Universidade Estadual de Campinas

Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Departamento de Comunicações - DECOM

Avaliação do Algoritmo de Busca de Seqüências de Espalhamento em Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência com Códigos Corretores de Erros

Autor: Luís Otávio Mataveli

Orientador: Prof. Dr. Celso de Almeida

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Campinas, SP

2008

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Comunicações - DECOM

Avaliação do Algoritmo de Busca de Seqüências de Espalhamento em Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência com Códigos Corretores de Erros

Autor: Luís Otávio Mataveli
Orientador: Prof. Dr. Celso de Almeida

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Banca Examinadora:
Prof. Dr. Celso de Almeida (Orientador) - FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Jaime Portugheis - FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Rodrigo Pereira Ramos - UNIVASF

Campinas, SP
2008

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

M414a

Mataveli, Luís Otávio
Avaliação do algoritmo de busca de seqüências de espalhamento em canais com desvanecimento seletivo em freqüência com códigos corretores de erros / Luís Otávio Mataveli. – Campinas, SP: [s.n.], 2008.

Orientador: Celso de Almeida.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Algoritmos. 2. Acesso múltiplo por divisão de código de banda larga. 3. Convoluções (Matemática). 4. Teoria da codificação. 5. Códigos de controle de erros (Teoria da informação). I. Almeida, Celso de. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Evaluation of the spread sequences selection algorithm over frequency selective fading channels with error correcting codes
Palavras-chave em Inglês: Selection algorithm, CDMA systems, Spreading spectrum, Convolutional codes, Turbo codes.
Área de concentração: Telecomunicações e Telemática
Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica
Banca Examinadora: Jaime Portugheis, Rodrigo Pereira Ramos
Data da defesa: 04/08/2008
Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Luís Otávio Mataveli

Data da Defesa: 4 de agosto de 2008

Título da Tese: "Avaliação do Algoritmo de Busca de Seqüências de Espalhamento em Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência com Códigos Corretores de Erros"

Prof. Dr. Celso de Almeida (Presidente): _____

Prof. Dr. Rodrigo Pereira Ramos: Rodrigo P. Ramos

Prof. Dr. Jaime Portugheis: Jaime Portugheis

Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador, Celso de Almeida, pela oportunidade, orientação, ajuda e incentivo, sem os quais não seria possível a execução deste trabalho.

Agradeço aos meus pais, Nivaldo e Ismenia, pelo enorme incentivo durante toda a minha vida.

Ao meu irmão Rodolfo e à minha irmã Ana Paula que sempre acreditaram em mim.

Aos meus amigos Lucas, Michel e Anderson, agradeço a amizade e a convivência durante esse período em Campinas.

Ao meu amigo Mário, que me ajudou muito nos momentos de descontração, que também são muito importantes.

Aos amigos Renata, Valéria, Dina, Celso, Danni, Tarciana, Márzio, José, Marcos, Paulo, Carlos e todos os demais amigos de Campinas.

Ao Paulo e Rodrigo pela ajuda inicial neste trabalho.

Agradeço ao meu professor da graduação, Rony Mark da Silva, que me incentivou muito a continuar os meus estudos e a fazer o mestrado.

Aos professores Dr. Jaime Portugheis (UNICAMP) e Dr. Rodrigo Pereira Ramos (UNIVASF) por participarem da banca examinadora.

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

Agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) pelo apoio financeiro.

Aos meus pais, irmão e irmã.

Resumo

O desempenho dos sistemas de comunicação sem fio que utilizam a técnica de múltiplo acesso CDMA é limitado pela interferência. A proposição de um algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento foi feita para buscar uma diminuição na interferência média do sistema. Nos padrões atuais, como CDMA2000 e WCDMA, não são definidos nenhum critério para escolha das seqüências. Por isso, nesta dissertação será analisado o desempenho do algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento proposto anteriormente juntamente com o uso de códigos corretores de erro em canais com desvanecimento seletivo em freqüência. Será analisado o comportamento das seqüências Walsh, Gold e m-deslocadas. O algoritmo analisado apresenta bons resultados sem o uso de codificação, mas, como maneira de analisar um sistema mais próximo do real, serão utilizados os códigos convolucionais e turbo.

Palavras-chave: Algoritmo de busca, sistemas CDMA, espalhamento espectral, códigos convolucionais, códigos turbo.

Abstract

The performance of wireless communication systems that use the multiple access code division technique, CDMA, is interference-limited. A sequence selection algorithm allows a reduction in the mean interference of the system. In the standards like CDMA2000 and WCDMA no algorithm is defined for choosing the sequences. For this reason, in this dissertation we evaluate the performance of the proposed spread sequences selection algorithm together with error correcting codes over frequency selective fading channels. It is analyzed the behavior of Walsh, Gold, and shifted-m sequences. The algorithm had shown good results without channel coding, but to analyze a system similar to a real one, convolutional and turbo codes are going to be used.

Key words: Selection algorithm, CDMA systems, spread spectrum, convolutional codes, turbo codes.

Sumário

Glossário **xv**

Lista de Símbolos **xvii**

1 Introdução **1**

1.1 Visão Geral do Trabalho 2

2 Conceitos básicos **5**

2.1 Sistema móvel celular 5

2.1.1 Interferência 6

2.1.2 Modelo do Sistema Multicelular 7

2.1.3 Perdas do canal 8

2.2 Modelo de canal 8

2.2.1 Canal com desvanecimento e ruído AWGN 8

2.3 Caracterização de canais com desvanecimento nos múltiplos percursos 10

2.3.1 Banda e tempo de coerência do canal 13

2.3.2 Receptor Rake 14

2.4 Técnicas de múltiplo acesso 16

2.4.1 FDMA 16

2.4.2 TDMA 16

2.4.3 CDMA 17

2.5 Características do sistema CDMA 17

2.5.1 Introdução 18

2.5.2 Métodos de realização do espalhamento espectral 19

2.5.3 Seqüências de espalhamento 21

2.6 Códigos corretores de erro 28

2.7 Códigos convolucionais 29

2.7.1 Códigos Convolucionais Sistemáticos 33

2.7.2 Códigos convolucionais recursivos sistemáticos 34
2.7.3 Decodificação de códigos convolucionais - Algoritmo de Viterbi 36
2.8 Códigos turbo 38
2.8.1 Codificador turbo CCP 38
2.8.2 Entrelaçador 40
2.8.3 Puncionamento 41
2.8.4 Bits de zeramento 42
2.8.5 Decodificação dos códigos turbo 42

3 Algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento 55
3.1 Introdução 55
3.2 Desenvolvimento matemático 56
3.2.1 Modelo matemático do canal de enlace direto 57
3.2.2 Modelo matemático do canal de enlace reverso 61
3.3 Descrição do algoritmo de busca de seqüências de espalhamento 64
3.3.1 Determinação da condição inicial 65
3.3.2 Determinação do resultado final do algoritmo 66

4 Resultados 69
4.1 Introdução 69
4.2 Enlace direto 70
4.2.1 Enlace direto - desempenho do algoritmo com código convolucional 72
4.2.2 Enlace direto - desempenho do algoritmo com código turbo 81
4.3 Enlace reverso 90
4.3.1 Enlace reverso - desempenho do algoritmo com código convolucional 92
4.3.2 Enlace reverso - desempenho do algoritmo com código turbo 99

5 Conclusões 107
5.1 Trabalhos futuros 108

Lista de Figuras

2.1 Sistema multicelular de sete células. 7
2.2 Representação de um canal com desvanecimento. 10
2.3 Exemplo de resposta a um impulso de um canal com múltiplos percursos variante no tempo. 11
2.4 Diagrama esquemático do receptor Rake. 15
2.5 Técnicas de múltiplo acesso. 18
2.6 Esquema básico do espalhamento espectral por seqüência direta. 20
2.7 Assincronismo entre os bits dos usuários k e k'. 24
2.8 Registrador de deslocamento de m estágios com realimentação linear. 25
2.9 Codificador convolucional (2, 1, 2). 29
2.10 Diagrama de estados do codificador CNS, m=2. 32
2.11 Treliça do codificador CNS, m=2. 32
2.12 Diagramas de estados com representação dos coeficientes X, Y e Z. 33
2.13 Codificador convolucional sistemático (2,1,2). 34
2.14 Codificador convolucional recursivo sistemático. 35
2.15 Treliça do codificador convolucional recursivo sistemático (CRS). 35
2.16 Treliça para decodificação utilizando o algoritmo de Viterbi. 37
2.17 Codificador turbo CCP. 39
2.18 Codificador turbo CCP utilizado no padrão CDMA2000. 40
2.19 Codificador turbo CCP com q=2. 41
2.20 Codificador turbo CCP utilizado. 41
2.21 Funções de verossimilhança. 43
2.22 Esquema do decodificador iterativo turbo. 44
2.23 Treliça para decodificação MAP de código CRS com K=3. 46

4.1 Esquema de simulação do enlace direto. 71

4.2 Desempenho dos códigos utilizados no enlace direto. Sistema unicelular. Seqüências de usuários Walsh, com escolha aleatória. $L = 3$ percursos, $E_b/N_0 = 2,5$ dB. 72
4.3 Comparação de códigos com diferentes distâncias livre em canais com diferentes número de percursos. 74
4.4 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sistema unicelular, $G_P = 63$ (64), $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional. 75
4.5 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - seqüência de ERB Gold, $G_P = 63$ (64), $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional. 77
4.6 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - seqüência de ERB m-deslocadas, $G_P = 63$ (64), $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional. 78
4.7 Algoritmo de seleção no enlace direto - seqüência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional. 79
4.8 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sem diferenciação entre as ERBs, $G_P = 63$ (64), $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional. 80
4.9 Variação do desempenho em relação ao expoente de perda de propagação ζ. Enlace direto. 81
4.10 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sistema unicelular, $G_P = 63$ (64), $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits. 82
4.11 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sistema unicelular, $G_p = 63$ (64), $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com variação do comprimento do entrelaçador utilizado no turbo. 84
4.12 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - seqüência de ERB Gold, $G_P = 63$ (64), $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits. 85
4.13 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - seqüência de ERB m-deslocadas, $G_P = 63$ (64), $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits. 86
4.14 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sem diferenciação entre as ERBs, $G_P = 63$ (64), $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits. 87

4.15 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - seqüência de ERB m-deslocadas e de usuário Walsh, $G_p = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo. 88

4.16 Algoritmo de seleção no enlace direto - seqüência de usuário Walsh, $G_p = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits. 89

4.17 Esquema de simulação do enlace reverso. 90

4.18 Desempenho dos códigos utilizados no enlace reverso. Sistema unicelular. Seqüências de usuários Walsh, com escolha aleatória. $L = 3$ percursos, $\zeta = 4$, $\frac{E_b}{N_0} = 2,5$ dB. 91

4.19 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso assíncrono - sistema unicelular, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional. 93

4.20 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - sistema unicelular, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional. 94

4.21 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de ERB Gold, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional. 95

4.22 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de ERB m-deslocadas, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional. 96

4.23 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - sem diferenciação entre as ERBs, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional. 97

4.24 Algoritmo de Seleção no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de usuário Walsh, $G_p = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional. 98

4.25 Variação do desempenho em relação ao expoente de perda de propagação ζ. Enlace reverso quase-síncrono. 99

4.26 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - sistema unicelular, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits. 100

4.27 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - sistema unicelular, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com variação do comprimento do entrelaçador utilizado no turbo. 101

4.28 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de ERB Gold, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits. 102
4.29 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de ERB m-deslocadas, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits. 103
4.30 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - sem diferenciação entre as ERBs, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits. 104
4.31 Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso - seqüências de ERB m-deslocadas e de usuários Walsh, $G_p = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo. 105
4.32 Algoritmo de seleção no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de usuário Walsh, $G_p = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits. 105

Lista de Tabelas

2.1 Códigos convolucionais usados no padrão CDMA2000. 34

4.1 Parâmetros do código convolucional utilizado. 72
4.2 Parâmetros do código turbo utilizado. 73

Glossário

AWGN	-	Ruído Aditivo Gaussiano Branco (*Additive White Gaussian Noise*).
BER	-	Taxa de Erro de Bit (*Bit Error Rate*).
BPSK	-	*Binary Phase Shift Keying.*
CCP	-	Convolucional Concatenado em Paralelo.
CDMA	-	Múltiplo Acesso por Divisão de Código (*Code Division Multiple Access*).
CLT	-	Teorema Central do Limite (*Central Limit Theorem).*
CNR	-	Convolucional Não Sistemático.
CRS	-	Convolucional Recursivo Sistemático.
DS-SS	-	Espalhamento Espectral por Seqüência Direta (*Direct Sequence Spread Spectrum*).
ERB	-	Estação Rádio Base.
FDMA	-	Múltiplo Acesso por Divisão em Freqüência (*Frequency Division Multiple Access*).
FH-SS	-	Espalhamento Espectral por Salto em Freqüência (*Frequency Hopping Spread Spectrum*).
IID	-	Independentes e Identicamente Distribuídas (*Independent and Identically Distributed).*
IS-95	-	*Interim Standard-95.*
ISI	-	Interferênica Intersimbólica (*InterSymbol Interference*).
MAI	-	Interferência de Múltiplo Acesso (*Multiple Access Interference*).
MAP	-	*Maximum a Posteriori.*
MLD	-	Decodificador por Máxima Verossimilhança (*Maximal Likelihood Decoder).*
MPI	-	Interferência de Multipercurso (*MultiPath Interference*).
MRC	-	Combinador de Máxima Razão (*Maximal Ratio Combiner*).
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*).
SNR	-	Relação Sinal- Ruído (*Signal to Noise Ratio*).
SOVA	-	Algoritmo de Viterbi com Saída Suave (*Soft Output Viterbi Algorithm*).
TDMA	-	Múltiplo Acesso por Divisão no Tempo (*Time Division Multiple Access*).
WCDMA	-	Múltiplo Acesso por Divisão de Código em Banda Larga (*Wideband Code Division Multiple Access*).

Lista de Símbolos

S	-	Número de setores da célula.
R	-	Raio da célula.
I	-	Número total de ERBs.
K	-	Número total de usuários.
r_{ik}	-	Distância do k-ésimo usuário até a sua i-ésima ERB.
$p\left(r_{ik}\right)$	-	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.
$p\left(\theta_{ik}\right)$	-	PDF do ângulo azimutal do k-ésimo usuário da i-ésima ERB.
P_R	-	Nível de potência recebida.
ζ	-	Expoente de perda de propagação.
$p\left(x\right)$	-	PDF da variável aleatória x.
m_x	-	Média da variável aleatória x.
σ_x^2	-	Variância da variável aleatória x.
α	-	Fator de atenuação do sinal recebido.
ϕ	-	Deslocamento de fase.
b_k	-	Seqüência de bits de informação.
n_k	-	Amostras do ruído.
τ	-	Atraso entre dois pulsos consecutivos.
T_s	-	Intervalo de tempo de sinalização do sistema.
$s\left(t\right)$	-	Sinal transmitido passa-faixa.
$s_b\left(t\right)$	-	Envoltória complexa do sinal $s\left(t\right)$.
f_c	-	Freqüência da portadora.
$\tau_l\left(t\right)$	-	Atraso associado ao l-ésimo percurso.
$\alpha_l\left(t\right)$	-	Fator de atenuação associado ao l-ésimo percurso.

L	-	Número total de percursos.
$x(t)$	-	Sinal recebido.
$c(\tau;t)$	-	Resposta ao impulso do canal no domínio do tempo.
$\phi_c(\tau)$	-	Perfil de intensidade multipercurso do canal.
T_m	-	Espalhamento multipercurso do canal.
$(\Delta f)_c$	-	Largura de banda de coerência do canal.
W	-	Largura de banda do sinal transmitido.
$(\Delta t)_c$	-	Intervalo de tempo de coerência do canal.
B_d	-	Espalhamento Doppler do canal.
T_c	-	Intervalo de tempo de *chip* da seqüência de espalhamento.
T_b	-	Intervalo de tempo de bit de informação.
G_p	-	Ganho de processamento.
R_b	-	Taxa de bits de informação transmitidos.
$b_k(t)$	-	Seqüência de bits de informação do k-ésimo usuário.
$b_{c,ik}(t)$	-	Seqüência de bits codificados do k-ésimo usuário da i-ésima célula.
p_k	-	Seqüência de espalhamento atribuída ao k-ésimo usuário.
$r_k(t)$	-	Seqüência recebida.
$\hat{b}_k(t)$	-	Seqüência de bits estimada pelo receptor.
$g_T(t)$	-	Formato de pulso retangular no intervalo de tempo T.
r_c	-	Taxa do codificador.
T_{bc}	-	Intervalo de tempo de bit após a decodificação.
a_k	-	Seqüência de *chips* atribuída ao k-ésimo usuário.
q_i	-	Seqüência de espalhamento atribuída à i-ésima ERB.
Υ_{ik}	-	Seqüência de espalhamento atribuída ao k-ésimo usuário da i-ésima ERB.
c_{ik}	-	Produto das seqüências de *chips* atribuídas ao k-ésimo usuário e à i-ésima ERB.
$\rho_{0k,k'}^{[l,l']}$	-	Função de correlação cruzada entre as seqüências de espalhamento do k-ésimo usuário e do k'-ésimo usuário localizados na ERB de referência.
τ_{0kl}	-	Assincronismo entre os usuários na ERB de referência.
δ_{0k}	-	Parte inteira do assincronismo entre usuários na ERB de referência.

Δ_{0k}	-	Parte fracionária do assincronismo entre usuários na ERB de referência.
$\rho_{ik,k'}^{[l,l']}$	-	Função de correlação cruzada entre as seqüências 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.
Δ_{ik}	-	Parte fracionária do assincronismo provocado pelo canal no sinal proveniente do k-ésimo usuário da i-ésima ERB adjacente interferente.
$\rho_{0k,k}^{[l,l']}$	-	Função de autocorrelação da seqüência de espalhamento do k-ésimo usuário da ERB de referência.
$\underline{\tau}$	-	Assincronismo entre o usuário interferente e o usuário alvo.
$\rho_{0k,k'}(j)$	-	Função de correlação cruzada periódica, com assincronismo j, entre as seqüências de espalhamento dos usuários k e k' localizados na ERB de referência.
$\mathbf{G}_{G_p}$	-	Matriz de seqüências de espalhamento 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 de seqüências de espalhamento Walsh de comprimento G_p.
k	-	Número de entradas do codificador.
n	-	Número de saídas do codificador.
m	-	Número de memórias de um codificador convolucional.
$\mathbf{b}$	-	Seqüência de bits de informação.
$\mathbf{b}_c^{pa}$	-	Seqüência de bits de paridade da saída a.
$\mathbf{b}_c^{pb}$	-	Seqüência de bits de paridade da saída b.
$\mathbf{g}^a$	-	Seqüência geradora referente à seqüência de paridade a.
$\mathbf{g}^b$	-	Seqüência geradora referente à seqüência de paridade b.
$\mathbf{G}$	-	Matriz geradora do código convolucional.
$\mathbf{G}(D)$	-	Matriz geradora do código convolucional na forma polinomial.

N	-	Comprimento da seqüência de bits de informação.
d_{free}	-	Distância livre do código convolucional.
$D(\mathbf{x}', \mathbf{x}'')$	-	Distância de Hamming entre as seqüências $\mathbf{x}'$ e $\mathbf{x}''$.
$T(X, Y, Z)$	-	Função geradora do código convolucional que passa por Z ramos da treliça para gerar Y palavras de peso X.
K	-	Comprimento de restrição do código convolucional.
M	-	Métrica utilizado pelo algoritmo de Viterbi para decodificação do código convolucional.
j	-	Bit de entrada do entrelaçador.
$\Pi(j)$	-	Bit de saída do entrelaçador.
$L(b_k\|y)$	-	Logaritmo da razão de verossimilhança entre as probabilidades $p(b_k\|y)$, quando $b_k = +1$, e $p(b_k\|y)$, quando $b_k = -1$.
$\alpha_{k-1}(s)$	-	Probabilidade da treliça estar no estado s no instante $k-1$.
$\gamma_k(s', s)$	-	Probabilidade da treliça ir do estado s' para o estado s no instante k.
$\beta_k(s)$	-	Probabilidade da treliça estar no estado s no instante k.
$L_e\left(\hat{b}_k\right)$	-	Informação extrínseca (informação sobre os bits de paridade da seqüência codificada).
L_c	-	Confiabilidade do canal.
$L\left(\hat{b}_k\right)$	-	Informação *a-priori*.
$A_k(s)$	-	Logaritmo da probabilidade $\alpha_k(s)$.
$B_k(s)$	-	Logaritmo da probabilidade $\beta_k(s)$.
$\Gamma_k(s)$	-	Logaritmo da probabilidade $\gamma_k(s)$.
$J_{i,0k}$	-	Relação de interferência recebida pelo k-ésimo usuário na célula de referência proveniente da i-ésima ERB adjacente no enlace direto.
$d_{i,0k}$	-	Distância do enlace direto formado entre a i-ésima ERB e o k-ésimo usuário na célula de referência.
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.
$\overline{J_{i,0}}$	-	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}	-	Seqüência binária de informação atribuída ao k-ésimo usuário da i-ésima ERB.
$n\left(t\right)$	-	Ruído AWGN do canal.
N_{kl}	-	Envoltória complexa do ruído AWGN filtrado pelo receptor *Rake* do usuário alvo.
$P_{b_{0k}}$	-	Probabilidade de erro de bit para o usuário alvo.
y_{0k}	-	Seqüência de saída do receptor *Rake* que é utilizada para a decodificação dos bits do usuário alvo.
$\mu_{y_{0k}}$	-	Média da seqüência de saída do receptor *Rake* do usuário alvo.
$\sigma^2_{y_{0k}}$	-	Variância da seqüência de saída do receptor *Rake* do usuário alvo.
$\gamma_{b_{0k}}$	-	SINR do 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.
$\overline{P_{b_{ik}}}$	-	Probabilidade de erro de bit média para o usuário alvo considerando uma célula de referência indicada pelo índice i.
S_{Ki}	-	Métrica de minimização da probabilidade de erro de bit média de todos os usuários dentro do conjunto de células do sistema.
$J_{ik,0}$	-	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}	-	Seqüência q_i considerada nos passos da condição inicial do algoritmo durante a busca de $\{p_k\}^{pre}$.
Υ_{0k}^{ref}	-	Seqüência Υ_{0k} de cenário unicelular equivalente considerando a seqüência da célula de referência como sendo q_i^{ref}, usada nos passos da condição inicial do algoritmo durante a busca de $\{p_k\}^{pre}$.
S_{K0}^{ref}	-	Métrica de cenário unicelular equivalente calculada nos passos da condição inicial do algoritmo durante a busca de $\{p_k\}^{pre}$.
$\{p_k\}^{pre}$	-	Subconjunto preliminar de seqüências dos usuários determinada na condição inicial do algoritmo.

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos anos, tem acontecido um grande avanço nas comunicações móveis sem fio. Até alguns anos era requisitada somente a transmissão de voz, mas hoje em dia há grande demanda por conteúdos multimídia como textos, áudio, imagens e vídeos, o que demanda altas taxas de transmissão de dados. A transmissão desse conteúdo deve ser feita obedecendo a um limite de largura de banda disponível e de probabilidade de erro de bit (BER – do inglês *Bit Error Rate*), para que o serviço atenda aos critérios de qualidade necessários.

O sinal que é transmitido sofre alterações no canal devido ao ruído, desvanecimento e interferências, e chega ao receptor bastante diferente do que foi transmitido. No processo de recepção certamente ocorrerão erros, o que diminui a qualidade do sistema. Por isso, o principal desafio de um sistema de comunicação é fazer com que o mínimo possível de erros ocorra, e isto pode ser feito através da busca de proteção contra a interferência, estimativa dos parâmetros do canal para minimização do efeito do desvanecimento, e sempre que possível proteção contra os efeitos do ruído.

O projeto de sistemas de comunicação analógicos visa normalmente à maximização da razão sinal-ruído (SNR - do inglês *Signal to Noise Ratio*), enquanto que para sistemas digitais, o principal objetivo é diminuir a taxa de erro de bit (BER). Para que a qualidade de serviço (QoS – do inglês *Quality of Service*) seja satisfatória em canais de comunicações móveis digitais, a BER deve ser inferior a 10^{-4} para transmissão de sinais de voz e inferior a 10^{-6} para a transmissão de dados. Uma maneira de atingir esses níveis de qualidade é através do uso de códigos corretores específicos.

Devido à escassez de largura de banda no espectro de freqüências de rádio e da necessidade de maiores taxas de transmissão, buscam-se sistemas com alta eficiência espectral. O sistema móvel celular tem uma infra-estrutura formada por Estações Rádio-Base (ERBs) que permitem mobilidade aos usuários além de uma maior eficiência espectral devido ao reuso de freqüência. Neste sistema, vários usuários precisam se comunicar com as ERBs, mas sem interferir muito um no outro. Para isso, existem técnicas de acesso múltiplo, entre as quais está o múltiplo acesso por divisão de código -

CDMA (do inglês *Code Division Multiple Access*), que utiliza espalhamento espectral. Nesta técnica, os usuários são separados pela atribuição de diferentes seqüências de espalhamento para cada um, sendo que eles utilizam a mesma faixa de freqüências simultaneamente.

