

Universidade Estadual de Campinas

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES - DECOM

Algoritmo de Escolha de Seqüências de Espalhamento em Sistemas CDMA Considerando a Interferência de Células Adjacentes

Autor: Paulo Marcelo Perez Rodrigues de Britto

Orientador: Prof. Dr. Celso de Almeida

Co-orientador: Dr. Rodrigo Pereira Ramos

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: **Telecomunicações e Telemática.**

Banca Examinadora

Celso de Almeida, Ph.D. DECOM/FEEC/Unicamp

Renato Baldini Filho, Ph.D. DECOM/FEEC/Unicamp

Paul Jean Etienne Jeszensky, Ph.D. PTC/Politécnica/USP

Jaime Portugheis, Dr. Ing. DECOM/FEEC/Unicamp

Campinas, SP

Dezembro/2006

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

B778a Britto, Paulo Marcelo Perez Rodrigues de
Algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento em
sistemas CDMA considerando a interferência de células
adjacentes / Paulo Marcelo Perez Rodrigues de Britto. --
Campinas, SP: [s.n.], 2006.

Orientador: Celso de Almeida.
Co-orientador: Rodrigo Pereira Ramos.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Sistemas de comunicação móvel. 2. Algoritmos. 3.
Telefonia celular. I. Almeida, Celso de. II. Ramos, Rodrigo
Pereira. III Universidade Estadual de Campinas. Faculdade
de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Spreading sequences selection algorithm for CDMA systems
considering the interference from adjacent cells.

Palavras-chave em Inglês: CDMA systems, Interference in multicellular systems, Spread
spectrum, Spreading sequences, Selection algorithm.

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Renato Baldini Filho, Paul Jean Etienne Jeszensky, Jaime
Portugheis.

Data da defesa: 11/12/2006

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Resumo

O desempenho de sistemas de comunicações sem fio que utilizam técnicas de espalhamento espectral e múltiplo acesso por divisão de código (CDMA) é limitado pela interferência. Nesta dissertação, analisamos o desempenho de um algoritmo de seleção de seqüências de espalhamento de comprimento fixo, que busca a minimização dos efeitos de interferência em sistemas CDMA operando em canais com desvanecimento seletivo em frequência e possuindo células adjacentes interferentes. Analisamos o desempenho deste sistema no qual o espalhamento espectral é feito usando duas seqüências: seqüências do usuário e seqüências identificadoras de células. Dentre as seqüências analisadas, podemos citar as Walsh, a Gold, as de comprimento máximo e também um tipo de seqüência de espalhamento baseado nas seqüências de comprimento máximo.

Palavras-chave: Sistemas CDMA, Interferência em Sistemas Multicelulares, Espalhamento Espectral, Seqüências de Espalhamento, Algoritmo de Escolha.

Abstract

The performance of wireless communication systems using spread spectrum techniques and code division multiple access (CDMA) is interference-limited. In this dissertation, we evaluate the performance of a selection algorithm for fixed-length spreading sequences, aimed on minimizing the interference effects in CDMA systems operating in frequency selective fading channels and having adjacent interfering cells. We check the performance of this system where the spread spectrum operation is performed using two sequences: user sequences and cell identification sequences. Among the sequences considered, we use Walsh, Gold, maximum length and a type of spreading sequence based on the maximum length class.

Palavras-chave: CDMA Systems, Interference in Multicellular Systems, Spread Spectrum, Spreading Sequences, Selection Algorithm.

Ao meu pai, minha mãe e meus irmãos

Agradecimentos

Ao meu orientador e co-orientador, Prof. Dr. Celso de Almeida e Dr. Rodrigo Pereira Ramos, sou grato pela imprescindível orientação e apoio contínuo durante a elaboração deste trabalho, e na ajuda na revisão desta Dissertação.

A todos os profissionais da Universidade Estadual de Campinas e da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, em especial os professores que fizeram parte de meu histórico escolar de graduação e pós-graduação, responsáveis pela minha sólida formação acadêmica e que certamente fazem com que a Unicamp esteja entre as melhores Universidades do País.

Ao meu pai Ayrton Rodrigues de Britto, minha mãe Maria de Oliveira Perez Rodrigues de Britto e meus familiares, por estarem sempre do meu lado.

Aos demais colegas de pós-graduação e de profissão, pelas críticas e sugestões.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiii
Glossário	xv
Lista de Símbolos	xvii
1 Introdução	1
1.1 Visão geral	3
2 Conceitos básicos	5
2.1 Modelos de propagação de ondas no canal de rádio	5
2.1.1 Propagação no espaço livre	6
2.1.2 Modelo de terreno plano	6
2.1.3 Modelos empíricos	7
2.1.4 Modelo genérico simplificado	7
2.2 Modelos de canal de rádio	7
2.2.1 Canal AWGN	8
2.2.2 Sombreamento	8
2.2.3 Desvanecimento	8
2.2.4 Funções de correlação e densidade espectral de potência do canal	10
2.3 Técnicas de múltiplo acesso	12
2.3.1 Técnica FDMA	12
2.3.2 Técnica TDMA	13
2.3.3 Técnica CDMA	13
2.4 Características de sistemas CDMA	13
2.4.1 Introdução	14
2.4.2 Métodos de realização do espalhamento	14
2.4.2.1 Espalhamento espectral por salto no tempo	14
2.4.2.2 Espalhamento espectral por salto em frequência	15
2.4.2.3 Espalhamento espectral por sequência direta	15
2.4.3 Receptor Rake	17
2.4.4 Sequências de espalhamento	17
2.4.4.1 Desenvolvimento das funções de correlação	19

2.4.4.2	Seqüências de comprimento máximo	22
2.4.4.3	Seqüências Gold	23
2.4.4.4	Seqüências Walsh	23
2.4.4.5	Seqüências aleatórias	24
2.4.4.6	Seqüências em sistemas <i>quase-síncronos</i>	24
3	Modelo matemático do algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento	27
3.1	Introdução	27
3.2	Desenvolvimento matemático	30
3.2.1	Enlace direto	30
3.2.1.1	Cálculos de interferência no enlace direto	30
3.2.1.2	Modelo matemático do canal de enlace direto	32
3.2.2	Enlace reverso	41
3.2.2.1	Cálculos de interferência no enlace reverso	41
3.2.2.2	Modelo matemático do canal de enlace reverso	43
3.3	Descrição do algoritmo de escolha de seqüências	49
3.3.1	Determinação da condição inicial	50
3.3.2	Determinação do resultado final do algoritmo	51
4	Resultados de simulação do algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento	57
4.1	Introdução	57
4.2	Enlace direto	59
4.2.1	Enlace direto - uso do algoritmo de seleção	59
4.2.2	Enlace direto - comparação entre o algoritmo de seleção e escolha aleatória .	61
4.2.3	Enlace direto - comparação entre classes de seqüência usando o algoritmo . .	64
4.3	Enlace reverso	69
4.3.1	Enlace reverso - uso do algoritmo de seleção	69
4.3.2	Enlace reverso - comparação entre o algoritmo de seleção e escolha aleatória	71
4.3.3	Enlace reverso - uso do algoritmo de seleção em enlace <i>quase-síncrono</i> na ERB de referência	74
4.3.3.1	Influência do fator de <i>quase-sincronismo</i>	74
4.3.3.2	Análise de uso do algoritmo de seleção em enlace <i>quase-síncrono</i> na ERB de referência	78
4.3.4	Enlace reverso - comparação entre classes de seqüência usando o algoritmo .	81
5	Conclusão	85
5.1	Contribuições da dissertação	85
5.2	Propostas para trabalhos futuros	86
	Referências bibliográficas	87

Lista de Figuras

2.1	Assincronismo entre usuários e correlação <i>aperiódica</i>	20
3.1	Diagrama esquemático de sistema CDMA multicelular - enlace direto	31
3.2	Diagrama esquemático do canal de enlace direto	33
3.3	Diagrama esquemático de sistema CDMA multicelular - enlace reverso	42
3.4	Diagrama esquemático do canal de enlace reverso	44
4.1	Uso do algoritmo de seleção no enlace direto - sequência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	60
4.2	Uso do algoritmo de seleção no enlace direto - sequência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	61
4.3	Uso do algoritmo de seleção no enlace direto - sequência de usuário Gold, $G_P = 63$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	62
4.4	Uso do algoritmo de seleção no enlace direto - sequência de usuário m deslocadas, $G_P = 63$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	63
4.5	Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sequência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	65
4.6	Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sequência de usuário Gold, $G_P = 63$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	66
4.7	Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sequência de usuário m deslocadas, $G_P = 63$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	67
4.8	Comparação entre combinações possíveis na formação das sequências produto no enlace direto - $G_P = 64(63)$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	68
4.9	Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso assíncrono - sequência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	70
4.10	Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso assíncrono - sequência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	71
4.11	Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso assíncrono - sequência de usuário Gold, $G_P = 63$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	72
4.12	Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso assíncrono - sequência de usuário m deslocadas, $G_P = 63$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	73
4.13	Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso assíncrono - sequência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	75
4.14	Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso assíncrono - sequência de usuário Gold, $G_P = 63$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	76

4.15	Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso assíncrono - sequência de usuário m deslocadas, $G_P = 63$, $\frac{\varepsilon_b}{N_0} = 10$ dB	77
4.16	Influência do fator de <i>quase-sincronismo</i> no uso do algoritmo de seleção no enlace reverso <i>quase-síncrono</i> na ERB de referência - $G_P = 64(63)$, $L = 3$, $\zeta = 4$, $\frac{\varepsilon_b}{N_0} = 10$ dB	79
4.17	Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso <i>quase-síncrono</i> na ERB de referência - sequência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{\varepsilon_b}{N_0} = 10$ dB	80
4.18	Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso <i>quase-síncrono</i> na ERB de referência - sequência de usuário Gold, $G_P = 63$, $\frac{\varepsilon_b}{N_0} = 10$ dB	82
4.19	Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso <i>quase-síncrono</i> na ERB de referência - sequência de usuário m deslocadas, $G_P = 63$, $\frac{\varepsilon_b}{N_0} = 10$ dB	83
4.20	Comparação entre combinações possíveis na formação das seqüências produto no enlace reverso assíncrono - $G_P = 64(63)$, $\frac{\varepsilon_b}{N_0} = 10$ dB	84

Lista de Tabelas

3.1	Valores de interferência média de células adjacentes no enlace direto	32
3.2	Primeiras 10 seqüências (de um total de $K = 30$) de subconjuntos $\{p_k\}^{pre}$ obtidos na condição inicial pelo algoritmo no enlace direto. Parâmetros: $G_P = 64(63)$, $K = 30$, $\zeta = 4$ e $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	52
3.3	Subconjunto de I seqüências q_i de ERBs obtido na etapa final pelo algoritmo no enlace direto. Parâmetros: $G_P = 64(63)$, $K = 30$, $\zeta = 4$ e $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	54
3.4	Métricas obtidas pelo algoritmo de escolha no enlace direto. Parâmetros: $G_P = 64(63)$, $K = 30$, $L = 3$, $\zeta = 4$ e $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB	55

Glossário

AWGN - Ruído Aditivo Gaussiano Branco (*Additive White Gaussian Noise*)

BER - Taxa de Erro de Bit (*Bit Error Rate*)

CDMA - Acesso Múltiplo por Divisão de Código (*Code Division Multiple Access*)

CLT - Teorema Central do Limite (*Central Limit Theorem*)

DS-SS - Espalhamento Espectral por Sequência Direta (*Direct Sequence Spread Spectrum*)

ERB - Estação Rádio Base

ESN - Número Serial Eletrônico (*Electronic Serial Number*)

FDMA - Acesso Múltiplo por Divisão em Frequência (*Frequency Division Multiple Access*)

FH-SS - Espalhamento Espectral por Salto em Frequência (*Frequency Hopping Spread Spectrum*)

IID - Independentes, Identicamente Distribuídas (*Independent, Identically Distributed*)

IS-95 - *Interim Standard-95*

ISI - Interferência InterSimbólica (*InterSymbol Interference*)

LOS - Linha de Visada (*Line-Of-Sight*)

LPI - Baixa Probabilidade de Interceptação (*Low Probability of Interception*)

MAI - Interferência de Múltiplo Acesso (*Multiple Access Interference*)

MPI - Interferência Multipercurso (*MultiPath Interference*)

MRC - Combinador de Máxima Razão (*Maximal Ratio Combiner*)

OVSF - Sequências Ortogonais com Fator de Espalhamento Variável (*Orthogonal Variable Spreading Factor*)

PDF - Função Densidade de Probabilidade (*Probability Density Function*)

PN - Pseudo-Ruído (*Pseudo-Noise*)

QOS - Qualidade de Serviço (*Quality of Service*)

- SINR - Relação Sinal Ruído mais Interferência (*Signal to Interference plus Noise Ratio*)
- SLA - Contratos Comerciais de Nível de Serviço (*Service Level Agreement*)
- SNR - Relação Sinal-Ruído (*Signal to Noise Ratio*)
- SSMA - Acesso Múltiplo por Espalhamento Espectral (*Spread Spectrum Multiple Access*)
- STC - Codificação Espaço-Temporal (*Space-Time Coding*)
- TDMA - Acesso Múltiplo por Divisão no Tempo (*Time Division Multiple Access*)
- TH-SS - Espalhamento Espectral por Salto no Tempo (*Time Hopping Spread Spectrum*)
- WCDMA - Acesso Múltiplo por Divisão de Código em Banda Larga (*Wideband Code Division Multiple Access*)
- WSS - Estacionário no Sentido Amplo (*Wide Sense Stationary*)

Lista de Símbolos

P_r	- Nível de potência recebida
P_t	- Nível de potência transmitida
λ	- Comprimento de onda eletromagnética
d	- Distância entre transmissor e receptor
G_t	- Ganho da antena transmissora
G_r	- Ganho da antena receptora
f	- Frequência da onda eletromagnética
$\mathcal{L}_{Friis_{dB}}$	- Perda total do enlace de comunicação no espaço livre em dB
$\mathcal{L}_{t_{dB}}$	- Perdas entre o transmissor e sua antena em dB
$G_{t_{dBi}}$	- Ganho da antena transmissora em dBi
$\mathcal{L}_{r_{dB}}$	- Perdas entre o receptor e sua antena em dB
$G_{r_{dBi}}$	- Ganho da antena receptora em dBi
h_t	- Altura da antena transmissora
h_r	- Altura da antena receptora
$\mathcal{L}_{Plano_{dB}}$	- Perda total do enlace de comunicação no terreno plano em dB
ζ	- Expoente de perda de propagação
$p(x)$	- PDF de uma variável aleatória x
m_x	- Média da variável aleatória x
σ_x^2	- Variância da variável aleatória x
$c(\tau; t)$	- Resposta impulsiva do canal no domínio do tempo
$\alpha_n(t)$	- Fator de atenuação do sinal recebido no n -ésimo percurso
$\phi_n(t)$	- Deslocamento de fase equivalente no n -ésimo percurso
$\tau_n(t)$	- Atraso na propagação no n -ésimo percurso
f_c	- Frequência da portadora da onda eletromagnética
$p_R(r)$	- PDF de uma variável aleatória R
σ^2	- Variância de variável aleatória
s^2	- Parâmetro de não centralidade da distribuição de <i>Rice</i>
$I_\alpha(x)$	- Função de Bessel modificada de ordem α do primeiro tipo
$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t)$	- Função de autocorrelação de $c(\tau; t)$
$\phi_c(\tau)$	- Perfil de intensidade multipercurso do canal
T_m	- Dispersão multipercurso do canal
$C(f; t)$	- Resposta em frequência do canal
$\phi_C(f_1, f_2; \Delta t)$	- Função de autocorrelação de $C(f; t)$
$\phi_C(\Delta f; \Delta t)$	- Função de correlação espaço-tempo, espaço-frequência

$(\Delta f)_c$	- Banda de coerência do canal
W	- Largura de banda do sinal transmitido
$S_C(\lambda)$	- Espectro de potência Doppler do canal
B_d	- Espalhamento Doppler do canal
$(\Delta t)_C$	- Intervalo de coerência do canal
T_s	- Intervalo de tempo de símbolo do sinal transmitido
R_b	- Taxa de bits de informação do sinal transmitido
T_b	- Intervalo de tempo de bit do sinal transmitido
T_c	- Intervalo de tempo de chip de sequência de espalhamento
G_P	- Ganho de processamento
$g_T(t)$	- Formato de pulso retangular no intervalo de tempo T
p_k	- Sequência de espalhamento atribuída ao k -ésimo usuário
a_k	- Sequência de <i>chips</i> bipolares atribuída ao k -ésimo usuário
b_k	- Sequência binária de informação atribuída ao k -ésimo usuário
$\mathcal{E}_b$	- Energia por bit do sinal de informação
P_{av}	- Potência média do sinal
J_0	- Densidade espectral de potência do sinal interferente
J_{av}	- Potência média de interferência
L	- Número de percursos resolvíveis
τ_l	- Atraso na propagação do l -ésimo percurso resolvível
q_i	- Sequência de espalhamento atribuída à i -ésima ERB
Υ_{ik}	- Sequência de espalhamento atribuída ao k -ésimo usuário da i -ésima ERB
c_{ik}	- Produto das sequências de <i>chips</i> bipolares atribuídas ao k -ésimo usuário da i -ésima ERB
$\rho_{0k,k'}^{[l,l']}$	- Função de correlação cruzada entre as sequências de espalhamento do k -ésimo usuário e do k' -ésimo usuário, localizados na ERB de referência
τ_{0kl}	- Assincronismo entre usuários na ERB de referência
δ_{0k}	- Parte inteira do assincronismo entre usuários na ERB de referência, com valores no intervalo $[0, G_P - l + 1]$
Δ_{0k}	- Parte fracionária do assincronismo entre usuários na ERB de referência, com valores no intervalo $0 \leq \Delta_{0k} < T_c$
$\rho_{ik,k'}^{[l,l']}$	- Função de correlação cruzada entre as sequências de espalhamento do k -ésimo usuário na ERB de referência e o k' -ésimo usuário na i -ésima ERB adjacente
τ_{ikl}	- Assincronismo provocado pelo canal no sinal proveniente do k -ésimo usuário da i -ésima ERB adjacente interferente
δ_{ik}	- Parte inteira do assincronismo provocado pelo canal no sinal proveniente do k -ésimo usuário da i -ésima ERB adjacente interferente, com valores no intervalo $[0, G_P - l + 1]$
Δ_{ik}	- Parte fracionária do assincronismo provocado pelo canal no sinal proveniente do k -ésimo usuário da i -ésima ERB adjacente interferente, com valores no intervalo $0 \leq \Delta_{ik} < T_c$

$\rho_{0k,k}^{[l,l']}$	- Função de autocorrelação entre as seqüências de espalhamento do k -ésimo usuário na ERB de referência
$\hat{\rho}_{0k,k'}^{[l,l']}$	- Função de correlação cruzada <i>aperiódica</i> par entre as seqüências de espalhamento do k -ésimo usuário e do k' -ésimo usuário, localizados na ERB de referência
τ	- Assincronismo entre usuário interferente k' e usuário alvo
$\tilde{\rho}_{0k,k'}^{[l,l']}$	- Função de correlação cruzada <i>aperiódica</i> ímpar entre as seqüências de espalhamento do k -ésimo usuário e do k' -ésimo usuário, localizados na ERB de referência
$\hat{\rho}_{ik,k'}^{[l,l']}$	- Função de correlação cruzada <i>aperiódica</i> par entre as seqüências de espalhamento do k -ésimo usuário na ERB de referência e o k' -ésimo usuário na i -ésima ERB adjacente
$\tilde{\rho}_{ik,k'}^{[l,l']}$	- Função de correlação cruzada <i>aperiódica</i> ímpar entre as seqüências de espalhamento do k -ésimo usuário na ERB de referência e o k' -ésimo usuário na i -ésima ERB adjacente
$\mathbf{M}_{G_P}$	- Matriz de seqüências de espalhamento m deslocadas de comprimento G_P
$\mathbf{M}_{k,G_P}$	- k -ésima linha da matriz $\mathbf{M}_{G_P}$ de seqüências m deslocadas de comprimento G_P
$\mathbf{G}_{G_P}$	- Matriz de seqüências de espalhamento Gold de comprimento G_P
$\mathbf{G}_{k,G_P}$	- k -ésima linha da matriz $\mathbf{G}_{G_P}$ de seqüências Gold de comprimento G_P
$\mathbf{W}_{G_P}$	- Matriz de seqüências de espalhamento Walsh de comprimento G_P
$\mathbf{W}_{k,G_P}$	- k -ésima linha da matriz $\mathbf{W}_{G_P}$ de seqüências Walsh de comprimento G_P
I	- Total de ERBs no sistema CDMA
K	- Número total de usuários ativos em cada ERB
r_{ik}	- Distância do k -ésimo usuário até a sua i -ésima ERB
R	- Raio máximo da ERB
$p(r_{ik})$	- PDF da distância do k -ésimo usuário até a sua i -ésima ERB
θ_{ik}	- Ângulo azimutal do k -ésimo usuário da i -ésima ERB
$p(\theta_{ik})$	- PDF do ângulo azimutal do k -ésimo usuário da i -ésima ERB
P_i	- Potência do sinal emitido no enlace direto pela i -ésima ERB a seus usuários, ou potência do sinal recebido pela i -ésima ERB no enlace reverso
$d_{i,0k}$	- Distância do enlace direto formado entre a i -ésima ERB e o k -ésimo usuário na célula de referência
κ_i	- Fator multiplicativo usado na fórmula de distância geométrica do enlace direto dada por $d_{i,0k}$
$J_{i,0k}$	- Relação de interferência recebida pelo k -ésimo usuário na célula de referência proveniente da i -ésima ERB adjacente no enlace direto
$J_{i,0}$	- Relação de interferência total recebida na célula de referência proveniente da i -ésima ERB adjacente

$\overline{J_{i,0}}$	- Relação de interferência média recebida na célula de referência proveniente da i -ésima ERB adjacente
A_{ik}	- Amplitude do sinal atribuído ao k -ésimo usuário da i -ésima ERB
b_{ik}	- Sequência binária de informação atribuída ao k -ésimo usuário da i -ésima ERB
$r(t)$	- Sinal recebido pelo usuário alvo
$\alpha_{ik',l'}$	- Fator de atenuação no l' -ésimo percurso do sinal atribuído ao k' -ésimo usuário da i -ésima ERB que atinge o receptor do usuário alvo
$\phi_{ik',l'}$	- Deslocamento de fase equivalente do l' -ésimo percurso do sinal atribuído ao k' -ésimo usuário da i -ésima ERB que atinge o receptor do usuário alvo
$\tau_{ik',l'}$	- Atraso de propagação do l' -ésimo percurso do sinal atribuído ao k' -ésimo usuário da i -ésima ERB que atinge o receptor do usuário alvo
$n(t)$	- Ruído AWGN do canal
N_0	- Densidade espectral de potência do ruído AWGN
A_i	- Amplitude homogênea dos sinais atribuídos aos usuários da i -ésima ERB
$\hat{b}_{0k}$	- Símbolo estimado da informação atribuída ao usuário alvo
M	- Métrica do receptor <i>Rake</i> do usuário alvo
$N_{k,l}$	- Envoltória complexa do ruído AWGN filtrado no receptor <i>Rake</i> do usuário alvo
$P_{b_{0k}}$	- Probabilidade de erro de bit para o usuário alvo
y_{0k}	- Variável de decisão utilizada pelo receptor <i>Rake</i> do usuário alvo
$y_{0k,d}$	- Termo da variável de decisão referente ao sinal do usuário alvo
$y_{0k,mpi}$	- Termo da variável de decisão referente à interferência MPI que atinge o receptor do usuário alvo
$y_{0k,mai}$	- Termo da variável de decisão referente à interferência MAI que atinge o receptor do usuário alvo
$y_{0k,mapi}$	- Termo da variável de decisão referente à interferência MAI para o caso de seqüências desalinhadas que atinge o receptor do usuário alvo no enlace direto
$y_{0k,noi}$	- Termo da variável de decisão referente ao ruído AWGN filtrado que atinge o receptor do usuário alvo
$y_{Ik,mai}$	- Termo da variável de decisão referente à interferência MAI dos sinais de células adjacentes que atingem o receptor do usuário alvo
$\mu_{y_{0k}}$	- Média estatística da variável de decisão utilizada pelo receptor <i>Rake</i> do usuário alvo
$\sigma_{y_{0k}}^2$	- Variância estatística da variável de decisão utilizada pelo receptor <i>Rake</i> do usuário alvo
$\gamma_{b_{0k}}$	- SINR do usuário alvo
$\overline{\gamma_{0C}}$	- SINR média por percurso para o usuário alvo
$\overline{P_{b_{0k}}}$	- Probabilidade de erro de bit média para o usuário alvo

$\overline{\gamma_{b_{0k}}}$	- SINR média por bit do usuário alvo
$\overline{P_{b_i}}$	- Probabilidade de erro de bit média de todos os usuários dentro do conjunto de células do sistema (<i>cluster</i>)
$\overline{P_{b_{ik}}}$	- Probabilidade de erro de bit média para o usuário alvo, considerando uma célula de referência identificada pelo índice i
$\overline{\gamma_{b_{ik}}}$	- SINR média por bit do usuário alvo, considerando uma célula de referência identificada pelo índice i
$\mathcal{S}_{K_i}$	- Métrica de minimização da probabilidade de erro de bit média de todos os usuários dentro do conjunto de células do sistema (<i>cluster</i>)
$d_{ik,0}$	- Distância do enlace reverso formado entre o k -ésimo usuário da i -ésima ERB adjacente e a célula de referência, onde encontra-se instalado o receptor do usuário alvo
χ_i	- Fator multiplicativo usado na fórmula de distância geométrica do enlace reverso dada por $d_{ik,0}$
$J_{ik,0}$	- Relação de interferência recebida pelo k -ésimo usuário na célula de referência proveniente dos usuários da i -ésima ERB adjacente no enlace reverso
q_i^{ref}	- Sequência q_i considerada nos passos da condição inicial do algoritmo durante busca de $\{p_k\}^{pre}$
Υ_{0k}^{ref}	- Sequência Υ_{0k} de cenário unicelular equivalente considerando sequência da célula de referência sendo q_i^{ref} , usada nos passos da condição inicial do algoritmo durante busca de $\{p_k\}^{pre}$
$\mathcal{S}_{K_0}^{ref}$	- Métrica de cenário unicelular equivalente calculada nos passos da condição inicial do algoritmo durante busca de $\{p_k\}^{pre}$
$\{p_k\}^{pre}$	- Subconjunto preliminar de seqüências dos usuários determinada na condição inicial do algoritmo

Capítulo 1

Introdução

Um sistema básico de comunicação é composto por uma fonte de informação, um transmissor, um canal de comunicação, um receptor e o destino da informação. O transmissor é responsável por adaptar a mensagem da fonte de informação, para que esta seja compatível com as características do canal de comunicação utilizado. O receptor realiza as operações inversas daquelas feitas no transmissor, bem como operações adaptativas à condição atual do canal, visando recuperar a mensagem original gerada pela fonte de informação e que geralmente chega degradada no receptor.

As operações realizadas pelo par transmissor-receptor têm como finalidade a proteção da informação contra interferências e ruídos presentes no canal de comunicação. Elas também permitem a adaptação das características do sinal de mensagem para as propriedades de propagação do canal. Outra técnica normalmente implementada é a redução/compressão do sinal da fonte de informação, eliminando redundâncias de forma sistemática, para transmissão em canais com características limitadas.

O principal desafio em um sistema de comunicação é reduzir a probabilidade de erro, fazendo com que na recepção a mensagem originalmente enviada seja reproduzida com a maior fidelidade possível. Para sistemas analógicos de telecomunicações, normalmente o projeto visa a maximização do fator conhecido como relação sinal-ruído (SNR - do inglês, *Signal to Noise Ratio*), enquanto que em sistemas digitais busca-se a minimização da taxa de erro de bit (BER - do inglês, *Bit Error Rate*).

Em sistemas comerciais, estes parâmetros são estabelecidos nos contratos de nível de serviço (SLA - do inglês, *Service Level Agreement*), e em fatores de qualidade de serviço (QOS - do inglês, *Quality of Service*). O SLA também pode determinar características do tipo largura de banda de transmissão, taxa de transmissão constante ou variável / em surtos, transmissão em tempo real com limitação de latência na comunicação, e diferenciação nos serviços feita por graus de prioridade. Por exemplo, para serviços de transmissão de dados em enlaces ópticos de alta velocidade, a BER fica na faixa de 10^{-10} a 10^{-12} . Serviços de transmissão de voz em canais digitais móveis possuem BER

de 10^{-4} , enquanto que a transmissão de dados no mesmo tipo de canal atinge QOS satisfatórias para BER em torno de 10^{-6} .

Sistemas de comunicação fixos, com infra-estrutura dedicada ao assinante, possuem confiabilidade e disponibilidade elevadas, mas o requisito de acesso em localização fixa prejudica a mobilidade do usuário. O desenvolvimento dos dispositivos de armazenamento de energia, da eletrônica e das telecomunicações possibilitaram o avanço dos sistemas móveis de comunicação. Neste tipo de sistema, atingir as exigências de QOS em canais sem fio com natureza dinâmica implica na aplicação de novos métodos de transmissão/modulação, processamento de sinais, codificação e técnicas de múltiplo acesso. O maior interesse de usuários com características de mobilidade, aliado à digitalização dos diversos tipos de mídia - voz, música, imagem, vídeo e dados computacionais, impulsionaram ainda mais a demanda por largura de banda de transmissão.

Pela característica de escassez de banda de transmissão no espectro de radiofrequência, o desafio consiste na busca de sistemas com elevada eficiência espectral, onde se tem maior taxa de transmissão em menor banda ocupada. Dentre os sistemas de comunicação disponíveis, os sistemas móveis celulares possuem infra-estrutura formada por Estações Rádio Base (ERB) que ampliam sua área de cobertura, permitindo a mobilidade do usuário. A limitação de banda disponível é contornada no sistema com o reuso do espectro de frequência alocado ao serviço. Os usuários acessam uma ERB através de uma técnica de múltiplo acesso em que o canal é compartilhado. Dentre as várias técnicas disponíveis, temos os sistemas com acesso múltiplo por espalhamento espectral (SSMA - do inglês, *Spread Spectrum Multiple Access*) que utilizam seqüências de espalhamento - são os sistemas denominados de acesso múltiplo por divisão de código (CDMA - do inglês, *Code Division Multiple Access*).

Devido ao compartilhamento simultâneo do espectro de frequência entre os usuários de uma mesma célula, é inevitável o aparecimento de interferência co-canal, definida como a interferência entre usuários de uma mesma célula ou setor. Este tipo de interferência é o atual fator limitante do desempenho dos sistemas celulares CDMA. Assim, o projeto de sistemas móveis celulares com alta eficiência prevê a minimização dos efeitos de interferência co-canal. No caso de sistemas CDMA, esta interferência geralmente é provocada pela perda ou falta de ortogonalidade entre as seqüências atribuídas aos usuários, que pode ocorrer tanto devido aos múltiplos percursos de um canal seletivo em frequência, quanto às propriedades de correlação das seqüências de espalhamento. Uma maneira de minimizar a interferência co-canal em sistemas CDMA consiste na escolha de um subconjunto das seqüências de espalhamento disponíveis que apresentem boas características pré-definidas de correlação cruzada e autocorrelação.

Desta forma, o foco desta dissertação está em apresentar uma técnica de escolha de seqüências de espalhamento de modo a minimizar os efeitos da interferência provocada pelo compartilhamento do mesmo espectro de frequência em sistemas celulares CDMA com células adjacentes interferentes.

1.1 Visão geral

Esta dissertação está organizada da seguinte maneira. No Capítulo 2 apresentamos os conceitos básicos envolvidos na comunicação de dados tendo como meio de propagação o canal de radio-freqüência. Abordamos tópicos como modelos de propagação, caracterização do canal de rádio em transmissões digitais, técnicas de múltiplo acesso ao canal utilizadas em transmissões digitais e uma visão geral das principais classes de seqüência de espalhamento.

No Capítulo 3 desenvolvemos o modelo matemático de um algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento em sistemas CDMA, considerando a interferência de células adjacentes, baseado na minimização da probabilidade de erro de bit média.

No Capítulo 4 apresentamos os resultados gráficos de simulação para os diversos tipos de cenários e configurações do sistema CDMA. Mostramos que a aplicação do algoritmo de escolha é capaz de melhorar o desempenho do sistema por meio da minimização de sua interferência total em alguns casos particulares.

No Capítulo 5 discutimos as conclusões da dissertação, com o resumo dos seus principais resultados e contribuições. Problemas em aberto são destacados para pesquisas futuras.

Capítulo 2

Conceitos básicos

Neste capítulo, apresentamos os fundamentos básicos envolvidos na comunicação de dados tendo como meio de propagação o canal de radiofrequência. Iniciamos com uma breve discussão sobre modelos de propagação matemáticos e empíricos, e apresentamos o conceito de desvanecimento e suas distribuições estatísticas.

Em seguida, comentamos a caracterização do canal de rádio em termos dos efeitos nas transmissões digitais, tais como: a ocorrência de interferência intersimbólica, a classificação do desvanecimento em seletivo ou não-seletivo em frequência, a propriedade de desvanecimento lento ou rápido, e a relação entre a banda de coerência do canal e a largura de banda do sinal transmitido.

Também apresentamos os métodos de múltiplo acesso ao canal empregados em transmissões digitais, em especial a técnica CDMA de sistemas por espalhamento espectral. Para esta técnica, abordamos as principais classes de sequência de espalhamento, como as sequências Walsh, Gold, de comprimento máximo e também um tipo de sequência de espalhamento baseado nas sequências de comprimento máximo [1].

2.1 Modelos de propagação de ondas no canal de rádio

Nesta seção, apresentamos os principais modelos de propagação de ondas eletromagnéticas no canal de radiofrequência, utilizados para determinar a intensidade do sinal recebido a uma certa distância do transmissor. Basicamente existem duas formas de determinação deste valor.

Uma das opções é aplicar os modelos matemáticos de propagação, que avaliam os aspectos teóricos de propagação de ondas e fornecem expressões matemáticas que podem atingir um certo grau de complexidade.

Outra forma de determinar a intensidade do sinal é usando modelos empíricos, que tendo como referência um modelo matemático, apresentam extensões baseadas em experiências práticas de medição e/ou curvas de simulação computacional. Para o caso das experiências práticas, temos diversos

parâmetros que foram levados em consideração, tais como frequência de operação, tipo de ambiente, presença de obstáculos, etc. Assim, estes modelos tipicamente apresentam coeficientes de ajuste entre a experiência realizada pelo modelo e a experiência de interesse.

2.1.1 Propagação no espaço livre

O modelo matemático de propagação no espaço livre é normalmente a base dos demais modelos de propagação. Para o caso de linha de visada (LOS - do inglês, *Line-Of-Sight*) entre o transmissor e o receptor, condição conhecida como *radiovisibilidade*, a fórmula matemática de *Friis* para o espaço livre é expressa por [2]:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (2.1)$$

onde P_r é o nível de potência recebida, P_t é o nível de potência transmitida, λ é o comprimento de onda eletromagnética, d é distância entre transmissor e receptor, G_t é o ganho da antenna transmissora e G_r é o ganho da antenna receptora.

