.

Neste contexto, a função de máxima verossimilhança, que é a probabilidade condicional conjunta do recebimento de I vetores de dados, dado que as seqüências de espalhamento, do canal e dos bits de informação são conhecidos, é dada por:

$$\begin{aligned} P_r(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_I | \mathcal{U}, \mathbf{z}, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2, \dots, \mathbf{B}_I) &= \\ &= -\frac{1}{(\pi\sigma^2)^{NI}} \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^I (\mathbf{r}_i - \mathcal{U}\mathbf{B}_i\mathbf{z})^H (\mathbf{r}_i - \mathcal{U}\mathbf{B}_i\mathbf{z}) \right\} \end{aligned} \quad (2.51)$$

A estimativa que maximiza a função de verossimilhança deve satisfazer a equação (BHASHYAM; AAZHANG, 2002):

$$\left\{ \sum_{i=1}^I (\mathcal{U}\mathbf{B}_i)^H (\mathcal{U}\mathbf{B}_i) \right\} \hat{\mathbf{z}}_{ML}(I) = \sum_{i=1}^I (\mathcal{U}\mathbf{B}_i)^H \mathbf{r}_i \quad (2.52)$$

Para realizar essa estimativa, define-se a matriz de correlação média do sinal multiusuário de dimensão $NK \times NK$ como sendo:

$$\mathbf{R}_I = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I (\mathcal{U}\mathbf{B}_i)^H (\mathcal{U}\mathbf{B}_i) \quad (2.53)$$

e o vetor de informação, com dimensão $NK \times 1$:

$$\mathbf{y}_I = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I (\mathcal{U}\mathbf{B}_i)^H \mathbf{r}_i, \quad (2.54)$$

A seqüência de informação deve ter no mínimo $I = K + \lceil K/N \rceil$ bits para que \mathbf{R}_I seja de ordem completa¹⁰ (*full rank*). Conseqüentemente, assumindo que \mathbf{R}_I seja de ordem completa, conclui-se que a obtenção da estimativa para a resposta do canal pelo método ML é dada por:

$$\hat{\mathbf{z}}_{ML}(I) = \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{y}_I \quad (2.55)$$

onde o vetor resposta do canal $\hat{\mathbf{z}}_{ML}(I)$ é conjuntamente Gaussiano possuindo média \mathbf{z} e matriz de covariância $\frac{\sigma^2}{I} \mathbf{R}_I^{-1}$ (BHASHYAM; AAZHANG, 2002).

Note-se que o estimador de máxima verossimilhança necessita construir a matriz de correlação do sinal e, além disso, realizar uma operação de inversão de matriz para cada janela de processamento (*frame*), acarretando numa complexidade computacional (tempo de processamento) muito elevada em sistemas de alta taxa de dados ou quando pequenas

¹⁰Essa afirmação é válida quando forem utilizadas seqüências de espalhamento aleatórias que sejam linearmente independentes.

janelas de processamento forem utilizadas. Além disso, em sistemas onde o número de usuários é elevado e/ou em sistemas onde usuários “entram” no e “saem” do sistema freqüentemente, torna-se impraticável a utilização desse método.

2.6 Estimador de Canal via Método do Gradiente

É possível obter estimativas de canal próximas às obtidas via método ML utilizando-se algoritmos iterativos desenvolvidos pelo processo de adaptação baseado no gradiente.

Algoritmos iterativos baseados no chamado gradiente verdadeiro¹¹ ou em estimativas estocásticas para o gradiente vem sendo utilizados para diversos problemas de filtragem adaptativa e detecção de sinais (HONIG; MADHOW; VERDÚ, 1995; HAYKIN, 1996). No âmbito da estimativa do canal, esses algoritmos visam diminuir a complexidade do cômputo da matriz de correlação \mathbf{R}_I e do cômputo $\mathbf{R}_I^{-1}\mathbf{y}_I$ ao final do preâmbulo.

Como comentado anteriormente, o cálculo da inversa da matriz de correlação ao final do preâmbulo é computacionalmente dispendioso¹², podendo acarretar atrasos na obtenção das estimativas ou mesmo limitar a taxa de transmissão a patamares indesejáveis.

Visando diminuir essa complexidade, os algoritmos iterativos baseados no método do gradiente utilizam aproximações da solução ML, trocando o cômputo da expressão $\mathbf{R}_I^{-1}\mathbf{y}_I$ pela equação linear aproximada $\mathbf{R}_i\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{y}_i$ em uma estrutura de múltiplas iterações, como é o caso do algoritmo baseado no método do gradiente descendente (BHASHYAM; AAZHANG, 2002).

2.6.1 Algoritmo Gradiente Descendente

O algoritmo baseado no método do gradiente descendente realiza as seguintes operações para a obtenção da estimativa do canal no i -ésimo intervalo de bit (BHASHYAM; AAZHANG, 2002):

1. cálculo da matriz de correlação para o bit atual:

$$\mathbf{R}_i = \left(\frac{i-1}{i}\right)\mathbf{R}_{i-1} + \left(\frac{1}{i}\right)(\mathcal{U}\mathbf{B}_i)^H(\mathcal{U}\mathbf{B}_i) \quad (2.56)$$

¹¹Gradiente de valor determinístico.

¹²Número de operações elevado, consumindo muitos recursos computacionais (tempo e memória).

2. cálculo do vetor:

$$\mathbf{y}_i = \left(\frac{i-1}{i}\right) \mathbf{y}_{i-1} + \left(\frac{1}{i}\right) (\mathcal{U}\mathbf{B}_i)^H \mathbf{r}_i \quad (2.57)$$

3. atualização do vetor de canal estimado através da equação:

$$\hat{\mathbf{z}}^{(i)} = \hat{\mathbf{z}}^{(i-1)} - \mu (\mathbf{R}_i \hat{\mathbf{z}}^{(i-1)} - \mathbf{y}_i) \quad (2.58)$$

onde $(\mathbf{R}_i \hat{\mathbf{z}}^{(i-1)} - \mathbf{y}_i)$ é o gradiente da superfície de erro quadrático¹³ e μ é chamado de tamanho do passo, sendo uma constante que garante e controla a velocidade de convergência para o ponto de mínimo ou máximo mais próximo.

A cada iteração, o algoritmo atualiza a estimativa do canal proporcionalmente ao tamanho do passo em direção à região da superfície de mínimo erro quadrático. No entanto, a etapa 3 do algoritmo (atualização) pode ser repetida inúmeras vezes, limitada pela quantidade de recursos computacionais disponíveis.

Neste trabalho, assume-se que a etapa de atualização é realizada apenas uma vez a cada período de bit. Portanto, o número de iterações do algoritmo é igual ao tamanho do preâmbulo. Segundo a literatura especializada (HAYKIN, 1996; BHASHYAM; AAZHANG, 2002), a média das estimativas $|\hat{\mathbf{z}}|$ obtidas por este algoritmo convergem ao valor atual de \mathbf{z} . Neste caso, diz-se que este estimador é assintoticamente despolarizado¹⁴ (*unbiased*).

2.7 Estimador de Canal via Algoritmo Genético

O estimador proposto neste trabalho também visa minimizar a complexidade intrínseca da estratégia de máxima verossimilhança com a manutenção da qualidade das estimativas obtidas. Desta forma, o objetivo da estratégia GAMuChE consiste em maximizar a função de verossimilhança dada pela equação (2.51). Essa maximização pode ser obtida minimizando-se o erro quadrático médio (argumento do somatório), resultando, para o método GAMuChE, na seguinte função de verossimilhança logarítmica:

$$\Omega(\check{\mathbf{z}}) = \sum_{i=m-I}^m (\mathbf{r}_i - \mathcal{U}\mathbf{B}_i \check{\mathbf{z}})^H (\mathbf{r}_i - \mathcal{U}\mathbf{B}_i \check{\mathbf{z}}) \quad (2.59)$$

¹³Corresponde ao termo da função de máxima verossimilhança a ser minimizado.

¹⁴Característica desejável para qualquer estimador.

Com isso, o vetor estimado deve minimizar a equação (2.59), resultando em:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{z}}_{GA}^{(m)} &= \min_{\check{\mathbf{z}} \in \mathbb{C}^{NK \times 1}} \Omega(\check{\mathbf{z}}) \\ &= \min_{\check{\mathbf{z}} \in \mathbb{C}^{NK \times 1}} \sum_{i=m-I}^m (\mathbf{r}_i - \mathcal{U}\mathbf{B}_i\check{\mathbf{z}})^H (\mathbf{r}_i - \mathcal{U}\mathbf{B}_i\check{\mathbf{z}})\end{aligned}\quad (2.60)$$

onde, neste contexto, I é a janela de processamento. Esta função custo é o negativo da função de verossimilhança logarítmica definida em (2.51), ignorando as constantes. Portanto, admitindo-se um conjunto de bits iniciais conhecidos (matriz dos bits de informação, \mathbf{B}), pode-se estimar simultaneamente tanto a resposta do canal para todos os usuários quanto os respectivos atrasos indicados pelas posições em $\hat{\mathbf{z}}_{GA}^{(m)}$ (veja exemplo em (2.45)) para o m -ésimo intervalo de bit .

Com isso, o algoritmo GAMuChE poderá ser capaz de estimar um vetor $\check{\mathbf{z}}$ próximo ou igual ao encontrado pelo estimador ML testando diversos vetores candidatos que pertencem a um subespaço menor que o espaço de busca total, reduzindo substancialmente o número de operações computacionais necessárias à estimação.

3 Algoritmos Heurísticos Evolucionários

Neste capítulo é realizada uma revisão dos algoritmos evolucionários, especificamente o GA, procurando descrever suas diversas variantes, focados na busca de soluções de problemas encontrados nos sistemas de comunicação DS/CDMA, especificamente o problema MuD e MuChE. Tais variantes incluem a codificação (mapeamento) do problema, a etapa de inicialização da população, o cálculo da função custo, a etapa de reprodução (competição), os operadores genéticos (mutação e *crossover*), a etapa de reposição e os tipos de critérios de parada do algoritmo.

Os algoritmos heurísticos evolucionários constituem métodos não determinísticos de busca baseados em mecanismos de seleção e evolução natural seguindo a teoria da evolução das espécies de Darwin (DARWIN, 1859)¹. Esta teoria descreve o comportamento complexo que ocorre na interação entre os diversos níveis biológicos: a célula, o organismo, o indivíduo e a população.

A mais extensa coleção de teorias evolucionárias aceita é chamada de paradigma neo-Darwiniano, que explica a história da vida pela ação de processos físicos e operadores genéticos em populações ou espécies. Estes processos são conhecidos por reprodução, perturbação, competição e seleção.

O processo de reprodução consiste na transferência de características genéticas de um indivíduo para a sua progênie. O processo de perturbação descreve os erros que ocorrem na transferência do material genético na reprodução. Estes erros são causados por operadores genéticos que modificam as características de um indivíduo na etapa de reprodução, sendo conhecidos como mutação e *crossover*. O operador mutação consiste na troca de um gene por um outro que possua uma característica diferente. Já o operador *crossover* utiliza pares de indivíduos com o objetivo de formar uma nova população que possui uma mistura de características de seus genitores (HOLLAND, 1975; GOLDBERG,

¹Por se tratar de uma referência antiga e de difícil aquisição, deve-se considerar as edições mais novas de seu trabalho, por exemplo (DARWIN, 2000).

1989; MITCHELL, 1998).

Na literatura existem diversas estratégias para modelar os operadores mutação e *crossover*, podendo a mutação ser realizada com uma probabilidade fixa ou governada por uma função densidade de probabilidade específica (GOLDBERG, 1989; YEN; HANZO, 2000; LIM et al., 2003; CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2004). No processo de perturbação do tipo *crossover*, o operador pode atuar em um único ponto ou em pontos múltiplos ou ainda pode atuar sobre cada unidade de informação para cada par de indivíduos genitores (GOLDBERG, 1989; MITCHELL, 1998).

Um novo operador genético para intensificação proposto em (ABRÃO; CIRIACO; JESZENSKY, 2004), especificamente para tratar o problema MuD, consiste em clonar (repliar) os indivíduos que possuem melhores características, no intuito de produzir uma população altamente evoluída na geração posterior. Outra estratégia de intensificação aplicada ao problema MuD consiste na tentativa de quantificar, de forma adaptativa, o número necessário de mutações que um indivíduo deve sofrer para que este resulte em um melhor conjunto de genes (ABRÃO; CIRIACO; JESZENSKY, 2004). Maiores detalhes sobre os operadores genéticos e processos são apresentados nas subseções 3.7.1 e 3.7.2.

Já os processos de competição e seleção são a consequência natural da expansão do tamanho da população em um espaço de recursos limitados. Segundo a teoria neo-Darwiniana, apenas os indivíduos mais adaptados a esse espaço conseguem sobreviver, sendo suas características genéticas repassadas à sua respectiva descendência.

3.1 Codificação do Problema

Para qualquer método de aprendizagem, o modo no qual as soluções candidatas são codificadas é de suma importância, se não o mais importante fator no sucesso de um algoritmo genético. A maioria das aplicações do GA usam vetores de comprimento fixo e ordem fixa de bits para codificar as soluções candidatas. Porém, recentemente, muitas experiências com outros tipos de codificações têm sido realizadas, incluindo codificações para problemas onde deve-se otimizar diversas características (multivariável) e codificações para problemas com valores no domínio dos números reais e dos complexos.

A codificação do problema na forma binária é a maneira mais comum de codificação por uma série de razões. A primeira delas é histórica, pois o trabalho pioneiro de Holland (HOLLAND, 1975) concentrou-se na codificação binária do problema, sendo seguida posteriormente. A segunda razão é contextual e intimamente relacionado ao desenvolvimento

dos algoritmos genéticos. Nesse sentido, a implementação dos GAs, considerando cada etapa e escolha de parâmetros apropriados (como tipo e taxa de mutação, tipo e taxa de *crossover* etc.) foram desenvolvidos considerando o contexto da codificação binária.

Em (HOLLAND, 1975) é realizada uma comparação entre codificação binária e codificação decimal. Essa comparação indicou que a codificação binária, mesmo acarretando em um vetor candidato de tamanho elevado em comparação à codificação decimal, apresenta vantagens em termos de velocidade de convergência, qualidade nas soluções obtidas e facilidade na escolha e implementação das etapas do GA. Apesar destas vantagens, a codificação binária pode não representar o problema na sua forma natural, podendo ser de difícil obtenção.

Deve-se considerar também que a codificação binária facilita a implementação em linguagem computacional e conseqüentemente em *hardware*, explorando de maneira eficiente a capacidade dos processadores digitais, pois esses realizam operações na forma binária. Além disso, a complexidade e resolução podem ser controladas pelo número de bits utilizados para codificar o problema.

3.1.1 Problema MuD

A codificação para o problema MuD é intrinsecamente binária, pois o vetor de dados a ser otimizado é na sua forma natural binário (sistema digital). Por isso, não é necessário realizar uma codificação (mapeamento) das soluções candidatas para a forma binária. Esses vetores candidatos serão representados diretamente pelos bits de informação transmitidos.

3.1.2 Problema MuChE

Já o problema MuChE é intrinsecamente não binário, pois os vetores de resposta do canal a serem otimizados pertencem ao domínio dos números complexos. Devido às grandes vantagens associadas à codificação binária e à busca por uma arquitetura simplificada no receptor, buscou-se uma codificação binária eficiente para o problema MuChE. Adicionalmente, a arquitetura do receptor torna-se mais simples quando tanto o estimador quanto o detector utilizam a mesma estrutura do GA para realizar suas otimizações. Isso só é possível se ambos os problemas apresentem a mesma codificação, que neste caso, deve ser binária.

Neste trabalho, considerou-se a análise de três possíveis codificações binárias para

o problema da estimativa de parâmetros. Essas codificações foram então comparadas através da figura de mérito MSE (acurácia) \times complexidade (número de operações), indicando a codificação mais adequada para esse problema. Logicamente, o número de possíveis codificações para esse problema não pode ser definido, deixando margem para a implementação e comparação de outras possíveis codificações.

A seguir, são apresentadas as codificações testadas em ordem cronológica de idealização e implementação.

3.1.2.1 Codificação tipo I

A primeira codificação binária para o problema MuChE adotada consiste inicialmente em separar a resposta do canal $z_{k,\ell}$ em parte real e parte imaginária, resultando em dois valores reais:

$$z_{k,\ell}^{\Re} = |\Re\{z_{k,\ell}\}| \quad \text{e} \quad z_{k,\ell}^{\Im} = |\Im\{z_{k,\ell}\}| \quad (3.1)$$

onde $\Re\{.\}$ e $\Im\{.\}$ representam os operadores parte real e imaginária do número complexo $\{.\}$, respectivamente. Após realizar esse procedimento, separa-se $z_{k,\ell}^{\Re}$ e $z_{k,\ell}^{\Im}$ em partes inteiras e fracionárias:

$$\begin{aligned} \chi_{k,\ell}^{\Re} &= \lfloor z_{k,\ell}^{\Re} \rfloor \quad \text{e} \quad \psi_{k,\ell}^{\Re} = z_{k,\ell}^{\Re} - \chi_{k,\ell}^{\Re} \\ \chi_{k,\ell}^{\Im} &= \lfloor z_{k,\ell}^{\Im} \rfloor \quad \text{e} \quad \psi_{k,\ell}^{\Im} = z_{k,\ell}^{\Im} - \chi_{k,\ell}^{\Im} \end{aligned}$$

onde o operador $\lfloor x \rfloor$ retorna o maior inteiro próximo em x . Os valores $\chi_{k,\ell}^{\Re}$ e $\psi_{k,\ell}^{\Re}$ são então digitalizados através de um conversor Analógico/Digital (ADC - *Analog to Digital Converter*) da forma:

$$\begin{aligned} \underline{\chi}_{k,\ell}^{\Re} &= \text{ADC} \left[\chi_{k,\ell}^{\Re} \right]_{Q_{\text{int}}} \\ \underline{\psi}_{k,\ell}^{\Re} &= \text{ADC} \left[\text{round} \left(\frac{1}{\psi_{k,\ell}^{\Re}} \right) \right]_{Q_{\text{frac}}} \end{aligned}$$

onde o operador $\text{ADC}[\cdot]_n$ converte o valor do argumento em vetor binário com n bits e a notação $\underline{\vartheta}$ representa versão binária de ϑ .

Os valores para a parte imaginária são digitalizados de forma análoga aos da parte real. As quantidades de bits Q_{int} e Q_{frac} são parâmetros de entrada do algoritmo e contribuem para a determinação da precisão da solução e complexidade do GA.

Com isso, define-se a unidade de processamento cromossomo como sendo o vetor formado pelas partes inteira e fracionária da parte real e imaginária de $z_{k,\ell}$, na sua versão

binária, resultando em:

$$\Lambda_{k,\ell} = \begin{bmatrix} \chi_{k,\ell}^{\Re} & \psi_{k,\ell}^{\Re} & \chi_{k,\ell}^{\Im} & \psi_{k,\ell}^{\Im} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Com isso, o i -ésimo indivíduo é constituído de KL cromossomos, resultando num vetor coluna binário $\check{\mathbf{z}}_i$ dado por:

$$\check{\mathbf{z}}_i = [\Lambda_{1,1} \dots \Lambda_{1,L} \Lambda_{2,1} \dots \Lambda_{2,L} \dots \Lambda_{k,1} \dots \Lambda_{k,L} \dots \Lambda_{K,1} \dots \Lambda_{K,L}]^T \quad (3.3)$$

Portanto, o tamanho de cada indivíduo será proporcional ao número total de usuários, percursos, número de bits de resolução da parte inteira e fracionária, resultando em um indivíduo de tamanho $Q_{\text{indiv}} = 2KL(Q_{\text{int}} + Q_{\text{frac}})$ bits.

Logicamente, isso se refere à primeira característica do indivíduo, ou seja, ao valor absoluto da parte real e imaginária².

A obtenção do sinal de cada parte do número complexo deve ser encarado como uma segunda característica do indivíduo, onde cada sinal, de cada parte do número complexo, pode ser representado por apenas um bit. Com isso, a segunda característica do indivíduo a ser otimizada é proporcional apenas ao número total de usuários e a quantidade de percursos, resultando em $Q_{\text{sign}} = 2KL$ bits.

3.1.2.2 Codificação tipo II

A segunda codificação binária para o problema MuChE adotada consiste em separar a resposta do canal $z_{k,\ell}$ da mesma maneira que a codificação tipo I, ou seja, em parte real e parte imaginária segundo a equação (3.1).

Após realizar esse procedimento, digitaliza-se a parte real e imaginária juntamente com suas partes fracionárias (não são separadas as partes fracionárias das partes inteiras). Esse procedimento visa garantir a não saturação do estimador³ a partir do emprego da medida de energia (amplitude ou módulo) do sinal recebido no i -ésimo intervalo de bit \mathbf{r}_i . Uma vez que a medida da amplitude (módulo) do sinal recebido no i -ésimo intervalo de bit pode ser facilmente obtida através da relação:

$$A_{\text{max}} = \|\mathbf{r}_i\| \quad (3.4)$$

Claramente, nota-se que o valor A_{max} é o maior valor possível para a estimativa de

²Sem considerar o sinal de cada termo.

³Maior valor possível para a representação do módulo do coeficiente garantidamente superior ao valor verdadeiro do módulo do coeficiente.

amplitude e coeficiente de canal conjuntamente, pois esse valor representa a energia total recebida no i -ésimo intervalo de bit, garantindo uma não saturação da estimativa obtida.

Finalmente, os valores $z_{k,\ell}^{\Re}$ e $z_{k,\ell}^{\Im}$ são então digitalizados através de um conversor Analógico/Digital da forma:

$$\begin{aligned} \underline{z}_{k,\ell}^{\Re} &= \text{ADC} \left[\frac{A_{max}}{z_{k,\ell}^{\Re}} \right]_{Q_{\text{int}}} \\ \underline{z}_{k,\ell}^{\Im} &= \text{ADC} \left[\frac{A_{max}}{z_{k,\ell}^{\Im}} \right]_{Q_{\text{int}}} \end{aligned}$$

Como no caso da codificação tipo I, a quantidade de bits Q_{int} é um parâmetro de entrada do algoritmo e contribui para a determinação da precisão e complexidade do GA. Com isso, define-se a unidade de processamento cromossomo como sendo o vetor formado pelas partes real e imaginária do número complexo $z_{k,\ell}$, na forma binária, resultando em:

$$\Lambda_{k,\ell} = [z_{k,\ell}^{\Re} \ z_{k,\ell}^{\Im}] \quad (3.5)$$

Novamente, o i -ésimo indivíduo é constituído de KL cromossomos, resultando num vetor coluna binário $\check{\mathbf{z}}_i$ dado pela equação (3.3).

Portanto, para a codificação tipo II, o tamanho de cada indivíduo será proporcional ao número total de usuários, percursos e número de bits de resolução (Q_{int}), resultando em um indivíduo de tamanho $Q_{\text{indiv}} = 2KL(2Q_{\text{int}}) = 4KLQ_{\text{int}}$ bits.

Da mesma forma que a codificação tipo I, esta análise refere-se à primeira característica do indivíduo, ou seja, ao valor absoluto da parte real e imaginária⁴.

Novamente, a obtenção do sinal de cada parte do número complexo deve ser encarado como uma segunda característica do indivíduo, onde cada sinal, de cada parte do número complexo, pode ser representado por apenas um bit. Com isso, a segunda característica do indivíduo a ser otimizada é proporcional ao número total de usuários e a quantidade de percursos apenas, resultando em $Q_{\text{sign}} = 2KL$ bits.

3.1.2.3 Codificação tipo III

A terceira e última codificação implementada e testada neste trabalho visa manipular o coeficiente de canal⁵ a ser estimado na sua forma polar, ou seja, módulo e fase.

⁴Sem considerar o sinal de cada termo.

⁵Trata-se de um número complexo definido na equação (2.46).

Logicamente, essa forma de codificação exclui a necessidade da utilização de uma segunda característica ao indivíduo (sinal de cada parte do número complexo), buscando facilitar a implementação e minimizar a complexidade computacional.

Com isso, define-se as variáveis a serem otimizadas (módulo e fase) da forma:

$$|z_{k,\ell}| = \sqrt{(\Re\{z_{k,\ell}\})^2 + (\Im\{z_{k,\ell}\})^2} \quad (3.6)$$

$$\angle z_{k,\ell} = \arctg\left(\frac{\Im\{z_{k,\ell}\}}{\Re\{z_{k,\ell}\}}\right) \quad (3.7)$$

Após realizar esse procedimento, digitaliza-se o módulo e a fase juntamente com suas partes fracionárias (não são separadas as partes fracionárias das partes inteiras). Novamente, esse procedimento visa garantir a não saturação do estimador pela medida da energia (amplitude ou módulo) do sinal recebido no i -ésimo intervalo de bit.

Com isso, utiliza-se o valor A_{max} , definido na equação (3.4), para a obtenção do módulo não saturado. No entanto, a fase pode ser encontrada considerando-se apenas o valor de seu ângulo, que está contido entre 0 e 2π .

Portanto, o módulo e a fase de $z_{k,\ell}$ são digitalizados através de um conversor ADC da forma:

$$\underline{|z_{k,\ell}|} = \text{ADC} \left[\frac{A_{max}}{|z_{k,\ell}|} \right]_{Q_{\text{abs}}}$$

$$\underline{\angle z_{k,\ell}} = \text{ADC} \left[\frac{2\pi}{\angle z_{k,\ell}} \right]_{Q_{\text{phs}}}$$

Novamente, como no caso das codificações anteriores, a quantidade de bits Q_{abs} e Q_{phs} são parâmetros de entrada do algoritmo e contribuem para a determinação da precisão e complexidade do GA.

Note-se que o coeficiente de canal pode ser facilmente reescrito na sua forma retangular através da relação:

$$z_{k,\ell} = |z_{k,\ell}| e^{j\angle z_{k,\ell}} \quad (3.8)$$

onde $j = \sqrt{-1}$.

Com isso, define-se a unidade de processamento cromossomo como sendo o vetor formado pelo módulo e fase do coeficiente, na forma binária, resultando em:

$$\Lambda_{k,\ell} = \left[\underline{|z_{k,\ell}|} \quad \underline{\angle z_{k,\ell}} \right] \quad (3.9)$$

Da mesma forma que a codificação do tipo I e II, o i -ésimo indivíduo para a codificação

tipo III é constituído de KL cromossomos, resultando num vetor coluna binário $\check{\mathbf{z}}_i$ dado pela equação (3.3).

Portanto, nesse caso, o tamanho de cada indivíduo será proporcional ao número total de usuários, percursos, número de bits de resolução para o módulo e número de bits de resolução para a fase, resultando em um indivíduo de tamanho $Q_{\text{indiv}} = 2KL(Q_{\text{abs}} + Q_{\text{phs}})$ bits.

Logicamente, na codificação tipo III não há a necessidade de uma segunda característica do indivíduo (sinal), pois o número complexo é descrito na sua forma polar. Com isso, facilita-se uma possível implementação e garante-se uma diminuição da complexidade computacional por geração.

Infelizmente, resultados de simulação apresentados no capítulo 4 indicaram que o desempenho obtido pela codificação tipo III é inferior às codificações tipo I e II.

Note-se que, independentemente do tipo de codificação adotado, o objetivo do GAMuChE é otimizar o vetor candidato, para que após o processo de conversão Digital/Analógico (DAC - *Digital to Analog Converter*), o respectivo vetor $\check{\mathbf{z}}_i$ apresente um menor valor para a função custo, equação (2.59).

3.2 Definição do Espaço de Busca

Após a etapa de codificação, deve-se definir o espaço de busca do problema, que no caso do problema MuD, é caracterizado por todas as possíveis combinações de bits que os usuários podem estar transmitindo. Neste caso, para K_v usuários virtuais transmitindo I bits através de um canal multipercurso com L percursos e D ramos de processamento do sinal no receptor, o universo de busca total será um conjunto binário de dimensão:

$$\Theta(K_v, I, D) = 2^{DK_v I} \quad (3.10)$$

com $1 \leq D \leq L$.

É evidente que o universo de busca a ser percorrido será $\Theta(K_v, I, D) < 2^{DK_v I}$, pois cada bit transmitido deve ser detectado de forma a resultar num mesmo valor de bit estimado para todos os D ramos de processamento, ou seja:

$$\hat{b}_{k,1,g}^{(i)} = \hat{b}_{k,2,g}^{(i)} = \dots = \hat{b}_{k,D,g}^{(i)} \in \{+1, -1\} \quad (3.11)$$

Isto implica que o universo de busca a ser percorrido pelo algoritmo genético para o

problema da detecção multiusuário independe da quantidade de percursos, resultando em:

$$\Theta(K_v, I) = 2^{K_v I} \quad (3.12)$$

O universo de soluções possíveis é então formado por todos os vetores candidato que satisfizerem a equação (3.11).

As demais possibilidades fazem parte do chamado universo proibido, não sendo testada pelo GA. Com isso, garante-se a qualidade da solução final, pois permite-se que uma possível estimativa correta para todos os percursos de um mesmo bit transmitido possa ser feita.

Já o universo de busca para o problema da estimativa de parâmetros não deve levar em consideração o número de bits transmitido, pois o universo é percorrido a cada período de bit, sendo definido originalmente pelo conjunto dos números complexos:

$$\Theta(K, L) = \mathbb{C} \quad (3.13)$$

No entanto, após a codificação do problema para a forma binária, o universo de busca para o problema MuChE, restringe-se aos seguintes conjuntos binários:

- Codificação tipo I:

$$\Theta(K, L) = 2^{2KL(Q_{\text{int}}+Q_{\text{frac}})} \quad (3.14)$$

- Codificação tipo II:

$$\Theta(K, L) = 2^{4KLQ_{\text{int}}} \quad (3.15)$$

- Codificação tipo III:

$$\Theta(K, L) = 2^{2KL(Q_{\text{abs}}+Q_{\text{phs}})} \quad (3.16)$$

A partir da definição do espaço de busca a ser percorrido, inicia-se a determinação dos parâmetros e a escolha de boas estratégias para as diversas etapas do algoritmo genético.

3.3 Tamanho da População

A escolha do tamanho da população é um fator importante na determinação do custo computacional e da qualidade das soluções obtidas pelos algoritmos genéticos. Com uma população pequena, o desempenho pode ser comprometido, pois deste modo a população fornece uma pequena cobertura do espaço de busca do problema. Uma grande população

geralmente fornece uma cobertura representativa do domínio do problema, além de prevenir convergências prematuras para soluções locais ao invés de globais. No entanto, para se trabalhar com grandes populações, são necessários maiores recursos computacionais, ou que o algoritmo trabalhe por um período de tempo muito maior e possivelmente desnecessário.

O tamanho da população mais adequado para cada tipo de problema de otimização, visando a minimização do custo computacional é um interessante tópico de pesquisa que vem sendo estudado desde o trabalho de Holland (HOLLAND, 1975). Em 1975, De Jong (JONG, 1975), baseado em (HOLLAND, 1975), reconheceu a importância do ruído no processo de decisão propondo uma estimativa para o tamanho da população baseada nas características do sinal e do ruído presente no problema. Infelizmente, ele não a utilizou no restante do seu trabalho e o resultado acabou não sendo verificado, caindo em esquecimento. Só em 1991, Goldberg e Rudnick (GOLDBERG; RUDNICK, 1991) desenvolveram a primeira equação para o tamanho da população baseada na variância da função custo. No ano seguinte, Goldberg, Deb e Clark (GOLDBERG; DEB; CLARK, 1992) encontraram um limite conservador para o tamanho da população, garantindo a qualidade de convergência dos algoritmos genéticos.

Em 1999, Harik *et al.* (HARIK *et al.*, 1999), baseados em (GOLDBERG; DEB; CLARK, 1992), desenvolveram uma equação para o tamanho da população inspirados no clássico problema do caminho aleatório (*random walk*): particularmente, analisou-se o problema da ruína do jogador (*gambler's ruin*). Usando problemas simples e complicados como teste, Harik *et al.* demonstraram a acurácia do modelo proposto. No entanto, o resultado do trabalho de Harik *et al.* é limitado apenas a problemas onde o tamanho do indivíduo é constante, além de requerer informações estocásticas sobre a variância (ruído) e diferença média esperada (sinal) da função custo entre o segundo e primeiro bloco de construção. Em muitos problemas práticos, estas informações são impossíveis ou muito difíceis de serem obtidas. A expressão encontrada por Harik *et al.* é dada por:

$$p = -2^{k-1} \ln(\alpha) \frac{\sigma_f}{d} \sqrt{\pi m'} \quad (3.17)$$

onde k é a ordem do bloco de construção; $\alpha = 1 - P_b$ é a probabilidade do algoritmo genético falhar na etapa de decisão, ou seja, P_b é a probabilidade de acerto; σ_f é a variância (ruído) da função custo; d é a diferença média esperada (sinal) da função custo entre o segundo e o primeiro bloco de construção; e $m' = m - 1$, sendo $m = \frac{l}{k}$ e l o tamanho do indivíduo.

Recentemente, Ahn e Ramakrishna (AHN; RAMAKRISHNA, 2002) estenderam o estudo realizado em (HARIK et al., 1999) encontrando uma expressão geral razoável, fácil de ser obtida, para o tamanho da população sem a necessidade de se conhecer as características estocásticas do sinal e do ruído, além de possibilitar sua utilização em problemas de tamanho variável. Esta expressão necessita apenas das informações básicas do problema, como cardinalidade do alfabeto (χ), ordem do bloco de construção (k), tamanho do indivíduo (l) e probabilidade de falha do algoritmo genético na etapa de decisão (α), sendo dada por:

$$p = -\frac{\chi^k}{2} \ln(\alpha) \left(\frac{\chi^k - 1}{2} \sqrt{\pi m'} + 1 \right) \quad (3.18)$$

Este trabalho utiliza a equação (3.18) para encontrar o tamanho adequado da população para o problema da detecção multiusuário DS/CDMA e da estimativa de parâmetros de sistema. A utilização da equação (3.18) é conveniente, pois permite que o tamanho da população seja determinada apenas na etapa de inicialização do algoritmo genético, sendo mantido constante em todas as gerações.

Para o problema onde os sinais são digitais binários, o alfabeto (binário) implica em $\chi = 2$ e a ordem do bloco de construção unitário implica em $k = 1$. Assim, reescrevendo a equação (3.18) para o problema de sinais binários, resulta em:

$$p = -\ln(\alpha) \left(0,5\sqrt{\pi(l-1)} + 1 \right) \quad (3.19)$$

Neste trabalho, considerou-se $P_b = 99\%$ como sendo a mínima percentagem de acerto e uma população de tamanho inteiro com multiplicidade 10. Reescrevendo a equação (3.19), resulta em:

$$p = 10 \cdot \left\lceil 0,3454 \left(\sqrt{\pi(l-1)} + 2 \right) \right\rceil \quad (3.20)$$

onde o operador $\lceil x \rceil$ retorna o maior inteiro próximo a x .

A figura 3.1 sintetiza o comportamento da equação (3.19) para diversos valores de P_b e l , bem como o tamanho da população obtido via equação (3.20). Observe-se que a adoção da equação (3.20) garante uma confiabilidade acima dos 99% para qualquer valor de l e entre 99,7% à 99,9% para $l > 60$.