O compartilhamento do canal por vários usuários causa interferência co-canal entre eles, ou seja, os sinais dos demais usuários chegam até o receptor de um determinado usuário e estes sinais são vistos como uma interferência por serem indesejados. Esta interferência pode ser causada, tanto pelos demais usuários dentro da mesma célula, quanto pelos usuários ativos nas células adjacentes. A interferência pode ser minimizada através do uso de uma classe de seqüências adequada e também através da escolha de uma seqüência para cada usuário dentro de uma classe. Em trabalhos anteriores [7, 13] um algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento se mostrou eficaz no sentido de diminuir a interferência do sistema com base nas propriedades de correlação das seqüências Walsh, Gold e m-deslocadas. O algoritmo funciona também para qualquer outra classe de seqüências, sendo necessário somente a definição desta. Com base em um conjunto de seqüências, o algoritmo escolhe um subconjunto de seqüências que apresentem melhores propriedades de autocorrelação e correlação cruzada.

O que será feito nesse trabalho é a busca de seqüências quando códigos corretores de erro são utilizados, o que ainda não havia sido feito em trabalhos anteriores. Para a análise, serão utilizados códigos convolucionais e turbo em um ambiente multicelular em canais com desvanecimento multipercurso. O sistema multicelular é formado por sete células, sendo uma central que serve como referência para o cálculo da probabilidade de erro de bit média, e seis células vizinhas que são fontes de interferência para a célula central. A escolha destes dois tipos de códigos se deve ao fato deles estarem previstos nos padrões atuais de comunicações móveis celulares como CDMA2000 e WCDMA. Como os códigos convolucionais e, principalmente, o turbo podem diminuir consideravelmente a BER, havia uma dúvida quanto à eficácia do algoritmo com o uso de codificação. O código corretor de erro poderia fazer a BER diminuir muito, fazendo o ganho do algoritmo desaparecer, mas, por outro lado o algoritmo poderia funcionar e até amplificar o ganho do código. Espera-se que no final deste trabalho esta dúvida esteja esclarecida.

1.1 Visão Geral do Trabalho

Esta dissertação está organizada da seguinte maneira. No capítulo 2, são apresentados os conceitos básicos da comunicação digital em canais com desvanecimento multipercurso. É feita a caracterização destes canais através da determinação das perdas, interferências, desvanecimento, ruído, banda e intervalo de tempo de coerência. Como vários usuários utilizam o mesmo sistema, são analisadas algumas técnicas de acesso múltiplo como: FDMA (do inglês *Frequency Division Multiple Access*),

TDMA (do inglês *Time Division Multiple Access*) e CDMA. É dada uma maior ênfase ao CDMA através da apresentação das seqüências de espalhamento e suas características de autocorrelação e correlação-cruzada. Depois é feita uma introdução aos códigos convolucionais e turbo.

No capítulo 3, é desenvolvido o modelo matemático do algoritmo de escolha de seqüências, onde é definida a métrica utilizada pelo algoritmo, tanto para o enlace direto, onde a ERB é a transmissora dos sinais e os usuários são os receptores, quanto para o reverso, quando os usuários transmitem e a ERB é a receptora dos sinais. Com base na métrica, é explicado como o algoritmo faz a escolha das seqüências de usuário e de ERB.

No capítulo 4, são apresentados os resultados de simulação referentes ao uso do algoritmo para os enlaces direto e reverso de um sistema CDMA multicelular em comparação com a escolha aleatória das seqüências de espalhamento. Os resultados são expressos na forma de gráficos da taxa de erro de bit em função do número de usuários ativos no sistema.

No capítulo 5, são discutidas as conclusões desta dissertação, bem como os seus principais resultados e contribuições.

Capítulo 2

Conceitos básicos

Neste capítulo, serão apresentados os conceitos básicos de sistemas de comunicação digital sem fio através de canais com desvanecimento multipercurso. Também será feita uma introdução sobre técnicas de múltiplo acesso, com ênfase na técnica CDMA, e sobre os códigos corretores de erro do tipo convolucional e turbo.

2.1 Sistema móvel celular

Este capítulo trata de uma introdução a um sistema de comunicação móvel celular, bem como suas principais características e técnicas utilizadas. Neste trabalho, se utiliza um sistema de comunicação multiusuário via rádio também denominado de comunicações sem fio ou comunicação rádio móvel. Este termo rádio móvel se deve ao fato desse tipo de comunicação permitir, tanto em ambientes internos quanto externos, que a comunicação entre um transmissor e um receptor seja feita mesmo que eles estejam se movendo dentro da área de cobertura.

No canal de comunicação, o sinal sofre atenuações e outras distorções que ocorrem de forma aleatória como desvanecimento, ruído e interferências. Devido a essa aleatoriedade, o canal pode ser caracterizado através de medições práticas ou análise estatística. Para isso, existem dois fatores de maior importância: a potência mínima do sinal que chega ao receptor, o que caracteriza a qualidade mínima necessária para diversos tipos de serviço; e a variabilidade da amplitude do sinal, o que caracteriza o desvanecimento [1].

O sistema de rádio móvel a ser utilizado neste trabalho é o multicelular de sete células, onde haverá uma célula central, que será a de interesse e onde se localiza o usuário de interesse, e outras seis células vizinhas, que serão as células fontes de interferência. O usuário alvo funcionará como uma referência para o cálculo da métrica empregada pelo algoritmo, embora o algoritmo vise a diminuição da probabilidade de erro de bit média do sistema como um todo. O funcionamento do algoritmo de

escolha de seqüências de espalhamento será explicado no capítulo 3.

Dentro de cada célula existe uma ERB (Estação Rádio Base) que é responsável pela interface entre os usuários da célula e o sistema rádio celular. As ERBs são conectadas a um centro de comutação que tem duas funções importantes. Uma é atuar como uma interface entre a rede celular e a rede de telefonia pública comutada e a outra é controlar a intensidade do sinal de cada usuário para realizar, se necessário, processos de comutação, chamados de *roaming* e *handoff*.

Quando a ERB é a transmissora e o terminal móvel (usuário) é o receptor, o enlace formado é chamado de direto (do inglês *forward link* ou *downlink*). Quando ocorre o inverso, ou seja, o usuário é o transmissor e a ERB é o receptor do sinal, o enlace é chamado de reverso (do inglês *reverse link* ou *uplink*).

2.1.1 Interferência

O sistema multicelular de sete células é composto por uma célula central de interesse e outras seis vizinhas. Estas seis células são as que mais contribuem para o valor total da interferência. Já as células mais distantes, se existissem, não seriam tão influentes como mostrado em [2]. Este sistema de sete células é o que será considerado neste trabalho.

A interferência entre as células, também conhecida como interferência co-canal, ocorre quando sinais que trafegam em uma célula vizinha atingem a célula de interesse. No enlace direto, a interferência ocorre quando o sinal transmitido por uma ERB vizinha que tem como destino o receptor de um usuário dentro dessa célula, atinge o receptor do usuário de interesse. No enlace reverso há interferência quando o sinal enviado por um usuário de uma ERB vizinha atinge a ERB de interesse. Como as células vizinhas utilizam o mesmo recurso (freqüência e intervalo de tempo) da célula de interesse, chamamos este tipo de interferência de co-canal.

Além da interferência das células vizinhas, pode ocorrer interferência dentro de uma mesma célula. Como os usuários em um sistema CDMA utilizam uma mesma faixa de freqüência simultaneamente, há um tipo de interferência chamada de interferência de múltiplo acesso (MAI, do inglês *Multiple Access Interference*), que é provocada pelos outros usuários dentro da mesma célula. Esta interferência também é co-canal, porém ocorre internamente na célula.

Um outro tipo de interferência, chamado de interferência de multipercurso (MPI, do inglês *MultiPath Inteference*), ocorre devido aos múltiplos percursos existentes no canal de comunicação. Os múltiplos percursos também podem provocar interferência intersimbólica (ISI, do inglês *InterSymbol Interference*) caso a dispersão temporal do sinal, provocada por estes múltiplos percursos, seja maior que um intervalo de símbolo.

A interferência é um fator limitante para a capacidade de um sistema CDMA, por isso é importante buscar a sua diminuição.

2.1.2 Modelo do Sistema Multicelular

O modelo de sistema utilizado neste trabalho é formado por sete células, onde haverá uma central e seis células vizinhas, como mostrado na figura 2.1. Na célula central, identificada por $i = 0$, é onde está localizado o usuário de interesse que servirá como referência para o cálculo de interferência e probabilidade de erro de bit média. As outras seis células adjacentes serão as fontes de interferência. Além disso, R é o raio da célula.

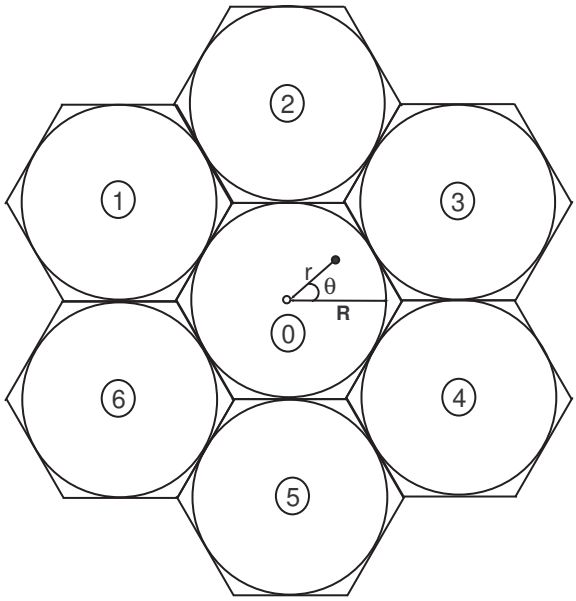


Figura 2.1: Sistema multicelular de sete células.

Este modelo será utilizado, pois a maioria da interferência causada pelas células vizinhas é proveniente da primeira camada de células. As células mais distantes têm pouca influência na interferência total [2]. Os usuários estarão igualmente distribuídos dentro das células, seguindo uma distribuição uniforme em área, sendo que cada usuário terá a sua posição na célula identificada por coordenadas polares, r e θ, onde r é a distância entre o usuário e a ERB e θ é o ângulo azimutal formado entre eles. Isso implica que a distância entre o k-ésimo usuário e a sua i-ésima célula de raio R terá uma função densidade de probabilidade - PDF (do inglês *Probably Density Function*) do tipo:

$$p\left(r_{ik}\right) = \frac{2r_{ik}}{R^2}, \qquad 0 \leq r_{ik} \leq R \tag{2.1}$$

E o ângulo azimutal entre o usuário e a ERB terá a seguinte distribuição:

$$p\left(\theta_{ik}\right) = \frac{1}{2\pi}, \qquad 0 \leq \theta_{ik} \leq 2\pi \tag{2.2}$$

2.1.3 Perdas do canal

Perdas de percurso

Um modelo de propagação bastante simplificado relaciona a potência recebida com a distância da seguinte maneira:

$$P_R \propto r^{-\zeta} \tag{2.3}$$

onde P_R é a potência recebida, r é a distância entre o transmissor e o receptor e ζ é o expoente de perda de propagação, que varia de acordo com o ambiente de propagação. Para a propagação no espaço livre, ζ é igual a 2, e para ambientes terrestres abertos, ζ apresenta valores entre 3 e 5, tipicamente igual a 4.

No enlace reverso, como cada usuário está em uma dada localização dentro da ERB, ocorre o chamado efeito perto-longe (*near-far effect*). Este efeito ocorre, pois a intensidade do sinal recebido por um usuário que está mais próximo da ERB será maior que de outro usuário que está mais afastado, já que a potência do sinal decai com a distância. Os sinais com intensidades maiores na ERB causarão uma maior interferência nos demais. Para evitar este problema é feito um controle de potência de transmissão dos usuários. Neste trabalho, será considerado que há um controle perfeito e a potência do sinal de cada usuário será a mesma na ERB.

Sombreamento

Um outro efeito bastante presente em sistema celular é o sombreamento. Este efeito é causado por obstáculos entre o usuário e a ERB, causando uma forte variação na intensidade do sinal. Estes obstáculos são, em geral, árvores, prédios, montanhas ou outras variações no terreno. Os obstáculos têm tamanho muito maior que o comprimento de onda do sinal e causam variações lentas no nível de potência do sinal, também conhecidas como desvanecimento lento. O sombreamento pode ser modelado como uma variável log-normal com média 0 dB e desvio padrão entre 4 e 8 dB [4]. Medidas práticas apontam para uma variação do nível do sinal de no máximo 9 dB devido ao sombreamento, com valor tipicamente de 8 dB [5].

2.2 Modelo de canal

2.2.1 Canal com desvanecimento e ruído AWGN

Na literatura [4], para efeito de estudo, geralmente se representa um canal linear como um filtro que modifica o sinal transmitido, fazendo com que no receptor chegue um sinal que sofreu distorções.

O sinal recebido é a convolução do sinal transmitido com a resposta ao impulso do canal. Algumas perturbações, como ruído e desvanecimento, podem ser representadas estatisticamente.

Neste trabalho, será considerada a existência de ruído AWGN (do inglês *Additive White Gaussian Noise* – ruído aditivo gaussiano branco) que está presente em toda a faixa de freqüências com densidade espectral bilateral de potência $N_0/2$ W/Hz. Este ruído é adicionado ao sinal e possui PDF gaussiana dada por:

$$p\left(x\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x^2} \exp - \frac{\left(x - m_x\right)^2}{2\sigma_x^2} \tag{2.4}$$

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

Além do ruído, outras perturbações podem ser provocadas em um sinal utilizado em comunicação via rádio. O desvanecimento (*fading*) é uma delas e causa variações na amplitude e fase do sinal. A PDF do desvanecimento geralmente é do tipo Rayleigh em ambientes abertos e sem linha de visada direta. Essa será a distribuição a ser considerada nesse trabalho.

Uma variável aleatória a que segue uma distribuição do tipo Rayleigh tem PDF dada por:

$$p_A\left(a\right) \quad = \quad \begin{cases} \frac{a}{\sigma_a^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma_a^2}}, & a \geq 0 \\ 0 & a < 0 \end{cases} \tag{2.5}$$

onde σ_a^2 é a variância de a.

A figura 2.2 mostra como o ruído e o desvanecimento influenciam no sinal para um sistema discreto. É considerado que a variável y_k é amostra do sinal recebido de um usuário que transmite o sinal b_k. O sinal transmitido será modificado pelo desvanecimento d e pelo ruído n_k. Porém, não está sendo considerado nenhum tipo de interferência causada por outros usuários. O desvanecimento pode ser entendido como um ruído multiplicativo, já o ruído AWGN é adicionado ao sinal. Nesta figura, pode-se ver que o sinal transmitido b_k é multiplicado pelo desvanecimento d e depois o ruído n_k é adicionado a este sinal. O desvanecimento d é caracterizado por um fator α, que é a envoltória do desvanecimento e que modifica a amplitude do sinal, e por um fator de alteração de fase ϕ. Já o ruído AWGN tem PDF definida na equação 2.4. O conhecimento dos parâmetros do canal (amplitude e fase do desvanecimento) pode ajudar na decisão sobre os bits recebidos, diminuindo a probabilidade de erro de bit. Na próxima seção, será visto o efeito do desvanecimento em canais com múltiplos percursos.

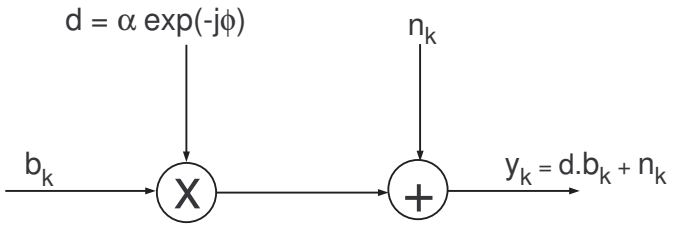


Figura 2.2: Representação de um canal com desvanecimento.

2.3 Caracterização de canais com desvanecimento nos múltiplos percursos

Os canais de comunicação que operam em altas freqüências podem sofrer mudanças com o tempo devido à variações na estrutura do meio. Essas mudanças, aos olhos dos usuários, são vistas como sendo aleatórias, por isso a caracterização do canal deve ser feita estatisticamente. Se a banda do sinal transmitido, W, for larga, como ocorre no CDMA, o canal tende a ser seletivo em freqüência. O canal é dito ser seletivo com L percursos se a banda de coerência do canal, $(\Delta f)_c$, for menor que a banda do sinal transmitido, onde L é dado por:

$$L = \text{int}\left(\frac{W}{(\Delta f)_c}\right) + 1 \tag{2.6}$$

onde $\text{int}\,(x)$ é a parte inteira de x.

O conceito de banda de coerência será mais detalhado na próxima subseção.

A seletividade do canal faz com que, no receptor, cheguem várias réplicas de um mesmo sinal, sendo que cada uma chega através de um percurso e com diferentes amplitudes e fases entre si. No receptor, essas réplicas do sinal podem ser somadas construtiva ou destrutivamente, o que causa uma variação na amplitude do sinal. Essa variação é conhecida como desvanecimento.

A figura 2.3 mostra como um canal com desvanecimento multipercurso modifica o sinal. Se transmitimos um pulso em instantes de tempo t diferentes, recebemos um número de pulsos diferentes com diferentes amplitudes e atrasos entre eles.

Para entender matematicamente quais as variações que um canal provoca em um sinal, pode-se representar o sinal transmitido passa-faixa como:

$$s\,(t) = Re\left[s_b\,(t)\,e^{j2\pi f_c t}\right] \tag{2.7}$$

onde $s_b\,(t)$ é a envoltória complexa do sinal $s\,(t)$, f_c é a freqüência da portadora e $Re\,[x]$ representa a parte real de x.

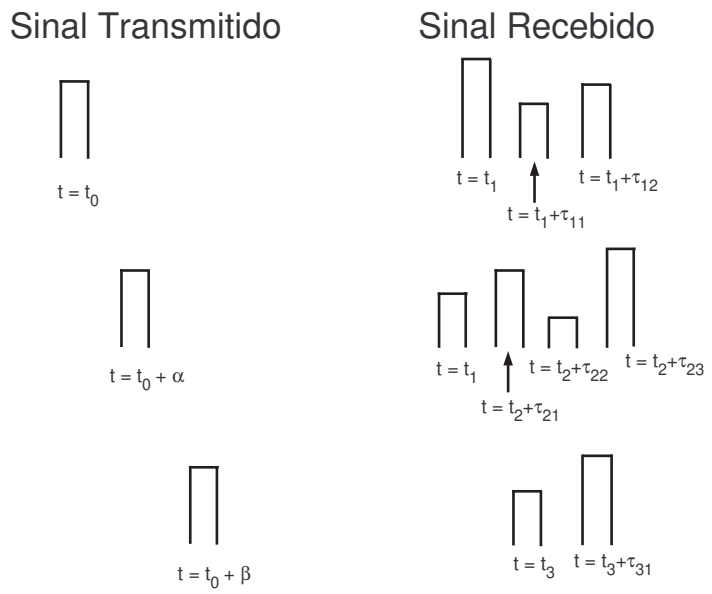


Figura 2.3: Exemplo de resposta a um impulso de um canal com múltiplos percursos variante no tempo.

Um canal de comunicação via rádio que opera com banda larga geralmente apresenta vários percursos devido à seletividade do canal. A cada percurso l estão associados um atraso $\tau_l(t)$ e um fator de atenuação $\alpha_l(t)$, ambos variantes no tempo. Portanto, o sinal recebido passa-faixa pode ser expresso na forma:

$$r(t) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l(t)\, s(t - \tau_l(t)) \tag{2.8}$$

onde L é o número total de percursos resolvíveis do canal.

Substituindo a equação 2.7 na equação 2.8 e considerando uma entrada impulsiva, chega-se à representação da resposta ao impulso variante no tempo do canal equivalente passa-baixa:

$$c(\tau; t) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l(t)\, e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \delta(\tau - \tau_l(t)) \tag{2.9}$$

onde $\delta(t)$ é a função delta de Dirac.

Se considerarmos a transmissão de um sinal fasorial com freqüência f_c e usarmos $s_b(t) = 1$, então o sinal recebido será dado por:

$$r_b(t) = \sum_{l} \alpha_l(t)\, e^{-j\theta_l(t)} \tag{2.10}$$

onde $\theta_l(t) = 2\pi f_c \tau_l(t)$.

Assim, o sinal recebido pode ser visto como uma soma de fasores com amplitudes $\alpha_l(t)$ e fases $\theta_l(t)$. As amplitudes não apresentam grandes variações com a distância. Já a fase, por outro lado, varia 2π radianos cada vez que o atraso τ_l for múltiplo de λ. Como f_c sempre tem valores altos, então λ será um valor muito pequeno, sendo $\lambda = {}^{c}/_{f_c}$ o comprimento de onda. Portanto, pequenas variações no canal provocarão grandes mudanças nas fases dos sinais recebidos vindos de cada percurso.

O sinal recebido, como mostrado na equação 2.10, é a soma de todos esses fasores. Então, se os sinais são adicionados construtivamente, há um sinal resultante de grande amplitude, mas, caso contrário, se os sinais são combinados destrutivamente devido às diferentes fases, o sinal resultante será muito pequeno e poderá atingir valores bem próximos de zero [4]. Essas variações na amplitude do sinal recebido são chamadas de desvanecimento (*fading*) e podem ser vistas como sendo aleatórias aos olhos dos usuários do canal. Portanto, pode-se caracterizar o desvanecimento como um processo aleatório e, caso o número de percursos seja grande, usando o teorema do limite central, pode-se dizer que a envoltória da resposta ao impulso do canal $|c(\tau;t)|$ é um processo aleatório gaussiano complexo. Com base nisso, o desvanecimento pode ser classificado como sendo do tipo Rayleigh quando $|c(\tau;t)|$ apresenta média nula, ou Rice quando $|c(\tau;t)|$ tem média diferente de zero. Na prática, o desvanecimento Rayleigh é formado pela combinação dos sinais refletidos, difratados ou espalhados por obstáculos e o desvanecimento Rice, além desses sinais, também tem uma componente predominante devido à existência de linha de visada direta entre o transmissor e o receptor.

Neste trabalho, será considerado somente o caso do desvanecimento com distribuição Rayleigh, que é a distribuição que melhor representa o desvanecimento causado pelos múltiplos percursos encontrado em sistemas celulares reais. A função distribuição de uma variável aleatória a do tipo Rayleigh é dada pela equação 2.5.

A variável a é formada por duas variáveis aleatórias gaussianas independentes e identicamente distribuídas (IID – *Independent and Identically Distributed*) de média nula. A envoltória de a apresenta a forma $a = \sqrt{a_I^2 + a_Q^2}$, em que a_I e a_Q são variáveis aleatórias gaussianas e σ_a^2 é a variância de a [5].

A energia média da envoltória do desvanecimento é relacionada com a variância, em fase e em quadratura, com valor:

$$E\left[a^2\right] = 2\sigma_a^2 \tag{2.11}$$

Neste trabalho, será considerado que a energia do desvanecimento tenha valor unitário. Portanto as variâncias de a_I e a_Q serão $\sigma_a^2 = \frac{1}{2}$.

Já a fase do desvanecimento é definida como:

$$\phi = arctg\left(\frac{a_Q}{a_I}\right) \tag{2.12}$$

e é um processo aleatório com distribuição uniforme e PDF dada por:

$$p_\Phi(\phi) = \frac{1}{2\pi}, \qquad 0 \leq \phi < 2\pi \tag{2.13}$$

2.3.1 Banda e tempo de coerência do canal

A propagação de sinais em canais com multipercursos provoca uma dispersão temporal nos sinais, como é mostrado na figura 2.3. Como o canal é variante no tempo, a cada instante os valores da amplitude, fase e atraso entre os pulsos mudam. Transmitindo um pulso muito estreito por este canal e na recepção correlacionando este pulso com uma versão atrasada dele mesmo, se teria como resultado o chamado perfil de intensidade multipercurso $\phi_c(\tau)$. A faixa de valores do atraso τ na qual $\phi_c(\tau)$ é essencialmente não nula define o espalhamento multipercurso do canal, indicado por T_m e é denotado como o intervalo de tempo em que os pulsos têm correlação não nula ou ainda o intervalo de tempo máximo de dispersão temporal de um canal.

O recíproco da dispersão temporal é denominada banda de coerência do canal, dada por:

$$(\Delta f)_c \cong \frac{1}{T_m} \tag{2.14}$$

A banda de coerência explica como o canal modifica o sinal no domínio da freqüência. Quando sinais diferentes são transmitidos com separação em freqüência maior que a banda de coerência do canal, eles são correlacionados de maneira diferente. Se for transmitido um sinal cuja largura de banda W é maior do que a banda de coerência do canal $(W > (\Delta f)_c)$, as componentes de freqüência do sinal sofrem os efeitos do desvanecimento com intensidades diferentes, o que caracteriza um canal seletivo em freqüência. Por outro lado, se a largura de banda do sinal for menor que a banda de coerência do canal $(W < (\Delta f)_c)$, então as componentes de freqüência do sinal são distorcidas igualmente e o sinal fica com a mesma conformação espectral, embora com amplitude diferente. Neste caso, o desvanecimento é chamado de plano ou não seletivo em freqüência.