A fórmula de *Friis*, quando expressa na forma de perda em dB com distância em Km e frequência f em MHz, pode ser usada no cálculo da perda total do enlace de comunicação quando consideramos todos os fatores envolvidos no percurso entre o transmissor e o receptor, conforme indicado por:

$$\mathcal{L}_{Friis_{dB}} = \mathcal{L}_{t_{dB}} - G_{t_{dBi}} + \mathcal{L}_{r_{dB}} - G_{r_{dBi}} + 32,45 + 20\log_{10}(d_{Km}f_{MHz}) \quad (2.2)$$

onde $\mathcal{L}_{t_{dB}}$ são as perdas entre o transmissor e sua antenna em dB, $G_{t_{dBi}}$ é o ganho da antenna transmissora em dBi, $\mathcal{L}_{r_{dB}}$ são as perdas entre o receptor e sua antenna em dB e $G_{r_{dBi}}$ é o ganho da antenna receptora em dBi.

2.1.2 Modelo de terreno plano

As ondas eletromagnéticas, quando propagadas na superfície da Terra, sofrem fenômenos de reflexão, refração e difração que não são considerados no modelo mais simplificado de *Friis*. O modelo que aproxima a superfície da terra por uma superfície plana estende os conceitos do modelo de *Friis* e envolve parâmetros tais como altura das antenas. Note-se que na fórmula pode-se aplicar a altura efetiva, quando a topografia do terreno entre transmissor e receptor possuir contornos geográficos do tipo morros ou vales. O modelo do terreno plano é dado por [2]:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{(h_t h_r)^2}{d^4} \quad (2.3)$$

onde h_t é a altura da antenna transmissora e h_r é a altura da antenna receptora. Quando expressa na forma de perda em dB com altura das antenas em metros, pode ser usada no cálculo da perda total do

enlace de comunicação, dado por:

$$\mathcal{L}_{Plano_{dB}} = \mathcal{L}_{t_{dB}} - G_{t_{dB_i}} + \mathcal{L}_{r_{dB}} - G_{r_{dB_i}} + 120 + 40\log_{10}(d_{Km}) - 20\log_{10}(h_{t_m} h_{r_m}) \quad (2.4)$$

2.1.3 Modelos empíricos

Os modelos empíricos usam como referência um modelo matemático do tipo apresentado nas subseções anteriores, e sugerem extensões baseadas em experiências práticas de medição e/ou curvas de simulação computacional. Podem ser encontrados no formato de expressões matemáticas com coeficientes de ajuste entre a experiência realizada pelo modelo e a experiência de interesse. Também podem fornecer o resultado mediante consulta a diversas curvas de simulação, cada uma associada a um conjunto de parâmetros experimentais.

As referências [2] e [3] detalham alguns modelos de predição, tais como *Hata*, *Okumura*, *COST-231*, *Walfisch-Ikegami*, tipicamente empíricos, ou o *Longley-Rice*, derivado de simulações computacionais.

2.1.4 Modelo genérico simplificado

Conforme visto nos modelos matemáticos de propagação, em geral P_r possui relação com d da ordem de:

$$P_r \propto d^{-\zeta} \quad (2.5)$$

onde ζ representa o expoente de perda de propagação, cujo valor é característico do ambiente considerado. Por exemplo, no modelo de *Friis* seu valor é $\zeta = 2$, enquanto que em ambientes abertos medições experimentais apontam para $\zeta = 4$.

Devido à perda na intensidade do sinal recebido a uma certa distância do transmissor, sinais transmitidos por usuários próximos ao receptor de interesse possuem intensidade maior do que os transmitidos por usuários mais distantes. Em sistemas CDMA, este fenômeno é conhecido como efeito perto-longe (do inglês, *near-far effect*). Assumimos que as ERBs implementam controle de potência ideal para os usuários da própria célula, de forma que no enlace reverso a intensidade do sinal recebido na ERB é a mesma para usuários a diferentes distâncias da ERB.

2.2 Modelos de canal de rádio

Nesta seção, apresentamos os principais conceitos envolvidos na caracterização de canais de radiofrequência, tais como sombreamento, desvanecimento (do inglês, *fading*) e suas distribuições estatísticas. Também discutimos os efeitos nas transmissões digitais, como a ocorrência de interferência intersimbólica, a classificação do desvanecimento em seletivo ou não-seletivo em frequência, a propriedade de desvanecimento lento ou rápido, e a relação entre a banda de coerência do canal e a

largura de banda do sinal transmitido.

2.2.1 Canal AWGN

Entre a antena transmissora e a antena receptora, vários efeitos ocorrem na transmissão do sinal. O canal de comunicação de rádio representa a entidade responsável por essas transformações, e pode ser visto como um filtro que atua no sinal transmitido. Este filtro é representado matematicamente por sua resposta impulsiva no domínio do tempo, ou por sua resposta em frequência. Em geral os efeitos provocados pelo canal são variantes no tempo, e são indicados matematicamente por processos estocásticos, conferindo ao canal propriedades de um sistema linear variante no tempo.

O modelo mais simples de canal de rádio é aquele que considera que o sinal transmitido sofre perturbações dadas por adição de ruído gerada por processo aleatório. O processo estocástico do ruído é geralmente do tipo Gaussiano, atuando em toda faixa de frequência considerada, o que caracteriza o modelo de canal do tipo Ruído Aditivo Gaussiano Branco (AWGN - do inglês, *Additive White Gaussian Noise*).

Para uma variável aleatória x cuja função densidade de probabilidade (PDF - do inglês, *Probability Density Function*) é Gaussiana, seu modelo matemático é dado por [4]:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma_x^2}} \quad (2.6)$$

onde m_x representa a média da variável aleatória x e σ_x^2 sua variância.

2.2.2 Sombreamento

Com base nos principais modelos de propagação de ondas eletromagnéticas no canal de radiofrequência encontrados na seção 2.1, podemos determinar a intensidade do sinal recebido a uma certa distância do transmissor. As variações lentas neste nível de sinal que ocorrem, por exemplo, na passagem por um obstáculo muito maior que o comprimento de onda, são denominadas de efeito de sombreamento, também conhecido na literatura como desvanecimento de longo prazo (do inglês, *long-term fading*). Desta forma, as variações são tipicamente determinadas por fatores de propagação e mudanças no ambiente entre transmissor e receptor, tais como obstáculos, variações no terreno, etc.

O sombreamento é representado por uma distribuição estatística do tipo log-normal [5], com desvio padrão na faixa de 4 a 8 dB.

2.2.3 Desvanecimento

As variações rápidas na intensidade do sinal recebido são denominadas de desvanecimento, também conhecido na literatura como desvanecimento de curto prazo (do inglês, *short-term fading*).

Como veremos a seguir, geralmente a transmissão de um sinal acarreta na recepção a presença de

uma ou mais réplicas do sinal enviado, num fenômeno conhecido como múltiplos percursos no canal de comunicação. Os componentes de multipercurso que atingem o receptor possuem diversos níveis de sinal, intervalos de tempo e defasagens entre si, de forma que as combinações das ondas podem ser construtivas ou destrutivas, provocando a variação rápida na intensidade do sinal recebido. Assim, o desvanecimento é consequência dos multipercursos.

Matematicamente, o desvanecimento é dado por uma distribuição estatística do tipo *Rayleigh*, para canais cujo modelo é um processo Gaussiano de média nula quando não há linha de visada, ou do tipo *Rice*, para canais cujo modelo é um processo Gaussiano de média não-nula, nos casos em que há linha de visada.

Para a transmissão digital de uma sequência binária, os componentes multipercurso de bits anteriores que chegam defasados no tempo podem prejudicar a recepção do bit atual, ocorrendo um fenômeno conhecido como interferência intersimbólica (ISI - do inglês, *InterSymbol Interference*).

Considerando que existem múltiplos percursos de propagação e que cada caminho possui associado um fator de atenuação e um atraso na propagação, ambos variantes no tempo, a resposta impulsiva no domínio do tempo para este tipo de canal com desvanecimento multipercurso é representada por [5]:

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (2.7)$$

onde $\alpha_n(t)$ é o fator de atenuação do sinal recebido do n -ésimo percurso, $\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ é o deslocamento de fase equivalente do n -ésimo percurso, $\tau_n(t)$ é o atraso na propagação do n -ésimo percurso e f_c a frequência da portadora da onda eletromagnética.

Para um grande número de percursos de propagação, o Teorema Central do Limite (CLT - do inglês, *Central Limit Theorem*) pode ser aplicado e o sinal recebido e respectiva resposta impulsiva do canal no domínio do tempo são modelados como um processo aleatório Gaussiano complexo e estacionário no sentido amplo (WSS - do inglês, *Wide Sense Stationary*). A resposta impulsiva do canal terá envoltória, dada pelos fatores de atenuação $\alpha_n(t)$ na Equação (2.7), possuindo uma distribuição estatística do tipo *Rayleigh*, quando o canal é modelado por um processo Gaussiano de média nula. Considerando X_1 e X_2 duas variáveis aleatórias Gaussianas independentes, identicamente distribuídas (IID - do inglês, *Independent, Identically Distributed*) de média nula e envoltória conforme $R = \sqrt{X_1^2 + X_2^2}$, tem-se que a PDF de R é do tipo *Rayleigh* [4]:

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \quad r \geq 0 \quad (2.8)$$

A resposta impulsiva do canal terá envoltória possuindo uma distribuição estatística do tipo *Rice*, quando o canal é modelado por um processo Gaussiano de média não-nula. Considerando X_1 e X_2 duas variáveis aleatórias Gaussianas IID de médias não-nulas m_i , $i = 1, 2$ e $R = \sqrt{X_1^2 + X_2^2}$, tem-se

que a PDF de R é do tipo *Rice*, conforme a seguinte expressão [4]:

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2+s^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (2.9)$$

onde $s^2 = m_1^2 + m_2^2$ é o parâmetro de não centralidade da distribuição de *Rice* e $I_\alpha(x)$ é a função de Bessel modificada de ordem α do primeiro tipo.

Outros modelos de desvanecimento podem ser usados, tais como o *Nakagami-m* ou *Rummler*. Os deslocamentos de fase equivalente, $\phi_n(t)$ na Equação (2.7), são modelados como uniformemente distribuídos no intervalo de $[0, 2\pi]$.

2.2.4 Funções de correlação e densidade espectral de potência do canal

A partir da resposta impulsiva do canal $c(\tau; t)$, dada pela Equação (2.7), podemos determinar sua função de autocorrelação, dada por [5]:

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.10)$$

Em geral, o fator de atenuação do sinal recebido $\alpha_1(t)$ e o deslocamento de fase equivalente $\phi_1(t)$ do percurso associado ao atraso na propagação τ_1 não estão correlacionados com os parâmetros equivalentes do percurso associado ao atraso na propagação τ_2 , resultando em *espalhamento decorrelacionado*. Desta forma:

$$\frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.11)$$

Para $\Delta t = 0$ a função de autocorrelação resultante $\phi_c(\tau; 0) = \phi_c(\tau)$ é a densidade de potência em função do atraso na propagação τ . Assim, $\phi_c(\tau)$ é denominado *perfil de intensidade multipercurso* do canal e fornece a potência média entregue ao receptor em função do atraso na propagação τ e da diferença Δt dos instantes observados. A faixa de valores de τ na qual $\phi_c(\tau)$ é essencialmente não-nula é chamada de *dispersão multipercurso do canal* e é denotada por T_m , e representa a máxima dispersão temporal no canal, que corresponde à diferença entre o tempo de chegada do primeiro e do último percurso.

Conforme comentado na subseção 2.2.1, também podemos representar o canal em termos de sua resposta em frequência. A partir da resposta impulsiva $c(\tau; t)$ dada pela Equação (2.7), obtemos a resposta em frequência $C(f; t)$ através da transformada de *Fourier*:

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.12)$$

A função de autocorrelação obtida da resposta em frequência do canal $C(f; t)$ é representada por:

$$\phi_C(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.13)$$

Assim como $c(\tau; t)$ está relacionada a $C(f; t)$ pela transformada de *Fourier*, $\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t)$ e $\phi_C(f_1, f_2; \Delta t)$ também formam um par da transformada. Assim, $\phi_C(\Delta f; \Delta t)$, para $\Delta f = f_2 - f_1$, é a transformada de *Fourier* do perfil de intensidade multipercurso, quando a consideração de espalhamento descorrelacionado faz com que a função de autocorrelação de $C(f; t)$ no domínio da frequência seja dependente apenas de Δf . A função $\phi_C(\Delta f; \Delta t)$ é denominada *função de correlação espaço-tempo, espaço-frequência*.

Para $\Delta t = 0$, a função resultante $\phi_C(\Delta f)$ fornece uma medida da coerência do canal no domínio da frequência. Como $\phi_c(\tau)$ e $\phi_C(\Delta f)$ formam um par da transformada, o inverso do espalhamento multipercurso do canal (T_m) é uma medida denominada de *banda de coerência do canal*, dada por:

$$(\Delta f)_c = \frac{1}{T_m} \quad (2.14)$$

Para sinais transmitidos com largura de banda W em que $W \ll (\Delta f)_c$, o canal é considerado *não-seletivo em frequência* ou plano, onde todos os componentes no espectro de frequência do sinal transmitido são afetados igualmente e o sinal recebido possui multipercursos não resolvíveis.

Para sinais transmitidos com largura de banda W em que $W \gg (\Delta f)_c$, o canal é considerado *seletivo em frequência*, onde os componentes no espectro de frequência do sinal transmitido são distorcidos severamente pelo canal e o sinal recebido possui multipercursos resolvíveis.

Considerando agora a influência do parâmetro Δt na função de correlação espaço-tempo, espaço-frequência ($\phi_C(\Delta f; \Delta t)$), tem-se que este parâmetro se manifesta no canal como um espalhamento temporal do tipo *Doppler*, e possivelmente um deslocamento no espectro em frequência também do tipo *Doppler*. Aplicando a transformada de *Fourier* em $\phi_C(\Delta f; \Delta t)$ com relação a variável Δt , obtemos a função $S_C(\Delta f; \lambda)$ que indica os efeitos *Doppler* em relação às variações temporais no canal:

$$S_C(\Delta f; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_C(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad (2.15)$$

Para $\Delta f = 0$, obtemos:

$$S_C(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_C(\Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad (2.16)$$

A função $S_C(\lambda)$ fornece a densidade espectral de potência e é denominada *espectro de potência Doppler do canal*. Por exemplo, para um canal invariante no tempo, $\phi_C(\Delta t) = 1$ e $S_C(\lambda) = \delta(\lambda)$. Ou seja, quando não há variações no canal, não há espalhamento *Doppler* no espectro na transmissão de um tom senoidal puro.

A faixa de valores de λ na qual $S_C(\lambda)$ é essencialmente não-nula é chamada de *espalhamento Doppler do canal* e é denotada por B_d . Como $S_C(\lambda)$ e $\phi_C(\Delta t)$ formam um par de transformada de Fourier, o inverso de B_d , denotado por $(\Delta t)_C$, indica o *intervalo de coerência temporal do canal*:

$$(\Delta t)_C = \frac{1}{B_d} \quad (2.17)$$

Assim, um canal com variações lentas em seus parâmetros possui um alto intervalo de coerência do canal, ou o equivalente a um baixo espalhamento do tipo *Doppler*. Para a classificação da rapidez do desvanecimento em transmissões digitais, $(\Delta t)_C$ é comparada com o intervalo de tempo de símbolo do sinal transmitido, T_s . Para $T_s \ll (\Delta t)_C$ tem-se *desvanecimento lento* e é possível a implementação de um receptor coerente que seja capaz de estimar os parâmetros do canal em um intervalo de símbolo. Para $T_s \gg (\Delta t)_C$ tem-se *desvanecimento rápido* e há variações nos parâmetros do canal em um intervalo de símbolo. Neste caso, a demodulação coerente não pode ser usada.

Finalmente, um canal de comunicação pode ser classificado também pelo produto $T_m B_d$, conhecido como *fator de espalhamento* do canal. Se $T_m B_d < 1$, o canal é denominado *subespalhado*, caso contrário, o canal é classificado como *superespalhado*.

2.3 Técnicas de múltiplo acesso

Nesta seção, apresentamos os principais métodos de controle de acesso ao canal de comunicação adotados em sistemas multiusuário, que permitem uma maior eficiência no uso dos recursos do sistema por parte de um grande número de usuários. O esquema mais antigo implementado em sistemas sem fio é denominado acesso múltiplo por divisão em frequência (FDMA - do inglês, *Frequency Division Multiple Access*) e tipicamente é aplicado em sistemas analógicos. Com o advento dos sistemas digitais, além do FDMA tem-se a técnica de acesso múltiplo por divisão no tempo (TDMA - do inglês, *Time Division Multiple Access*) e para sistemas de comunicação por espalhamento espectral, tem-se o sistema CDMA, que é uma variante de SSMA.

2.3.1 Técnica FDMA

Os sistemas pioneiros de telecomunicação analógicos adotam a técnica de acesso ao canal denominada FDMA. Basicamente uma largura de banda W no espectro de frequência é alocada ao sistema e subdividida em n canais de comunicação, cada um com largura de banda adequada ao serviço oferecido. Para um sistema com número de usuários maior que n , o sistema alocará dinamicamente os canais para cada usuário que se tornar ativo e os usuários em excesso que desejam efetuar uma comunicação enfrentam a situação de bloqueio no sistema. Este sistema de comunicação normalmente exige o emprego de filtros adequados à seleção do canal utilizado e redução de interferência de canais adjacentes.

Atualmente, os sistemas de comunicação digital usam a técnica FDMA para fins de separação dos enlaces de comunicação reverso e direto. Outra possibilidade é quando da presença de outra faixa de frequência também disponível ao sistema móvel (modo *dualband*, por exemplo).

2.3.2 Técnica TDMA

Com a digitalização das diversas fontes de informação e a necessidade de transmissão de seqüências binárias pelo canal, surge a técnica de acesso múltiplo denominada TDMA, que consiste na formação de conjuntos de bits em quadros transmitidos ao longo do tempo, com correspondentes identificadores e/ou delimitadores. Cada quadro possui n intervalos de tempo (*timeslots*) destinados à informação de um usuário. Para um sistema com número de usuários maior que n , o sistema alocará dinamicamente os *timeslots* a cada usuário ativo e os usuários em excesso que desejam efetuar uma comunicação enfrentam a situação de bloqueio no sistema. Este sistema de comunicação normalmente exige a aplicação de circuitos de sincronismo e recuperação de relógio (*clock*) para o acesso correto do *timeslot* desejado.

Esta técnica é tipicamente usada em sistemas celulares do padrão IS-136 e também no padrão GSM. Enlaces de comunicação de voz em telefonia fixa nos padrões E1 ou T1 e suas variações também podem ser vistos como aplicações da técnica TDMA [6].

2.3.3 Técnica CDMA

O avanço da tecnologia de processamento digital de sinais favoreceu o surgimento de outro método de acesso múltiplo conhecido como CDMA. Basicamente, sistemas de comunicação por espalhamento espectral possuem alocados uma largura de banda W muito maior que a taxa de informação em bits/s. A operação de espalhamento do sinal de informação é feita usando um conjunto de n seqüências de espalhamento que permitem o múltiplo acesso para tráfego de informação. Para um sistema com número de usuários maior que n , o sistema alocará dinamicamente as seqüências para cada usuário que se tornar ativo e os usuários em excesso que desejam efetuar uma comunicação enfrentam a situação de bloqueio no sistema.

Esta técnica é a base dos sistemas celulares nos padrões IS-95 (*Interim Standard-95*), CDMA2000 ou WCDMA (do inglês, *Wideband Code Division Multiple Access*), além de enlaces de comunicação de dados sem fio do padrão IEEE 802.11b.

2.4 Características de sistemas CDMA

Nesta seção, apresentamos as principais características de sistemas CDMA, suas vantagens e desvantagens, métodos de realização da operação de espalhamento, e visão geral das seqüências de espalhamento.

2.4.1 Introdução

Na operação de espalhamento espectral do sinal de informação, as seqüências empregadas permitem o múltiplo acesso ao meio visto que cada usuário no sistema estará associado a uma dada seqüência. Para seqüências idealmente ortogonais, a operação inversa permite identificar o sinal destinado àquele determinado usuário, tendo os demais sinais o aspecto de interferência no receptor.

A operação de espalhamento gera um sinal com baixa densidade espectral de potência, e apenas a operação inversa com a seqüência correspondente sincronizada será capaz de recuperar o sinal. Assim, os sistemas CDMA possuem características de capacidade de múltiplo acesso, privacidade e baixa probabilidade de interceptação (LPI - do inglês, *Low Probability of Interception*).

Conforme discutido na subseção 2.2.4, sistemas de comunicação por espalhamento espectral têm a característica principal de possuir uma largura de banda W muito maior que a taxa de informação em bits/s. Caso ocorra a transmissão em um canal *seletivo em frequência*, onde os componentes no espectro de frequência do sinal enviado são distorcidos severamente pelo canal, o sinal recebido possuirá multipercursos resolvíveis. Conforme será visto a seguir, é possível a implementação de um receptor que faça uso destas características e recupere a informação transmitida oferecendo um ganho de diversidade multipercurso. Assim, sistemas CDMA também possuem a vantagem de combater a interferência multipercurso. A operação de espalhamento e conseqüente redução da intensidade espectral de potência fornece ao receptor a possibilidade até certo ponto de redução das interferências não-intencionais de faixa estreita (*narrowband interference*), faixa larga (*wideband interference*) e interferência intencional (*jamming*).

As principais dificuldades encontradas em sistemas CDMA estão no sincronismo das seqüências de espalhamento geradas localmente no receptor na operação inversa de compressão. A técnica CDMA também apresenta a sensibilidade do sistema aos sinais interferentes dos demais usuários e a possibilidade de sinais transmitidos por usuários próximos ao receptor de interesse possuírem intensidade maior do que os transmitidos por usuários mais distantes (efeito perto-longe).

2.4.2 Métodos de realização do espalhamento

Os principais métodos de realização da operação de espalhamento espectral são: salto no tempo (TH-SS - do inglês, *Time Hopping Spread Spectrum*), salto em frequência (FH-SS - do inglês, *Frequency Hopping Spread Spectrum*) e multiplicação por seqüência direta (DS-SS - do inglês, *Direct Sequence Spread Spectrum*). Uma visão geral dos métodos é apresentada nas subseções a seguir.

2.4.2.1 Espalhamento espectral por salto no tempo

No esquema TH-SS o sinal correspondente à informação é transmitido em rápidos surtos em intervalos de tempo determinados pelas seqüências atribuídas a cada usuário. O eixo do tempo é dividido em quadros, e cada quadro é dividido em M intervalos de tempo (*timeslots*). Durante cada

quadro, o usuário transmitirá em um dos M *timeslots* - a escolha de qual *timeslot* é feita de acordo com a seqüência associada ao usuário. Durante a transmissão, toda a largura de banda W alocada ao sistema é ocupada por um determinado usuário, então é necessária a minimização da probabilidade de ocorrência de conflitos em transmissões simultâneas.

A implementação da técnica TH-SS é mais simples que a FH-SS e permite a transmissão em altos níveis de potência nos curtos intervalos de tempo. Entretanto, podem ocorrer problemas de sincronismo e necessidade de aplicação de códigos corretores de erro para contornar conflitos em transmissões múltiplas [7].

2.4.2.2 Espalhamento espectral por salto em frequência

No esquema FH-SS o sinal correspondente à informação é transmitido em portadoras cujas frequências mudam periodicamente. A taxa de mudança da portadora (ocorrência de saltos) pode ser maior que a taxa de símbolos de informação (*FH-SS rápido*), e a portadora muda um certo número de vezes durante o intervalo de transmissão de um símbolo. A taxa de ocorrência de saltos também pode ser menor que a taxa de símbolos de informação (*FH-SS lento*), e um certo número de bits de informação serão transmitidos na mesma frequência de portadora. O padrão de saltos de frequência é determinado pelas seqüências atribuídas aos usuários dentro de um conjunto de frequências de portadora disponíveis. Um sistema FH-SS tipicamente ocupa uma largura de banda de transmissão menor que um sistema DS-SS.

Dentre as principais vantagens na implementação do FH-SS podemos destacar uma sincronização mais fácil que a da técnica DS-SS, a minimização do efeito perto-longe e a possibilidade de uso de faixas de frequência não-contíguas reduzindo possíveis interferências não-intencionais de faixa estreita. Entretanto, têm-se dificuldades na implementação de sintetizadores de frequência na etapa de modulação, e a demodulação coerente é afetada pelos problemas de manter relações de fase durante os saltos em frequência.

2.4.2.3 Espalhamento espectral por seqüência direta

No esquema DS-SS o sinal correspondente à informação possui uma taxa R_b bits/s, correspondente a um intervalo de bit de informação dado por T_b . Para um canal de comunicação com largura de banda W maior que a taxa R_b , a técnica DS-SS realiza a multiplicação dos bits de informação por seqüências binárias de espalhamento geradas a uma taxa W , cujo elemento de informação desta seqüência é denominado *chip*. O correspondente intervalo de duração do *chip* é dado por T_c . O fator de expansão de banda normalmente é um número inteiro e é conhecido como *Ganho de Processamento* - G_P , dado por:

$$G_P = \frac{T_b}{T_c} = \frac{W}{R_b} \quad (2.18)$$

Definindo $g_T(t)$ como um formato de pulso retangular no intervalo de tempo T dado por:

$$g_T(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.19)$$

Podemos representar p_k como sendo uma seqüência de espalhamento atribuída ao k -ésimo usuário, dada pela seguinte expressão no tempo:

$$p_k(t) = \sum_{n=0}^{G_P-1} a_k(n) g_{T_c}(t - nT_c), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2.20)$$

em que $\{a_k(n) \in \{-1, +1\}, 0 \leq n \leq (G_P - 1)\}$ é uma seqüência formada por G_P *chips* bipolares. Assim, considerando b_k a seqüência binária de informação atribuída ao k -ésimo usuário, a técnica de DS-SS consiste basicamente em efetuar a operação $b_k p_k$ no transmissor do k -ésimo usuário. Para um receptor recuperar o sinal deste k -ésimo usuário, basta realizar a operação de multiplicação entre o sinal recebido e a seqüência p_k atribuída a este usuário, gerada localmente no receptor e devidamente sincronizada. Os demais sinais recebidos não serão corretamente processados quando da realização desta operação de compressão espectral e são tratados como interferência de múltiplo acesso (MAI - do inglês, *Multiple Access Interference*).

Na caracterização de desempenho de um sistema DS-SS podemos expressar a energia por bit do sinal de informação ($\mathcal{E}_b$) em termos da potência média do sinal (P_{av}) como:

$$\mathcal{E}_b = P_{av} T_b = \frac{P_{av}}{R_b} \quad (2.21)$$

Considerando um sinal interferente com densidade espectral de potência J_0 e potência média J_{av} , tem-se a seguinte relação para o sistema DS-SS:

$$J_0 = \frac{J_{av}}{W} \quad (2.22)$$

Assim a razão entre a energia por bit e a densidade espectral de potência do sinal interferente é dada por:

$$\frac{\mathcal{E}_b}{J_0} = \frac{P_{av}/R_b}{J_{av}/W} = \frac{W/R_b}{J_{av}/P_{av}} \quad (2.23)$$

Conforme visto na Equação (2.18), o numerador do último termo da Equação (2.23) representa G_P e consiste na vantagem obtida sobre a interferência quando realizamos a operação de espalhamento espectral. Se $\mathcal{E}_b/J_0$ é a SNR necessária para atingir uma determinada BER, e temos disponível um ganho G_P , então a relação J_{av}/P_{av} é denominada *margem de interferência* e representa o maior valor que esta relação pode assumir em que ainda seja possível satisfazer uma determinada BER com a

SNR originalmente determinada [8].

2.4.3 Receptor Rake

Conforme visto na subseção 2.2.4, sistemas de comunicação por espalhamento espectral podem transmitir sinais em um canal considerado *seletivo em frequência*, onde os componentes no espectro de frequência do sinal transmitido são distorcidos severamente pelo canal e o sinal recebido possui multipercursos resolvíveis. Este caso permite a implementação de uma técnica de diversidade que aproveite estas características e recupere a informação transmitida, através do emprego de um receptor denominado *Rake*, apresentado inicialmente por *Price e Green* [9].

Considerando que a ocorrência de uma grande atenuação em um dado percurso no canal acarretará em erro na recepção, as técnicas de diversidade tais como a do receptor *Rake* visam à coleta de réplicas do sinal transmitido provenientes de um certo número de percursos com desvanecimento independentes, o que reduz a probabilidade de ocorrência de uma grande atenuação em todos os percursos considerados com conseqüente perda total da informação transmitida.

No canal *seletivo em frequência* podemos representar o equivalente passa-baixa complexo da resposta ao impulso do canal pela Equação (2.7) com somatório envolvendo L percursos resolvíveis, dado por [5]:

$$L = \lfloor T_m W \rfloor + 1 \quad (2.24)$$

onde a função $\lfloor x \rfloor$ retorna o maior inteiro menor ou igual a x . Os atrasos de propagação $\tau_n(t)$ da Equação (2.7) possuem uma resolução temporal segundo:

$$\tau_l = \frac{(l - 1)}{W} \quad (2.25)$$

As componentes multipercurso dentro de um percurso resolvível não são resolvíveis. Conforme comentado anteriormente, a implementação do receptor *Rake* irá processar o sinal recebido da melhor maneira possível, aproveitando a diversidade de L réplicas do sinal transmitido. De forma a captar coerentemente a energia dos L percursos resolvíveis é necessária uma linha de atraso para tornar os multipercursos simultâneos e com a correta compensação de fase. Os ganhos em cada ramo do receptor *Rake* (conhecidos como *fingers*, do inglês) podem implementar técnicas de combinação do tipo ganhos de diversidade iguais (do inglês, *equal gain*) ou combinador de máxima razão (MRC - do inglês, *Maximal Ratio Combiner*).

2.4.4 Seqüências de espalhamento

Conforme comentado na subseção 2.3.3, os sistemas CDMA alocam seqüências para o espalhamento espectral da informação dos usuários. A análise matemática do desempenho de sistemas CDMA é baseada nos fatores de interferência presentes no canal, que dependem das propriedades de

autocorrelação e correlação cruzada entre seqüências. O emprego de classes de seqüência adequadas pode reduzir a interferência e contribuir com a melhora do desempenho do sistema.

O padrão IS-95 adota o conceito de seqüência produto no qual mais de uma seqüência de espalhamento é aplicada ao sinal na operação DS-SS [2, 7]. Nesta dissertação, empregamos este conceito de seqüência produto para um sistema multicelular CDMA que utiliza duas seqüências de espalhamento na transmissão: uma seqüência p_k atribuída ao k -ésimo usuário e identificadora da informação deste usuário, e uma seqüência q_i atribuída a i -ésima ERB e identificadora de informações trafegadas nesta célula. Consideramos então a seqüência produto *chip a chip* Υ_{ik} destas duas seqüências, representando o k -ésimo usuário localizado na i -ésima célula, com a seguinte regra de formação:

$$\Upsilon_{ik} = p_k \times q_i \quad (2.26)$$

Representando este produto *chip a chip* de seqüências no tempo de maneira similar à obtida na Equação (2.20), obtemos:

$$\Upsilon_{ik}(t) = \sum_{n=0}^{G_P-1} c_{ik}(n) g_{T_c}(t - nT_c), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2.27)$$

em que $\{c_{ik}(n) \in \{-1, +1\}, 0 \leq n \leq (G_P - 1)\}$ consiste no produto das seqüências de G_P *chips* bipolares atribuídos ao k -ésimo usuário localizado na i -ésima célula. Nota-se que caso as seqüências q_i identificadoras de informações trafegadas em cada uma das ERBs sejam seqüências unitárias $(1 \ 1 \ 1 \ \dots)$, $\Upsilon_{ik} = p_k$ e $c_{ik}(n) = a_k(n)$ e não há diferenciação entre seqüências nas ERBs.

Sem perda da generalidade, consideramos que o usuário alvo seja identificado por k e esteja localizado na ERB de referência identificada por $i = 0$. Assim, temos que a função de correlação cruzada entre duas seqüências $\Upsilon_{0k}(t)$ (usuário alvo) e $\Upsilon_{0k'}(t)$ (usuário interferente k') para informações trafegadas dentro da célula de referência é dada por:

$$\rho_{0k,k'}^{[l,l']} = \int_{\tau_{0kl}}^{\tau_{0kl}+T_b} \Upsilon_{0k}(t - \tau_{0kl}) \Upsilon_{0k'}(t - \tau_{0k'l'}) dt \quad (2.28)$$

onde definimos $\tau_{0kl} \triangleq \delta_{0k}T_c + \Delta_{0k} + (l-1)T_c$, com $0 \leq \tau_{0kl} < T_b$. As variáveis δ_{0k} , um inteiro entre $[0, G_P - l + 1]$, e Δ_{0k} , com $0 \leq \Delta_{0k} < T_c$, representam o assincronismo entre os usuários localizados dentro da célula de referência, e l é um inteiro qualquer que representa o deslocamento em *chips* da seqüência Υ_{0k} provocado pelo canal no usuário alvo. Para o caso de sistemas síncronos, temos $\delta_{0k} = \Delta_{0k} = \delta_{0k'} = \Delta_{0k'} = 0$, para todo k, k' e a correlação é dita ser *periódica*. Para o caso de sistemas assíncronos, em que os usuários transmitem em diferentes instantes de tempo, $\delta_{0k} \neq \delta_{0k'}$ e $\Delta_{0k} \neq \Delta_{0k'}$ e a correlação é chamada de *aperiódica*. Duas seqüências são ditas ortogonais se sua

correlação cruzada dada pela Equação (2.28) é nula.

De maneira análoga, ainda considerando o usuário alvo, mas existindo um usuário k' em uma ERB adjacente i , temos que a função de correlação cruzada entre as seqüências $\Upsilon_{0k}(t)$ (usuário alvo) e $\Upsilon_{ik'}(t)$ (usuário interferente em célula adjacente) é dada por:

$$\rho_{ik,k'}^{[l,l']} = \int_{\tau_{0kl}}^{\tau_{0kl}+T_b} \Upsilon_{0k}(t - \tau_{0kl}) \Upsilon_{ik'}(t - \tau_{ik'l'}) dt \quad (2.29)$$

onde, de maneira análoga à feita para τ_{0kl} , temos que $\tau_{ik'l'}$ é definido por $\tau_{ik'l'} \triangleq \delta_{ik'} T_c + \Delta_{ik'} + (l' - 1)T_c$, com $0 \leq \tau_{ik'l'} < T_b$. As variáveis $\delta_{ik'}$, um inteiro entre $[0, G_P - l + 1]$, e $\Delta_{ik'}$, com $0 \leq \Delta_{ik'} < T_c$, representam neste caso o assincronismo de sinais provenientes de usuários localizados em células adjacentes interferentes, e l' é um inteiro qualquer que representa o deslocamento em *chips* da seqüência $\Upsilon_{ik'}$ provocado pelo canal no sinal proveniente do k' -ésimo usuário localizado na i -ésima ERB adjacente interferente.

Um caso especial da Equação (2.28) ocorre quando dentro da ERB de referência consideramos $k = k'$. Neste caso, temos a função de autocorrelação, dada por:

$$\rho_{0k,k}^{[l,l']} = \int_{\tau_{0kl}}^{\tau_{0kl}+T_b} \Upsilon_{0k}(t - \tau_{0kl}) \Upsilon_{0k}(t - \tau_{0kl'}) dt \quad (2.30)$$

Note-se que não há razão de definirmos autocorrelação entre usuários $k = k'$ em que um usuário esteja na ERB de referência e o outro em ERB adjacente - neste caso aplica-se a correlação cruzada definida pela Equação (2.29). Na próxima subseção, apresentamos o desenvolvimento dos formatos de correlação do tipo *periódica* e *aperiódica*.