Logicamente, o tamanho do indivíduo (l) para o problema MuD é diferente do tamanho do indivíduo para o problema da estimativa de parâmetro. Para o problema MuD, o tamanho do indivíduo candidato é dado pelo número de usuários virtuais multiplicado

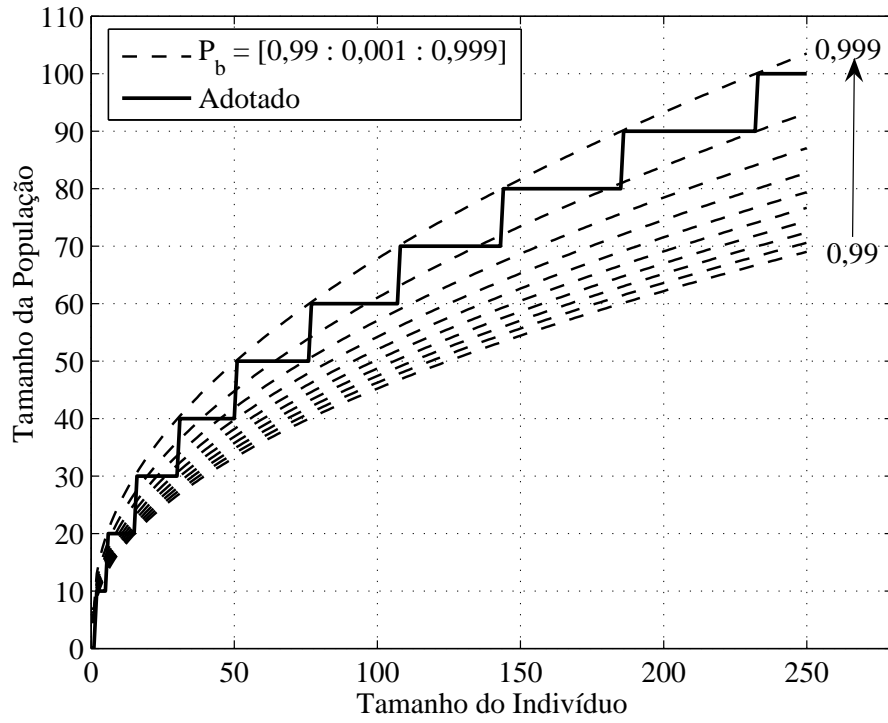


Figura 3.1: Equação (3.19) para diferentes intervalos de confiança (P_b) e tamanhos de população adotado.

pelo número de bits transmitidos, ou seja:

$$l = \frac{m}{k} = K_v I \quad (3.21)$$

Já para o problema da estimativa de parâmetros, o tamanho do indivíduo depende do tipo de codificação adotado, resultando em:

- Codificação tipo I:

$$l = 2KL(Q_{\text{int}} + Q_{\text{frac}}) \quad (3.22)$$

- Codificação tipo II:

$$l = 4KLQ_{\text{int}} \quad (3.23)$$

- Codificação tipo III:

$$l = 2KL(Q_{\text{abs}} + Q_{\text{phs}}) \quad (3.24)$$

3.4 Inicialização da População

Em muitas aplicações do algoritmo genético é comum a inicialização da população ser feita escolhendo-se aleatoriamente indivíduos no espaço de soluções. Este procedimento é geralmente adotado em problemas onde não se tem nenhum conhecimento sobre uma região atrativa do universo de busca ou não esteja disponível previamente nenhuma solução que já esteja próxima da solução global.

Para o problema da detecção multiusuário, adotam-se as estimativas obtidas à saída do detector convencional (Rake) como solução prévia. Esta é utilizada como o indivíduo inicial da população, sendo que os outros membros da primeira população podem ser gerados aleatoriamente ou obtidos a partir do indivíduo inicial com perturbações convenientes (ver seção 3.7.2) (YEN; HANZO, 2000, 2001; WU et al., 2003; CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2004; ABRÃO; CIRIACO; JESZENSKY, 2004; YEN; HANZO, 2004). É comum também encontrar na literatura trabalhos que utilizam outros detectores, diferentes do convencional, como estimativa inicial para o algoritmo evolucionário. Esta estratégia diminui o número de gerações do algoritmo evolucionário para se alcançar a solução global, mas em contrapartida, estes detectores normalmente tem uma complexidade alta, não trazendo ganho na redução global da complexidade do sistema (WU et al., 2003; DONG et al., 2004).

Neste trabalho utilizou-se a saída do detector convencional como estimativa inicial para o algoritmo evolucionário:

$$\mathcal{B}^{(1)} = \left[\hat{\mathbf{b}}^{(0)T}, \hat{\mathbf{b}}^{(1)T}, \dots, \hat{\mathbf{b}}^{(I-1)T} \right]^T \quad (3.25)$$

onde a partir da equação (2.28) tem-se $\hat{\mathbf{b}}_{k,g}^{(i)} = \text{sgn} \left(\hat{\mathbf{y}}_{k,g}^{(i)} \right)$, sendo a saída do receptor Rake MRC.

Os outros membros são obtidos através do indivíduo inicial (\mathcal{B}_1) com perturbações do tipo:

$$\mathcal{B}^{(j)} = \mathcal{B}^{(1)} + \mathcal{N} \left(0, \sigma^2 \right) \quad (3.26)$$

onde $j = 2, 3, \dots, p$ e $\mathcal{N} \left(0, \sigma^2 \right)$ representa um processo aleatório Gaussiano com média 0 e variância σ^2 . Este processo é denominado mutação, sendo descrito na seção 3.7.2.

Portanto, a matriz de indivíduos que forma a primeira população no algoritmo MC-GAMuD é dada por:

$$\mathcal{B} = \left[\mathcal{B}^{(1)} \mathcal{B}^{(2)} \dots \mathcal{B}^{(p)} \right] \quad (3.27)$$

Já a primeira população para o problema das estimativas da resposta do canal no

primeiro intervalo de bit, dimensão $Q_{\text{indiv}} \times p$, é obtida aleatoriamente:

$$\underline{\check{Z}} = [\check{z}_1 \check{z}_2 \check{z}_3 \dots \check{z}_p] \quad (3.28)$$

No entanto, a partir do segundo intervalo de bit, o primeiro indivíduo da população $\underline{\check{Z}}^{(m)}$ consiste do melhor indivíduo encontrado na otimização do bit anterior, ou seja:

$$\check{z}_1^{(m)} = \hat{z}_{GA}^{(m-1)} \quad (3.29)$$

Os outros $p - 1$ indivíduos da primeira população são então gerados aleatoriamente.

3.5 Medida de Aptidão

Deve-se encontrar um valor associado ao desempenho para cada indivíduo candidato através de uma função custo (medida de aptidão). A avaliação deste valor associado ao desempenho é o resultado mais importante no procedimento dos algoritmos evolucionários.

A aptidão é uma característica intrínseca ao indivíduo. Esta indicará, em nível biológico, qual é a habilidade que um determinado indivíduo possui para sobreviver a predadores, pestes e a outros obstáculos para a subsequente reprodução. Transportando para o procedimento matemático no algoritmo, representa a habilidade do indivíduo em produzir a melhor solução.

No contexto da detecção MuD, a medida de aptidão é obtida através da função LLF, equação (2.33), sendo diretamente responsável pela morte ou vida dos indivíduos (VERDÚ, 1998). Já para a estimativa de parâmetros, a medida de aptidão é obtida através da equação (2.59), sendo também responsável pela morte ou vida dos indivíduos (YEN; HANZO, 2001).

3.6 Reprodução

A reprodução em um algoritmo evolucionário é o processo no qual os indivíduos, ou vetores candidatos, transferem suas características (material genético) para a próxima geração de acordo com os valores dados pela função custo. Os indivíduos com elevados valores de aptidão possuem maior probabilidade de formar a próxima geração. Este operador é um modelo artificial da seleção natural.

3.6.1 Tamanho do Poço de Cruzamento (Mating Pool Size)

O tamanho do poço de cruzamento (M) controla a pressão no processo de competição entre os indivíduos. Ao se escolher um M pequeno, certamente os melhores genitores (*parents*) serão selecionados; no entanto, haverá uma diminuição na diversificação do universo de busca, podendo-se encontrar uma solução local. Utilizando um M grande, genitores com uma aptidão pequena serão selecionados e suas características ruins serão mantidas nas próximas gerações, trazendo lentidão na convergência (MITCHELL, 1998; YEN; HANZO, 2004).

Deve-se utilizar um valor de M que garanta velocidade na convergência e qualidade na solução encontrada. O tamanho do poço de cruzamento deve estar na faixa $2 \leq M \leq p$. Para o problema da detecção MuD, adotou-se $M = 0,1p$. Para o problema da estimativa de parâmetros, adotou-se $M = 0,2Q_{\text{indiv}}$. Isso é perfeitamente aceitável, pois o tamanho da população é proporcional ao tamanho do indivíduo.

3.6.2 Método de Seleção

Após ter sido determinado o tamanho do poço de cruzamento, deve-se escolher a estratégia de seleção. O processo de seleção determina como os genitores são escolhidos para formar a próxima geração e quantos descendentes cada genitor irá produzir.

A proposta da seleção é privilegiar os melhores genitores na esperança de que seus descendentes possuam melhores valores de aptidão. Deve-se escolher uma estratégia de seleção que seja bem ajustada aos operadores de mutação e de *crossover*, visando obter um balanço adequado entre exploração e aproveitamento.

Uma das formas mais tradicionais de seleção utilizada para o GA, proposto originalmente em (HOLLAND, 1975), seleciona os genitores proporcionalmente ao valor da aptidão medido pela função custo.

O método mais conhecido para implementar a seleção proporcional é denominado de roleta circular (*roulette wheel*), onde cada indivíduo é representado por uma parte (segmento ou área parcial) da roleta circular e o tamanho desse segmento é proporcional à sua medida de aptidão. A roleta é girada MT vezes. A cada rodada, o indivíduo que cair sobre a marca da roleta é selecionado para ser um genitor da próxima geração. Este método pode ser implementado em três passos, descritos a seguir:

1. Soma-se os valores de aptidão para todos os membros da população:

$$\kappa_M = \sum_{i=1}^p \Omega(i)$$

2. Gera-se um número aleatório x uniformemente distribuído em $[0, \kappa_M]$.
3. Seleciona-se o k -ésimo membro que satisfaz:

$$\sum_{i=1}^k \kappa(i) \geq x$$

Este método prioriza indivíduos que possuem maiores valores associados à função custo, pois suas probabilidades de seleção são proporcionais às suas respectivas aptidões, correspondendo a uma maior área na roleta.

Outra estratégia é baseada no método de seleção utilizado no algoritmo EP, sendo mais simples que a estratégia da roleta circular, pois escolhe-se apenas os M melhores indivíduos da população p para serem os genitores da próxima geração (FOGEL, 1994). Os M indivíduos com maiores valores de aptidão são selecionados para serem os genitores da próxima geração. Já os $p - M$ indivíduos com menores valores de aptidão são removidos. A esta estratégia de seleção denominaremos, daqui para frente, de seleção p -sort.

Uma comparação justa entre as duas estratégias de seleção, aplicadas ao problema da detecção MuD é apresentada na seção seção 4.1.1.1. Resultados de convergência sintetizados na figura 4.1 indicaram superioridade da estratégia de seleção p -sort sobre a estratégia de roleta circular, sendo, portanto, adotada no algoritmo genético proposto neste trabalho para a otimização do problema MuD e, por extensão ao MuChE. Ressalte-se que simulações visando a comparação dos dois métodos de seleção foram conduzidas também para o problema MuChE, comprovando a superioridade do método p -sort, porém os resultados não foram reportados neste trabalho.

3.7 Operadores Genéticos

Uma importante decisão para a implementação de um algoritmo evolucionário é a escolha de quais operadores genéticos utilizar, sendo altamente afetada pelo tipo de problema a ser solucionado.

Os operadores genéticos são necessários para que a população se diversifique e mantenha características de adaptação adquiridas nas gerações anteriores. Estes transformam

a população através de sucessivas gerações, estendendo a busca até chegar a um resultado satisfatório.

O algoritmo genético utiliza o operador *crossover* como seu principal operador genético no intuito de trazer variabilidade de busca sem perder as características de adaptação adquiridas. A mutação não é considerada essencial, pois em uma população real a taxa de mutação é muito baixa, fazendo com que a mutação seja um mecanismo secundário no processo de adaptação dos algoritmos genéticos.

Para o algoritmo EP, o único operador genético (além da seleção) é a mutação, não existindo *crossover*. Esta é uma das maiores diferenças, senão a maior, entre os algoritmos GA e EP.

3.7.1 Operador *Crossover*

Como dito anteriormente, o operador *crossover* é um operador que combina sub-partes de dois genitores com a finalidade de produzir descendentes que apresentem material genético de ambos. Para muitos estudiosos da área, o fator determinante que distingue o algoritmo GA dos demais algoritmos de otimização é a utilização exclusiva do operador *crossover* no algoritmo GA.

Na literatura, encontram-se inúmeras variações para a implementação do operador *crossover*, sendo o *crossover* ponto-simples (*single-point crossover*), o *crossover* multi-ponto (*multi-point crossover*) e o *crossover* uniforme (*uniform crossover*) os mais conhecidos e utilizados. Neste trabalho utilizou-se o operador *crossover* uniforme.

O operador *crossover* uniforme considera cada gene (*locus*) como um ponto em potencial para que seja possível ocorrer a troca genética, que é controlado pela chamada máscara de *crossover* (*crossover mask*) (MITCHELL, 1998). A máscara de *crossover* é uma seqüência que consiste de um vetor de bits aleatórios (“1” e “0”) com o mesmo tamanho dos indivíduos, onde a cada posição, correspondente a cada bit dos indivíduos, é realizada a troca quando a máscara de *crossover* possuir valor “1” para aquela posição. Se a máscara possuir valor “0” na posição, não há troca de bits. Uma ilustração do processo de *crossover* uniforme é apresentada na figura 3.2.

Durante a permuta de material genético entre os indivíduos, haverá uma tendência da transmissão das características dominantes para as gerações futuras. Após algumas gerações, pode-se observar que uma elevada percentagem de indivíduos apresenta variáveis (características) “dominantes”.

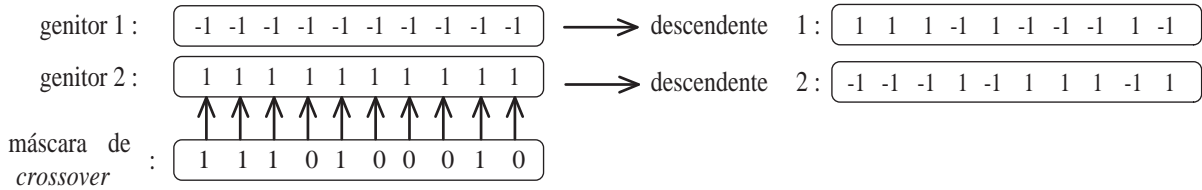


Figura 3.2: Operador *crossover* uniforme.

3.7.2 Operador Mutação

O operador mutação consiste em alterar características dos indivíduos. Este procedimento é necessário para a introdução e manutenção da diversidade genética na população, alterando arbitrariamente um ou mais componentes de uma estrutura escolhida, fornecendo assim meios para a introdução de novos elementos na população. Desta forma, a mutação assegura que a probabilidade de se chegar a qualquer ponto do espaço de busca nunca será zero.

Uma maneira de se implementar a mutação é a geração de uma perturbação (ruído), que será adicionada a cada gene. No caso de alfabeto binário bipolarizado, -1 e $+1$, quando a perturbação for pequena, não haverá mudança (mutação) do gene (LIM et al., 2003; CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2004; ABRÃO; CIRIACO; JESZENSKY, 2004). No entanto, quando a perturbação for grande o suficiente para trocar o sinal do gene, ocorrerá mutação. Este ruído pode ser escolhido seguindo uma distribuição estatística específica. Neste trabalho, adotou-se uma distribuição Gaussiana:

$$\text{NOVO}_{\text{indiv\u00edduo}} = \text{sgn}(\text{indiv\u00edduo} + \mathcal{N}(0, \sigma^2)) \quad (3.30)$$

onde $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ é definida como em (3.26). A variância deste processo (σ^2) está intimamente ligada à taxa média de mutação. No caso binário bipolarizado, essa variância representará uma taxa média de mutação seguindo a figura 3.3. Esta figura apresenta a taxa média e máxima de mutação em relação à variância. Para cada problema escolheu-se uma variância que correspondesse a uma taxa de mutação média adequada.

A figura 3.4 apresenta o operador mutação para um alfabeto binário bipolarizado. Fica evidente que a mutação pode ocorrer em um ou mais pontos, ou ainda não ocorrer em nenhum, devido à natureza estocástica do processo.

Outros operadores podem ser encontrados na literatura, como o operador de intensificação clonagem (CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2004; ABRÃO; CIRIACO; JESZENSKY, 2004) e aqueles que possuem estratégias adaptativas para a mutação e *crossover* (VAS-

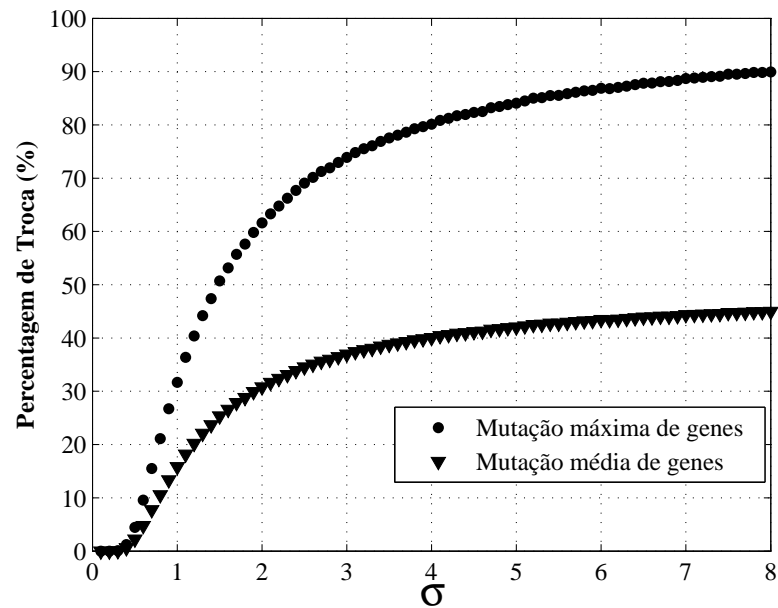


Figura 3.3: Taxa de mudança dos bits em função do desvio padrão escolhido.

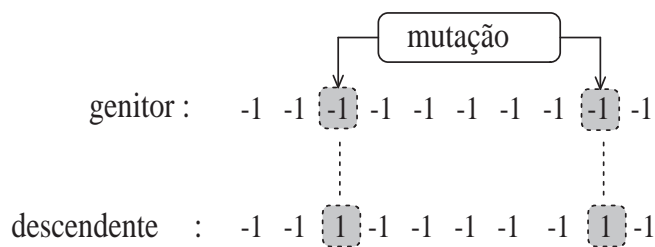


Figura 3.4: Mutação aleatória baseada no desvio padrão da figura 3.3.

CONCELOS et al., 2001; CIRIACO; ABRÃO; JESZENSKY, 2004), específicas para cada tipo de otimização.

3.8 Estratégias de Reposição

Estratégias de reposição procuram estabelecer uma regra biológica de composição de indivíduos visando a próxima geração, determinando o número máximo de indivíduos suportado no espaço físico em populações reais. Em termos da descrição matemática, estratégias de reposição correspondem à determinação do número de vetores candidatos a ser mantido na próxima geração.

Muitos autores consideram a etapa de reposição como parte da etapa de seleção; no entanto, podem ser identificadas as seguintes estratégias: a estratégia elitista (*elitism*)

e a estratégia de estado permanente (*steady-state*). A primeira força o algoritmo evolucionário a reter alguns dos melhores indivíduos a cada geração. Esses indivíduos serão perdidos caso não sejam selecionados para a etapa de reprodução ou se forem destruídos pela mutação e *crossover*. Nessa estratégia, sucessivas gerações são sobrepostas, i.e., alguma parte da geração precedente é retida para a nova população. Na estratégia de estado permanente, apenas poucos indivíduos são trocados a cada geração; usualmente um número pequeno dos piores indivíduos são trocados pelos descendentes resultantes do processo de *crossover* e mutação dos melhores genitores (JONG, 1975; MITCHELL, 1998).

O presente trabalho utiliza a estratégia de reposição denominada elitismo global, onde são mantidos para a próxima geração apenas os melhores p indivíduos oriundos da população conjunta dos genitores e descendentes.

3.9 Critério de Parada

Existem basicamente três formas de se finalizar a etapa de busca em algoritmos evolucionários. Pode-se finalizar a busca do algoritmo após:

1. executar um número fixo de gerações,
2. atingir um limiar,
3. após um tempo pré-determinado.

Dependendo da natureza do problema, um dos critérios de parada acima pode se mostrar mais adequado que os demais. Para as duas classes de problemas tratados neste trabalho, MuD e MuChE, o critério de parada adotado será o mesmo utilizado comumente na literatura, que consiste em finalizar a busca após a execução de um número fixo de gerações (G_t). No entanto, para o problema MuChE o vetor obtido está na forma binária devendo ser convertido para a forma analógica (número complexo). Isso é realizado pela utilização de um conversor Digital/Analógico, sendo descrito como o processo inverso do operador ADC[·]; neste caso, para cada tipo de codificação, tem-se:

- Codificação tipo I:

$$\hat{\mathbf{z}}_{GA}^{(m)} = \text{DAC} \left[\underline{\mathbf{z}}_{\text{best}}^{(m)} \right]_{Q_{\text{int}}, Q_{\text{frac}}} \quad (3.31)$$

- Codificação tipo II:

$$\hat{\mathbf{z}}_{GA}^{(m)} = \text{DAC} \left[\underline{\mathbf{z}}_{\text{best}}^{(m)} \right]_{Q_{\text{int}}, Q_{\text{int}}} \quad (3.32)$$

- Codificação tipo III:

$$\hat{\mathbf{z}}_{GA}^{(m)} = \text{DAC} \left[\mathbf{z}_{\text{best}}^{(m)} \right]_{Q_{\text{abs}}, Q_{\text{phs}}} \quad (3.33)$$

3.10 Determinação da Geração de Convergência

Um critério para a determinação da geração de convergência dos algoritmos evolucionários consiste em analisar rigorosamente a ausência de evolução em gerações consecutivas, comparando-se o valor da função custo. Quando ocorrer:

$$\Omega_g(x_1) = \Omega_{g+1}(x_1) = \dots = \Omega_G(x_1) \quad (3.34)$$

com x_1 representando o melhor vetor candidato naquela geração, g indicará a geração de convergência do algoritmo.

Outro critério considera a geração de convergência àquela que não apresenta ganho significativo da função custo em relação às gerações anteriores. Neste trabalho, adotou-se o critério mais conservador, equação (3.34), sendo utilizado para os problemas MuD e MuChE.

3.11 Algoritmos GAMuD e GAMuChE

As arquiteturas (pseudocódigos) para os algoritmos GAMuD e GAMuChE são apresentadas na tabela 3.1. Note-se que a diferença entre as arquiteturas é bem pequena, limitando-se à conversão digital analógica (inexistente no GAMuD) e a equação que rege a medida de aptidão (equações (2.33) e (2.59)). Portanto, fica evidente que caso sejam aplicadas as duas técnicas em conjunto, a implementação em DSP das duas estratégias simplifica-se.

Note-se que para descrever o pseudocódigo do algoritmo GAMuChE, utilizou-se a codificação tipo I (variáveis Q_{int} e Q_{frac}). No entanto, o pseudocódigo é o mesmo para os outros tipos de codificação (I e II), devendo apenas alterar o número de bits do conversor Digital/Analógico.

GAMuD	GAMuChE
<p>Input: p, \mathcal{B}_1, M, G_t Output: \mathcal{B}_1 Início</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Inicializa a primeira população \mathcal{B}; 2. Cálculo da Aptidão $\Omega(\mathcal{B})$; $g = 0$; 3. Enquanto $g < G_t$ faça; 4. $\mathcal{B}_{selected} = \text{Seleção}(\mathcal{B}, M)$; 5. $\mathcal{B}_{cross} = \text{Crossover}(\mathcal{B}_{selected})$; 6. $\mathcal{B}_{new} = \text{Muta\c{c}o\~{e}}(\mathcal{B}_{cross})$; 7. Cálculo da Aptidão $\Omega(\mathcal{B})$; 8. $\mathcal{B} = \text{Reposi\c{c}\~{a}o}(\mathcal{B} \cup \mathcal{B}_{new})$; 9. fim <p>fim</p>	<p>Input: $p, \check{\mathcal{Z}}_1, M, G_t$ Output: $\check{\mathcal{Z}}_{best}$ Início</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Inicializa a primeira população $\check{\mathcal{Z}}$; 2. $\check{\mathcal{Z}} = \text{DAC}(\check{\mathcal{Z}})_{Q_{int}, Q_{frac}}$; 3. Cálculo da Aptidão $\Omega(\check{\mathcal{Z}})$; $g = 0$; 4. Enquanto $g < G_t$ faça; 5. $\check{\mathcal{Z}}_{selected} = \text{Sele\c{c}\~{a}o}(\check{\mathcal{Z}}, M)$; 6. $\check{\mathcal{Z}}_{cross} = \text{Crossover}(\check{\mathcal{Z}}_{selected})$; 7. $\check{\mathcal{Z}}_{new} = \text{Muta\c{c}\~{a}o}(\check{\mathcal{Z}}_{cross})$; 8. $\check{\mathcal{Z}}_{new} = \text{DAC}(\check{\mathcal{Z}}_{new})_{Q_{int}, Q_{frac}}$; 9. Cálculo da Aptidão $\Omega(\check{\mathcal{Z}})$; 10. $\check{\mathcal{Z}} = \text{Reposi\c{c}\~{a}o}(\check{\mathcal{Z}} \cup \check{\mathcal{Z}}_{new})$; 11. fim <p>fim</p>

Tabela 3.1: Algoritmos GAMuD e GAMuChE.

4 Resultados

Neste capítulo compara-se o desempenho dos algoritmos GAMuD e GAMuChE descritos no capítulo 3, considerando-se as principais figuras de mérito, isto é, a taxa de erro de bit média (BER), o erro quadrático médio normalizado (MSE) e o erro médio percentual (MPE), respectivamente, além da análise da velocidade de convergência. Para o problema da detecção multiusuário e da estimativa da resposta do canal são apresentados resultados numéricos baseados no método de simulação Monte Carlo¹.

4.1 Detecção Multiusuário Sub-ótima

A análise realizada nessa seção visa demonstrar a aplicabilidade da estratégia GAMuD para a etapa de detecção em diversos tipos de sistemas DS/CDMA. Para isso, considerou-se inicialmente um sistema onde todos os usuários transmitem à mesma taxa de bits (sistema unitaxa), pois alguns sistemas celulares em uso atualmente (2G) disponibilizam apenas o serviço de voz. Em seguida, analisa-se o desempenho do GAMuD para sistemas mais avançados, onde os usuários podem utilizar diversos serviços a diferentes taxas de transmissão (multitaxa). Esses sistemas multitaxa referem-se às tecnologias 3G e, futuramente, a quarta geração (4G) das comunicações móveis. Por fim, é realizada uma análise da “sensibilidade” da técnica GAMuD quando da ocorrência de erros nas estimativas dos parâmetros do sistema.

4.1.1 Multipercurso Unitaxa

Num sistema unitaxa, todos os usuários transmitem à mesma taxa básica, acarretando em $m^{(1)} = m^{(2)} = \dots = m^{(G)}$. Com isso, a etapa de canalização é desconsiderada. A tabela 4.1 sintetiza os principais parâmetros de configuração para os sistemas unitaxa simulados.

¹Descrito no anexo A.

Tabela 4.1: Principais parâmetros de sistema e canal adotados para o sistema unitaxa.

Seqüência	N	K	U	Canal	R	v_{max}	f_D	D
PN	31	10; 20	0,32; 0,64	Rayl. Lento	384Kb/s	120Km/h	222Hz	≤ 3

As seqüências escolhidas são do tipo aleatória (PN), onde K é o número de usuários ativos no sistema, N é o ganho de processamento, o carregamento do sistema é $U = K/N$; foram considerados 10 e 20 usuários para o sistema DS/CDMA sujeitos a canal Rayleigh lentamente variável no tempo do tipo plano (1 percurso), dois e três percursos (seletivo em frequência). Para a mobilidade, considerou-se perfis de velocidades uniformemente distribuídas no intervalo $[0; v_{max}]$, resultando em uma máxima freqüência Doppler de $f_D = \frac{v_{max}}{\lambda_c} = 222,2 Hz$, adotando-se uma freqüência da portadora de $f_c = \frac{1}{\lambda_c} = 2 GHz$; a máxima diversidade Rake é $D = 3$ e, por se tratar de um sistema unitaxa, todos os usuários transmitem com a mesma taxa de bit R .

Os perfis atraso-potência adotados para a obtenção da análise de desempenho em canais multipercursos com desvanecimento Rayleigh são apresentados na tabela 4.2. Considerou-se três perfis exponenciais decrescentes de atraso-potência, sendo PD-1 um canal com três percursos, o perfil PD-2 representa um canal com dois percursos e o perfil PD-3 representa um canal do tipo Rayleigh plano. Estes perfis com um número reduzido de percursos foram adotados no intuito de diminuir a complexidade computacional de simulação e, conseqüentemente, o tempo de processamento. Visando acomodar os $L = 3$ percursos de todos os $K = 10$ usuários em um mesmo intervalo temporal $[0; N]T_c$, adotou-se o valor mínimo de número de amostras por chip, $N_{s_{min}} = 2$. Idem para a situação com $K = 20$ usuários e $L = 2$ percursos: adotou-se $N_{s_{min}} = 2$, viabilizando a execução das simulações computacionais Monte Carlo em computadores pessoais de alto desempenho e capacidade de memória.

Outro perfil de atrasos mais realista adotado nas simulações relaxa a restrição da separação temporal dos percursos da tabela 4.2. Neste cenário de pior caso, apesar de ainda se adotar atrasos inter-usuários crescentes no intervalo² $[0; (N - 1)T_c - \Delta_{\ell_{max}}]$, permite-se a sobreposição temporal dos percursos de um mesmo usuário ($\Delta_{k,\ell} - \Delta_{k,L} < T_c$) ou ainda entre o último percurso do k -ésimo usuário com o primeiro percurso do $(k + 1)$ -ésimo usuário, resultando, na primeira situação, na redução da diversidade Rake, $D < L$, simulando o efeito da presença de percursos não resolvíveis no receptor. Resultados de simulação apresentados nesta seção mostram que o desempenho é deteriorado nesta situação.

²O símbolo $\Delta_{\ell_{max}}$ é definido na equação (2.9).

Tabela 4.2: Três perfis atraso-potência (PD) utilizados nas simulações.

ℓ	Δ_ℓ	$\mathbb{E}[\beta_\ell^2]$	ℓ	Δ_ℓ	$\mathbb{E}[\beta_\ell^2]$	ℓ	Δ_ℓ	$\mathbb{E}[\beta_\ell^2]$
1	0	0,8047	1	0	0,8320	1	0	1
2	T_c	0,1625	2	T_c	0,1680	PD-3		
3	$2T_c$	0,0328	PD-2					
PD-1								

Para a análise de desempenho nessas condições, assumiu-se que as potências, fases, amplitudes, ganho de canal e atrasos de todos os usuários são perfeitamente conhecidos no receptor. Na geração dos coeficientes de canal³, adotou-se o modelo de Gans modificado (SILVA; ABRÃO; JESZENSKY, 2004) ou o modelo de Jakes modificado (JAKES, 1974; DENT; BOTTOMLEY; CROFT, 1993), com coeficientes gerados no domínio da frequência e tempo, respectivamente.

Adicionalmente, considerou-se um cenário com controle perfeito de potência ($A'_1 = A'_2 = \dots = A'_K$), bem como cenários com desbalanços de potência recebida, com metade dos usuários com $NFR \in [-5; +15]$ dB para $K = 10$ usuários, e $NFR \in [-5; +25]$ dB para $K = 20$ usuários.

Em todas as simulações Monte Carlo, adotou-se um número mínimo de 15 erros/ponto para a região de elevada relação E_b/N_0 e 100 erros/ponto para a região de baixo e médio E_b/N_0 . O valor de E_b/N_0 médio à entrada do receptor é dado por:

$$\bar{\gamma} = \sum_{\ell=1}^L \bar{\gamma}_\ell \quad (4.1)$$

onde

$$\bar{\gamma}_\ell = \frac{E_b}{N_0} \mathbb{E}[\beta_\ell^2] \quad (4.2)$$

Para efeito de comparação foram incluídos o desempenho Monte Carlo para o detector convencional (Rake) e o limite quando não há MAI no sistema (único usuário ativo). Este limitante⁴ para a BER, considerando modulação BPSK, canal Rayleigh lento, receptor Rake com MRC e diversidade $D = L$, e todos os percursos com valores médio quadráticos distintos (SuB - *single user bound*)⁵ é dado por (PROAKIS, 1995):

$$BER_{SuB} = \frac{1}{2} \sum_{\ell=1}^D \left\{ \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_\ell}{\bar{\gamma}_\ell + 1}} \right] \prod_{i, i \neq \ell}^D \frac{\bar{\gamma}_\ell}{\bar{\gamma}_\ell + \bar{\gamma}_i} \right\} \quad (4.3)$$

³Mais detalhes sobre a geração do canal podem ser encontrados no anexo C.

⁴O limite teórico para a BER em canais puramente AWGN, plano e seletivo em frequência são apresentados em maiores detalhes no anexo D.

⁵Detalhes sobre os limites para usuário simples, em diferentes canais, podem ser encontrados no anexo D.

Além disso, inclui-se o desempenho do algoritmo de programação evolucionária aplicado ao problema MuD (EPMuD), visando comparar a convergência das duas técnicas heurísticas. Os valores adotados para os parâmetros dos algoritmos heurísticos foram obtidos em duas etapas: simulações preliminares foram conduzidas adotando-se valores típicos encontrados na literatura; simulações adicionais foram feitas visando a otimização dos parâmetros, de modo não exaustivo, porém com resultados de desempenho superiores aos obtidos na etapa preliminar.

Os principais parâmetros utilizados nas simulações estão sintetizados na tabela 4.3. Estes parâmetros são agrupados em função do carregamento, resultando em dois sistemas, \mathbf{S}_1 e \mathbf{S}_2 . Em todas as simulações, os receptores evolucionários processaram e otimizaram um *frame* de DKI bits por vez, onde $K = 10$ ou 20 usuários, $I = 7$ bits/usuário, $D = 1, 2$, ou 3 ramos/usuário, sob idênticas condições de canal, de transmissão e de estimativas iniciais provenientes da saída do Rake.

Tabela 4.3: Principais parâmetros para os algoritmos GAMuD e EPMuD.

Algo	p	p_m	p_c	M	G_t	p	p_m	p_c	M	G_t
GAMuD	110	1.43%	50%	11	40	150	0.71%	50%	15	60
EPMuD	110	5%	—	11	40	150	5%	—	15	60
$K = 10us, I = 7$ bits						$K = 20us, I = 7$ bits				
\mathbf{S}_1						\mathbf{S}_2				

O tipo de seleção adotado para o GAMuD foi o p -sort, pois conforme resultados de simulação sintetizados na figura 4.1 houve ganho de convergência deste tipo de seleção em relação ao método de seleção roleta circular. Assim, para todos os demais resultados de simulação do GAMuD e EPMuD apresentados, adotou-se seleção p -sort. Para o tipo de *crossover*, adotou-se o tipo uniforme, sendo a máscara de *crossover* gerada aleatoriamente (50%). Adotou-se o operador mutação com distribuição Gaussiana com $\mathcal{N}(0, \sigma_m^2)$, onde σ_m^2 é obtida analiticamente a partir de uma probabilidade média de mutação indicada na figura 3.3. A estratégia de reposição adotada nos dois algoritmos é do tipo elitismo global. A população p foi escolhida a partir do resultado da análise do tamanho da população, equação (3.20). Para o GAMuD, a percentagem de mutação adotada foi de $p_m = \frac{100}{K \cdot I}$, i.e. em média uma mutação (1 bit) por indivíduo, valor normalmente utilizado na literatura para o GA. Procurando a convergência dos dois algoritmos, o número de gerações adotada foi incrementada de $G_t = 40$ para $G_t = 60$ quando o carregamento foi aumentado de $U \approx 0,32$ para $U \approx 0,64$.