O número total de percursos resolvíveis é determinado pela relação entre a banda total utilizada e a banda de coerência do canal, ou seja:

$$L = \mathrm{int}\,(T_m W) + 1 \tag{2.15}$$

onde $\mathrm{int}\,(x)$ é a parte inteira de x.

As características de um canal variam temporalmente, principalmente pelo deslocamento do usuá-

rio dentro da célula, e isto pode provocar uma expansão na largura de banda de um sinal transmitido através deste canal. Este fenômeno é chamado de espalhamento Doppler, B_d. O recíproco do espalhamento Doppler é o intervalo de tempo de coerência do canal, dado por:

$$(\Delta t)_c \cong \frac{1}{B_d} \tag{2.16}$$

O intervalo de tempo de coerência do canal estabelece com que "velocidade" o canal varia no tempo. Se o canal varia rapidamente, então o espalhamento Doppler é grande, e isto caracteriza um desvanecimento rápido. Por outro lado, se o canal variar lentamente com o tempo, o espalhamento Doppler é pequeno e o desvanecimento é dito ser lento.

O desvanecimento é rápido ou lento quando comparado ao intervalo de tempo de sinalização do sistema. No caso de desvanecimento lento, pode ser feita uma estimativa dos parâmetros do canal e utilizar detecção coerente do sinal, conseguindo o melhor desempenho possível do sistema.

Portanto, um canal pode ser classificado como seletivo em freqüência ou não seletivo em freqüência, com base na banda de coerência, e também, com respeito à velocidade com que o canal varia no tempo, pode-se definir o desvanecimento como lento ou rápido. Assim, a seletividade em freqüência e a variação temporal do desvanecimento são tratados como dois fenômenos diferentes [4].

2.3.2 Receptor Rake

Sistemas que utilizam uma largura de banda grande, maior do que a banda de coerência do canal, fazem com que o canal seja seletivo em freqüência e tenha múltiplos percursos resolvíveis.

Para tirar proveito desses múltiplos percursos, pode-se utilizar um receptor denominado Rake, fazendo com que o canal se comporte como se tivesse uma diversidade de ordem L, sendo L o número de percursos. O receptor Rake foi inicialmente introduzido por Price e Green [6] e visa somar coerentemente a energia do sinal que chega de cada percurso. Isto aumenta a chance de fazer a detecção do sinal, pois ao invés de uma são fornecidas L réplicas do sinal, e a probabilidade de todas elas serem fortemente atenuadas pelo canal é menor do que somente uma sofrer atenuação. O diagrama esquemático de um receptor Rake está ilustrado na figura 2.4. O sinal $\mathbf{y}_k$ obtido na saída do Rake será utilizado para fazer a decodificação dos códigos convolucional e turbo, como será mostrado nas equações 2.55 e 2.66, respectivamente.

Os atrasos do sinal recebido são feitos em múltiplos de $1/W$, onde W é a largura de banda do sinal. Estes atrasos servem para equalizar os atrasos dos sinais de todos os percursos. Na figura 2.4, $p(t) \epsilon \{+1, -1\}$ é um sinal transmitido conhecido usado para a estimação dos parâmetros do canal e $r(t)$ é o sinal que chega ao receptor vindo com L percursos diferentes.

O sinal recebido é multiplicado por um fator ($\alpha_l e^{-j\phi_l}$, onde $l = 1, \ldots, L$) que corrige a fase e

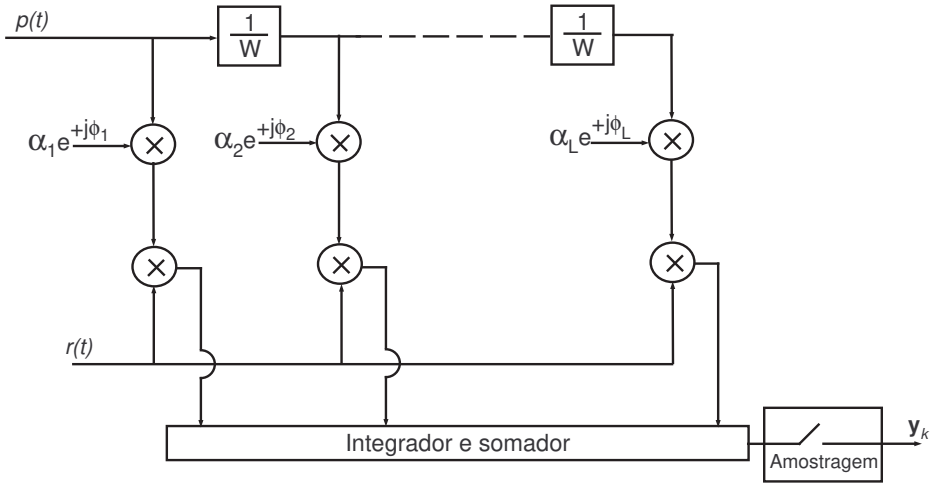


Figura 2.4: Diagrama esquemático do receptor Rake.

ainda pondera o sinal de acordo com o desvanecimento sofrido por ele, realizando um combinador de diversidade de razão máxima (MRC - *maximal ratio combiner*). Se o desvanecimento for grande, o sinal terá pouca influência na decisão final sobre o bit transmitido. Caso contrário, o sinal terá forte influência. Os fatores multiplicativos são o complexo conjugado da resposta ao impulso do canal mostrada na equação 2.9. Estes fatores servem para fazer a correção de fase dos sinais antes que seja feita a soma deles, de maneira que a mesma seja feita coerentemente. Estes fatores multiplicativos são obtidos através da estimativa dos parâmetros do canal e quanto melhor a estimativa, melhor o desempenho do Rake.

Após serem multiplicados por estes fatores, os sinais de todos os percursos passam por um somador e integrador. Depois de amostrados, na saída do filtro casado temos a variável de decisão sobre o símbolo transmitido. Quando for possível fazer uma estimativa perfeita dos parâmetros do canal, o receptor Rake equivale a um combinador de razão máxima.

Portanto, o receptor Rake nada mais é do que um receptor que faz a soma coerente dos sinais de cada percurso e que fornece como resposta uma variável de decisão sobre o símbolo transmitido.

Técnicas de diversidade são muito utilizadas em sistemas de comunicação via rádio justamente pela possibilidade de se minimizar o efeito do desvanecimento. Pode-se forçar um sistema a apresentar diversidade, por exemplo, transmitindo o mesmo sinal em diferentes portadoras, desde que a separação entre elas seja igual ou maior que a banda de coerência do canal $(\Delta f)_c$ (diversidade em freqüência). O sinal também pode ser transmitido em diferentes instantes de tempo (diversidade temporal) desde que a separação entre eles seja igual ou maior que o tempo de coerência do canal $(\Delta t)_c$.

Além desses métodos, também tem sido utilizada diversidade espacial através do uso de múltiplas

antenas na transmissão ou na recepção. As antenas devem estar separadas suficientemente para que os sinais que chegam em antenas adjacentes tenham sofrido desvanecimentos independentes.

O uso de sistemas com largura de banda maior que a banda de coerência do canal é somente mais um tipo de diversidade temporal e o Rake é um receptor ótimo para este caso [7].

2.4 Técnicas de múltiplo acesso

Esquemas de múltiplo acesso são utilizados para permitir que vários usuários compartilhem um mesmo canal. No entanto, deve-se tomar cuidado para que não haja uma grande degradação na qualidade da comunicação.

As três principais técnicas de múltiplo acesso são: FDMA – Múltiplo Acesso por Divisão em Freqüência (do inglês – *Frequency Division Multiple Access*), TDMA - Múltiplo Acesso por Divisão no Tempo (do inglês – *Time Division Multiple Access*) e CDMA – Múltiplo Acesso por Divisão de Código (do inglês – *Code Division Multiple Access*).

2.4.1 FDMA

Um sistema que utiliza o FDMA como técnica de múltiplo acesso divide a faixa de freqüências disponível W em N faixas menores para cada usuário utilizar uma durante todo o processo de comunicação. Este canal não é compartilhado com outro usuário e a alocação dos canais é feita de acordo com a demanda. Se existirem mais usuários que o número de canais disponíveis, estes enfrentarão situação de bloqueio e terão que aguardar a liberação de um canal.

Sistemas analógicos geralmente utilizam o FDMA devido a sua simplicidade quando comparado ao TDMA, por exemplo. O FDMA normalmente exige a utilização de filtros para ser feita a separação dos canais adjacentes e evitar interferência. Em sistemas celulares atuais, mesmo nos que utilizam as técnicas TDMA e CDMA, também é utilizado o FDMA para fazer a separação entre o enlace direto e reverso, o que é conhecido como duplexação.

2.4.2 TDMA

Na técnica TDMA a mesma faixa de freqüências é compartilhada pelos usuários e a separação entre eles é feita temporalmente, ou seja, cada usuário transmite ou recebe em um ou mais intervalos de tempo determinados. O receptor sabendo o intervalo que um transmissor está usando consegue recuperar o seu sinal. Somente um usuário pode transmitir durante um intervalo de tempo (*time slot*).

Diferentes usuários utilizam o mesmo canal para a comunicação, mas em intervalos de tempo diferentes, portanto é necessário ter um relógio no sistema para a sincronização. Os N intervalos de

tempo são repetidos ciclicamente, e o intervalo de repetição deve ser pequeno o suficiente para que pareça que a transmissão se dá de maneira contínua e não seja perceptível para o usuário o tempo sem comunicação. Além desses N intervalos, geralmente são utilizados alguns outros para que seja feita a sincronização e tráfego de informações do sistema.

Como característica do TDMA, é necessário ter um *buffer* para armazenar a informação de cada usuário até chegar o instante deste transmitir.

A técnica TDMA é utilizada em sistemas celulares atuais nos padrões IS-136 e GSM, além dos sistemas de telefonia fixa, entre outros.

2.4.3 CDMA

O CDMA é uma técnica de múltiplo acesso onde os usuários transmitem simultaneamente e utilizam a mesma faixa de freqüências, mas estão separados através de uma seqüência de espalhamento. Esta técnica é um caso especial do SSMA (Múltiplo Acesso por Espalhamento Espectral – do inglês *Spread Spectrum Multiple Access*), onde é usada uma largura de banda muito maior do que a necessária para a transmissão do sinal.

O uso de espalhamento espectral não se mostra espectralmente eficiente quando há somente um usuário no sistema, mas a partir do momento em que mais usuários compartilham este sistema, há um aumento significativo da eficiência espectral. É desejável que o maior número possível de usuários esteja utilizando os recursos, mas sem que a qualidade da comunicação seja degradada.

Atualmente, a técnica CDMA é empregada nos sistemas celulares, padrões IS-95, CDMA2000, WCDMA, além do IEEE 802.11b para enlaces de comunicação sem fio.

Há duas maneiras principais de fazer o espalhamento espectral: em freqüência, FH-SS (*Frequency Hopped Spread Spectrum*) e no tempo, denominado DS-SS (*Direct Sequence Spread Spectrum*). O CDMA utiliza o método de seqüência direta, onde os usuários são diferenciados através de diferentes seqüências atribuídas a cada um.

A figura 2.5 apresenta um comparativo entre as três principais técnicas de múltiplo acesso.

2.5 Características do sistema CDMA

Nesta seção serão apresentados os métodos de espalhamento do sinal e suas características, além das vantagens e desvantagens da técnica CDMA.

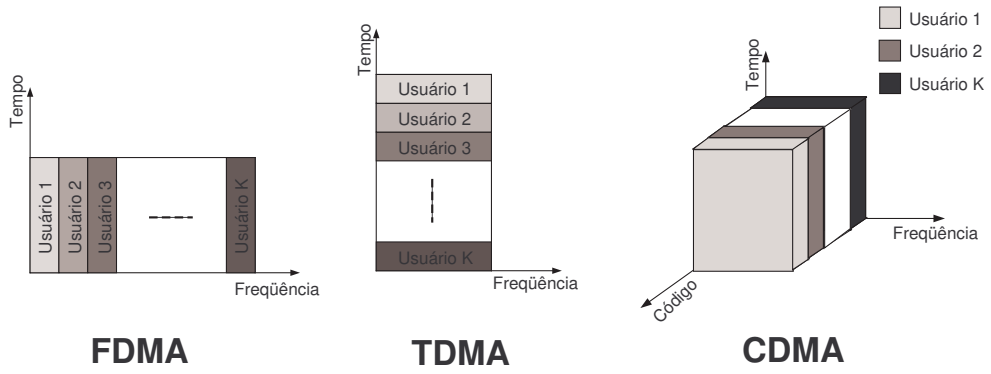


Figura 2.5: Técnicas de múltiplo acesso.

2.5.1 Introdução

Os sistemas CDMA utilizam uma largura de banda, W, muito maior do que a taxa de transmissão em bits/s. Isso faz com que muitas vezes W seja maior do que a banda de coerência do canal e com isso haja uma transmissão por multipercursos. Através do uso de receptores específicos, como o caso do receptor Rake, pode ser feito um aproveitamento dessa característica do canal combatendo a interferência por multipercursos e oferecendo um ganho de diversidade.

O CDMA tem como característica a utilização de espalhamento espectral e a utilização de um sinal com baixa densidade espectral de potência. O sinal transmitido por um usuário tem a aparência de um ruído, já que tem baixa potência e alta largura de banda. No receptor, a operação de compressão espectral depende do conhecimento da seqüência utilizada no espalhamento feito pelo transmissor e, por esse motivo, sistemas CDMA apresentam privacidade e baixa probabilidade de interceptação, além de resistência às interferências propositais (*jamming*). Por estes motivos, o CDMA foi inicialmente desenvolvido para aplicações militares.

Uma das desvantagens dos sistemas CDMA está na dificuldade de sincronismo entre a seqüência de espalhamento gerada localmente no receptor e a seqüência do usuário presente no sinal recebido. O sincronismo é necessário para que seja feita a operação de descompressão espectral.

Além disso, no enlace reverso dos sistemas CDMA, os usuários estão localizados de maneira que têm diferentes distâncias em relação à ERB. Como a potência recebida é função da distância, o sinal de cada usuário chegará com diferentes potências. Dessa maneira, os usuários interferem diferentemente uns nos outros, o que é conhecido como efeito perto-longe. Para minimizar este efeito é preciso fazer um controle de potência dos sinais transmitidos pelos usuários para que eles cheguem à ERB com a mesma potência.

2.5.2 Métodos de realização do espalhamento espectral

As duas maneiras principais de realizar o espalhamento espectral são por salto em freqüência – FH-SS e por multiplicação por seqüência – DS-SS.

Neste trabalho, somente será considerado que o sistema CDMA utiliza a técnica DS-SS. A técnica DS-CDMA vem sendo amplamente utilizada por seu elevado potencial em prover maior capacidade que outras técnicas [9].

Espalhamento espectral por salto em freqüência

No esquema FH-SS o sinal de cada usuário é enviado utilizando uma faixa de freqüências que é inferior à faixa total disponível. Mas o usuário utiliza esta banda somente durante um intervalo de tempo, que é trocado freqüentemente e há um "salto" para uma nova freqüência de acordo com uma seqüência definida para o usuário.

Os saltos ocorrem periodicamente e a taxa de mudança da portadora pode ser maior que a taxa de símbolos (FH-SS rápido), onde a portadora muda algumas vezes durante a transmissão de um único símbolo. A taxa de saltos também pode ser menor do que a taxa de símbolos (FH-SS lento) e um ou mais símbolos são transmitidos utilizando uma mesma faixa [8].

Para o caso de FH-SS rápido pode-se dizer que há diversidade em freqüência já que para a transmissão de um mesmo símbolo são utilizadas duas ou mais portadoras com diferentes freqüências.

Este sistema provê segurança contra a interceptação do sinal, já que no receptor é necessário conhecer a seqüência que determina quais canais serão utilizados para a transmissão do sinal de um determinado usuário.

Espalhamento espectral por seqüência direta

Nos sistemas DS-SS, o espalhamento espectral é feito através da multiplicação do sinal digital de informação por uma seqüência de espalhamento que tem uma faixa W muito maior do que a taxa de bits de informação R_b.

A seqüência de espalhamento é formada por símbolos antipodais chamados de *chips*, cuja duração T_c é bem menor do que a duração de um bit de informação T_b. Portanto, T_c é aproximadamente o inverso da banda espalhada $(W \simeq 1/T_c)$.

O fator de expansão de banda, também chamado de ganho de processamento, diz quantas vezes a banda original foi expandida e é dado por:

$$G_p = \frac{T_b}{T_c} = \frac{W}{R_b} \tag{2.17}$$

Na recepção, a detecção dos bits de um determinado usuário é feita passando o sinal recebido por um filtro casado com uma réplica da seqüência de espalhamento e, teoricamente, somente o espectro do sinal do usuário será comprimido em um ambiente de múltiplos usuários. Uma grande dificuldade dos sistemas DS-CDMA é justamente a sincronização das seqüências de espalhamento do sinal transmitido com a gerada localmente no receptor.

Um sistema CDMA pode ser síncrono ou assíncrono. Ele é considerado síncrono quando as seqüências de espalhamento de todos os usuários estão perfeitamente alinhadas no tempo. Quando há assincronismo em apenas alguns *chips*, o sistema é dito ser quase síncrono e quando não há qualquer sincronismo, o sistema é assíncrono. No enlace direto, onde a ERB é a única transmissora dos sinais de todos os usuários, tem-se o caso de enlace síncrono. Já o enlace reverso é assíncrono por natureza, já que cada usuário transmite em um determinado instante e apresenta diferentes distâncias até a ERB, resultando em diferentes atrasos.

A figura 2.6 apresenta o esquema básico da transmissão e recepção de um sinal com espalhamento espectral por seqüência direta, além de um codificador utilizado para correção de erros. Os bits $b_k(t)$ de um usuário são codificados para inserir uma redundância necessária para a correção de erros no processo de decodificação. Após isto, os bits codificados $b_{kc}(t)$ são espalhados através da multiplicação pela seqüência de espalhamento $p_k(t)$. Após o espalhamento, o sinal passa por um processo de modulação e é transmitido junto com os sinais dos outros usuários. Na recepção, o sinal é demodulado e depois é multiplicado pela mesma seqüência $p_k(t)$ para fazer a compressão espectral. Este sinal desespalhado passa por um receptor Rake realiza, também, um processo de filtragem casada e depois é decodificado, resultando em um bit estimado $\hat{b}_k(t)$. Note que o sinal existente na saída do filtro casado será utilizado no processo de decodificação.

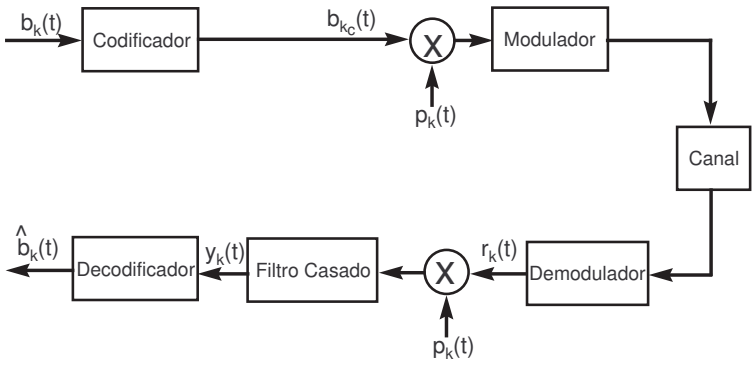


Figura 2.6: Esquema básico do espalhamento espectral por seqüência direta.

O sinal digital $b_k(t)$, formado pelos bits $\{b_{ki}\}$, é o sinal original que o usuário deseja transmitir. Este sinal é definido por:

$$b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{ik} g_{T_b}(t - iT_b) \tag{2.18}$$

onde $\{b_{ik}\} \epsilon \{-1, +1\}$, T_b é o tempo de duração de um bit e $g_T(t)$ é o formato do pulso utilizado, que será retangular e definido como:

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

Antes de ser espalhado, o sinal passa por um codificador. Neste trabalho serão utilizados dois tipos – convolucional e turbo. O codificador irá inserir redundância nos bits originais, ou seja, a quantidade de bits transmitida será aumentada para que no processo de decodificação se consiga uma menor probabilidade de erro de bits. Isto implica que o intervalo de bit após a codificação será menor, e proporcional à taxa de codificação r_c, ou seja, $T_{bc} = r_c T_b$, onde r_c é a taxa do codificador e T_{bc} é o intervalo de bit após a codificação. A nova seqüência de bits do usuário k após o codificador é agora $b_{kc}(t)$.

A representação em banda base da seqüência de bits que chega ao receptor, para um canal AWGN, é dada por:

$$r(t) = b_{kc}(t)\, p_k(t) + n(t) \tag{2.20}$$

onde $n(t)$ representa o ruído aditivo, e $p_k(t)$ é a seqüência de espalhamento representada temporalmente por:

$$p_k(t) = \sum_{n=0}^{G_p-1} a_k(n)\, g_{T_c}(t - nT_c) \tag{2.21}$$

em que $\{a_k(n) \epsilon \{-1, +1\}, 0 \leq n \leq (G_p - 1)\}$ é uma seqüência de comprimento G_p *chips* bipolares e T_c é o intervalo de um *chip*.

Os demais sinais, provenientes de outros usuários, não serão corretamente processados pelo receptor do usuário k e serão tratados como interferência de múltiplo acesso – MAI (do inglês *Multiple Access Interference*). A correlação cruzada entre as seqüências está intimamente ligada à MAI.

2.5.3 Seqüências de espalhamento

As seqüências de espalhamento servem para aumentar a faixa de freqüências utilizada por um sistema e também para identificar um usuário dentro do sistema CDMA, já que todos transmitem ao mesmo tempo e utilizam a mesma banda.

Neste trabalho, serão considerados três tipos de seqüências para identificação das ERBs e dos usuários: m-deslocadas, Gold e Walsh, cujas características serão comentadas nas próximas seções. Além desses tipos, também serão utilizadas seqüências unitárias para as ERBs a fim de representar um sistema sem diferenciação de seqüências entre as células.

A utilização de cada tipo de seqüência depende da aplicação em si e das propriedades de cada seqüência. A correta contração do espectro no receptor vai depender das características de autocorrelação e de correlação cruzada das seqüências. O desejável é que se obtenham baixos valores de autocorrelação quando as seqüências estão desalinhadas e um grande valor quando as seqüências apresentam sincronismo. Para a correlação cruzada é desejável sempre baixos valores. Idealmente, as autocorrelações deveriam apresentar um alto valor para a condição de sincronismo e zero para assincronismo, já as correlações cruzadas deveriam sempre ser mínimas.

O padrão IS-95 utiliza o conceito de seqüência produto quando mais de uma seqüência de espalhamento é utilizada em um sistema DS-SS [10, 11]. Neste trabalho, será utilizada uma seqüência p_k para identificar a informação do usuário k e outra q_i que identifica as informações trafegadas dentro da célula i. A seqüência produto será formada pela multiplicação das duas seqüências *chip* a *chip*. A regra de formação é dada por:

$$\Upsilon_{ik} = p_k q_i \tag{2.22}$$

De maneira semelhante à equação 2.21, temos que:

$$\Upsilon_{ik}(t) = \sum_{n=0}^{G_p-1} c_{ik}(n)\, g_{T_c}(t - nT_c), \qquad 0 \leq t \leq T_b \tag{2.23}$$

onde $c_{ik}(n) \,\epsilon\, \{-1, +1\}$, $0 \leq n \leq (G_p - 1)$ é o produto das seqüências de G_p *chips* bipolares atribuídos ao k-ésimo usuário e à i-ésima ERB. Se as seqüências q_i identificadoras de ERBs forem unitárias (1 1 1 ...), não haverá diferenciação entre as ERBs e Υ_{ik} se reduzirá a p_k e $c_{ik}(n) = a_k(n)$.

Sem perda de generalidade, será considerado que o usuário de interesse k está localizado na célula de interesse representada por $i = 0$. Desta maneira, pode-se definir a correlação cruzada entre as seqüências de dois usuários k e k' dentro da célula de interesse como:

$$\rho_{0k,k'}^{[l,l']} = \frac{1}{T_b} \int_{\tau_{0kl}}^{\tau_{0kl}+T_b} \Upsilon_{0k}(t - \tau_{0kl})\, \Upsilon_{0k'}(t - \tau_{0k'l'})\, dt \tag{2.24}$$

onde $\Upsilon_{0k}(t)$ é a seqüência produto do usuário k e $\Upsilon_{0k'}(t)$ é a seqüência do usuário interferente k', ambos na célula de interesse identificada por $i = 0$. Define-se $\tau_{0kl} = \delta_{0k} T_c + \Delta_{0k} + (l-1)\, T_c$, com $0 \leq \tau_{0kl} < T_b$ e 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 dentro da célula de referência, l é um inteiro que

representa os deslocamentos de *chips* da seqüência Υ_{0k} provocado pelo canal. Da mesma maneira, define-se o atraso para a seqüência $\Upsilon_{0k'}$. Para sistemas síncronos, tem-se que $\delta_{0k} = \Delta_{0k} = \delta_{0k'} = \Delta_{0k'} = 0$ para todo k e k' e a correlação é chamada de periódica. Para sistemas assíncronos, por exemplo o enlace reverso onde os usuários transmitem em instantes diferentes, tem-se que $\delta_{0k} \neq \delta_{0k'}$ e $\Delta_{0k} \neq \Delta_{0k'}$ e a correlação é dita ser aperiódica. Se a correlação cruzada entre duas seqüências for nula, elas são ditas ortogonais.