2.4.4.1 Desenvolvimento das funções de correlação

Em sistemas assíncronos, onde os usuários transmitem em diferentes instantes de tempo, a correlação cruzada para informações trafegadas dentro da célula de referência, definida na Equação (2.28), é dividida em duas parcelas no intervalo de bit de informação T_b . A Figura 2.1 indica o deslocamento relativo entre o bit atual do usuário alvo e o bit atual do usuário interferente k' , que implica no cálculo de duas parcelas de correlação.

A primeira parcela representa a influência do bit anterior do usuário interferente k' no bit atual do usuário alvo, e é denominada correlação cruzada *aperiódica* par [10]:

$$\hat{\rho}_{0k,k'}^{[l,l']} = \int_{\tau_{0kl}}^{\tau} \Upsilon_{0k}(t - \tau_{0kl}) \Upsilon_{0k'}(t - \tau_{0k'l'}) dt \quad (2.31)$$

onde τ representa o assincronismo entre os usuários. Conforme fator de atraso dado por τ_{0kl} , definido na Equação (2.28), tem-se neste caso que $\tau = (\delta_{0k'} - \delta_{0k})T_c + (\Delta_{0k'} - \Delta_{0k})$.

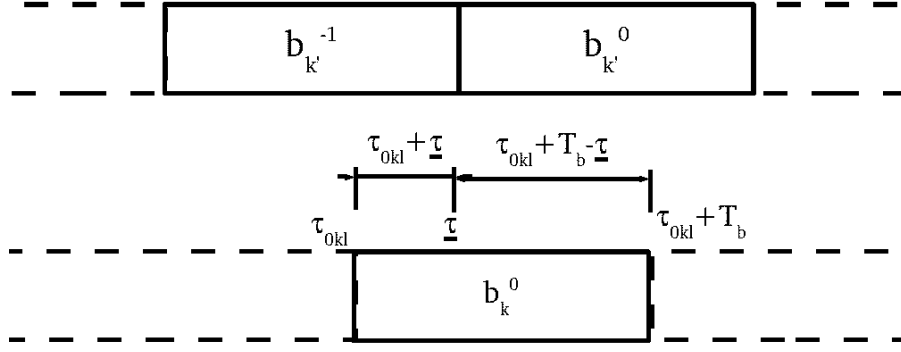


Fig. 2.1: Assincronismo entre usuários e correlação *aperiódica*

A segunda parcela representa a influência do bit atual do usuário interferente k' no bit atual do usuário alvo, e é denominada correlação cruzada *aperiódica* ímpar:

$$\tilde{\rho}_{0k,k'}^{[l,l']} = \int_{\tau}^{\tau_{0kl}+T_b} \Upsilon_{0k}(t - \tau_{0kl}) \Upsilon_{0k'}(t - \tau_{0k'l'}) dt \quad (2.32)$$

lembrando que quando consideramos $k = k'$, temos equações equivalentes que são válidas para o caso de função de autocorrelação, seguindo o mesmo conceito adotado na Equação (2.30).

De maneira análoga, a correlação cruzada considerando o usuário interferente em célula adjacente, descrita na Equação (2.29), também é dividida em duas parcelas. A primeira parcela representa a correlação cruzada *aperiódica* par:

$$\hat{\rho}_{ik,k'}^{[l,l']} = \int_{\tau_{0kl}}^{\tau} \Upsilon_{0k}(t - \tau_{0kl}) \Upsilon_{ik'}(t - \tau_{ik'l'}) dt \quad (2.33)$$

onde τ representa o assincronismo entre os usuários. Conforme fator de atraso dado por $\tau_{ik'l'}$, definido na Equação (2.29), tem-se neste caso que $\tau = (\delta_{ik'} - \delta_{0k})T_c + (\Delta_{ik'} - \Delta_{0k})$.

E a segunda parcela, denominada correlação cruzada *aperiódica* ímpar, é expressa por:

$$\tilde{\rho}_{ik,k'}^{[l,l']} = \int_{\tau}^{\tau_{0kl}+T_b} \Upsilon_{0k}(t - \tau_{0kl}) \Upsilon_{ik'}(t - \tau_{ik'l'}) dt \quad (2.34)$$

Para o caso de sistemas síncronos, temos $\delta_{0k} = \Delta_{0k} = \delta_{0k'} = \Delta_{0k'} = 0$, para todo k, k' . Assim, para duas seqüências de usuários localizados dentro da célula de referência, o fator de atraso dado por τ_{0kl} , definido na Equação (2.28), resulta em assincronismo entre os usuários $\tau = 0$. O formato de correlação cruzada *periódica* para duas seqüências de usuários localizados dentro da célula de referência ($\rho_{0k,k'}^{[l,l']}$) poderá ser representada de maneira simplificada, pois se nota que os atrasos do canal têm um efeito cíclico nas seqüências. Considerando que estes atrasos são múltiplos de T_c ,

podemos substituir a Equação (2.27) na Equação (2.28), obtendo:

$$\begin{aligned}
 \rho_{0k,k'}^{[l,l']} &= \sum_{n=0}^{G_P-1} \sum_{n'=0}^{G_P-1} c_{0k}(n) c_{0k'}(n') \times \\
 &\quad \times \int_0^{T_b} g_{T_c}(t - (n + l - 1 \bmod G_P)T_c) g_{T_c}(t - (n' + l' - 1 \bmod G_P)T_c) dt \\
 &= \sum_{j=l-1}^{G_P+l-2} \sum_{j'=l'-1}^{G_P+l'-2} c_{0k}(j - l + 1 \bmod G_P) c_{0k'}(j' - l' + 1 \bmod G_P) \times \\
 &\quad \times \int_0^{T_b} g_{T_c}(t - (j \bmod G_P)T_c) g_{T_c}(t - (j' \bmod G_P)T_c) dt
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

em que $(y \bmod z)$ representa o resíduo da divisão de y por z , e usamos a mudança de variáveis $j = n + l - 1$ e $j' = n' + l' - 1$. Podemos observar que os índices $l = 1$ ou $l' = 1$ equivalem à sequência original sem deslocamento. A integral no segundo membro é expressa por:

$$\int_0^{T_b} g_{T_c}(t - (j \bmod G_P)T_c) g_{T_c}(t - (j' \bmod G_P)T_c) dt = \begin{cases} T_c, & \text{se } j \bmod G_P = j' \bmod G_P \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \tag{2.36}$$

Usando este resultado, chegamos à representação final para o formato de correlação cruzada *periódica* entre duas seqüências de usuários localizados dentro da célula de referência ($\rho_{0k,k'}^{[l,l']}$), da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 \rho_{0k,k'}^{[l,l']} &= T_c \sum_{i=0}^{G_P-1} c_{0k}(i - l + 1 \bmod G_P) c_{0k'}(i - l' + 1 \bmod G_P) \\
 &= T_c \left(T^{[l-1]} \{ \mathbf{c}_{0k}^T \} \cdot T^{[l'-1]} \{ \mathbf{c}_{0k'} \} \right)
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

onde $\mathbf{v}^T$ representa a operação de transposição do vetor $\mathbf{v}$, $\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}$ representa o produto interno entre os vetores $\mathbf{v}$ e $\mathbf{u}$, e $T^{[i]} \{ \mathbf{v} \}$ representa um deslocamento cíclico de i posições no vetor $\mathbf{v}$. Obviamente para $i = 0$, $T^{[0]} \{ \mathbf{v} \} = \mathbf{v}$. Os vetores $\mathbf{c}_{0k}$ e $\mathbf{c}_{0k'}$, de dimensão $G_P \times 1$, representam as amplitudes das seqüências de espalhamento do usuário k ($\Upsilon_{0k}(t)$) e do usuário k' ($\Upsilon_{0k'}(t)$), ambos localizados na ERB de referência.

Com base na mesma metodologia, o formato de correlação cruzada *periódica* entre a seqüência do usuário alvo e um usuário interferente k' em uma célula adjacente i (representado na Equação (2.29) por $\rho_{ik,k'}^{[l,l']}$) também poderá ser representada de maneira simplificada quando substituirmos a Equação (2.27) na Equação (2.29). Os cálculos análogos aos realizados anteriormente fazem com que a representação final para o formato de correlação cruzada *periódica* entre a seqüência do usuário alvo e um usuário interferente k' em uma ERB adjacente i seja expressa segundo:

$$\rho_{ik,k'}^{[l,l']} = T_c \left(T^{[l-1]} \{ \mathbf{c}_{0k}^T \} \cdot T^{[l'-1]} \{ \mathbf{c}_{ik'} \} \right) \quad (2.38)$$

Uma vez que sistemas de comunicação por espalhamento espectral operam em canais considerados *seletivos em frequência*, pode-se implementar um receptor que ofereça ganho de diversidade (receptor *Rake*). Para o caso de um único usuário neste sistema em ambiente multipercurso, é interessante o emprego de seqüências de espalhamento com boas propriedades de autocorrelação, minimizando os efeitos interferentes dos componentes de multipercurso. Sistemas multiusuário usando a técnica CDMA em ambientes com desvanecimento plano necessitam de seqüências de espalhamento com boas propriedades de correlação cruzada, minimizando os efeitos da MAI.

De maneira geral, em sistemas que adotam a técnica CDMA em ambientes multipercurso e desvanecimento, é interessante a busca de uma classe de seqüência com características de autocorrelação e correlação cruzada adequadas. A seguir apresentamos as principais classes de seqüências de espalhamento encontradas em sistemas CDMA.

2.4.4.2 Seqüências de comprimento máximo

As seqüências de comprimento máximo, também chamadas de seqüências m ou seqüências pseudo-aleatórias (PN - do inglês, *Pseudo-Noise*), são geradas a partir de um registrador de deslocamentos de m estágios com realimentação linear, e possuem comprimento máximo dado por $G_P = 2^m - 1$ [5]. Uma característica das seqüências m é a sua função de autocorrelação normalizada, conforme as relações a seguir:

$$\frac{1}{T_c G_P} \rho_{0k,k}^{[1,l]} = \begin{cases} 1, & \text{se } l = 1 \\ -\frac{1}{G_P}, & \text{se } 2 \leq l < G_P \end{cases} \quad (2.39)$$

em que $\rho_{0k,k}^{[1,l]}$ é calculada considerando que a seqüência q_0 identificadora da célula de referência seja uma seqüência unitária (não há diferenciação de seqüências de ERB). Deve-se observar que as seqüências m apresentam valores de autocorrelação de $-1/G_P$ para $l \neq 1$, que se aproxima de zero para o caso em que G_P é muito grande. Assim, estas seqüências são quase ideais do ponto de vista de autocorrelação. Entretanto, o número de seqüências m disponíveis para um certo valor do ganho de processamento é muito pequeno em comparação com este valor. Por exemplo, considerando-se $G_P = 63$, existem apenas 6 seqüências m possíveis, o que torna seu uso um tanto restrito.

Nesta dissertação, de forma a contornar este problema, consideramos também um conjunto de seqüências denominadas m deslocadas conforme definido em [1], formadas a partir de deslocamentos cíclicos de uma determinada seqüência m . Denotaremos a matriz das seqüências m deslocadas por $\mathbf{M}_{G_P}$, onde a k -ésima linha desta matriz é representada por $\mathbf{M}_{k,G_P}$.

As seqüências PN são adotadas no padrão IS-95 de sistemas CDMA tanto no enlace direto quanto no enlace reverso. No enlace direto e reverso, são usadas seqüências PN longas (com $m = 15$) para

identificação de diferentes ERBs, ou diferentes setores de uma ERB. Para a identificação de usuários na IS-95, são aplicadas seqüências PN truncadas de comprimento mais longo (com $m = 42$) no enlace reverso.

2.4.4.3 Seqüências Gold

Apesar das propriedades próximas às ideais da autocorrelação das seqüências m , a correlação cruzada entre qualquer par de seqüências de mesmo comprimento tem valores de pico muito grandes [5], o que é indesejável em sistemas CDMA, por conta do alto nível de MAI. Uma classe de seqüências PN com melhores propriedades de correlação cruzada foi desenvolvida a partir das seqüências m e são denominadas seqüências Gold [2, 5].

As seqüências Gold são geradas a partir de duas seqüências m de mesmo comprimento que formam um chamado par preferencial, definido como o par de seqüências cuja correlação cruzada assume valores do conjunto $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$, onde $t(m) = 2^{\lfloor \frac{(m+2)}{2} \rfloor}$.

Portanto, dadas duas seqüências preferenciais $\mathbf{a}_1$ e $\mathbf{a}_2$ de comprimento G_P , pode-se construir uma matriz $\mathbf{G}_{G_P}$ de dimensão $(2^m + 1) \times G_P$, onde a k -ésima linha, representada por $\mathbf{G}_{k,G_P}$, corresponde a uma seqüência Gold distinta, obtida realizando-se uma soma módulo 2 de uma das seqüências preferenciais com todos os deslocamentos cíclicos da outra, isto é:

$$\mathbf{G}_{G_P} = \left\{ \mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_1 \bigoplus T^{[i]} \{ \mathbf{a}_2 \} \right\}, \quad 0 \leq i \leq G_P - 1 \quad (2.40)$$

em que $\bigoplus$ representa a operação de adição módulo 2. As seqüências Gold são usadas no enlace reverso de sistemas WCDMA para a separação dos usuários.

2.4.4.4 Seqüências Walsh

As seqüências Walsh são usadas no enlace direto da IS-95 para diminuir a MAI, devido à característica síncrona do enlace (a ERB é a única fonte geradora dos sinais) e às propriedades de ortogonalidade apresentadas por estas seqüências. Elas são geradas a partir da seguinte equação recursiva:

$$\mathbf{W}_1 = [1], \quad \mathbf{W}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{\frac{i}{2}} & \mathbf{W}_{\frac{i}{2}} \\ \mathbf{W}_{\frac{i}{2}} & -\mathbf{W}_{\frac{i}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

que é válida para $i = 2^r$, com $r \geq 1$ um número inteiro. Assim, cada linha desta matriz corresponde a uma seqüência de espalhamento distinto. Observe que, para um dado ganho de processamento G_P , a matriz possui um total de G_P seqüências ortogonais possíveis.

Denotamos a k -ésima linha da matriz $\mathbf{W}_{G_P}$ por $\mathbf{W}_{k,G_P} \triangleq [a_k(0)a_k(1) \cdots a_k(G_P - 1)]$. Por exemplo, para $G_P = 8$, $\mathbf{W}_{2,8} = [+1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1]$.

As seqüências Walsh são ortogonais entre si, implicando em que, para quaisquer linhas k e k' da matriz $\mathbf{W}_{G_P}$, temos $\rho_{0k,k'}^{[1,1]} = 0$ (considerando que a seqüência identificadora da ERB de referência

seja unitária). Devido a esta propriedade, a norma IS-95 adota seqüências Walsh de comprimento $G_P = 64$ para a transmissão pelo enlace direto, que é síncrono em canais com desvanecimento plano, o que resulta em rejeição total de interferência nestes casos. No entanto, em canais com múltiplos percursos, as seqüências perdem ortogonalidade e, com isso, o enlace direto tem o seu desempenho degradado.

2.4.4.5 Seqüências aleatórias

Para facilitar a análise de desempenho de sistemas CDMA, é comum considerar seqüências de espalhamento com *chips* aleatórios [10], isto é, suas amplitudes $\{+1, -1\}$ ocorrem com probabilidade $1/2$. Estas seqüências são chamadas aleatórias. É importante observar que a correlação cruzada e a autocorrelação das seqüências aleatórias assumem valores no intervalo $[-T_b, T_b]$.

No cálculo de desempenho de sistemas CDMA, é importante conhecer as estatísticas da correlação cruzada e autocorrelação como meio de medir o grau de interferência presente no sistema. É sabido [10] que as seqüências aleatórias apresentam valor médio da correlação cruzada nula, isto é, $E\{\rho_{0k,k'}^{[1,l]} = 0\}$, para todo k, k' e l , e valores quadráticos médios dados por:

Caso síncrono

$$\frac{1}{T_b^2} E\left\{\left(\rho_{0k,k'}^{[1,l]}\right)^2\right\} = \frac{1}{G_P}, \quad \forall k, k', l \quad (2.42)$$

Caso assíncrono

$$\frac{1}{T_b^2} E\left\{\left(\rho_{0k,k'}^{[1,l]}\right)^2\right\} = \begin{cases} \frac{1}{G_P}, & \text{se } k = k'; \\ \frac{2}{3G_P}, & \text{se } k \neq k' \end{cases} \quad (2.43)$$

2.4.4.6 Seqüências em sistemas *quase-síncronos*

Em sistemas CDMA, no enlace direto a ERB é a única fonte geradora dos sinais, de forma que o canal possui a característica de ser síncrono. Para o caso do enlace reverso, a ERB é a única receptora de sinal, mas os usuários ativos dentro da célula representam fontes de sinal situadas em direções e distâncias diversas, o que dá um caráter totalmente assíncrono a este enlace.

Se todos os usuários transmitirem sincronizadamente, ou quase, pode-se obter a condição dos sinais de todos os usuários chegarem ao receptor da ERB com diferenças de atrasos confinadas em um intervalo de tempo definido, dependendo das características do canal de comunicação. Uma forma de limitar as possibilidades de deslocamento relativo, tornando o ambiente *quase-síncrono*, é com o uso de um estimador de atraso, com eventual ocorrência de erros de *quase-sincronismo* [11, 12],

Outra opção é quando o sistema opera em ambiente que permite o *quase-sincronismo* na comunicação, como no caso de sistemas com células de tamanho reduzido em ambiente interno, que possui atrasos de propagação dos sinais dos usuários tipicamente baixos [13].

O ambiente *quase-síncrono* permite reduzir os efeitos de interferência através do emprego de

conjuntos de seqüências com boas propriedades de correlação. A característica de quase ortogonalidade entre as seqüências de espalhamento designadas para os usuários ativos é explorada de forma a minimizar a interferência, maximizando a capacidade do sistema.

Nas referências [14–20] encontramos as principais classes de seqüências de espalhamento normalmente utilizadas em sistemas *quase-síncronos*, tais como as seqüências QS, OQS, Lin-Chang, LCZ-GMW binária, LCZ-GMW polifásica, ZCZ binária, ZCZ quadrifásica, PS, SP e LAS.

Capítulo 3

Modelo matemático do algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento

Neste capítulo, apresentamos o modelo matemático usado no algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento, que busca a minimização dos efeitos de interferência em sistemas CDMA operando em canais com desvanecimento seletivo em freqüência e possuindo células adjacentes interferentes. A determinação do subconjunto ideal de seqüências é baseada na minimização da métrica associada à probabilidade de erro de bit média neste sistema.

Realizamos o levantamento do modelo matemático usado no algoritmo, para o caso de enlace direto e enlace reverso, bem como o desenvolvimento para cada caso do cálculo da interferência das células adjacentes. No Capítulo 4, apresentamos os possíveis cenários de combinações de seqüências e resultados gráficos de simulação computacional.

3.1 Introdução

As seqüências Walsh são usadas no enlace direto da IS-95 para diminuir a MAI, devido à característica síncrona do enlace e às propriedades de ortogonalidade apresentadas por estas seqüências em canais com desvanecimento plano, o que faz com que não ocorra no receptor do móvel a chegada de réplicas atrasadas das seqüências de espalhamento transmitidas. Atualmente, na padronização IS-95 não está previsto nenhum critério de seleção de seqüências de espalhamento atribuídas aos usuários que se tornam ativos na célula, dentre o conjunto de todas as possíveis seqüências Walsh de comprimento $G_P = 64$.

No enlace reverso, para identificar os sinais dos usuários na ERB são empregadas seqüências de espalhamento PN longas truncadas. Neste enlace, a ERB é a única receptora de sinal, mas os usuários ativos são fontes de sinal situadas em direções e distâncias diversas, o que dá um caráter assíncrono a este enlace. O assincronismo, somado à falta de ortogonalidade entre as seqüências PN, contribui para

a interferência do tipo MAI, mesmo para o canal com desvanecimento plano. Na padronização IS-95, as seqüências PN para diferentes usuários são escolhidas com base em uma máscara que é uma permutação do número serial eletrônico (ESN - do inglês, *Electronic Serial Number*) do aparelho móvel celular [2].

Para canais com desvanecimento seletivo em frequência, o sinal recebido possui multipercursos resolvíveis, permitindo a implementação de uma técnica de diversidade que explore estas características e recupere a informação transmitida, como é o caso do receptor *Rake*. Nesta técnica de diversidade, o receptor *Rake* é responsável por coletar réplicas do sinal transmitido, que percorreram um certo número de percursos com desvanecimentos independentes.

No enlace direto, a coleta é feita com uma resolução temporal de valores inteiros do intervalo de um *chip*. Entretanto, as versões atrasadas das seqüências de espalhamento não serão mais ortogonais entre si, e a propagação por múltiplos percursos introduzirá uma interferência de co-canal neste enlace, denominada interferência multipercurso (MPI - do inglês, *MultiPath Interference*). No enlace reverso, também temos a ocorrência de MPI, mas a parcela dominante é dada pela MAI.

A relação sinal ruído mais interferência (SINR - do inglês, *Signal to Interference plus Noise Ratio*) de um sistema CDMA é dada pela potência do sinal recebido destinado ao usuário alvo dividida pela soma das potências do ruído aditivo e da interferência total dos usuários ativos no sistema. Para efeitos de comparação, a potência do ruído AWGN é considerada pequena, o que faz com que o desempenho de um sistema por espalhamento espectral em canais com desvanecimento seletivo em frequência seja principalmente afetado pela interferência devido ao ambiente de múltiplos usuários (representada pela componente MAI) e multipercursos (representada pela componente MPI).

A interferência representada pela componente MAI é relacionada às características de correlação cruzada das seqüências de espalhamento, enquanto que a componente MPI é associada às características de autocorrelação (vide [21–24]). Portanto, é possível criar um método de escolha das seqüências de espalhamento, de forma a minimizar estes efeitos de interferência e produzir uma diminuição da probabilidade de erro de bit média.

Algumas técnicas de redução de interferência por meio de escolha de seqüências de espalhamento já são conhecidas. Por exemplo, em [25], os autores desenvolveram um critério de seleção de seqüências baseado na SINR do sinal recebido para o caso de um único usuário no sistema. As referências [26–29] baseiam a escolha de seqüências no critério de maximização da SINR do sinal recebido pelo usuário alvo, para o caso multiusuário. Em [30], a otimização das seqüências se baseia em uma soma ponderada das correlações cruzadas e da autocorrelação da seqüência de espalhamento de um dado usuário. Algumas outras referências [31–33] aplicam outros critérios de seleção de seqüências, mas sempre baseados no sinal recebido por um único usuário.

Em [1] foi proposto um algoritmo de seleção de seqüências de espalhamento que visa à minimização da probabilidade de erro de bit média de um sistema uncelular como um todo, e não apenas

de um único usuário específico, como é feito nas referências citadas anteriormente. O desempenho otimizado e homogêneo no sistema é obtido ao considerar que cada sequência atribuída a um usuário que se tornar ativo permitirá uma baixa probabilidade de erro não somente do usuário ingressante, mas do conjunto de todos os usuários do sistema.

Nesta dissertação, propomos uma extensão dos estudos elaborados na referência [1] para um sistema com células adjacentes interferentes. Também aplicamos o conceito de sequência produto na transmissão, conforme discutido na subseção 2.4.4: uma sequência p_k atribuída ao k -ésimo usuário e identificadora da informação deste usuário; e uma sequência q_i atribuída a i -ésima célula e identificadora de informações trafegadas nesta célula. Assim, é possível implementar combinações de classes de sequências utilizadas pelos usuários e pelas células, e verificar o comportamento das mesmas neste ambiente multicelular.

Sem perda da generalidade, consideramos que o usuário alvo seja identificado por k e esteja localizado na ERB de referência identificada por $i = 0$. Nota-se que caso as sequências q_i identificadoras de informações trafegadas em cada uma das ERBs sejam sequências unitárias $(1 \ 1 \ 1 \ \dots)$, não haverá diferenciação de sequências entre as ERBs, cujo cenário é equivalente a um ambiente multicelular com células adjacentes similares à célula de referência.

Da mesma forma, caso a sequência q_0 identificadora de informações trafegadas na célula de referência seja unitária, e as sequências q_i identificadoras das células adjacentes sejam nulas, teríamos um cenário equivalente a um ambiente unicelular conforme analisado em [1].

Na referência [34], encontramos uma análise da interferência gerada pelas células adjacentes, indicando que a primeira camada composta de seis células adjacentes é responsável por grande parte da interferência. Assim, nesta dissertação consideramos uma célula de referência e esta primeira camada de ERBs adjacentes, perfazendo um total de $I = 7$ ERBs no sistema, que é interpretado como formações de um *cluster* de sete células.

O algoritmo de seleção de sequências terá à disposição um conjunto de sequências p_k de identificação de usuário e um conjunto de sequências q_i de identificação de células, e para uma determinada quantidade de usuários ativos em cada célula, fornece como resposta o subconjunto ordenado preferencial de sequências p_k de usuários e o subconjunto ordenado de $I = 7$ sequências q_i de identificação de células.

De forma simplificada, consideramos que cada uma das $I = 7$ células do *cluster* contém um mesmo número K de usuários ativos. Adicionalmente, o algoritmo além de considerar o melhor desempenho, em termos de probabilidade de erro de bit média, para um determinado número de usuários ativos no sistema, fará com que este objetivo seja alcançado em cada uma das $I = 7$ ERBs do *cluster* quando da busca do subconjunto de sequências de célula. Ou seja, o desempenho que obtivermos na célula de referência também será em média obtido nas demais células do *cluster*.

3.2 Desenvolvimento matemático

Nesta seção, apresentamos o modelo matemático usado no algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento, que resulta na métrica responsável pela minimização da probabilidade de erro de bit média do sistema.

Realizamos os estudos para os casos de enlace direto e enlace reverso, iniciando com o desenvolvimento do cálculo da interferência das células adjacentes, fator este que é utilizado no algoritmo.

3.2.1 Enlace direto

3.2.1.1 Cálculos de interferência no enlace direto

A Figura 3.1 ilustra o cenário de um *cluster* de sete células considerado para o enlace direto de um sistema CDMA, permitindo o desenvolvimento da expressão matemática da interferência média que atinge o receptor do usuário alvo. Este valor de interferência é utilizado no algoritmo de seleção de seqüências.

Consideramos que a localização dos usuários nas células seja estatisticamente uma distribuição uniforme em área. Assim, a distância r_{ik} do k -ésimo usuário até a sua i -ésima ERB, para células de raio R , terá uma PDF do tipo [34]:

$$p(r_{ik}) = \frac{2r_{ik}}{R^2}, \quad 0 \leq r_{ik} \leq R \quad (3.1)$$

E o ângulo azimutal θ_{ik} do k -ésimo usuário localizado na i -ésima ERB terá uma PDF uniforme, ou seja:

$$p(\theta_{ik}) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 \leq \theta_{ik} \leq 2\pi \quad (3.2)$$

Consideramos que o nível de potência emitida no enlace direto pela i -ésima ERB destinados aos seus móveis seja P_i . Adotamos uma perda de percurso com expoente de perda de propagação ζ , fazendo com que na célula de referência a potência recebida por seu k -ésimo usuário seja $P_0 r_{0k}^{-\zeta}$.

Da mesma forma, a potência originalmente emitida no enlace direto pela i -ésima ERB adjacente destinada aos seus móveis, mas que atinge e acaba interferindo o k -ésimo usuário localizado na célula de referência será $P_i d_{i,0k}^{-\zeta}(r_{0k}, \theta_{0k}, R)$, onde $d_{i,0k}$ é a distância entre a i -ésima ERB adjacente e o k -ésimo usuário localizado na célula de referência.

Geometricamente, $d_{i,0k}$ é calculada para cada um dos k -ésimos usuários localizados na célula de referência, conforme a seguinte expressão:

$$d_{i,0k}(r_{0k}, \theta_{0k}, R) = \sqrt{[2R + r_{0k} \sin(\theta_{0k} - \kappa_i \frac{\pi}{3})]^2 + [r_{0k} \cos(\theta_{0k} - \kappa_i \frac{\pi}{3})]^2} \quad (3.3)$$

onde r_{0k} e θ_{0k} representam, respectivamente, a distância e ângulo azimutal do k -ésimo usuário loca-

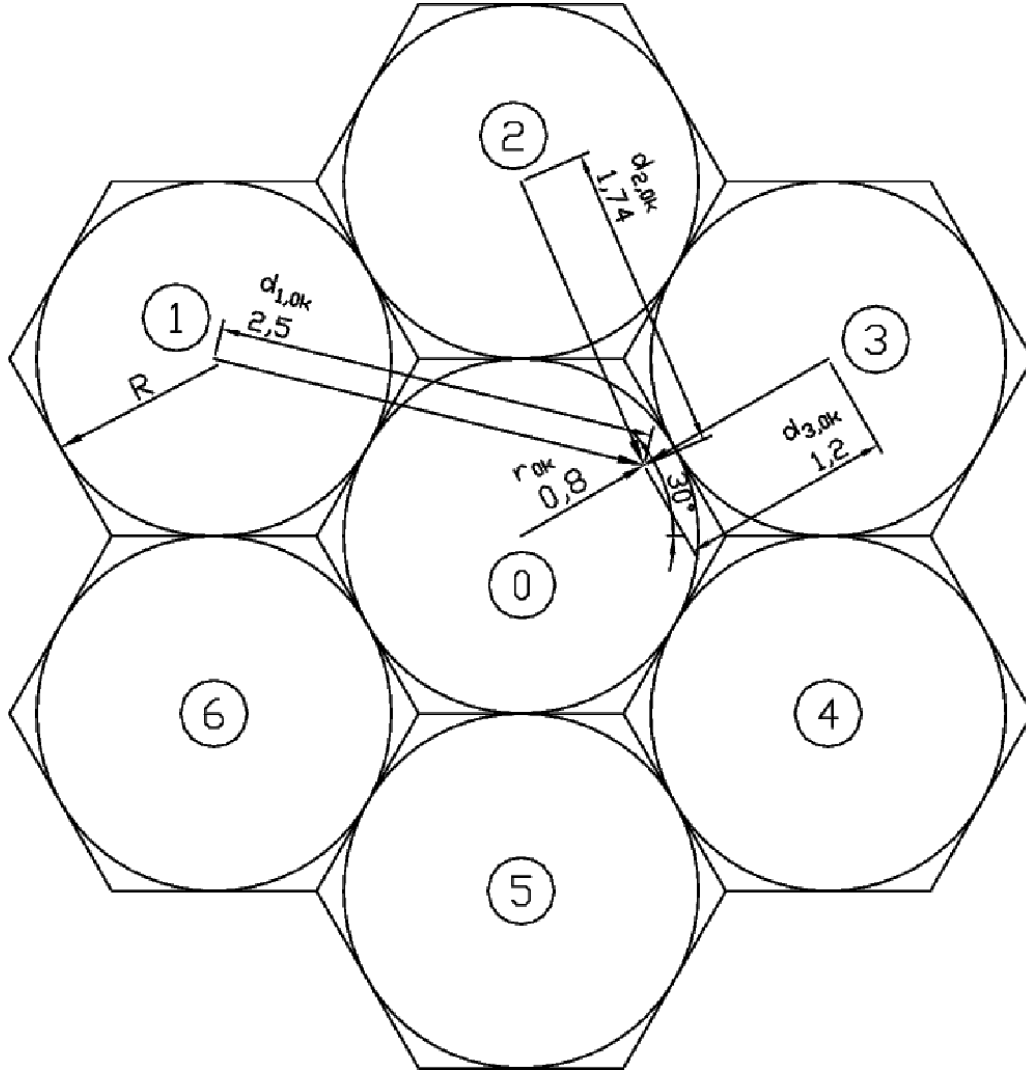


Fig. 3.1: Diagrama esquemático de sistema CDMA multicelular - enlace direto

lizado na célula de referência com PDFs da forma apresentada nas Equações (3.1) e (3.2). O termo κ_i é um fator multiplicativo que é dado pelo i -ésimo termo do vetor $\kappa = (4 \ 3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 5)$ para $1 \leq i \leq 6$, de acordo com o índice i de identificação da ERB e sua posição na Figura 3.1.

A Figura 3.1 ilustra o exemplo de um usuário k localizado na célula de referência com posicionamento $r_{0k} = 0,8$ e $\theta_{0k} = 30^\circ$ com $R = 1$, e aplicando a Equação (3.3) obtemos os valores $d_{1,0k}(0,8;30^\circ;1) = 2,498$, $d_{2,0k}(0,8;30^\circ;1) = 1,74$ e $d_{3,0k}(0,8;30^\circ;1) = 1,2$ indicados na figura.

Para o k -ésimo usuário localizado na célula de referência, a relação entre a interferência recebida da i -ésima ERB adjacente e o sinal recebido de sua própria célula é dada por:

$$J_{i,0k} = \frac{P_i d_{i,0k}^{-\zeta}(r_{0k}, \theta_{0k}, R)}{P_0 r_{0k}^{-\zeta}} = r_{0k}^{\zeta} d_{i,0k}^{-\zeta}(r_{0k}, \theta_{0k}, R) \quad (3.4)$$

onde consideramos que as potências emitidas no enlace direto pelas ERBs são iguais ($P_0 = P_i$). Sendo K o número total de usuários ativos localizados na célula de referência, a relação de interferência total recebida na célula de referência proveniente da i -ésima ERB adjacente é obtida conforme:

$$J_{i,0} = r_{01}^\zeta d_{i,01}^{-\zeta}(r_{01}, \theta_{01}, R) + \dots + r_{0K}^\zeta d_{i,0K}^{-\zeta}(r_{0K}, \theta_{0K}, R) \quad (3.5)$$

A relação de interferência média proveniente da i -ésima ERB adjacente que atinge os usuários da ERB de referência, considerando a PDF das variáveis de localização r_{0k} e θ_{0k} dos usuários localizados nesta célula, será:

$$\overline{J_{i,0}} = \int_0^R \int_0^{2\pi} \dots \int_0^R \int_0^{2\pi} [r_{01}^\zeta d_{i,01}^{-\zeta}(r_{01}, \theta_{01}, R) + \dots + r_{0K}^\zeta d_{i,0K}^{-\zeta}(r_{0K}, \theta_{0K}, R)] p(r_{01})p(\theta_{01}) \dots p(r_{0K})p(\theta_{0K}) dr_{01} d\theta_{01} \dots dr_{0K} d\theta_{0K} \quad (3.6)$$

Para variáveis de localização geométrica IID, a relação de interferência média por usuário é dada por:

$$\frac{\overline{J_{i,0}}}{K} = \int_0^R \int_0^{2\pi} r_{0k}^\zeta d_{i,0k}^{-\zeta}(r_{0k}, \theta_{0k}, R) p(r_{0k})p(\theta_{0k}) dr_{0k} d\theta_{0k} \quad (3.7)$$

A Tabela 3.1 indica valores de interferência média obtidos para diversos casos de expoente de perda de propagação ζ .

ζ	Interferência média
3	0,0785
4	0,0474
5	0,0319

Tab. 3.1: Valores de interferência média de células adjacentes no enlace direto

Por exemplo, para o caso de expoente de perda de propagação $\zeta = 3$, a Tabela 3.1 indica um fator de interferência média de 0,0785. Neste caso, a interferência proveniente de uma célula adjacente é de cerca de 8% do sinal total que atinge o receptor do usuário alvo.

3.2.1.2 Modelo matemático do canal de enlace direto

A Figura 3.2 ilustra o diagrama esquemático do enlace direto de um sistema CDMA com *cluster* de sete células, que permitirá o desenvolvimento de uma expressão matemática da métrica empregada no algoritmo de seleção de seqüências. Consideramos que cada ERB possui um total de K usuários ativos.