4.1.1.1 Análise de Convergência

A figura 4.1 indica que os algoritmos evolucionários convergem para o limite SuB após $g \approx 22$ e 17 gerações para o EPMuD e GAMuD, respectivamente, resultando em um enorme ganho de desempenho em relação ao receptor convencional. Note-se que o tipo de seleção p -sort mostra-se mais eficiente para o problema MuD.

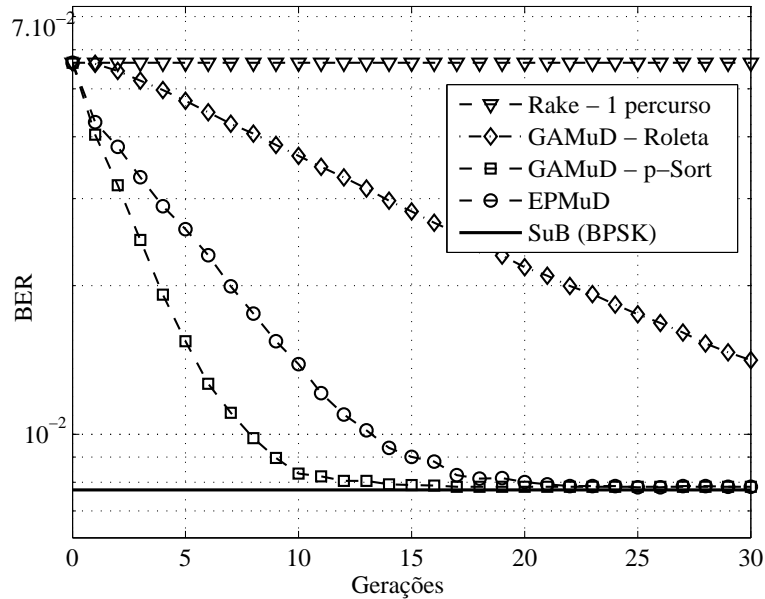


Figura 4.1: Velocidade de convergência para o GAMuD e o EPMuD; são mostradas as duas estratégias de seleção para o GAMuD (p -Sort e roleta circular); sistema S_1 , perfil PD-3, $\bar{\gamma}_1 = 15 \text{ dB}$ e $NFR = 0 \text{ dB}$.

Para esta condição de operação do sistema DS/CDMA (tipo de canal, baixo carregamento $U \approx 0,32$ e controle perfeito de potência), o algoritmo GAMuD apresentou uma melhor convergência do que o algoritmo EPMuD, pois utiliza a estratégia de *crossover* e a estratégia de mutação como princípios de diversificação.

Nas figuras 4.2 a 4.9 são apresentados os desempenhos alcançados pelos detectores em função da relação sinal-ruído média ($\bar{\gamma}$) ou NFR bem como a geração onde houve convergência, g , dada pela equação (3.34), para os dois algoritmos em cada ponto de desempenho.

Em geral, para todas as condições de sistema e de canal analisadas, o algoritmo GAMuD convergiu para o desempenho SuB com um menor g que o necessário ao EPMuD. A convergência mais lenta do algoritmo EPMuD evidencia sua ineficiente estratégia de diversificação e ausência de uma estratégia de intensificação. Observe que não necessaria-

mente maior velocidade de convergência resulta em menor complexidade computacional. A análise apresentada no capítulo 5 quantifica a complexidade adicional da etapa de *crossover* do GA.

4.1.1.2 Análise de Desempenho

A figura 4.2 sintetiza o ótimo desempenho atingido pelos algoritmos EPMuD e GAMuD em condições não tão agressivas de canal e baixo carregamento. Nesta situação, os algoritmos necessitaram de um menor número de gerações para razões de $\bar{\gamma}$ médias e elevadas, evidenciando o efeito do ruído de fundo sobre a velocidade de convergência em baixas razões de $\bar{\gamma}$.

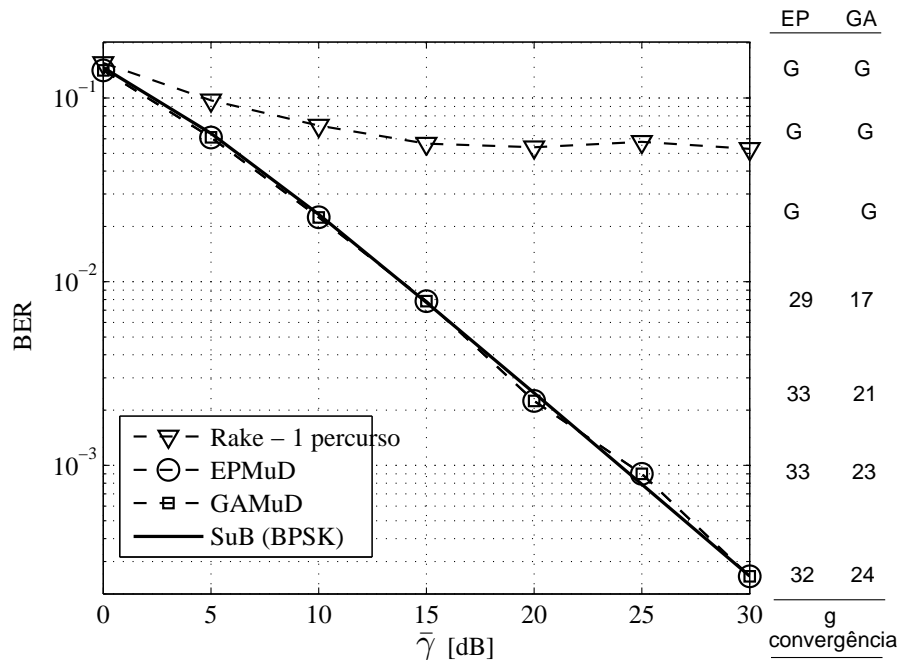


Figura 4.2: BER média para o sistema S_1 , perfil PD-3 e $NFR = 0$ dB.

O comportamento dos algoritmos para canal Rayleigh com 2 e 3 percursos, perfis PD-2 e PD-3 respectivamente, são apresentados nas figuras 4.3 e 4.4. A diversidade Rake contribui para a manutenção do desempenho ótimo dos algoritmos evolucionários quando há o aproveitamento total desta diversidade, $D = L$, resultando em menores g do que o caso unipercurso. Mesmo não atingindo convergência total para alguns pontos de razões de $\bar{\gamma}$ baixas, como definido na equação (3.34), os desempenhos atingidos pelos algoritmos EPMuD e GAMuD estão muito próximos ao SuB.

No entanto, em situações mais realistas de seletividade de canal, quando houver ocasi-

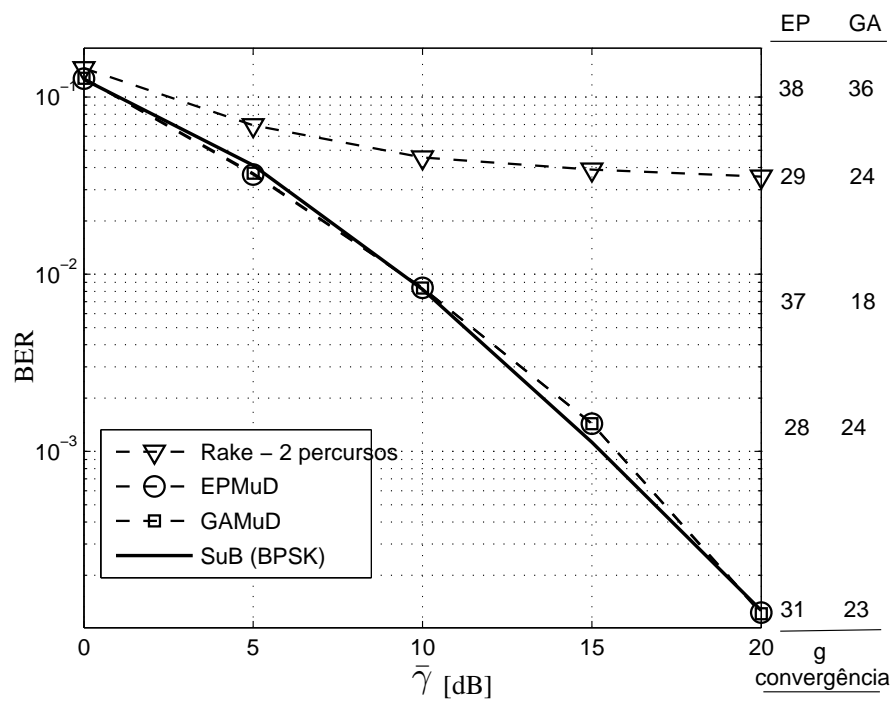


Figura 4.3: BER média para o sistema S_1 , $NFR = 0$ dB e perfil PD-2 com máxima diversidade Rake, $D = L = 2$.

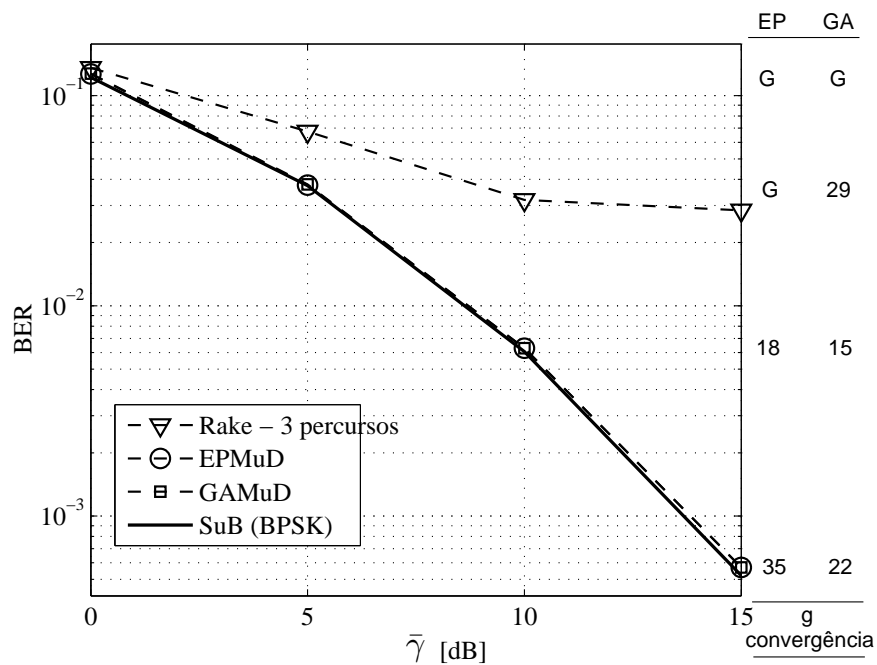


Figura 4.4: BER média para o sistema S_1 , $NFR = 0$ dB e perfil PD-1 com máxima diversidade Rake, $D = L = 3$.

onalmente sobreposição temporal de percursos de um mesmo usuário, acarretando perda de diversidade Rake (percursos não resolvíveis, $D < L$), ter-se-á uma redução signifi-

cativa de desempenho em receptores convencionais. Apesar deste cenário extremamente desfavorável, os dois receptores evolucionários atingiram desempenhos apreciavelmente superiores aos obtidos com o receptor Rake, conforme indicado nas figuras 4.5 e 4.6. Nestes casos, o desempenho estará confinado entre os limites OMuD (muito próximo ao limite SuB) para $D = L$ e $D = 1$, pois ocasionalmente ocorrerão percursos não resolvíveis.

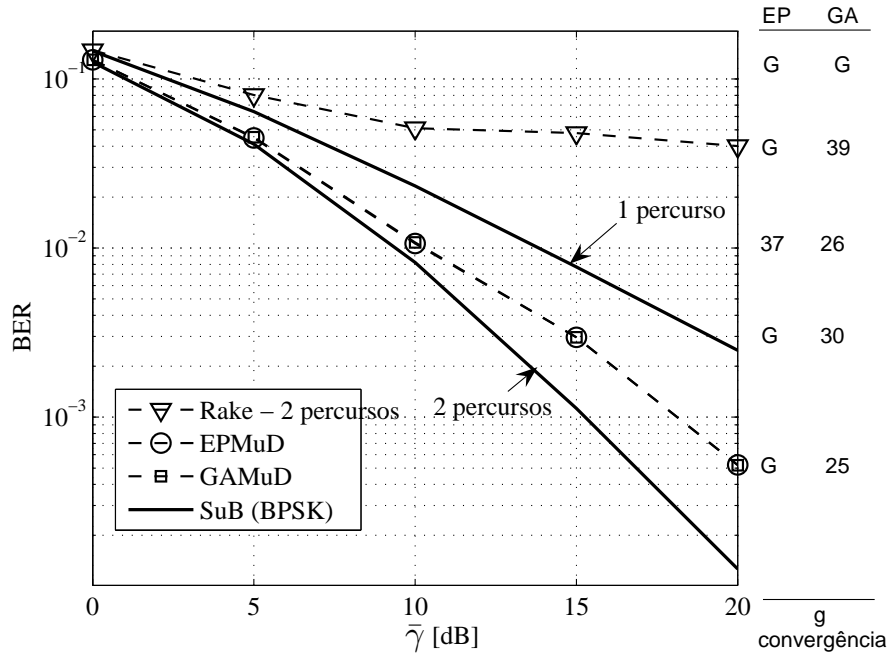


Figura 4.5: BER média para o sistema S_1 , $NFR = 0$ dB, perfil PD-2 realista, resultando ocasionalmente em $D < L = 2$.

O desempenho sintetizado na figura 4.5 indica que os receptores EPMuD e GAMuD atingiram uma convergência para um limite de desempenho em um canal onde não há a possibilidade de aproveitamento total da diversidade Rake. Tal limite de desempenho assume um valor intermediário entre o limite de desempenho com ausência de diversidade ($D = 1$) e o limite com máxima diversidade ($D = L$), tendendo ao pior desempenho à medida que a frequência de ocorrência de percursos não resolvíveis aumenta. O mesmo efeito está presente no desempenho da figura 4.6 para o sistema S_2 . No entanto, devido à sobreposição dos efeitos de elevado carregamento e percursos não resolvíveis, o desempenho deteriora-se em relação à situação de baixo carregamento. Uma possível associação do efeito limite na BER (*BER floor*) ao desempenho dos algoritmos EPMuD e GAMuD multiusuário deve ser afastada, uma vez que o número de gerações utilizado nesta situação foi insuficiente para alcançar a convergência. Assim, com $G_t > 60$ os algoritmos EPMuD e GAMuD, para $\bar{\gamma} = 15$ dB, tenderão a ter o mesmo comportamento de desempenho da

figura 4.5.

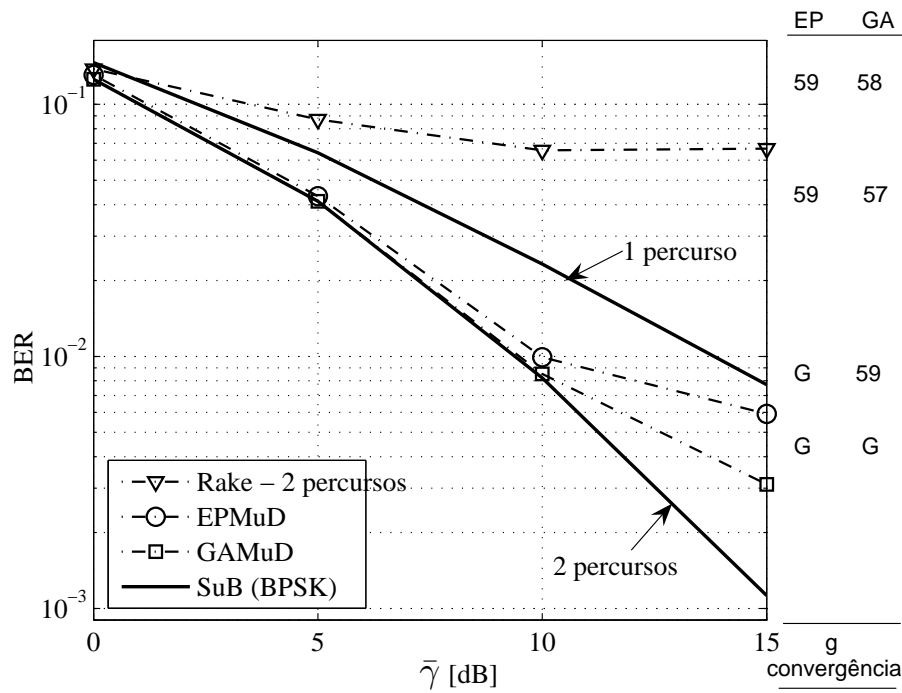


Figura 4.6: BER média para o sistema S_2 , $NFR = 0$ dB, perfil PD-2 realista, resultando em $D < L = 2$ ocasionalmente.

Mesmo para elevados carregamentos em canais multipercurso, os algoritmos de detecção EPMuD e GAMuD mantêm um elevado ganho de desempenho em relação ao receptor Rake. A figura 4.7 sintetiza o ganho de desempenho para canal com perfil PD-2 e sistema com carregamento elevado S_2 . Os desempenhos estão muito próximos ao SuB, ainda que o número de gerações para o algoritmo EPMuD tenha sido insuficiente.

4.1.1.3 Robustez ao efeito *near-far*

Em sistemas de acesso múltiplo CDMA, o parâmetro razão perto-longe (NFR - *Near-Far Ratio*) expressa os efeitos de desbalanceamento de potência entre os sinais dos usuários, dado por:

$$NFR = \frac{P'_i}{P'_d} = 10 \log_{10} \left(\frac{P'_i}{P'_d} \right) [dB] \quad (4.4)$$

onde P'_d é a potência recebida do usuário de interesse e P'_i é a potência recebida para os usuários interferentes.

Os sistemas CDMA convencionais são limitados em interferência; dessa forma, engenhosos e complexos mecanismos de controle de potência são necessários para se atingir

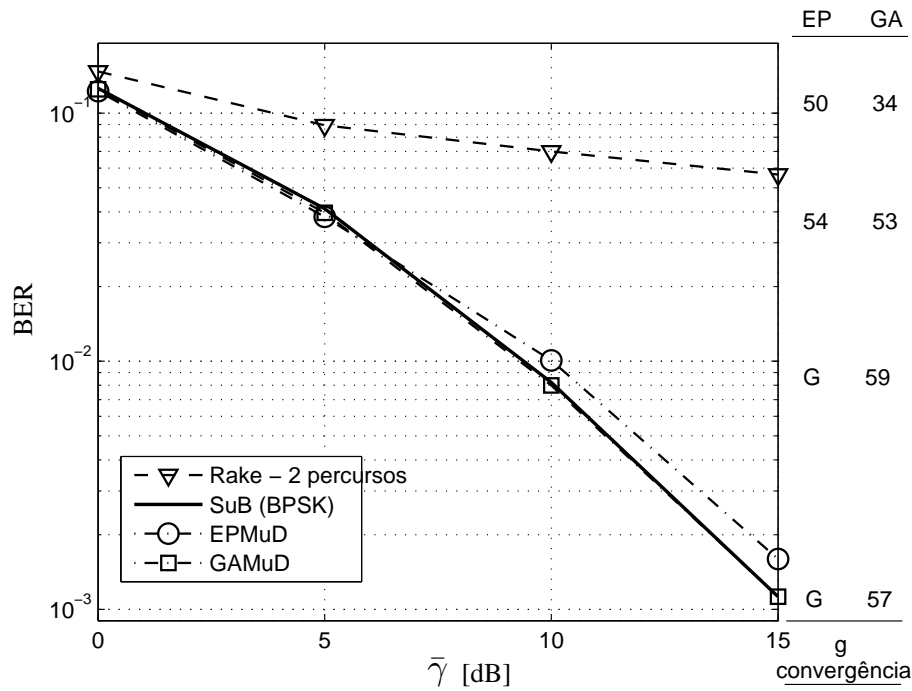


Figura 4.7: BER média para o sistema S_2 , $NFR = 0$ dB perfil PD-2 e máxima diversidade Rake, $D = L = 2$.

uma capacidade expressiva. Receptores capazes de recuperar a informação do usuário de interesse em condições adversas de desbalanceamento de potência podem contribuir para a redução ou mesmo eliminação dos mecanismos de controle de potência do sistema.

Nas figuras 4.8 e 4.9, a razão de potência do eixo NFR , em [dB], é a razão entre a potência do sinal recebido dos usuários interferentes ($K/2$ usuários) pela potência do sinal recebido dos usuários de interesse (os outros $K/2$ usuários). Estes resultados mostram que os algoritmos GAMuD e EPMuD possuem elevada robustez ao efeito *near-far*, apesar do número de gerações para o algoritmo EPMuD ter sido insuficiente para se alcançar a convergência total nas condições de alto carregamento do sistema S_2 . Por sua vez, o desempenho do receptor Rake é drasticamente reduzido com o aumento da potência dos usuários interferentes, mesmo na condição de baixo carregamento do sistema S_1 .

4.1.2 Multipercurso Multitaxa

Nas simulações computacionais Monte-Carlo para sistemas DS/CDMA multitaxa foram adotados os seguintes parâmetros:

- seqüências de canalização do tipo Walsh-Hadamard de comprimento $N_C = 8$,

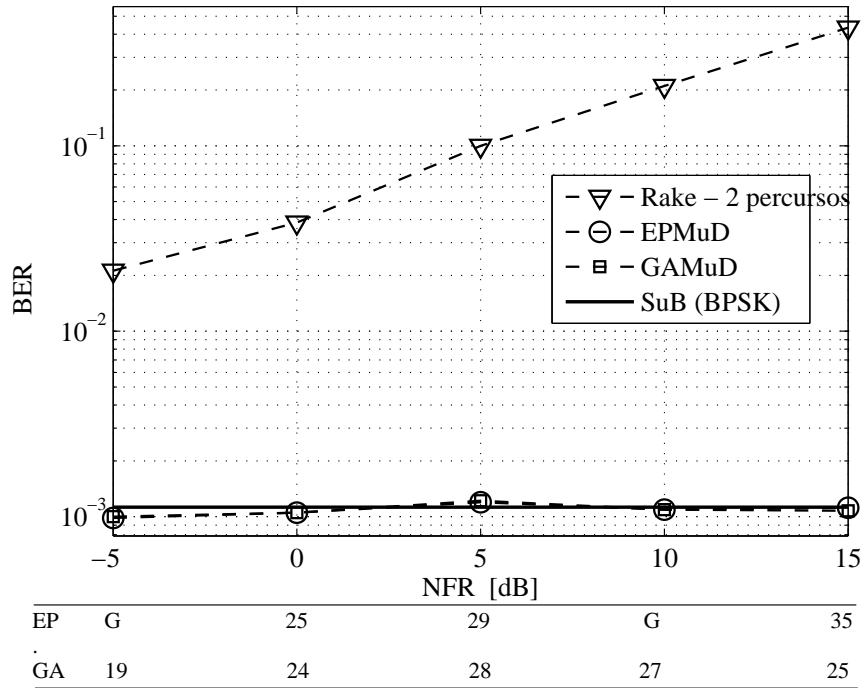


Figura 4.8: BER média para metade dos usuários com $\bar{\gamma} = 15$ dB e demais usuários com NFR no intervalo $[-5, +15]$; sistema \mathbf{S}_1 ; perfil PD-2 com máxima diversidade Rake, $D = L = 2$.

- seqüências de embaralhamento do tipo aleatória (PN), resultando em um ganho de processamento $N_{PN} = T/T_c = 400$,
- canal Rayleigh lento com perfil atraso-potência exponencial PD-1, descrito na tabela 4.2, mas com o segundo e terceiro raios atrasados de $12T_c$ e $24T_c$ do primeiro raio respectivamente.

Considerou-se que a mobilidade (velocidade) de todos os K usuários pode ser modelada por uma distribuição estatística uniforme no intervalo $[0; v_{max}]$, resultando numa frequência Doppler máxima $f_D = \frac{v_{max}}{\lambda_c} \approx 185 \text{ Hz}$ para uma frequência da portadora de $f_c = 2 \text{ GHz}$, a diversidade Rake adotada é $D = L = 3$ e a largura de banda do sistema igual a $BW = 3,84 \text{ MHz}$.

Para simular os diferentes tipos de serviços oferecidos, considerou-se dois sistemas onde os usuários transmitem utilizando as taxas relativas de $8R$, $4R$, $2R$ e R , onde adotou-se taxa básica $R = 9,6 \text{ kbps}$, conforme descrito na tabela 4.4. Para os dois sistemas simulados, o número total de usuários virtuais foi fixado em $\mathcal{K}_v = m^{(1)} \cdot K^{(1)} + m^{(2)} \cdot K^{(2)} + m^{(3)} \cdot K^{(3)} = 24$.

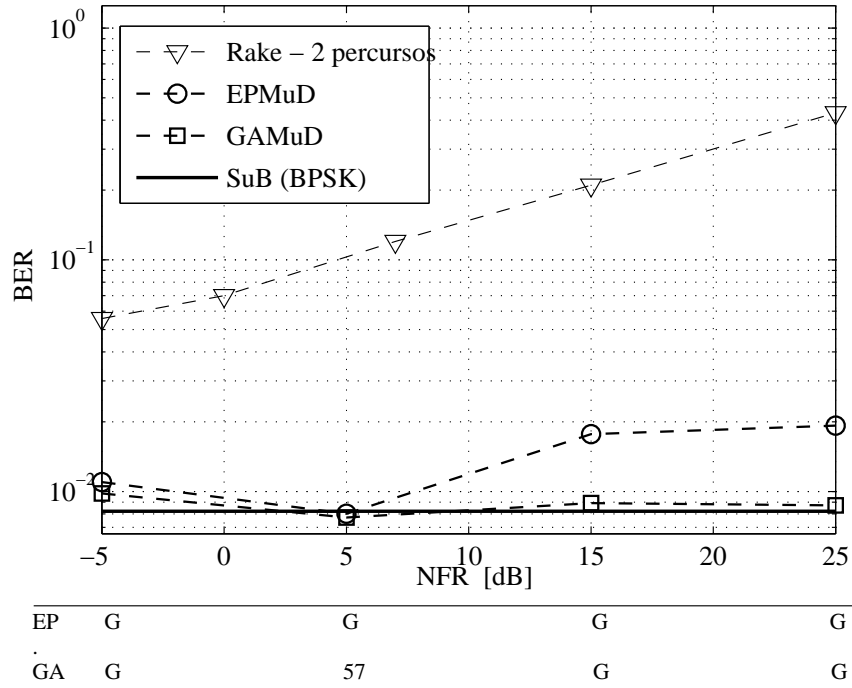


Figura 4.9: BER média para metade dos usuários com $\bar{\gamma} = 10$ dB e demais usuários com NFR no intervalo $[-5, +25]$; sistema \mathbf{S}_2 ; perfil PD-2 com máxima diversidade Rake, $D = L = 2$.

Tabela 4.4: Principais parâmetros para os dois sistemas multitaxa simulados

Serviço	Usuários Físicos	Taxa	Usuários Físicos	Taxa
S1	$K^{(1)} = 8$	R	$K^{(1)} = 8$	R
S2	$K^{(2)} = 2$	$4R$	$K^{(2)} = 4$	$2R$
S3	$K^{(3)} = 1$	$8R$	$K^{(3)} = 2$	$4R$
	Sistema 1		Sistema 2	

Por interesse de comparação, os desempenhos do receptor Rake e do limite SuB (com taxa de bit R) foram incluídos. O limite de desempenho analítico na condição de usuário simples (SuB) é dada pela equação (4.3) (PROAKIS, 1995).

Os valores adotados para os parâmetros do MC-GAMuD estão sintetizados na tabela 4.5. Em todas as simulações, o MC-GAMuD processa e otimiza um conjunto de $DK_v I$ bits por vez, sendo $I = 5$ bits/usuário virtual e $G_T = 40$.

Tabela 4.5: Principais parâmetros do MC-GAMuD.

p	p_m	p_c	M	p	p_m	p_c	M
140	1,3%	50%	14	140	1,02%	50%	14
	Sistema 1				Sistema 2		

Os parâmetros potência de transmissão e atraso dos usuários são admitidos conhecidos perfeitamente no receptor; porém para se verificar a robustez do algoritmo MC-GAMuD, foram introduzidos erros nas estimativas dos parâmetros módulo e fase dos coeficientes de canal. É admitido ainda que o sistema possui um controle perfeito de potência.

A degradação do desempenho do MC-GAMuD foi analisada considerando erros na estimativa dos coeficientes de canal. Os erros foram inseridos separadamente e em conjunto sendo modelados através de uma distribuição uniforme:

$$\hat{\beta}_{k,\ell} = \mathcal{U}[1 \pm \epsilon_\beta] \times \beta_{k,\ell} ; \quad \hat{\phi}_{k,\ell} = \mathcal{U}[1 \pm \epsilon_\phi] \times \phi_{k,\ell}$$

As figuras 4.10 a 4.12 apresentam o desempenho do sistema multitaxa em função da relação sinal-ruído ($\bar{\gamma}$), considerando estimativas perfeitas (figura 4.11) e com erros nos coeficientes de canal (figuras 4.10 e 4.12), onde $\epsilon_\beta = \epsilon_\phi = 0,10$. Mesmo na condição de erros nas estimativas de canal da ordem de 10%, a BER para o algoritmo MC-GAMuD aproxima-se do desempenho SuB, evidenciando um enorme ganho de desempenho em relação ao detector Rake para todos os 3 grupos multitaxa avaliados.

A figura 4.11 mostra a curva de convergência do algoritmo MC-GAMuD nas condições do sistema 1; este gráfico expressa a evolução de desempenho do algoritmo heurístico MC-GAMuD em direção à solução ótima (obtida via OMuD), em função do aumento do número de gerações computadas. Evidencia-se a rápida convergência para o limite SuB dos respectivos desempenhos dos 3 grupos multitaxa. Percebe-se que com pouquíssima gerações ($G_T \approx 25$) o algoritmo MC-GAMuD já é capaz de encontrar a solução quase-ótima, implicando em uma enorme redução da complexidade quando comparada à do OMuD. Numericamente, esta redução de complexidade pode ser obtida verificando o número de soluções candidatas testadas (universo de busca visitado) por ambos os detectores: ao final de $G_T = 40$ gerações, o algoritmo MC-GAMuD testou $p.G_T = 5600$ soluções candidatas, enquanto que para o OMuD seriam necessários $2^{\mathcal{K}_v \cdot I} = 1,4 \cdot 10^{36}$ testes⁶.

Finalmente, a figura 4.12 mostra o desempenho do MC-GAMuD na condição do sistema 2. Neste caso, existem 2 usuários para o grupo de maior taxa de dados; mesmo nesta condição de maior MAI e erros nas estimativas de canal da ordem de 10%, o desempenho médio após $G_T = 40$ gerações é bastante próximo ao limite SuB para todos os 3 serviços avaliados. Este desempenho corrobora a idéia de eficiência do algoritmo MC-GAMuD proposto aplicado a canais com desvanecimento multipercorso, verificando-se uma ótima

⁶Não computados, devido à impossibilidade de realização utilizando computadores pessoais atuais de alto desempenho e capacidade de armazenamento. Por esta razão, compara-se o desempenho dos detectores heurísticos com o SuB

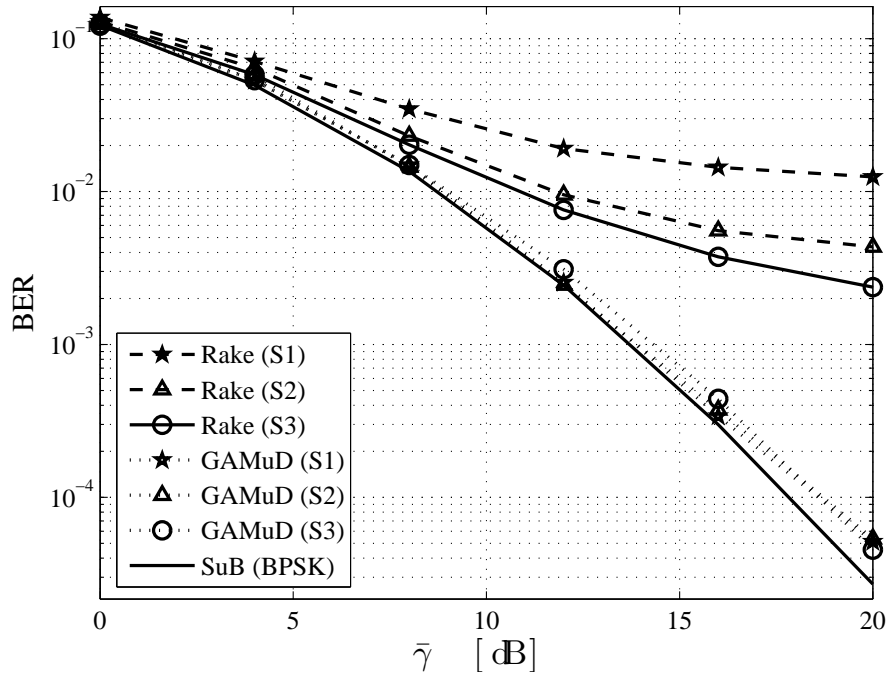


Figura 4.10: BER para o receptor Rake e o MC-GAMuD para o sistema 1 com erros nas estimativas de canal, $\epsilon_\beta = \epsilon_\phi = 0, 10$.

qualidade da busca após G_T gerações.

Em relação à robustez a erros nas estimativas dos coeficientes de canal, os resultados de simulação Monte-Carlo mostraram que mesmo com erros no módulo e fase dos coeficientes, da ordem de 10%, o algoritmo MC-GAMuD converge para um desempenho muito melhor ao obtido através do detector Rake na ausência de erros nas estimativas, evidenciando sua tolerância aos erros nos parâmetros do canal.

Obviamente, os demais parâmetros da resposta do canal, como os atrasos dos multipercursos e as potências dos usuários foram assumidos perfeitamente conhecidos no receptor. No entanto, essas estimativas também não são obtidas de forma ótima (exata) no receptor, e conseqüentemente, acarretam degradação adicional de desempenho. Com isso, a seção 4.1.3 visa demonstrar a robustez do algoritmo GAMuD diante de erros em todos os parâmetros do canal. Os efeitos de degradação de desempenho causados por esses erros foram analisados separada e conjuntamente.