Da mesma maneira que foi feito na equação 2.24, a correlação cruzada entre a seqüência do usuário alvo k na célula de interesse e a seqüência de um usuário interferente k' localizado em uma célula vizinha i, também interferente, é dada por:

$$\rho_{ik,k'}^{[l,l']} = \frac{1}{T_b} \int_{\tau_{0kl}}^{\tau_{0kl}+T_b} \Upsilon_{0k}\left(t - \tau_{0kl}\right) \Upsilon_{ik'}\left(t - \tau_{ik'l'}\right) dt \tag{2.25}$$

onde, de maneira análoga, $\tau_{ik'l'}$ é definido por $\tau_{ik'l'} = \delta_{ik'} T_c + \Delta_{ik'} + (l' - 1) T_c$, 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 o assincronismo dos sinais provenientes das células vizinhas que são interferentes e l' é um inteiro que representa o deslocamento em *chips* da seqüência $\Upsilon_{ik'}$ provocado pelo canal.

O cálculo da autocorrelação é um caso especial da correlação cruzada mostrada na equação 2.24, onde se considera $k = k'$. Assim, tem-se que a autocorrelação da seqüência Υ_{0k} do usuário alvo que está localizado na célula de interesse é dada por:

$$\rho_{0k,k}^{[l,l']} = \frac{1}{T_b} \int_{\tau_{0kl}}^{\tau_{0kl}+T_b} \Upsilon_{0k}\left(t - \tau_{0kl}\right) \Upsilon_{0k}\left(t - \tau_{0kl'}\right) dt \tag{2.26}$$

É importante definir as funções de autocorrelação e de correlação cruzada porque elas estão intimamente ligadas às interferências de múltiplo percurso – MPI e de múltiplo acesso – MAI, respectivamente. Serão vistas nos próximos itens as propriedades de cada tipo de seqüência que será utilizada neste trabalho.

Para o caso de um sistema assíncrono, como é o enlace reverso de um sistema celular, a correlação cruzada definida na equação 2.24 pode ser dividida em dois termos no intervalo de um bit de informação T_b. A figura 2.7 mostra o assincronismo entre os bits do usuário de interesse k e do usuário interferente k'.

Neste caso, a correlação cruzada é definida como:

$$\begin{aligned} \rho_{0k,k'}^{[l,l']} &= \frac{1}{T_b} \int_{\tau_{0kl}}^{\tau} \Upsilon_{0k}\left(t - \tau_{0kl}\right) \Upsilon_{0k'}\left(t - \tau_{0k'l'}\right) dt + \\ &+ \frac{1}{T_b} \int_{\tau}^{\tau_{0kl}+T_b} \Upsilon_{0k}\left(t - \tau_{0kl}\right) \Upsilon_{0k'}\left(t - \tau_{0k'l'}\right) dt \end{aligned} \tag{2.27}$$

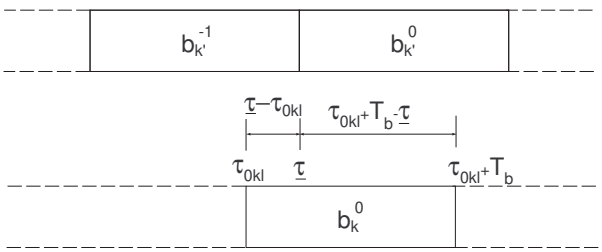


Figura 2.7: Assincronismo entre os bits dos usuários k e k'.

onde o primeiro termo representa a influência do bit anterior do usuário interferente k' no bit atual do usuário alvo k, e o segundo termo representa a influência do bit atual do usuário k' no bit atual do usuário k, além disso τ representa o assincronismo entre os usuários e é dado por:

$$\tau = (\delta_{0k'} - \delta_{0k})\, T_c + (\Delta_{0k'} - \Delta_{0k})\, T_c \tag{2.28}$$

Da mesma maneira, pode-se definir a correlação cruzada entre o usuário k na célula de referência e o usuário k' na *i*-ésima célula interferente, como:

$$\begin{aligned} \rho_{ik,k'}^{[l,l']} &= \frac{1}{T_b}\int_{\tau_{0kl}}^{\tau} \Upsilon_{0k}\left(t-\tau_{0kl}\right)\Upsilon_{ik'}\left(t-\tau_{ik'l'}\right)dt + \\ &+ \frac{1}{T_b}\int_{\tau}^{\tau_{0kl}+T_b} \Upsilon_{0k}\left(t-\tau_{0kl}\right)\Upsilon_{ik'}\left(t-\tau_{ik'l'}\right)dt \end{aligned} \tag{2.29}$$

Os primeiros termos das equações 2.27 e 2.29 são chamados de correlação cruzada aperiódica par e os segundos termos de correlação cruzada aperiódica ímpar [12].

Para o caso de sistemas síncronos, $\delta_{0k} = \Delta_{0k} = \delta_{0k'} = \Delta_{0k'}$ para qualquer k e k'. Dessa maneira, temos que o assincronismo entre os sinais de dois usuários é $\tau = 0$. Neste caso, a correlação cruzada periódica entre as seqüências de dois usuários dentro de uma mesma célula, $\rho_{0k,k'}^{[l,l']}$, pode ser representada de maneira mais simplificada, pois os atrasos são cíclicos e múltiplos de T_c. Utilizando a simplificação mostrada em [7], pode-se mostrar que a correlação cruzada $\rho_{0k,k'}^{[l,l']}$ é dada por:

$$\rho_{0k,k'}(j) = \frac{1}{G_p}\sum_{d=0}^{G_p-1-j} c_{0k}(d)\, c_{0k'}(d+j) + \frac{1}{G_p}\sum_{d=G_p-j}^{G_p-1} c_{0k}(d)\, c_{0k'}(d+j-G_p) \tag{2.30}$$

onde j, $\{0 \leq j \leq G_p - 1\}$ representa o assincronismo entre os vetores c_{0k} e $c_{0k'}$ que são as seqüências de espalhamento dos usuários k e k', respectivamente.

Da mesma maneira, pode-se definir a correlação cruzada entre as seqüências do usuário k na célula de referência e do usuário interferente k' localizado na célula adjacente i, como:

$$\rho_{ik,k'}(j) = \frac{1}{G_p} \sum_{d=0}^{G_p-1-j} c_{0k}(d)\, c_{ik'}(d+j) + \frac{1}{G_p} \sum_{d=G_p-j}^{G_p-1} c_{0k}(d)\, c_{ik'}(d+j-G_p) \tag{2.31}$$

Sistemas multiusuários em ambientes multipercursos que utilizam a técnica CDMA devem empregar seqüências de espalhamento com características de autocorrelação e correlação cruzada adequadas, pois podem minimizar os efeitos da MPI e MAI. Alguns tipos de seqüências e suas características serão discutidos a seguir.

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 memórias que utiliza realimentação linear. Um registrador pode ser visto na figura 2.8 e as seqüências são geradas a partir de uma condição inicial não-nula.

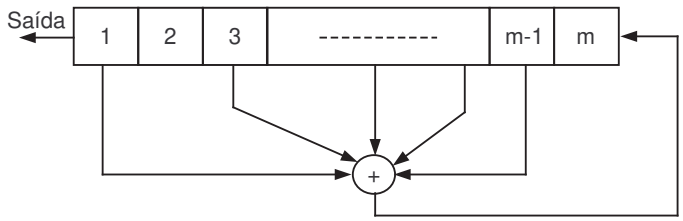


Figura 2.8: Registrador de deslocamento de m estágios com realimentação linear.

As ligações do registrador de deslocamento devem formar um polinômio primitivo, gerando seqüências de comprimento $G_p = 2^m - 1$. Um polinômio binário de grau m é primitivo se ele for irredutível e não dividir nenhum polinômio do tipo $x^n + 1$ de grau menor que $2^m - 1$. E um polinômio é irredutível se ele não puder ser fatorado em polinômios de grau menor que m.

A principal característica das seqüências m é a sua função de autocorrelação, que é dada por:

$$\rho_{0k,k}^{[1,l]} = \begin{cases} 1, & se\ l = 1 \\ -\frac{1}{G_p}, & se\ 2 \leq l < G_p \end{cases} \tag{2.32}$$

A autocorrelação das seqüências m vale $-1/G_p$ na condição de assincronismo, e se aproxima de zero quando G_p é grande, chegando próximo ao valor ideal.

As seqüências PN são adotadas no padrão IS-95 nos enlaces direto e reverso. Para identificação de diferentes ERBs ou diferentes setores de uma ERB são utilizadas seqüências PN longas e truncadas $(m = 15)$ nos enlaces direto e reverso. Para identificação dos usuários são utilizadas seqüências PN truncadas de comprimento mais longo $(m = 42)$ no enlace reverso.

Seqüências m-deslocadas

Neste trabalho serão consideradas seqüências de comprimento $G_p = 63$, onde para gerar seqüências *m* com esse comprimento é necessário um registrador de deslocamentos com $m = 6$ memórias. Mas para $m = 6$ somente existem seis polinômios primitivos e, conseqüentemente seis possíveis seqüências m. Portanto, somente poderiam ser alocados seis usuários neste sistema. Para resolver este problema, Ramos [13] sugeriu a criação das seqüências m-deslocadas que são geradas a partir de deslocamentos cíclicos de uma seqüência m.

Dessa maneira, a partir de uma seqüência m é possível gerar mais 62, obtendo um total de 63 seqüências. A primeira seqüência desse conjunto de 63 é uma das seis seqüências m e todas as outras são deslocamentos cíclicos dessa primeira seqüência. Por isso, as propriedades de autocorrelação das m-deslocadas são as mesmas das seqüências m, mas as propriedades de correlação cruzada são ruins. Por exemplo, a primeira seqüência deslocada de um *chip* é idêntica à segunda seqüência. Portanto, se dois usuários estivessem utilizando estas seqüências haveria grande interferência entre os seus sinais.

Seqüências Gold

As seqüências m possuem valores de autocorrelação próximos dos ideais, porém a correlação cruzada apresenta altos valores de pico [4], o que é indesejável nos sistemas CDMA devido à interferência de múltiplo acesso – MAI. Para resolver este problema foi criada uma nova classe de seqüências denominada de Gold, que é baseada nas seqüências m.

As seqüências Gold são geradas a partir de duas seqüências m de mesmo comprimento que formam um par preferencial, definido como um par de seqüências que apresentam correlação cruzada com valores do conjunto $\{-1,\ -t(m),\ t(m) - 2\}$, onde $t\,(m) = 2^{\mathrm{int}((m+2)/2)}$.

Portanto, dadas duas seqüências m preferenciais $\mathbf{a}$ e $\mathbf{b}$ de comprimento G_p, obtém-se $2^m + 1$ seqüências Gold que podem ser colocadas na forma de uma matriz $\mathbf{G}_{G_p}$ de dimensão $(2^m + 1) \times G_p$. As seqüências Gold são obtidas a partir da soma módulo 2 da seqüência $\mathbf{a}$ com todos os deslocamentos cíclicos da seqüência $\mathbf{b}$, ou vice-versa, além das duas seqüências $\mathbf{a}$ e $\mathbf{b}$, ou seja:

$$\mathbf{G}_{G_p} = \{\mathbf{a},\ \mathbf{b},\ \mathbf{a} \oplus \mathbf{b}\,(i)\}\,, \qquad 0 \leq i \leq G_p - 1 \tag{2.33}$$

em que $\oplus$ representa a operação de adição módulo 2.

Em comparação com as seqüências m, as seqüências Gold apresentam melhores propriedades de correlação cruzada e também um maior número de seqüências disponíveis. As seqüências Gold são utilizadas no enlace reverso de sistemas WCDMA para a separação dos usuários.

Seqüências Walsh

As seqüências Walsh de comprimento i podem ser obtidas a partir de uma matriz de Hadamard $\mathbf{W}_i$, onde $i = 2^r$ e r é um inteiro maior ou igual a um. Uma matriz de Hadamard pode ser gerada a partir da seguinte equação recursiva:

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{W_i} = \begin{bmatrix} W_{i/2} & W_{i/2} \\ W_{i/2} & -W_{i/2} \end{bmatrix}, \qquad i > 1 \tag{2.34}$$

Assim, cada linha da matriz corresponde a uma seqüência de espalhamento. Observe que, para um dado ganho de processamento G_p, a matriz terá G_p seqüências possíveis. Por exemplo:

$$\mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{W}_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.35}$$

A condição inicial $\mathbf{W}_1$ também pode assumir valor -1, onde serão obtidas seqüências diferentes, mas com as mesmas propriedades de autocorrelação e correlação cruzada.

Cada linha da matriz $\mathbf{W}_{G_p}$ será representada pelo vetor $\mathbf{W}_{k,G_p}$. Por exemplo, para $G_p = 4$, tem-se a segunda seqüência dada por $\mathbf{W}_{2,4} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$. Pode-se notar que algumas seqüências podem ser obtidas através de deslocamentos cíclicos de outras, o que torna essa classe de seqüências imprópria para sistemas assíncronos. Por exemplo, deslocando a seqüência $\mathbf{W}_{4,4}$ em um chip para a direita obtém-se a seqüência $\mathbf{W}_{3,4}$.

Uma característica importante das seqüências Walsh é que qualquer par de seqüências é ortogonal entre si na condição de sincronismo, ou seja, $\rho_{k,k'}^{[1,1]} = 0$ para qualquer k e k'. Por este motivo, elas são utilizadas para a separação de usuários no enlace direto do padrão IS-95, que é síncrono para canais com desvanecimento plano já que a ERB é a única geradora do sinal. No entanto, para canais com múltiplos percursos o sistema é quase-síncrono, as seqüências perdem ortogonalidade e o desempenho do sistema é degradado.

Seqüências puramente aleatórias

As seqüências aleatórias são formadas por *chips* com amplitudes {+1 e -1} com probabilidade $1/2$. As seqüências aleatórias formam a única classe em que existe uma expressão matemática para a

autocorrelação e correlação cruzada. Dessa forma, como os *chips* podem assumir dois valores, têm-se 2^{G_p} possíveis seqüências de comprimento G_p.

Os valores de autocorrelação e de correlação cruzada assumem valores no intervalo $[-1,\, +1]$. É importante conhecer as estatísticas de autocorrelação e correlação cruzada como meio de medir o grau de interferência no sistema CDMA. Sabe-se que a as seqüências aleatórias apresentam valor médio da correlação cruzada nulo, ou seja, $E\left\{\rho_{0k,k'}^{[1,l]}\right\} = 0$, para todo k, k' e l, e valores quadráticos médios dados por [13]:

Caso síncrono:

$$E\left\{\left(\rho_{0k,k'}^{[1,l]}\right)^2\right\} = \frac{1}{G_p}, \qquad \forall k,\, k',\, l \tag{2.36}$$

Caso assíncrono:

$$E\left\{\left(\rho_{0k,k'}^{[1,l]}\right)^2\right\} = \begin{cases} \frac{1}{G_p}, & se\, k = k' \\ \frac{2}{3G_p}, & se\, k \neq k' \end{cases} \tag{2.37}$$

Assim, pode-se perceber que a correlação cruzada para o caso assíncrono é $2/3$ menor que para o caso síncrono, o que resulta em uma interferência menor.

Outras classes de seqüências podem ser utilizadas além dos tipos citados. Para sistemas quase-síncronos, podem ser usadas algumas classes de seqüências tais como: QS, OQS, Lin-Chang, LCZ-GMW binária, LCZ-GMW polifásica, ZCZ binária, ZCZ quadrifásica, PS, SP e LAS [14, 15, 16, 17, 18, 19, 20].

Embora o enlace reverso seja assíncrono, pode-se conseguir que o assincronismo somente ocorra em um intervalo pequeno de *chips*. Dessa maneira pode-se transformar um sistema assíncrono em um quase-síncrono, podendo fazer o uso destas novas classes de seqüências citadas. Estas seqüências apresentam boas propriedades de correlação de maneira que contribuem para a diminuição de interferência e aumento da capacidade do sistema [7].

2.6 Códigos corretores de erro

A codificação de canal serve para que o receptor consiga detectar e corrigir alguns erros de bits provocados pelo canal, melhorando o desempenho de um enlace de comunicação móvel. Isso é possível quando o codificador substitui uma seqüência de bits por outra de comprimento maior, inserindo redundância na informação original. Com isso, a largura de banda necessária para a transmissão do sinal aumenta [8].

Neste trabalho serão considerados dois tipos de códigos corretores de erro: os códigos convoluci-

onais e os códigos turbo. Eles são recomendados para a terceira geração de sistemas de comunicação sem fio devido ao bom desempenho que apresentam.

2.7 Códigos convolucionais

Os códigos convolucionais consistem em passar uma seqüência de bits por um registrador de deslocamentos de comprimento finito [8]. Este tipo de código é representado pela tripla $(n,\, k,\, m)$, onde n é o número de saídas do codificador, k é o número de entradas e m é o número máximo de elementos de memória associados a uma entrada. A relação entre o número de entradas e o número de saídas, $r_c = {}^{k}\!/_{n}$, é definida como a taxa do codificador.

Geralmente n e k apresentam valores pequenos e $n > k$ para que redundância seja inserida na seqüência de informação. Os n bits de saída não dependem somente dos k bits de entrada, mas também dos bits passados, devido aos elementos de memória presentes no codificador. Já o número de memórias m pode assumir valores altos. Quanto maior for o valor de m, maior será a complexidade do decodificador, porém maior será também o desempenho em termos da probabilidade de erro de bit.

A figura 2.9 exemplifica um codificador convolucional $(2,\, 1,\, 2)$ que tem como seqüência de entrada os bits de informação $\mathbf{b} = \{b_0, b_1, b_2, ...\}$. Na saída, duas seqüências serão geradas: $\mathbf{b}_c^{pa} = \{b_{c0}^{pa},\, b_{c1}^{pa},\, b_{c2}^{pa}, \ldots\}$ e $\mathbf{b}_c^{pb} = \left\{b_{c0}^{pb},\, b_{c1}^{pb},\, b_{c2}^{pb}, \ldots\right\}$, chamadas de seqüências de paridade. Estas seqüências são multiplexadas e transmitidas através do canal de comunicação.

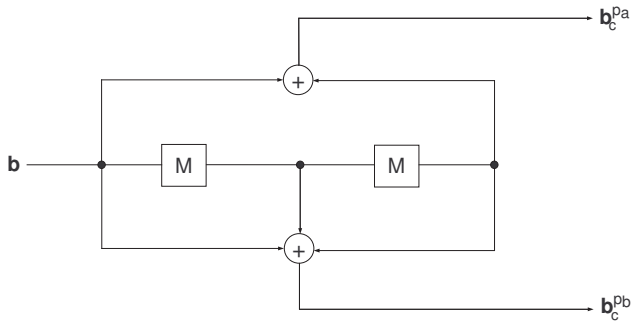


Figura 2.9: Codificador convolucional (2, 1, 2).

As seqüências geradoras do código podem ser definidas através da resposta ao impulso discreta do codificador. A resposta ao impulso discreta é obtida quando se aplica na entrada a seqüência $\mathbf{b} = \{1, 0, 0, 0, \ldots\}$. Para um codificador convolucional genérico têm-se as seguintes seqüências geradoras: $\mathbf{g}^{(a)} = \left\{g_0^{(a)},\, g_1^{(a)},\, g_2^{(a)}, \ldots, g_{K-1}^{(a)}\right\}$ e $\mathbf{g}^{(b)} = \left\{g_0^{(b)},\, g_1^{(b)},\, g_2^{(b)}, \ldots, g_{K-1}^{(b)}\right\}$, cada uma associada a uma saída. Além disso, $K = m + 1$ unidades de tempo define o comprimento das seqüências

geradoras, e é chamado de comprimento de restrição do codificador. Para o codificador da figura 2.9, as seqüências geradoras são dadas por: $\mathbf{g}^{(a)} = \{1, 0, 1\}$ e $\mathbf{g}^{(b)} = \{1, 1, 1\}$.

As seqüências $\mathbf{b}_c^{pa}$ e $\mathbf{b}_c^{pb}$ podem ser obtidas através da convolução entre a seqüência de entrada $\mathbf{b}$ com as seqüências geradoras $\mathbf{g}^{(a)}$e $\mathbf{g}^{(b)}$, daí o nome de código convolucional para esta classe de códigos. Ou seja:

$$\mathbf{b}_c^{pa} = \mathbf{b} * \mathbf{g}^{(a)} \tag{2.38}$$

$$\mathbf{b}_c^{pb} = \mathbf{b} * \mathbf{g}^{(b)} \tag{2.39}$$

onde $*$ é o operador que indica convolução discreta e todas as operações são módulo-2.

Após a codificação, as duas seqüências de saída são multiplexadas e formam uma única seqüência: $\mathbf{b}_c = \left\{ b_{c0}^{pa},\, b_{c0}^{pb},\, b_{c1}^{pa},\, b_{c1}^{pb},\, b_{c2}^{pa},\, b_{c2}^{pb}, \ldots \right\}$, chamada de seqüência codificada.

As seqüências geradoras podem ser agrupadas em uma matriz semi-infinita, chamada de matriz geradora $\mathbf{G}$, da seguinte maneira:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_0 & \mathbf{G}_1 & \mathbf{G}_2 & \cdots & \mathbf{G}_m & & \\ & \mathbf{G}_0 & \mathbf{G}_1 & \cdots & \mathbf{G}_{m-1} & \mathbf{G}_m & \\ & & \mathbf{G}_0 & \cdots & \mathbf{G}_{m-2} & \mathbf{G}_{m-1} & \mathbf{G}_m \\ & & \ddots & & & & \ddots \end{bmatrix} \tag{2.40}$$

onde as áreas em branco representam zeros e cada $\mathbf{G}_l$ é uma submatriz $k \times n$ definida por:

$$\mathbf{G}_l = \begin{bmatrix} g_{1,l}^{(1)} & g_{1,l}^{(2)} & \cdots & g_{1,l}^{(n)} \\ g_{2,l}^{(1)} & g_{2,l}^{(2)} & \cdots & g_{2,l}^{(n)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ g_{k,l}^{(1)} & g_{k,l}^{(2)} & \cdots & g_{k,l}^{(n)} \end{bmatrix} \tag{2.41}$$

em que se considera uma seqüência geradora $\mathbf{g}_i^{(j)} = \left\{ g_{i,0}^{(j)},\, g_{i,1}^{(j)}, \ldots,\, g_{i,m}^{(j)} \right\}$, com i correspondendo à entrada e j à saída.

Para o codificador da figura 2.9, que apresenta as seqüências geradoras $\mathbf{g}^{(a)} = \{1, 0, 1\}$ e $\mathbf{g}^{(b)} = \{1, 1, 1\}$, temos a seguinte matriz geradora:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 11 & 01 & 11 & & \\ & 11 & 01 & 11 & \\ & & 11 & 01 & 11 \\ & & & \ddots & \ddots \end{bmatrix} \tag{2.42}$$

Cada linha de $\mathbf{G}$ é idêntica à anterior, mas deslocada de $n = 2$ colunas para a direita.

Assim, para obter a seqüência codificada, quando na entrada tem-se a seqüência $\mathbf{b}$, basta fazer o seguinte produto entre as matrizes:

$$\mathbf{b_c} = \mathbf{bG} \tag{2.43}$$

As seqüências geradoras também podem ser representadas em forma de polinômios como: $\mathbf{g}^{(a)} = \{1 + D^2\}$ e $\mathbf{g}^{(b)} = \{1 + D + D^2\}$. Estas seqüências podem ser representadas juntamente em forma de uma matriz de polinômios como: $\mathbf{G}(D) = [1 + D^2, 1 + D + D^2]$, ou em notação octal $\mathbf{G} = [5, 7]$. Da mesma maneira, a seqüência de entrada $\mathbf{b}$ e as de saída $\mathbf{b}_c^{pa}$ e $\mathbf{b}_c^{pb}$ também têm suas representações na forma de polinômios, que são relacionadas da seguinte maneira:

$$\mathbf{b}_c^{pa}(D) = \mathbf{b}(D)\,\mathbf{g}^{(a)}(D) \tag{2.44}$$

$$\mathbf{b}_c^{pb}(D) = \mathbf{b}(D)\,\mathbf{g}^{(b)}(D) \tag{2.45}$$

Após a multiplexação, a palavra código em forma polinomial pode ser expressa da seguinte maneira para um codificador de taxa $1/2$:

$$\mathbf{b}_c(D) = \mathbf{b}_c^{pa}\left(D^2\right) + D\mathbf{b}_c^{pb}\left(D^2\right) \tag{2.46}$$

onde a operação adição é realizada usando módulo-2.

Um codificador gera n bits na saída a cada k bits que entram. Mas, para que as memórias do codificador sejam zeradas, m bits de zeramento são inseridos ao final de cada seqüência $\mathbf{b}$. Por esse motivo, a taxa do codificador, para uma seqüência $\mathbf{b}$ de comprimento N, é dada por:

$$r_c = \frac{k(N+m)}{nN} \tag{2.47}$$

Para seqüências grandes, $N \gg m$, a razão $\frac{N+m}{N} \cong 1$ e a taxa do codificador tende a ser $r_c = \frac{k}{n}$, como definido anteriormente.