De acordo com a Figura 3.2, no enlace direto a ERB é a única fonte geradora dos sinais e consideramos que o sinal destinado ao k -ésimo usuário localizado na i -ésima ERB possui amplitude A_{ik}

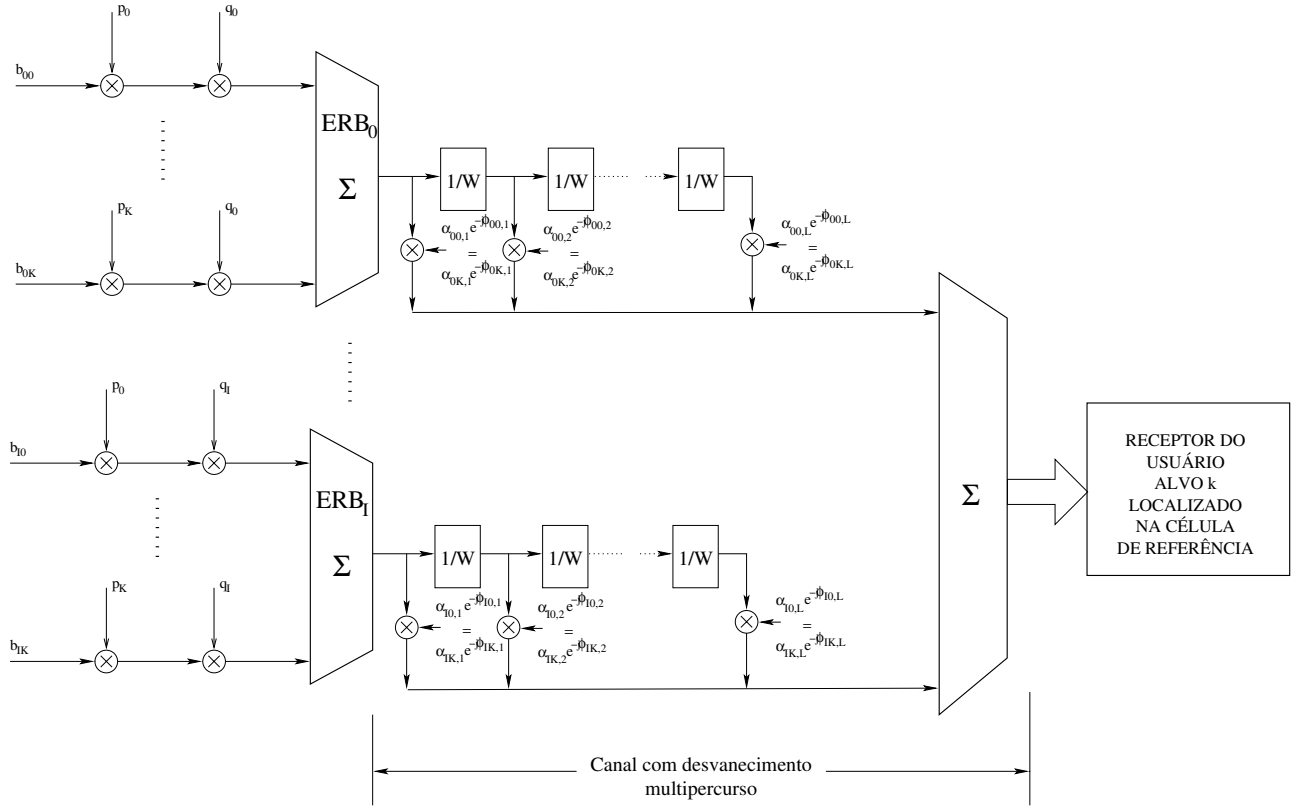


Fig. 3.2: Diagrama esquemático do canal de enlace direto

e bit de informação b_{ik} . Neste sinal, aplicamos a operação de espalhamento espectral do tipo DS-SS apresentada na subseção 2.4.2.3, utilizando duas seqüências de espalhamento na transmissão: uma seqüência p_k atribuída ao k -ésimo usuário, e uma seqüência q_i atribuída a i -ésima célula. Consideramos então a seqüência Υ_{ik} como o produto *chip a chip* destas duas seqüências, representando o k -ésimo usuário localizado na i -ésima ERB, conforme descrito na subseção 2.4.4.

Para o usuário alvo identificado por k e localizado na ERB de referência identificada por $i = 0$, e aplicando a resposta impulsiva no domínio do tempo para canais com desvanecimento multipercursos dada pela Equação (2.7), podemos representar o sinal recebido pelo usuário alvo da seguinte forma:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L A_{ik'} b_{ik'} \alpha_{ik',l'} e^{-j\phi_{ik',l'}} \Upsilon_{ik'}(t - \tau_{ik',l'}) + n(t) \quad (3.8)$$

onde $\alpha_{ik',l'}$ representa o fator de atenuação, $\phi_{ik',l'}$ é o deslocamento de fase equivalente e $\tau_{ik',l'}$ é o atraso de propagação gerado no l' -ésimo percurso do enlace direto formado entre o sinal transmitido pela i -ésima ERB destinado ao seu k' -ésimo usuário, mas que acaba atingindo o receptor do usuário alvo. Consideramos que o canal possui L percursos resolvíveis, com L dado pela Equação (2.24), e $n(t)$ é o ruído AWGN de média nula e função de autocorrelação $E[n(t_1)n^*(t_2)] = 2N_0\delta(t_1 - t_2)$.

Considerando também que na ERB de referência a amplitude do sinal destinado aos seus usuários é homogênea ($A_{0k} = A_0$), e assumindo um canal com *desvanecimento lento*, onde é possível estimar os parâmetros do canal dentro do intervalo de tempo de símbolo, o receptor *Rake* do usuário alvo escolhe o símbolo estimado $\hat{b}_{0k}$ que maximiza a métrica [5]:

$$M = \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} e^{j\phi_{0k,l}} A_0 \hat{b}_{0k} \int_0^{T_b} r(t + \tau_{0k,l}) \Upsilon_{0k}(t) dt \right\} \quad (3.9)$$

onde $\Re\{z\}$ representa a parte real da variável complexa z . Substituindo a Equação (3.8) na Equação (3.9), tem-se:

$$\begin{aligned} M = & \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} A_0^2 \hat{b}_{0k} \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{0k,l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{0k',l'}) b_{0k'} \rho_{0k,k'}^{[l,l']} + A_0 \hat{b}_{0k} \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} e^{j\phi_{0k,l}} N_{k,l} \right\} + \\ & + A_0 \sum_{i=1}^{I-1} A_i \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} \hat{b}_{0k} \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{ik',l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{ik',l'}) b_{ik'} \rho_{ik,k'}^{[l,l']} \end{aligned} \quad (3.10)$$

em que a envoltória complexa do ruído filtrado é:

$$N_{k,l} = \int_0^{T_b} n(t + \tau_{0k,l}) \Upsilon_{0k}(t) dt \quad (3.11)$$

e as correlações $\rho_{0k,k'}^{[l,l']}$ e $\rho_{ik,k'}^{[l,l']}$ são definidas nas Equações (2.28) e (2.29), respectivamente. Como no enlace direto a ERB é a única fonte de sinal, para a ERB de referência e para o sinal recebido pelo usuário alvo nesta ERB, temos que para os usuários interferentes k' e o usuário alvo são válidas as relações: $\alpha_{0k',l'} = \alpha_{0k,l'}$, $\phi_{0k',l'} = \phi_{0k,l'}$ e $\tau_{0k',l'} = \tau_{0k,l'}$. Para as células adjacentes, é mantido o identificador de usuário interferente k' , visto que o identificador k atrelado a um identificador de ERB, que não seja $i = 0$, não representa o usuário alvo receptor do sinal, fazendo com que as relações sejam do tipo $\alpha_{ik',l'} \neq \alpha_{0k,l'}$. Estas características são observadas no esquema proposto na Figura 3.2.

No caso do enlace direto, a ERB é a única fonte geradora dos sinais e para usuários na própria ERB o canal possui a característica de ser síncrono. Entretanto, sinais provenientes de células adjacentes interferentes em geral não são síncronos com o sinal da ERB de referência. Assim, poderíamos propor um algoritmo de escolha de seqüências que levasse em consideração todos estes atrasos. No entanto, além de computacionalmente inviável, este algoritmo seria ineficiente, uma vez que estaria levando em consideração no cálculo da probabilidade de erro todos os possíveis valores de correlação cruzada e autocorrelação das seqüências, o que equivaleria muito proximamente à análise de probabilidade de erro de bit média de seqüências aleatórias conhecida na literatura [10]. A abordagem adotada pelo algoritmo é efetuar uma análise por aproximação, desconsiderando a necessidade de cálculo

dos diversos assincronismos possíveis, bem como aplicar o formato de correlação *periódica* descrito na subseção 2.4.4.1, simplificando o requisito de prever todas as combinações de bits interferentes anteriores e posteriores.

Consideremos as variáveis M_0 e M_1 , obtidas a partir da Equação (3.10) para $\hat{b}_{0k} = 1$ e $\hat{b}_{0k} = -1$, respectivamente. A probabilidade de erro de bit para o usuário alvo, condicionada ao seu desvanecimento ($\alpha_{0k,l}$) e ao bit transmitido para ele (b_{0k}) é obtida a partir de:

$$\begin{aligned} P_{b_{0k}|\{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}} &= P(M_1 > M_0 \mid \{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}) = P(M_1 - M_0 > 0 \mid \{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}) \\ &= P(y_{0k} < 0 \mid \{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Definimos a variável y_{0k} como:

$$\begin{aligned} y_{0k} &= \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} A_0^2 \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{0k,l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{0k,l'}) b_{0k'} \rho_{0k,k'}^{[l,l']} + A_0 \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} e^{j\phi_{0k,l}} N_{k,l} \right\} + \\ &+ A_0 \sum_{i=1}^{I-1} A_i \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{ik',l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{ik',l'}) b_{ik'} \rho_{ik,k'}^{[l,l']} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Nota-se que a definição de y_{0k} dada pela Equação (3.13) possui três parcelas: a primeira parcela representa o sinal na própria célula, a segunda parcela é o ruído e a terceira parcela representa a interferência proveniente de células vizinhas.

Podemos reescrever a Equação (3.13) como a soma de seis parcelas, conforme indicado a seguir:

$$y_{0k} = y_{0k,d} + y_{0k,mpi} + y_{0k,mai} + y_{0k,mapi} + y_{0k,noi} + y_{Ik,mai} \quad (3.14)$$

A primeira parcela representa o sinal do usuário alvo em sua própria célula. É obtida da Equação (3.13) considerando apenas o caso de $k' = k$ e $l' = l$ na parcela que representa o sinal na própria célula:

$$y_{0k,d} = A_0^2 T_b b_{0k} \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2 \quad (3.15)$$

A segunda parcela representa a interferência do próprio usuário devido ao ambiente multipercurso em sua própria célula - MPI. É obtida da Equação (3.13) considerando apenas o caso em que $k' = k$ e $l' \neq l$ na parcela que representa o sinal na própria célula:

$$y_{0k,mpi} = A_0^2 \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{0k,l} \alpha_{0k,l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{0k,l'}) b_{0k} \left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]} \right) \quad (3.16)$$

A terceira parcela representa a interferência de acesso múltiplo na célula de referência - MAI, para o caso em que as seqüências estão alinhadas, isto é, $l' = l$. Nesta parcela, temos o cálculo da correlação cruzada entre seqüências de espalhamento do usuário alvo e as seqüências de outros usuários, dentro da mesma célula, ou seja, aplicando a mesma seqüência de identificação da ERB q_0 , mas com identificação do usuário $k' \neq k$:

$$y_{0k,mai} = A_0^2 \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2 \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K b_{0k'} \rho_{0k,k'}^{[l,l]} = A_0^2 \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K b_{0k'} \rho_{0k,k'}^{[1,1]} \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2 \quad (3.17)$$

notar que:

$$\rho_{0k,k'}^{[l,l]} = \rho_{0k,k'}^{[1,1]} \quad \forall l \quad (3.18)$$

A quarta parcela representa a interferência de acesso múltiplo na célula de referência - MAI, para o caso em que as seqüências não estão alinhadas, isto é, $l' \neq l$. Nesta parcela, temos o cálculo da correlação cruzada entre seqüências de espalhamento do usuário alvo e as seqüências de outros usuários, dentro da mesma célula, ou seja, aplicando a mesma seqüência de identificação da ERB q_0 , mas com identificação do usuário $k' \neq k$.

$$y_{0k,mapi} = A_0^2 \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{0k,l} \alpha_{0k,l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{0k,l'}) \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K b_{0k'} \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']} + \rho_{0k,k'}^{[l',l]} \right) \quad (3.19)$$

A quinta parcela representa o ruído filtrado, conforme indica a expressão a seguir:

$$y_{0k,noi} = A_0 \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} e^{j\phi_{0k,l}} N_{k,l} \right\} \quad (3.20)$$

A sexta parcela representa a interferência de acesso múltiplo de células vizinhas - MAI, repetida aqui por conveniência. Nesta parcela, temos o cálculo da correlação cruzada entre as seqüências de espalhamento do usuário alvo, e as seqüências de usuários em células adjacentes interferentes:

$$y_{Ik,mai} = A_0 \sum_{i=1}^{I-1} A_i \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} \sum_{l'=1}^L \sum_{k'=1}^K b_{ik'} \alpha_{ik',l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{ik',l'}) \rho_{ik,k'}^{[l,l']} \quad (3.21)$$

Para um número suficientemente grande de K usuários ativos em cada célula, em que seja possível aplicar o Teorema Central do Limite (CLT), a variável de decisão tenderá a apresentar uma função de distribuição de probabilidade gaussiana, condicionada ao desvanecimento do usuário alvo ($\alpha_{0k,l}$) e ao bit transmitido para ele (b_{0k}). Deste modo, com o conhecimento de sua média e variância, a variável estará completamente caracterizada.

Das seis parcelas que compõem a Equação (3.14), apenas a primeira possui média não-nula. Portanto, a média resultante da variável y_{0k} é dada por:

$$\mu_{y_{0k}} \triangleq E\{y_{0k} \mid \{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}\} = A_0^2 T_b b_{0k} \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2 \quad (3.22)$$

Para uma variável aleatória z temos que sua variância é dada por $Var[z] = E[z^2] - (E[z])^2$. A variável y_{0k} definida na Equação (3.13) consiste da soma de seis parcelas, das quais a primeira parcela não influencia no cálculo da variância de y_{0k} e as demais parcelas possuem média nula. Para o cálculo da variância, podemos expandir a variável y_{0k} usando o binômio de Newton em que temos soma de termos quadráticos e de produtos cruzados. Exemplificando para o caso da variável aleatória z , sendo $z = x_1 + x_2$, em que x_1 e x_2 possuem média nula, tem-se que $Var[z] = E[z^2] - (E[z])^2 = E[(x_1 + x_2)^2] = E[x_1^2] + E[x_2^2] + 2E[x_1 x_2]$. Caso x_1 e/ou x_2 possuam média nula e sejam independentes entre si (e conseqüentemente incorrelatas), então as variáveis são ortogonais e $E[x_1 x_2] = 0$, indicada por $x_1 \perp x_2$ (vide referências [4, 5]). Assim, o cálculo é reduzido para $Var[z] = E[x_1^2] + E[x_2^2]$.

No caso da variável y_{0k} , as parcelas são independentes entre si. Desta forma, o cálculo da variância de y_{0k} é reduzido para o cálculo da esperança dos termos quadráticos. Exemplificando para a segunda parcela, tem-se:

$$E[y_{0k,mpi}^2] = E \left[A_0^4 \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \sum_{l''=1}^{L-1} \sum_{l'''=l''+1}^L \alpha_{0k,l} \alpha_{0k,l'} \alpha_{0k,l''} \alpha_{0k,l'''} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{0k,l'}) \cos(\phi_{0k,l''} - \phi_{0k,l'''}) \times \right. \\ \left. \times b_{0k} \left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]} \right) \left(\rho_{0k,k}^{[l'',l''']} + \rho_{0k,k}^{[l''',l'']} \right) \right] \quad (3.23)$$

Esta expressão será não nula apenas quando os cossenos não anularem o cálculo da esperança. Isto ocorre quando $l = l''$ e $l' = l'''$, o que resulta no aparecimento tão somente dos termos quadráticos.

Aplicando o mesmo conceito nas demais parcelas, chegamos finalmente na expressão da variância

de y_{0k} :

$$\begin{aligned}
\sigma_{y_{0k}}^2 &= E\{y_{0k}^2 \mid \{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}\} - E\{y_{0k} \mid \{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}\}^2 \\
&= \frac{A_0^4}{2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{0k,l}^2 \alpha_{0k,l'}^2 \left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]} \right)^2 + A_0^4 \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{0k,k'}^{[1,1]} \right)^2 \left(\sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2 \right)^2 + \\
&\quad + \frac{A_0^4}{2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{0k,l}^2 \alpha_{0k,l'}^2 \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']} + \rho_{0k,k'}^{[l',l]} \right)^2 + A_0^2 T_b N_0 \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2 + \\
&\quad + \frac{A_0^2}{2} \sum_{i=1}^{I-1} A_i^2 \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2 \sum_{l'=1}^L \sum_{k'=1}^K \alpha_{ik',l'}^2 \left(\rho_{ik',k'}^{[l,l']} \right)^2
\end{aligned} \tag{3.24}$$

onde aplicamos as seguintes propriedades:

$$E\{\cos(\phi_{0k,l} - \phi_{0k,l'})\} = E\{\cos(\phi_{0k,l} - \phi_{ik,l'})\} = 0 \quad \forall k, l, l', i;$$

$$E\{\cos^2(\phi_{0k,l} - \phi_{0k,l'})\} = E\{\cos^2(\phi_{0k,l} - \phi_{ik,l'})\} = \frac{1}{2} \quad \forall k, i, l \neq l';$$

$$E\{b_{0k'}\} = 0 \text{ quando } k' \neq k;$$

$$b_{ik'}^2 = 1 \quad \forall i, k'.$$

A probabilidade de erro de bit para o usuário alvo, condicionada ao seu desvanecimento e ao bit transmitido para ele, considerando a variável y_{0k} gaussiana e caracterizada pelos seus parâmetros definidos anteriormente, é obtida a partir de:

$$P_{b_{0k} \mid \{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}} = P(y_{0k} < 0 \mid \{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}) = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{y_{0k}}} e^{-\frac{(y_{0k} - \mu_{y_{0k}})^2}{2\sigma_{y_{0k}}^2}} dy_{0k} = Q(\sqrt{2\gamma_{b_{0k}}}) \tag{3.25}$$

onde $\gamma_{b_{0k}}$ representa a SINR do usuário alvo, definida por:

$$\gamma_{b_{0k}} \triangleq \frac{\mu_{y_{0k}}^2}{2\sigma_{y_{0k}}^2} \tag{3.26}$$

A probabilidade de erro de bit média para o usuário alvo é obtida descondicionando-se a Equação (3.25) com relação à PDF da SINR. Substituindo-se as Equações (3.22) e (3.24) na Equação (3.26), temos que:

$$\gamma_{b_{0k}} = \frac{\sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2}{\Delta_{direto}} \tag{3.27}$$

onde:

$$\begin{aligned} \Delta_{direto} = & \frac{1}{T_b^2 L} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \left[\left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']} + \rho_{0k,k'}^{[l',l]} \right)^2 \right] + \\ & + \frac{1}{T_b^2 L} \sum_{i=1}^{I-1} \frac{A_i^2}{A_0^2} \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{k'=1}^K \left(\rho_{ik,k'}^{[l,l']} \right)^2 + \frac{2L}{T_b^2} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{0k,k'}^{[1,1]} \right)^2 + \frac{2N_0}{A_0^2 T_b} \end{aligned} \quad (3.28)$$

onde usamos: $E\{\alpha_{ik,l}^2\} = 1 \quad \forall i, k, l$

Notamos que no primeiro termo da segunda linha na Equação (3.28) temos o fator $\frac{A_i^2}{A_0^2}$ que representa exatamente a relação de interferência média por usuário no enlace direto, conforme calculado pela Equação (3.7).

Assim, $\gamma_{b_{0k}}$ é uma variável aleatória com PDF do tipo chi-quadrada de ordem $2L$ conforme:

$$f(\gamma_{b_{0k}}) = \frac{1}{(L-1)! \overline{\gamma_{0C}}^L} \gamma_{b_{0k}}^{(L-1)} e^{-\gamma_{b_{0k}}/\overline{\gamma_{0C}}} \quad (3.29)$$

em que $\overline{\gamma_{0C}}$ é a SINR média por percurso para o usuário alvo, dada por:

$$\overline{\gamma_{0C}} = \frac{1}{\Delta_{direto}} \quad (3.30)$$

onde Δ_{direto} é definido pela Equação (3.28). Portanto, a probabilidade de erro de bit média para o usuário alvo é obtida ponderando a probabilidade dada pela Equação (3.25) em relação a PDF da SINR, dada pela Equação (3.29), ou seja:

$$\overline{P_{b_{0k}}} = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_{b_{0k}}}) f(\gamma_{b_{0k}}) d\gamma_{b_{0k}} \quad (3.31)$$

Esta integral tem solução fechada segundo [5]:

$$\overline{P_{b_{0k}}} = p^L \sum_{i=0}^{L-1} \binom{L-1+i}{i} (1-p)^i \quad (3.32)$$

onde:

$$p = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\overline{\gamma_{b_{0k}}}}{L + \overline{\gamma_{b_{0k}}}}} \right) \quad (3.33)$$

Tem-se que $\overline{\gamma_{b_{0k}}} \triangleq E\{\gamma_{b_{0k}}\}$ é a SINR média por bit para o usuário alvo, de acordo com:

$$\overline{\gamma_{b_{0k}}} = \frac{1}{\Delta_{\gamma_{b_{0k}} \text{ direto}}} \quad (3.34)$$

onde:

$$\begin{aligned} \Delta_{\gamma_{b_{0k}} \text{ direto}} = & \frac{1}{T_b^2 L^2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \left[\left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']} + \rho_{0k,k'}^{[l',l]} \right)^2 \right] + \\ & + \frac{1}{T_b^2 L^2} \sum_{i=1}^{I-1} \frac{A_i^2}{A_0^2} \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{k'=1}^K \left(\rho_{ik,k'}^{[l,l']} \right)^2 + \frac{2}{T_b^2} \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{0k,k'}^{[1,1]} \right)^2 + \left(\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (3.35)$$

onde $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0}$ é a relação sinal-ruído média por bit.

Para valores elevados de $\overline{\gamma_{b_{0k}}}$ (tipicamente $\overline{\gamma_{b_{0k}}} \geq 3$), a probabilidade de erro de bit média para o usuário alvo pode ser bem aproximada por [5]:

$$\overline{P_{b_{0k}}} \simeq \binom{2L-1}{L} 4^{-L} \left(\frac{1}{\overline{\gamma_{b_{0k}}}} \right)^L \quad (3.36)$$

Os cálculos anteriores foram realizados considerando o usuário alvo identificado por k localizado na célula de referência identificada por $i = 0$, com as demais células adjacentes sendo fontes de interferência. Os cálculos podem ser realizados de forma análoga, considerando que a célula de referência seja a i -ésima célula do *cluster* de células do sistema, com todas suas respectivas ERBs adjacentes sendo consideradas interferentes.

Uma figura de mérito no cálculo do desempenho total do sistema é a probabilidade de erro de bit média de todos os usuários dentro do *cluster* de células do sistema, isto é:

$$\overline{P_{b_i}} = \frac{1}{IK} \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k=1}^K \overline{P_{b_{ik}}} \quad (3.37)$$

em que K é o número de usuários que cada célula possui, e $\overline{P_{b_{ik}}}$ é calculada nos moldes da Equação (3.32), empregando o conceito de mudança da célula de referência discutido anteriormente.

Deseja-se minimizar esta probabilidade de erro de bit média como forma de se aumentar a capacidade do sistema como um todo. Substituindo a aproximação dada pela Equação (3.36) na Equação (3.37), obtemos:

$$\overline{P_{b_i}} \simeq \frac{1}{4^L IK} \binom{2L-1}{L} \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k=1}^K \left(\frac{1}{\overline{\gamma_{b_{ik}}}} \right)^L \quad (3.38)$$

em que $\overline{\gamma_{b_{ik}}}$ é calculada nos moldes da Equação (3.34), aplicando o conceito de mudança da célula de referência discutido anteriormente.

Portanto, podemos observar que a minimização da probabilidade de erro de bit média depende fundamentalmente da minimização de:

$$S_{K_i} = \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k=1}^K \left(\frac{1}{\overline{\gamma_{b_{ik}}}} \right)^L \quad (3.39)$$

A Equação (3.39) define a métrica empregada pelo algoritmo na busca do subconjunto ideal de seqüências de espalhamento. Podemos observar que a métrica possui parcelas que representam a interferência MPI e a interferência MAI, e que estas parcelas estão relacionadas às características de autocorrelação e correlação cruzada das seqüências de espalhamento. Assim, o algoritmo implementa um método de escolha das seqüências de espalhamento, de forma a minimizar estes efeitos de interferência e produzir uma diminuição da probabilidade de erro de bit média do sistema.

3.2.2 Enlace reverso

3.2.2.1 Cálculos de interferência no enlace reverso

A Figura 3.3 ilustra o cenário de um *cluster* de sete células considerado para o enlace reverso de um sistema CDMA, permitindo o desenvolvimento da expressão matemática do cálculo da interferência média que atinge o receptor do usuário alvo.

Consideramos que a localização dos usuários nas ERBs possua estatisticamente uma distribuição uniforme em área. Assim, as variáveis de localização geométrica de distância r_{ik} e ângulo azimutal θ_{ik} do k -ésimo usuário na i -ésima ERB possuem PDFs dadas pelas Equações (3.1) e (3.2), respectivamente.

Assumimos que as ERBs empregam controle de potência ideal para usuários da própria célula, de forma que no enlace reverso, o nível de potência recebida pela célula de referência dos sinais provenientes de seus usuários é homogêneo e dado por P_0 . Adotamos uma perda de percurso com expoente de perda de propagação ζ , fazendo com que na célula de referência a potência transmitida no enlace reverso pelo k -ésimo usuário localizado na célula de referência a uma distância r_{0k} deverá ser então $P_0 r_{0k}^\zeta$.

Da mesma forma, a potência originalmente emitida no enlace reverso pelo k -ésimo usuário localizado na i -ésima ERB adjacente, mas que atinge e acaba interferindo o receptor do usuário alvo instalado na célula de referência é $P_i r_{ik}^\zeta d_{ik,0}^{-\zeta}(r_{ik}, \theta_{ik}, R)$, onde $d_{ik,0}$ é a distância do enlace reverso formado entre o k -ésimo usuário localizado na i -ésima ERB adjacente e a célula de referência.

Geometricamente, $d_{ik,0}$ é calculada para cada um dos k -ésimo usuários em cada uma das i -ésima

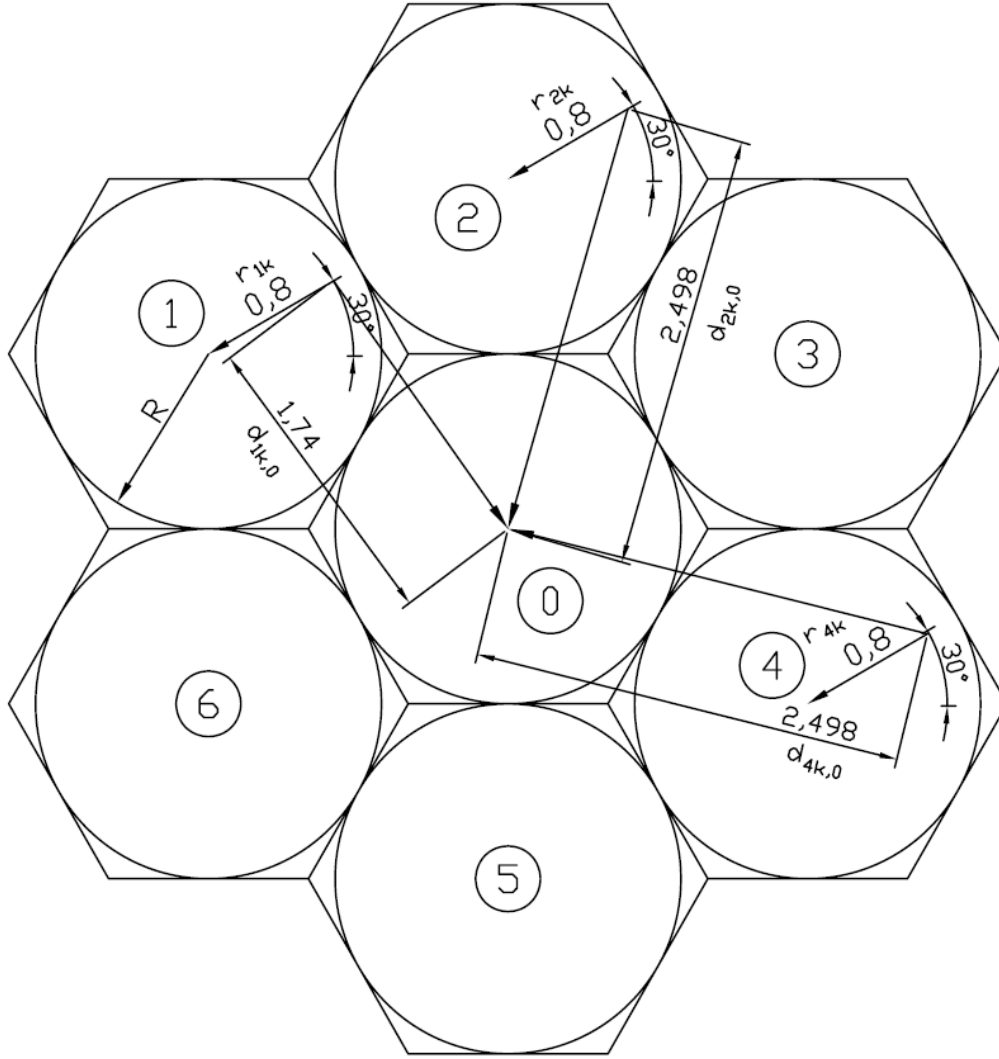


Fig. 3.3: Diagrama esquemático de sistema CDMA multicelular - enlace reverso

ERBs adjacentes, sendo dada por:

$$d_{ik,0}(r_{ik}, \theta_{ik}, R) = \sqrt{[2R + r_{ik} \sin(\theta_{ik} - \chi_i \frac{\pi}{3})]^2 + [r_{ik} \cos(\theta_{ik} - \chi_i \frac{\pi}{3})]^2} \quad (3.40)$$

onde r_{ik} e θ_{ik} representam, respectivamente, a distância e ângulo azimutal do k -ésimo usuário localizado na i -ésima ERB adjacente com PDFs da forma apresentada nas Equações (3.1) e (3.2). O termo χ_i é um fator multiplicativo que é dado pelo i -ésimo termo do vetor $\chi = (1 \ 0 \ 5 \ 4 \ 3 \ 2)$ para $1 \leq i \leq 6$, de acordo com o índice i de identificação da célula e sua posição dada pela Figura 3.3.

A Figura 3.3 ilustra o exemplo de um usuário k localizado na ERB $i = 1$ com posicionamento $r_{1k} = 0,8$ e $\theta_{1k} = 30^\circ$ com $R = 1$, e aplicando a fórmula da Equação (3.40) obtemos

$d_{1k,0}(0, 8; 30^\circ; 1) = 1,74$; para um usuário k localizado na ERB $i = 4$ com posicionamento $r_{4k} = 0,8$ e $\theta_{4k} = 30^\circ$ obtemos $d_{4k,0}(0, 8; 30^\circ; 1) = 2,49$, conforme indicado na figura.

Na ERB de referência, a relação entre a interferência recebida do k -ésimo usuário localizado na i -ésima ERB adjacente e o sinal recebido do usuário alvo é obtida conforme:

$$J_{ik,0} = \frac{P_i r_{ik}^\zeta d_{ik,0}^{-\zeta}(r_{ik}, \theta_{ik}, R)}{P_0} = r_{ik}^\zeta d_{ik,0}^{-\zeta}(r_{ik}, \theta_{ik}, R) \quad (3.41)$$

onde consideramos que os níveis de sinal recebido pelas ERBs são homogêneos ($P_0 = P_i$). Sendo K o número total de usuários ativos localizados na i -ésima célula adjacente, a relação de interferência total recebida na célula de referência proveniente dos usuários da i -ésima célula adjacente é representada por:

$$J_{i,0} = r_{i1}^\zeta d_{i1,0}^{-\zeta}(r_{i1}, \theta_{i1}, R) + \dots + r_{iK}^\zeta d_{iK,0}^{-\zeta}(r_{iK}, \theta_{iK}, R) \quad (3.42)$$

A relação de interferência média proveniente dos usuários da i -ésima célula adjacente que atinge a ERB de referência, considerando a PDF das variáveis de localização geométrica r_{ik} e θ_{ik} dos usuários localizados na i -ésima célula adjacente, será:

$$\overline{J_{i,0}} = \int_0^R \int_0^{2\pi} \dots \int_0^R \int_0^{2\pi} [r_{i1}^\zeta d_{i1,0}^{-\zeta}(r_{i1}, \theta_{i1}, R) + \dots + r_{iK}^\zeta d_{iK,0}^{-\zeta}(r_{iK}, \theta_{iK}, R)] p(r_{i1})p(\theta_{i1}) \dots p(r_{iK})p(\theta_{iK}) dr_{i1} d\theta_{i1} \dots dr_{iK} d\theta_{iK} \quad (3.43)$$

Para variáveis de localização geométrica IID, a relação de interferência média por usuário é expressa por:

$$\frac{\overline{J_{i,0}}}{K} = \int_0^R \int_0^{2\pi} r_{ik}^\zeta d_{ik,0}^{-\zeta}(r_{ik}, \theta_{ik}, R) p(r_{ik})p(\theta_{ik}) dr_{ik} d\theta_{ik} \quad (3.44)$$

Notamos que a relação de interferência média por usuário no enlace reverso possui o mesmo formato da relação encontrada para o caso do enlace direto calculado na subseção 3.2.1.1 e dada pela Equação (3.7), mas com parâmetros de distância dados pela Equação (3.40). Assim, os valores de interferência média por usuário no enlace reverso são também compatíveis com os encontrados na Tabela 3.1, correspondente ao enlace direto.

3.2.2.2 Modelo matemático do canal de enlace reverso

A Figura 3.4 ilustra o diagrama esquemático do enlace reverso de um sistema CDMA com *cluster* de sete células, que permitirá o desenvolvimento de uma expressão matemática utilizada como métrica no algoritmo de seleção de seqüências.