4.1.3 Desempenho com Erros nas Estimativas

Para todos os resultados de simulações Monte-Carlo reportados nesta subseção foram adotados os seguintes parâmetros: seqüências aleatórias com ganho de processamento $N = 31$; número de usuários ativos $K = 10$; canal Rayleigh lento com perfil atraso-potência

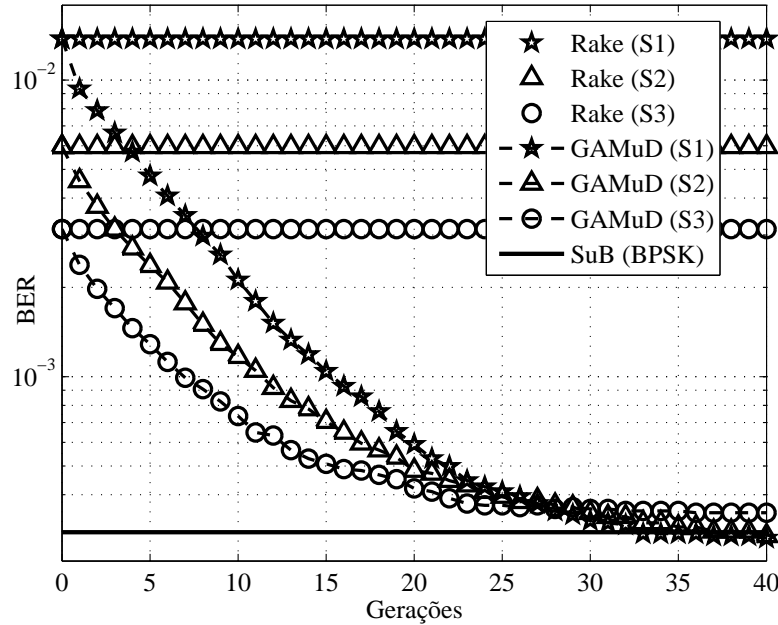


Figura 4.11: Convergência do MC-GAMuD; sistema 1 e $\bar{\gamma} = 16 \text{ dB}$

exponencial PD-2 (tabela 4.2) com o segundo raio atrasado de $1,5T_c$ do primeiro. Para a mobilidade, considerou-se perfis de velocidades uniformemente distribuídas no intervalo $[0; v_{max}]$, resultando em uma máxima frequência Doppler de $f_D = \frac{v_{max}}{\lambda_c} = 222,2 \text{ Hz}$, adotando-se uma frequência da portadora de $f_c = \frac{1}{\lambda_c} = 2 \text{ GHz}$; a máxima diversidade Rake é $D = 2$ e por se tratar de um sistema unitaxa, todos os usuários transmitem com a mesma taxa de bit $R = 384 \text{ Kb/s}$.

Na tentativa de avaliar o efeito de erros na estimativa dos atrasos dos multipercursos, o número de amostras por *chip* foi fixado em $N_s = 10$.

Por interesse de comparação os desempenhos do receptor Rake, do Descorrelacionador (DD) e do limite SuB (com taxa de bit R) foram incluídos. O limite analítico de desempenho (BER) quando há um único usuário ativo (SuB) é dada pela equação (4.3) (PROAKIS, 1995).

O tamanho da população adotado segue a equação (3.20), resultando em $p = 110$; o tamanho do poço de cruzamento adotado é $M = 0,1p = 11$; a percentagem de mutação escolhida foi de $p_m = \frac{100}{K.I} = 1,43\%$, i.e., uma mutação (um bit) por indivíduo, na média (ABRÃO; CIRIACO; JESZENSKY, 2004). Em todas as simulações o GAMuD processa e otimiza um frame de DKI bits por vez, onde $I = 7$ bits/usuário e $G_T = 40$.

A degradação de desempenho do GAMuD foi analisada considerando erros nas esti-

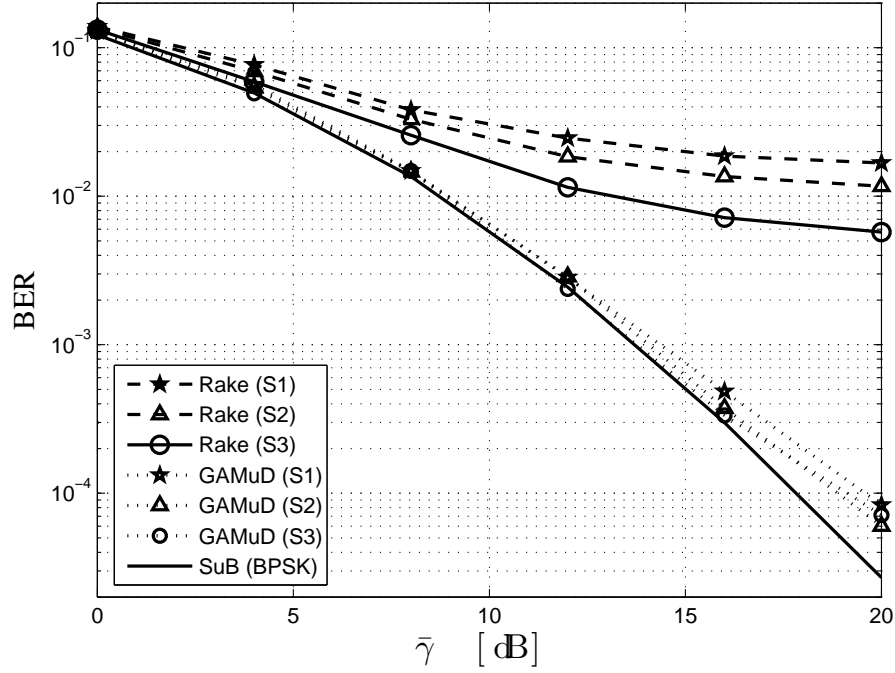


Figura 4.12: BER para o receptor Rake e MC-GAMuD e sistema 2 com erros nas estimativas de canal, $\epsilon_\beta = \epsilon_\phi = 0, 10$.

mativas dos coeficientes de canal, atrasos dos multipercursos e amplitudes dos usuários. Esses erros foram introduzidos separadamente e em conjunto, seguindo uma distribuição uniforme:

$$\begin{aligned}\hat{\beta}_{k,\ell} &= \mathcal{U}[1 \pm \epsilon_\beta] \times \beta_{k,\ell} ; & \hat{\phi}_{k,\ell} &= \mathcal{U}[1 \pm \epsilon_\phi] \times \phi_{k,\ell}; \\ \hat{\tau}_{k,\ell} &= \mathcal{U}[1 \pm \epsilon_\tau] \times \tau_{k,\ell} ; & \hat{A}_{k,\ell} &= \mathcal{U}[1 \pm \epsilon_A] \times A_{k,\ell}\end{aligned}$$

onde ϵ_β e $\epsilon_\phi \in [0, 0,5; 0, 10; 0, 25; 0, 30]$; $\epsilon_\tau \in [0; 0, 1; 0, 2; 0, 3]$ e $\epsilon_A \in [0, 1; 0, 5]$.

As figuras 4.13 a 4.16 apresentam o desempenho em função da relação sinal-ruído ($\bar{\gamma}$). Por uma questão de comparação de eficiência, o desempenho do Descorrelacionador em canal seletivo em frequência foi incluído (DUEL-HALLEN; HOLTZMAN; ZVONAR, 1995; VERDÚ, 1998). Neste caso, a matriz de descorrelação (\mathbf{R}^{-1}) possui dimensão DKI . Quando o número de usuários, o tamanho da janela de processamento (*frame*) ou a diversidade multipercurso aumentar, o cômputo da inversa dessa matriz em tempo real torna-se impraticável. Além disso, pode-se verificar através das figuras 4.13 à 4.16 que o algoritmo GAMuD possui um desempenho superior ao do Descorrelacionador.

A figura 4.13 mostra que mesmo com erros na estimativa do módulo ou fase dos coeficientes de canal, da ordem de 30%, o GAMuD alcança um melhor desempenho do

que o obtido pelo receptor Rake na ausência de erros⁷, evidenciando uma grande robustez a erros nesses parâmetros. Além disso, o GAMuD apresentou um melhor desempenho do que o DD com estimativas perfeitas para os coeficientes no intervalo $|\epsilon_\beta|$ e $|\epsilon_\phi| < 0.1$. Note-se que pela figura 4.13, o desempenho obtido via GAMuD mostrou-se mais sensível a erros na fase do que no módulo dos coeficientes de canal.

Para erros nas estimativas dos atrasos, figura 4.14, o GAMuD apresentou melhor desempenho em relação ao obtido pelo receptor Rake. Para $|\epsilon_\tau| < 0,1$, o GAMuD demonstrou alcançar um melhor desempenho do que o DD com estimativas perfeitas.

O GAMuD é relativamente robusto⁸ a erros nas estimativas de amplitude dos usuários, figura 4.15. Os resultados de simulação mostraram que mesmo com erros nas estimativas de amplitude da ordem de 50%, a degradação de desempenho do GAMuD ainda é tolerável para a região de média $\bar{\gamma}$.

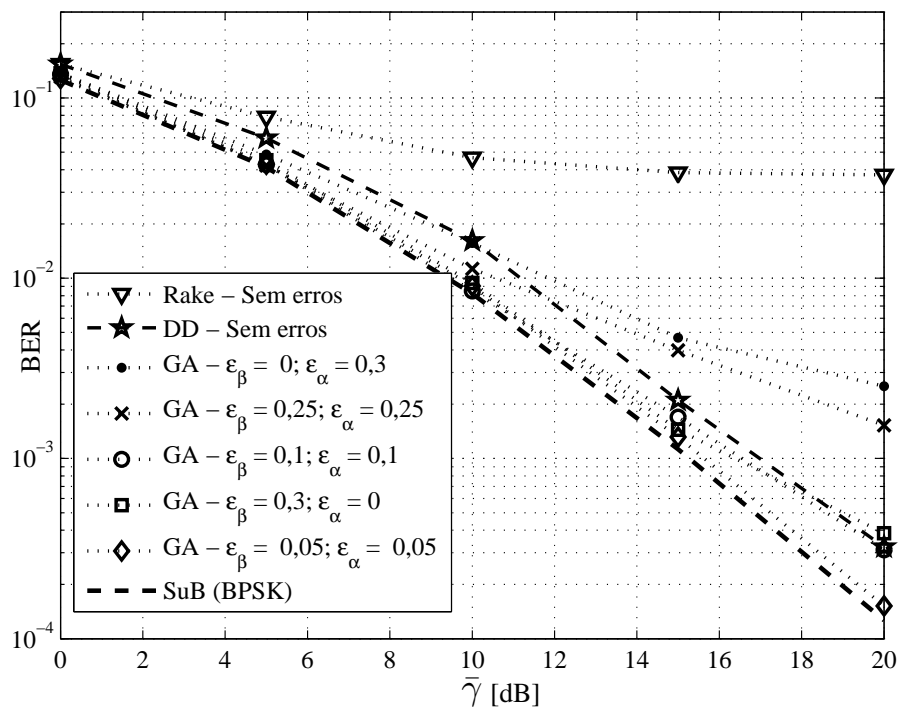


Figura 4.13: Degradação de desempenho do GAMuD quando há erros nas estimativas dos coeficientes de canal.

A figura 4.16 apresenta o efeito da composição dos erros nos parâmetros (coeficientes, atrasos e amplitudes) sobre o desempenho dos detectores Rake, DD e GAMuD. O GAMuD apresentou um melhor desempenho e robustez a erros do que os obtidos pelo Rake e pelo DD para todas as condições simuladas.

⁷Essa comprovação foi anteriormente obtida pelas figuras 4.10 e 4.12.

⁸O DD é insensível à variações nos níveis de amplitude dos usuários.

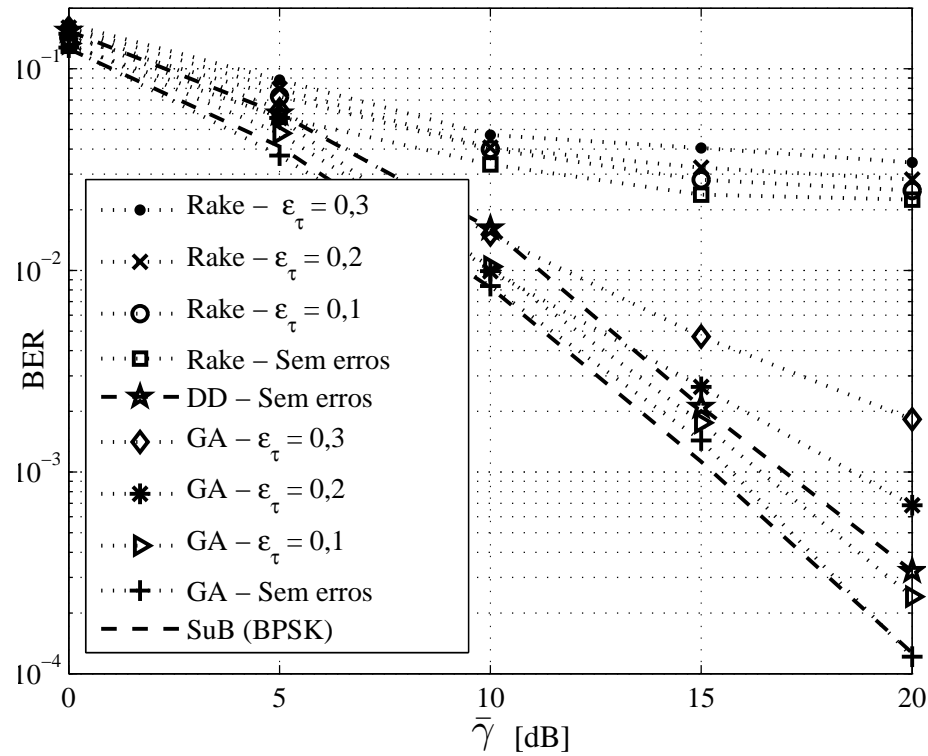


Figura 4.14: Degradação de desempenho do GAMuD quando há erros nas estimativas dos atrasos.

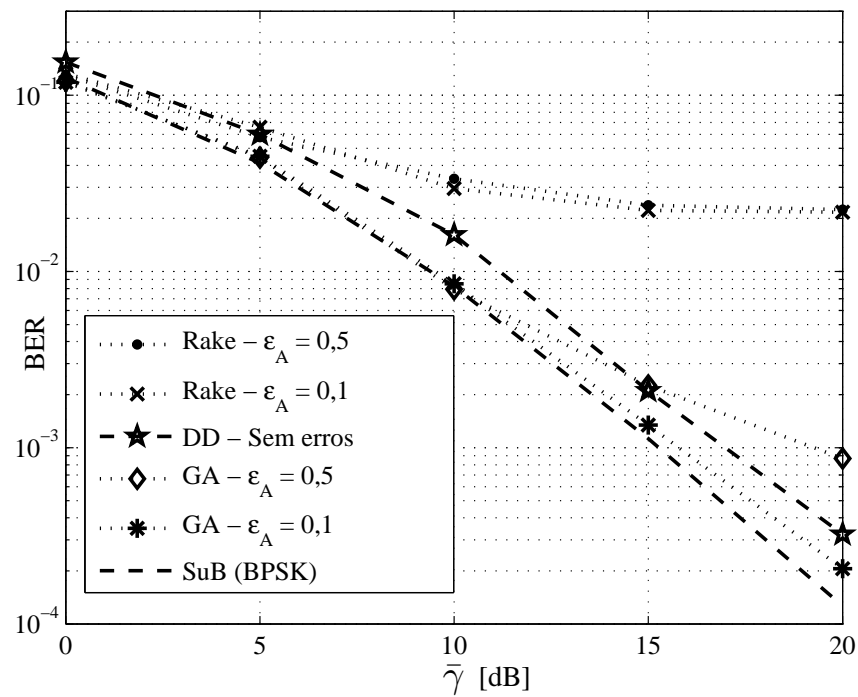


Figura 4.15: Degradação de desempenho do GAMuD quando há erros nas estimativas das amplitudes.

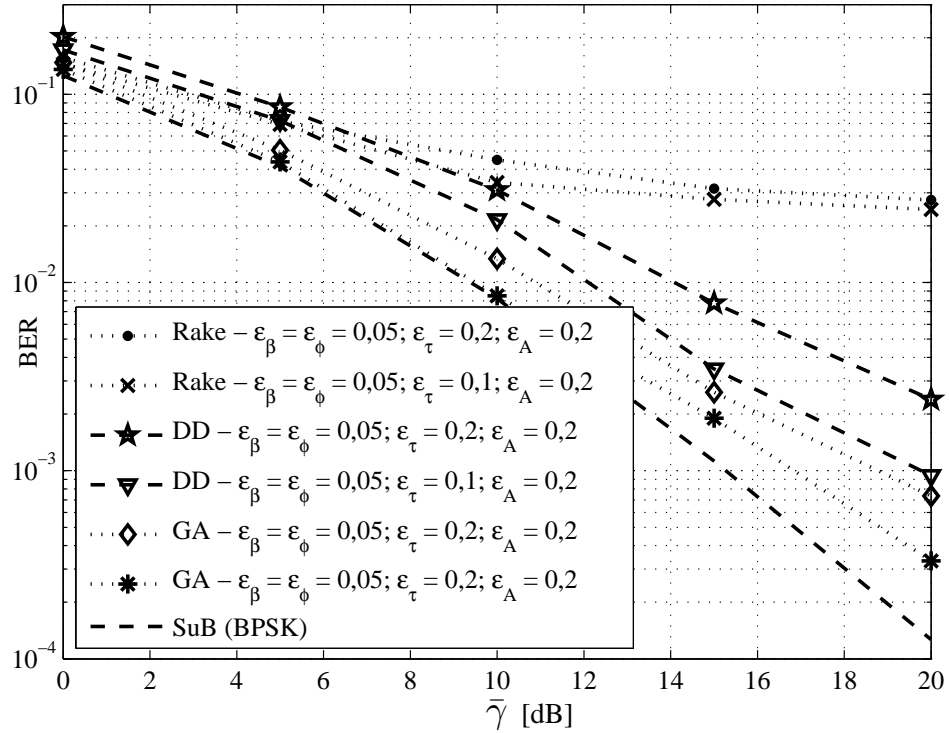


Figura 4.16: Degradação de desempenho do GAMuD quando há erros nas estimativas de todos os parâmetros do canal, ou seja, erros nos coeficientes, atrasos e amplitudes.

4.2 Estimativa de Parâmetros

Esta seção visa demonstrar a aplicabilidade da técnica GAMuChE na busca de estimativas confiáveis (próximas às verdadeiras) para a resposta do canal para que posteriormente estas sejam utilizadas na etapa de detecção utilizando o GAMuD. Os resultados de simulação indicaram viabilidade da estratégia GAMuChE de operar em conjunto à etapa de detecção via GAMuD. Como resultado, tem-se a detecção final da informação a partir do emprego das estimativas, relativamente precisas, dos coeficientes de canal.

No contexto desta seção, adotou-se os seguintes parâmetros para as simulações Monte-Carlo: seqüências aleatórias ou de Gold com ganho de processamento $N = 16$ e $N = 31$, respectivamente; número de usuários ativos $K = 4$ e $K = 8$; $E_b/N_0 = 10dB$; canal Rayleigh lento com dois ou três percursos e atrasos uniformemente distribuídos no intervalo $[0; N - 1]T_c$ e perfil de potência uniforme com $\mathbb{E}[\beta_{k,1}^2] = \mathbb{E}[\beta_{k,2}^2] = \dots = \mathbb{E}[\beta_{k,D}^2] = 1/D, \forall k$. Para a mobilidade, considerou-se perfis de velocidades uniformemente distribuídas no intervalo $[0; v_{max}]$, resultando em uma máxima frequência Doppler de $f_D = \frac{v_{max}}{\lambda_c} = 17 Hz$, para uma frequência da portadora de $f_c = \frac{1}{\lambda_c} = 2 GHz$. A tabela 4.6 sintetiza os principais parâmetros das quatro condições de operação dos sistemas DS/CDMA, **S1** a **S4**, e a tabela 4.7 os parâmetros do algoritmo GAMuChE adotados nas

simulações computacionais.

Tabela 4.6: Principais parâmetros do sistema para o problema MuChE.

Sistema	K	Seq	N	I	L	E_b/N_0	f_c	f_D
S1	4	PN	16	10	2	10dB	2Ghz	17Hz
S2	4	PN	16	10	3	10dB	2Ghz	17Hz
S3	8	PN	16	10	2	10dB	2Ghz	17Hz
S4	8	Gold	31	10	2	10dB	2Ghz	17Hz

Tabela 4.7: Parâmetros do GAMuChE.

Sistema	P	p_m	p_c	M	G_T	Q_{int}	Q_{frac}
S1	80	0,625%	50%	8	200	3 bits	7 bits
S2	80	0,625%	50%	8	200	3 bits	7 bits
S3	110	0,830%	50%	11	200	3 bits	7 bits
S4	110	0,284%	50%	11	200	3 bits	8 bits

As principais figuras de mérito para a estimativa da resposta do canal (desempenho) foram medidas através do erro quadrático médio normalizado (MSE - *Mean Squared Error*) e do erro percentual médio (MEP - *Mean Error Percentage*). Para o i -ésimo intervalo de bit, a medida de MSE é definida por:

$$\zeta_{GA}^{(m)} = \frac{\|\hat{\mathbf{z}}_{GA}^{(m)} - \mathbf{z}\|^2}{\|\mathbf{z}\|^2} \quad (4.5)$$

onde $\|\cdot\|$ indica operador norma vetorial.

Já o erro percentual médio (MEP) considera a diferença percentual entre o valor verdadeiro do coeficiente e o valor estimado, considerando a fase e módulo separadamente. Com isso, a figura de mérito MEP para o módulo e fase é definida por:

$$|\xi_{GA}^{(m)}| = \frac{|\hat{\mathbf{z}}_{GA}^{(m)}| - |\mathbf{z}|}{|\mathbf{z}|} \times 100 \quad [\%] \quad (4.6)$$

$$\angle \xi_{GA}^{(m)} = \frac{\angle \hat{\mathbf{z}}_{GA}^{(m)} - \angle \mathbf{z}}{\angle \mathbf{z}} \times 100 \quad [\%] \quad (4.7)$$

Inicialmente, visando comparar a estratégia GAMuChE com outros estimadores (GD e ML), considerou-se apenas a figura de mérito MSE, pois os trabalhos encontrados na literatura consideram apenas e exclusivamente essa medida de desempenho para análise. No entanto, a medida de erro quadrático médio apresenta apenas o efeito conjunto de erros no módulo e fase dos coeficientes, não indicando a precisão da estimativa separadamente. Note-se que os receptores multiusuário analisados (GAMuD, EPMuD, DD e Rake)

mostraram-se mais sensíveis a erros na fase dos coeficientes do que no módulo⁹. Portanto, utilizar apenas a medida de MSE para quantificar a precisão (acurácia) do estimador que será utilizado à entrada do GAMuD torna-se impreciso, pois não é possível analisar os erros na fase e módulo separadamente.

Com isso, numa segunda etapa de análise, considerou-se a figura de mérito MEP na avaliação de desempenho, pois com esse resultado (valores de erro percentual no módulo e fase) é possível “prever” o desempenho do GAMuD através de simulação.

Note-se que a medida de MSE não deve ser encarada como inútil, pois pode ser utilizada como figura de mérito na comparação entre diversos tipos de estimadores.

Portanto, a análise inicial (figuras 4.17 e 4.18), considera apenas o valor de MSE, pois essa análise visa comparar a eficiência do método GAMuChE proposto em relação aos métodos tradicionais ML e GD.

A figura 4.17 apresenta o MSE (sobre 30 simulações) em relação ao tamanho da janela de processamento I , considerando os estimadores ML, o baseado no gradiente (GD - *Gradient Descent*) com $\mu = 0,002$ de (BHASHYAM; AAZHANG, 2002) e o estimador GAMuChE proposto (1 simulação) com codificação tipo I, considerando canais com desvanecimento multipercursos variantes no tempo ($f_D = 17Hz$). Os resultados de simulação mostraram que o estimador ML e o estimador GAMuChE atingem o mesmo desempenho em termos do MSE normalizado, encontrando o valor de $\bar{\zeta}_{GA} \approx \bar{\zeta}_{ML} \approx 0,055$, para $10 < I_{GA} < 20$ e $40 < I_{ML} < 50$, respectivamente, enquanto que o estimador GD atingiu um MSE normalizado de $\approx 3 \times \bar{\zeta}_{GA}$, para $50 < I_{GD} < 60$. Note-se que para tamanho de preâmbulos realistas espera-se um valor de MSE normalizado $\bar{\zeta} \leq 0,1$ (10%). O estimador GAMuChE conseguiu atingir esse desempenho com a utilização de um preâmbulo de apenas $I = 10$ bits, reduzindo a complexidade computacional e, além disso, possibilitando a utilização de poucos bits para treinamento.

A figura 4.18 ilustra uma evolução típica do MSE normalizado, $\zeta^{(m)}$, considerando 16 percursos ($K = 8$ usuários e $L = 2$ percursos lentamente variáveis, $f_D = 17Hz$) ao longo de $G_T = 200$ gerações de otimização do GAMuChE. Note-se que para a estimativa dos coeficientes para o primeiro período de bit T , $\zeta_{GA}^{(1)}$, não existe estimativas prévias, sendo necessário um número maior de gerações para a obtenção de um $\zeta_{GA}^{(1)}$ aceitável.

Após as 10 primeiras estimativas, o MSE normalizado tende a um valor médio, neste caso, $\langle \zeta_{GA}^{(m)} \rangle = 0,08$. Logicamente, outros valores ainda menores para o MSE normalizado

⁹Resultados apresentados na seção 4.1.3.

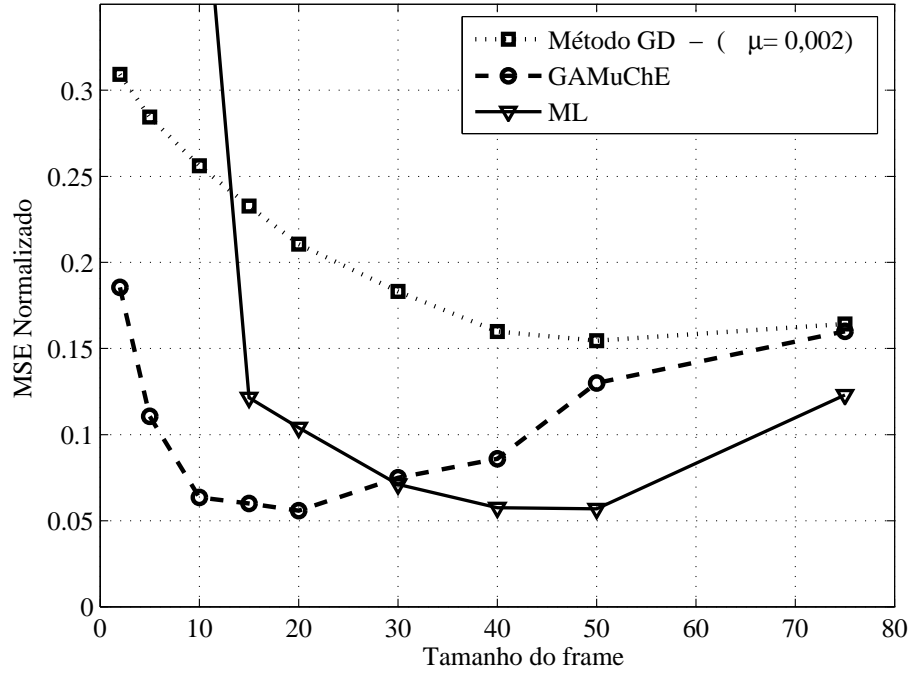


Figura 4.17: Evolução do MSE normalizado para $K = 8$ usuários com 2 percursos em função do tamanho do *frame* I .

podem ser obtidos. Essa afirmação pode ser verificada através da curva $\zeta_{GA}^{(197)}$.

Na figura 4.19 é apresentado a acurácia das estimativas para os vetores de dois coeficientes de canal típicos via GAMuChE, considerando $E_b/N_0 = 10dB$ e $f_D = 17Hz$. A estimativa dos coeficientes foi realizada por um período de 670 bits. O tamanho do frame utilizado foi $I = 10$ bits e assumiram-se conhecidos os bits de informação ao longo dessa janela de processamento de 670 bits. Pode-se verificar que a estratégia GAMuChE com codificação tipo I é capaz de estimar de forma relativamente precisa as variações dos coeficientes de canal. As observações das estimativas para os outros percursos dos demais usuários também demonstraram a mesma acurácia e capacidade no acompanhamento nas variações de canal multipercurso Rayleigh lento.

Na segunda etapa da análise, considerou-se a figura de mérito MEP, visando quantificar o valor de erro percentual médio para a fase e módulo dos coeficientes separadamente. Esses resultados foram então utilizados para prever o desempenho obtido pela estrutura de detecção e estimação conjunta, isto é, GAMuChE e GAMuD operando conjuntamente. Os resultados de desempenho em termos de BER são apresentados na seção 4.3.

A figura 4.20 permite a comparação das três codificações propostas na seção 3.1 através da função densidade de probabilidade do erro médio percentual (MEP) para o estimador GAMuChE sob condição de operação de sistema **S1**. Observa-se que a codificação tipo I resulta em melhor desempenho, pois atinge menores valores de MEP para as estimativas

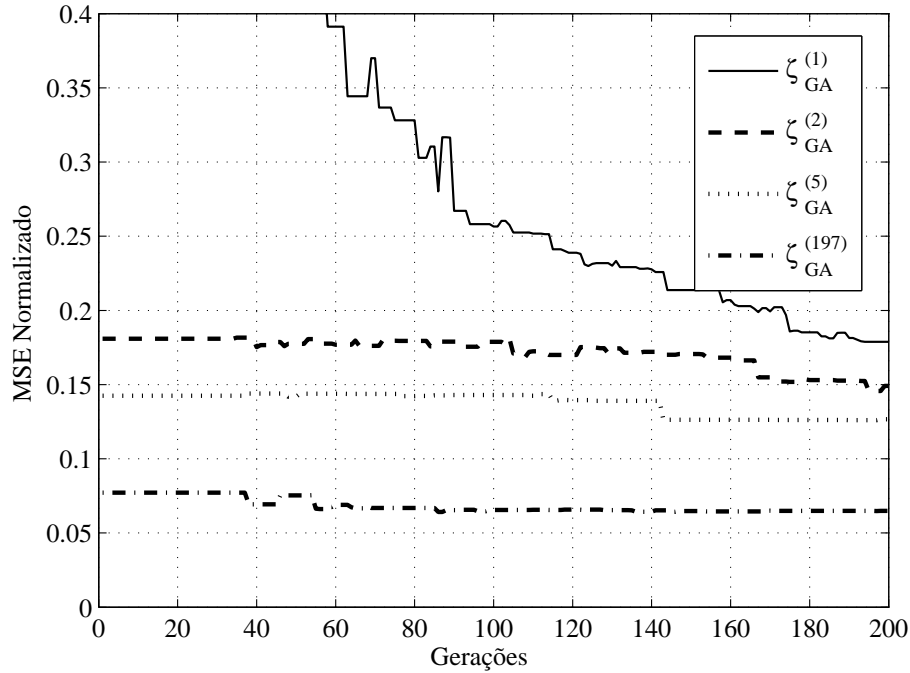


Figura 4.18: Evolução típica do MSE normalizado, considerando $K = 8$ usuários em função do número de gerações G_T ; são apresentados o MSE normalizado para os coeficientes iniciais e para um coeficiente intermediário (197), de um grupo de 670 estimativas, figura 4.19.

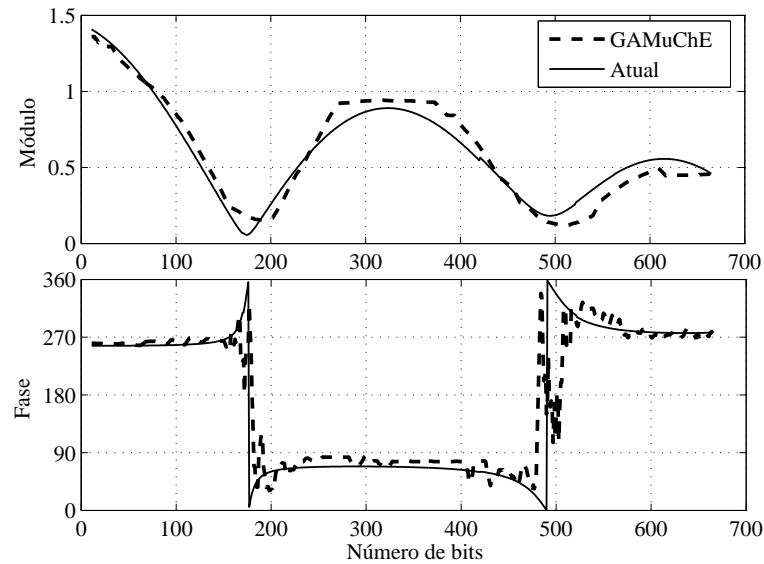
do módulo e fase dos coeficientes. Além disso, resultou num menor desvio padrão quando comparado às codificações do tipo II e III. Por fim, os valores para a média e desvio padrão do erro percentual médio do módulo e da fase simulados podem ser visualizados na tabela 4.8.

Tabela 4.8: Valores de MEP obtidos para cada codificação.

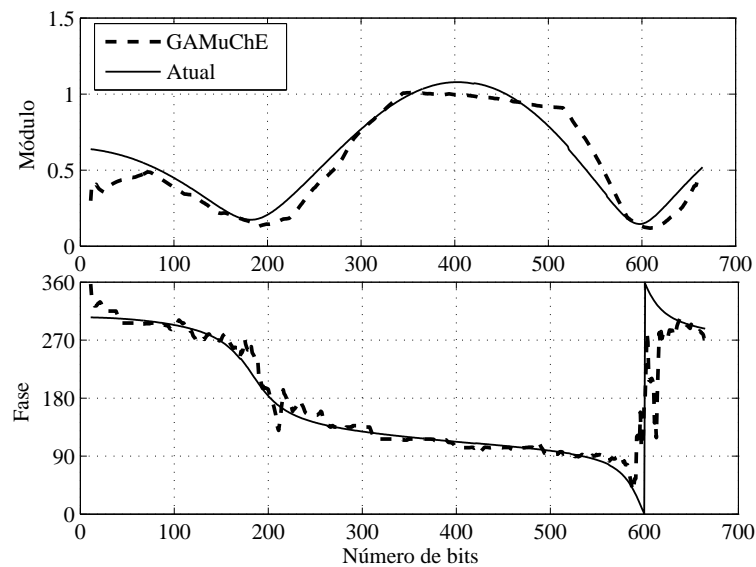
Codificação	MEP $ \xi_{GA}^{(m)} $	$\sigma_{ \xi_{GA}^{(m)} }$	MEP $\angle \xi_{GA}^{(m)}$	$\sigma_{\angle \xi_{GA}^{(m)}}$
Tipo I	25, 55%	5, 78	29, 21%	16, 78
Tipo II	46, 26%	8, 94	68, 18%	21, 81
Tipo III	44, 69%	6, 96	112, 80%	7, 48

Com isso, adotou-se a codificação tipo I para as demais figuras de desempenho, pois esta resulta em menores valores de MEP para o módulo e fase dos coeficientes.

A figura 4.21 apresenta a PDF do MEP para dois sistemas distintos, **S1** e **S2**, visando analisar a diminuição ou não do MEP quando há uma maior diversidade de percursos (de $L = 2$ para $L = 3$, em **S2**). Note-se que a figura 4.21(b) apresenta um menor valor para o erro médio percentual quando comparada à figura 4.21(a), indicando uma melhoria na acurácia do estimador na condição de incremento na diversidade multipercurso. Além disso, percebe-se que há uma diminuição do desvio padrão do erro, realçando a melhoria



(a)



(b)

Figura 4.19: Acurácia das estimativas de canal (módulo e fase) sobre os 670 bits de dois usuários distintos; sistema com $K = 8$ usuários, $L = 2$ percursos, espalhamento Doppler $f_D = 17$ Hz, $NFR = 0$ dB e tamanho do preâmbulo $I = 10$ bits. (a) usuário 3, percurso 1; (b) usuário 7, percurso 2.