Os fatores que definem o desempenho dos códigos convolucionais são as propriedades de distância entre as palavras código e o algoritmo utilizado na decodificação. A propriedade de distância mais importante é a distância livre de Hamming, d_{free}, que corresponde à menor distância de Hamming entre quaisquer duas seqüências codificadas. Ou seja:

$$d_{free} = \min\left\{D\left(\mathbf{b}_c', \mathbf{b}_c''\right)\right\}, \qquad \mathbf{b}_c' \neq \mathbf{b}_c'' \tag{2.48}$$

onde $D\left(\mathbf{b}_c', \mathbf{b}_c''\right)$ indica a distância entre as seqüências código $\mathbf{b}_c'$ e $\mathbf{b}_c''$.

Quanto maior for a distância entre as seqüências geradas, maior a disparidade entre as seqüências, e assim será possível corrigir mais bits no processo de decodificação, melhorando o desempenho do sistema.

Um código convolucional pode ser representado pelo seu diagrama de estados, como mostrado na figura 2.10, ou ainda através de sua treliça, como mostrado na figura 2.11 representando o codificador da figura 2.9. A figura 2.10 ilustra um codificador convolucional não sistemático (CNS).

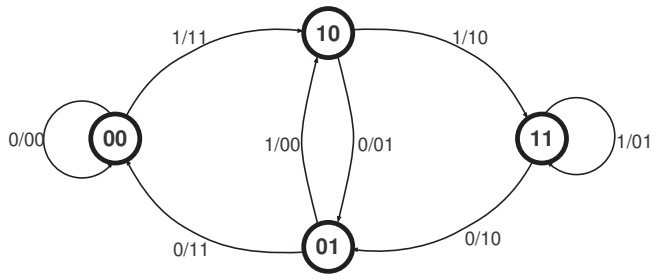


Figura 2.10: Diagrama de estados do codificador CNS, m=2.

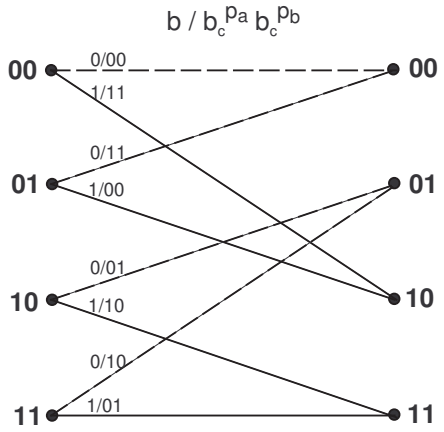


Figura 2.11: Treliça do codificador CNS, m=2.

As representações em treliça e em diagrama de estados servem para uma melhor visualização do funcionamento do decodificador. Nelas, tem-se a relação entre a entrada e a saída para cada estado em que o codificador se encontra. O estado do codificador representa quais bits estão nas memórias. O codificador em questão apresenta duas memórias, portanto ele pode ter $2^2 = 4$ estados diferentes. São eles: (00, 01, 10, 11).

Se algumas modificações forem feitas no diagrama de estados de um codificador, pode-se, através da fórmula de ganho de Mason, obter a sua função geradora:

$$T(X,Y,Z) = \sum_{i,j,l} A_{i,j,l} X^i Y^j Z^l \tag{2.49}$$

onde o coeficiente $A_{i,j,l}$ representa o número de palavras código de peso i, cuja seqüência de informação associada tem peso j e para a sua geração é preciso passar por l ramos na treliça do codificador. O peso de uma palavra código binária é definido como o número de 1s existentes na palavra.

Uma outra representação do diagrama de estados pode ser feita para ilustrar os coeficientes X, Y e Z da função geradora de um codificador. O mesmo diagrama da figura 2.10 é mostrado na figura 2.12, mas em termos de X, Y e Z.

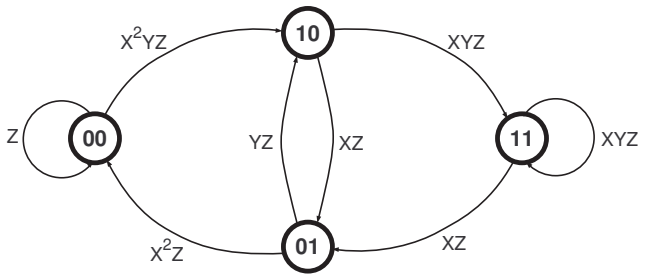


Figura 2.12: Diagramas de estados com representação dos coeficientes X, Y e Z.

Desprezando as informações adicionais dadas pelos coeficientes de Y e Z, temos a distribuição de pesos de Hamming que é dada pelos coeficientes de X. O codificador da figura 2.9 tem a seguinte distribuição de pesos:

$$T(X) = X^5 + 2X^6 + 4X^7 + 8X^8 + 16X^9 + \cdots \tag{2.50}$$

Portanto, para este codificador, existem uma palavra código de peso 5, duas de peso 6, quatro de peso 7 e assim por diante. O menor peso de Hamming entre todas as palavras códigos geradas, com exceção da palavra toda nula $(0000...)$, é o que define a distância livre do código. Neste caso temos que $d_{free} = 5$.

A Tabela 2.1 mostra os códigos convolucionais que são utilizados no padrão CDMA2000. Os códigos possuem comprimento de restrição $K = 9$ e taxas $r_c = 1/2,\ 1/3$ e $1/4$. As seqüências geradoras são dadas em notação octal.

2.7.1 Códigos Convolucionais Sistemáticos

O que define um código convolucional em forma sistemática é o fato de que os k primeiros bits de saída do codificador são réplicas dos k bits de entrada. Neste caso, a matriz geradora do código usando notação polinomial é dada por:

Taxa do código r_c	Comprimento de restrição K	d_{free}	Vetores Geradores			
			$g^{(0)}$	$g^{(1)}$	$g^{(2)}$	$g^{(3)}$
$1/2$	9	12	753	561	-	-
$1/3$	9	18	557	663	711	-
$1/4$	9	24	765	671	513	473

Tabela 2.1: Códigos convolucionais usados no padrão CDMA2000.

$$\mathbf{G}(D) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & \mathbf{g}_1^{(k+1)}(D) & \cdots & \mathbf{g}_1^{(n)}(D) \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & \mathbf{g}_2^{(k+1)}(D) & \cdots & \mathbf{g}_2^{(n)}(D) \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & \mathbf{g}_k^{(k+1)}(D) & \cdots & \mathbf{g}_k^{(n)}(D) \end{bmatrix} \tag{2.51}$$

Uma vantagem dos códigos sistemáticos é a maior facilidade no processo de codificação, uma vez que menos *hardware* é necessário. Uma desvantagem é que os sistemáticos nem sempre conseguem atingir o mesmo d_{free} que os não-sistemáticos para codificadores de mesmas taxas e quantidade de memórias.

Um exemplo de codificador convolucional sistemático é mostrado na figura 2.13, onde $\mathbf{b}_c^s$ é a saída sistemática que apresenta os mesmos bits que a entrada $\mathbf{b}$ e $\mathbf{b}_c^p$ é a saída de paridade.

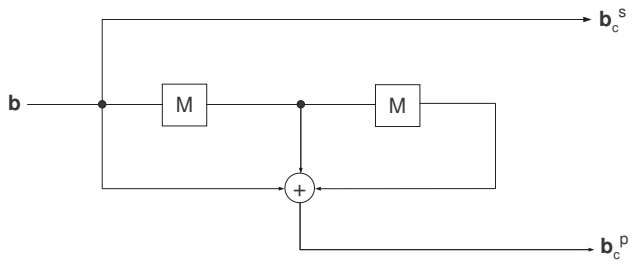


Figura 2.13: Codificador convolucional sistemático (2,1,2).

2.7.2 Códigos convolucionais recursivos sistemáticos

Através de um código convolucional não sistemático (CNS), pode-se obter um código convolucional recursivo sistemático (CRS) pelo uso de realimentação, a fim de aproveitar as características apresentadas pelos sistemáticos. Um código CRS é recursivo porque faz uso de realimentação e sistemático porque a seqüência de entrada aparece também na saída sistemática. Além disso, os códigos CRS apresentam distância livre maior ou igual à dos não realimentados [22].

O diagrama do codificador CRS obtido a partir do CNS da figura 2.9 é mostrado na figura 2.14. Note que a primeira saída do codificador, que é a saída sistemática, é uma réplica da seqüência de entrada. Esta seqüência sistemática $\mathbf{b}_c^s$ é obtida fazendo uma das saídas do código CNS, $\mathbf{b}_c^{pa}$ ou $\mathbf{b}_c^{pb}$, exatamente igual à entrada $\mathbf{b}$. A segunda saída do codificador CRS, que é a saída de paridade, é definida pelo polinômio gerador $\mathbf{g}^{(p)}$. Na figura 2.15, está representada a treliça para este codificador. Note que ela é equivalente à treliça do codificador CNS mostrada na figura 2.11.

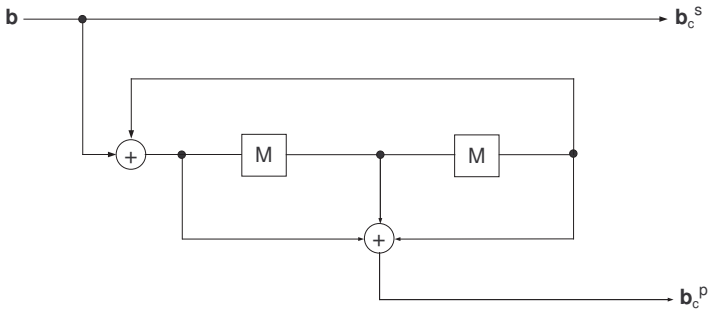


Figura 2.14: Codificador convolucional recursivo sistemático.

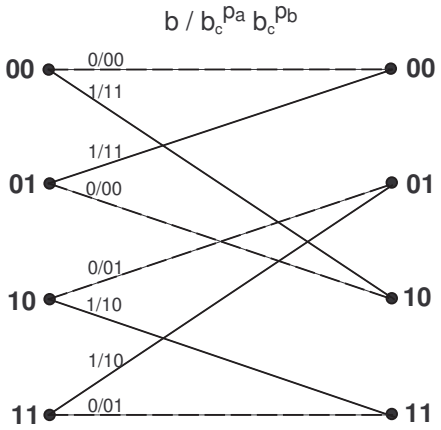


Figura 2.15: Treliça do codificador convolucional recursivo sistemático (CRS).

Sabe-se que para um código ser sistemático ele deve ter matriz geradora como a definida na equação 2.51. Caso a matriz não apresente esta forma, é possível fazer a sua sistematização. A matriz sistematizada para códigos de taxa $1/2$ terá a forma:

$$\mathbf{G}(D) = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{g}^{(p)}(D) \end{bmatrix} \tag{2.52}$$

onde $\mathbf{g}^{(p)}(D)$ é o polinômio gerador da saída de paridade do codificador CRS, que é baseado nos polinômios geradores do codificador CNS e definido por:

$$\mathbf{g}^{(p)}(D) = \frac{\mathbf{g}^{(2)}(D)}{\mathbf{g}^{(1)}(D)} \tag{2.53}$$

em que $\mathbf{g}^{(1)}(D)$ é o polinômio gerador associado à saída que foi escolhida para ser a sistemática e é denominado polinômio gerador de realimentação ("*feedback*"). O polinômio $\mathbf{g}^{(2)}(D)$ representa a saída 2 e é denominado polinômio gerador para frente ("*feed-forward*").

De uma maneira geral, para códigos com p saídas de paridade, a matriz geradora será definida como:

$$\mathbf{G}(D) = \left[1, \frac{\mathbf{g}^{(2)}(D)}{\mathbf{g}^{(1)}(D)}, \frac{\mathbf{g}^{(3)}(D)}{\mathbf{g}^{(1)}(D)}, \frac{\mathbf{g}^{(4)}(D)}{\mathbf{g}^{(1)}(D)}, \ldots, \frac{\mathbf{g}^{(p)}(D)}{\mathbf{g}^{(1)}(D)}\right] \tag{2.54}$$

A matriz geradora do exemplo mostrado na figura 2.14 é $\mathbf{G}(D) = \left[1, \frac{1+D+D^2}{1+D^2}\right]$, ou $\mathbf{G}(D) = \left[1, \frac{7}{5}\right]$ em notação octal, o que está em conformidade com a equação 2.54.

Os códigos convolucionais recursivos sistemáticos são amplamente utilizados na construção dos codificadores turbo que serão vistos na seção 2.8. Neste trabalho, será utilizada a concatenação em paralelo de dois codificadores CRS para a formação do turbo. Mais detalhes serão vistos nos capítulos que seguem.

2.7.3 Decodificação de códigos convolucionais - Algoritmo de Viterbi

Como falado anteriormente, o desempenho dos códigos convolucionais depende também do algoritmo de decodificação. Existem alguns métodos para realizar a decodificação, mas sem dúvida o método proposto por Viterbi [23] é o mais utilizado.

O algoritmo de Viterbi tem por base a decodificação por máxima verossimilhança (MLD – do inglês *Maximum Likelihood Decoder*) nos ramos da treliça do codificador. O algoritmo visa a minimização da probabilidade de erro de símbolo codificado, que não é muito diferente da probabilidade de erro de bit.

Vamos supor que a seqüência codificada $\mathbf{b}_c$ passa por um modulador BPSK e depois por um canal ruidoso e com desvanecimento, chegando ao receptor uma seqüência $\mathbf{r}$. O receptor utilizado será do tipo Rake, que fará a soma coerente dos sinais vindos de cada percurso que o canal apresenta. Na saída do receptor Rake, o sinal será amostrado e existirá uma seqüência $\mathbf{y}$, que será utilizada no processo de decodificação do código convolucional. Portanto, no processo de decodificação deve-se escolher uma seqüência $\hat{\mathbf{b}}_c$, entre todas as possíveis, que mais se parece com a seqüência na saída do receptor Rake.

A escolha da seqüência $\hat{\mathbf{b}}_c$ é feita baseada em uma métrica. Neste trabalho, será utilizado o algoritmo de Viterbi com decodificação suave, ou seja, as métricas poderão assumir qualquer valor.

Assim, para um canal com ruído gaussiano, as métricas de cada ramo serão calculadas através da seguinte equação:

$$M = \sum_{i=1}^{n} \left(y_i - \hat{b}_{ci} \right)^2 \tag{2.55}$$

onde n é o número de saídas do codificador e y_i são as amostras do sinal na saída do receptor Rake.

Neste caso, quanto menor for a métrica, mais parecidas são as seqüências recebida e a seqüência do ramo. O cálculo é feito sobre os n bits que são gerados pelo codificador a cada instante de tempo. O algoritmo de Viterbi calcula a métrica para cada ramo da treliça e escolhe o caminho de menor métrica, ou seja, decide pela seqüência $\hat{\mathbf{b}}_c$ que mais se parece com a seqüência recebida $\mathbf{y}$.

Um exemplo de treliça é mostrado na figura 2.16, onde se supõe a transmissão dos bits $\mathbf{b}_c = [-1\ -1\ +1\ +1\ +1\ -1\ +1\ -1\ +1\ +1]$ que correspondem à seqüência de informação $\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, sendo que os dois últimos bits servem para fazer voltar a treliça para o estado de *reset*. O sinal na saída do receptor Rake é dado pela seqüência $\mathbf{y} = [\ -1,3\ -0,9\ +0,8\ +1,5\ -0,5\ -1,1\ +1,2\ -0,7\ +0,9\ +1,2]$. Na treliça, podem ser vistos os valores acumulados das métricas dos ramos sobreviventes, que são aqueles que apresentam menor métrica entre todos que entram em um nó (estado). O caminho sobrevivente está destacado e mostra que o decodificador decidiu pela seqüência $\hat{\mathbf{b}}_c = [-1\ -1\ +1\ +1\ +1\ -1\ +1\ -1\ +1\ +1]$ ou, equivalentemente pelos bits $\hat{\mathbf{b}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, que são exatamente iguais aos que foram transmitidos, portanto não ocorreu nenhum erro na decodificação. A seqüência $\mathbf{y}$ é obtida através da amostragem dos sinais definidos pelas equações 3.4 e 3.25, para os enlaces direto e reverso, respectivamente.

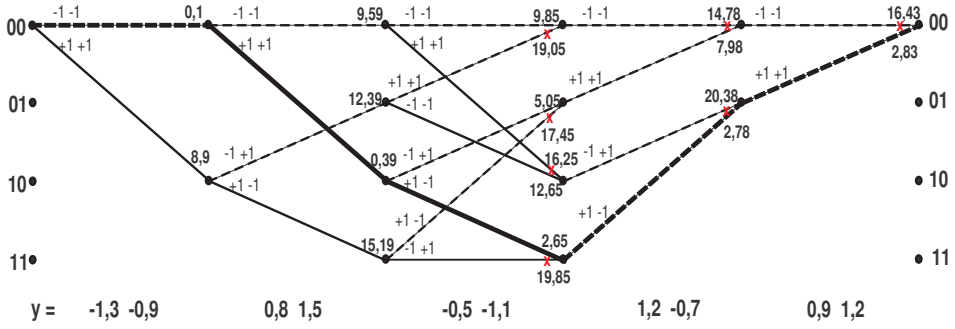


Figura 2.16: Treliça para decodificação utilizando o algoritmo de Viterbi.

O algoritmo de Viterbi não faz a decisão bit a bit, mas sim por uma seqüência inteira de comprimento N. Erros na decodificação acontecerão quando o algoritmo eliminar o caminho correto em favor de outro incorreto.

2.8 Códigos turbo

Claude Shannon [24], em 1948, apresentou seu teorema onde ele mostrou que com o uso de um código corretor de erro adequado pode-se chegar a valores de probabilidade de erro de bit tão baixos quanto se deseja, desde que a taxa de transmissão de informação não ultrapasse um limitante chamado de capacidade do canal. A partir dessa definição se deu início a uma busca por códigos que têm a capacidade de se aproximar do limite estabelecido por Shannon. Até que em 1993, Berrou, Glavieux e Thitimajshima [25] introduziram os códigos turbo, que podem chegar a 0,5 dB do limite estabelecido por Shannon.

Os códigos turbo são formados pela concatenação de dois ou mais codificadores, chamados de constituintes, e a palavra código de saída é formada pelos bits de informação e paridade de cada um dos codificadores, já que os codificadores são sistemáticos. Os codificadores constituintes podem ser diferentes um do outro, mas em geral usam-se codificadores idênticos. Estudos realizados [25] mostram que os codificadores que melhores resultados apresentam para a formação do turbo são os convolucionais recursivos sistemáticos (CRS).

A concatenação dos codificadores pode ser feita de duas formas: em paralelo (convolucionais concatenados em paralelo - CCP) e em série (convolucionais concatenados em série - CCS). Neste trabalho, somente serão utilizados os CCP, sendo os codificadores constituintes idênticos e do tipo CRS.

2.8.1 Codificador turbo CCP

Um codificador turbo CCP é formado por dois ou mais codificadores CRS concatenados em paralelo, que codificam a seqüência de informação simultaneamente de maneira a permitir um aumento da capacidade de correção de erros no processo de decodificação. Os codificadores são separados por entrelaçadores que têm a função de dar diversidade aos bits de paridade. Portanto, é necessário que a seqüência de informação $\mathbf{b}$ seja dividida em blocos de tamanho N igual ao comprimento dos entrelaçadores, o que causa um atraso na transmissão dos bits. Cada um dos N blocos é codificado de forma independente. O diagrama básico de um codificador CCP é mostrado na figura 2.17.

O primeiro entrelaçador pode ser omitido e o primeiro codificador CRS irá operar com a seqüência de entrada original. Já os demais entrelaçadores irão "embaralhar" a seqüência de informação, obtendo assim as seqüências de paridade $\mathbf{b}_c^{p_1}$, $\mathbf{b}_c^{p_2}, \ldots,$ $\mathbf{b}_c^{p_q}$. Além dos bits de paridade, a seqüência original também é transmitida pelo canal como informação sistemática.

Nem sempre todos os bits de paridade são enviados através do canal, muitas vezes se utiliza o puncionamento de alguns desses bits para que se sejam obtidas taxas diferentes para um mesmo codificador.

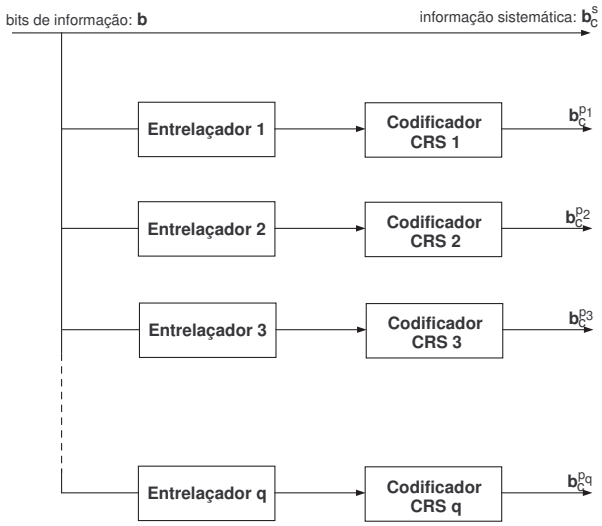


Figura 2.17: Codificador turbo CCP.

O codificador turbo definido no padrão CDMA2000 está ilustrado na figura 2.18 e apresenta concatenação em paralelo de dois codificadores CRS, cada um com $m = 3$ memórias, com uma saída sistemática e duas de paridade, e portanto com taxa $r_c = 1/3$. A matriz geradora de cada codificador constituinte é dada por:

$$\mathbf{G}(D) = \left[1,\ \frac{1 + D + D^3}{1 + D^2 + D^3},\ \frac{1 + D + D^2 + D^3}{1 + D^2 + D^3}\right] \tag{2.56}$$

ou $G = \left[1,\ \frac{15}{13},\ \frac{17}{13}\right]$ em notação octal.

Um codificador CCP amplamente utilizado e estudado na literatura é formado por dois codificadores CRS idênticos, que utiliza puncionamento de bits, transmitindo um bit de paridade por vez, o que resulta em taxa $r_c = 1/2$. Este codificador é mostrado na figura 2.19.

Neste trabalho, será utilizado um codificador turbo como o da figura 2.19. Os codificadores CRS constituintes são mostrados na figura 2.20 e apresentam $m = 2$ memórias, uma entrada e duas saídas, sendo uma sistemática e uma de paridade. A matriz geradora para este codificador é dada por:

$$G(D) = \left[1,\ \frac{1 + D^2}{1 + D + D^2}\right] \tag{2.57}$$

ou $G = \left[1,\ \frac{5}{7}\right]$ em notação octal.

Existem estudos [28, 30] que buscam definir codificadores constituintes CRS ótimos com base na distância efetiva para uma classe de codificadores turbo de mesma taxa. Apesar disso, o codificador turbo utilizado apresenta bom desempenho quando comparado a outros com codificadores constituintes de mesma taxa e número de memórias [36].

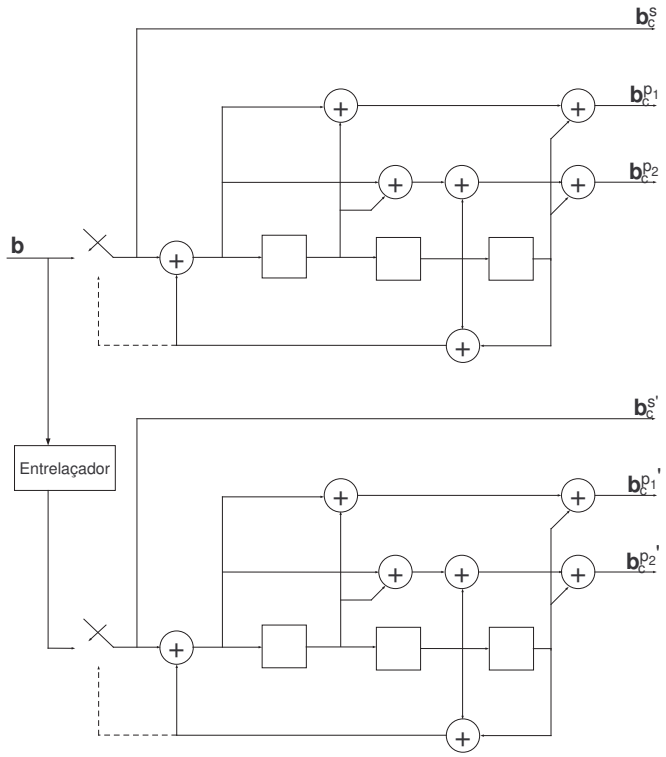


Figura 2.18: Codificador turbo CCP utilizado no padrão CDMA2000.

2.8.2 Entrelaçador

Sabe-se que os canais de comunicação sem fio produzem erros em surtos (*bursts*), e o entrelaçamento serve para que os erros não ocorram simultaneamente nos mesmos bits de paridade dos dois codificadores CRS constituintes. Ou seja, o entrelaçador serve para espalhar os bits errados da seqüência recebida.