De acordo com a Figura 3.4, no enlace reverso a célula de referência é a única receptora dos sinais provenientes de seus usuários a direções e distâncias diversas, bem como dos sinais de usuários das

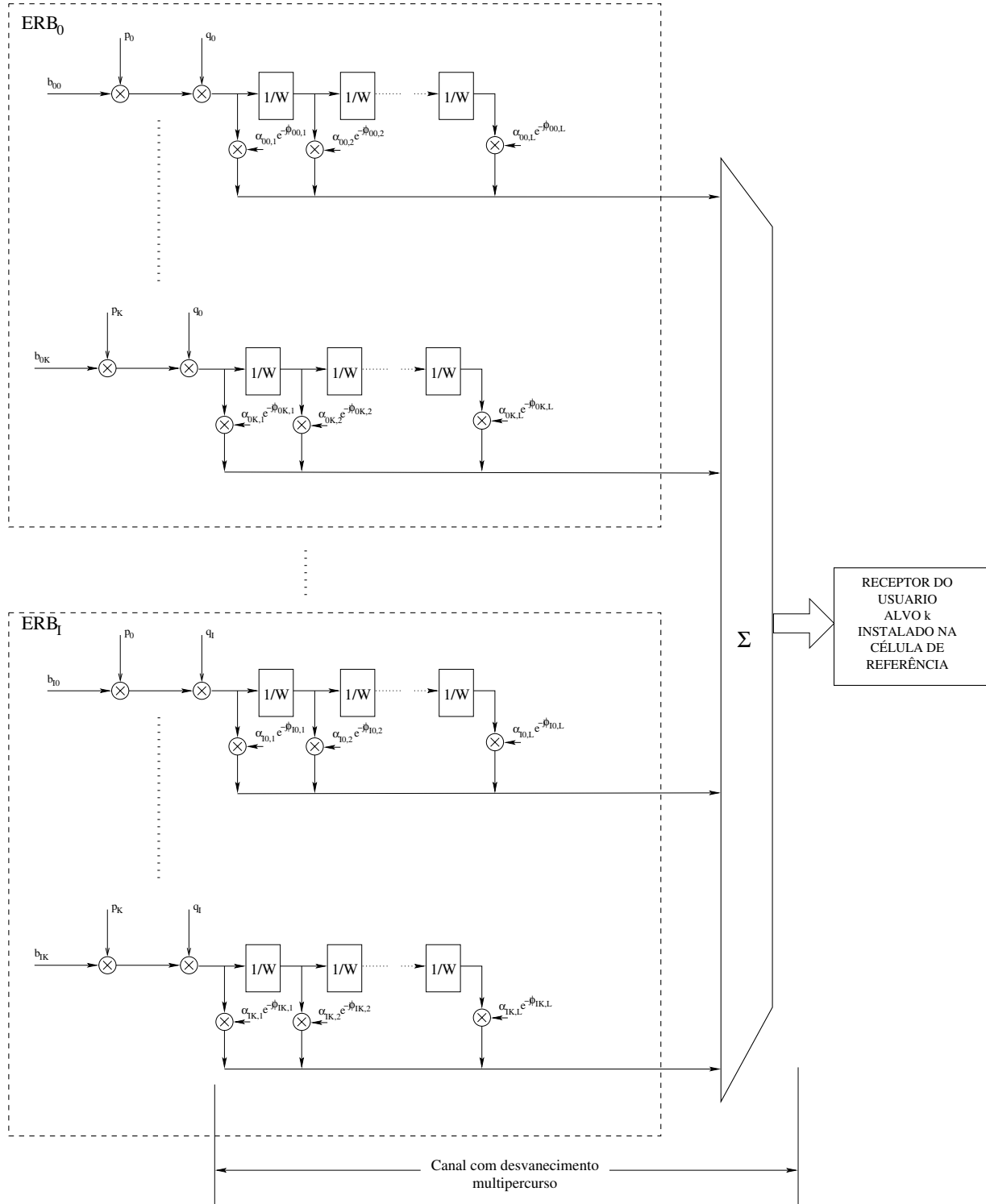


Fig. 3.4: Diagrama esquemático do canal de enlace reverso

células adjacentes interferentes,

Para o usuário alvo identificado pelo índice k cujo receptor está instalado na ERB de referência

identificada por $i = 0$, e aplicando a resposta impulsiva no domínio do tempo para canais com desvanecimento multipercurso dada pela Equação (2.7), podemos representar o sinal no receptor do usuário alvo da seguinte forma:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L A_{ik'} b_{ik'} \alpha_{ik',l'} e^{-j\phi_{ik',l'}} \Upsilon_{ik'}(t - \tau_{ik',l'}) + n(t) \quad (3.45)$$

onde $\alpha_{ik',l'}$ representa o fator de atenuação, $\phi_{ik',l'}$ é o deslocamento de fase e $\tau_{ik',l'}$ é o atraso de propagação gerado no l' -ésimo percurso do enlace reverso formado entre o sinal transmitido pelo k' -ésimo usuário localizado na i -ésima ERB, mas que acaba atingindo o receptor do usuário alvo instalado na ERB de referência.

Considerando que na célula de referência o controle de potência é ideal, $A_{0k} = A_0$, e assumindo um canal com *desvanecimento lento*, onde é possível estimar os parâmetros do canal dentro do intervalo de tempo de símbolo, o receptor *Rake* do usuário alvo escolhe o símbolo estimado $\hat{b}_{0k}$ que maximiza a métrica [5]:

$$M = \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} e^{j\phi_{0k,l}} A_0 \hat{b}_{0k} \int_0^{T_b} r(t + \tau_{0k,l}) \Upsilon_{0k}(t) dt \right\} \quad (3.46)$$

Substituindo a Equação (3.45) na Equação (3.46), tem-se:

$$\begin{aligned} M = & \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} A_0^2 \hat{b}_{0k} \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{0k',l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{0k',l'}) b_{0k'} \rho_{0k,k'}^{[l,l']} + A_0 \hat{b}_{0k} \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} e^{j\phi_{0k,l}} N_{k,l} \right\} + \\ & + A_0 \sum_{i=1}^{I-1} A_i \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} \hat{b}_{0k} \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{ik',l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{ik',l'}) b_{ik'} \rho_{ik,k'}^{[l,l']} \end{aligned} \quad (3.47)$$

em que a envoltória complexa do ruído filtrado é:

$$N_{k,l} = \int_0^{T_b} n(t + \tau_{0k,l}) \Upsilon_{0k}(t) dt \quad (3.48)$$

e as correlações $\rho_{0k,k'}^{[l,l']}$ e $\rho_{ik,k'}^{[l,l']}$ foram definidas nas Equações (2.28) e (2.29), respectivamente. No enlace reverso, os usuários ativos são fontes de sinal situadas em direções e distâncias diversas, de forma que para os usuários interferentes k' e o usuário alvo são válidas as relações: $\alpha_{0k',l'} \neq \alpha_{0k,l'}$, $\phi_{0k',l'} \neq \phi_{0k,l'}$ e $\tau_{0k',l'} \neq \tau_{0k,l'}$. O mesmo é válido para índices de células adjacentes. Estas características são observadas no esquema proposto na Figura 3.4.

Para o caso do enlace reverso, a ERB é a única receptora de sinal, mas os usuários ativos dentro da célula de referência representam fontes de sinal situadas em direções e distâncias diversas, assim

como os usuários nas células adjacentes interferentes, o que dá um caráter totalmente assíncrono a este enlace. Assim, a simplificação discutida na subseção 3.2.1.2 também é aplicada neste caso. Conforme será visto no Capítulo 4, os resultados de simulação indicam que esta abordagem, apesar de aproximada, apresenta bons desempenhos com relação à probabilidade de erro de bit média. É importante salientar que esta metodologia é empregada apenas para o algoritmo de escolha das seqüências de espalhamento. Os resultados apresentados de probabilidade de erro de bit são todos obtidos através de simulações, que consideram o assincronismo dos sinais, mas usam as seqüências obtidas a partir do algoritmo.

De maneira análoga à efetuada para o enlace direto, temos que no enlace reverso a variável y_{0k} é definida como:

$$y_{0k} = \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} A_0^2 \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{0k',l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{0k',l'}) b_{0k'} \rho_{0k,k'}^{[l,l']} + A_0 \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} e^{j\phi_{0k,l}} N_{k,l} \right\} + A_0 \sum_{i=1}^{I-1} A_i \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{ik',l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{ik',l'}) b_{ik'} \rho_{ik,k'}^{[l,l']} \quad (3.49)$$

Nota-se que a definição de y_{0k} dada pela Equação (3.49) possui três parcelas: a primeira parcela representa o sinal na própria célula, a segunda parcela é o ruído e a terceira parcela representa sinais provenientes de células vizinhas.

Podemos reescrever a Equação (3.49) como a soma de cinco parcelas, conforme indicado a seguir:

$$y_{0k} = y_{0k,d} + y_{0k,mpi} + y_{0k,mai} + y_{0k,noi} + y_{Ik,mai} \quad (3.50)$$

A primeira parcela representa o sinal do usuário alvo em sua própria célula. É obtida fazendo-se $k' = k$ e $l' = l$ na parcela da Equação (3.49) que representa o sinal na própria célula:

$$y_{0k,d} = A_0^2 T_b b_{0k} \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2 \quad (3.51)$$

A segunda parcela representa a interferência do próprio usuário devido ao ambiente multipercurso em sua própria célula - MPI. É obtida fazendo-se $k' = k$ e $l' \neq l$ na parcela da Equação (3.49) que representa o sinal na própria célula:

$$y_{0k,mpi} = A_0^2 \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{0k,l} \alpha_{0k,l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{0k,l'}) b_{0k} \left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]} \right) \quad (3.52)$$

A terceira parcela representa a interferência de acesso múltiplo na célula de referência, MAI.

Nesta parcela, temos o cálculo da correlação cruzada entre seqüências de espalhamento do usuário alvo e as seqüências de outros usuários, ou seja, utilizando a mesma seqüência de identificação de célula q_0 , mas com identificação de seqüência do usuário $k' \neq k$.

$$y_{0k,mai} = A_0^2 \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K b_{0k'} \alpha_{0k',l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{0k',l'}) \rho_{0k,k'}^{[l,l']} \quad (3.53)$$

A quarta parcela representa o ruído filtrado, conforme a expressão abaixo:

$$y_{0k,noi} = A_0 \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} e^{j\phi_{0k,l}} N_{k,l} \right\} \quad (3.54)$$

A quinta parcela representa a interferência de acesso múltiplo de células vizinhas - MAI, repetida aqui por conveniência. Nesta parcela, temos o cálculo da correlação cruzada entre seqüências de espalhamento do usuário alvo, e as seqüências de outros usuários, de células vizinhas, ou seja, utilizando seqüências de identificação da ERB diferentes.

$$y_{Ik,mai} = A_0 \sum_{i=1}^{I-1} A_i \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l} \sum_{l'=1}^L \sum_{k'=1}^K b_{ik'} \alpha_{ik',l'} \cos(\phi_{0k,l} - \phi_{ik',l'}) \rho_{ik,k'}^{[l,l']} \quad (3.55)$$

Adotando a mesma metodologia do enlace direto, determinando a média e a variância da variável de decisão, a variável gaussiana estará completamente caracterizada. Das cinco parcelas que compõem a Equação (3.50), apenas a primeira possui média não-nula. Portanto a média resultante da variável y_{0k} é dada por:

$$\mu_{y_{0k}} \triangleq E\{y_{0k} \mid \{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}\} = A_0^2 T_b b_{0k} \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2 \quad (3.56)$$

No cálculo da variância da variável de decisão do enlace reverso, as observações e o procedimento adotado para o caso do enlace direto também são válidos, e o cálculo é reduzido para a esperança dos termos quadráticos. Desta forma, tem-se que a variância de y_{0k} para o caso do enlace reverso resulta

em:

$$\begin{aligned}
\sigma_{y_{0k}}^2 &= E\{y_{0k}^2 \mid \{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}\} - E\{y_{0k} \mid \{\alpha_{0k,l}, b_{0k}\}\}^2 \\
&= \frac{A_0^4}{2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{0k,l}^2 \alpha_{0k,l'}^2 \left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \frac{A_0^4}{2} \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2 \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \alpha_{0k',l'}^2 \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']} \right)^2 + \\
&\quad + \frac{A_0^2}{2} \sum_{i=1}^{I-1} A_i^2 \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2 \sum_{l'=1}^L \sum_{k'=1}^K \alpha_{ik',l'}^2 \left(\rho_{ik,k'}^{[l,l']} \right)^2 + A_0^2 T_b N_0 \sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2
\end{aligned} \tag{3.57}$$

onde as mesmas propriedades do caso do enlace direto foram aplicadas.

Empregando os mesmos procedimentos do caso do enlace direto, a probabilidade de erro de bit para o usuário alvo, condicionada ao seu desvanecimento e ao bit transmitido por ele, considerando a variável y_{0k} gaussiana e caracterizada pelos parâmetros definidos para este caso de enlace reverso, é dada pela Equação (3.25), mas com $\gamma_{b_{0k}}$, que representa a SINR do usuário alvo, sendo definido por:

$$\gamma_{b_{0k}} = \frac{\sum_{l=1}^L \alpha_{0k,l}^2}{\Delta_{reverso}} \tag{3.58}$$

onde:

$$\begin{aligned}
\Delta_{reverso} &= \frac{1}{T_b^2 L} \left[\sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']} \right)^2 + \right. \\
&\quad \left. + \sum_{i=1}^{I-1} \frac{A_i^2}{A_0^2} \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{k'=1}^K \left(\rho_{ik,k'}^{[l,l']} \right)^2 \right] + \frac{2N_0}{A_0^2 T_b}
\end{aligned} \tag{3.59}$$

onde usamos: $E\{\alpha_{ik,l}^2\} = 1 \quad \forall i, k, l$

Notamos que no terceiro termo da Equação (3.59) temos o fator $\frac{A_i^2}{A_0^2}$ que representa exatamente a relação de interferência média por usuário no enlace reverso, conforme calculado pela Equação (3.44).

O parâmetro $\gamma_{b_{0k}}$ é uma variável aleatória chi-quadrada de ordem $2L$, com PDF dada pela equação (3.29) em que, no enlace reverso, o parâmetro $\overline{\gamma_{0C}}$, que representa a SINR média por percurso para o usuário alvo, é expresso de acordo com:

$$\overline{\gamma_{0C}} = \frac{1}{\Delta_{reverso}} \tag{3.60}$$

onde $\Delta_{reverso}$ é definido pela Equação (3.59).

A probabilidade de erro de bit média para o usuário alvo é dada pelas Equações (3.32) e (3.33), onde no enlace reverso o parâmetro $\overline{\gamma_{b_{0k}}}$, que representa a SINR média por bit para o usuário alvo, é obtida a partir de:

$$\overline{\gamma_{b_{0k}}} = \frac{1}{\Delta_{\gamma_{b_{0k}} \text{ reverso}}} \quad (3.61)$$

onde:

$$\begin{aligned} \Delta_{\gamma_{b_{0k}} \text{ reverso}} = & \frac{1}{T_b^2 L^2} \left[\sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']} \right)^2 + \right. \\ & \left. + \sum_{i=1}^{I-1} \frac{A_i^2}{A_0^2} \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{k'=1}^K \left(\rho_{ik,k'}^{[l,l']} \right)^2 \right] + \left(\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (3.62)$$

onde $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0}$ é a relação sinal-ruído média por bit.

Para valores elevados de $\overline{\gamma_{b_{0k}}}$ (tipicamente $\overline{\gamma_{b_{0k}}} \geq 3$), a probabilidade de erro de bit média para o usuário alvo pode ser bem aproximada pela Equação (3.36), com $\overline{\gamma_{b_{0k}}}$ dado pela Equação (3.61).

Os cálculos anteriores foram realizados considerando o usuário alvo identificado por k localizado na célula de referência identificada por $i = 0$, com as demais células adjacentes sendo fontes de interferência. Os cálculos podem ser realizados de forma análoga, considerando que a célula de referência seja a i -ésima célula do *cluster* de células do sistema, com todas suas respectivas ERBs adjacentes sendo consideradas interferentes.

Seguindo os mesmos procedimentos do caso de enlace direto, podemos observar que a minimização da probabilidade de erro de bit média depende fundamentalmente da minimização da Equação (3.39), com $\overline{\gamma_{b_{ik}}}$ calculada nos moldes da Equação (3.61), empregando o conceito de mudança da célula de referência discutido anteriormente. Este formato da Equação representa a métrica empregada pelo algoritmo de seleção de seqüências no enlace reverso.

3.3 Descrição do algoritmo de escolha de seqüências

Com base nos modelos matemáticos desenvolvidos ao longo da seção 3.2, podemos implementar um algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento em sistemas CDMA considerando a interferência de células adjacentes, buscando a minimização da métrica definida pela Equação (3.39), com $\overline{\gamma_{b_{ik}}}$ da forma encontrada na Equação (3.34) para o caso do enlace direto, ou com $\overline{\gamma_{b_{ik}}}$ da forma encontrada na Equação (3.61) para o caso do enlace reverso.

Notamos pelas definições de $\overline{\gamma_{b_{ik}}}$, que os cálculos das métricas são dependentes das classes de seqüências de espalhamento adotadas, que identificam as informações dos usuários e as informações trafegadas nas células, do ganho de processamento G_P destas seqüências, do número de percursos resolvíveis L , da quantidade total K de seqüências de usuários selecionadas e da relação sinal ruído

do sistema. Assim, estes são os parâmetros de entrada fornecidos ao algoritmo de seleção quando da determinação do subconjunto ideal de seqüências produto.

Nas definições das métricas, observamos que as correlações cruzadas $\rho_{0k,k'}^{[l,l']}$ e $\rho_{ik,k'}^{[l,l']}$, que envolvem as seqüências produto, dependem mutuamente da definição das classes das seqüências p_k dos usuários e das seqüências q_i utilizadas pelas células, principalmente da seqüência da ERB de referência. Desta forma, o cálculo e escolha das seqüências dos usuários é dependente da escolha das seqüências das células, e vice-versa. A abordagem empregada pelo algoritmo é de efetuar uma escolha preliminar do subconjunto de seqüências p_k dos usuários, e posteriormente, com base neste subconjunto preliminar, efetuar a escolha do subconjunto de seqüências q_i identificadoras das células.

Outro ponto que indica a forte interdependência entre as escolhas das seqüências dos usuários e das ERBs ocorre na influência da quantidade total K de seqüências de usuário selecionadas pelo algoritmo. Por exemplo, para o caso unicelular, em que não temos o uso das seqüências produto, o fator K indicava o ponto de parada da escolha de seqüências de usuários e a quantidade final de seqüências escolhidas. Se para um dado número de seqüências escolhidas o resultado era um conjunto de seqüências, então para um número menor de seqüências o resultado seria um subconjunto das seqüências escolhidas pelo caso anterior.

Entretanto, em nosso estudo que envolve as seqüências produto, o passo de escolha das seqüências de célula é influenciado pela quantidade K e pelo respectivo subconjunto preliminar de seqüências de usuários selecionadas. Assim, para um dado valor de K e o respectivo subconjunto de seqüências de usuários selecionadas, as seqüências de célula formarão um subconjunto. No entanto, para um valor menor que K com o respectivo subconjunto preliminar de seqüências de usuários selecionadas, as seqüências de célula formarão outro subconjunto distinto do caso anterior. Nesta dissertação, a abordagem adotada no algoritmo é a de realizar a escolha de seqüências de usuários e em seguida a das células para um dado valor de K .

Na subseção a seguir apresentamos a abordagem adotada na determinação da condição inicial realizada para a escolha preliminar do subconjunto de seqüências dos usuários.

3.3.1 Determinação da condição inicial

Conforme discutido anteriormente, a abordagem aplicada no algoritmo é a de efetuar uma escolha preliminar do subconjunto de seqüências dos usuários, e posteriormente, com base neste subconjunto preliminar, efetuar a escolha do subconjunto de seqüências utilizadas pelas células. Como as seqüências produto são seqüências com novas características, de natureza diferente das classes de seqüências isoladas dos usuários ou utilizadas pelas células, tem-se que a escolha preliminar realizada nesta condição inicial fornecerá indicativos de que este subconjunto preliminar de seqüências dos usuários possui um bom comportamento quando da formação das seqüências produto.

A abordagem empregada no algoritmo para efetuar uma escolha preliminar do subconjunto de

seqüências dos usuários é descrita pelos passos a seguir:

1. Definir as classes $\{p_k\}, \{q_i\}$;
2. Selecionar uma dada $q_i^{ref} \in \{q_i\}$;
3. Efetuar $p_k \times q_i^{ref}, \forall k \mid p_k \in \{p_k\}$;
4. Considerar $p_k \times q_i^{ref} \rightarrow \Upsilon_{0k}^{ref}$; Considerar $\Upsilon_{ik} = 0, \forall i \neq 0 \quad \therefore$ cenário unicelular;
5. Utilizando o algoritmo neste cenário unicelular equivalente, efetuar a busca do subconjunto de K seqüências p_k , cujas seqüências Υ_{0k}^{ref} apresentam a melhor métrica $\mathcal{S}_{K_0}^{ref}$;
6. Anotar $\mathcal{S}_{K_0}^{ref}$ obtido no passo 5 e os índices k de $\{p_k\}$ selecionados, quando considerada q_i^{ref} do passo 2;
7. Voltar ao passo 2, selecionando outra dada seqüência $q_i^{ref} \in \{q_i\}$, até que não haja mais seqüências disponíveis em $\{q_i\}$;
8. A escolha preliminar $\{p_k\}^{pre}$ possui índices k dados pela seleção ocorrida no passo 6 que obteve a menor métrica $\mathcal{S}_{K_0}^{ref}$.

Desta forma, o resultado obtido no passo 8 fornece indicativos de que este subconjunto preliminar $\{p_k\}^{pre}$ de seqüências dos usuários possui um bom comportamento quando da formação das seqüências produto. A Tabela 3.2 ilustra as primeiras 10 seqüências, de um total de $K = 30$, de alguns subconjuntos $\{p_k\}^{pre}$ obtidos nesta condição inicial, com parâmetros $G_P = 64(63)$, $K = 30$, $\zeta = 4$ e $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB. A Tabela também indica a seqüência q_i^{ref} do passo 2 que leva à obtenção da menor métrica $\mathcal{S}_{K_0}^{ref}$ do passo 6.

3.3.2 Determinação do resultado final do algoritmo

A partir do subconjunto $\{p_k\}^{pre}$ obtido na condição inicial, a próxima etapa consiste na busca do subconjunto ideal de seqüências $\{q_i\}$ utilizadas pelas ERBs, que é realizado conforme os passos descritos a seguir:

1. A partir de $\{p_k\}^{pre}$ obtido na condição inicial, efetuar $p_k \times q_i, \forall i, k \mid p_k \in \{p_k\}^{pre}$;
2. Com base nas seqüências Υ_{ik} geradas no passo 1, aplicando o algoritmo efetuar a busca do subconjunto de I seqüências q_i , cujas seqüências Υ_{ik} apresentaram um bom comportamento e a melhor métrica $\mathcal{S}_{K_i}$.

Usuários - Sequências Walsh (W_{64}), ERB - Sequências unitárias ($G_P = 64$)										
L	Subconjunto preliminar de sequências $\{p_k\}^{pre}$									
3	$W_{47,64}$	$W_{48,64}$	$W_{23,64}$	$W_{24,64}$	$W_{63,64}$	$W_{64,64}$	$W_{11,64}$	$W_{12,64}$	$W_{31,64}$	$W_{32,64}$
	Sequência q_i^{ref} - Não se aplica, não há diferenciação de sequências entre as ERBs									
4	$W_{47,64}$	$W_{48,64}$	$W_{23,64}$	$W_{24,64}$	$W_{11,64}$	$W_{12,64}$	$W_{63,64}$	$W_{64,64}$	$W_{39,64}$	$W_{40,64}$
	Sequência q_i^{ref} - Não se aplica, não há diferenciação de sequências entre as ERBs									
Usuários - Sequências Walsh (W_{64}), ERB - Sequências m deslocadas (M_{64})										
L	Subconjunto preliminar de sequências $\{p_k\}^{pre}$									
3	$W_{41,64}$	$W_{42,64}$	$W_{1,64}$	$W_{2,64}$	$W_{31,64}$	$W_{32,64}$	$W_{55,64}$	$W_{56,64}$	$W_{35,64}$	$W_{36,64}$
	Sequência q_i^{ref} - $M_{111,64}$									
4	$W_{35,64}$	$W_{36,64}$	$W_{21,64}$	$W_{22,64}$	$W_{61,64}$	$W_{62,64}$	$W_{19,64}$	$W_{20,64}$	$W_{7,64}$	$W_{56,64}$
	Sequência q_i^{ref} - $M_{48,64}$									
Usuários - Sequências m deslocadas (M_{63}), ERB - Sequências Gold (G_{63})										
L	Subconjunto preliminar de sequências $\{p_k\}^{pre}$									
3	$M_{2,63}$	$M_{3,63}$	$M_{4,63}$	$M_{5,63}$	$M_{6,63}$	$M_{9,63}$	$M_{10,63}$	$M_{11,63}$	$M_{12,63}$	$M_{17,63}$
	Sequência q_i^{ref} - $G_{1,63}$									
4	$M_{2,63}$	$M_{3,63}$	$M_{4,63}$	$M_{5,63}$	$M_{6,63}$	$M_{9,63}$	$M_{10,63}$	$M_{11,63}$	$M_{12,63}$	$M_{27,63}$
	Sequência q_i^{ref} - $G_{1,63}$									

Tab. 3.2: Primeiras 10 seqüências (de um total de $K = 30$) de subconjuntos $\{p_k\}^{pre}$ obtidos na condição inicial pelo algoritmo no enlace direto. Parâmetros: $G_P = 64(63)$, $K = 30$, $\zeta = 4$ e $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB

Ao final da busca, o algoritmo gera como resposta um subconjunto de K seqüências dos usuários (obtido na condição inicial descrita em 3.3.1) e um subconjunto I de seqüências identificadoras de ERBs, cujas seqüências produto levam à minimização da métrica como um todo.

A busca dos subconjuntos ideais de seqüências dos usuários e seqüências identificadoras de células é implementada da seguinte forma:

1. Efetuar a busca do melhor par de seqüências que minimizam a métrica uma em relação à outra;
2. A partir do melhor par, buscar uma seqüência adicional que formará um subconjunto de três seqüências que minimizam a métrica uma em relação à outra, mesmo considerando as permutações possíveis neste subconjunto, o que permite uma métrica ideal em média para todos os usuários e todas as células;
3. Repetir a metodologia usada no passo 2, adicionando-se seqüências até a formação do subconjunto de K seqüências dos usuários ou I seqüências das ERBs.

Observamos que este algoritmo realiza o cálculo das correlações cruzadas $\rho_{0k,k'}^{[l,l']}$ e $\rho_{ik,k'}^{[l,l']}$ com base nas seqüências p_k e q_i disponíveis, permitindo a utilização de diversas classes de seqüência para identificação dos usuários ou de ERBs. Assim, é possível implementar combinações de classes de seqüências utilizadas pelos usuários e pelas células, e verificar o comportamento das mesmas neste ambiente multicelular.

As seqüências de espalhamento possuem ganho de processamento $G_P = 64$ para o caso de seqüências Walsh, ou $G_P = 2^m - 1 = 63$ para o caso de seqüências m deslocadas, ou Gold. Na formação das seqüências Υ_{ik} que envolvem as seqüências p_k atribuída aos usuários e q_i atribuída às ERBs, o comprimento das seqüências, ou ganho de processamento G_P , deve ser compatível. Assim, podemos empregar seqüências p_k do tipo Gold e q_i do tipo m deslocadas, e vice-versa. Para o caso de seqüências p_k do tipo Walsh, nas seqüências q_i associadas optamos por adicionar $\text{chips} +1$ e -1 ao final das seqüências Gold ou m deslocadas e compatibilizar o ganho de processamento das mesmas, sendo que o algoritmo ficará responsável pela melhor escolha das seqüências.

A Tabela 3.3 indica o subconjunto de I seqüências q_i de ERBs obtido nesta etapa final, com parâmetros $G_P = 64(63)$, $K = 30$, $\zeta = 4$ e $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB, considerando que o subconjunto de K seqüências p_k dos usuários é dado pela sua condição inicial respectiva indicada na Tabela 3.2.

A Tabela 3.4 indica os valores da métrica obtidos pelo algoritmo de escolha no enlace direto com parâmetros de entrada $G_P = 64$ (quando temos seqüências Walsh) ou $G_P = 63$ (quando temos seqüências Gold ou m deslocadas), $L = 3$, $K = 30$, $\zeta = 4$ e $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB. As métricas são calculadas apenas entre os pares de seqüências p_k de usuário indicados nesta Tabela 3.4, considerando que as seqüências q_i de ERB são aquelas selecionadas e indicadas na Tabela 3.3, de acordo com o respectivo

Usuários - Seq. Walsh ($\mathbf{W}_{64}$), ERB - Seq. unitárias ($G_P = 64$)							
L	Subconjunto de I seqüências q_i de ERBs obtido						
N/A	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6	q_7
Usuários - Seq. Walsh ($\mathbf{W}_{64}$), ERB - Seq. m deslocadas ($\mathbf{M}_{64}$)							
L	Subconjunto de I seqüências q_i de ERBs obtido						
3	$\mathbf{M}_{48,64}$	$\mathbf{M}_{111,64}$	$\mathbf{M}_{9,64}$	$\mathbf{M}_{37,64}$	$\mathbf{M}_{10,64}$	$\mathbf{M}_{118,64}$	$\mathbf{M}_{68,64}$
4	$\mathbf{M}_{48,64}$	$\mathbf{M}_{111,64}$	$\mathbf{M}_{9,64}$	$\mathbf{M}_{37,64}$	$\mathbf{M}_{10,64}$	$\mathbf{M}_{68,64}$	$\mathbf{M}_{118,64}$
Usuários - Seq. m deslocadas ($\mathbf{M}_{63}$), ERB - Seq. Gold ($\mathbf{G}_{63}$)							
L	Subconjunto de I seqüências q_i de ERBs obtido						
3	$\mathbf{G}_{1,63}$	$\mathbf{G}_{31,63}$	$\mathbf{G}_{6,63}$	$\mathbf{G}_{37,63}$	$\mathbf{G}_{25,63}$	$\mathbf{G}_{2,63}$	$\mathbf{G}_{12,63}$
4	$\mathbf{G}_{1,63}$	$\mathbf{G}_{2,63}$	$\mathbf{G}_{31,63}$	$\mathbf{G}_{44,63}$	$\mathbf{G}_{34,63}$	$\mathbf{G}_{43,63}$	$\mathbf{G}_{12,63}$

Tab. 3.3: Subconjunto de I seqüências q_i de ERBs obtido na etapa final pelo algoritmo no enlace direto. Parâmetros: $G_P = 64(63)$, $K = 30$, $\zeta = 4$ e $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB

caso. A Tabela 3.4 indica que no cenário em que usamos a classe de seqüências Walsh para identificação da informação dos usuários, no caso de seqüências de ERB unitárias o par de seqüências $(\mathbf{W}_{47,64}; \mathbf{W}_{48,64})$ possui métrica menor que o par $(\mathbf{W}_{2,64}; \mathbf{W}_{3,64})$, sendo o par que acaba realmente sendo escolhido pelo algoritmo conforme indica a Tabela 3.2. Também observamos que no cenário em que usamos a classe de seqüências Walsh para identificação da informação dos usuários e seqüências de ERB m deslocadas, o par de seqüências $(\mathbf{W}_{41,64}; \mathbf{W}_{42,64})$ possui métrica menor que o par $(\mathbf{W}_{47,64}; \mathbf{W}_{48,64})$, sendo o par que acaba realmente sendo escolhido pelo algoritmo, conforme indica a Tabela 3.2. As mesmas considerações são válidas para o caso de seqüências de usuário do tipo m deslocadas e seqüências de ERB do tipo Gold.

É importante salientar que o algoritmo de escolha de seqüências pode ser usado em sistemas que apresentem diferentes mecanismos de diversidade, simplesmente substituindo-se o parâmetro L de percursos resolvíveis pelo ganho correspondente do novo mecanismo. Por exemplo, para sistemas que implementem um número n_R de antenas na recepção, em um canal com desvanecimento seletivo em frequência, pode-se verificar que o ganho total de diversidade será Ln_R .

Usuários - Seq. Walsh ($\mathbf{W}_{64}$), ERB - Seq. unitárias ($G_P = 64$)	
Seqüências	Métrica
$(\mathbf{W}_{2,64}; \mathbf{W}_{3,64})$	5,4125
$(\mathbf{W}_{47,64}; \mathbf{W}_{48,64})$	0,1534
Usuários - Seq. Walsh ($\mathbf{W}_{64}$), ERB - Seq. m deslocadas ($\mathbf{M}_{64}$)	
Seqüências	Métrica
$(\mathbf{W}_{47,64}; \mathbf{W}_{48,64})$	0,0044
$(\mathbf{W}_{41,64}; \mathbf{W}_{42,64})$	0,0036
Usuários - Seq. m deslocadas ($\mathbf{M}_{63}$), ERB - Seq. Gold ($\mathbf{G}_{63}$)	
Seqüências	Métrica
$(\mathbf{M}_{1,63}; \mathbf{M}_{2,63})$	2,9852
$(\mathbf{M}_{2,63}; \mathbf{M}_{3,63})$	0,0025

Tab. 3.4: Métricas obtidas pelo algoritmo de escolha no enlace direto. Parâmetros: $G_P = 64(63)$, $K = 30$, $L = 3$, $\zeta = 4$ e $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB

Capítulo 4

Resultados de simulação do algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento

Neste capítulo, apresentamos os resultados de simulação do algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento, que busca a minimização dos efeitos de interferência em sistemas CDMA operando em canais com desvanecimento seletivo em frequência e possuindo células adjacentes interferentes.

Conforme comentado no Capítulo 2, nesta dissertação aplicamos o conceito de seqüência produto de duas seqüências de espalhamento na transmissão: uma seqüência p_k de identificação dos usuários e uma seqüência q_i de identificação das células. Assim, as simulações abordam diversas combinações possíveis de classes de seqüências utilizadas pelos usuários e pelas células, permitindo verificar o comportamento das mesmas neste ambiente multicelular.

Realizamos as simulações em ambiente computacional para os casos de enlace direto e enlace reverso, utilizando classes de seqüências de espalhamento do tipo Walsh, Gold, m deslocadas e aleatória, vistas na subseção 2.4.4, e verificamos o comportamento do sistema CDMA em termos da probabilidade de erro, em casos de escolha aleatória de seqüências ou escolha aplicando o algoritmo.

4.1 Introdução

Apresentamos os resultados de simulação de um sistema de comunicação CDMA por espalhamento espectral usando a técnica DS-SS e aplicação do algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento apresentado no Capítulo 3. Para o enlace direto, o sistema de comunicação é do tipo apresentado na Figura 3.2, cuja expressão matemática do sinal recebido pelo usuário alvo é dada pela Equação (3.8), com as devidas considerações apresentadas ao longo da subseção 3.2.1.2. Para o enlace reverso, o sistema de comunicação é do tipo apresentado na Figura 3.4, cuja expressão matemática do sinal recebido pelo usuário alvo é dada pela Equação (3.45), com as devidas considerações apresentadas ao longo da subseção 3.2.2.2.

As simulações foram realizadas em ambiente computacional com o *software* MatLAB para os casos de enlace direto e enlace reverso, em cenários de escolha aleatória de seqüências ou escolha aplicando o algoritmo. Na escolha aleatória de seqüências, o sistema utiliza o seguinte procedimento: são selecionados $K = 30$ índices aleatórios de seqüências p_k atribuídas aos usuários, e são selecionados $I = 7$ índices aleatórios de seqüências q_i atribuídas às células. Com base nestes índices, são formadas as seqüências produto Υ_{ik} , sendo atribuída ao respectivo usuário k na ERB i . Para o cenário de escolha aplicando o algoritmo, os $K = 30$ índices das seqüências p_k e os $I = 7$ índices das seqüências q_i são determinados pelo algoritmo apresentado no Capítulo 3, e a partir daí são formadas as seqüências produto e atribuídas aos respectivos usuários de acordo com a ERB.