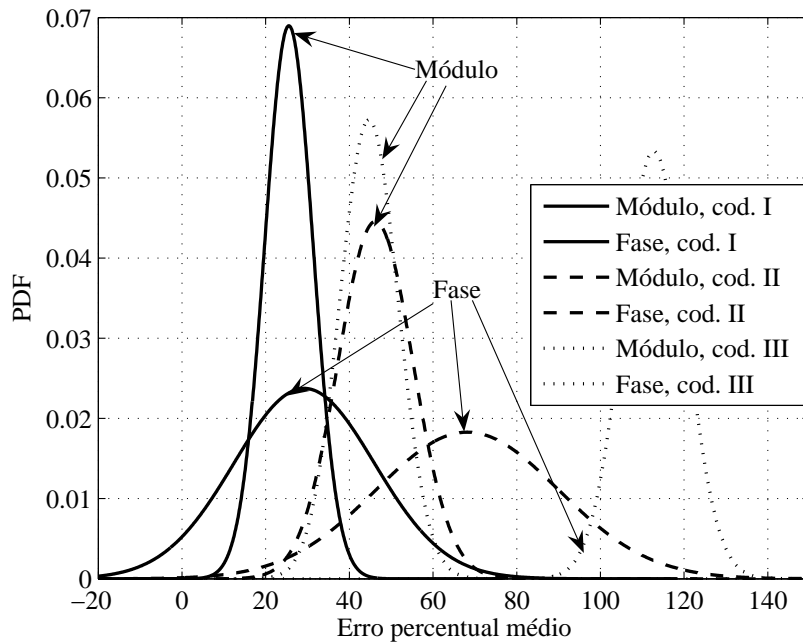


Figura 4.20: PDF do erro percentual médio (MEP) para as três codificações tipo I, II e III, considerando sistema **S1**.

da precisão do estimador. Os valores para a média e desvio padrão das estimativas do módulo e fase podem ser visualizados na tabela 4.9. No entanto, deve-se ressaltar que a complexidade do GAMuChE cresce com o aumento da diversidade¹⁰, fator este que deve ser considerado na etapa de implementação do sistema.

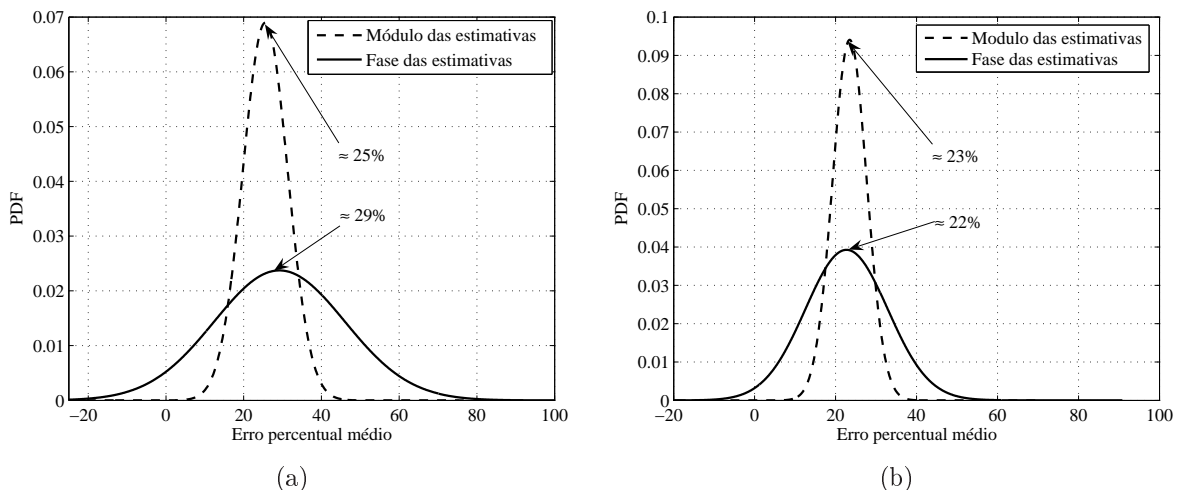


Figura 4.21: PDF do erro percentual médio (MEP) para os sistemas **S1** e **S2** com codificação tipo I. (a) sistema **S1**; (b) sistema **S2**.

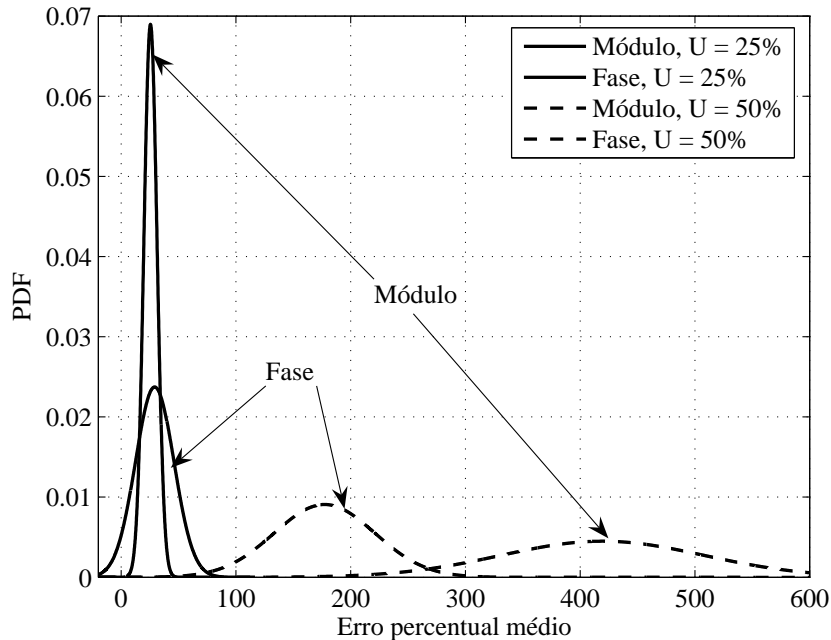
Através da figura 4.22 pode-se perceber a perda de precisão (acurácia) das estima-

¹⁰Esse crescimento da complexidade com o aumento da diversidade de percursos é quantificada na seção 5.5.

Tabela 4.9: Valores de MEP obtidos para cada sistema.

Sistema	MEP $ \xi_{GA}^{(m)} $	$\sigma_{\xi_{GA}^{(m)}}$	MEP $\angle \xi_{GA}^{(m)}$	$\sigma_{\angle \xi_{GA}^{(m)}}$
S1	25, 55%	5, 78	29, 21%	16, 78
S2	23, 49%	4, 24	22, 71%	10, 15
S3	419, 49%	88, 66	177, 22%	43, 94
S4	29%	2, 28	28%	8, 88

tivas quando há possibilidade de existirem percursos não resolvíveis¹¹, pois a estratégia de estimação considera que é possível estimar apenas um percurso para cada posição do vetor \mathbf{z}_k , descrito na equação (2.45). Assim, quando ocorrer sobreposição de percursos, o desempenho do estimador é degradado consideravelmente. Essa perda é claramente observada através das PDF's para o módulo e fase quando o carregamento eleva-se para $U = 50\%$, sistema **S3**. Neste caso, nas simulações, considerou-se a sobreposição temporal entre multipercursos de diferentes usuários como também a auto sobreposição de multipercursos. Note-se que se forem garantidas as condições de não sobreposição temporal, como também aumento da imunidade à interferência de múltiplo acesso¹² a acurácia do estimador GAMuChE volta a atingir valores apresentados nas figuras 4.17 e 4.18, como também na figura 4.23. Os valores para a média e desvio padrão das estimativas do módulo e fase para o sistema **S4** podem ser visualizados na tabela 4.9.

**Figura 4.22:** PDF do erro percentual médio (MEP) para os sistemas **S1** e **S3**, considerando a possibilidade de percursos não resolvíveis no receptor.¹¹Apresentam mesmo atraso, não sendo possível separá-los.¹²Pela utilização de sequências determinísticas, pelo aumento do ganho de processamento ou ambos.

A figura 4.23 apresenta a PDF do erro médio percentual considerando o sistema **S4**, ou seja, utilizando seqüências determinísticas. Note-se que a escolha de seqüências determinísticas garante uma maior imunidade à MAI e à SI através de suas propriedades¹³ de baixa correlação cruzada e autocorrelação fora de fase, respectivamente. Com isso, o MEP obtido pelo estimador torna-se em geral menor do que o obtido na figura 4.22. Portanto, pode-se utilizar conjuntos de seqüências com boas características para melhorar o desempenho do estimador GAMuChE proposto.

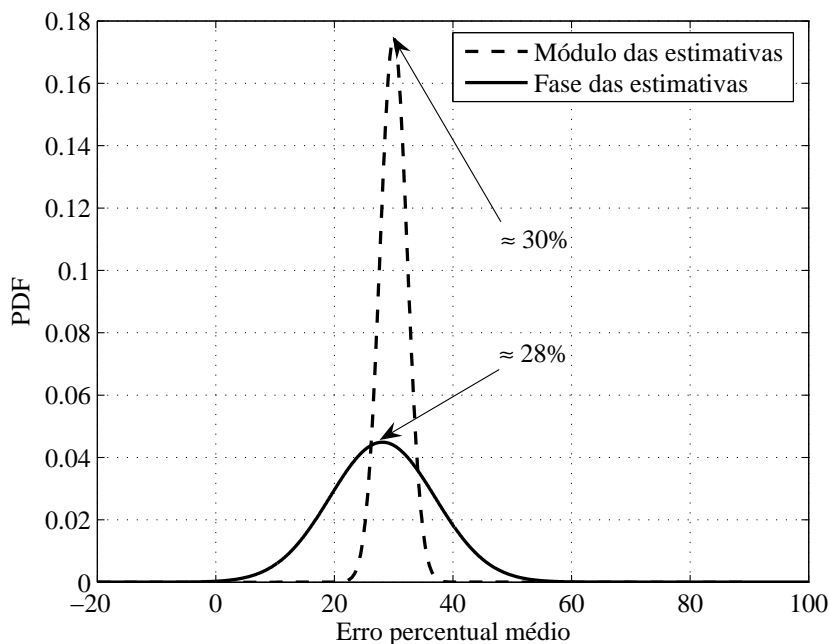


Figura 4.23: PDF do erro percentual médio (MEP) para os estimador GAMuChE, considerando uma maior imunidade à interferência de múltiplo acesso, sistema **S4**.

A figura 4.24 permite comparar a acurácia dos estimadores GAMuChE e MLMuChE através da função densidade de probabilidade do erro médio percentual em sistema **S1**. Observa-se que a estratégia GAMuChE proposta neste trabalho resulta em melhor desempenho em relação ao estimador ML, pois atinge menores valores de MEP para as estimativas do módulo e fase dos coeficientes. Este resultado é completamente justificável quando se observa a figura 4.17, pois percebe-se que o estimador ML atinge patamares de MSE aceitáveis apenas na condição de grandes preâmbulos (na faixa de 50 bits). Além disso, o estimador GAMuChE resultou num menor desvio padrão quando comparado ao estimador ML. Os valores para a média e desvio padrão do erro médio percentual, para módulo e fase simulados podem ser visualizados na tabela 4.10.

Neste momento, torna-se importante ressaltar que as técnicas utilizadas atualmente

¹³Mais detalhes sobre as propriedades das seqüências de espalhamento são apresentadas no anexo B.

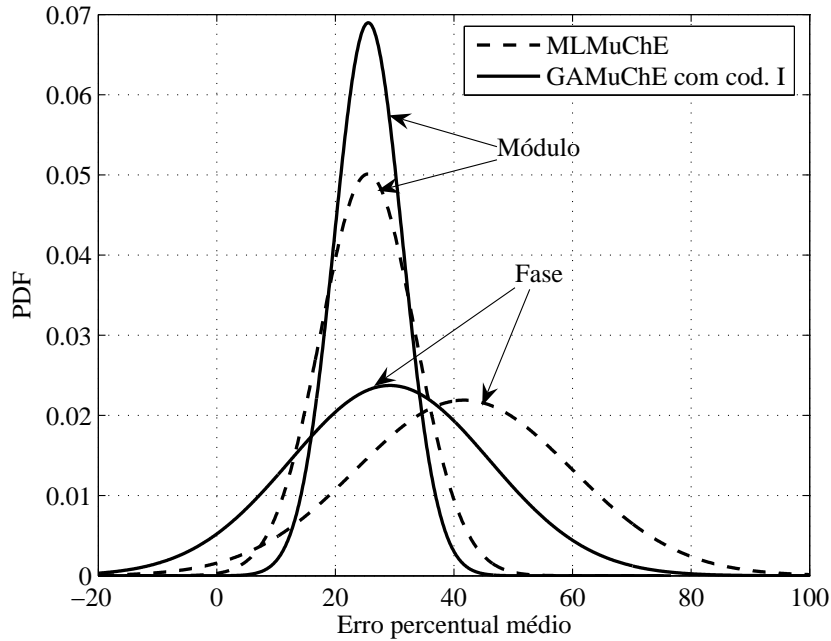


Figura 4.24: Comparação entre as PDF's do erro percentual médio (MEP) para os estimadores GAMuChE e ML, considerando sistema **S1**.

Tabela 4.10: Comparação do MEP para o estimador ML e GAMuChE em sistema **S1**.

Estimador	MEP $ \xi^{(m)} $	$\sigma_{\xi^{(m)}}$	MEP $\angle \xi^{(m)}$	$\sigma_{\angle \xi^{(m)}}$
GAMuChE	23, 49%	4, 24	22, 71%	10, 15
ML	25, 49%	7, 96	41, 70%	18, 21

na etapa de aquisição são capazes de estimar os atrasos dos percursos com um erro menor ou igual a $1T_c$. Com isso, algumas simulações realizadas para o estimador GAMuChE consideraram esse erro na etapa de aquisição. No entanto, para todos os testes realizados o GAMuChE foi capaz de realizar a etapa de *tracking* de forma precisa, encontrando os atrasos para todos os percursos. Note-se que, neste trabalho, foram adotados somente atrasos múltiplos inteiros de T_c para a obtenção das estimativas. Portanto, em casos práticos, a etapa de *tracking* realizada pelo GAMuChE deve ser feita em submúltiplos de T_c , para tornar possível a obtenção precisa do atraso na condição de $\tau_{k,\ell} < T_c$. Além disso, observe-se que as amplitudes recebidas dos usuários são estimadas juntamente com o coeficiente de canal correspondente, ou seja, $z_{k,\ell} = A'_k c_{k,\ell}$, como apresentado na equação (2.46).

4.3 Detecção e Estimação de Coeficiente de Canal Conjunta

Esta seção visa apresentar o desempenho, em termos da BER, para os sistemas **S1** e **S4**, considerando a estratégia de detecção e estimação conjunta proposta (GAMuChE + GAMuD). Note-se que o desempenho obtido para ambos os sistemas assemelham-se aos apresentados na seção 4.1.3, pois adota-se erros nas estimativas no módulo e fase dos coeficientes de canal que seguem uma distribuição normal com 1º e 2º momentos dados nas tabelas 4.9 e 4.10. Além do desempenho da estrutura de detecção conjunta proposta, foram incluídos, para efeito de análise, o desempenho do detector Rake com ausência de erros nas estimativas e o desempenho analítico para sistema com único usuário (SuB).

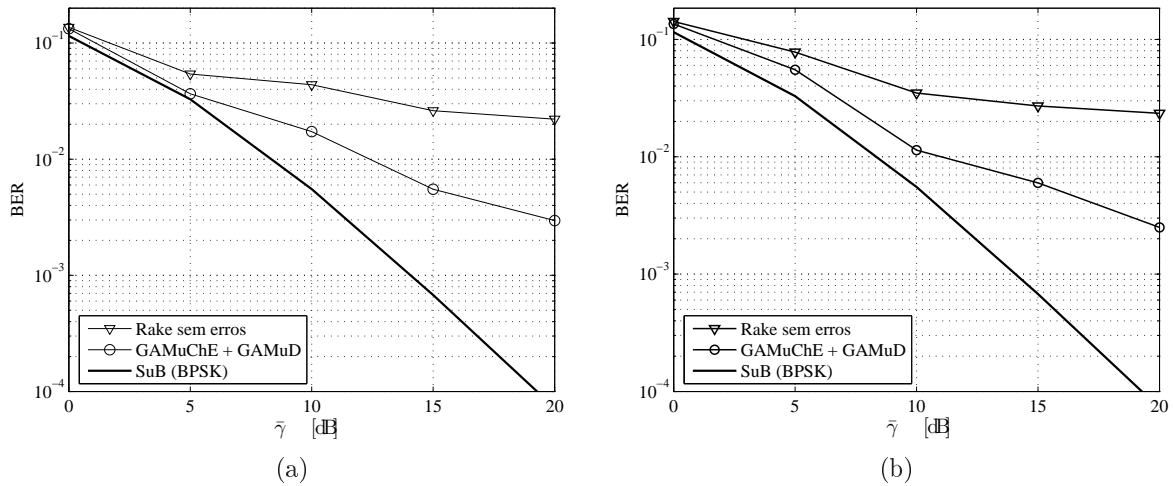


Figura 4.25: BER para o detector conjunto GAMuChE + GAMuD considerando: (a) sistema **S1**; (b) sistema **S4**.

Nota-se, na figura 4.25, que o desempenho alcançado pela estratégia conjunta GAMuChE + GAMuD é superior ao desempenho do Rake mesmo na condição de estimativa perfeita, evidenciando o enorme ganho de desempenho da estrutura proposta. Além disso, observa-se que se melhores estimativas de coeficientes puderem ser realizadas¹⁴, o desempenho em termos da BER também será incrementado¹⁵.

Portanto, a estratégia GAMuChE + GAMuD mostra-se como uma opção atrativa, pois atinge patamares de desempenho muito superiores aos obtidos com o Rake na ausência de erros nas estimativas, além de manter o desempenho próximo ao SuB quando estimativas confiáveis puderem ser obtidas.

¹⁴Aumentando-se os bits para a codificação e/ou aumentar a imunidade à MAI através de seqüências determinísticas.

¹⁵Ver seção 4.1.3.

5 Complexidade

Uma forma comum para a comparação da complexidade de algoritmos pode ser feita através da notação \mathcal{O} , a qual representa a ordem de grandeza da complexidade de um determinado algoritmo. Mas comparar algoritmos apenas através da notação \mathcal{O} pode ser insuficiente, principalmente quando os algoritmos forem muito parecidos ou possuírem a mesma ordem de grandeza. Este capítulo apresenta a complexidade dos algoritmos utilizando, em alguns casos, até três figuras de mérito: a notação \mathcal{O} , o número de instruções computadas e o tempo computacional médio necessário para uma determinada otimização.

5.1 Operações de Ponto Flutuante

Na obtenção do número de instruções que cada algoritmo computa na otimização, pode-se utilizar o conceito de medição de operações de ponto flutuante por segundo (flops - *float point operations per second*) (HIGHAM, 1996). Esta medida considera como uma instrução todas aquelas operações realizadas por um processador que apresentarem um tempo computacional relevante, sendo denominadas operações principais. Neste trabalho, as operações de multiplicação e divisão foram consideradas como operações principais e as operações de adição e subtração foram desconsideradas por apresentarem tempo computacional ínfimo em comparação com as operações de multiplicação e divisão.

No problema MuD e MuChE outras operações principais realizadas pelos algoritmos são a ordenação, a transposição, a comparação, a troca, a geração e a seleção. Estas operações possuem uma complexidade proporcional ao tamanho do problema, tamanho do vetor ou número de elementos de uma matriz.

5.2 Número de Operações

Considerando que cada instrução \mathbf{x} possuirá um tempo associado $\mathfrak{t}(\mathbf{x})$, um programa qualquer Prog , com uma certa entrada fixa, processará \mathbf{r}_1 instruções do tipo \mathbf{x}_1 , \mathbf{r}_2 instruções do tipo \mathbf{x}_2 , até \mathbf{r}_m instruções do tipo \mathbf{x}_m . Nesse caso, o tempo para executar o programa Prog será dado por:

$$\text{Tempo}(\text{Prog}) = \sum_{j=1}^m \mathbf{r}_j \mathfrak{t}(\mathbf{x}_j) \quad (5.1)$$

Em última análise, o estudo da complexidade de um algoritmo poderia ser resolvido através da avaliação do somatório (5.1). Para simplificar o problema da avaliação do tempo computacional das instruções $\mathbf{x}_j, j = 1, \dots, m$, considera-se $\mathfrak{t}(\mathbf{x}) = 1$ para qualquer instrução \mathbf{x} . Essa simplificação é perfeitamente coerente com o uso da notação \mathcal{O} para a análise do tempo computacional, uma vez que as relações entre a duração das diversas instruções é obviamente de natureza constante, o que seria irrelevante no cálculo da ordem da complexidade. Outra vantagem em adotar $\mathfrak{t}(\mathbf{x}) = 1$ é que assim o valor do tempo de execução de um programa iguala-se ao número total de instruções computadas, respeitando-se a ordem de cada instrução.

$$\text{Instrucoes}(\text{Prog}) = \sum_{j=1}^m \mathbf{r}_j \quad (5.2)$$

5.3 Tempo Computacional

A complexidade computacional dos algoritmos também pode ser medida através do tempo computacional que cada algoritmo necessitou para realizar uma otimização. Um modelo que expressa o tempo computacional requerido pelos algoritmos evolucionários para realizar uma otimização foi descrito em (FITZPATRICK; GREFENSTETTE, 1988), o qual indica que o tempo necessário depende dos parâmetros g , p e das constantes de tempo envolvidas nas diversas etapas descritas no capítulo 3:

$$\text{Tempo}(\text{Prog}) = \sum_{j=1}^m \mathbf{r}_j \mathfrak{t}(\mathbf{x}_j) = (\mu.p + \varpi.p) . g \quad (5.3)$$

onde g é o número de gerações para convergência, p é o tamanho da população, dada pela equação 3.20. A variável μ representa uma quantidade de tempo de processamento para as etapas dos algoritmos evolucionários por indivíduo e por geração, representando a medida

do custo computacional para todas as etapas descritas no capítulo 3, mas desconsiderando o custo computacional do cômputo da função custo. A variável ϖ representa o custo de um simples cálculo da função custo (medida de aptidão) de um indivíduo. Neste modelo, desconsidera-se o custo para a inicialização da população, pois representa um parcela ínfima do tempo total de otimização.

5.4 Complexidade para o problema MuD

No intuito de expressar a complexidade dos algoritmos analisados para o problema MuD, deve-se determinar quais instruções são realizadas e o número de vezes que essas instruções são processadas.

5.4.1 Complexidade da Função Custo

Para o cálculo da função custo, equação (2.33), os dois conjuntos de operações $\mathcal{F}_1 = \mathcal{C}^H \mathcal{A} \mathcal{Y}$ e $\mathcal{F}_2 = \mathcal{C} \mathbf{A} \mathbf{R} \mathcal{A} \mathcal{C}^H$ podem ser obtidos antes do laço de otimização de cada algoritmo.

Para cada teste de uma solução candidata, computam-se $\mathcal{F}_1 \mathcal{B}$ e $\mathcal{B}^T \mathcal{F}_2 \mathcal{B}$, que em termos de operações é equivalente à $(K.I.D)^2 + 2K.I.D$ multiplicações e 1 transposição de ordem $K.I.D$. Para o detector OMuD, o número de operações cresce exponencialmente com o número de usuários, i.e., $\mathcal{O}(2^{K.I}(K.I.D)^2)$. São necessárias $2^{K.I}$ gerações de bits de ordem $K.I.D$ e $2^{K.I}$ cálculos da função custo para a detecção simultânea do frame constituído por I bits dos K usuários em um sistema com detecção MuD em canal com desvanecimento. Para canal puramente aditivo, a matriz de coeficiente de canal reduz-se a $\mathcal{C} = \mathbf{I}$; para canal síncrono, a dimensão da matriz de correlação simplifica-se a $K \times K$.

5.4.2 Operações Realizadas pelos Algoritmos Evolucionários

Para o algoritmo EPMuD o número de operações cresce dependendo da relação $\mathcal{O}(p.g(K.I.D)^2)$, sendo necessárias $2p.g + p - 1$ gerações de bits de ordem $K.I.D$, $M.g$ seleções de ordem $K.I.D$, $p.g + p$ cálculos da função custo e $3p.g$ ordenações de ordem $K.I.D$.

A complexidade computacional para o algoritmo GAMuD também cresce dependendo da relação $\mathcal{O}(p.g(K.I.D)^2)$, podendo ser obtida adicionando a complexidade do operador *crossover* à complexidade do algoritmo EPMuD. Esta etapa realiza $p.g$ gerações de ordem $K.I.D$, $p.g$ comparações de ordem $K.I.D$ e $p.g$ troca de bits de ordem $K.I.D$.

Portanto, pode-se expressar a complexidade computacional dos receptores multiusuário EPMuD, GAMuD e OMuD, em termos de instruções executadas, substituindo o número de operações de cada função custo e somando todas as outras operações multiplicadas por suas respectivas ordens, como indicado na tabela 5.1.

Tabela 5.1: Complexidade dos detectores MuD em termos de operações

Detector	Número de Operações
OMuD	$2^{KI} ((KID)^2 + 3KID)$
GAMuD	$p(g+1)(KID)^2 + (g(11p+M) + 4p-1)(KID)$
EPMuD	$p(g+1)(KID)^2 + (g(8p+M) + 4p-1)(KID)$

Utilizando os valores numéricos obtidos nas simulações, figuras 4.3 à 4.9, para as variáveis g , K , I , D , M e p é possível expressar a complexidade de cada algoritmo, em termos do número de operações, para se atingir a convergência. O número de operações para as diversas condições de sistema simulados está sintetizado nas figuras 5.1 a 5.3. Dado o excessivo número de operações necessários para o detector OMuD, indicou-se os respectivos resultados na forma tabelada, tabela 5.2, usando os valores numéricos simulados.

Tabela 5.2: Número de operações para o detector OMuD

Complexidade	$PD - 3$	$PD - 2$	$PD - 1$	$PD - 2$
OMuD	$\approx 6 \times 10^{24}$	$\approx 2 \times 10^{25}$	$\approx 5 \times 10^{25}$	$\approx 1 \times 10^{47}$
	S₁			S₂

Observe-se que a elevação do carregamento de sistema **S₁** para **S₂** acarretou em um incremento do número de operações executadas pelo receptor OMuD de ≈ 22 ordens de grandeza, inviabilizando completamente a sua implementação em sistemas práticos. Dessa forma, resultados de simulação Monte Carlo não puderam ser obtidos para este receptor. Em contrapartida, a complexidade em termos de operações dos dois receptores evolucionários analisados apresentaram ordem de grandeza de 10^8 para o sistema **S₁** e 10^9 operações para o sistema **S₂**, indicando uma enorme redução na complexidade quando comparado à do OMuD. Adicionalmente, o aumento de carregamento de $U \approx 0,32$ para $U \approx 0,64$ representou um acréscimo de aproximadamente uma ordem de grandeza na complexidade dos receptores multiusuário GAMuD e EPMuD.

Comparando-se o número de operações executadas pelos dois receptores evolucionários, nas mesmas condições de sistema, verifica-se que a diferença é sempre $< 1/2$ ordem de

grandeza. Quando há elevação no carregamento do sistema, as figuras 5.2 e 5.3.b indicaram uma redução na diferença do número de operações executadas pelos algoritmos GAMuD e o EPMuD; isto se deve ao número insuficiente de gerações para a convergência do algoritmo EPMuD, o qual apresentou um desempenho em termos de *BER* levemente inferior ao GAMuD. Ao se utilizar um G_t adequado para que o EPMuD atinja a convergência total, restabelece-se a diferença no número de operações em torno de 1/2 ordem de grandeza e o seu desempenho igualar-se-á o do GAMuD.

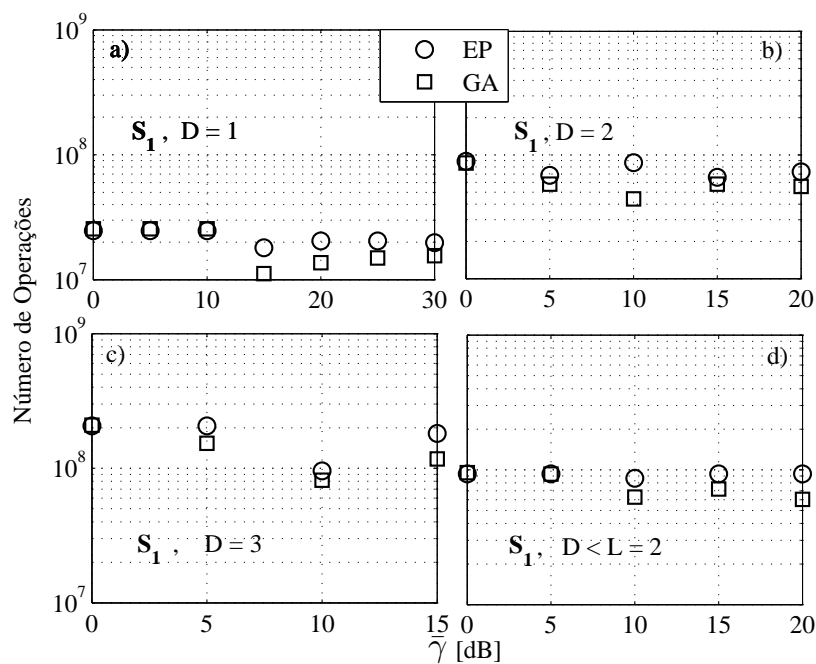


Figura 5.1: Número de operações executadas para o sistema S_1 em canais: a) perfil PD-3 (plano); b) perfil PD-2 (2 percursos); c) perfil PD-1 (3 percursos) e d) perfil PD-2 com $D \leq L$.

Quando as condições de seletividade do canal e a largura de banda do receptor permitirem um incremento do número de ramos de processamento nos receptores EPMuD e GAMuD, por exemplo, de $D = 1$ para 2, 3, ou mais, ter-se-á um aumento significativo de desempenho sem que a complexidade dos receptores aumente exacerbadamente. Verifique-se na figura 4.2 que para $D = 1$ e $\bar{\gamma} = 15$ dB tem-se um desempenho de $\approx 8 \times 10^{-3}$, enquanto que para $D = 3$, figura 4.4, observa-se um desempenho de $\approx 5,5 \times 10^{-4}$. Para atingir este desempenho, houve um incremento de apenas uma ordem de grandeza no número de operações executadas, figuras 5.1.a e 5.1.c, justificando a exploração de uma maior diversidade de percursos nos receptores evolucionários.

A partir da figura 5.3, verifica-se que o custo computacional para a manutenção da robustez *near-far* dos receptores multiusuário EPMuD e GAMuD é praticamente cons-

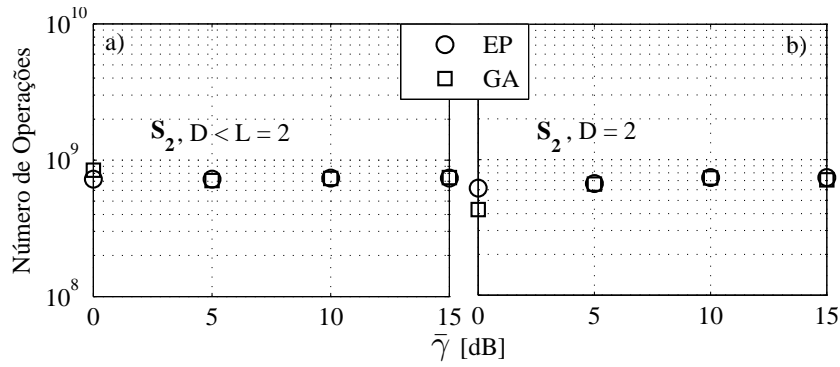


Figura 5.2: Número de operações executadas para sistema S_2 em canais com perfil PD-2 com: a) $D \leq L$; b) $D = L = 2$ percursos.

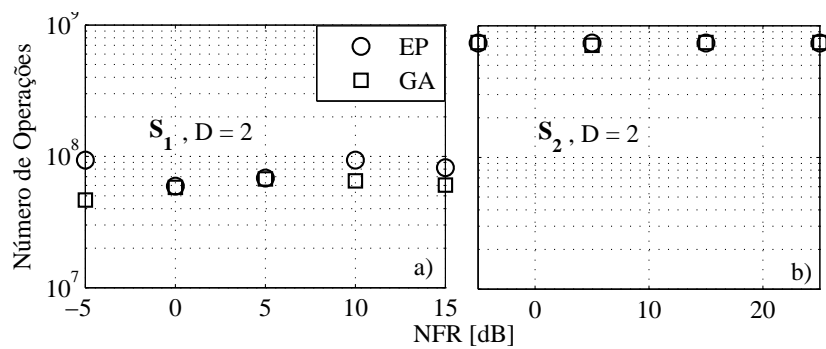


Figura 5.3: Número de operações executadas $\times NFR$ em canais com perfil PD-2 e sistemas: a) S_1 com $\bar{\gamma} = 15\text{dB}$; b) S_2 com $\bar{\gamma} = 10\text{dB}$.

tante, pois o número de operações dos receptores é da ordem de 10^8 para o sistema S_1 e 10^9 para o sistema S_2 , sendo praticamente constante em toda a faixa de desbalanço de potência simulada e idêntico à situação com controle perfeito de potência ($NFR = 0$).

No intuito de se encontrar as constantes $\mu.p$ e $\varpi.p$, mediu-se o tempo médio para cada cálculo da função custo e o tempo médio para a realização dos outros processos dos algoritmos evolucionários para alguns valores de $K.I.D$. Estes tempos médios¹ são apresentados na figura 5.4.

Observe-se que os valores das constantes μ e ϖ dependem do tamanho do indivíduo, nesta aplicação, $K.I.D$. Já o tamanho da população é proporcional apenas ao fator $K.I$.

Através destes dados, pôde-se expressar o tempo médio de execução para cada otimização. As mesmas conclusões obtidas com a análise de complexidade em termos do número de operações são aplicáveis à análise do tempo computacional das figuras 5.5,

¹Obtidos em uma plataforma MatLab 7.0 para Windows XP em um processador Athlon 1,6GHz com 512Mb RAM

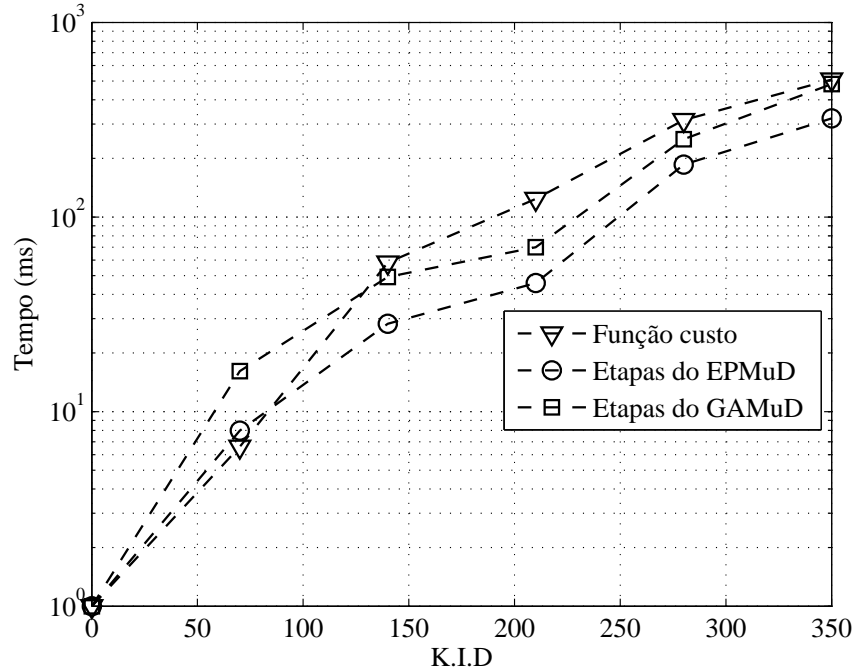


Figura 5.4: Tempo computacional médio (1000 trials) em milissegundos para o cálculo da função custo e para os processos dos algoritmos evolucionários.