No receptor, para a decodificação dos bits referentes ao segundo codificador, será necessário fazer o processo inverso ao do entrelaçamento.

Existem algumas técnicas utilizadas para fazer o entrelaçamento dos bits. Para o padrão de terceira geração, são utilizados entrelaçadores determinísticos denominados de S-aleatórios [27]. Estudos [28] mostram que os entrelaçadores do tipo pseudo-aleatórios são ótimos.

De forma geral, o processo de entrelaçamento é definido pelo mapeamento $j \rightarrow \Pi(j)$, onde o bit de entrada j é comutado para o bit de saída $\Pi(j)$. Neste trabalho será utilizado um entrelaçador aleatório. Por exemplo, o entrelaçador de comprimento $N = 8$ dado por $\overset{8}{\Pi} = \{5,\ 8,\ 2,\ 4,\ 7,\ 6,\ 1,\ 3\}$ faz com que uma seqüência $\mathbf{b} = (10011010)$ permutada passe a ser representada por $\mathbf{b}' = (10011010)$.

O tamanho do entrelaçador também tem forte influência no desempenho do decodificador turbo.

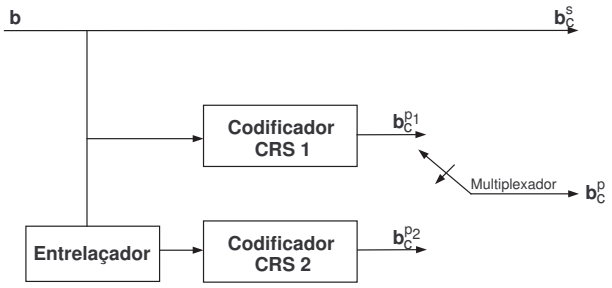


Figura 2.19: Codificador turbo CCP com q=2.

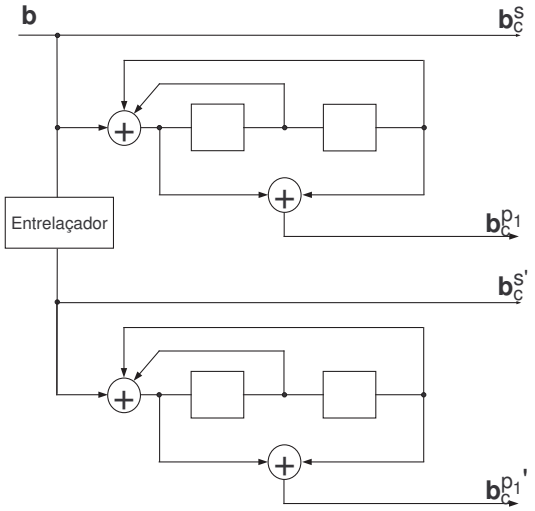


Figura 2.20: Codificador turbo CCP utilizado.

2.8.3 Puncionamento

O puncionamento serve para variar a taxa do codificador turbo através da eliminação ou multiplexação dos bits de paridade dos codificadores constituintes.

Para o codificador do padrão CDMA2000 mostrado na figura 2.18, são utilizadas taxas iguais a 1/2, 1/3 e 1/4, obtidas da seguinte maneira:

- Para obter taxa $1/2$ o codificador envia a seqüência sistemática $\mathbf{b}_c^s$ além das seqüências de paridade $\mathbf{b}_c^{p_1}$ e $\mathbf{b}_c^{p_1'}$ de forma multiplexada. Ou seja, para uma seqüência de informação de comprimento N, a seqüência gerada pelo codificador seria $\mathbf{b}_{c,0}^s\mathbf{b}_{c,0}^{p_1}\mathbf{b}_{c,1}^s\mathbf{b}_{c,1}^{p_1'}\mathbf{b}_{c,2}^s\mathbf{b}_{c,2}^{p_1}\ldots\mathbf{b}_{c,N-1}^s\mathbf{b}_{c,N-1}^{p_1'}$.

- Para obter taxa $1/3$, o codificador envia a seqüencia sistemática $\mathbf{b}_c^s$ e as saídas de paridade $\mathbf{b}_c^{p_1}$ e $\mathbf{b}_c^{p_1'}$. Por exemplo, a seqüência gerada pelo codificador seria $\mathbf{b}_{c,0}^s\mathbf{b}_{c,0}^{p_1}\mathbf{b}_{c,0}^{p_1'}\mathbf{b}_{c,1}^s\mathbf{b}_{c,1}^{p_1}\mathbf{b}_{c,1}^{p_1'}\mathbf{b}_{c,2}^s\mathbf{b}_{c,2}^{p_1}\mathbf{b}_{c,2}^{p_1'}$ $\ldots\mathbf{b}_{c,N-1}^s\mathbf{b}_{c,N-1}^{p_1}\mathbf{b}_{c,N-1}^{p_1'}$.

- Para obter taxa igual a $1/4$, o codificador envia seqüência sistemática $\mathbf{b}_c^s$, os vetores de paridade $\mathbf{b}_c^{p_1}$ e $\mathbf{b}_c^{p_1'}$ e também os vetores $\mathbf{b}_c^{p_2}$ e $\mathbf{b}_c^{p_2'}$ de forma multiplexada. Ou seja, a seqüência gerada pelo codificador seria $\mathbf{b}_{c,0}^s\mathbf{b}_{c,0}^{p_1}\mathbf{b}_{c,0}^{p_1'}\mathbf{b}_{c,0}^{p_2}\mathbf{b}_{c,1}^s\mathbf{b}_{c,1}^{p_1}\mathbf{b}_{c,1}^{p_1'}\mathbf{b}_{c,1}^{p_2'}\ldots\mathbf{b}_{c,N-1}^s\mathbf{b}_{c,N-1}^{p_1}\mathbf{b}_{c,N-1}^{p_1'}\mathbf{b}_{c,N-1}^{p_2}$.

Devido ao uso de entrelaçadores e de puncionamento, não é fácil obter um valor para a distância livre de um código turbo. Mesmo assim existem alguns trabalhos que procuram definir uma distância livre efetiva para este tipo de código [28, 29].

2.8.4 Bits de zeramento

Como os codificadores CRS constituintes utilizam realimentação, não necessariamente uma seqüência de bits zero irá levar o codificador para o estado de *reset*. Para evitar problemas na decodificação, é importante que o codificador comece sempre a codificação de cada bloco do estado zero. Para isto, ao final de cada bloco são inseridos bits de zeramento de maneira a levar o codificador para seu estado inicial. O padrão CDMA2000 define que os seus dois codificadores constituintes CRS voltem para o estado zero.

Com isto, pode ser difinida a distância livre efetiva do código como o peso mínimo entre todas as seqüências geradas. Estudos foram realizados no sentido de buscar codificadores CRS eficientes que maximizem essa distância [30].

2.8.5 Decodificação dos códigos turbo

Nesta seção, será feita uma introdução à decodificação turbo, com ênfase no algoritmo BCJR que utiliza o critério MAP (*Maximum a Posteriori*).

Introdução à teoria de detecção

O teorema de Bayes para teste de hipóteses fornece a relação entre a probabilidade condicional e conjunta dos eventos A e B da seguinte maneira:

$$P\left(A|B\right)P\left(B\right) = P\left(B|A\right)P\left(A\right) = P\left(A,B\right) \tag{2.58}$$

Aplicando o teorema de Bayes em um canal corrompido por ruído gaussiano aditivo branco, pode-se escrever a *probabilidade a posteriori* (PAP) como:

$$P\left(b=i|y\right) = \frac{p\left(y|b=i\right)P\left(b=i\right)}{p\left(y\right)}, \qquad i=1,\ldots,M \tag{2.59}$$

onde a PAP é definida em função da variável aleatória $y = b + n$, que representa o sinal recebido como a soma do sinal transmitido b com o ruído aditivo gaussiano n. Além disso, $b = i$ representa que o símbolo transmitido foi o i-ésimo entre os M possíveis.

A PDF do sinal recebido y condicionado ao sinal transmitido $b = i$ é $p(y|b = i)$. Considerando todo o conjunto de sinais transmitidos, tem-se que a PDF do sinal recebido $p(y)$ é dada por:

$$p\left(y\right) = \sum_{i=1}^{M} p\left(y|b = i\right) P\left(b = i\right) \tag{2.60}$$

Considera-se que, para a representação dos valores lógicos 0 e 1, são transmitidos sinais elétricos com amplitudes -1 e +1 volts, respectivamente. Como o ruído tem PDF gaussiana, as funções densidade de probabilidade $p(y|b = -1)$ e $p(y|b = +1)$ da variável y condicionada aos sinais transmitidos $b = -1$ e $b = +1$ são chamadas de funções de verossimilhança. A figura 2.21 ilustra as funções de verossimilhança para um canal com ruído aditivo gaussiano e os sinais transmitidos assumindo os valores +1 e -1 com probabilidade $1/2$.

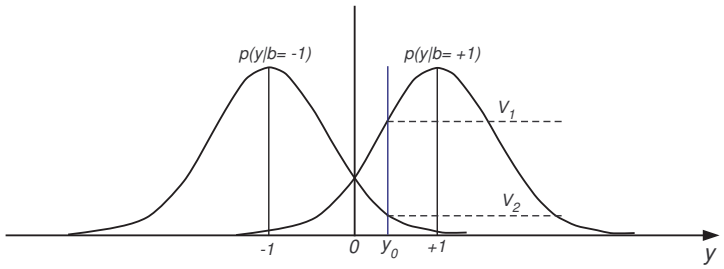


Figura 2.21: Funções de verossimilhança.

Máxima Verossimilhança

Uma regra de decisão abrupta bastante conhecida, chamada de regra de máxima verossimilhança (MV), decide pelo símbolo transmitido com base no maior valor da função de verossimilhança.

Na figura 2.21, quando o sinal recebido tem valor igual a y_0 a regra MV decidirá pelo símbolo +1, já que o valor V_1 é maior que o V_2.

Para o caso das probabilidades de ocorrência dos símbolos $b = +1$ e $b = -1$ serem $1/2$, o limiar de decisão ótimo é o ponto $y = 0$. Assim, uma representação matemática da regra de decisão MV é dada por:

$$\hat{b} = \begin{cases} -1, & y \leq 0 \\ +1, & y > 0 \end{cases} \tag{2.61}$$

Maximum a Posteriori

Outra regra de decisão, conhecida como *maximum a posteriori* (MAP) pode ser expressa em termos da PAP da seguinte maneira:

$$P\left(b=+1|y\right) \underset{\hat{b}=-1}{\overset{\hat{b}=+1}{\gtrless}} P\left(b=-1|y\right) \tag{2.62}$$

Aplicando o teorema de Bayes para um canal AWGN, tem-se a relação:

$$p\left(y|b=+1\right)P\left(b=+1\right) \underset{\hat{b}=-1}{\overset{\hat{b}=+1}{\gtrless}} p\left(y|b=-1\right)P\left(b=-1\right) \tag{2.63}$$

Ou em termos do logaritmo da razão entre as densidades de probabilidade condicionais $p(y|b=i)$:

$$\log\left(\frac{p\left(y|b=+1\right)P\left(b=+1\right)}{p\left(y|b=-1\right)P\left(b=-1\right)}\right) \underset{\hat{b}=-1}{\overset{\hat{b}=+1}{\gtrless}} 0 \tag{2.64}$$

Esta relação funcionará como base para o algoritmo MAP usado na decodificação dos códigos turbo.

Estrutura do decodificador

A decodificação dos códigos turbo funciona através de um processo iterativo onde há troca de informações entre as componentes de decodificação visando a diminuição da taxa de erro de bit. O decodificador para o código CCP mostrado na figura 2.19 tem a estrutura mostrada na figura 2.22.

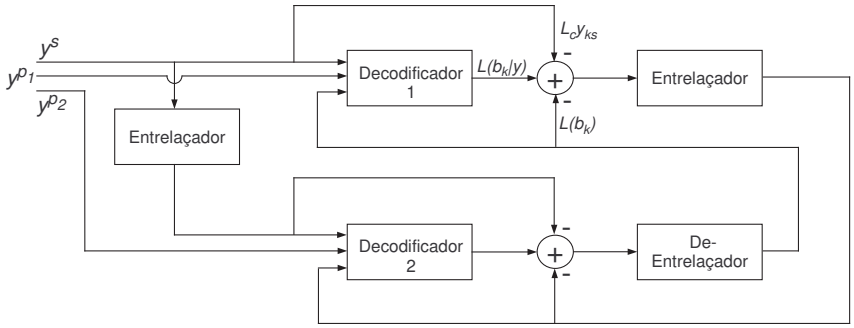


Figura 2.22: Esquema do decodificador iterativo turbo.

Esta estrutura, que é similar à do codificador, consiste em dois decodificadores componentes interligados através de um entrelaçador como utilizado no codificador. Cada decodificador tem três entradas: a primeira é referente aos bits sistemáticos obtidos na saída do canal como y^s, que para

o segundo codificador deve ser entrelaçada; a segunda entrada é referente aos bits de paridade de cada codificador, y^{p_1} e y^{p_2} para o primeiro e segundo decodificadores, respectivamente; e a última entrada refere-se à informação do componente decodificador anterior sobre o provável valor dos bits. Esta informação que um decodificador passa para o outro é chamada de informação *a priori*. A cada iteração, os decodificadores trocam informações entre si, por isso a certeza sobre os bits tende a aumentar e portanto a probabilidade de erro de bit tende a diminuir. Mas o ganho obtido através da troca de informações diminui a cada iteração e, por isso geralmente se limita a decodificação em oito iterações por motivos de complexidade [36].

Os decodificadores podem ser do tipo SOVA (*Soft Output Viterbi Algorithm*) como proposto por Hagenauer e Hoeher [31], MAP (*Maximum A Posteriori*) proposto por Bahl e outros [32], ou ainda variações do MAP como Max-Log-MAP [33, 34], Log-MAP [35]. Neste trabalho será utilizado na decodificação o algoritmo Log-MAP.

A saída suave de cada decodificador fornece um valor que representa a probabilidade de um bit ser 0 ou 1. Este valor é representado em termos do logaritmo da razão de verossimilhança (LLR) – do inglês *Log Likelihood Ratio*, onde a magnitude deste valor representa o sinal do bit e a amplitude representa a probabilidade de uma decisão correta [36].

A LLR, como o próprio nome diz, é o logaritmo da razão entre probabilidades. Por exemplo, a LLR $L\left(b_k\right)$ para o valor de um bit decodificado $\hat{b}_k$ é:

$$L\left(\hat{b}_k\right) = \log\left(\frac{P\left(\hat{b}_k = +1\right)}{P\left(\hat{b}_k = -1\right)}\right) \tag{2.65}$$

onde $P\left(\hat{b}_k = +1\right)$ é a probabilidade do bit $\hat{b}_k = +1$ e similarmente tem-se $P\left(\hat{b}_k = -1\right)$.

Para o primeiro decodificador, na primeira iteração ainda não existe nenhuma informação a priori, pois a probabilidade do bit ser +1 ou -1 é $1/2$. Portanto, inicialmente a informação a priori é zero para todos os bits e o decodificador trabalha somente com os dados obtidos na saída do canal.

O algoritmo MAP

O algoritmo de decodificação MAP foi proposto em 1974 por Bahl e outros [32] com o intuito de calcular as probabilidades a posteriori dos estados e das transições da treliça de uma fonte Markoviana observada na presença de ruído. O algoritmo MAP observa todos os possíveis caminhos da treliça, o que gera uma grande complexidade. Por este motivo não era muito utilizado até a descoberta dos códigos turbo em 1993. Ao contrário do algoritmo de Viterbi que decide sobre uma seqüência de bits, o MAP faz a decisão bit a bit, além de fornecer uma probabilidade de certeza sobre a decisão, o que é necessário para a decodificação iterativa proposta por Berrou e outros [25].

O algoritmo MAP fornece a probabilidade de cada bit decodificado b_k ser +1 ou -1, dado que é conhecida a seqüência de símbolos recebidos $\mathbf{y}$. A seqüência $\mathbf{y}$ utilizada na decodificação do turbo será obtida na saída do receptor Rake. Equivalentemente, esta probabilidade pode ser escrita em termos de LLR como:

$$L\left(b_k|\mathbf{y}\right) = \log\left(\frac{P\left(b_k = +1|\mathbf{y}\right)}{P\left(b_k = -1|\mathbf{y}\right)}\right) \tag{2.66}$$

Conhecendo o estado anterior da treliça $S_{k-1} = s'$ e o estado atual $S_k = s$ é possível saber qual o bit b_k que causou a transição entre estes estados. Com base nisso e no teorema de Bayes, a equação anterior pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$L\left(b_k|\mathbf{y}\right) \quad = \quad \log\left(\frac{\sum_{(s',s)\Rightarrow b_k=+1} P\left(S_{k-1} = s', S_k = s, \mathbf{y}\right)}{\sum_{(s',s)\Rightarrow b_k=-1} P\left(S_{k-1} = s', S_k = s, \mathbf{y}\right)}\right) \tag{2.67}$$

onde $(s', s) \Rightarrow b_k = +1$ é o conjunto de transições do estado s' para o s, que correspondem ao bit de informação $b_k = +1$, e analogamente $(s', s) \Rightarrow b_k = -1$ correspondem ao bit $b_k = -1$. Por motivos de simplicidade, a probabilidade $P\left(S_{k-1} = s', S_k = s, \mathbf{y}\right)$ será escrita somente como $P\left(s', s, \mathbf{y}\right)$.

A seqüência recebida $\mathbf{y}$ pode ser dividida em três partes: a seqüência recebida associada com o estado atual da treliça $\mathbf{y}_k$, a seqüência anterior ao estado atual $\mathbf{y}_{j<k}$ e a seqüência posterior ao estado atual $\mathbf{y}_{j>k}$, como mostrado na figura 2.23.

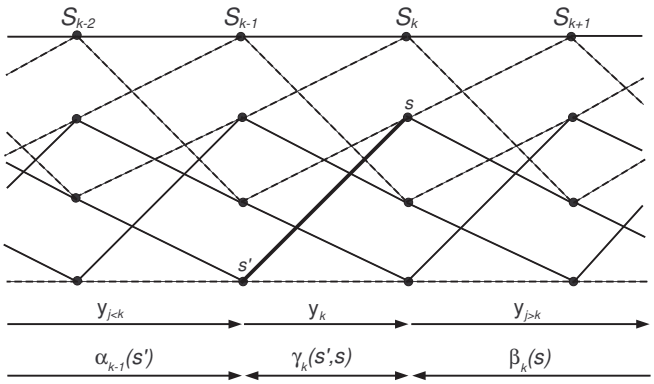


Figura 2.23: Treliça para decodificação MAP de código CRS com K=3.

Desta maneira, as probabilidades $P\left(s', s, \mathbf{y}\right)$ podem ser escritas como:

$$P\left(s', s, \mathbf{y}\right) = P\left(s', s, \mathbf{y}_{j<k}, \mathbf{y}_k, \mathbf{y}_{j>k}\right) \tag{2.68}$$

Usando a regra de Bayes para um canal sem memória, a referência [36] mostra que a probabilidade

$P(s', s, \mathbf{y})$ pode ser dividida em três termos da seguinte maneira:

$$P(s', s, \mathbf{y}) = P(s', \mathbf{y}_{j<k}) P(\{\mathbf{y}_k, s\} | s') P(\mathbf{y}_{j>k} | s) \quad (2.69)$$

$$= \alpha_{k-1}(s') a\gamma_k(s', s) \beta_k(s) \quad (2.70)$$

onde:

$$\alpha_{k-1}(s') = P(s', \mathbf{y}_{j<k}) \quad (2.71)$$

é a probabilidade da treliça estar no estado s' no instante $k-1$ e a seqüência recebida até este instante ser $\mathbf{y}_{j<k}$;

$$\gamma_k(s', s) = P(\mathbf{y}_k, s | s') \quad (2.72)$$

é a probabilidade de que, dado que a treliça está no estado s', ela vai para o estado s e a seqüência recebida para esta transição é $\mathbf{y}_k$;

$$\beta_k(s) = P(\mathbf{y}_{j>k} | s) \quad (2.73)$$

é a probabilidade de que, dado que a treliça está no estado s no instante k, a seqüência recebida futuramente será $\mathbf{y}_{j>k}$.

Estes três termos também estão representados na figura 2.23. Com estes termos, a equação 2.67 pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$L(b_k | \mathbf{y}) = \log \left(\frac{\sum_{(s',s) \Rightarrow b_k = +1} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s)}{\sum_{(s',s) \Rightarrow b_k = -1} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s)} \right) \quad (2.74)$$

Para a decodificação turbo, o algoritmo MAP irá calcular $\alpha_k(s)$ e $\beta_k(s)$ recursivamente para todos os estados da treliça, sendo $k = 1, 2, \ldots, N$, e $\gamma_k(s)$ para todas as possíveis transições do estado s' para o estado s.

O termo $\alpha_k(s)$ no instante atual é definido como:

$$\alpha_k(s) = P(s, \mathbf{y}_{j<k+1}) \quad (2.75)$$

A partir dessa definição, usando a regra de Bayes e considerando que o canal é sem memória, $\alpha_k(s)$ pode ser calculado recursivamente da seguinte maneira [36]:

$$\begin{aligned}\alpha_k(s) &= \sum_{s'} P(s, s', \mathbf{y}_{j<k}, \mathbf{y}_k) \\ &= \sum_{s'} P(s', \mathbf{y}_{j<k})\, p(s, \mathbf{y}_k | s') \\ &= \sum_{s'} \alpha_{k-1}(s')\, \gamma_k(s', s) \end{aligned} \tag{2.76}$$

Assumindo que a treliça inicia no estado S_0, tem-se a condição inicial para o cálculo recursivo de $\alpha_k(s)$:

$$\alpha_0(0) = 1 \tag{2.77}$$

$$\alpha_0(s \neq 0) = 0 \tag{2.78}$$

Da mesma maneira, o termo $\beta_k(s)$ pode ser calculado recursivamente para todos os estados da treliça da seguinte maneira [25]:

$$\beta_{k-1}(s') = \sum_{s} \beta_k(s)\, \gamma_k(s', s) \tag{2.79}$$

E a condição inicial para esta recursão é que a treliça termine também no estado S_0, ou seja:

$$\beta_N(0) = 1 \tag{2.80}$$

$$\beta_N(s \neq 0) = 0 \tag{2.81}$$

Já o cálculo de $\gamma_k(s', s)$ deve ser feito para todas as transições entre os estados s' e s da treliça com base na seqüência recebida do canal e na informação a priori disponível. Da definição de $\gamma_k(s', s)$ mostrada na equação 2.72 e usando a regra de Bayes, pode-se chegar a:

$$\begin{aligned}\gamma_k(s', s) &= P(\mathbf{y}_k, s | s') \\ &= P(\mathbf{y}_k | s', s)\, P(s | s') \\ &= P(\mathbf{y}_k | \mathbf{x}_k)\, P\left(\hat{b}_k\right) \end{aligned} \tag{2.82}$$

onde $\hat{b}_k$ é o bit necessário para ocorrer a transição do estado $S_{k-1} = s'$ para o estado $S_k = s$, $P\left(\hat{b}_k\right)$

é a informação a priori deste bit e $\mathbf{b}_{ck}$ é a palavra código associada a esta transição.

Portanto, o termo $\gamma_k(s', s)$ é o produto da probabilidade a priori $P(b_k)$, obtida do decodificador anterior através de um processo iterativo, pela probabilidade de receber a seqüência $\mathbf{y}_k$, dado que a seqüência transmitida foi $\mathbf{b}_{ck}$.

A probabilidade condicional $P(\mathbf{y}_k|\mathbf{b}_{ck})$ pode ser calculada para um canal AWGN, considerando modulação antipodal BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} P(\mathbf{y}_k|\mathbf{b}_{ck}) &= \prod_{l=1}^{n} P(y_{kl}|b_{ck,l}) \\ &\propto \prod_{l=1}^{n} \exp\left[-r_t \frac{E_b}{N_0}(y_{kl} - b_{ck,l})^2\right] \\ &\propto \exp\left(\frac{1}{2} L_c \sum_{l=1}^{n} b_{ck,l} y_{kl}\right) \end{aligned} \tag{2.83}$$

onde

$$L_c = 4 r_t \frac{E_b}{N_0} \tag{2.84}$$

é a medida de confiabilidade do canal, r_t é a taxa do codificador turbo, E_b/N_0 é a relação entre a energia por bit e a densidade espectral de potência unilateral do ruído aditivo e $n-1$ é o número de bits de paridade enviados pelo codificador.

Desta maneira, substituindo a equação 2.83 na equação 2.82, $\gamma_k(s', s)$ pode ser calculado através de:

$$\gamma_k(s', s) = P\left(\hat{b}_k\right) \exp\left(\frac{1}{2} L_c \hat{b}_k y_{ks}\right) \exp\left(\frac{1}{2} L_c \sum_{l=2}^{n} b_{ck,l} y_{kl}\right) \tag{2.85}$$

onde na primeira exponencial y_{ks} é a amostra do bit sistemático recebido no instante k, e na segunda exponencial estão representadas as amostras dos bits de paridade recebidos.