As seqüências de espalhamento possuem ganho de processamento $G_P = 64$ para o caso de seqüências de usuário Walsh, ou $G_P = 63$ para o caso de seqüências de usuário m deslocadas ou Gold, tornando os comprimentos das seqüências compatíveis quando necessário, conforme discutido na subseção 3.3.2. Para o caso de uso de seqüências q_i atribuída às ERBs do tipo aleatórias, optamos por apresentar ao algoritmo um conjunto de $2^9 = 512$ seqüências aleatórias cujo ganho de processamento G_P seja adequado às seqüências dos usuários, e novamente o algoritmo ficará então responsável pela melhor escolha das seqüências.

Na formação das seqüências produto, além da adoção das diversas classes de seqüência discutidas, também consideramos os casos particulares de sistema unicelular e sistema sem diferenciação de seqüências entre as ERBs, conforme discutido na seção 3.1.

As simulações foram realizadas considerando que os sinais que atingem o receptor do usuário alvo sofrem uma perda de percurso possuindo expoente de perda de propagação ζ , empregando o modelo genérico simplificado apresentado na subseção 2.1.4. Para o enlace direto, este modelo é usado na intensidade dos sinais provenientes tanto da ERB de referência quanto de células adjacentes interferentes, que atingem o receptor do usuário alvo. Para o enlace reverso, o modelo é usado apenas nos sinais provenientes de células adjacentes interferentes, visto que assumimos que as ERBs implementam controle de potência ideal para usuários da própria célula, de forma que no enlace reverso a intensidade do sinal recebido na ERB de referência por seus usuários seria a mesma.

Realizamos os cálculos para valores de número de percursos resolvíveis L de 3, 4 e 5, expoente de perda de propagação ζ de 3, 4 e 5, relação sinal-ruído média por bit $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0}$ da ordem de 10 dB, quantidade total de usuários ativos em cada ERB $K = 30$, sistema constituído por uma célula de referência e uma primeira camada de células adjacentes, perfazendo um total de $I = 7$ células no sistema.

No caso do enlace direto, a ERB é a única fonte geradora dos sinais e para usuários na própria ERB o canal possui a característica de ser síncrono. Entretanto, sinais provenientes de células adjacentes interferentes em geral não são síncronos com o sinal da ERB de referência. Para o caso do enlace reverso, a ERB é a única receptora de sinal, mas os usuários ativos dentro da célula de referência representam fontes de sinal situadas em direções e distâncias diversas, assim como os usuários nas

células adjacentes interferentes, o que dá um caráter totalmente assíncrono a este enlace.

O assincronismo tanto no enlace direto, de sinais provenientes de células adjacentes interferentes, quanto no enlace reverso, para sinais provenientes da célula de referência e de células adjacentes interferentes, se dá em frações de *chip*, conforme fatores de atraso dados por τ_{0kl} , definido na Equação (2.28), para sinais provenientes da célula de referência; ou por τ_{ikl} , definido na Equação (2.29), para sinais provenientes de células adjacentes interferentes. O subintervalo de *chip* é definido nos termos Δ_{0k} e Δ_{ik} , correspondentes às partes fracionárias dos respectivos atrasos. Utilizamos na simulação, uma subdivisão de um *chip* em 6 partes ($\Delta_{0k} = \Delta_{ik} = \frac{1}{6}$), e lembramos que os assincronismos poderão estar no intervalo $0 \leq \tau_{0kl} < T_b$ e $0 \leq \tau_{ikl} < T_b$, conforme indicado nas Equações (2.28) e (2.29), respectivamente.

4.2 Enlace direto

Nesta seção, apresentamos os resultados de simulação para o caso do enlace direto, utilizando seqüências p_k atribuída aos usuários e q_i atribuída às células do tipo Walsh, Gold, m deslocadas ou aleatórias, além dos casos particulares de sistema uncelular e com $I = 7$ ERBs sem seqüência de diferenciação. São abordados os casos de aplicação do algoritmo de seleção, comparação entre o uso do algoritmo e escolha aleatória, bem como uma comparação entre as combinações possíveis para a formação das seqüências produto.

4.2.1 Enlace direto - uso do algoritmo de seleção

Nesta subseção, apresentamos os resultados de simulação para o caso do enlace direto com aplicação do algoritmo de seleção, de acordo com as classes de seqüências disponíveis para análise. Inicialmente apresentamos na Figura 4.1 os casos de seqüência de usuário Walsh.

Conforme visto nos gráficos da Figura 4.1, o fator do expoente de perda de propagação ζ influencia na intensidade de sinal proveniente de células adjacentes interferentes, de forma que quanto maior o fator ζ , menor será a intensidade da interferência e os gráficos de 1 ERB (caso uncelular) e 7 ERBs, nas diversas classes e tipos de seqüências q_i utilizados, tendem a se aproximar. Também observamos na Figura 4.1 que em geral o cenário uncelular possui menor probabilidade de erro e o caso de 7 ERBs com seqüências unitárias (sem diferenciação entre as ERBs) possui o maior valor de BER, enquanto que a implementação de seqüências q_i identificadoras de células possui um comportamento intermediário, próximo ao caso uncelular para uma quantidade pequena de usuários ativos, tendendo para o caso de 7 ERBs sem diferenciação para um grande número de usuários na ERB. A Figura 4.2 a seguir ilustra os casos para $L = 5$, em que passamos a concentrar o interesse nos casos de valores de expoente de perda de propagação ζ de 3 e 4.

Apresentamos na Figura 4.3 os casos de seqüência de usuário Gold, indicando que em geral o cenário uncelular possui menor probabilidade de erro, e os casos de 7 ERBs com seqüências unitárias

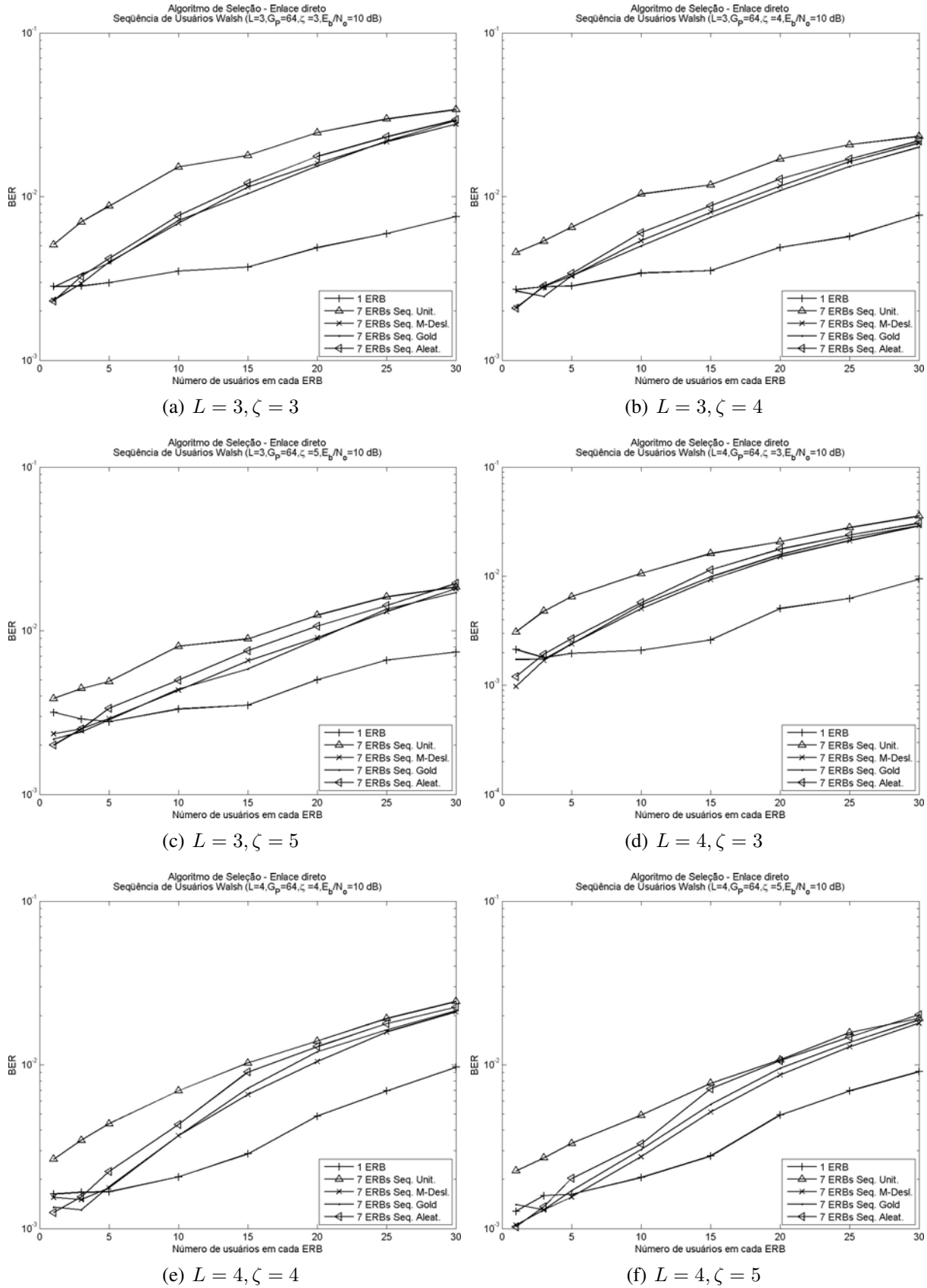


Fig. 4.1: Uso do algoritmo de seleção no enlace direto - seqüência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

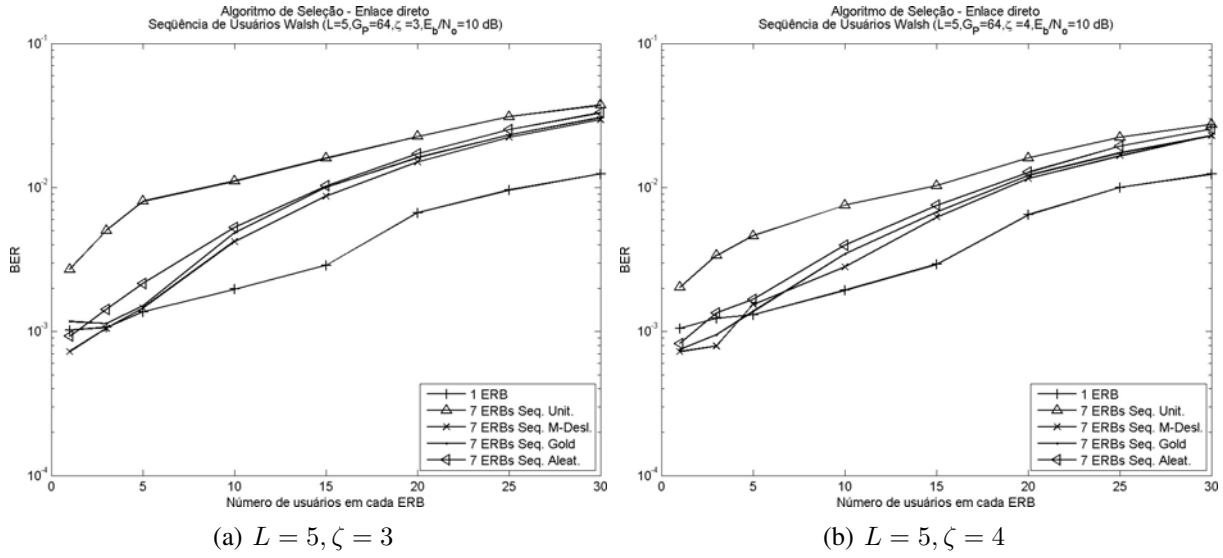


Fig. 4.2: Uso do algoritmo de seleção no enlace direto - seqüência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

ou com a implementação de seqüências q_i identificadoras de células possuem comportamentos próximos entre si, com ligeira vantagem em desempenho para o caso da implementação de seqüências identificadoras.

Apresentamos na Figura 4.4 os casos de seqüência de usuário m deslocadas, possuindo características semelhantes àquelas encontradas para seqüências de usuários Gold comentadas anteriormente. Nos casos de seqüência de usuário m deslocadas, notamos que não há ganho significativo no desempenho quando implementamos as seqüências identificadoras de células, tendo inclusive o pior desempenho para o caso de seqüências identificadoras do tipo aleatórias, não sendo vantajoso assim a diferenciação entre ERBs.

4.2.2 Enlace direto - comparação entre o algoritmo de seleção e escolha aleatória

Nesta subseção, apresentamos uma comparação entre os resultados de simulação para o caso do enlace direto com aplicação do algoritmo de seleção e escolha aleatória de seqüências de espalhamento, de acordo com as classes de seqüências disponíveis para análise. Visando a geração de gráficos simplificados, nas comparações apresentadas optamos pela não apresentação do caso particular em que a seqüência q_0 identificadora da célula de referência seja unitária, e as seqüências q_i identificadoras das células adjacentes sejam nulas, equivalente ao ambiente unicelular.

Inicialmente apresentamos na Figura 4.5 os casos de seqüência de usuário Walsh. Observamos que o algoritmo apresenta melhor BER em comparação com a escolha aleatória, sendo que há maior

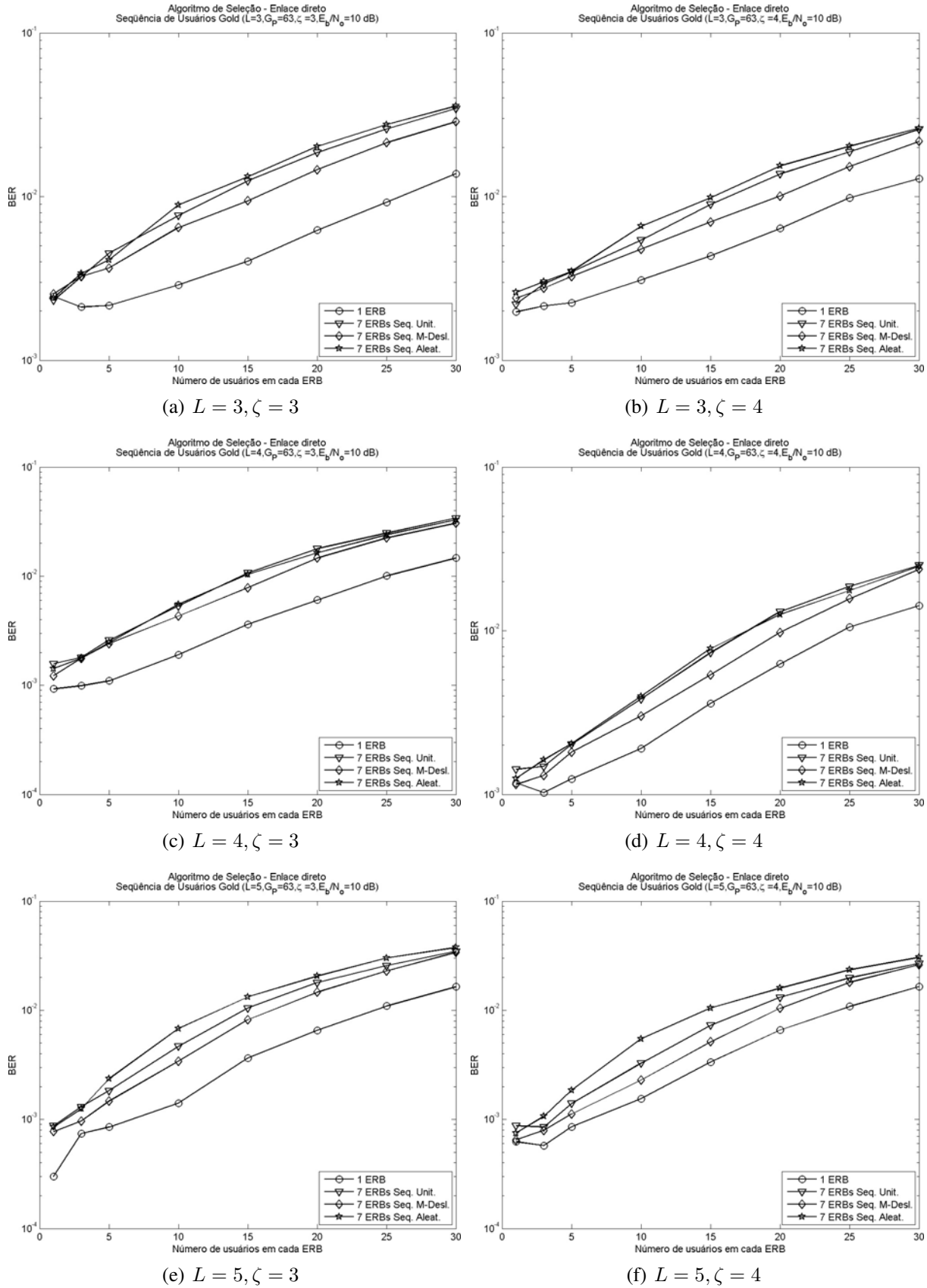


Fig. 4.3: Uso do algoritmo de seleção no enlace direto - seqüência de usuário Gold, $G_P = 63$, $\frac{E_b}{N_0} = 10 \text{ dB}$

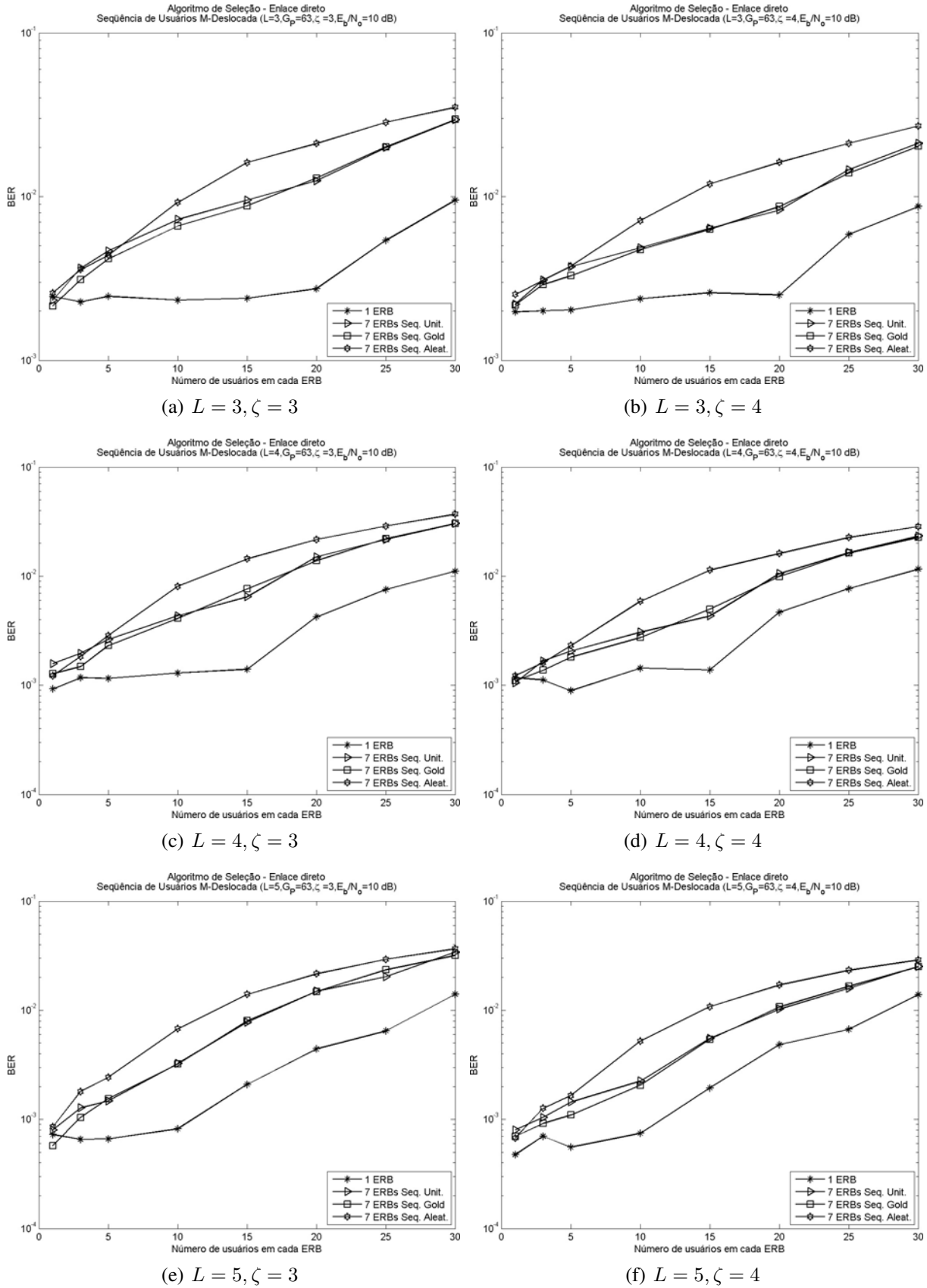


Fig. 4.4: Uso do algoritmo de seleção no enlace direto - sequência de usuário m deslocadas, $G_P = 63$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

ganho relativo para o caso do algoritmo no cenário de 7 ERBs com seqüências unitárias. Entretanto, mesmo com esse ganho maior fornecido pelo algoritmo, o melhor desempenho fica com a implementação de seqüências identificadoras de células.

Apresentamos na Figura 4.6 os casos de seqüência de usuário Gold. Apesar das curvas de desempenho dos cenários de 7 ERBs com seqüências unitárias e com a implementação de seqüências identificadoras de células serem próximas (conforme já observado na Figura 4.3), notamos que em geral o uso do algoritmo contribui no sentido de melhorar a BER do sistema.

Observamos também que o cenário de escolha aleatória possui curvas praticamente coincidentes, seja utilizando seqüências identificadoras de células ou utilizando seqüências unitárias. Com a aplicação do algoritmo, este contribuiu com uma melhora no desempenho do sistema, inclusive com maior ganho para o caso de seqüências identificadoras, que acabou se destacando em relação ao caso das seqüências unitárias.

Apresentamos na Figura 4.7 os casos de seqüência de usuário m deslocadas. Notamos que em geral a aplicação do algoritmo contribui no sentido de melhora no desempenho do valor de BER do sistema, e que para este caso tanto no cenário de escolha aleatória quanto no uso do algoritmo, as curvas da implementação de seqüências de células e de seqüências unitárias são próximas entre si em seus respectivos cenários, e que a implementação de seqüências de células não se destacou em relação ao caso de seqüências unitárias, não sendo vantajoso neste caso o emprego das seqüências identificadoras de células. A Figura indica em particular que o uso de seqüências identificadoras do tipo aleatórias não apresentou ganho no desempenho com a aplicação do algoritmo.

4.2.3 Enlace direto - comparação entre classes de seqüência usando o algoritmo

Nesta subseção, apresentamos uma comparação entre as combinações possíveis para a formação das seqüências produto aplicando o algoritmo de seleção de seqüências. Podemos observar na Figura 4.8 que as curvas de desempenho do sistema, quando consideramos as combinações possíveis para a formação das seqüências produto, são próximas entre si, de forma que é necessária uma análise pontual, caso a caso, para identificar a combinação de seqüências que se sobressai. De maneira geral, notamos que a utilização de seqüências de usuário do tipo m deslocadas e seqüências identificadoras de célula do tipo Gold está entre os melhores desempenhos analisados.

Lembramos que para uma dada combinação de seqüências, pode-se complementar a análise de seu desempenho com a comparação em relação aos casos particulares de sistema unicelular ou sem diferenciação nas ERBs, conforme realizado nas subseções 4.2.1 e 4.2.2.

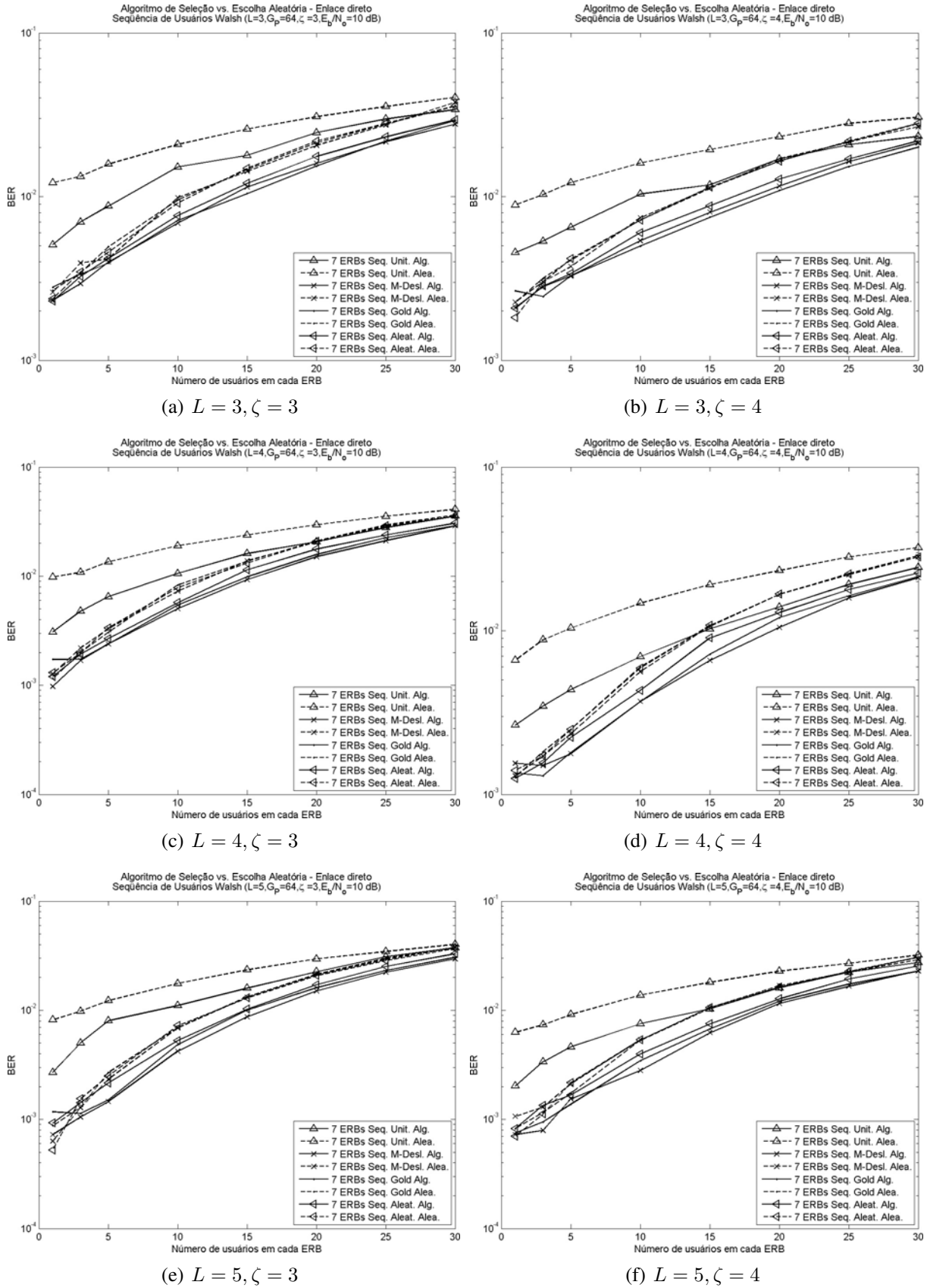


Fig. 4.5: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sequência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

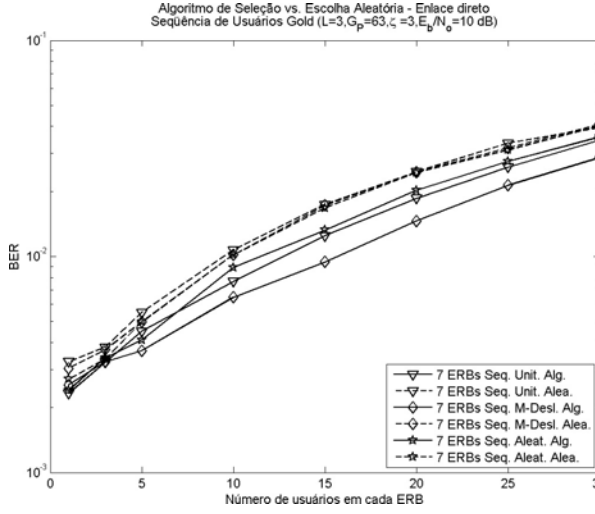
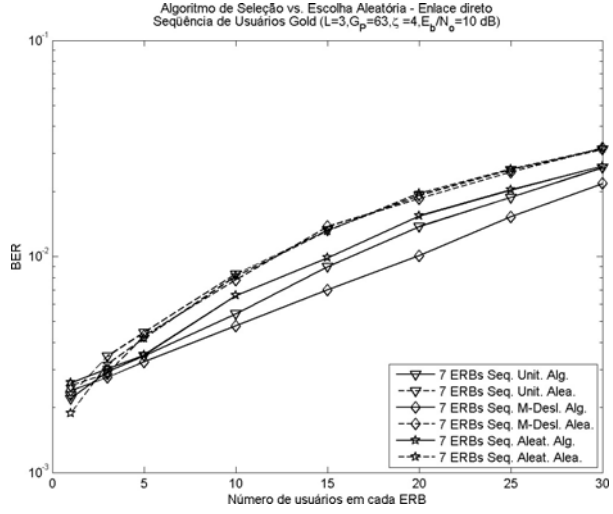
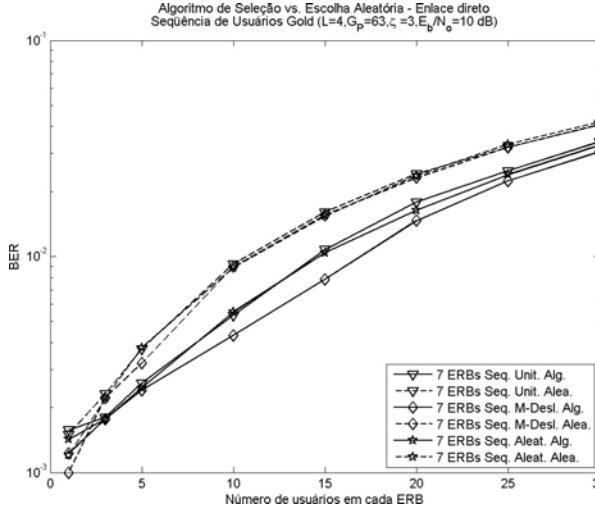
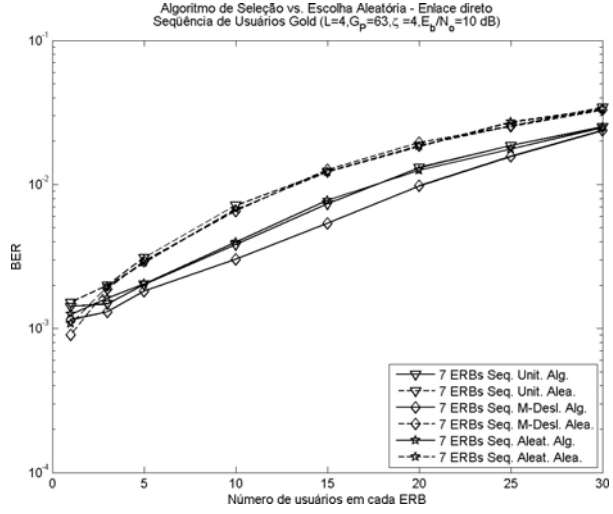
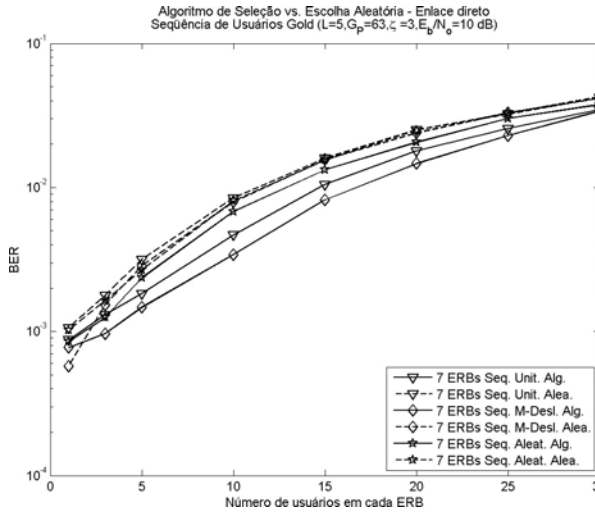
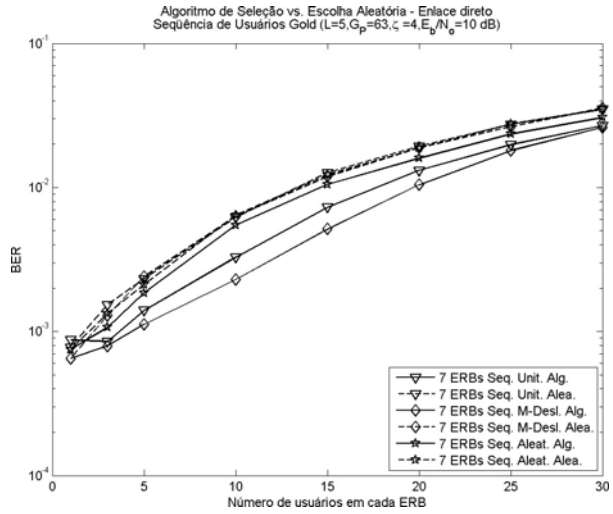
(a) $L = 3, \zeta = 3$ (b) $L = 3, \zeta = 4$ (c) $L = 4, \zeta = 3$ (d) $L = 4, \zeta = 4$ (e) $L = 5, \zeta = 3$ (f) $L = 5, \zeta = 4$

Fig. 4.6: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - seqüência de usuário Gold, $G_P = 63$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

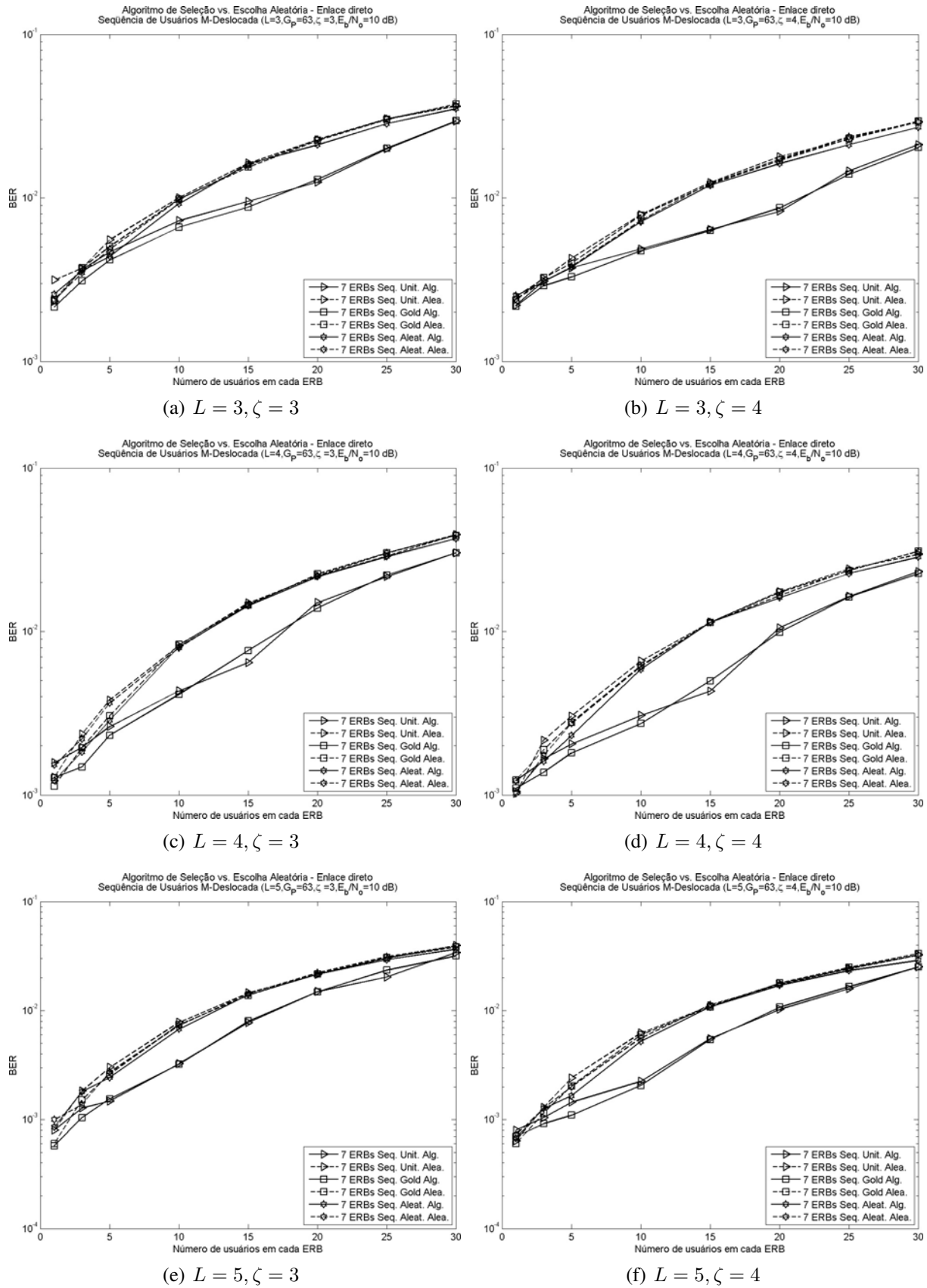


Fig. 4.7: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sequência de usuário m deslocadas, $G_P = 63$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