5.6 e 5.7. Novamente, devido ao excessivo tempo computacional do receptor OMuD, os valores são apresentados apenas na forma tabelada, tabela 5.3.

O GAMuD necessita de um tempo computacional levemente menor que o EPMuD nas situações simuladas em que houve total convergência de ambos os algoritmos. Isto pode ser verificado, por exemplo, através da figura 5.5.b combinado com a informação de convergência da figura 4.3, entre outros.

Tabela 5.3: Tempo computacional médio para o OMuD em [ms]

Complexidade	$PD - 3$	$PD - 2$	$PD - 1$	$PD - 2$
OMuD	$\approx 7,8 \times 10^{21}$	$\approx 6,9 \times 10^{22}$	$\approx 1,5 \times 10^{23}$	$\approx 4,4 \times 10^{44}$
	S₁			S₂

Quando não ocorrer total convergência em G_t gerações em ambos os algoritmos, por exemplo, figura 5.6.a combinada com a informação de convergência da figura 4.6, o EPMuD intrinsecamente terá uma menor complexidade em tempo computacional e número de operações do que o GAMuD, pois o algoritmo EPMuD possui uma estratégia mais singela de busca. Caso o número de gerações G_t seja aumentada, garantindo convergência total nos termos da equação (3.34) para ambos os algoritmos, a complexidade do EPMuD tanto em termos de número de operações quanto em termos do tempo computacional será maior que o do GAMuD.

Uma vez que os parâmetros p_m e M ótimos para o detector multiusuário EPMuD e GAMuD dependem das características do sistema DS/CDMA, i.e., diversidade, carregamento, relação sinal-ruído e efeito *near-far*, deve-se esperar uma redução na geração de convergência de ambos os algoritmos quando forem utilizados parâmetros otimizados. Lembre-se que nos resultados apresentados, os valores para os parâmetros p_m e M são fixos, sendo alterados apenas em função do carregamento. Verifique-se que para $D = 1$, $\bar{\gamma} \leq 10$ dB e baixo carregamento, figura 5.5.a, os parâmetros do algoritmo GAMuD não estão otimizados, implicando em um maior tempo computacional que o EPMuD nesta condição de sistema; portanto, uma análise adicional de otimização dos parâmetros deve ser realizada.

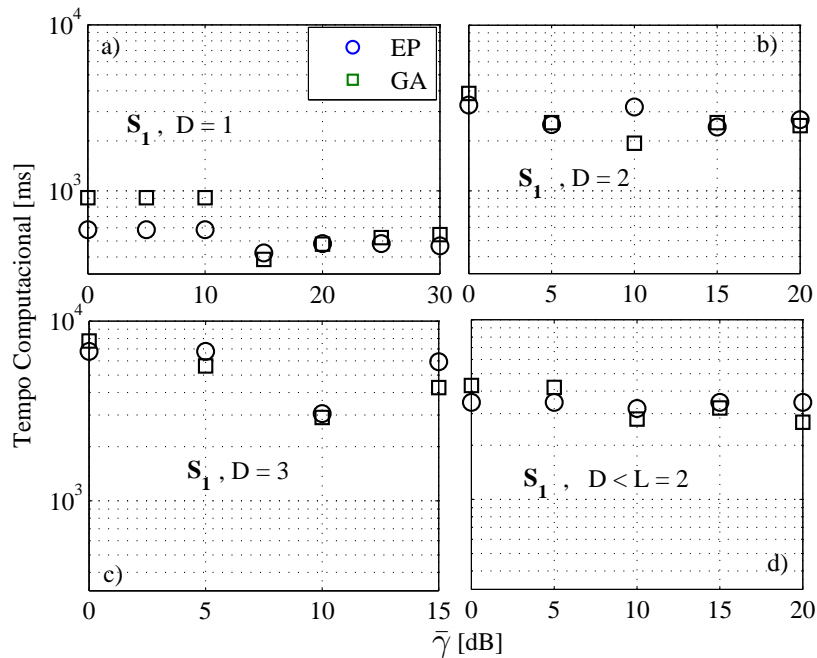


Figura 5.5: Tempo Computacional para o sistema S_1 em canais: a) perfil PD-3 (plano); b) perfil PD-2 (2 percursos); c) perfil PD-1 (3 percursos) e d) perfil PD-2 com $D \leq L$.

5.5 Complexidade para a Estimativa de Parâmetros

A complexidade computacional para o estimador GAMuChE é obtida em termos do número de operações ou *flops* durante o i -ésimo intervalo de bit e comparado ao número de operações do estimador baseado no método do gradiente (*Gradient Descent*), descrito em (BHASHYAM; AAZHANG, 2002). Utilizando os valores dos parâmetros adotados para o sistema e para o estimador GAMuChE, pode-se obter a complexidade computacional desses estimadores. Note-se, que neste caso, a operação UB_i pode ser realizada antes do

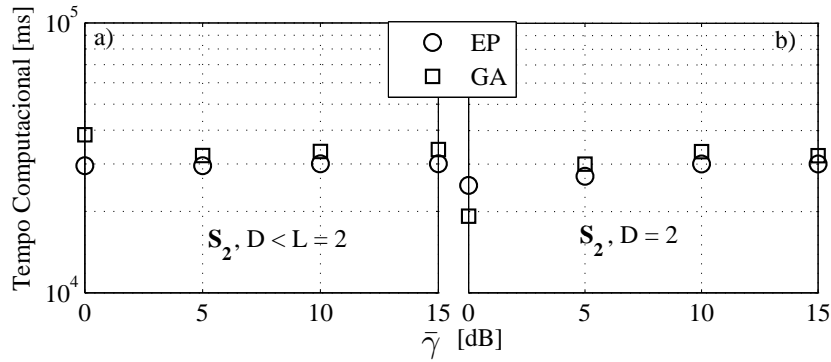


Figura 5.6: Tempo Computacional para o sistema S_2 em canais com perfil PD-2 com: a) $D \leq L$; b) $D = L = 2$ percursos.

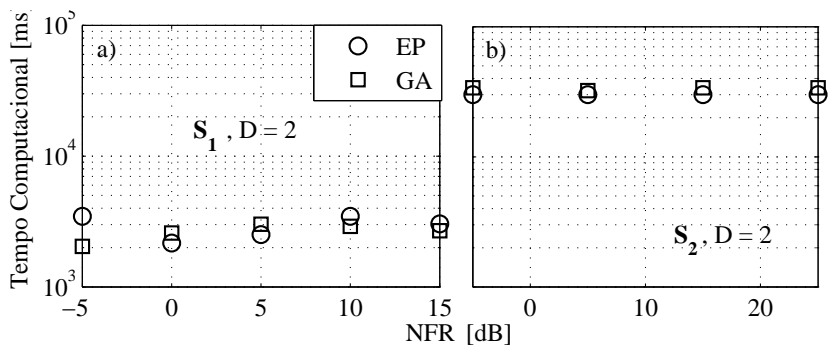


Figura 5.7: Tempo Computacional $\times NFR$ em canais com perfil PD-2 e sistemas: a) S_1 com $\bar{\gamma} = 15$ dB; b) S_2 com $\bar{\gamma} = 10$ dB.

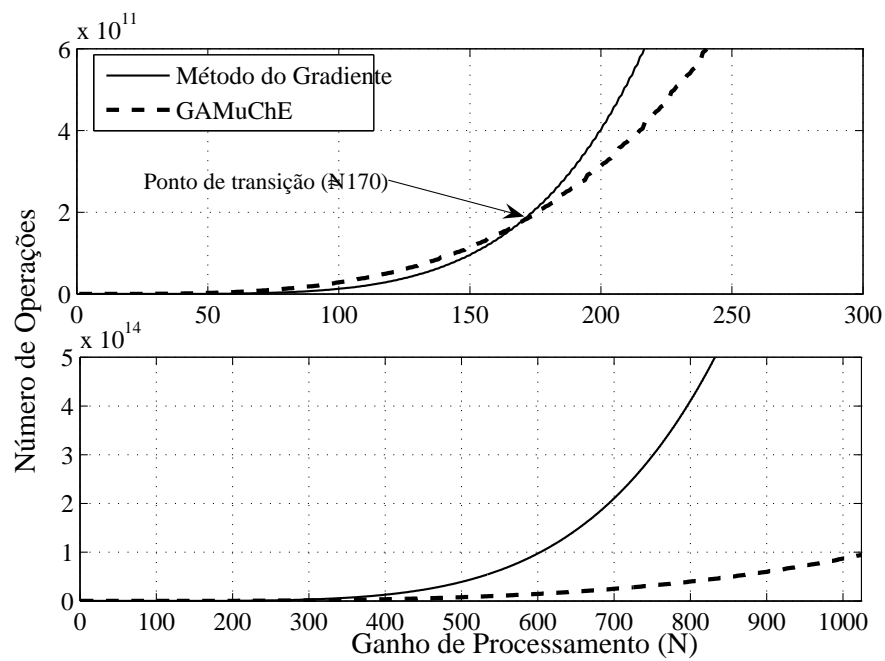
laço de otimização do GAMuChE. A tabela 5.4 expressa o número de operações necessárias para a obtenção da estimativa do i -ésimo coeficiente de canal. Note-se que foi apresentado a complexidade apenas para o estimador GAMuChE com codificação tipo I, pois este resultou em melhor acurácia na obtenção das estimativas².

Observe-se que para carregamentos em torno de 50%, figura 5.8, a complexidade de ambos os algoritmos é praticamente a mesma quando $N \leq 170$. No entanto, quando $N > 170$, o GAMuChE apresenta um crescimento de complexidade computacional em termos do número de operações bastante inferior ao método GD. Deve-se considerar ainda que a acurácia obtida pelo GAMuChE para canais variantes é muitas vezes maior que a do estimador GD.

²Resultados apresentados na seção 4.2.

Tabela 5.4: Complexidade dos estimadores GAMuChE, GD e ML.

Estimador	Número de Operações
GD	$5K^2N^3 + N^2(K^2 + K)$
GAMuChE, tipo I	$pg(N^2K + N + 3Q_{\text{indiv}} + 6Q_{\text{sign}} + 4KM + 2)$
ML	$2^{Q_{\text{indiv}}}(N^2K + 2N + Q_{\text{indiv}})$

**Figura 5.8:** Crescimento da complexidade computacional em função do ganho de processamento, considerando carregamento de 50%.

5.6 Complexidade para a Detecção e Estimação de Coeficiente de Canal Conjunta

Utilizando as equações para a complexidade das estratégias de estimação e detecção apresentadas nas tabelas 5.1 e 5.4 e em outras partes do texto, é possível expressar o número de operações necessárias para o processo de detecção e estimação de canal conjunta realizada pela estrutura de recepção proposta, ou seja, etapa de estimação realizada pelo GAMuChE com codificação tipo I acoplada à etapa de detecção realizada pelo GAMuD, em comparação a outras estratégias baseadas no método do gradiente e de máxima verossimilhança. Essa complexidade conjunta é apresentada na tabela 5.5. Utilizou-se, para a determinação da complexidade da estratégia GAMuChE + GAMuD, a simplificação de que g_1 e $g_2 \gg 1$.

Tabela 5.5: Complexidade para a detecção conjunta (estimador + detector).

Detector conjunto	Número de Operações
ML + OMuD	$2^{Q_{indiv}} (N^2 K + 2N + Q_{indiv}) + 2^{KI} ((KID)^2 + 3KID)$
GD + OMuD	$2^{KI} (KID)^2 \left(1 + \frac{3}{KID}\right) + K^2 N^2 \left(5N + \frac{K+1}{K}\right)$
GAMuChE + GAMuD	$p_1 g_1 (KID) (KID + 11) + p_2 g_2 K (N^2 + 2D (Q_{int} + Q_{frac} + 6))$

onde p_1 e g_1 referem-se ao tamanho da população e número de gerações para a etapa de detecção via GAMuD e p_2 e g_2 referem-se ao tamanho da população e número de gerações para a etapa de estimação via GAMuChE, respectivamente.

Utilizando-se dos valores para os parâmetros do sistema descritos na seção 4.3 é possível encontrar o número de operações necessárias à detecção conjunta para as três estratégias apresentadas na tabela 5.5. O número de operações é apresentado na tabela 5.6.

Tabela 5.6: Número de operações necessárias para as estratégias de detecção conjunta.

Detecção conjunta	Sistemas			
	S1	S2	S3	S4
ML + OMuD	$17,77 \times 10^{50}$	$2,28 \times 10^{75}$	$5,12 \times 10^{99}$	$1,72 \times 10^{100}$
GD + OMuD	$7,30 \times 10^{15}$	$1,62 \times 10^{16}$	$3,15 \times 10^{28}$	$3,15 \times 10^{28}$
GAMuChE + GAMuD	$3,21 \times 10^7$	$4,76 \times 10^7$	$1,21 \times 10^8$	$2,46 \times 10^8$

Observa-se uma enorme redução da complexidade computacional para a estrutura de detecção conjunta proposta neste trabalho em relação às outras duas estratégias baseadas no método do gradiente e de máxima verossimilhança, evidenciando uma possível e

atraente aplicabilidade desse método em sistemas 3G e 4G.

Por fim, a figura 5.9 apresenta o crescimento da complexidade computacional das estratégias de detecção conjunta analisadas na tabela 5.6 para o sistema CDMA2000, padrão TIA/EIA/IS-2000-2 proposto em (TIA/EIA/IS-2000-2, 1999). Neste padrão escolhido pela indústria de telecomunicações, a taxa básica de transmissão para a configuração de rádio 3 é de 9,6kbps, considerando um ganho de processamento de 128. Para taxas inferiores à básica, adota-se um ganho de processamento maior e para taxas superiores, utiliza-se ganhos de processamento menores³. Por uma questão de análise, escolheu-se a taxa básica de transmissão e um tamanho de preâmbulo de processamento para o estimador com 10 bits. No entanto, o tamanho do frame para essa configuração apresenta 192 bits, sendo que os primeiros 20 bits servem para indicar a qualidade e zerar os registradores do codificador utilizado. Portanto, esses 20 bits podem servir como preâmbulo para o estimador de canal, sendo adotado este número neste trabalho.

Com isso, fixando o ganho de processamento em $N = 128$, o tamanho do preâmbulo de análise $I = 10$ bits, sendo estimado 10 coeficientes de canal, considerando um canal com dois percursos e um número de bits de codificação $Q_{\text{int}} + Q_{\text{frac}} = 16$ bits⁴, pode-se construir uma figura que expressa o crescimento computacional para as estruturas propostas em função do aumento do número de usuários, conforme indicado na figura 5.9.

Note-se que o crescimento da complexidade da estrutura GAMuChE + GAMuD proposta é largamente inferior às outras estratégias de detecção conjunta em função do aumento do número de usuários, evidenciando um ótimo compromisso desempenho \times complexidade e uma atraente possibilidade de implementação.

5.6.1 Implementação em DSP

Esta seção não tem por objetivo analisar uma arquitetura para implementação da estratégia GAMuChE + GAMuD em DSP, mas sim realizar uma discussão sobre o quão passível de implementação essa técnica é. Para isso, utilizou-se os valores de complexidade computacional (em número de operações ou flops) que a estratégia proposta necessitou para estimar e detectar 10 bits, figura 5.9. Além disso, considerou-se a taxa básica de transmissão do padrão CDMA2000, ou seja, $R = 9,6\text{kbps}$.

Com isso, para ser possível estimar e detectar à taxa de 9,6kbps, é necessário realizar a estimativa a cada 960 frames/segundo. Considerando o número de usuários, por

³Todas as taxas suportadas são múltiplas da taxa básica, adotando-se esquema multitaxa MPG.

⁴Visando explorar a capacidade dos processadores atuais de 16 bits.

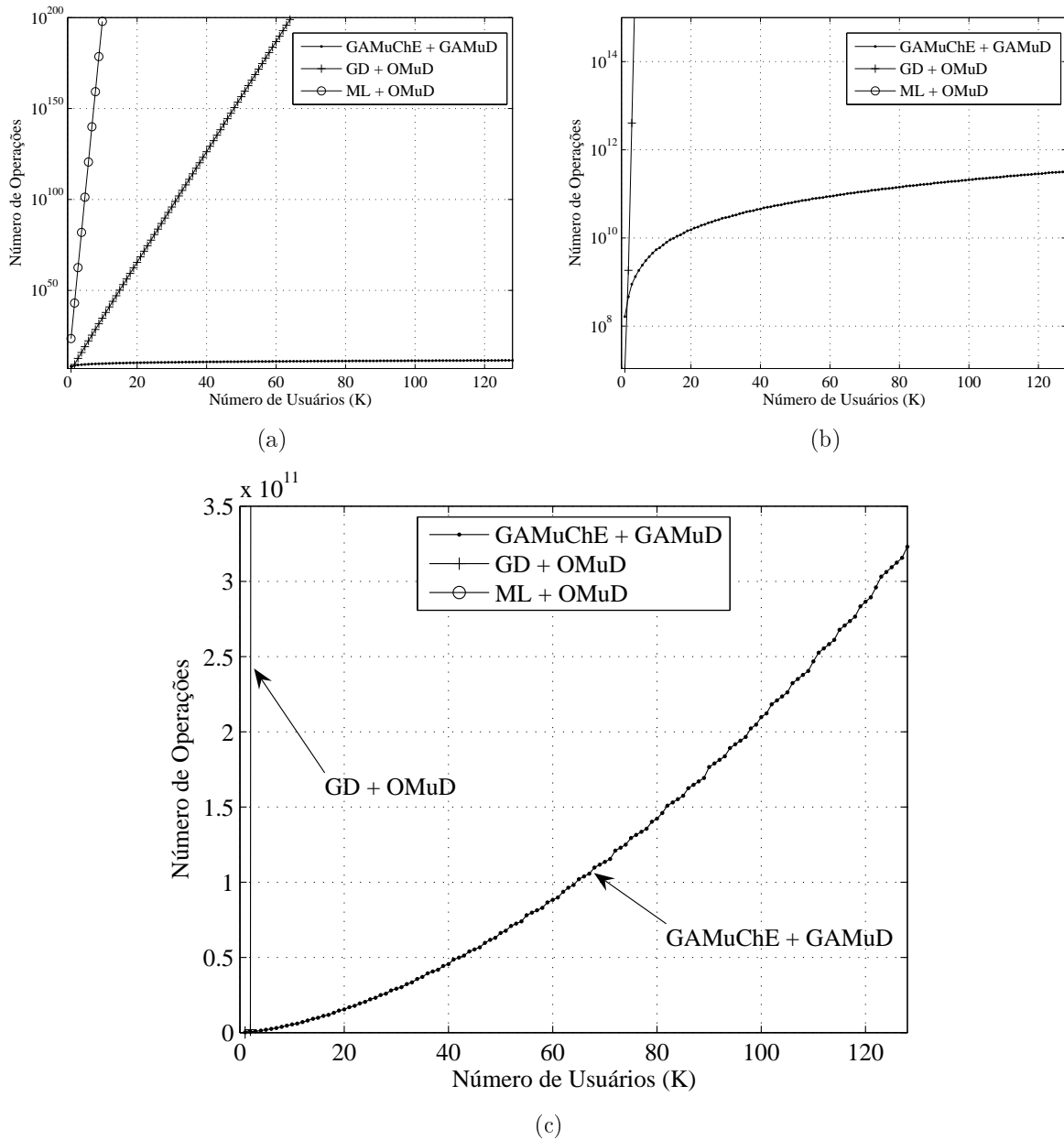


Figura 5.9: Crescimento da complexidade com o aumento do número de usuários, considerando parâmetros do padrão CDMA2000, configuração de rádio 3 e taxa de transmissão básica. (a) Escala logarítmica para visualização da complexidade do ML + OMuD. (b) Escala logarítmica para visualização da complexidade do GD + OMuD e GAMuChE + GAMuD. (c) Escala linear para melhor visualização da complexidade do GAMuChE + GAMuD.

exemplo, de 1 a 128 usuários⁵, observa-se que para cada frame estimado, figura 5.9, são necessários de $1,65 \cdot 10^8$ a $3,23 \cdot 10^{11}$ flops, aproximadamente. Portanto, para ser possível a implementação dessa estratégia no intuito de garantir a taxa básica de transmissão de 9,6kbps para cada usuário virtual, é necessário utilizar um DSP capaz de realizar de $15,84 \cdot 10^{10}$ à $31 \cdot 10^{13}$ flops.

Ilustrativamente, por exemplo, analisando a utilização de DSP's específicos como os modelos de DSP's da Texas Instruments, família TMS320C6x, capazes de realizar 1200Mflops à 1800Mflops em precisão de 32 bits, percebe-se, claramente, que não seria possível utilizá-los para essa tarefa. No entanto, caso seja possível paralelizar o cômputo, seriam necessários mais de 88 DSP's dessa família para estimar e detectar apenas 1 usuário e mais de 172000 DSP's dessa família para estimar e detectar a informação, a 9600bps, para cada um dos 128 usuários virtuais. Note-se que o número de DSP's necessários torna-se impraticável à medida que o número de usuários virtuais cresce.

Contudo, caso sejam utilizados superprocessadores, como o SAM-650 que também é fabricado pela Texas Instruments, sendo constituído de 24 DSP's TM-44, cuja capacidade é de 8 Gflops, já seria possível estimar e detectar um certo número de usuários, pois esse superprocessador é capaz de realizar 192 Gflops. Contudo, ainda seriam necessários mais de 1615 SAM's-650 para realizar a tarefa da estimativa e detecção conjunta para os 128 usuários virtuais. Um outro exemplo seria a utilização de uma arquitetura similar à do novo console da Sony, o playstation 3, que é capaz de realizar mais de 2 Tflops. No entanto, ainda seriam necessários mais de 150 dessas arquiteturas similares ao playstation 3⁶.

Infelizmente, ainda não existe na atualidade um supercomputador capaz de realizar a estimativa e detecção para os 128 usuários virtuais, pois o computador mais rápido do mundo, atualmente, de nome BlueGene/L da IBM apresenta uma capacidade máxima de 280,6 Tflops. No entanto, a crescente evolução por poder de processamento já está motivando a criação de supercomputadores com capacidade superior a 1 Pflops⁷ para os próximos 4 anos, mostrando que a evolução dos processadores digitais de sinal pode, num futuro muito próximo, garantir a implementação da estrutura GAMuChE + GAMuD na estação rádio base de sistemas 3G e 4G.

⁵Em sistemas MC, esse é o número de usuários virtuais, pois podem existir usuários físicos com taxas mais elevadas, múltiplas da taxa básica.

⁶Sua arquitetura é inovadora, desenvolvida em conjunto pela Sony, Toshiba e IBM, sendo chamada de PowerPC baseada em PPE - *Power Processing Element* e de sete 3,2 GHz SPE - *Synergistic Processing Elements*. Console não disponível no mercado, com previsão de lançamento para novembro de 2006.

⁷Esses supercomputadores de capacidade superior a $1 \cdot 10^{15}$ flops são chamados de supercomputadores da próxima geração.

Neste momento, torna-se importante ressaltar também que a utilização de qualquer forma de paralelização para o cômputo do número de flops traz uma diminuição do tempo total necessário. Além disso, na literatura especializada, por exemplo, (GOLUB; VAN LOAN, 1996; HORN; JOHNSON, 1999), pode-se encontrar a teoria que descreve as propriedades das matrizes que são utilizadas no cálculo da função custo para a estimação e detecção. Com isso, pode-se utilizar algoritmos altamente eficientes para as multiplicações matriciais e vetoriais visando diminuir a complexidade do cálculo da função custo para ambos os problemas. Por exemplo, em (GOLUB; VAN LOAN, 1996), encontra-se algoritmos eficientes para o cálculo de multiplicação de matrizes que são Tridiagonais e/ou Toeplitz por blocos, reduzindo substancialmente⁸ o número de flops necessários. Note-se que as matrizes \mathbf{R} e \mathcal{UB}_i possuem essas características, indicando a utilização de tais algoritmos. Com isso, se forem utilizados algoritmos eficientes, capazes de reduzir a complexidade para a faixa de dezenas de Tflops, já seria possível implementar a estratégia de detecção conjunta nos dias atuais utilizando *clusters*⁹ de processamento. Além disso, note-se que a complexidade para o GAMuD é inferior¹⁰ à do GAMuChE, apresentando-se na faixa de dezenas de Tflops, ou seja, já passível de implementação nos dias atuais utilizando DSP.

Por fim, caso haja a intenção de implementar a estratégia proposta, deve-se realizar um estudo aprofundado sobre algoritmos de baixa complexidade para multiplicação de matrizes que possuem propriedades de simetria como também de arquiteturas passíveis de realizar processamento em paralelo.

⁸Comumente diminui a complexidade polinomial em uma ordem, ou até mesmo a transforma em uma complexidade linear com o tamanho da matriz. Para complexidades já lineares, comumente há uma redução em uma casa decimal.

⁹Conjunto com vários processadores em paralelo.

¹⁰Complexidade quantificada na seção 5.4.

6 PRINCIPAIS CONCLUSÕES

Este trabalho analisou a técnica heurística de otimização combinatória baseada no algoritmo genético aplicada ao problema da detecção multiusuário quase-ótima e estimativa de parâmetros em sistemas de múltiplo acesso DS/CDMA unitaxa e multitaxa MC, em canais Rayleigh lento multipercurso visando aumentar a capacidade do sistema e oferecer uma diversidade de serviços multimídia, garantindo sua qualidade. Os algoritmos GAMuD e MC-GAMuD apresentaram um desempenho muito próximo ao limite SuB para todas as condições de sistema simulados. Note-se que os algoritmos GAMuD e MC-GAMuD oferecem a vantagem de uma drástica redução de complexidade computacional em relação ao OMuD com uma perda de desempenho apenas marginal, mesmo em canais agressivos.

Deve-se ressaltar que existem pouquíssimos trabalhos que analisam a aplicação de algoritmos heurísticos ao problema MuD e MuChE em canais multipercurso. Este trabalho estabeleceu uma comparação da eficiência, em termos do compromisso complexidade \times desempenho, entre os detectores multiusuário baseados nos algoritmos GAMuD e EPMuD em canais de comunicação bastante realistas; avaliou-se inclusive a redução de desempenho na situação da perda da diversidade de percursos.

A comparação dos algoritmos através do tempo computacional e do número de instruções executadas mostrou-se ser mais adequada do que a comparação com a utilização da notação \mathcal{O} , pois os dois algoritmos evolucionários analisados possuem a mesma ordem de grandeza de complexidade. Portanto, com a utilização destas duas figuras de mérito pôde-se comparar mais precisamente a eficiência dos algoritmos GAMuD e EPMuD. O resultado da análise de convergência utilizando as duas figuras de mérito para a complexidade indicou uma sutil superioridade do receptor GAMuD em relação ao EPMuD para as condições analisadas de carregamento, NFR e quando há perda do aproveitamento da diversidade multipercurso.

Tanto o algoritmo GAMuD quanto o EPMuD apresentaram elevadíssima robustez ao efeito *near-far* nas condições de baixo e alto carregamento, apesar do detector multiusuário

EPMuD não ter convergido com o número de gerações $G_t = 60$ utilizada na condição de alto carregamento.

O desempenho obtido pelo receptor GAMuD em canal multipercurso se aproxima do limitante SuB e, portanto, do OMuD, para a condição de estimativas perfeitas dos parâmetros do canal. Com erros nessas estimativas, o GAMuD apresentou um melhor desempenho do que o DD, com a vantagem de não necessitar computar a operação de matriz inversa \mathbf{R}^{-1} . Adicionalmente, estes resultados evidenciaram a redução da complexidade computacional quando comparado ao OMuD. O GAMuD mostrou possuir uma relativa imunidade a erros nas estimativas dos parâmetros de canal e atrasos e grande robustez na presença de erros nas estimativas de amplitude.

Para o problema MuChE, em canais Rayleigh lentamente variantes no tempo, o estimador GAMuChE com codificação tipo I apresentou uma grande acurácia nas estimativas dos coeficientes do canal, considerando um sistema DS/CDMA com carregamento médio. Além disso, o processo de otimização do GAMuChE é realizada no domínio binário, podendo-se controlar a complexidade computacional e a resolução do desempenho através dos parâmetros Q_{int} e Q_{frac} , resultando em um compromisso complexidade \times acurácia nas estimativas que pode acompanhar a evolução das tecnologias DSP.

Resultados de simulação mostraram que o GAMuChE atingiu um MSE similar ao do ML, com uma expressiva redução no custo computacional e no tempo de latência (pequenos tamanhos de *frame*). Quando comparado ao estimador de parâmetros baseado no método do gradiente (GD), o GAMuChE apresentou um menor MSE e uma complexidade similar para $N \leq 170$ e uma complexidade extremamente menor quando $N \gg 170$.

Além disso, a utilização do critério MEP, como figura de mérito, mostra-se mais eficiente do que a medida de MSE quando se está interessado em quantificar o erro contido na estimativa do módulo e da fase separadamente. Resultados de simulação indicaram que o estimador GAMuChE com codificação tipo I proposto alcançou menores patamares para o MEP que os alcançados pelo método ML (devido ao reduzido tamanho do preâmbulo utilizado) e pelo método GD.

Por fim, as características apresentadas na utilização dos algoritmos GAMuD e GAMuChE em conjunto indicam um ótimo compromisso desempenho-complexidade, indicando a viabilidade de implementação dos mesmos na estação rádio-base de sistemas 3G e 4G em um futuro não muito remoto (em torno de 4 anos).

6.1 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros, as seguintes direções são sugeridas:

1. Análise e comparação da complexidade de implementação dos algoritmos em DSP, levando em consideração a utilização de algoritmos eficientes para realizar as operações matriciais e a capacidade de paralelização de cada processo.
2. Análise da aplicabilidade de outros algoritmos heurísticos, como os de busca local, busca tabu, recozimento simulado, entre outros, visando alcançar um compromisso desempenho \times complexidade ainda mais atraente para a detecção e estimação de canal conjunta.
3. Utilização da estratégia de detecção e/ou estimação de parâmetros baseada em heurísticas para sistemas que utilizam a técnica de multiportadoras (OFDM), múltiplas antenas de transmissão e recepção (sistemas MIMO) e sistemas de banda ultra larga (UWB), visando oferecer um aumento na capacidade e/ou desempenho dos sistemas.
4. Utilização dos algoritmos para outros tipos de problemas combinatórios existentes em sistemas DS/CDMA, como é o caso da otimização de seqüências de espalhamento, alguns procedimentos de controle de potência, alocação dinâmica de recursos e garantia da qualidade de serviço (QoS) para os diversos tipos de serviços oferecidos.

Anexo A – Método de Simulação Monte Carlo

O método de simulação computacional empregado neste trabalho foi o método Monte Carlo. O método de simulação Monte Carlo (MCS), refere-se a um conjunto de técnicas de cálculo de probabilidade que faz uso de eventos aleatórios. O nome origina-se de Monte Carlo, em Mônaco, onde há uma grande quantidade de cassinos com jogos de azar, cuja essência está toda baseada na teoria das probabilidades (SOBOL, 1975).

Este método aplica-se a vários contextos, sendo largamente utilizado em telecomunicações quando não for possível determinar a probabilidade de erro de bit analiticamente e numericamente ou ainda quando se estiver investigando a validade de expressões (semi-) analíticas para o desempenho de novas estruturas e/ou sistemas de comunicação. O MCS é simplesmente um conjunto de seqüências de Bernoulli onde são computados os números de sucessos ou erros dividido pelo número de realizações.

Neste trabalho, o método MCS é utilizado para a caracterização do desempenho dos sistemas considerados em termos de BER. O modelo empregado nas simulações é representado na figura A.1.

Nesta figura, n_{erros} representa o número de erros máximo computado para o cálculo da BER em cada ponto desejado. O cômputo do erro é feito comparando o sinal recebido com o enviado. Cada vez que um erro é detectado, o contador de erros é incrementado até atingir o valor especificado em n_{erros} . Quanto maior o valor de n_{erros} , mais confiável se torna o resultado obtido, pois aumenta-se o número necessário de *trials*, sendo *trials* o número de vezes em que os dados aleatórios são gerados de forma independente.

Desta maneira, a BER estimada é calculada da forma:

$$\hat{P}_e = \frac{n_{erros}}{trials} \quad (A.1)$$

Quando $trials \rightarrow \infty$ a razão que define P_e converge, mas adotar computacionalmente

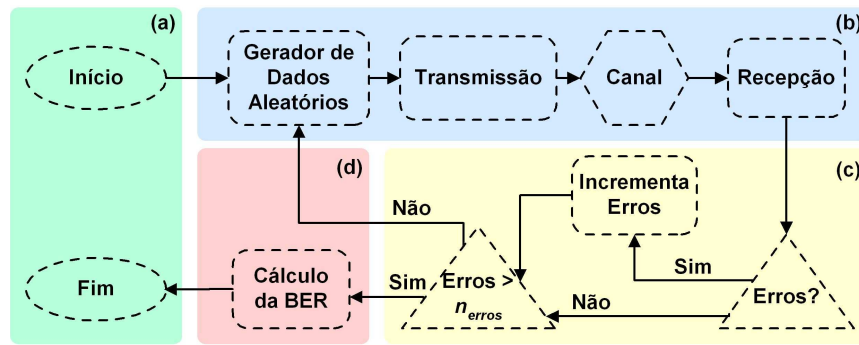


Figura A.1: (a) Inicialização dos parâmetros do sistema e Finalização da simulação com obtenção de gráficos de desempenho em termos de BER; (b) Geração, Transmissão e Recepção de Dados; (c) Estratégia Monte-Carlo de Parada e (d) “Medidor” de BER

$trials \rightarrow \infty$ é inviável. Portanto, emprega-se um número tal de $trials$ ou n_{erros} que conduza a um resultado dentro de um intervalo de confiança esperado. O menor número para n_{erros} utilizado nas simulações foi de 100 erros por ponto para faixas de baixo $\bar{\gamma}$ e 10 para a faixa de alto $\bar{\gamma}$. Isto é, para uma P_e esperada de 10^{-4} , por exemplo, exige-se no mínimo 10^6 realizações para baixo $\bar{\gamma}$ e 10^5 para alto $\bar{\gamma}$.

Considerando diversos valores de $trials$ (ou de forma equivalente n_{erros}), têm-se um intervalo de confiança que segue a figura A.2 (ABRÃO, 2001).