A partir da equação anterior, Berrou e outros [25] mostraram que a LLR dada pela equação 2.67 pode ser escrita como:

$$L\left(\hat{b}_k|y\right) = L_e\left(\hat{b}_k\right) + L\left(\hat{b}_k\right) + L_c y_{ks} \tag{2.86}$$

onde $L_e\left(\hat{b}_k\right)$ é a denominada informação extrínseca (informação sobre os bits de paridade da seqüência codificada) e $L\left(\hat{b}_k\right)$ é a informação *a-priori*. O termo $L_c y_{ks}$ representa a saída sistemática do

canal. Quando a relação sinal-ruído for grande, a confiabilidade do canal também será e os bits sistemáticos terão maior influência no cálculo da LLR. Caso contrário, quando a relação sinal-ruído for baixa e, consequentemente L_c for pequeno, os bits sistemáticos recebidos não influenciarão muito na LLR calculada pelo algoritmo.

A informação extrínseca devidamente entrelaçada é utilizada como informação a priori pelo próximo componente decodificador. Dessa maneira, podemos escrever $L_e\left(b_k\right)$ como:

$$L_e\left(\hat{b}_k\right) = L\left(\hat{b}_k|y\right) - L\left(\hat{b}_k\right) - L_c y_{ks} \tag{2.87}$$

Esta subtração é mostrada na figura 2.22.

Também pode ser mostrado [25] que a probabilidade a priori pode ser escrita em termos da informação extrínseca da seguinte maneira:

$$P\left(\hat{b}_k\right) = A_k \exp\left[\frac{\hat{b}_k L_e\left(\hat{b}_k\right)}{2}\right] \tag{2.88}$$

onde:

$$A_k = \frac{\exp\left[\frac{L_e\left(\hat{b}_k\right)}{2}\right]}{1 + \exp\left[L_e\left(\hat{b}_k\right)\right]} \tag{2.89}$$

Na primeira iteração do primeiro decodificador ainda não há nenhuma informação a priori sobre os bits recebidos. Assim, assume-se que os bits $\hat{b}_k$ têm probabilidade de ocorrência $P\left(\hat{b}_k\right) = 1/2$, portanto $L\left(\hat{b}_k\right) = 0$. Nos outros casos, a informação extrínseca é utilizada como informação a priori.

O decodificador funciona, então, com base nas informações do canal e do decodificador componente anterior em um processo iterativo, onde a cada iteração há uma diminuição na taxa de erro de bits. Após algumas iterações, geralmente em torno de 8, a decisão sobre os bits transmitidos é feita tomando o sinal da LLR a posteriori do segundo decodificador.

Algoritmo MAP em canais com desvanecimento

Nesta seção, obteremos a confiabilidade de um canal com desvanecimento plano e lento, portanto sem interferência entre os símbolos. Vamos considerar modulação BPSK com detecção coerente, ou seja, a fase do desvanecimento será conhecida. O desvanecimento será representado por uma variável aleatória a do tipo Rayleigh, com densidade de probabilidade dada pela equação 2.5.

Além do desvanecimento, o canal também tem ruído complexo aditivo gaussiano com média nula. Para este canal, o sinal recebido proveniente da saída do filtro passa-baixas equivalente será:

$$y_k = a \exp\left(-j\phi\right) \hat{b}_k + n_k \tag{2.90}$$

Considerando este novo canal, o algoritmo MAP precisa sofrer algumas alterações, como por exemplo no cálculo de $\gamma_k\left(s', s\right)$.

Pela equação 2.90, é possível perceber que o sinal recebido y_k depende de b_k, do desvanecimento a e do ruído aditivo. Assim, a função densidade de probabilidade do sinal recebido, condicionado ao conhecimento do sinal transmitido e do desvanecimento é dada por:

$$p\left(y_k|\hat{b}_k, a\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{\left(y_k - a\hat{b}_k\right)^2}{2\sigma_n^2}\right] \tag{2.91}$$

A função $p\left(y_k|\hat{b}_k\right)$, necessária para o cálculo de $\gamma_k\left(s', s\right)$ é obtida descondicionando $p\left(y_k|b_k, a\right)$ pela função densidade de probabilidade de a.

$$p\left(y_k|\hat{b}_k\right) = \int_0^\infty p\left(a\right) p\left(y_k|b_k, a\right) da \tag{2.92}$$

Desenvolvendo esta equação, pode-se chegar a [22]:

$$p\left(y_k|\hat{b}_k\right) \propto \exp\left[2\gamma_{bc}\hat{b}_k y_{ks} E\left(a\right) + \sum_{l=2}^{n} 2\gamma_{bc} b_{ck,l} y_{kl} E\left(a\right)\right] \tag{2.93}$$

onde $\gamma_{bc} = \gamma_b r_t$, $\gamma_b = {}^{E_b}/_{N_0}$ é a relação sinal-ruído e $b_{ck,l}$ são os bits de paridade transmitidos.

Assim, a referência [22] mostra que se pode representar $\gamma_k\left(s', s\right)$ da mesma maneira que é mostrada na equação 2.85 para canais AWGN, porém a confiabilidade do canal L_c agora é dada por:

$$L_c = 4E\left(a\right)\gamma_{bc} \tag{2.94}$$

onde $E\left(a\right) = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma_a$ e $\gamma_{bc} = {}^{\overline{a^2}r_t}/_{2\sigma_n^2}$.

Algoritmo MAP para canais com diversidade

Para canais com diversidade, no receptor são recebidas L réplicas do desvanecimento a_l $(l = 1, 2, \ldots, L)$, cujas distribuições são do tipo Rayleigh.

As mesmas considerações que foram feitas para canal sem diversidade são feitas agora. Assim, a função densidade de probabilidade $p\left(y_k|b_k\right)$ é obtida em função das L réplicas da seguinte maneira:

$$p\left(y_k|b_k\right) = \int_{a_L=0}^{\infty} \cdots \int_{a=0}^{\infty} \int_{a_1=0}^{\infty} p\left(a_1, a_2, \ldots, a_L\right) p\left(y_k|b_k, a_1, a_2, \ldots, a_L\right) da_1 da_2 \ldots da_L \quad (2.95)$$

Considerando que as L variáveis aleatórias a_l $(l = 1, 2, \ldots, L)$ são independentes entre si, a probabilidade conjunta $p\left(y_k|\hat{b}_k, a_1, a_2, \ldots, a_L\right)$ pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} p\left(y_k|\hat{b}_k, a_1, a_2, \ldots, a_L\right) &= \prod_{l=1}^{L} p\left(y_k|\hat{b}_k, a_l\right) \\ &= \prod_{l=1}^{L} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{\left(y_k - a_l\hat{b}_k\right)^2}{2\sigma_n^2}\right] \end{aligned} \quad (2.96)$$

e $p\left(a_1, a_2, \ldots, a_L\right)$ como:

$$p\left(a_1, a_2, \ldots, a_L\right) = \prod_{l=1}^{L} p\left(a_l\right) = \prod_{l=1}^{L} \frac{a_l}{\sigma_a^2} \exp\left[-\frac{a_l^2}{2\sigma_a^2}\right] \quad (2.97)$$

Com base nestas equações, a referência [22] mostra que $\gamma_k\left(s', s\right)$ tem a mesma forma calculada para canais sem diversidade, porém com confiabilidade de canal L_c dada por:

$$L_c = 4LE\left(a\right)\gamma_{bcr} \quad (2.98)$$

onde $\gamma_{bcr} = {}^{\gamma_{bc}}/_{L} = {}^{\gamma_b r_t}/_{L}$.

Portanto, substituindo γ_{bcr} na equação 2.98, temos:

$$L_c = 4E\left(a\right)\gamma_b r_t \quad (2.99)$$

Devido à existência dos múltiplos percursos e do compartilhamento do canal por vários usuários, há interferências entre os sinais dos usuário. Estas interferências são conhecidas como MPI e MAI. Neste trabalho, considera-se que a interferência presente no sistema está implícita na seqüência y_k, obtida na saída do receptor Rake.

Modificações do algoritmo MAP

Visando a diminuição da complexidade do algoritmo MAP, algumas alterações podem ser feitas. Para isto, inicialmente foi proposto o algoritmo Max-Log-MAP por Koch, Baier [33], Erfanian e outros [34] que tem como base a seguinte aproximação:

$$\ln\left(\sum_k e^{x_k}\right) \approx \max_k (x_k) \tag{2.100}$$

onde $\max_k (x_k)$ é o máximo valor de x_k. Assim, com $A_k(s)$, $B_k(s)$ e $\Gamma_k(s)$ definidos como:

$$A_k(s) \triangleq \ln(\alpha_k(s)) \tag{2.101}$$

$$B_k(s) \triangleq \ln(\beta_k(s)) \tag{2.102}$$

$$\Gamma_k(s) \triangleq \ln(\gamma_k(s)) \tag{2.103}$$

a equação 2.76 pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} A_k(s) &\triangleq \ln(\alpha(s)) \\ &= \ln\left(\sum_{s'} \exp\left[A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s)\right]\right) \\ &\approx \max_{s'} \left(A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s)\right) \end{aligned} \tag{2.104}$$

e equivalentemente a equação 2.79 é agora dada por:

$$B_{k-1}(s') \approx \max_s \left(B_k(s) + \Gamma_k(s', s)\right) \tag{2.105}$$

O algoritmo Max-Log-MAP adiciona uma métrica $\Gamma_k(s', s)$ para todo ramo entre o estado anterior s' e o atual s para calcular o novo valor de $A_k(s)$ e de maneira equivalente para achar o valor de $B_{k-1}(s')$, mas somente escolhe o maior valor entre as métricas que chegam a um determinado estado. Isto é equivalente a escolher um caminho sobrevivente e descartar os outros ramos que chegam a um estado da treliça, como é feito, por exemplo, pelo algoritmo de Viterbi. Por este motivo a complexidade do algoritmo Max-Log-MAP é menor em comparação ao algoritmo MAP.

Usando as equações 2.85 e 2.103, $\Gamma_k(s', s)$ pode ser escrito como:

$$\Gamma_k(s', s) = C + \frac{1}{2}\hat{b}_k L\left(\hat{b}_k\right) + \frac{L_c}{2}\sum_{l=1}^{n} b_{ck,l} y_{kl} \tag{2.106}$$

onde C é uma constante que independe de $\hat{b}_k$ ou da palavra código transmitida b_{ck}, e portanto pode ser descartada.

Esta métrica é equivalente à utilizada no algoritmo de Viterbi, mas com a adição do termo da LLR a priori $\hat{b}_k L\left(\hat{b}_k\right)$. Além disso, o termo de correlação $\sum_{l=1}^{n} y_{kl} b_{ck,l}$ é ponderado pela confiabilidade

do canal L_c.

Finalmente, o cálculo da LLR a posteriori é dado por:

$$\begin{aligned} L\left(b_k|y\right) &= \ln\left(\frac{\sum_{(s',s)\Rightarrow b_k=+1}\alpha_{k-1}\left(s'\right)\gamma_k\left(s',s\right)\beta_k\left(s\right)}{\sum_{(s',s)\Rightarrow b_k=-1}\alpha_{k-1}\left(s'\right)\gamma_k\left(s',s\right)\beta_k\left(s\right)}\right) \\ &\approx \max_{(s',s)\Rightarrow b_k=+1}\left(A_{k-1}\left(s'\right)+\Gamma_k\left(s',s\right)+B_k\left(s\right)\right) \\ &- \max_{(s',s)\Rightarrow b_k=-1}\left(A_{k-1}\left(s'\right)+\Gamma_k\left(s',s\right)+B_k\left(s\right)\right) \end{aligned} \tag{2.107}$$

o que significa que, para o algoritmo Max-Log-MAP o cálculo da LLR a posteriori é feito para cada bit com base somente nas transições com maiores métricas.

Porém, o algoritmo Max-Log-MAP tem uma perda de desempenho de cerca de $0,35\,dB$ em relação ao MAP devido à aproximação mostrada na equação 2.100 [35]. Para resolver este problema, Robertson e outros [35] propuseram, em 1995, o algoritmo Log-MAP.

O algoritmo Log-MAP corrige o erro da aproximação, deixando-a exata com base no logaritmo Jacobiano:

$$\ln\left(e^{x_1}+e^{x_2}\right)=\max\left(x_1,x_2\right)+\ln\left(1+e^{-|x_1-x_2|}\right) \tag{2.108}$$

onde $\ln\left(1+e^{-|x_1-x_2|}\right)$ pode ser entendido como um termo de correção. Esta é a base do algoritmo Log-MAP.

Os termos $A_k\left(s\right)$ e $B_{k-1}\left(s'\right)$ são calculados da mesma maneira que no Max-Log-MAP, porém a maximização mostrada nas equações 2.104 e 2.105 são complementadas pelo termo de correção mostrado na equação 2.108.

O algoritmo Log-MAP é somente um pouco mais complexo que o Max-Log-MAP, mas tem a vantagem de ter o mesmo desempenho do MAP. Por este motivo ele é muito utilizado para a decodificação iterativa de códigos turbo.

Além dos algoritmos apresentados baseados no MAP, um outro algoritmo muito utilizado é o SOVA (*Soft Output Viterbi Algorithm*) que é baseado no algoritmo de Viterbi [36].

Capítulo 3

Algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento

Neste capítulo, será apresentado o resumo do modelo matemático descrito por [7] que determina uma métrica utilizada pelo algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento. O algoritmo busca a minimização da probabilidade de erro de bit média conjunta para os enlaces direto e reverso de um sistema CDMA, com base na minimização da interferência. Será considerado um canal de comunicação com desvanecimento Rayleigh seletivo em freqüência e ainda a interferência das células vizinhas.

O algoritmo escolhe um conjunto de seqüências identificadoras de ERBs e outro para identificação de usuários com base nas propriedades de correlação das seqüências de espalhamento utilizadas, visando a diminuição da interferência total no sistema. A escolha das seqüências é feita com base na minimização da métrica que será definida neste capítulo. O valor desta métrica leva em conta a distância livre do código utilizado.

3.1 Introdução

As seqüências de espalhamento utilizadas nesta dissertação – Walsh, Gold e M-deslocadas – apresentam propriedades específicas de auto-correlação e de correlação cruzada. No padrão IS-95, por exemplo, as seqüências Walsh são utilizadas no enlace direto para a diminuição da MAI, já que o enlace é síncrono e estas seqüências são ortogonais entre si. Além da Walsh, outros tipos de seqüências são utilizados no padrão IS-95, mas este padrão não prevê nenhum algoritmo de escolha de seqüências.

Para canais com desvanecimento seletivo em freqüência, o sinal recebido possui multipercursos resolvíveis que possibilitam a implementação de técnicas de diversidade como é o caso do receptor

Rake. No enlace direto, cada percurso resolvível chega atrasado de um intervalo de chip em relação a outro. Isso faz com que as réplicas atrasadas das seqüências de espalhamento eliminem uma possível ortogonalidade que há entre as seqüências, o que produzirá uma interferência co-canal no enlace direto, denominada de interferência multipercurso (MPI). A interferência MPI está intimamente ligada às propriedades de auto-correlação das seqüências de espalhamento. No enlace reverso também existe a MPI, mas há a predominância da MAI.

Mesmo se o desvanecimento for plano, há a interferência de múltiplo acesso (MAI) devido ao uso simultâneo do canal por vários usuários e pela falta de ortogonalidade de algumas seqüências. Este é o caso, por exemplo, das seqüências m-deslocadas e Gold que não são ortogonais entre si.

Portanto, é possível fazer a escolha de um conjunto de seqüências, baseado nas suas propriedades de correlação, que permite diminuir a interferência total do enlace e, como conseqüência, diminuir a probabilidade de erro de bit do sistema. Na referência [13], é apresentado um algoritmo de escolha de seqüências para um sistema CDMA unicelular que consegue uma diminuição da taxa de erro de bit (BER) do sistema como um todo. Como extensão deste trabalho, Brito [7] apresenta uma ampliação deste algoritmo para um sistema multicelular de sete células, sendo uma central e seis adjacentes que são fontes de interferência. Neste último trabalho, foi feita a utilização do conceito de seqüências produto, como discutido na seção 2.5.3, onde a seqüência p_k identifica o k-ésimo usuário e q_i identifica a i-ésima célula. Da mesma maneira, foi verificado que o algoritmo consegue melhorar o desempenho do sistema, causando uma diminuição na BER em relação à escolha aleatória das seqüências de espalhamento.

Como uma extensão do trabalho apresentado em [7], nesta dissertação é feita a utilização de códigos convolucionais e turbo para a verificação do desempenho do algoritmo. Estes tipos de códigos foram escolhidos já que estão definidos nos padrões IS-95, CDMA2000 e WCDMA. Será considerado um sistema com $I = 7$ células e $K \leq 30$ usuários ativos em cada célula, da mesma maneira que em [7].

3.2 Desenvolvimento matemático

Nesta seção, será apresentado o modelo matemático do algoritmo que resultará na métrica utilizada para a determinação do conjunto de seqüências de usuários e de células. Inicialmente será considerado o enlace direto.

3.2.1 Modelo matemático do canal de enlace direto

No enlace direto, a ERB é a única fonte geradora de sinais e será considerado que o sinal destinado ao k-ésimo usuário possui amplitude A_{ik} e bit codificado $b_{c,ik}$. Será realizada a operação de espalhamento do tipo DS-SS no sinal de cada usuário, através da multiplicação de cada bit codificado pela seqüência Υ_{ik}, que é composta pela multiplicação chip a chip da seqüência p_k, atribuída ao k-ésimo usuário, e q_i que identifica a i-ésima célula. Desta maneira, o sinal recebido pelo usuário de interesse k, localizado na célula de referência, é dado por:

$$r\left(t\right)=\sum_{i=0}^{I-1}\sum_{k'=1}^{K}\sum_{l'=1}^{L}A_{ik'}b_{c,ik'}\alpha_{ik',l'}e^{-j\phi_{ik',l'}}\Upsilon_{ik'}\left(t-\tau_{ik',l'}\right)+n\left(t\right) \tag{3.1}$$

onde $\alpha_{ik',l'}$ representa a atenuação, $\phi_{ik',l'}$ o deslocamento de fase e $\tau_{ik',l'}$ o atraso de propagação gerado no l'-ésimo percurso entre a i-ésima ERB interferente e o receptor do usuário alvo k, localizado na célula de interesse.

Será considerado um canal com desvanecimento lento, possibilitando a estimativa dos parâmetros do canal, e seletivo em freqüência, com L percursos resolvíveis, e ainda com ruído AWGN de média nula. Também será considerado que, em cada ERB, a amplitude do sinal destinado aos K usuários é homogênea $(A_{ik}=A_i)$. Portanto, o receptor Rake do usuário alvo escolherá o bit que maximiza a métrica [4]:

$$M=\Re\left\{\sum_{l=1}^{L}\alpha_{0k,l}e^{j\phi_{0k,l}}A_0\hat{b}_{c,0k}\int_0^{T_{bc}}r\left(t-\tau_{0k,l}\right)\Upsilon_{0k}\left(t\right)dt\right\} \tag{3.2}$$

onde $\Re\left\{x\right\}$ representa a parte real da variável complexa x.

Substituindo a equação 3.1 em 3.2, e considerando as variáveis M_0 e M_1 obtidas a partir da equação 3.2, quando $\hat{b}_{c,0k}=+1$ e $\hat{b}_{c,0k}=-1$, respectivamente, pode-se dizer que a probabilidade de erro de bit para o usuário alvo, condicionada ao desvanecimento $\alpha_{0k,l}$ e ao bit transmitido $b_{c,0k}$, é dada por:

$$\begin{aligned}P\left(b_{c,0k}|\alpha_{0k,l},b_{c,0k}\right) &= P\left\{M_1>M_0|\left\{\alpha_{0k,l},b_{c,0k}\right\}\right\}\\ &= P\left\{M_1-M_0>0|\left\{\alpha_{0k,l},b_{c,0k}\right\}\right\}\\ &= P\left(y_{0k}<0|\left\{\alpha_{0k,l}b_{c,0k}\right\}\right)\end{aligned} \tag{3.3}$$

sendo $y_{0k}=M_0-M_1$ definida como:

$$
\begin{aligned}
y_{0k} &= \sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l} A_0^2 \sum_{k'=1}^{K} \sum_{l'=1}^{L} \alpha_{0k,l'} \cos\left(\phi_{0k,l} - \phi_{0k,l'}\right) b_{c,0k'} \rho_{0k,k'}^{[l,l']} + A_0 \Re \left\{ \sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l} e^{j\phi_{0k,l}} N_{k,l} \right\} \\
&+ A_0 \sum_{i=1}^{I-1} A_i \sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l} \sum_{k'=1}^{K} \sum_{l'=1}^{L} \alpha_{ik',l'} \cos\left(\phi_{0k,l} - \phi_{ik',l'}\right) b_{c,ik'} \rho_{ik,k'}^{[l,l']} \qquad (3.4)
\end{aligned}
$$

onde a primeira parcela representa o sinal da ERB de referência, a segunda é o ruído e a terceira representa o sinal das ERBs vizinhas. O sinal y_{0k}, depois de amostrado, será utilizado no processo de decodificação dos códigos convolucional e turbo como mostram as equações 2.55 e 2.66, respectivamente.

Considerando um número suficientemente grande de K usuários ativos em cada célula, com base no Teorema Central do Limite, a variável de decisão pode ser considerada Gaussiana, condicionada ao desvanecimento do usuário alvo $\alpha_{0k,l}$ e ao bit transmitido para este usuário $b_{c,0k}$. Assim, conhecendo a sua média e variância, a variável pode ser completamente caracterizada. A referência [7] mostra que a média e variância de y_{0k} são dadas, respectivamente, por:

$$
\mu_{y_{0k}} \triangleq E\left\{y_{0k} | \alpha_{0k,l}, b_{c,0k}\right\} = A_0^2 T_{bc} b_{c,0k} \sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l}^2 \qquad (3.5)
$$

$$
\begin{aligned}
\sigma_{y_{0k}}^2 &= E\left\{y_{0k}^2 | \alpha_{0k,l}, b_{c,0k}\right\} - E\left\{y_{0k} | \alpha_{0k,l}, b_{c,0k}\right\}^2 \\
&= \frac{A_0^4}{2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^{L} \alpha_{0k,l}^2 \alpha_{0k,l'}^2 \left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]}\right)^2 + A_0^4 \sum_{k'=1,k'\neq k}^{K} \left(\rho_{0k,k'}^{[1,1]}\right)^2 \left(\sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l}^2\right)^2 \\
&+ \frac{A_0^4}{2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^{L} \alpha_{0k,l}^2 \alpha_{0k,l'}^2 \sum_{k'=1,k'\neq k}^{K} \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']} + \rho_{0k,k'}^{[l',l]}\right)^2 + A_0^2 T_{bc} N_0 \sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l}^2 \\
&+ \frac{A_0^2}{2} \sum_{i=1}^{I-1} A_i^2 \sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l}^2 \sum_{l'=1}^{L} \sum_{k'=1}^{K} \alpha_{ik',l'}^2 \left(\rho_{ik,k'}^{[l,l']}\right) \qquad (3.6)
\end{aligned}
$$

Desta maneira, a equação da probabilidade de erro de bit para o usuário k, condicionada ao seu desvanecimento e ao bit que foi transmitido para ele é a seguinte:

$$
P\left(b_{c,0k} | \alpha_{0k,l}, b_{c,0k}\right) = P\left(y_{0k} < 0 | \left\{\alpha_{0k,l}, b_{c,0k}\right\}\right) = \int_{-\infty}^{0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{y_{0k}}} e^{-\frac{\left(y_{0k} - \mu_{y_{0k}}\right)^2}{2\sigma_{y_{0k}}^2}} dy_{0k} = Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{c,0k}}}\right) \qquad (3.7)
$$

onde $\gamma_{b_{c,0k}}$ representa a SINR (relação sinal-ruído mais interferência) do usuário alvo, definida por:

$$\gamma_{b_{c,0k}} \triangleq \frac{\mu_{y_{0k}}^2}{2\sigma_{y_{0k}}^2} \tag{3.8}$$

A probabilidade de erro de bit do usuário alvo é obtida descondicionando-se a equação 3.7 com relação à PDF da SINR. Substituindo as equações 3.5 e 3.6 em 3.8, tem-se que:

$$\gamma_{b_{c,0k}} = \frac{\sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l}^2}{\Delta_{dir}} \tag{3.9}$$

onde:

$$\begin{aligned} \Delta_{dir} &= \frac{1}{T_{bc}^2 L} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^{L} \left[\left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \sum_{k'=1,k'\neq k}^{K} \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']} + \rho_{0k,k'}^{[l',l]} \right)^2 \right] + \\ &+ \frac{1}{T_{bc}^2 L} \sum_{i=1}^{I-1} \frac{A_i^2}{A_0^2} \sum_{l=1}^{L} \sum_{l'=1}^{L} \sum_{k'=1}^{K} \rho_{ik,k'}^{[l,l']} + \frac{2L}{T_{bc}^2} \sum_{k'=1,k'\neq k}^{K} \left(\rho_{0k,k'}^{[1,1]} \right)^2 + \frac{2N_0}{A_0^2 T_{bc}} \end{aligned} \tag{3.10}$$

E que foi considerado que: $E\left\{\alpha_{ik,l}^2\right\} = 1,\ \forall\, i,\ k,\ l.$

Tem-se que $\gamma_{b_{c,0k}}$ é uma variável aleatória com PDF do tipo chi-quadrada e ordem $2L$ dada por:

$$f\left(\gamma_{b_{0k}}\right) = \frac{1}{(L-1)!\overline{\gamma_{0C}}^L} \gamma_{b_{c,0k}}^{(L-1)} e^{-\gamma_{b_{c,0k}}/\overline{\gamma_{0C}}} \tag{3.11}$$

em que $\overline{\gamma_{0C}} = {}^{1}\!/_{\Delta_{dir}}$ é a SINR média por percurso para o usuário alvo, com Δ_{dir} dado pela equação 3.10.