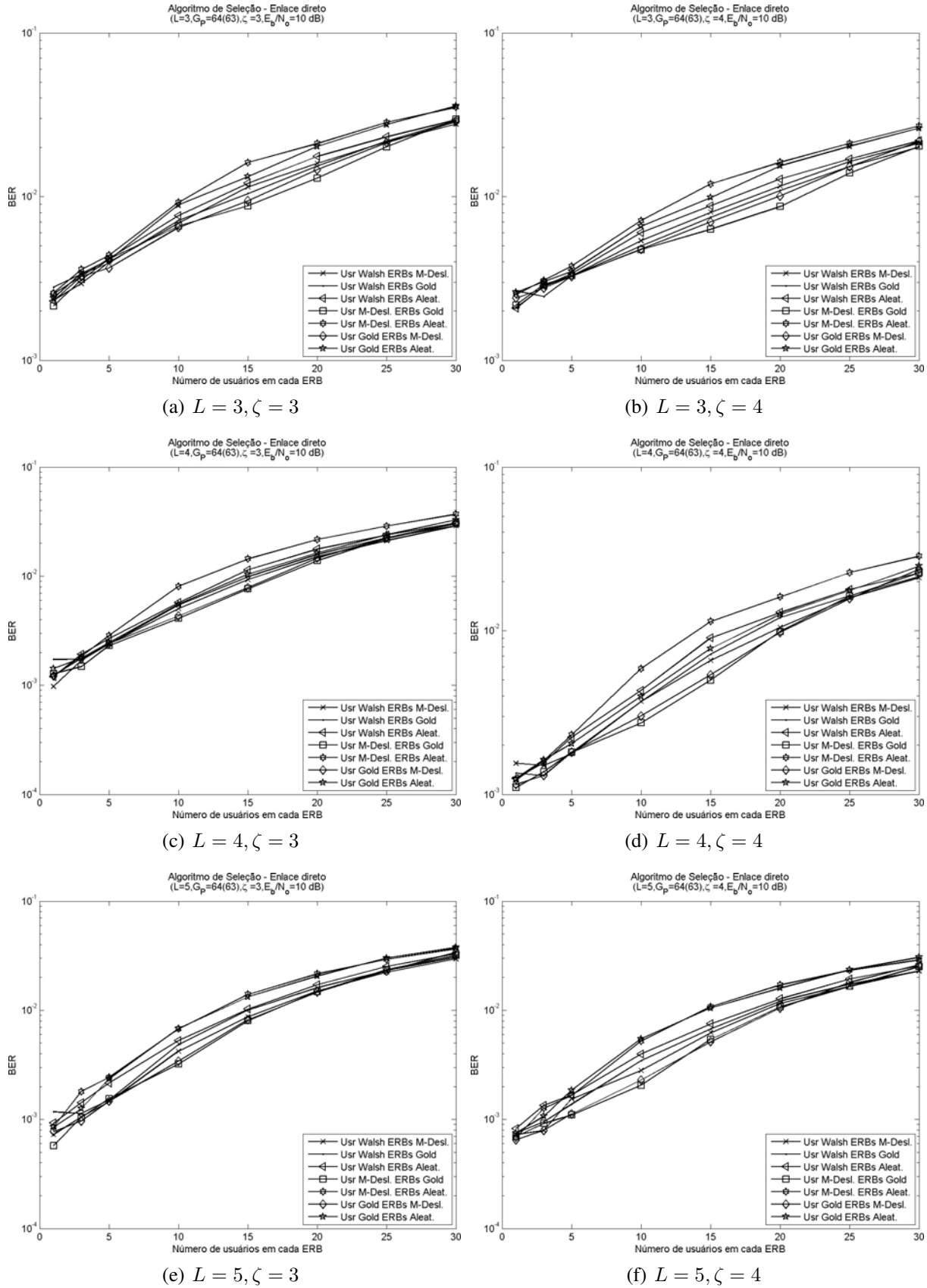


Fig. 4.8: Comparação entre combinações possíveis na formação das seqüências produto no enlace direto - $G_P = 64(63)$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

4.3 Enlace reverso

Nesta seção, apresentamos os resultados de simulação para o caso do enlace reverso, utilizando seqüências p_k atribuída aos usuários e q_i atribuída às células do tipo Walsh, Gold, m deslocadas ou aleatórias, além dos casos particulares de sistema unicelular e com $I = 7$ ERBs sem seqüência de diferenciação. São abordados os casos de uso do algoritmo de seleção, comparação entre o uso do algoritmo e escolha aleatória, bem como uma comparação entre as combinações possíveis para a formação das seqüências produto. Adicionalmente, apresentamos uma experiência de compensação do assincronismo característico deste enlace reverso, com a possibilidade de implementação de um sistema *quase-síncrono* na ERB de referência, enquanto que os sinais provenientes das células adjacentes interferentes permanecem com o assincronismo típico deste tipo de canal.

4.3.1 Enlace reverso - uso do algoritmo de seleção

Nesta subseção, apresentamos os resultados de simulação para o caso do enlace reverso com aplicação do algoritmo de seleção, de acordo com as classes de seqüências disponíveis para análise. Inicialmente apresentamos na Figura 4.9 os casos de seqüência de usuário Walsh.

Vale lembrar que os casos de 1 e 7 células com seqüências unitárias por sua natureza utilizam seqüências Walsh. Como o enlace reverso possui um comportamento inerentemente assíncrono, não seria possível diferenciar os diversos usuários pelas ERBs e haveria quebra da ortogonalidade desse tipo de seqüência, não sendo factível a adoção destas seqüências isoladamente. Assim, os gráficos destes casos são apresentados exclusivamente como referencial.

Podemos observar nos gráficos da Figura 4.9 a influência do expoente de perda de propagação ζ nos mesmos moldes do fenômeno observado para o enlace direto. Outro ponto observado na Figura 4.9 é que para o caso de seqüência de usuário Walsh, em geral o cenário referencial unicelular possui menor probabilidade de erro e o caso referencial de 7 ERBs com seqüências unitárias possui um valor de BER maior, enquanto que a implementação de seqüências identificadoras de células possui um comportamento próximo ao caso do cenário referencial unicelular ou inclusive obtendo o melhor desempenho de todos, sendo influenciado principalmente pela quantidade crescente de número de percursos resolvíveis L . A Figura 4.10 a seguir ilustra os casos para $L = 5$, em que passamos a concentrar o interesse nos casos de valores de expoente de perda de propagação ζ de 3 e 4.

Apresentamos na Figura 4.11 os casos de seqüência de usuário Gold. O cenário unicelular possui menor probabilidade de erro e os casos de 7 ERBs com seqüências unitárias ou com a implementação de seqüências identificadoras de células possuem valores de BER piores que o caso unicelular. Além disso, os ambientes multicelulares apresentam desempenhos próximos entre si, não sendo vantajoso neste caso o emprego das seqüências identificadoras de células.

Apresentamos na Figura 4.12 os casos de seqüência de usuário m deslocadas. Vale lembrar que

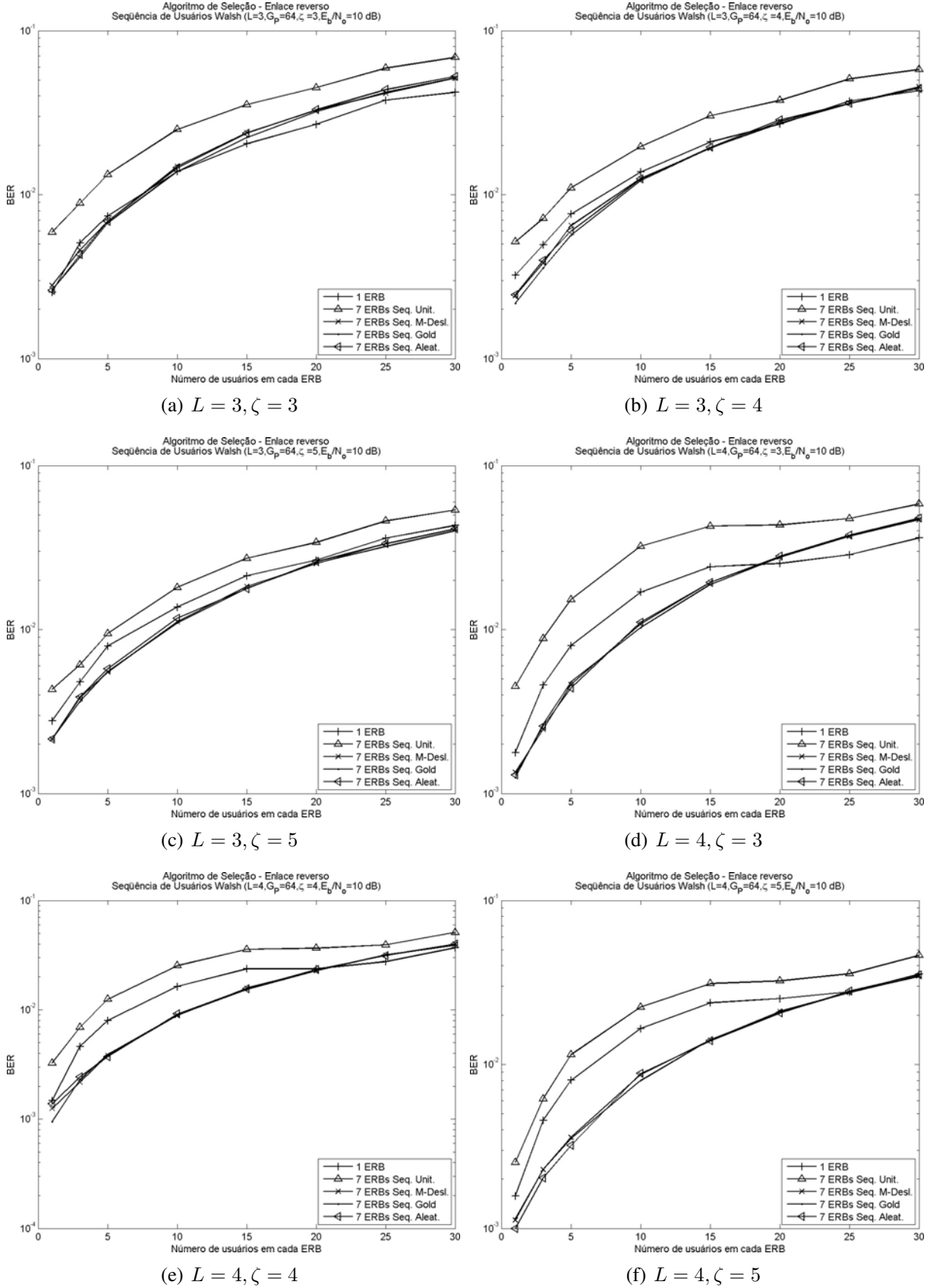


Fig. 4.9: Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso assíncrono - seqüência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

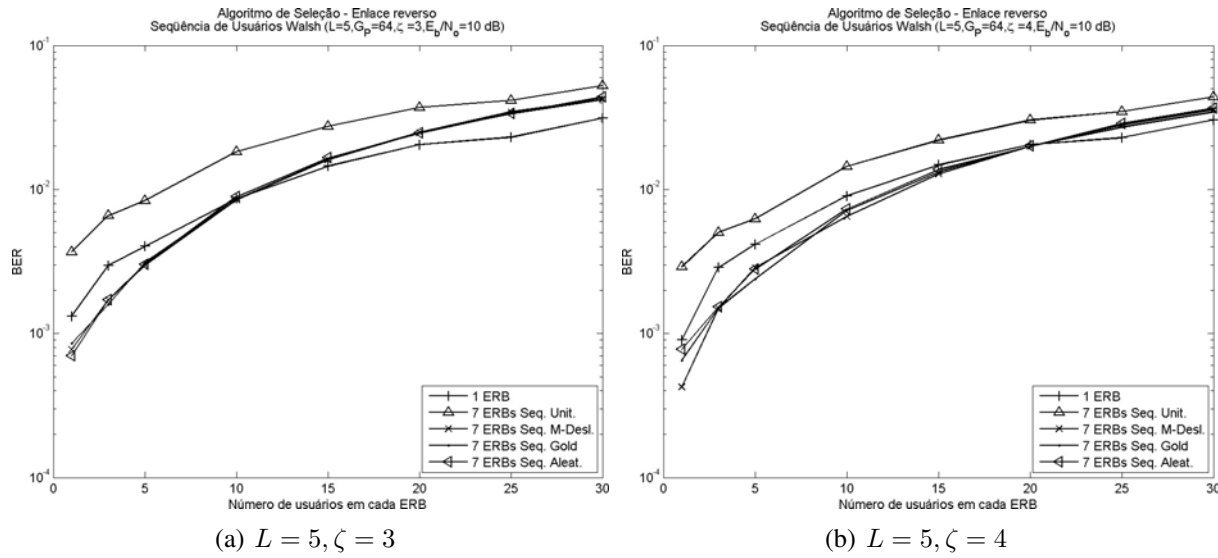


Fig. 4.10: Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso assíncrono - seqüência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

os casos de 1 e 7 células com seqüências unitárias por sua natureza utilizam seqüências m deslocadas. Como o enlace reverso possui um comportamento inerentemente assíncrono, não seria possível diferenciar os diversos usuários de diferentes células e não seria factível a adoção destas seqüências isoladamente, uma vez que algumas seqüências são réplicas atrasadas de outras. Assim, os gráficos destes casos são apresentados exclusivamente como referencial.

Podemos notar nos gráficos do caso de seqüência de usuário m deslocadas as mesmas características encontradas nos casos de seqüência de usuário Gold comentadas anteriormente.

4.3.2 Enlace reverso - comparação entre o algoritmo de seleção e escolha aleatória

Nesta subseção, apresentamos uma comparação entre os resultados de simulação para o caso do enlace reverso com aplicação do algoritmo de seleção e escolha aleatória de seqüências de espalhamento, de acordo com as classes de seqüências disponíveis para análise. Visando a geração de gráficos simplificados, nas comparações apresentadas optamos pela não apresentação do caso particular em que a seqüência identificadora da célula de referência seja unitária, e as demais seqüências identificadoras sejam nulas, equivalente ao ambiente unicelular.

Inicialmente apresentamos na Figura 4.13 os casos de seqüência de usuário Walsh, indicando que o algoritmo não obteve êxito na melhora de desempenho com a determinação de um subconjunto ideal de seqüências, indicando que nestes casos há um limitante no desempenho do sistema quando utilizamos seqüências produto, que envolvem as seqüências atribuídas aos usuários e às células. Isto

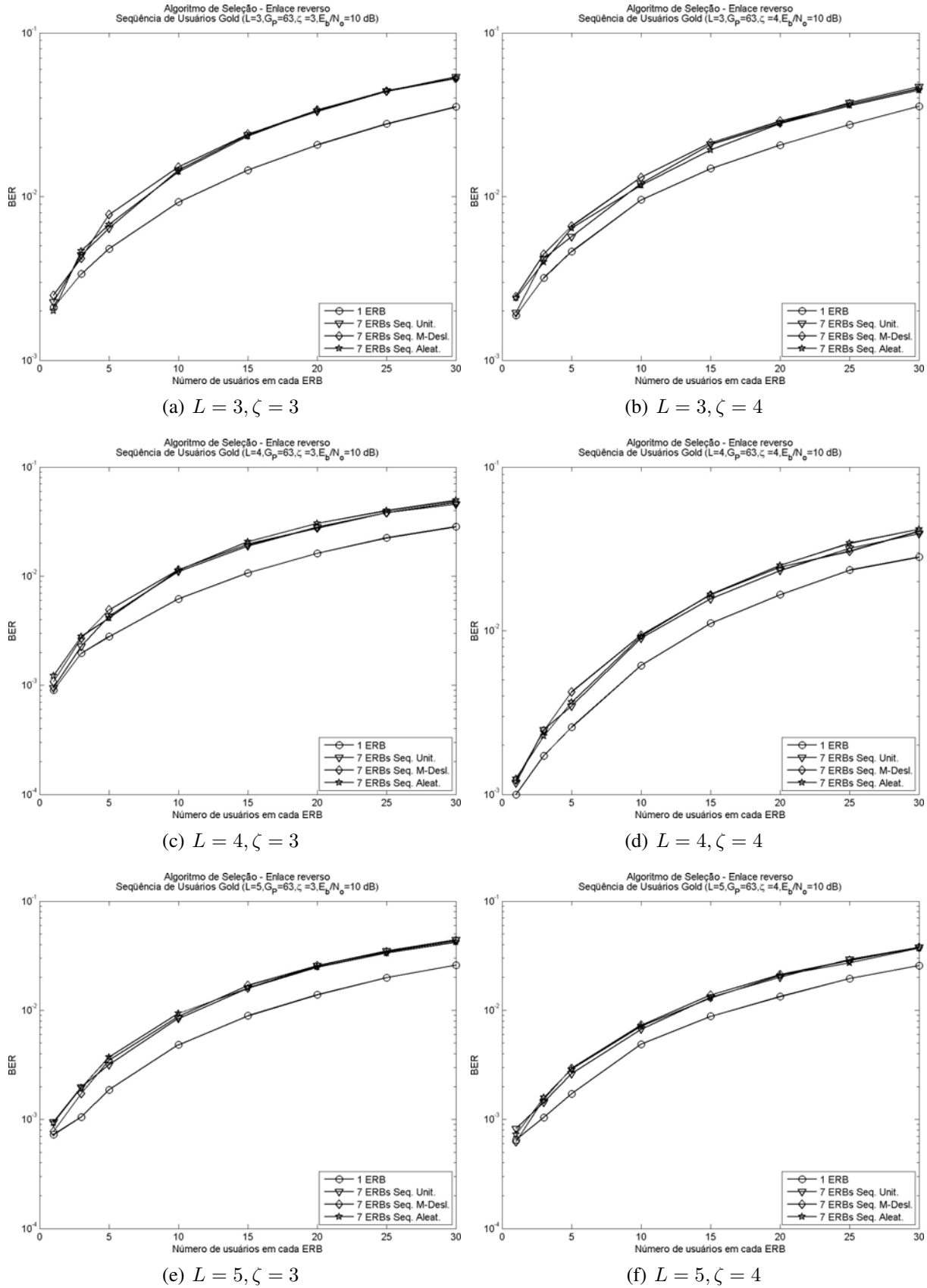


Fig. 4.11: Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso assíncrono - seqüência de usuário Gold, $G_P = 63$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

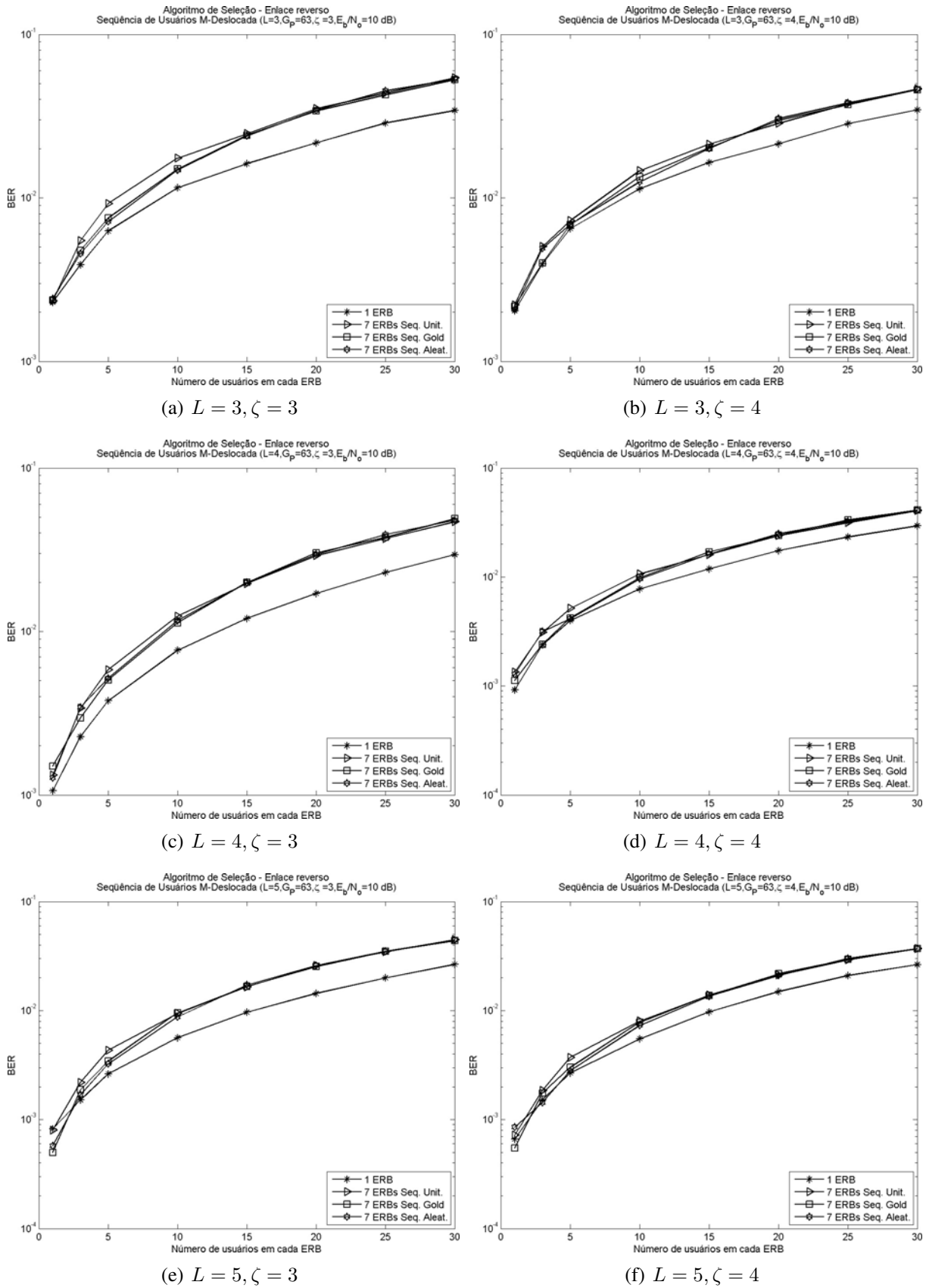


Fig. 4.12: Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso assíncrono - sequência de usuário m deslocadas, $G_P = 63$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

também é causado pelo comportamento inerentemente assíncrono deste enlace, o que faz com que o algoritmo não se mostre eficaz na busca pelas melhores seqüências neste tipo de ambiente.

Apresentamos na Figura 4.14 os casos de seqüência de usuário Gold e na Figura 4.15 os casos de seqüência de usuário m deslocadas, onde observamos que as curvas de desempenho dos cenários de 7 células com seqüências unitárias e de implementação de seqüências identificadoras de células são quase coincidentes, fazendo com que em geral o emprego do algoritmo não apresenta melhoras significativas no desempenho do sistema. Assim, notamos que nestes casos há um limitante no desempenho do sistema quando utilizamos seqüências produto, agravado também pela natureza assíncrona deste enlace.

4.3.3 Enlace reverso - uso do algoritmo de seleção em enlace *quase-síncrono* na ERB de referência

A análise apresentada na subseção 4.3.2 indica que o algoritmo de seleção de seqüências não se mostra eficaz na busca pelas melhores seqüências no enlace reverso assíncrono. Uma vez que o assincronismo do enlace reverso implica na existência de diversas combinações possíveis de deslocamento relativo entre as seqüências de cada usuário, esta característica torna impraticável a busca de um subconjunto ideal de seqüências por parte do algoritmo de seleção.

Uma maneira de resgatar a eficácia do algoritmo é limitar as possibilidades de deslocamento relativo, através de um ambiente *quase-síncrono* na célula de referência. O *quase-sincronismo* poderá ser alcançado com o uso de um estimador de atraso, com eventual ocorrência de erros de *quase-sincronismo*, o que sugere também uma análise da influência do fator de *quase-sincronismo* no desempenho do sistema.

Nesta subseção, apresentamos os resultados de simulação para o caso do enlace reverso em ambiente *quase-síncrono* na célula de referência com aplicação do algoritmo de seleção, comparando com os respectivos casos de uso do algoritmo em ambiente assíncrono apresentados na subseção 4.3.1. A comparação mantém as mesmas classes de seqüência de espalhamento utilizadas no caso assíncrono, lembrando ser possível a análise com seqüências de espalhamento normalmente encontradas em sistemas *quase-síncronos*, tais como aquelas comentadas na subseção 2.4.4.6.

Visando a geração de gráficos simplificados, nos cenários apresentados optamos pela não apresentação do caso particular em que a seqüência q_0 identificadora da célula de referência seja unitária, e as demais seqüências q_i identificadoras sejam nulas, equivalente ao ambiente unicelular. Também não apresentamos o caso de 7 ERBs com seqüências unitárias.

4.3.3.1 Influência do fator de *quase-sincronismo*

Conforme comentado na seção 4.1, o assincronismo no enlace reverso, para sinais provenientes da ERB de referência, é determinado por τ_{0kl} na Equação (2.28). Para sinais provenientes de células

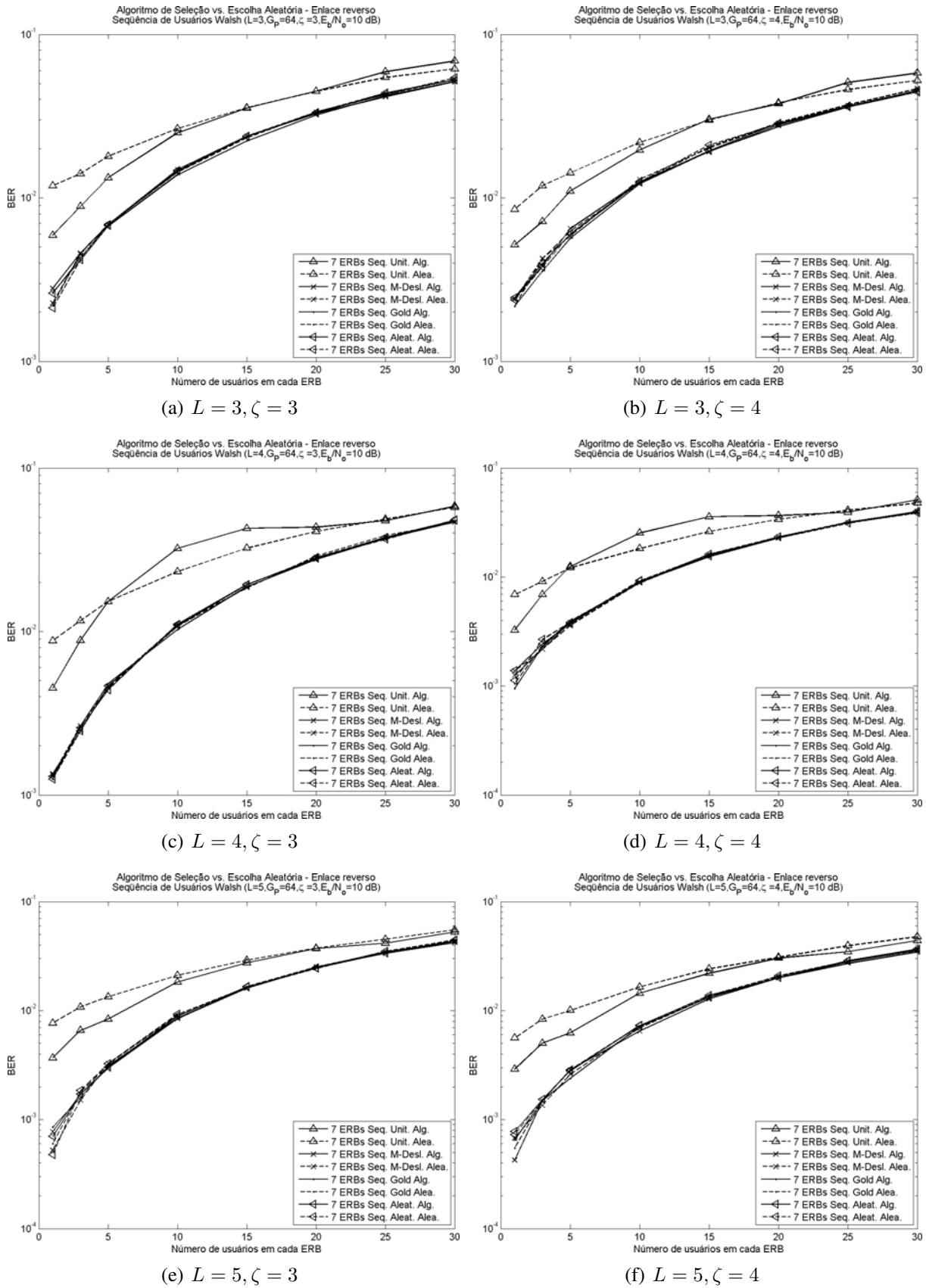


Fig. 4.13: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso assíncrono - sequência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

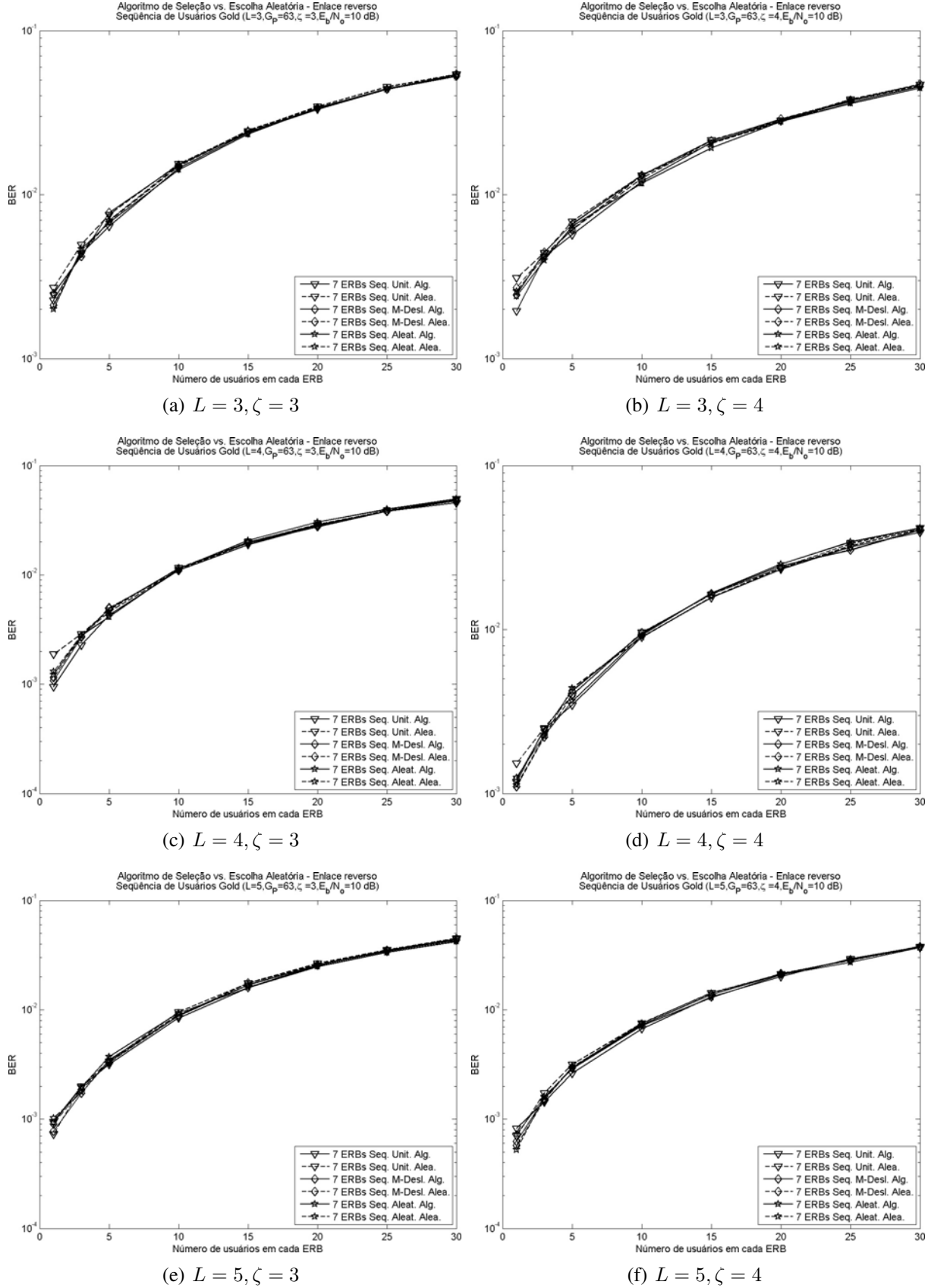


Fig. 4.14: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso assíncrono - seqüência de usuário Gold, $G_P = 63$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

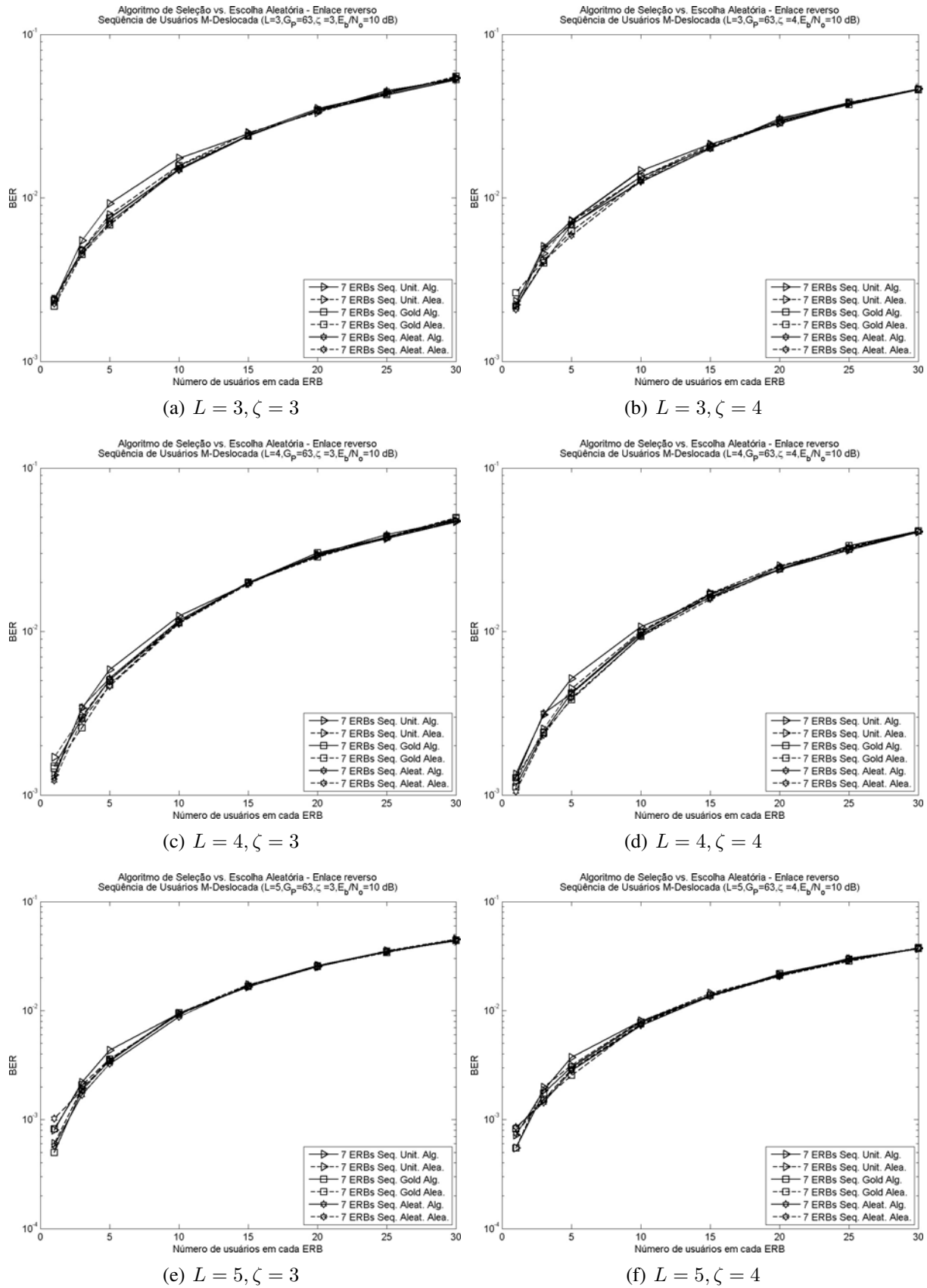


Fig. 4.15: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso assíncrono - sequência de usuário m deslocadas, $G_P = 63$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

adjacentes interferentes, o assincronismo é dado por τ_{ikl} na Equação (2.29). Para o caso de enlace reverso *quase-síncrono*, consideramos que na célula de referência este assincronismo poderá estar num intervalo pré-definido menor que o valor indicado na Equação (2.28). Os sinais provenientes das células adjacentes interferentes permanecem com assincronismo no intervalo $0 \leq \tau_{ikl} < T_b$, conforme indicado na Equação (2.29). Como da equação (2.18) temos que $T_b = G_P T_c$, este cenário sugerido de enlace reverso *quase-síncrono* é equivalente à indicação de que na célula de referência o assincronismo é limitado a um número máximo de *chips* definido previamente.