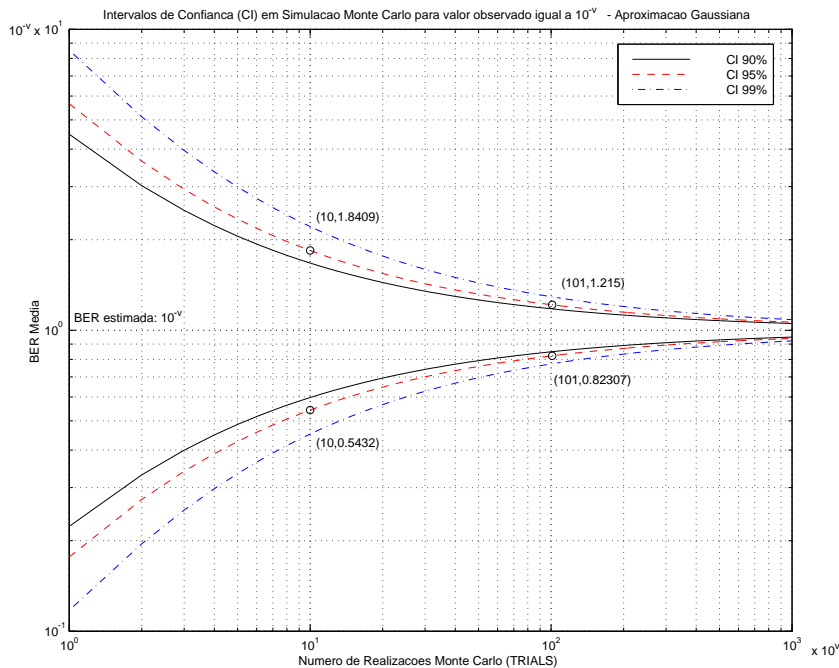


Figura A.2: Intervalos de Confiança sobre a BER quando o valor observado for igual a $P_e = 10^{-v}$

Observe-se que adotando $n_{erros} = 100$, e intervalo de confiança igual a 95%, assegura-se que a \hat{P}_e estará na faixa entre 0,823 a 1,215 da P_e verdadeira, ou seja:

$$@c.i. = 95\% \Rightarrow \hat{P}_e \subset [0,823; 1,215] P_e \quad (A.2)$$

E adotando-se $n_{erros} = 10$, e intervalo de confiança igual a 95%, assegura-se que a \hat{P}_e estará na faixa entre 0,5432 a 1,809 da P_e verdadeira, ou seja:

$$@c.i. = 95\% \Rightarrow \hat{P}_e \subset [0,5432; 1,809] P_e \quad (A.3)$$

Estes são os menores graus de precisão adotados para os resultados de simulação apresentados no capítulo 4.

Anexo B – Seqüências de Espalhamento

Na recepção de sistemas DS/CDMA, os sinais demodulados são afetados pela interferência de múltiplo acesso. Esta interferência é basicamente determinada pelos valores de correlação cruzada e pela disparidade de potência entre o usuário de interesse e os interferentes. Quanto maior for o valor da correlação cruzada, maior será a MAI e pior será o desempenho do receptor.

Dada seqüências de espalhamento normalizadas (energia unitária):

$$\|s_n\|^2 = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} \mathbf{s}_n^2(t) dt = 1 \quad (\text{B.1})$$

onde $t \in [0, T_b]$.

Pode-se encontrar o grau de semelhança entre elas, que é chamada de correlação cruzada periódica¹, sendo definida como:

$$\mathcal{R}_{ij} = \langle \mathbf{s}_i, \mathbf{s}_j \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T s_i(t) \cdot s_j(t) dt \quad (\text{B.2})$$

Caso $\mathbf{s}_i = \mathbf{s}_j$, a função é chamada de função de autocorrelação. A autocorrelação é de fundamental importância na etapa de sincronismo no receptor. Idealmente, uma seqüência deve possuir um pico de correlação igual a 1, quando em fase preferencial².

Desta forma, o ponto exato de sincronismo é obtido quando a saída do correlacionador no receptor assume valor máximo de amplitude (ou energia). Tal sincronismo é conseguido pelo rastreamento da fase da seqüência do usuário de interesse até que na saída do correlacionador se tenha o valor de pico de correlação.

Calculando as correlações cruzadas entre todas as seqüências, encontra-se a matriz de correlação \mathbf{R} , de dimensão $K \times K$ para o caso síncrono e $DKI \times DKI$ para o caso assíncrono multipercurso com comprimento do frame igual a I bits, onde cada valor mede

¹Caso síncrono.

²Quando as seqüências não estão normalizadas o valor de pico é igual à N .

a semelhança entre a i -ésima e j -ésima seqüência. Analisando o caso síncrono, na diagonal principal da matriz \mathbf{R} estão os valores de autocorrelação, pois $i = j$. Ou seja:

$$R = \begin{bmatrix} 1 & \mathcal{R}_{12} & \cdots & \mathcal{R}_{1K} \\ \mathcal{R}_{21} & 1 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathcal{R}_{K1} & \mathcal{R}_{K2} & \cdots & 1 \end{bmatrix}_{K \times K} \quad (\text{B.3})$$

Através da desigualdade de Cauchy-Schwarz e da equação (B.1), temos:

$$|\mathcal{R}_{ij}| = |\langle \mathbf{s}_i, \mathbf{s}_j \rangle| \leq \|\mathbf{s}_i\| \cdot \|\mathbf{s}_j\| = 1 \quad (\text{B.4})$$

Isto garante que $-1 \leq \mathcal{R}_{ij} \leq 1$ e $0 \leq |\mathcal{R}_{ij}| \leq 1$.

A correlação cruzada média, considerando seqüências aleatórias, é bem conhecida e dada por (VERDÚ, 1998):

$$\mathbb{E}[\mathcal{R}_{ij}] = 0 \quad (\text{B.5})$$

pois considera-se que as seqüências são formadas por valores $\{\pm 1\}$ independentes e igualmente distribuídos.

O momento de segunda ordem da correlação cruzada, ou seja, a correlação cruzada quadrática média também é bem conhecida e dada por (VERDÚ, 1998):

$$\mathbb{E}[\mathcal{R}_{ij}^2] = \frac{1}{N} \quad (\text{B.6})$$

Estas propriedades podem ser visualizadas através da figura B.1, onde foram obtidos resultados via simulação Monte-Carlo para efeito de comparação com os valores teóricos dados pelas equação (B.5) e equação (B.6).

A propriedade mais interessante é a magnitude da correlação cruzada média, pois é esta componente que produz a MAI. Esta magnitude não possui média zero como no caso da correlação cruzada média, equação (B.5), pois $\mathbb{E}[|\mathcal{R}_{ij}|] \neq 0$.

Através de simulação, determinou-se um valor aproximado para a magnitude da correlação cruzada média para seqüências aleatórias no caso totalmente síncrono:

$$\mathbb{E}[|\mathcal{R}_{ij}|] \approx \frac{1}{\sqrt{1,57 \cdot N}} \quad (\text{B.7})$$

Esta aproximação pode ser avaliada através da figura B.2, onde estão mostrados resultados de simulação Monte-Carlo e calculados utilizando a equação (B.7).

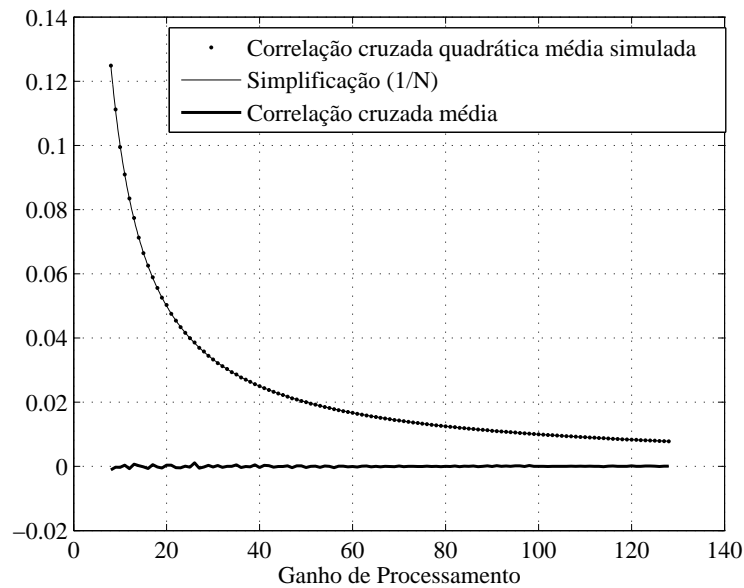


Figura B.1: Valores de correlação cruzada média e quadrática média de seqüências aleatórias; medidas sobre 5000 amostras de matrizes de 10 seqüências

Nota-se que para valores de ganho de processamento maiores que 8, as simplificações resultam em ótima convergência para os valores simulados.

Já as famílias de seqüências determinísticas apresentam uma magnitude de correlação cruzada média menor, propriedade esta que reduz substancialmente a MAI, mas estas famílias de seqüências possuem um conjunto com poucos elementos, o que restringe a quantidade de usuários ativos possíveis em um sistema DS/CDMA.

Em contrapartida, seqüências de espalhamento aleatórias não apresentam limitação no tamanho do conjunto, pois podem ser geradas para qualquer número de usuários ($\leq 2^N$, caso síncrono); no entanto, resultam em valores de magnitude da correlação cruzada média superiores aos encontrados com seqüências determinísticas.

Portanto, naturalmente existe uma relação custo-benefício na escolha do tipo de conjunto de seqüências de espalhamento (aleatórias versus determinísticas), pois deseja-se utilizar seqüências que possuam valores de magnitude da correlação cruzada média mais baixos possíveis e simultaneamente possam suportar o maior número de usuários.

Uma comparação entre seqüências aleatórias e seqüências determinísticas em relação à magnitude da correlação cruzada média é feita na figura B.3. Nota-se as boas propriedades existentes nos conjuntos de seqüências determinísticas do tipo Gold e Seqüências de Máximo Comprimento (SMC), em termos dos valores da magnitude da correlação cru-

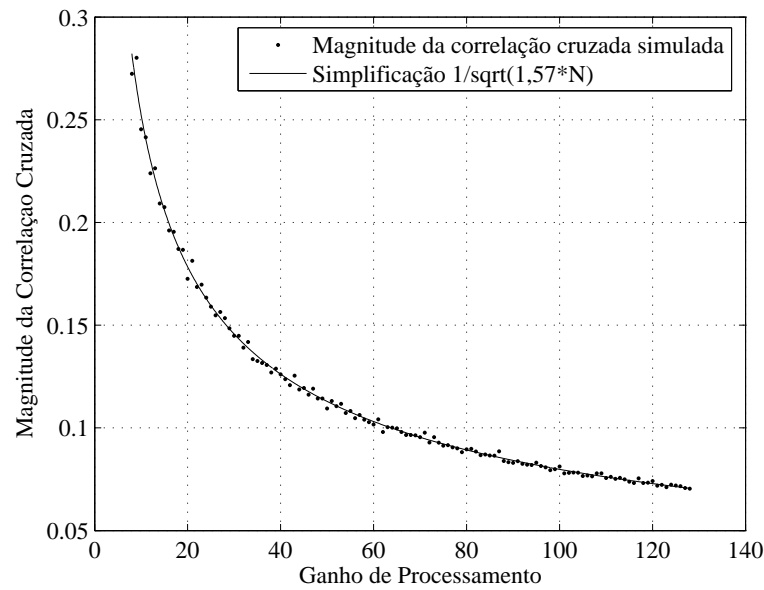


Figura B.2: Valores da magnitude da correlação cruzada média em seqüências aleatórias, considerando média sobre 1000 amostras de matrizes de 10 seqüências

zada média, o que implica em uma melhoria de desempenho dos estimadores e receptores com o emprego deste tipo de seqüências.

Dentre as famílias de seqüências determinísticas mais utilizadas nos sistemas CDMA destacam-se as SMC, as da família Gold (estendida ou não), as Kasami (very large, large ou small) e Walsh-Hadamard. A tabela B.1, extraída de (ABRÃO, 2001), relaciona tais seqüências (de período $N = 2^m - 1$) com o tamanho do conjunto e valores de correlação cruzada.

Tabela B.1: Propriedades das famílias de seqüências mais utilizadas em CDMA

Família	Tamanho do Conjunto	Valores de \mathcal{R}_{ij}
SMC	$\ll 2^m - 1$	≥ 3 valores
Gold, m ímpar	$2^m + 1$	$-1; \pm 2^{(m+1)/2} - 1$
Gold, m par ($\neq 0 \pmod{4}$)	$2^m + 1$	$-1; \pm 2^{(m+2)/2} - 1$
Kasami-S, m par	$2^{m/2}$	$-1; \pm 2^{m/2} - 1$
Kasami-L, $m = 2 \pmod{4}$	$2^{3m/2} + 2^{m/2}$	$-1; \pm 2^{(m+1)/2} - 1;$
Kasami-L, $m = 0 \pmod{4}$	$2^{3m/2} + 2^{m/2} - 1$	$\pm 2^{\lfloor (m+1)/2 \rfloor} - 1$
Kasami-VL	$2^{5m/2}$	—
Walsh-Hadamard	2^m	0 para $\tau = 0$

Se a correlação entre duas seqüências resultar em zero, tais seqüências são ditas ortogonais. A família de seqüências Walsh Hadamard (MARTINEZ, 1997) possui tais caracte-

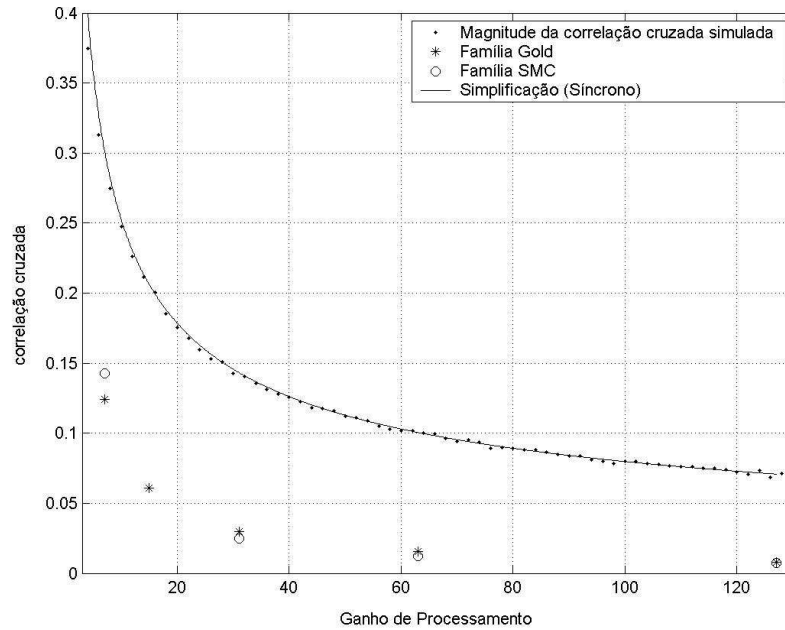


Figura B.3: Valores da magnitude da correlação cruzada média para diferentes tipos de seqüências de espalhamento

terísticas de correlação em fase preferencial. Assim, para sistemas totalmente síncronos, essas seqüências apresentam desempenho otimizado.

Um estudo minucioso quanto à geração e às propriedades das seqüências de códigos foge ao escopo deste trabalho, não sendo realizado.

B.1 Justificativa para uso de Sequências Aleatórias

Esta seção visa justificar a adoção, neste trabalho, de seqüências aleatórias ao invés de seqüências determinísticas.

Foi adotado seqüências aleatórias de comprimento $N = 16$, 31 e 400, dependendo do tipo de sistema simulado, e seqüências da família Gold de comprimento $N = 31$. Considerando sistemas de comunicação síncrono, pode-se alocar até $2^N = 2^{16} \approx 6,55 \cdot 10^4$ usuários distintos, ou seja, o sistema poderia ser sobrecarregado (*overloaded system*). Para $N = 31$ e $N = 400$ o número de usuários possíveis é ainda maior.

Como comparação, na utilização da família Gold com $N = 31$ (comprimento existente mais próximo de 16), teríamos no máximo 33 seqüências disponíveis, limitando a capacidade do sistema em termos do número máximo de usuários ativos.

Por fim, a análise de desempenho dos algoritmos GAMuChE e GAMuD foram base-

adas no estudo de pior caso (seqüências aleatórias), pois com a utilização de seqüências determinísticas, o desempenho das estimativas e da detecção seriam melhores e, portanto, o número de gerações necessária à convergência seria menor que o apresentado no capítulo 4.

Anexo C – Canais de Rádio Móveis

o canal pode ser entendido como uma variável não envolvida nos processos de transmissão e recepção, mas que, de alguma forma, influencia na informação.

Em sistemas CDMA, o canal é representado como o bloco intermediário entre a transmissão e recepção de um sinal espectralmente espalhado, comumente dividido em: ruído aditivo¹, constituído pela contribuição das antenas de transmissão e recepção e pelo ruído térmico gerado nos primeiros estágios do receptor, e o ruído multiplicativo, constituído do canal físico de propagação.

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

C.1 Ruído Multiplicativo - Meio Físico de Propagação

O canal pode ser explicado através de características físicas, como fenômenos atmosféricos e composição gasosa, juntamente com a característica de mobilidade entre transmissor e receptor.

As ondas de rádio de alta frequência interagem com as superfícies presentes no canal, sendo comum a identificação de fenômenos como reflexão, difração e dispersão. Como mudanças de características atmosféricas e de posição relativa entre antenas de transmissão e recepção ocorrem constantemente, a resposta impulsiva do canal é do tipo variante no tempo. Isto causa flutuações na amplitude e forma de onda do sinal, sendo chamado de desvanecimento ou *fading*. Assume-se aqui que o desvanecimento do canal é lento o suficiente para que o coeficiente de canal possa ser considerado constante durante o período de bit.

¹Também denominado de ruído térmico ou ruído de fundo.

Quando as condições de propagação mudarem, devido por exemplo à mobilidade do transmissor e/ou receptor, fazendo com que as amplitudes recebidas variem com o tempo (efeito Doppler), porém sem a introdução de distorção nas formas de onda do sinal, ter-se-á um canal com Desvanecimento Plano em Frequência. A frequência de deslocamento Doppler é definida como o deslocamento Doppler associado à velocidade relativa entre o receptor e o transmissor:

$$f_D = f_c \frac{v_{max}}{c_{luz}} \quad (C.1)$$

Onde f_c é a frequência da portadora, v_{max} é a velocidade do móvel e c_{luz} é a velocidade da luz no vácuo. Devido à mudanças nas características do canal de rádio móvel, este é modelado através de processos estocásticos, utilizando funções densidade de probabilidade específicas.

Neste trabalho foi empregado um modelo de canal cujo efeito sobre a envoltória do sinal recebido pode ser descrito por uma distribuição estatística caracterizada pela função densidade de probabilidade de Rayleigh:

$$p_{df}(r) = r e^{-\frac{r^2}{2}} \quad (C.2)$$

Onde r é a amplitude do sinal. A fim de compreender o efeito que o desvanecimento exerce sobre o sinal recebido e como simular estes efeitos em banda base, descreve-se abaixo um modelo para canal Rayleigh, neste caso, plano em frequência, amplamente utilizado em simulações de sistemas DS/CDMA. No entanto, nas simulações para canais multipercursos, o canal não é plano em frequência, e sim seletivo. Para simular esse efeito, normaliza-se os coeficientes gerados pelo perfil atraso-potência adotado nas simulações. Para cada percurso são gerados coeficientes estatisticamente independentes e posteriormente são normalizados pelo perfil atraso-potência.

Por fim, o modelo adotado neste trabalho foi baseado no modelo de Jakes Modificado (JAKES, 1974; DENT; BOTTOMLEY; CROFT, 1993) e no modelo de Gans modificado (SILVA; ABRÃO; JESZENSKY, 2004), sem uma preferência específica, pois ambos apresentam qualidade nos coeficientes gerados (PDF's muito bem caracterizadas).

C.1.1 Modelo de Jakes Modificado

Originalmente proposto em (JAKES, 1974) e posteriormente modificado por (DENT; BOTTOMLEY; CROFT, 1993), o modelo de Jakes é um método determinístico para a simulação de canal com desvanecimento Rayleigh com formas de onda descorrelacionadas

no tempo.

Este método é baseado na composição de sinais de algumas dezenas de osciladores senoidais de mesma frequência com fases e ângulos de chegada distintos, sendo às vezes denominado de método *multitom*. O modelo assume que N_d sinais (ondas planas) de mesma intensidade chegam a um receptor móvel com ângulos de incidência, α_n , uniformemente distribuídos, resultando em distintas frequências de deslocamento Doppler, w_d . A forma de onda contínua para o desvanecimento é dada por:

$$C(t) = \sqrt{\frac{2}{N_d}} \sum_{n=1}^{N_d} e^{jw_n t + \phi_n} \quad (\text{C.3})$$

onde: N_d é o número de osciladores, inteiro tal que $\frac{N_d-2}{4}$ resulta um número inteiro; $w_n = w_d \cos \alpha_n$; $w_d = 2\pi f_c v_d / c_{luz}$ é a máxima frequência angular de deslocamento Doppler; v_{max} é a velocidade de deslocamento do móvel; f_c é a frequência da portadora e c_{luz} é a velocidade da luz; $\alpha_n = 2\pi \frac{n}{N_d}$ é o ângulo de incidência, uniformemente distribuído em ($n = 1, \dots, N_d$) e ϕ_n é a fase inicial para cada oscilador ($n = 1, \dots, N_d$).

Em processos com desvanecimento deseja-se que os sinais em fase e quadratura tenham potências idênticas e não sejam correlacionados:

$$\mathbb{E} [|\Im\{C(t)\}|^2] = \mathbb{E} [|\Re\{C(t)\}|^2] = 1/2 \quad (\text{C.4})$$

$$\mathbb{E} [\Im\{C(t)\} \cdot \Re\{C(t)\}] = 0 \quad (\text{C.5})$$

Se os termos fase inicial e final dos osciladores forem escolhidas arbitrariamente na equação (C.3), têm-se que as duas condições acima não serão satisfeitas simultaneamente. Para satisfazer ambas as condições, pode-se aumentar o número total de osciladores ou então modificar os ângulos de incidência, α_n .

Esta foi a modificação feita por Dent, (DENT; BOTTOMLEY; CROFT, 1993) no modelo de Jakes. Esta modificação introduziu uma rotação nos ângulos de incidência dos osciladores de π/N_d , satisfazendo simultaneamente a equação (C.4) e equação (C.5). Com tal modificação, os ângulos de chegada tornam-se $\alpha_n = 2\pi \frac{(n-0,5)}{N_d}$, com $n = 1, \dots, N_d$, eliminando-se os ângulos críticos de incidência 0° e 180° , resultando nas seguintes formas de onda para os coeficientes:

$$C(t) = \sqrt{\frac{2}{N_{osc}}} \sum_{n=1}^{N_{osc}} [e^{j(w_n t + \phi_n)} + e^{-j(w_n t + \phi_{-n})}] \quad (\text{C.6})$$

$$C(t) = \sqrt{\frac{2}{N_{osc}}} \sum_{n=1}^{N_{osc}} e^{j\phi_n} \cos(w_n t + \theta_n) \quad (C.7)$$

com $N_{osc} = N_d/4$; $\phi_n = \pi n/N_{osc}$; $\theta_n =$ fases iniciais para cada um dos N_{osc} osciladores; impondo fases iniciais aleatórias com distribuição uniforme em $[\pm\pi]$ obtêm-se as formas de onda para os coeficientes que seguem distribuição Rayleigh para o $|C(t)|$ e distribuição uniforme para a $\angle C(t)$.

Como exemplo da validade do modelo na obtenção dos coeficientes do canal, foi utilizado $N_{osc} = 36$ para o número de osciladores; $f_c = 2GHz$ para a frequência da portadora e $v_{max} = 120Km/h$ para a velocidade máxima do móvel. Isto resulta numa frequência Doppler máxima, $f_{D,max} = 222,2Hz$.

Conjuntos de amostras obtidos por simulação mostraram que as componentes em fase e em quadratura dos coeficientes têm aproximadamente a mesma energia, $\mathbb{E} [|\Re\{C(t)\}|^2] \approx \mathbb{E} [|\Im\{C(t)\}|^2]$, e não são correlacionadas, $\mathbb{E} [\Re\{C(t)\}\Im\{C(t)\}] = 0$, figura C.1.

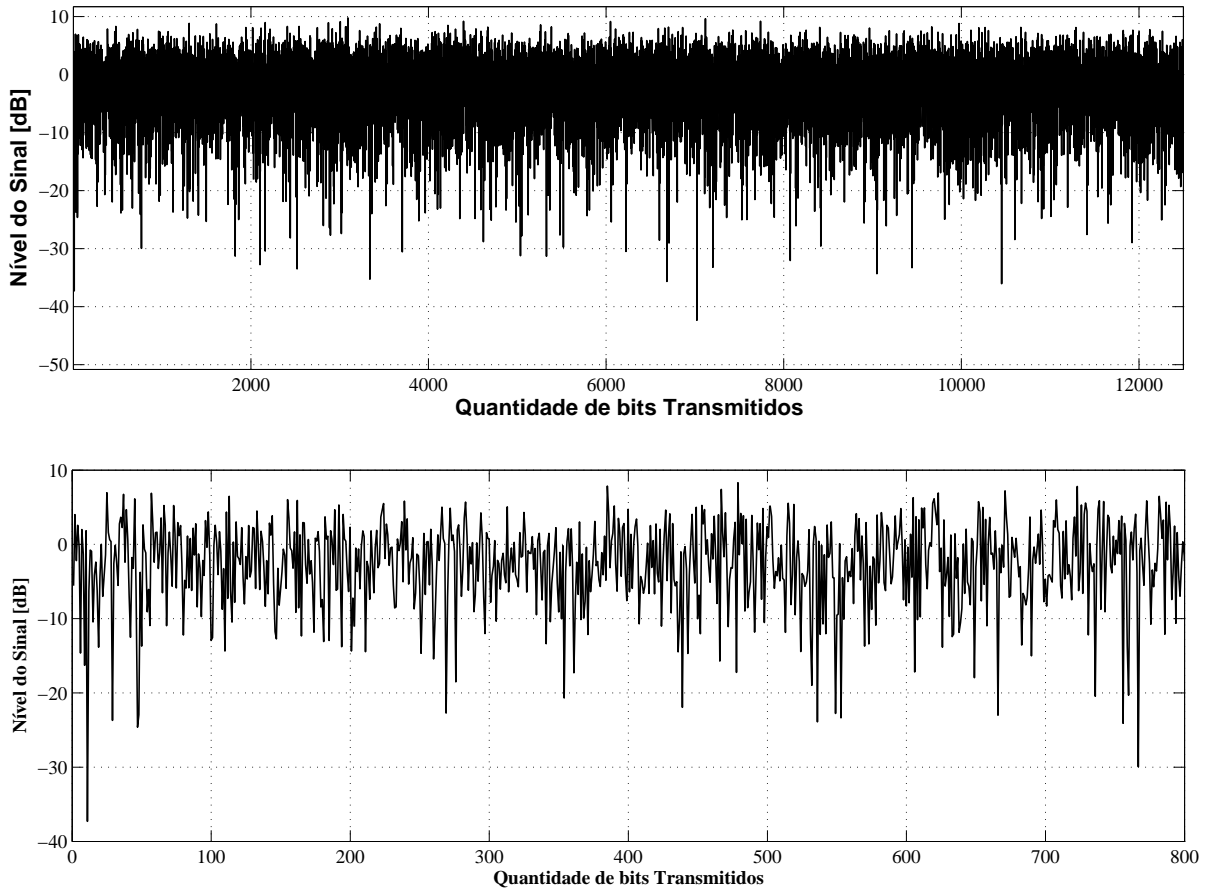


Figura C.1: Coeficientes de um canal Rayleigh Plano com 12500 amostras e com *zoom* em 800 amostras

Os valores obtidos para a energia e correlação, nesta simulação, foram:

$$\mathbb{E} [|\Re\{C(t)\}|] = 0,5101$$

$$\mathbb{E} [|\Im\{C(t)\}|] = 0,4919$$

$$\mathbb{E} [\Im\{C(t)\} \cdot \Re\{C(t)\}] = 0,0053$$

A amplitude e fase das amostras apresentaram distribuição estatística de Rayleigh e uniforme, respectivamente, como ilustrado na figura C.2. Neste caso, foi considerado uma número de amostras igual a 12500.

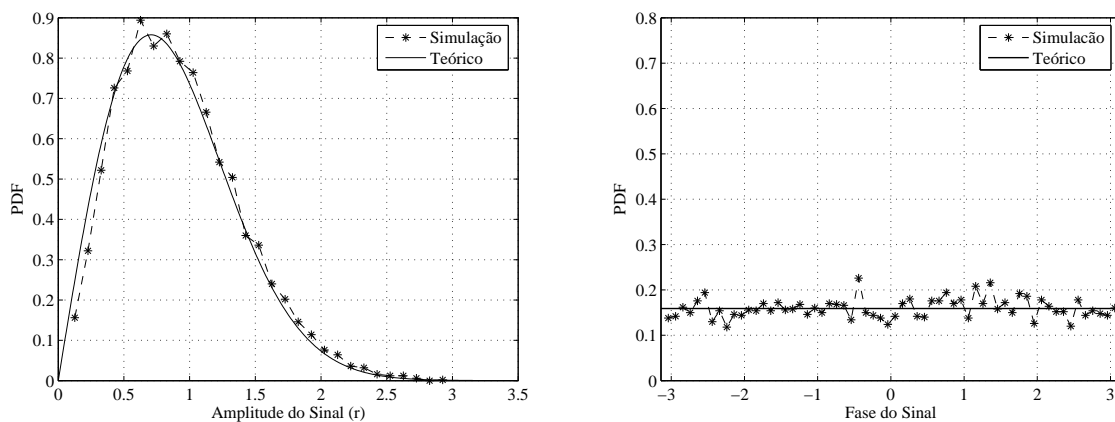


Figura C.2: Distribuição para amplitude e fase para coeficientes de um canal com desvanecimento Rayleigh implementado a partir modelo de Jakes modificado.

Evidencia-se, portanto, a aplicabilidade e validade do modelo de Jakes Modificado utilizado neste trabalho. Os resultados para o modelo de Gans também são muito próximos do teórico (SILVA; ABRÃO; JESZENSKY, 2004), mas não foram reportados aqui.

C.2 Ruído de Fundo

Além de distorcerem os sinais transmitidos, os canais de rádio móveis possuem uma parcela ruidosa. Esse sinal ruidoso é em grande parte gerado pela antena de recepção e pelos primeiros estágios amplificadores do circuito receptor.

Nos circuitos receptores o sinal ruidoso é gerado internamente, sendo proveniente do movimento de elétrons em seus componentes devido unicamente à energia térmica, sendo chamado de ruído térmico.

Comumente, este ruído é modelado como um processo estocástico com distribuição

normal de média zero e com função densidade espectral de potência constante ao longo de uma banda muito larga², sendo que este ruído é adicionado ao sinal transmitido espectralmente espalhado.

Nestas condições, o ruído recebe a denominação de ruído aditivo branco com distribuição Gaussiana (AWGN). Sua função densidade de probabilidade é dada por:

$$p_{df}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \cdot e^{\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right)} \quad (\text{C.8})$$

onde $\sigma^2 = N_0$ é a variância do ruído.

A adição de AWGN ao conjunto de sinais transmitidos deve seguir algumas relações a fim de se ajustar corretamente o nível de potência deste ruído. Para tanto, adotou-se os seguintes procedimentos de simulação Monte Carlo na geração e adição do AWGN ao sinal.

Em um sistema DS/CDMA com modulação BPSK, códigos curtos e formatação de pulsos retangulares, com 1 amostra/chip, a relação entre as energias de bit e a de ruído é:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_b \cdot T}{N_0} = \frac{P_b \cdot T_c \cdot N}{N_0} \quad (\text{C.9})$$

onde $\frac{N_0}{2}$ é a densidade espectral de potência bilateral do AWGN; E_b é a energia de bit de dados; N é o ganho de processamento; P_b é a potência de bit recebida; T é o período de bit³, que para código curto vale $N \cdot T_c$, com T_c sendo o período de chip.

Considerando B a largura de banda unilateral do sinal espalhado em banda base ($B = 1/T_c$), a potência do AWGN (variância) será:

$$\sigma^2 = \frac{N_0 \cdot B}{2} = \frac{N_0}{2T_c} \quad (\text{C.10})$$

Portanto, a equação (C.9) é equivalente a:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_b \cdot T_c \cdot N}{N_0} = \frac{P_b \cdot N}{2B \cdot N_0} = \frac{P_b \cdot N}{2\sigma^2} = \frac{SNR \cdot N}{2} \quad (\text{C.11})$$

onde $\frac{P_b}{\sigma^2} = SNR$ é a relação entre as potências de sinal e de ruído.

Sem perda de generalidade, considerando potência recebida igual a $P_b = A^2/R_n$, sendo A a amplitude do sinal recebido e R_n a resistência de entrada do sistema receptor normalizada em 1Ω , têm-se:

$$P_b = 2\sigma^2 \frac{E_b}{N_0 \cdot N} = A^2 \quad (\text{C.12})$$

²Teoricamente infinita.

³Considerado, sem perda de generalidade, normalizado.

Existem duas maneiras para se calibrar adequadamente a relação E_b/N_0 : uma pela amplitude do sinal (A) e outra pela variância do ruído (σ^2). Neste trabalho escolheu-se a normalização pela variância ($\sigma^2 = 1$).

Sendo assim, a média do processo Gaussiano será igual a 0 e a variância do AWGN será dada por:

$$\sigma_n^2 = \frac{N_0 N}{2E_b} = \frac{N}{2E_b/N_0} = 1 \quad (\text{C.13})$$

E, portanto:

$$A = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0 N}} \quad (\text{C.14})$$

Geralmente o parâmetro de entrada é a relação E_b/N_0 , ou de forma equivalente, SNR^4 , encontrando, assim, a amplitude do sinal do usuário. Como exemplo, gerou-se um vetor de 60000 amostras de ruído AWGN, considerando uma relação $\frac{E_b}{N_0} = 15$ dB e ganho de processamento $N = 32$. A figura C.3 apresenta uma comparação obtida numericamente entre a função densidade de probabilidade obtida por simulação e a teórica (equação (C.8)), considerando os parâmetros acima.

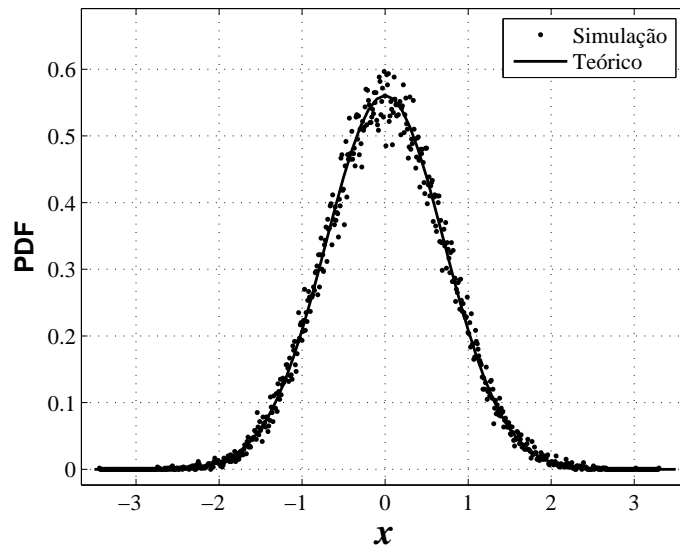


Figura C.3: Função densidade de probabilidade para um conjunto de 60000 amostras representando um processo AWGN, em comparação com a *pdf* teórica, dada pela equação (C.8).

Os valores, teóricos e numéricos, para os momentos estatísticos de 1ª e 2ª ordem, média e variância respectivamente, foram:

⁴No caso DS/CDMA há uma diferença > 3 dB, pois $\frac{E_b}{N_0}|_{dB} = SNR|_{dB} + N|_{dB} - 3$, como indicado na equação (C.11).

Tabela C.1: Momentos estatísticos, teóricos e numéricos, de 1ª e 2ª ordem para um processo AWGN

momentos estatísticos	numérico	teórico
$\mathbb{E}[\mathbf{x}]$	0,0010	0
$\mathbb{V}[\mathbf{x}] = \sigma^2$	0,5100	$\frac{32}{2 \cdot 10^{1,5}} = 0,50596$

Indicando ter boa concordância com os valores teóricos, validando, assim, o método de simulação.