A Figura 4.16 ilustra a influência deste número máximo de *chips* no assincronismo dos sinais na ERB de referência, para os casos de seqüência de usuário Walsh e identificadoras de células m deslocadas, seqüência de usuário Walsh e identificadoras de células Gold, seqüência de usuário Gold e identificadoras de células m deslocadas, além de seqüência de usuário m deslocadas e identificadoras de células Gold. Consideramos para ilustração apenas os valores de $L = 3$ e $\zeta = 4$. São abordados os casos de número máximo de *chips* no assincronismo de 0 (portanto, caso *síncrono* na célula de referência), 2, 4 e G_P (apresentado nas seções anteriores, correspondente ao caso *assíncrono* na célula de referência). Conforme indicado na Figura 4.16, melhores resultados de simulação são obtidos quando limitamos em 2 o número máximo de *chips* no assincronismo. Utilizamos este nível de assincronismo nas simulações apresentadas na subseção a seguir, comparando com os respectivos casos de aplicação do algoritmo em ambiente assíncrono.

4.3.3.2 Análise de uso do algoritmo de seleção em enlace *quase-síncrono* na ERB de referência

Para o caso sugerido de enlace reverso *quase-síncrono*, consideramos que na célula de referência este assincronismo deverá estar no intervalo de $0 \leq \tau_{0kl} < 2T_c$. Os sinais provenientes das células adjacentes interferentes permanecem com assincronismo no intervalo $0 \leq \tau_{ikl} < T_b$, conforme indicado na Equação (2.29). Como da equação (2.18) temos que $T_b = G_P T_c$, este cenário sugerido de enlace reverso *quase-síncrono* é equivalente à indicação de que na ERB de referência o assincronismo é limitado a um máximo de 2 *chips*.

Inicialmente apresentamos na Figura 4.17 os casos de seqüência de usuário Walsh. O cenário sugerido de enlace reverso *quase-síncrono* apresentou melhora significativa de desempenho nos casos de implementação de seqüências identificadoras de células. O ambiente de *quase-sincronismo* faz com que o algoritmo apresente uma melhora no desempenho das seqüências escolhidas neste tipo de ambiente, quando comparado com o respectivo caso de emprego do algoritmo em ambiente assíncrono.

Apresentamos na Figura 4.18 os casos de seqüência de usuário Gold e na Figura 4.19 os casos de seqüência de usuário m deslocadas, onde observamos as mesmas características comentadas no caso de seqüência de usuário Walsh de melhora de desempenho e eficácia nas seqüências escolhidas pelo algoritmo neste cenário sugerido de enlace reverso *quase-síncrono*, quando comparados com os

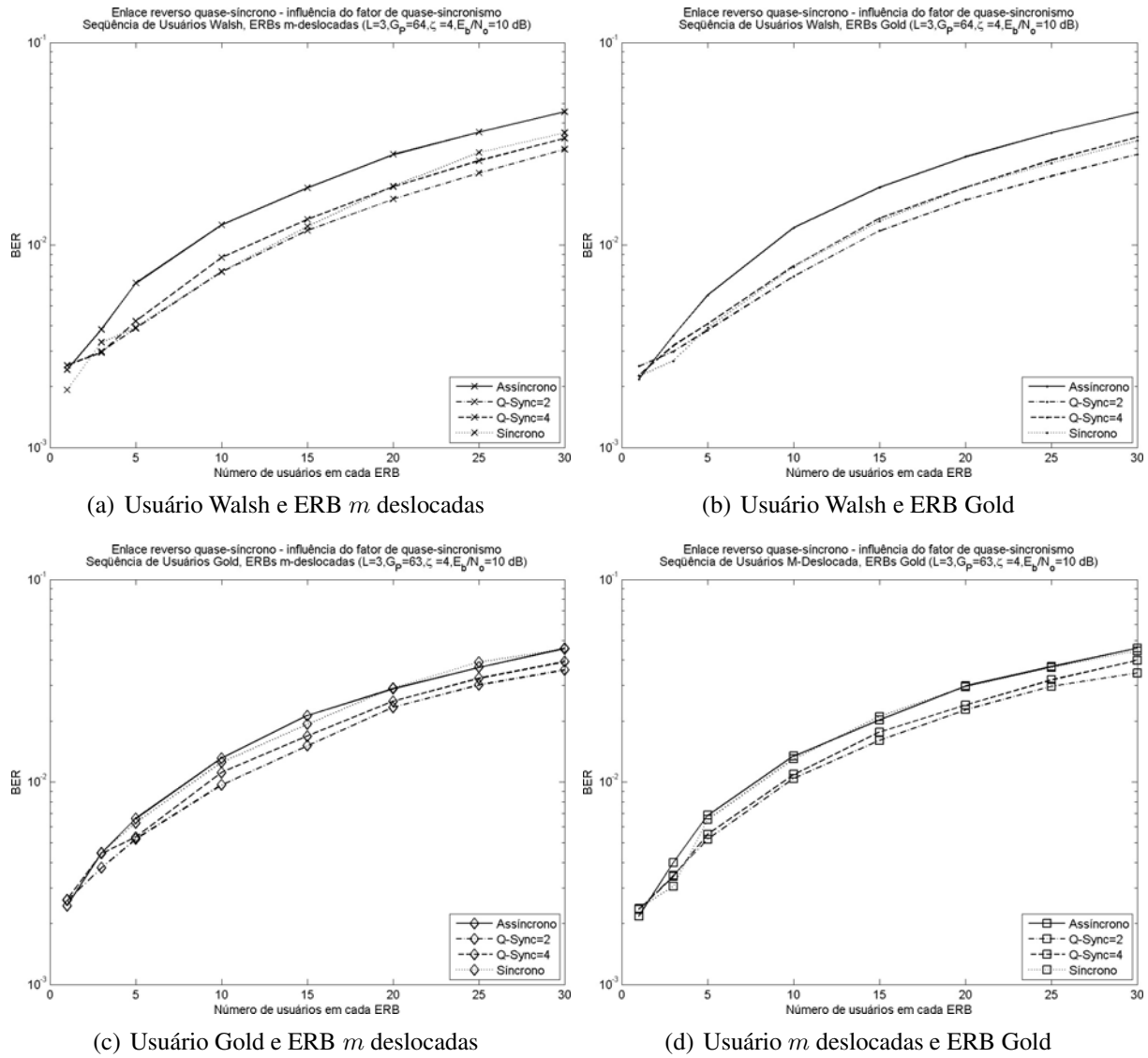


Fig. 4.16: Influência do fator de *quase-sincronismo* no uso do algoritmo de seleção no enlace reverso *quase-síncrono* na ERB de referência - $G_P = 64(63)$, $L = 3$, $\zeta = 4$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

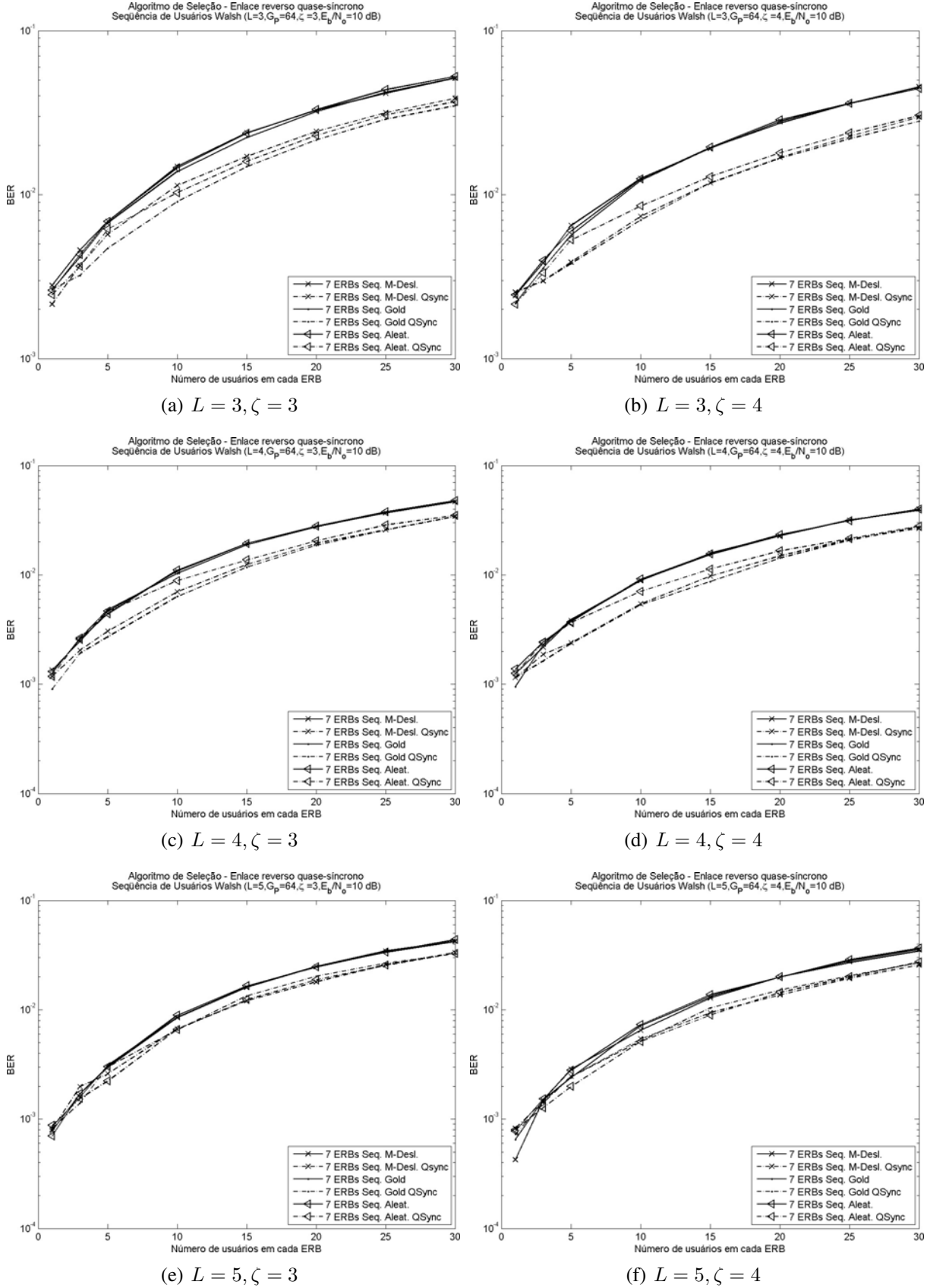


Fig. 4.17: Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso *quase-síncrono* na ERB de referência - seqüência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

respectivos casos de uso do algoritmo em ambiente assíncrono.

4.3.4 Enlace reverso - comparação entre classes de seqüência usando o algoritmo

Nesta subseção, apresentamos uma comparação entre as combinações possíveis para a formação das seqüências produto aplicando o algoritmo de seleção de seqüências no enlace reverso assíncrono. Podemos observar na Figura 4.20 que as curvas de desempenho do sistema quando consideramos as combinações possíveis para a formação das seqüências produto são próximas entre si, de forma que não é possível identificar uma combinação de seqüências cujo desempenho seja muito superior às demais, sendo necessária uma análise pontual caso a caso para obter um desempenho ligeiramente melhor.

Lembramos que para uma dada combinação de seqüências, pode-se complementar a análise de seu desempenho com a comparação em relação aos casos particulares de sistema unicelular ou sem diferenciação nas ERBs, conforme realizado nas subseções 4.3.1 e 4.3.2.

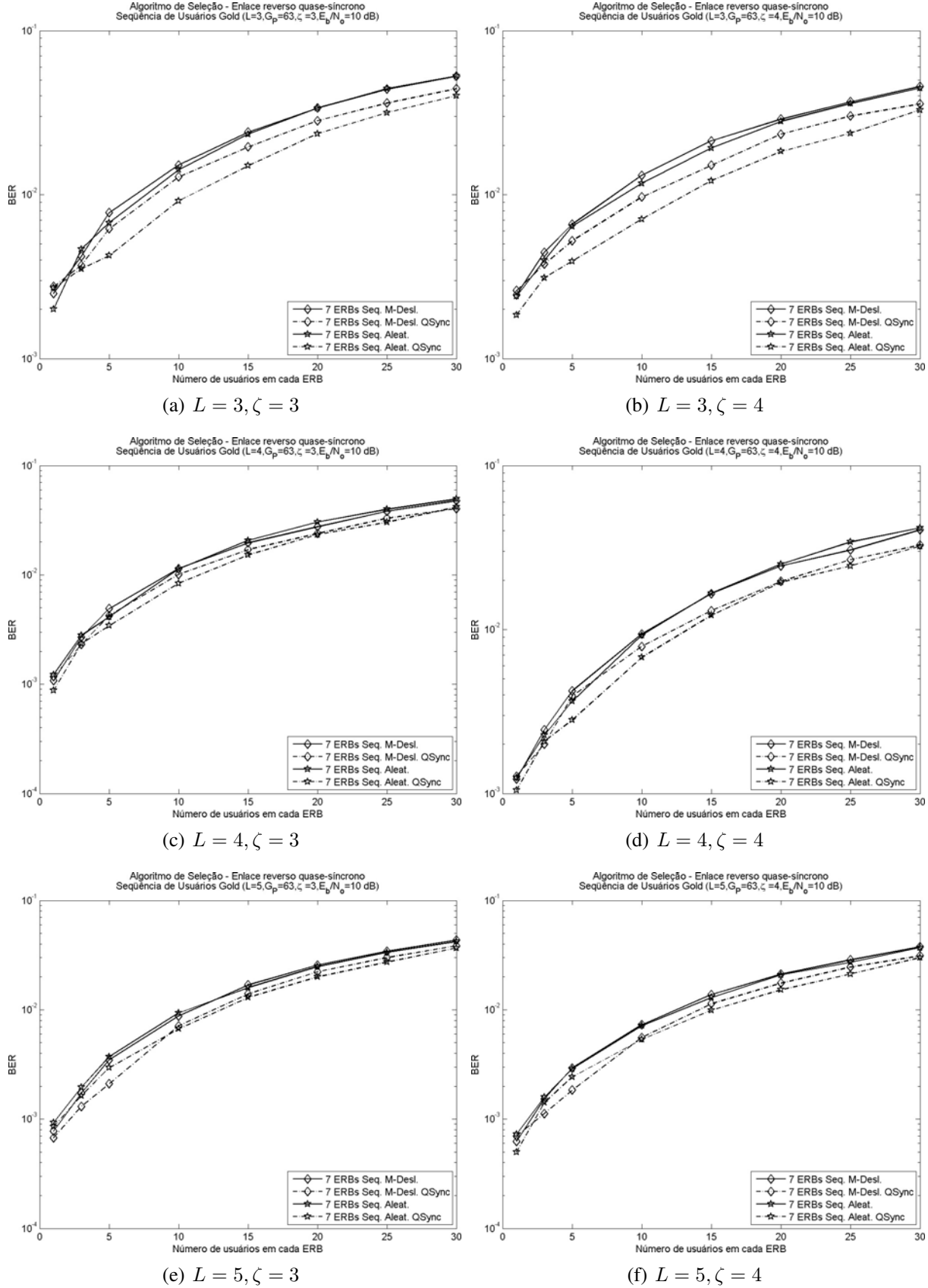


Fig. 4.18: Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso *quase-síncrono* na ERB de referência - seqüência de usuário Gold, $G_P = 63$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

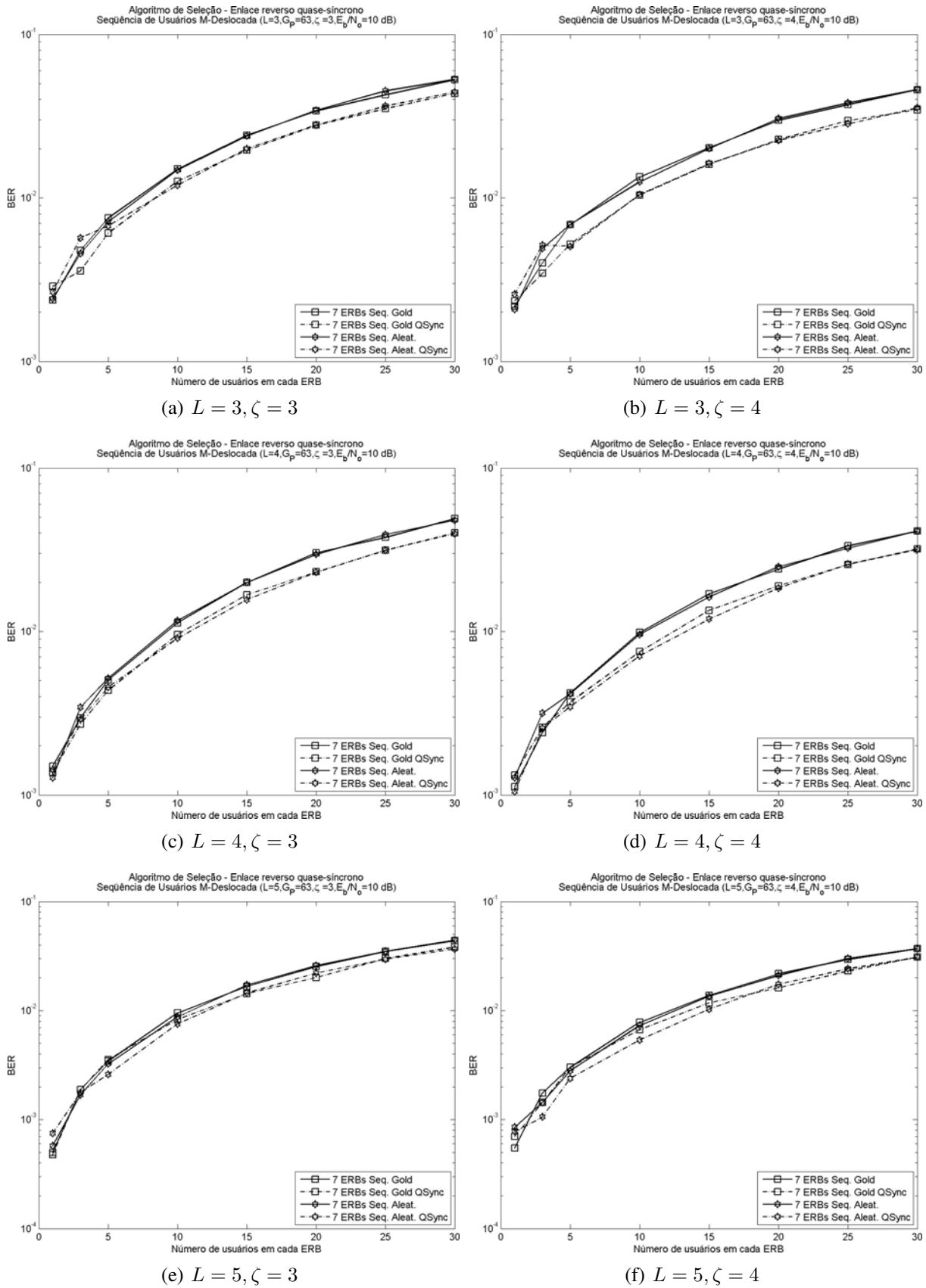


Fig. 4.19: Uso do algoritmo de seleção no enlace reverso *quase-síncrono* na ERB de referência - sequência de usuário m deslocadas, $G_P = 63$, $\frac{E_b}{N_0} = 10$ dB

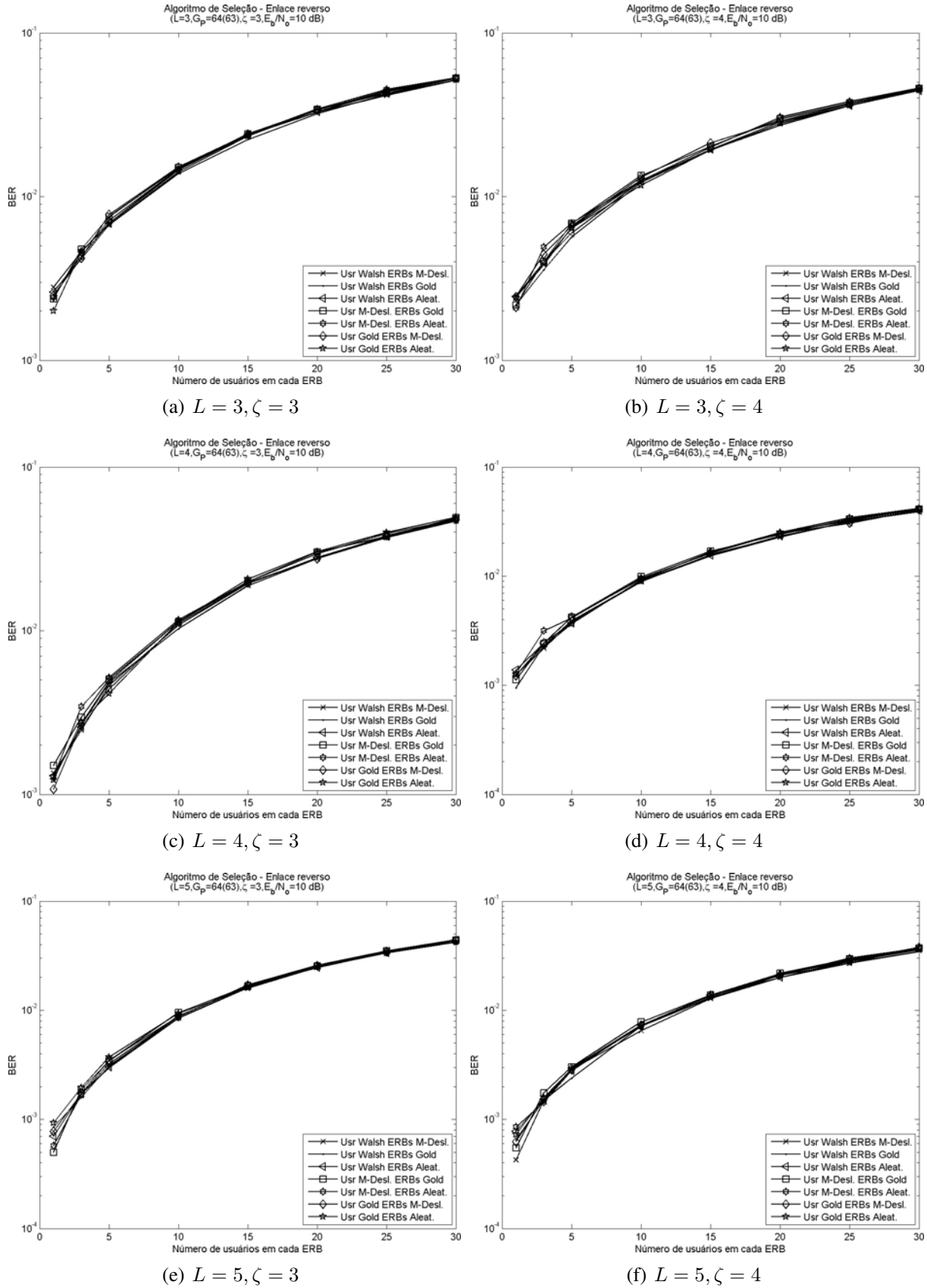


Fig. 4.20: Comparação entre combinações possíveis na formação das seqüências produto no enlace reverso assíncrono - $G_P = 64(63)$, $\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = 10$ dB

Capítulo 5

Conclusão

Neste capítulo, apresentamos as conclusões do trabalho elaborado nesta dissertação. Nesta dissertação, apresentamos no Capítulo 3 o desenvolvimento do modelo matemático usado no algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento, baseado na minimização da probabilidade de erro de bit média neste sistema.

Aplicamos o conceito de seqüência produto para um sistema multicelular CDMA que utiliza duas seqüências de espalhamento na transmissão: uma seqüência identificadora da informação dos usuários; e uma seqüência identificadora das informações trafegadas nas células. Desta forma, foi possível analisarmos no Capítulo 4 diversas combinações de classes de seqüências utilizadas pelos usuários e pelas células, e verificar o comportamento das mesmas neste ambiente multicelular.

5.1 Contribuições da dissertação

Resumimos a seguir as principais contribuições desta Dissertação:

- Propomos uma extensão dos estudos elaborados na referência [1] para um sistema com células adjacentes interferentes.
- Elaboramos um algoritmo de seleção de seqüências de espalhamento de comprimento fixo, que busca a minimização dos efeitos de interferência em sistemas CDMA operando em canais com desvanecimento seletivo em frequência e possuindo células adjacentes interferentes.
- Implementamos o conceito de que sinais que atingem o receptor do usuário alvo sofrem uma perda de percurso usando um modelo de perda de percurso exponencial.
- Desenvolvemos um ambiente de simulação para o sistema CDMA multiusuário operando em canais com desvanecimento seletivo em frequência e possuindo células adjacentes interferentes.

- Propusemos o caso do enlace reverso em ambiente *quase-síncrono* na célula de referência como forma de obter ganhos de desempenho, especialmente com o uso do algoritmo de escolha proposto.

5.2 Propostas para trabalhos futuros

Obviamente, algumas questões permanecem ainda em aberto, como por exemplo:

- Consideramos, tanto no modelo matemático usado no algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento, quanto nas simulações computacionais, a estimação perfeita dos parâmetros do canal. Seria interessante a análise introduzindo erros na estimação destes parâmetros.
- Implementação de sistemas CDMA que façam uso de códigos corretores de erro do tipo convolucional, ou Turbo, verificando o ganho de desempenho na taxa de erro (BER) obtido pela técnica de detecção e correção de erros.
- Extensão dos trabalhos de códigos corretores de erro com o uso de técnicas de codificação do tipo Codificação Espaço-Temporal (STC - do inglês, *Space-Time Coding*).
- Implementação de diversidade com uso de arranjo de antenas, verificando o ganho de desempenho com a redução da interferência de células adjacentes.
- O algoritmo de escolha de seqüências apresentado no Capítulo 3 considera seqüências de comprimento fixo. Nos sistemas móveis de terceira geração, como por exemplo o sistema WCDMA, são usadas seqüências de comprimento variável baseadas na técnica de Seqüências Ortogonais com Fator de Espalhamento Variável (OVSF - do inglês, *Orthogonal Variable Spreading Factor*), em razão da possibilidade de transmissão multitaxa. O desenvolvimento de um algoritmo de escolha para estes tipos de seqüências é um tópico de pesquisa interessante.
- Efetuar a análise da situação de enlace reverso *quase-síncrono* na célula de referência usando seqüências de espalhamento normalmente encontradas neste tipo de ambiente, tais como aquelas comentadas na subseção 2.4.4.6.

Referências Bibliográficas

- [1] Rodrigo Pereira Ramos. Algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento em sistemas CDMA com codificação espaço-temporal e arranjo de antenas. Tese de doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, Julho 2005.
- [2] Jhong Sam Lee and Leonard E. Miller. *CDMA Systems Engineering HandBook*. Artech House, 1998.
- [3] Michel Daoud Yacoub. *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC Press, 1993.
- [4] Athanasios Papoulis and S. Unnikrishna Pillai. *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. Mc Graw Hill, 2002.
- [5] John G. Proakis. *Digital Communications*. Mc Graw Hill, 2001.
- [6] Simon Haykin. *An Introduction to Analog and Digital Communications*. John Wiley and Sons, 1989.
- [7] Ramjee Prasad and Tero Ojanperä. An overview of CDMA evolution toward wideband CDMA. *IEEE Communications Surveys*, 1(1), 1998.
- [8] K. Pahlavan and A. H. Levesque. *Wireless Information Networks*. Wiley, 1995.
- [9] R. Price and J. Green. A communication technique for multipath channels. *Proceedings of IRE*, 1958.
- [10] M. B. Pursley. Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication - Part I: System analysis. *IEEE Transactions on Communications*, COM-25(8):795–799, 1977.
- [11] J. L. Massey and Mittelholzer. Technical assistance for the cdma communication system analysis. *ESTEC Contract No. 8696/89/NL/US Institute for Signal and Information Processing CII-8092 ETII - Zurich*, pages 1–40, February 1991.

- [12] C. Elia R. de Gaudenzi and R. Viola. Bandlimited quasi-synchronous cdma: A novel satellite access technique for mobile and personal communication systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 10(2):328–343, February 1992.
- [13] A. Kajiwarra and M. Nakagawa. Microcellular cdma system with a linear multiuser interference canceler. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 12(4):605–611, May 1994.
- [14] R. A. Scholtz and L. R. Welch. Gmw sequences. *IEEE Transaction on Information Theory*, IT-30(3):548–553, 1984.
- [15] M. Katayama S. Kuno, T. T. Yamazato and A. Ogawa. A study on quasisynchronous cdma based on selected pn signature sequences. *IEEE International Symposium of Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 479–483, September 1994.
- [16] H. Okada M. Katayama M. Saito, T. Yamazato and A. Ogawa. Generation of sets of sequences suitable for multicode transmission in quasisynchronous cdma systems. *IEICE Transactions on Communications*, E-84B(3):576–580, March 2001.
- [17] X. D. Lin and K. H. Chang. Optimal pn sequence design for quasisynchronous cdma communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, 45(2):221–226, February 1997.
- [18] B. Q. Long and P. Zhang. The analysis of a generalized qs-cdma system over a multipath rayleigh fading channel. *IEEE Wireless Communication System Symposium*, pages 137–141, November 1995.
- [19] J. S. No and P. V. Kumar. A new family of binary pseudorandom sequences having optimal periodic correlation properties and large linear span. *Canadian Journal of Mathematics*, 35:371–379, 1989.
- [20] André Seichi Ribeiro Kuramoto. Metodologias de seleção de seqüências de espalhamento para sistemas ds/cdma quase síncronos. Dissertação de mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2005.
- [21] G. L. Turin. The effects of multipath and fading on the performance of direct-sequence CDMA systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, SAC-2(4):597–603, 1984.
- [22] J. S. Lehnert and M. B. Pursley. Multipath diversity reception of spread-spectrum multiple access communications. *IEEE Transactions on Communications*, COM-35(11):1189–1198, 1987.
- [23] N. Kong and L. B. Milstein. Error probability of multicell CDMA over frequency selective fading channels with power control error. *IEEE Transactions on Communications*, 47(4):608–617, 1999.

- [24] S. Verdu. *MultiUser Detection*. Cambridge, 1998.
- [25] D. L. Neneaker and M. B. Pursley. The effects of sequence selection on DS spread spectrum with selective fading and rake reception. *IEEE Transactions on Communications*, 44(2):229–237, 1996.
- [26] J. et all Wang. Optimal sequences to suppress the multiuser interference in the downlink of the TDD-CDMA system. *IEICE Transactions on Communications*, E83-B(8):1649–1655, 2000.
- [27] S. Serbetli and A. Yener. Signature sequence selection for CDMA systems with multiple receiver antennas. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications - ICC'04*, pages 405–409, Paris, France, 2004.
- [28] P. J. E. Jeszensky A. S. R. Kuramoto and T. Abrão. Projeto de seqüências para sistemas QS-CDMA multitaxa MPG. In *Anais do XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBT'04*, Belém, Pará, 2004.
- [29] G. Bottomley. Signature sequence selection in a CDMA system with orthogonal coding. *IEICE Transactions on Veicular Technology*, 42(1):62–68, 1993.
- [30] H. Elders-Boll. The optimization of spreading sequences for CDMA systems in presence of frequency-selective fading. In *Proceedings of the IEEE 6th. International Symposium on Spread-Spectrum Technology and Applications - ISSSTA'00*, pages 414–418, New Jersey, USA, 2000.
- [31] Q. Shi and M. Latva-aho. Simple spreading code allocation scheme for downlink MC-CDMA. *Electronics Letters*, 38(15):807–809, 2002.
- [32] P. van Rooyen I. Oppermann and B. Vucetic. Effect of sequence selection on MAI suppression in limited spreading CDMA systems. *Wireless Networks*, 4(6):471–478, 1998.
- [33] R. N. Braithwaite. Using walsh code selection to reduce the power variance of band-limited forward link CDMA waveforms. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18(11):2260–2269, 2000.
- [34] Celso de Almeida. Cálculo analítico da capacidade de sistemas celulares CDMA. Tese de livre docência, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, Abril 1998.