Anexo D – Probabilidade de Erro Teórica

D.1 Limite *Single User* para AWGN

Para um sistema com transmissão com um único usuário utilizando a banda de transmissão, ou na ausência de usuários interferentes, considerando canal AWGN em um receptor ótimo (neste caso, um detector com filtro casado ao sinal transmitido), a menor BER resultante que este sistema pode atingir¹ é denominado de SuB (*Single User Bound*).

Este limite de desempenho, com bits equiprováveis, modulação BPSK ($s_1 = A$ e $s_2 = -A$), sendo A a amplitude do sinal, através de um canal AWGN, pode ser determinado analisando-se a função densidade de probabilidade condicional quando s_1 e s_2 forem enviados.

A probabilidade de erro de bit, P_e , é determinada com base nas áreas sob as curvas que estiverem na região de decisão de outro bit². A figura D.1 apresenta essas áreas de análise.

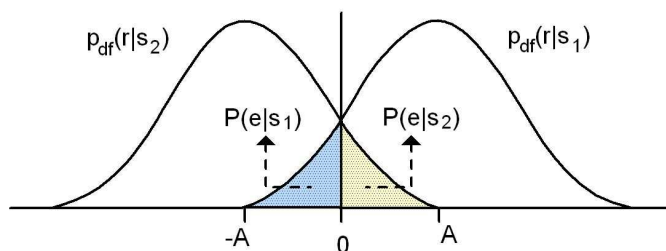


Figura D.1: Probabilidade de erro de bit através das áreas formadas pelas caudas das *pdf*'s que passam pelo limiar 0

¹Para um certo valor de E_b/N_0 .

²No caso de sinais anti-podais equiprováveis, o limiar ótimo de decisão é igual a zero.

Analicamente, a probabilidade de erro pode ser escrita como:

$$P_e = P_r(s_1) P_r(e|s_1) + P_r(s_2) P_r(e|s_2) \quad (D.1)$$

onde $P_r(x)$ é a probabilidade à *priori* de transmissão do bit x , e $P_r(e|x)$ é a probabilidade de erro dado que x foi transmitido.

As duas funções densidade de probabilidade condicionais referentes aos bits s_1 e s_2 seguem a distribuição normal (Gaussiana) e são dadas por:

$$p_{df}(r|s_1) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \cdot e^{-(r-A)^2/N_0} \quad (D.2)$$

$$p_{df}(r|s_2) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \cdot e^{-(r+A)^2/N_0} \quad (D.3)$$

Assumindo, sem perda de generalidade, que s_1 foi transmitido. A probabilidade de erro pode ser obtida encontrando-se a área cuja região pertence à $r < 0$, ou seja:

$$\begin{aligned} P_r(e|s_1) &= \int_{-\infty}^0 p_{df}(r|s_1) dr \\ &= \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_{-\infty}^0 e^{-(r-A)^2/N_0} dr \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-A\sqrt{2/N_0}} e^{-x^2/2} dx \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{A\sqrt{2/N_0}}^{\infty} e^{-x^2/2} dx \end{aligned}$$

$$P_r(e|s_1) = Q\left(\sqrt{\frac{2A^2}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (D.4)$$

A função $Q(x)$ é a medida da área sob parte da curva gaussiana³ de uma variável aleatória x de média zero e variância normalizada, sendo dada por:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (D.5)$$

Similarmente, se s_2 é transmitido, têm-se a mesma probabilidade de erro do caso em que s_1 foi transmitido. Ou seja:

$$P_r(e|s_2) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (D.6)$$

³Relacionada à função erro complementar.

Como os sinais são equiprováveis, $P_r(s_1) = P_r(s_2) = 0,5$, resulta:

$$P_e = \frac{1}{2}P_r(e|s_1) + \frac{1}{2}P_r(e|s_2)$$

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (\text{D.7})$$

D.2 Limite *Single User* para canal Rayleigh Flat

Para se obter o limite SUB para canal com desvanecimento Rayleigh Flat, devemos levar em consideração a atenuação causada ao sinal.

Esta atenuação, chamada aqui de α , é fixa durante o intervalo de bit⁴, mas variante com o tempo.

Utilizando a probabilidade de erro para canal AWGN, equação (D.7), e acrescentando o efeito da atenuação, podemos encontrar o limite SUB também para canal Rayleigh Flat. Ou seja:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha^2 E_b}{N_0}}\right) = Q(\sqrt{\gamma_b}) \quad (\text{D.8})$$

Por conveniência, adota-se aqui $\frac{2\alpha^2 E_b}{N_0} = \gamma_b$, sendo chamada de relação sinal ruído⁵ considerando a atenuação do canal Rayleigh Flat.

Se a atenuação do canal fosse invariante com o tempo, a P_e seria da forma da equação (D.8), mas no modelo adotado neste trabalho, α varia, fazendo com que γ_b também mude.

Portanto, a P_e deste modelo pode ser encontrada calculando-se a integral da P_e para canal invariante com o tempo com a função densidade de probabilidade da variável γ_b .

$$P_e = \int_0^\infty P_e(\gamma_b) p_{df}(\gamma_b) d\gamma_b \quad (\text{D.9})$$

Se α tem distribuição Rayleigh, α^2 terá uma função densidade de probabilidade Qui-quadrada com 2 graus de liberdade, fazendo com que γ também tenha uma distribuição Qui-quadrada, ou seja:

$$p_{df}(\gamma_b) = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_b} \quad (\text{D.10})$$

onde $\bar{\gamma}_b = \frac{E_b}{N_0} \cdot \mathbb{E}[\alpha^2]$ e $\mathbb{E}[\alpha^2] = 1$ é o valor médio de α^2 .

⁴Devido a característica lenta do canal.

⁵Lembrando que $SNR = P_b/\sigma^2$, $P_b = A^2 = E_b$ e $\sigma^2 = N_0/2$, pois T foi normalizado.

Sendo assim, substituindo a equação (D.10) na equação (D.9) e resolvendo a integral, obtêm-se a seguinte expressão para a P_e em canal Rayleigh Plano:

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right) \quad (\text{D.11})$$

D.3 Limite *Single User* para canal Rayleigh Multipercurso

Para canais multipercurso, existem duas equações para medir a probabilidade de erro de bit, ou limite, para um único usuário. A diferença entre as duas equações refere-se as relações sinais ruído dos multipercursos, resultando em duas abordagens:

D.3.1 Multipercursos de mesma energia

A análise para esse cenário consiste na mesma análise realizada para o caso plano, com a diferença de existirem, agora, diversos multipercursos de mesma energia. Com isso, a relação sinal ruído para esse cenário é diferente de $\frac{2\alpha^2 E_b}{N_0} = \gamma_b$, resultando em (PROAKIS, 1995):

$$\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} \sum_{k=1}^L \alpha_k^2 \quad (\text{D.12})$$

Sendo que a relação sinal ruído média é assumida, neste caso, idêntica para todos por multipercurso, sendo definida por:

$$\bar{\gamma}_c = \frac{E_b}{N_0} \mathbb{E} [\alpha_k^2] \quad (\text{D.13})$$

para k diferentes.

Dado que existem L multipercursos estatisticamente independentes, a função densidade de probabilidade da soma, equação (D.12), resulta também numa variável Qui-quadrada, mas agora, com $2L$ graus de liberdade da forma:

$$p_{df}(\gamma_b) = \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \gamma_b^{L-1} \cdot e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_c} \quad (\text{D.14})$$

O último passo para a obtenção da probabilidade de erro teórica para canais Rayleigh multipercurso consiste em realizar a mesma integral definida na equação (D.9), mas

considerando a PDF da equação (D.14).

Resolvendo a integral, obtém-se a probabilidade de erro teórica para único usuário em canais multipercursos de mesma energia, demonstrada por (PROAKIS, 1995):

$$P_e = BER_{SuB} = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^k \quad (D.15)$$

sendo $\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c}}$.

D.3.2 Multipercursos com diferentes energias

A análise para a probabilidade de erro em canais multipercursos com energias diferentes é realizada da mesma maneira que foi apresentada na seção D.2 e na seção D.3.1. No entanto, neste caso, cada percurso possui um valor de energia, resultando em:

$$\bar{\gamma}_k = \frac{E_b}{N_0} \mathbb{E}[\alpha_k^2] \quad (D.16)$$

para o k -ésimo percurso.

Isso resulta numa PDF da forma:

$$pdf(\gamma_b) = \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\bar{\gamma}_k} e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_k} \quad (D.17)$$

onde $\pi_k = \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^L \frac{\bar{\gamma}_k}{\bar{\gamma}_k - \bar{\gamma}_i}$.

Com isso, resolvendo a integral definida na equação (D.9), obtém-se a probabilidade de erro teórica para único usuário em canais multipercursos com diferentes energias, demonstrada por (PROAKIS, 1995):

$$P_e = BER_{SuB} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^L \pi_k \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_k}{1+\bar{\gamma}_k}} \right] \quad (D.18)$$

Os limites para usuário simples apresentados no capítulo 4 utilizam as equações apresentadas⁶, de forma resumida, neste anexo. Note-se que as equações (D.11), (D.15) e (D.18) representam o limite para a menor taxa de erro de bit possível que o sistema pode oferecer, dependendo do tipo do canal.

⁶Logicamente, os limites foram utilizados respeitando-se os modelos utilizados nas simulações.

Anexo E – Principais Rotinas Implementadas

Para a obtenção dos resultados apresentados neste trabalho, foram construídas mais de 800 rotinas divididas em scripts e funções, resultando em mais de $700 \cdot 10^3$ linhas de código em linguagem MatLab.

Portanto, a explicação das funções de cada rotina implementada seria, no mínimo, muito extensa. Com isso, preferiu-se descrever os cabeçalhos das 2 principais rotinas implementadas para a obtenção de resultados de desempenho. A primeira rotina diz respeito ao *script* principal para o GAMuD e a segunda diz respeito ao *script* principal para o GAMuChE.

O *script* GAMuD tem por finalidade executar uma simulação MCS¹ para a obtenção de gráficos de desempenho em termos de taxa de erro de bit com a variação da relação sinal ruído ou a convergência do GAMuD a cada geração. Após entrar com os parâmetros, digitados sucessivamente², alguns cálculos são realizados visando estimar o tempo necessário para a realização completa da simulação MCS, deixando a cargo do usuário a decisão de realizá-la ou não.

- Script principal GAMuD.m:

```
%=====
% Script para o GAMuD em sistemas DS/CDMA
% em ambiente Multipercurso
%
%                               Ultima atualizacao:  27/02/2006
%                               Fernando Ciriaco
%=====
```

¹Apresentado no anexo A.

²A maioria dos parâmetros é fixada, trazendo rapidez e facilidade para o usuário.


```

%                               Sintaxe
%                               GAMuD
%=====
%                               Entradas
%
%   K           = numero de usuarios ativos
%   NFR_dB      = vetor near-far para os usuarios (dB)
%               (exemplo para 10 usu.: [0 0 0 0 0 6 6 6 6 6])
%   N           = ganho de processamento
%   Tip_seqs    = Familia de Sequencia utilizadas
%               Tip_seqs = 0   % Gold
%               Tip_seqs = 1   % Aleatorias
%               Tip_seqs = 2   % Gold Estendida
%               Tip_seqs = 3   % Kasami Estendida
%               Tip_seqs = 4   % Hadamard
%   ERRORS      = Número de Erros (n_erro)
%   EbNo_dB     = Energia do Sistema (fixa em dB)
%   f_p         = frequencia da portadora
%   v_d         = velocidade maxima dos moveis
%   R           = Taxa de transmissão básica em bps
%   m_g         = Vetor multiplicativo para os grupos multitaxa
%   G_t         = Número de Gerações
%   I           = Tamanho do frame
%
% OBS: Outras entradas serao necessarias para cada
%      tipo de sistema simulado.
%=====
%                               Objetivos
%
% - Graficos de desempenho para o GAMuD
%=====

```

A segunda rotina diz respeito ao GAMuChE. Este *script* tem por finalidade executar uma simulação para a obtenção dos coeficientes de canal dos multipercursos com a variação da relação sinal ruído ou a convergência do GAMuChE a cada geração. Após entrar com

os parâmetros, digitados sucessivamente³, alguns cálculos são realizados visando estimar o tempo necessário para a realização completa da simulação, deixando a cargo do usuário a decisão de realizá-la ou não.

- Script principal GAMuChE.m:

```
%=====
% Script para o GAMuChE em sistemas DS/CDMA
% em ambiente Multipercurso
%
%                               Ultima atualizacao:  27/08/2006
%                               Fernando Ciriaco
%=====
%                               Sintaxe
%                               GAMuChE
%=====
%                               Entradas
%
%  K      = numero de usuarios ativos
%  NFR_dB = vetor near-far para os usuarios (dB)
%          (exemplo para 10 usu.: [0 0 0 0 0 6 6 6 6 6])
%  N      = ganho de processamento
%  Tip_seqs = Familia de Sequencia utilizadas
%           Tip_seqs = 0   % Gold
%           Tip_seqs = 1   % Aleatorias
%           Tip_seqs = 2   % Gold Estendida
%           Tip_seqs = 3   % Kasami Estendida
%           Tip_seqs = 4   % Hadamard
%  ERRORS = Número de Erros (n_erros)
%  EbNo_dB = Energia do Sistema (fixa em dB)
%  f_p     = frequencia da portadora
%  v_d     = velocidade maxima dos moveis
%  R       = Taxa de transmissão básica em bps
%  G_t     = Número de Gerações
%  I       = Tamanho do frame
```

³Novamente, a maioria dos parâmetros é fixada, trazendo rapidez e facilidade para o usuário.

```
%      type_cod = Tipo de codificação adotada
%          type_cod = 1   % Inteira e Fracionaria
%          type_cod = 2   % Real e Imaginaria
%          type_cod = 3   % Módulo e Fase
%
% OBS: Outras entradas serao necessarias para cada
%      tipo de sistema simulado.
%=====
%          Objetivos
%
% - Graficos de desempenho para o GAMuChE
%=====
```

Estas são as principais rotinas implementadas⁴ para a construção deste trabalho. As rotinas implementadas para os algoritmos GAMuD e GAMuChE seguem as descrições contidas no capítulo 2, capítulo 3 e capítulo 4.

⁴Centenas de outras rotinas são chamadas internamente.

Referências

- AARTS, E. H. L.; KROST, J. H. M. *Simulated Annealing and Boltzmann Machine*. Chichester: John Wiley, 1989.
- AARTS, E. H. L.; LENSTRA, J. K. *Local Search in Combinatorial Optimization*. Chichester: John Wiley, 1996.
- ABEDI, S.; TAFAZOLLI, R. Genetically modified multiuser detection for code division multiple access systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 20, n. 2, p. 463–473, February 2001.
- ABRÃO, T. *Canceladores de Interferência Multiusuário Aplicados a Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa*. 364 p. Tese (Doutorado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP, São Paulo - SP, 2001.
- ABRÃO, T.; CIRIACO, F.; JESZENSKY, P. J. E. Evolutionary programming with cloning and adaptive cost function applied to multi-user ds-cdma systems. In: *2004 IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*. Sydney: Australia, 2004. (Adaptive Multiuser Detection), p. 160–163. ISBN 0-7803-8408-3.
- ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Multistage hybrid interference canceller for asynchronous multirate ds-cdma systems in awgn and flat rayleigh channels. In: *IEEE Seventh International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*. Prague: Czech Republic, 2002. p. 283–287.
- ABRÃO, T.; STANCANELLI, E. M. G.; KURAMOTO, A. S.; ROCHA, A. F. da; ANGÉLICO, B.; JESZENSKY, P. J. E. Esquemas multitaxa para sistemas cdma. *Revista do INATEL*, p. s. Artigo aceito para Publicação (atualmente em processo de Editoração), 2006.
- AHN, C. W.; RAMAKRISHNA, R. S. A genetic algorithm for shortest path routing problem and the sizing of populations. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, v. 6, n. 6, p. 566–578, December 2002.
- AL-SAWAFI, M. M. S.; JERVASE, J. A. A micro-genetic algorithm-based cdma multi-user detector. In: *Second Annual Conference on Communication Networks and Services Research*. Fredericton: Canada, 2004.
- BATTITI, R.; TECCHIOLI, G. The reactive tabu search. *ORSA, Journal of Computing*, v. 6, p. 126–140, 1994.
- BENSLEY, S. E.; AAZHANG, B. Subspace-based channel estimation for code division multiple access communications systems. *IEEE Transactions on Communications*, v. 44, n. 8, p. 1009–1020, August 1996.

- BENSLEY, S. E.; AAZHANG, B. Maximum-likelihood synchronization of a single user for code-division multiple-access communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, v. 46, n. 3, p. 392–400, March 1998.
- BHASHYAM, S.; AAZHANG, B. Multiuser channel estimation and tracking for long-code cdma systems. *IEEE Transactions on Communications*, v. 50, n. 7, p. 1081–1090, July 2002.
- CERNY, V. Thermodynamical approach to the traveling salesman problem: an efficient simulation algorithm. *Journal of Opt. theory and App.*, v. 45, p. 41–51, 1985.
- CHAN, T. M.; KWONG, S.; MAN, K. F.; TANG, K. S. Sequences optimization in ds/cdma systems using genetic algorithms. In: *IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology*. Phuket Island: Singapore, 2001. v. 2, p. 728–731.
- CHEN, S.; WU, Y. Maximum likelihood joint channel and data estimation using genetic algorithms. *IEEE Transactions Signal Processing*, v. 46, p. 1469–1473, May 1998.
- CIRIACO, F. *Algoritmos Heurísticos Aplicados à Detecção Multiusuário DS-CDMA*. Brasil: [s.n.], 2004. 117 p. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual de Londrina.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Algoritmos heurísticos evolucionários aplicados à detecção multiusuário ds-cdma. In: *XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*. Belém: Brasil, 2004. (Espalhamento Espectral).
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Algoritmo genético aplicado a detecção multiusuário em sistemas ds/cdma multitaxa por códigos múltiplos. *Semina. Ciências exatas e tecnológicas*, p. s. Artigo aceito para Publicação (atualmente em processo de Editoração), 2005.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Genetic algorithm multiuser detection in fading channel with parameters errors estimates. In: *International Microwave & Optoelectronics Conference*. Brasilia: Brazil, 2005.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Ds/cdma multiuser detection with evolutionary algorithms. *Journal of Universal Computer Science - J.UCS*, v. 12, n. 4, p. 450–480, 2006.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Genetic algorithm applied to multipath multiuser channel estimation in ds/cdma systems. In: *2006 IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*. Manaus: Brazil, 2006.
- CIRIACO, F.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Multirate multiuser ds/cdma with genetic algorithm detection in multipath channels. In: *2006 IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*. Manaus: Brazil, 2006.
- DARWIN, C. R. *On The Origin of Species by Means of Natural Selection*. London: John Murray, 1859. ISBN 0-517-12320-7.
- DARWIN, C. R. *On The Origin of Species by Means of Natural Selection*. London: Elibron Classics, 2000. ISBN 1421289911.

- DENT, P.; BOTTOMLEY, G. E.; CROFT, T. Jakes fading model revisited. *IEEE Electronics Letters*, v. 29, n. 3, p. 1162–1163, June 1993.
- DONG, L.; YOUYUN, X.; WENTAO, S.; HANWEN, L.; XINGZHAO, L. Genetic algorithm based multiuser detection for cdma systems. In: *Proceedings of the IEEE 6th Circuits and Systems*. Shanghai: China, 2004. v. 1, p. 321–324.
- DUEL-HALLEN, A. Decorrelating decision-feedback multiuser detector for synchronous cdma channel. *IEEE Transactions on Communications*, v. 41, n. 2, p. 285–290, February 1993.
- DUEL-HALLEN, A. A family of multiuser decision-feedback detectors for asynchronous cdma channels. *IEEE Transactions on Communications*, v. 43, p. 421–434, 1995.
- DUEL-HALLEN, A.; HOLTZMAN, J.; ZVONAR, Z. Multiuser detection for cdma systems. *IEEE Personal Communications*, p. 46–58, April 1995.
- ERGUN, C.; HACIOGLU, K. Multiuser detection using a genetic algorithm in cdma communications systems. *IEEE Transactions on Communications*, v. 48, p. 1374–1382, 2000.
- FAN, M.; HOFFMANN, C.; SIU, K. Y. Error-rate analysis for multirate ds-cdma transmission schemes. *IEEE Transactions on Communications*, p. 1897–1909, November 2003.
- FITZPATRICK, J. M.; GREFENSTETTE, J. J. Genetic algorithms in noisy environments. *Machine Learning*, n. 3, p. 101–120, 1988.
- FOGEL, D. B. An introduction to simulated evolutionary optimization. *IEEE Transactions on Neural Networks*, v. 5, p. 3–13, 1994.
- GAMAL, A. A. E.; HEMACHANDRA, L. A.; SHPERLING, I.; WEI, V. K. Using simulated annealing to design good codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-33, n. 1, p. 116–123, 1987.
- GLOVER, F. Heuristic for integer programming using surrogate constraints. *Decision Sciences*, v. 8, p. 156–166, 1977.
- GLOVER, F. Future paths for integer programming and links to artificial intelligence. *Computers & Operations Research*, v. 13, p. 533–549, 1986.
- GLOVER, F. Tabu search methods in artificial intelligence and operations research. *ORSA, Artificial Intelligence Newsletter*, v. 1, 1987.
- GLOVER, F.; LAGUNA, M. *Tabu Search*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1997.
- GOLDBARG, M. C.; LUNA, H. P. L. *Otimização Combinatória e Programação Linear*. Rio de Janeiro: Campus, 2000. 649 p.
- GOLDBERG, D. E. *Genetic Algorithms in Search Optimization and Machine Learning*. Nova York: AddisonWesley, 1989.
- GOLDBERG, D. E.; DEB, K.; CLARK, J. H. Genetic algorithms, noise, and the sizing of populations. *Complex Systems*, v. 6, p. 333–362, 1992.

- GOLDBERG, D. E.; RUDNICK, M. Genetic algorithms and the variance of fitness. *IlliGAL Report*, n. 91001, 1991.
- GOLUB, G. H.; VAN LOAN, C. F. *Matrix Computations*. 3. ed. Baltimore: The Johns Hopkins University Press, 1996.
- GREFENSTETTE, J. J.; GOPAL, R.; ROSMAITA, B. J.; Van Gucht, D. Genetic algorithms for the traveling salesman problem. In: *International Conference on Genetic Algorithms and their Applications*. Hillsdale: New Jersey, 1985. p. 160–168.
- HANSEN, P.; MLADENOVIC, N. An introduction to variable neighborhood search. *Les Cahiers du Gerad*, p. G-97-51, 1997.
- HARIK, G.; CANTÚ-PAZ, E.; GOLDBERG, D. E.; MILLER, B. L. The gambler's ruin problem, genetic algorithms, and the sizing of populations. *Evolutionary Computations*, v. 7, n. 3, p. 231–253, 1999.
- HAYKIN, S. *Adaptive Filter Theory*. 3rd edition. ed. New Jersey: Prentice Hall, 1996.
- HIGHAM, N. J. *Accuracy and Stability of Numerical Algorithms*. Philadelphia, PA: SIAM, 1996.
- HOLLAND, J. H. Robust algorithms for adaptation set in a general formal framework. In: *IEEE Symposium on Adaptive Processes Decision and Control*. Austin: Texas, 1970. v. 27.
- HOLLAND, J. H. Genetic algorithms and the optimal allocations of trial. *SIAM - Journal on Applied Mathematics*, v. 2, n. 2, p. 88–105, 1973.
- HOLLAND, J. H. *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. Ann Arbor: University of Michigan Press, 1975.
- HONIG, M.; MADHOW, U.; VERDÚ, S. Blind adaptive multiuser detection. *IEEE Trans. Information Theory*, v. 41, p. 944–960, July 1995.
- HORN, R. A.; JOHNSON, C. R. *Matrix Analysis*. UK: Cambridge University Press, 1999.
- ILTIS, R. A. A digital receiver for demodulation of cdma waveforms with a-priori unknown delays and amplitudes. In: *IEEE Military Communications*. McLean: Virginia, 1991. p. 113–116.
- JAKES, W. C. *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley, 1974. ISBN 0-471-43720-4.
- JESZENSKY, P. J. E.; STOLFI, G. Cdma systems sequences optimization by simulated annealing. In: *IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*. Sun City: South Africa, 1998. v. 3, p. 706–708.
- JOHANSSON, A. L. *Interference Cancellation for DS/CDMA systems in flat fading channels*. Dissertação (Mestrado) — Chalmers University of Technology, Sweden, March 1996.

- JOHANSSON, A. L. *Sucessive Interference Cancellation in DS-CDMA Systems*. Tese (Doutorado) — Chalmers University of Technology, Göteborg - Sweden, 1998.
- JONG, K. A. D. *An analysis of the behavior of a class of genetic adaptive systems*. Tese (Doutorado) — Department of computer and Communication Sciences, University of Michigan, Ann Arbor - Michigan, 1975.
- JUNTTI, M. J.; SCHLOSSER, T.; LILLEBERG, J. O. Genetic algorithms for multiuser detection in synchronous cdma. In: *IEEE International Symposium on Information Theory*. Ulm: Germany, 1997. p. 492–492.
- KIRKPATRICK, S.; GELLAT, C. D.; VECCHI, M. P. Optimization by simulated annealing. *Science*, v. 220, p. 671–680, 1983.
- KURAMOTO, A. S. R.; JESZENSKY, P. J. E.; ABRÃO, T. Projeto de seqüências para sistemas qs-cdma multitaxa mpg. In: *XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*. Belém: Brasil, 2004.
- LAARHOVEN, P. J. M.; AARTS, E. H. L. *Simulated Annealing: Theory and Applications*. Dordreech, Holanda: D. Reidel Publishing Company, 1985.
- LIM, H. S.; RAO, M. V. C.; TAN, A. W. C.; CHUAH, H. T. Multiuser detection for ds-cdma systems using evolutionary programming. *IEEE Communications Letters*, v. 7, p. 101–103, March 2003.
- LIM, H. S.; VENKATESH, B. An effective memetic algorithm for the optimum multiuser detection problem. In: *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*. Sidney: Australia, 2004. p. 885–889.
- LINDBOM, L. *A Wiener Filtering Approach to the Design of Tracking Algorithms with Applications in Mobile Radio Communications*. Tese (Doutorado) — Uppsala University, Sweden, 1995.
- LOPS, M.; BUZZI, S.; TULINO, A. M. Mmse multiuser detection for asynchronous dual-rate direct sequence cdma communications. In: *The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. Boston: USA, 1998. p. 8–11.
- MADKOUR, M. F.; GUPTA, S. C. Performance analysis of a wireless multirate ds-cdma using fast walsh transformation and decorrelating detection. *IEEE Transactions on Communications*, p. 1405–1412, August 2000.
- MARTINEZ, A. A. G. *Seqüências de códigos para uso em comunicação por espalhamento espectral*. Dissertação (Mestrado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP, São Paulo, 1997.
- MAVRIDOU, T. D.; PARDALOS, P. M. Simulated annealing and genetic algorithms for the facility layout problem: A survey. *Computational Optimization and Applications*, v. 7, p. 111–126, 1997.
- METROPOLIS, N.; ROSENBLUTH, A. W.; ROSENBLUTH, M. N.; TELLER, A. H.; TELLER, E. Equation of state calculations by fast computing machine. *Journal Chemical and Physical*, v. 21, p. 1087–1092, 1953.

- MILLER, S. Y.; SCHWARTZ, S. C. Parameter estimation for asynchronous multiuser communications. In: *Conference on Information Sciences and Systems*. Boston: Massachusetts, 1989.
- MITCHELL, M. *An Introduction to Genetic Algorithms*. Cambridge: MIT Press, 1998.
- MOSHAVI, S. Multi-user detection for ds-cdma communications. *IEEE Communications Magazine*, v. 34, p. 124–136, October 1996.
- MOUSTAFA, M.; HABIB, I.; NAGHSHINEH, M. N. Efficient radio resource control in wireless networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 3, p. 2385–2395, November 2004.
- OSMAN, I. H.; KELLY, J. P. *Meta-Heuristics: Theory and Applications*. Boston: Kluwer, 1996. 571-587 p.
- OSMAN, I. H.; LAPPART, G. Metaheuristics: A bibliography. *Annals of Operations Research on Metaheuristics*, Baltzer, v. 63, 1996.
- OSMAN, I. H.; POTTS, C. N. Simulated annealing for permutation flowshop scheduling. *Omega*, v. 17, p. 551–557, 1989.
- OTTOSSON, T. *Multirate schemes and multiuser decoding in DS/CDMA systems*. Dissertação (Mestrado) — Chalmers University of Technology, Göteborg - Sweden, 1995.
- OTTOSSON, T. *Coding, Modulation and Multiuser Decoding for DS-CDMA Systems*. Tese (Doutorado) — Chalmers University of Technology, Göteborg - Sweden, November 1997.
- OTTOSSON, T.; SVENSSON, A. Performance of different multirate schemes in ds/cdma systems. In: *Nordic Radiosymposium on Radio Communication Networks*. Linköping: Sweden, 1994. p. 15–18.
- PATEL, P.; HOLTZMAN, J. M. Analysis of a single successive interference cancellation scheme in a ds/cdma system. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 12, p. 796–807, June 1994.
- PETERSON, R. L.; ZIEMER, R. E.; BORTH, D. E. *Introduction to Spread Spectrum Communications*. 1. ed. New Jersey: Prentice Hall, 1995.
- PICKHOLTZ, R. L.; SCHILLING, D. L.; MILSTEIN, L. B. Theory of spread spectrum communication - a tutorial. *IEEE Transactions on Communications*, v. 30, n. 5, p. 855–884, May 1982.
- POOR, H. V. On parameter estimation in ds/ssma formats. In: *Int. Conf. Advances in Commun. Contr. Syst.* Baton Rouge: Louisiana, 1988. v. 1, p. 98–109.
- POOR, H. V.; VERDÚ, S. Probability of error in mmse multi-user detection. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 43, n. 3, p. 858–881, May 1997.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. 2. ed. New York: McGraw-Hill, 1995. (Electrical Engineering. Communications and Signal Processing). ISBN 0-07-050937-9.

- RADOVIC, A.; AAZHANG, B. Iterative algorithms for joint data detection and delay estimation for code division multiple access communication systems. In: *31st Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing*. Monticello: Illinois, 1993. p. 1–10.
- RAMAKRISHNA, J.; HOLTZMAN, S. A comparison between single code and multicode transmission schemes in a cdma system. In: *Vehicular Technology Conference*. Ottawa: Canada, 1998. p. 791–795.
- RAPELI, J. Umts: Targets, system concept, and standardization in a global framework. *IEEE Personal Communications*, p. 20–28, February 1995.
- RAYWARD-SMITH, V. J.; OSMAN, I. H.; REEVES, C. R.; SMITH, G. D. *Modern Heuristic Search Techniques*. Chichester: John Wiley, 1996.
- REEVES, C. *Modern Heuristic techniques for combinatorial problems*. Oxford: Blackwell Scientific, 1993.
- ROCHA, A. F. da. *Esquemas de multitaxa para sistemas cdma de banda larga*. Dissertação (Mestrado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo - Brasil, Setembro 2002.
- ROY, R.; KAILATH, T. Esprit - estimation of signal parameters via rotational invariant techniques. *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, v. 37, n. 7, p. 984–995, July 1989.
- SAQUIB, M. *Quality of Service for Multi-Rate DS/CDMA Systems with Multiuser Detection*. Tese (Doutorado) — The State University of New Jersey, New Jersey - USA, January 1998.
- SCHMIDT, R. O. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Trans. Antennas Propagation*, v. 34, p. 276–280, March 1986.
- SENGUPTA, C.; CAVALLARO, J. R.; AAZHANG, B. On multipath channel estimation for cdma using multiple sensors. *IEEE Transactions on Communications*, v. 49, p. 543–553, March 2001.
- SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. *Bell System Technical Journal*, v. 27, p. 379–423 and 623–656, July and October 1948.
- SHAYESTEH, M. G.; MENHAJ, M.; NOBARY, B. G. A new modified genetic algorithm for multiuser detection in ds/cdma systems. In: *12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. San Diego: California, 2001. v. 1, p. B–11–14.
- SILVA, V.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Statistically correct simulation models for the generation of multiple uncorrelated rayleigh fading waveforms. In: *2004 IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*. Sydney: Australia, 2004. p. 1326–1329.
- SOBOL, I. M. *The Monte Carlo Method*. Moscow: MIR, 1975.

- STRÖM, E. G.; PARKVALL, S.; MILLER, S. L.; OTTERSTEN, B. E. Propagation delay estimation in asynchronous direct sequence code division multiple access systems. *IEEE Transactions on Communications*, v. 44, n. 1, p. 84–93, January 1996.
- TAN, P. H. *Multiuser detection in CDMA-Combinatorial optimization Methods*. 93 p. Dissertação (Mestrado) — Chalmers University of Technology, Göteborg, 2001.
- TIA/EIA/IS-2000-2. *Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems*. USA: Telecommunications Industry Association with Electronic Industries Alliance, August 1999.
- VARANASI, M. K.; AAZHANG, B. Multistage detection in asynchronous cdma communications. *IEEE Transactions on Communications*, v. 38, p. 509–519, April 1990.
- VASCONCELOS, J. A.; RAMÍREZ, J. A.; TAKAHASHI, R. H.; SALDANHA, R. R. Improvements in genetic algorithms. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 37, n. 5, p. 3414–3417, September 2001.
- VERDÚ, S. Minimum probability of error for asynchronous gaussian multiple-access channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 32, p. 85–96, January 1986.
- VERDÚ, S. Optimum multiuser asymptotic efficiency. *IEEE Transactions on Communications*, p. 890–897, September 1986.
- VERDÚ, S. Computational complexity of optimum multiuser detection. *Algorithmica*, v. 4, p. 303–312, 1989.
- VERDÚ, S. *Multiuser Detection*. USA: Cambridge University Press, 1998. ISBN 0-521-59373-5.
- WU, X.; CHUAH, T. C.; SHARIF, B. S.; HINTON, O. R. Adaptive robust detection for cdma using a genetic algorithm. *IEE Proceeding Communications*, v. 150, n. 6, p. 437–444, December 2003.
- XIE, Z.; RUSHFORTH, C. K.; SHORT, R. T.; MOON, T. K. Joint signal detection and parameter estimation in multiuser communications. *IEEE Transactions on Communications*, v. 41, n. 7, p. 1208–1215, August 1993.
- YEN, K.; HANZO, L. Hybrid genetic algorithm based multiuser detection schemes for synchronous cdma systems. In: *51th IEEE Vehicular Technology Conference*. Tokyo: Japan, 2000. p. 1400–1404.
- YEN, K.; HANZO, L. Genetic algorithm assisted joint multiuser symbol detection and fading channel estimation for synchronous cdma systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 19, n. 6, p. 985–998, June 2001.
- YEN, K.; HANZO, L. Genetic-algorithm-assisted multiuser detection in asynchronous cdma communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 53, n. 5, p. 1413–1422, September 2004.
- ZHAO, W.; LU, M. Cdma downlink rate allocation for heterogeneous traffic based on utility function: Ga-sa approach. In: *Second Annual Conference on Communication Networks and Services Research*. Fredericton: Canada, 2004. p. 156–162.

ZHOU, J.; CHEN, J.; KIKUCHI, H.; SASAKI, S.; MURAMATSU, S. Convergence rate evaluation of a ds-cdma cellular system with centralized power control by genetic algorithms. In: *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*. Orlando: Florida, 2002. v. 1, p. 177–182.