Portanto, a probabilidade de erro de bit codificado média para o usuário alvo é dada ponderando-se a probabilidade dada pela equação 3.7 em relação à PDF da SINR. Conforme mostrado em [7], esta probabilidade é dada por:

$$\overline{P_{b_{c,0k}}} = p^L \sum_{i=0}^{L-1} \begin{pmatrix} L-1+i \\ i \end{pmatrix} (1-p)^i \tag{3.12}$$

onde:

$$p = \frac{1}{2}\left(1 - \sqrt{\frac{\overline{\gamma_{b_{c,0k}}}}{L + \overline{\gamma_{b_{c,0k}}}}}\right) \tag{3.13}$$

Tem-se que $\overline{\gamma_{b_{c,0k}}} \triangleq E\left\{\gamma_{b_{c,0k}}\right\}$ é a SINR média por bit do usuário alvo, e é dada por:

$$\overline{\gamma_{b_{c,0k}}} = \frac{1}{\Delta_{\gamma_{b_{c,0k}} dir}} \tag{3.14}$$

onde:

$$\begin{aligned}\Delta_{\gamma_{b_{c,0k}} dir} &= \frac{1}{T_b^2 L^2} \sum_{l=1}^{L} \sum_{l'=l+1}^{L} \left[\left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \sum_{k'=1,k'\neq k}^{K} \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']} + \rho_{0k,k'}^{[l',l]} \right)^2 \right] + \\ &+ \frac{1}{T_{bc}^2 L^2} \sum_{i=1}^{I-1} \frac{A_i^2}{A_0^2} \sum_{l=1}^{L} \sum_{l'=1}^{L} \sum_{k'=1}^{K} \left(\rho_{ik,k'}^{[l,l']} \right)^2 + \frac{2}{T_{bc}^2} \sum_{k'=1,k'\neq k}^{K} \left(\rho_{0k,k'}^{[1,1]} \right)^2 + \left(\frac{E_{bc}}{N_0} \right)^{-1}\end{aligned} \tag{3.15}$$

em que $\frac{E_{bc}}{N_0}$ é a relação sinal-ruído por bit codificado.

Para valores elevados de $\overline{\gamma_{b_{c,0k}}}$ (tipicamente $\overline{\gamma_{b_{c,0k}}} \geq 3$), a probabilidade de erro de bit média do usuário alvo pode ser aproximada por [4]:

$$\overline{P_{b_{c,0k}}} \cong \begin{pmatrix} 2L-1 \\ L \end{pmatrix} 4^{-L} \left(\frac{1}{\overline{\gamma_{b_{c,0k}}}} \right)^L \tag{3.16}$$

Para o estudo do desempenho total do sistema em questão, é importante calcular a probabilidade de erro de bit média de todos os usuários dentro do grupo de sete células, isto é:

$$\overline{P_{b_i}} = \frac{1}{IK} \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k=1}^{K} \overline{P_{b_{c,ik}}} \tag{3.17}$$

Como modo de aumentar a capacidade total do sistema, deseja-se diminuir a sua probabilidade de erro de bit média. Fazendo a substituição da equação 3.16 em 3.17, obtém-se:

$$\overline{P_{b_i}} \cong \frac{1}{4^L IK} \begin{pmatrix} 2L-1 \\ L \end{pmatrix} \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k=1}^{K} \left(\frac{1}{\overline{\gamma_{b_{c,ik}}}} \right)^L \tag{3.18}$$

Portanto, a minimização da probabilidade de erro de bit média equivale à minimização da seguinte métrica:

$$S_{K_i} = \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k=1}^{K} \left(\frac{1}{\overline{\gamma_{b_{c,ik}}}} \right)^L \tag{3.19}$$

Para canais com desvanecimento seletivo em freqüência, com diversidade L, e com a utilização de códigos corretores de erro, com distância d, a referência [37] mostra que o ganho de diversidade total é dado por Ld. Desta maneira, a métrica para sistemas que utilizam códigos é dada por:

$$S_{K_i} = \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k=1}^{K} \left(\frac{1}{\overline{\gamma_{b_{c,ik}}}} \right)^{Ld} \tag{3.20}$$

Porém, para sistemas que utilizam os códigos convolucionais, um limitante superior da probabilidade de erro de bit pode ser calculado por [21]:

$$S_{kc_i} \leq \frac{1}{k} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} B_d P(d) \tag{3.21}$$

onde S_{kc_i} é a métrica para um sistema que utiliza o código convolucional, k é o número de entradas do codificador, B_d é o número total de 1s de informação para todas as seqüências codificadas de peso d e $P(d)$ é a probabilidade de erro de bit calculada na equação 3.20.

Para valores pequenos de $P(d)$, ou seja, $P(d) \ll 1$, a equação3.21 pode ser aproximada pelo primeiro termo da somatória:

$$S_{kc_i} \approx \frac{1}{k} B_{d_{free}} P(d_{free}) \tag{3.22}$$

Esta é a métrica que o algoritmo deveria utilizar para as escolhas das seqüências de espalhamento para um sistema que utiliza um código convolucional. Porém, o termo $1/k B_{d_{free}}$ é uma constante que multiplica o restante da equação e, portanto não irá influenciar na escolha das seqüências. Por este motivo, neste trabalho este termo será considerado igual a um. Assim, a métrica se reduz à equação 3.20. Esta métrica será utilizada para buscar seqüências de espalhamento, tanto para o sistema que utiliza o código convolucional, quanto para o que utiliza o código turbo.

A equação 3.20 define a métrica utilizada pelo algoritmo para a determinação do subconjunto de seqüências de espalhamento. Pode ser observado, através das equações 3.14, 3.15 e 3.20, que a métrica possui parcelas de interferência MAI e MPI, que estão intimamente relacionadas às propriedades de correlação cruzada e autocorrelação das seqüências. Com base nisso, o algoritmo irá obter um subconjunto de seqüências que proporciona uma minimização na interferência total do sistema. A métrica é na verdade uma medida da probabilidade de erro de bit média e, portanto, buscando seqüências que proporcionam uma métrica menor, conseqüentemente uma menor probabilidade de erro de bit também será obtida.

3.2.2 Modelo matemático do canal de enlace reverso

De maneira similar ao que foi feito para o enlace direto, será determinada a métrica para o enlace reverso. Neste enlace, a ERB é a única receptora e todos os usuários ativos na célula são os transmissores. Os usuários transmitem sem qualquer tipo de sincronismo e cada um está a uma dis-

tância diferente em relação à ERB. Por estes motivos, o enlace reverso é inerentemente assíncrono. Será considerado que há controle perfeito de potência, eliminando totalmente o efeito perto-longe. Portanto o nível de potência recebida pela ERB será homogêneo para todos os usuários e dado por P_0.

Para o enlace reverso, a ERB da célula de referência será a única receptora dos sinais dos seus K usuários, porém os sinais dos usuários interferentes também a atingirão. Para um canal com desvanecimento multipercurso e com ruído AWGN, o sinal que chega ao receptor do usuário alvo, localizado na célula de interesse, é dado por:

$$r\left(t\right)=\sum_{i=0}^{I-1}\sum_{k'=1}^{K}\sum_{l'=1}^{L}A_{ik'}b_{c,ik'}\alpha_{ik',l'}e^{-j\phi_{ik',l'}}\Upsilon_{ik'}\left(t-\tau_{ik',l'}\right)+n\left(t\right) \tag{3.23}$$

onde $\alpha_{ik',l'}$ representa a atenuação, $\phi_{ik',l'}$ o deslocamento de fase e $\tau_{ik',l'}$ o atraso de propagação gerado no l'-ésimo percurso formado entre o k-ésimo usuário da i-ésima ERB e o receptor do usuário alvo k que está na ERB de interesse.

Considerando que há controle ideal de potência, ou seja, $A_{0k}=A_0$, e assumindo um canal com desvanecimento lento, onde é possível a perfeita estimativa dos parâmetros do canal dentro de um intervalo de símbolo, o receptor Rake do usuário alvo decidirá pelo símbolo estimado $\hat{b}_{c,0k}$ que maximiza a métrica [4]:

$$M=\Re\left\{\sum_{l=1}^{L}\alpha_{0k,l}e^{j\phi_{0k,l}}A_0\hat{b}_{c,0k}\int_0^{T_{bc}}r\left(t-\tau_{0k,l}\right)\Upsilon_{0k}\left(t\right)dt\right\} \tag{3.24}$$

De maneira análoga ao que foi feito para o enlace direto, pode-se definir a variável $y_{0k}=M_0-M_1$, onde M_0 e M_1são obtidas através da equação 3.24 para $\hat{b}_{c,0k}=+1$ e $\hat{b}_{c,0k}=-1$, respectivamente. Para o enlace reverso, y_{0k} é dada por:

$$\begin{aligned} y_{0k} &= \sum_{l=1}^{L}\alpha_{0k,l}A_0^2\sum_{k'=1}^{K}\sum_{l'=1}^{L}\alpha_{0k',l'}\cos\left(\phi_{0k,l}-\phi_{0k',l'}\right)b_{c,0k'}\rho_{0k,k'}^{[l,l']}+A_0\Re\left\{\sum_{l=1}^{L}\alpha_{0k,l}e^{j\phi_{0k,l}}N_{k,l}\right\}+ \\ &\quad +A_0\sum_{i=1}^{I-1}A_i\sum_{l=1}^{L}\alpha_{0k,l}\sum_{k'=1}^{K}\sum_{l'=1}^{L}\alpha_{ik',l'}\cos\left(\phi_{0k,l}-\phi_{ik',l'}\right)b_{c,ik'}\rho_{ik,k'}^{[l,l']} \end{aligned} \tag{3.25}$$

Do mesmo modo, utilizando o Teorema Central do Limite, y_{0k} pode ser considerada uma variável gaussiana e conhecendo a sua média e sua variância poderá ser totalmente caracterizada. A referência [7] mostra que a média e a variância de y_{0k} para o enlace reverso são dadas respectivamente por:

$$\mu_{y_{0k}} \triangleq E\left\{y_{0k}|\alpha_{0k,l}, b_{c,0k}\right\} = A_0^2 T_{bc} b_{c,0k} \sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l}^2 \tag{3.26}$$

$$\begin{aligned}
\sigma_{y_{0k}}^2 &= E\left\{y_{0k}^2|\alpha_{0k,l}, b_{c,0k}\right\} - E\left\{y_{0k}|\alpha_{0k,l}, b_{c,0k}\right\}^2 \\
&= \frac{A_0^4}{2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^{L} \alpha_{0k,l}^2 \alpha_{0k,l'}^2 \left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]}\right)^2 + \frac{A_0^4}{2} \sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l}^2 \sum_{l'=1}^{L} \sum_{k'=1,k'\neq k}^{K} \alpha_{0k',l'}^2 \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']}\right)^2 \\
&\quad + \frac{A_0^2}{2} \sum_{i=1}^{I-1} A_i^2 \sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l}^2 \sum_{l'=1}^{L} \sum_{k'=1}^{K} \alpha_{ik',l'}^2 \left(\rho_{0ik,k'}^{[l,l']}\right)^2 + A_0^2 T_{bc} N_0 \sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l}^2
\end{aligned} \tag{3.27}$$

Empregando os parâmetros definidos para o enlace reverso e os mesmos procedimentos utilizados no caso do enlace direto, tem-se que a probabilidade de erro de bit para o usuário alvo, condicionada ao seu desvanecimento e ao bit transmitido por ele, é dada pela equação 3.7, mas $\gamma_{b_{c,0k}}$, que representa a SINR do usuário alvo, é definido por:

$$\gamma_{b_{c,0k}} = \frac{\sum_{l=1}^{L} \alpha_{0k,l}^2}{\Delta_{rev}} \tag{3.28}$$

onde:

$$\begin{aligned}
\Delta_{rev} &= \frac{1}{T_{bc}^2 L} \left[\sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^{L} \left(\rho_{0k,k}^{[l,l']} + \rho_{0k,k}^{[l',l]}\right)^2 + \sum_{l=1}^{L} \sum_{l'=1}^{L} \sum_{k'=1,k'\neq k}^{K} \left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']}\right)^2\right] + \\
&\quad + \frac{1}{T_{bc}^2 L} \left[\sum_{i=1}^{I-1} \frac{A_i^2}{A_0^2} \sum_{l=1}^{L} \sum_{l'=1}^{L} \sum_{k'=1}^{K} \left(\rho_{ik,k'}^{[l,l']}\right)^2\right] + \frac{2N_0}{A_0^2 T_{bc}}
\end{aligned} \tag{3.29}$$

O parâmetro $\gamma_{b_{c,0k}}$ é uma variável aleatória chi-quadrada de ordem $2L$ com PDF dada pela equação 3.11. Com isso, a probabilidade de erro de bit média para o usuário alvo é dada pelas equações 3.12 e 3.13, mas para o enlace reverso o parâmetro $\overline{\gamma_{b_{c,0k}}}$ é dado por:

$$\overline{\gamma_{b_{c,0k}}} = \frac{1}{\Delta_{y_{b_{c,0k}} rev}} \tag{3.30}$$

onde:

$$\Delta_{\gamma_{b_{c,0k}}rev} = \frac{1}{T_{bc}^2 L^2}\left[\sum_{l=1}^{L-1}\sum_{l'=l+1}^{L}\left(\rho_{0k,k}^{[l,l']}+\rho_{0k,k}^{[l',l]}\right)^2+\sum_{l=1}^{L}\sum_{l'=1}^{L}\sum_{k'=1,k'\neq k}^{K}\left(\rho_{0k,k'}^{[l,l']}\right)^2\right]+$$
$$+\frac{1}{T_{bc}^2 L^2}\left[\sum_{i=1}^{I-1}\frac{A_i^2}{A_0^2}\sum_{l=1}^{L}\sum_{l'=1}^{L}\sum_{k'=1}^{K}\left(\rho_{ik,k'}^{[l,l']}\right)^2\right]+\left(\frac{E_{bc}}{N_0}\right)^{-1} \tag{3.31}$$

A minimização da probabilidade de erro de bit média depende da minimização da equação 3.19, com $\overline{\gamma_{b_{c,ik}}}$ dado pela equação 3.30. Para o caso de um sistema que utiliza códigos para correção de erros em canal com desvanecimento seletivo em freqüência, o ganho de diversidade é Ld, e a minimização deverá ser feita através da seguinte métrica:

$$S_{K_i} = \sum_{i=0}^{I-1}\sum_{k=1}^{K}\left(\frac{1}{\overline{\gamma_{b_{c,ik}}}}\right)^{Ld} \tag{3.32}$$

com $\overline{\gamma_{b_{c,ik}}}$ dado pela equação 3.30.

O algoritmo definido a seguir utilizará esta métrica como forma de procurar um subconjunto de seqüências de espalhamento que produzirá uma diminuição da interferência total do sistema e conseqüentemente da probabilidade de erro de bit média.

3.3 Descrição do algoritmo de busca de seqüências de espalhamento

Nesta seção, será mostrado o funcionamento do algoritmo de escolha das seqüências de espalhamento definido em [7]. O algoritmo faz a escolha de seqüências de ERB e de usuários baseados nas métricas definidas nas equações 3.20 e 3.32 para o enlaces direto e reverso, respectivamente.

Verificou-se que os cálculos das métricas dependem de alguns parâmetros como a classe de seqüências de espalhamento, o valor do ganho de processamento G_p, o número de percursos resolvíveis L do canal, a quantidade total K de seqüências de usuários, a distância livre d_{free} do código e a relação sinal-ruído do sistema. Por este motivo, estes são os parâmetros de entrada do algoritmo.

Para o cálculo das métricas, nota-se que os valores das correlações cruzadas $\rho_{0k,k'}^{[l,l']}$ e $\rho_{ik,k'}^{[l,l']}$, que envolvem as seqüências produto, dependem das classes das seqüências p_k de usuário e das q_i de ERB, principalmente da seqüência da ERB de referência. O algoritmo fará uma escolha preliminar de um subconjunto de seqüências de usuários e posteriormente fará a escolha das seqüências identificadoras das ERBs.

Devido a essa interdependência, a escolha do conjunto de seqüências identificadoras de célula

dependerá da quantidade K de seqüências de usuário. Valores diferentes de K resultarão em escolhas diferentes de seqüências q_i.

Neste trabalho, será utilizado um valor de $K = 30$ seqüências identificadoras de usuários e $I = 7$ seqüências identificadoras de ERB baseadas no valor de K. A seguir será apresentada 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

A condição inicial do algoritmo é a escolha preliminar do subconjunto de p_k seqüências identificadoras dos usuários, onde depois, com base nessa escolha preliminar, será feita a escolha das seqüências q_i identificadoras das células.

As seqüências produto, que são a multiplicação das seqüências p_k pelas q_i, apresentam propriedades diferentes das classes de seqüências isoladas. Por este motivo, a escolha preliminar fornecerá indicativos de que o subconjunto das seqüências de usuários apresentará bom comportamento quando da formação das seqüências produto.

A abordagem empregada pelo algoritmo para a determinação desse subconjunto preliminar é descrita pelos seguintes passos [7]:

1. Definir as classes de seqüências $\{p_k\}$ e $\{q_i\}$;

2. Selecionar uma dada seqüência de ERB como referência $q_i^{ref} \epsilon \{q_i\}$;

3. Efetuar o produto entre a seqüência da ERB de referência q_i^{ref} com todas as seqüências de usuários p_k: $p_k \times q_i^{ref}$, $\forall k | p_k \epsilon \{p_k\}$;

4. Considerar o conjunto das seqüências produto formado no passo 3, $p_k \times q_i^{ref} \rightarrow \Upsilon_{0k}^{ref}$, em um cenário unicelular, ou seja, $\Upsilon_{ik} = 0, \forall i \neq 0$. Utilizando o algoritmo, efetuar a busca do subconjunto de K seqüências p_k, cujas seqüências Υ_{0k}^{ref} apresentam a melhor métrica S_{K0}^{ref};

5. Anotar a métrica S_{K0}^{ref} obtida no passo 4 e os índices k das seqüências $\{p_k\}$ selecionadas, quando considerada a seqüência q_i^{ref} do passo 2;

6. Voltar ao passo 2 selecionando outra seqüência $q_i^{ref} \epsilon \{q_i\}$, até que não haja mais seqüências disponíveis em $\{q_i\}$;

7. A escolha preliminar de seqüências $\{p_k\}^{pre}$ possui índices k dados pela seleção ocorrida no passo 5 que obteve a menor métrica S_{K0}^{ref}.

Portanto, considerando um ambiente unicelular, o algoritmo seleciona uma seqüência q_i de referência e faz a escolha de K seqüências p_k até que todas as seqüências do conjunto $\{q_i\}$ se esgotem.

3.3.2 Determinação do resultado final do algoritmo

Após a escolha preliminar do subconjunto de seqüências $\{p_k\}^{pre}$ obtido na condição preliminar, a próxima etapa é escolher o subconjunto de seqüências $\{q_i\}$ utilizadas pelas ERBs, que é feita da seguinte maneira [7]:

1. A partir de $\{p_k\}^{pre}$ obtido na condição inicial, efetuar o produto entre todas as seqüências de ERBs disponíveis, q_i, e todas as seqüências de usuários previamente escolhidas, $\{p_k\}^{pre}$: $p_k \times q_i$, $\forall i, k | p_k \epsilon \{p_k\}^{pre}$;

2. Com base nas seqüências $\Upsilon_{ik} = p_k \times q_i$ geradas no passo 1, efetuar a busca do subconjunto de I seqüências q_i, cujas seqüências Υ_{ik} apresentam a menor métrica S_{Ki}.

Ao final da busca, o algoritmo fornecerá um subconjunto de K seqüências identificadoras de usuário e I seqüências identificadoras de ERB, cujas seqüências produto levam à minimização da métrica como um todo.

A busca desses subconjuntos de seqüências é implementada da seguinte forma [7]:

1. Efetuar a busca do melhor par de seqüências que minimizam a métrica uma em relação a 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 a outra, mesmo considerando as possíveis permutações entre elas;

3. Repetir a metodologia usada no passo 2, adicionando novas seqüências, até que se obtenha um subconjunto de K seqüências de usuários ou I seqüências de ERB.

A escolha ideal seria considerar no cálculo das métricas as K ou I possíveis combinações de seqüências dentre todas possíveis, mas isto exigiria um enorme processamento computacional. Portanto, primeiro é feita a escolha de um par de seqüências e a partir desse par são escolhidas as outras seqüências.

Observa-se que o algoritmo faz 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, portanto quaisquer classes de seqüências podem ser utilizadas e combinadas entre usuários e ERB. Basta fornecer ao algoritmo quais são as classes de seqüências que ele identificará as melhores seqüências a serem utilizadas.

Neste trabalho, serão consideradas seqüências com ganho de processamento $G_p = 64$ para seqüências Walsh e $G_p = 63$ para as seqüências Gold e m-deslocadas. Porém, para a formação das seqüências produto é necessário que as seqüências de usuários e de ERBs tenham o mesmo tamanho. Portanto, quando for feita a multiplicação das seqüências Walsh com as classes m-deslocadas e Gold, será adicionado um *chip* no final destas duas últimas seqüências a fim de torna-lás de comprimento 64.

Capítulo 4

Resultados

Este capítulo apresenta os resultados de simulação de um sistema DS-CDMA com ganho de processamento $G_p = 63\ (64)$, em ambiente multipercurso com o uso de códigos convolucionais e turbo. O algoritmo apresentado na seção 3.3 será utilizado para fazer as escolhas das seqüências de usuários e de ERBs e seu desempenho será analisado em comparação com a escolha aleatória.

O desempenho do sistema será analisado considerando três tipos de seqüências identificadoras de usuários: m-deslocadas, Gold e Walsh. Para a identificação das células serão utilizadas as seqüências Gold e m-deslocadas. Além disso, será feita a análise de uma única célula no sistema, como feito em [13], e também o caso de não haver distinção entre as sete células, ou seja, todas as ERBs terão seqüências idênticas.

4.1 Introdução

Neste capítulo, serão apresentados todos os resultados obtidos através de simulação de um sistema CDMA que utiliza espalhamento espectral DS-SS (*Direct Sequence - Spread Spectrum*). As simulações foram feitas considerando um canal de comunicação com desvanecimento seletivo em freqüência e constante durante um intervalo de símbolo. Também foi considerada a existência de ruído gaussiano branco aditivo. Serão analisadas variações do número de percursos resolvíveis L e também do expoente de perda de propagação ζ. Casos reais de comunicações através de multipercursos em ambientes externos apontam para um número de percursos $L = 3$ e expoente de perda de propagação $\zeta = 4$. Por isso será dada uma maior ênfase na análise destes casos.

No enlace direto, a ERB é a única fonte geradora e o sinal recebido pelo usuário alvo é dado pela equação 3.1. Já no enlace reverso a ERB é a única receptora do sinal, e o sinal enviado pelo usuário alvo chega à sua ERB da maneira descrita pela equação 3.23.

A seqüência de bits que cada usuário deseja transmitir será codificada utilizando dois tipos de

códigos: convolucional e turbo. Para a transmissão será utilizada modulação BPSK e na recepção será utilizado um receptor Rake com estimativa perfeita dos parâmetros do canal para tirar proveito da diversidade existente. Este esquema de transmissão e recepção do sinal está ilustrado na figura 2.6.

O algoritmo escolherá $K = 30$ seqüências que serão atribuídas aos usuários e $I = 7$ seqüências para a identificação das ERBs, que formarão as seqüências produto Υ_{ik}. Será considerado que existe o mesmo número de usuários ativos em cada uma das células somente para facilitar os cálculos matemáticos e a simulação. As seqüências possuem ganho de processamento $G_p = 64$, no caso da seqüência ser naturalmente como a Walsh, ou pela inserção de um *chip* como no caso das seqüências Gold e m-deslocadas quando combinadas com a Walsh.

O assincronismo, tanto no enlace direto, proveniente dos sinais das células interferentes, quanto do enlace reverso, proveniente dos sinais da célula alvo e das interferentes, se dá em frações de *chip*, como representado pelos fatores τ_{0kl} e τ_{ikl} nas equações 2.24 e 2.25, respectivamente. O subintervalo de *chip* é definido pelos termos Δ_{0k} e Δ_{ik} e nas simulações foram utilizadas subdivisões de um *chip* em seis partes, ou seja, $\Delta_{0k} = \Delta_{ik} = \frac{1}{6}$, e os assincronismos poderão estar no intervalo $0 \leq \tau_{0kl} < T_b$ e $0 \leq \tau_{ikl} < T_b$.

Os gráficos a serem analisados neste capítulo apresentarão valores da probabilidade de erro de bit (BER) em função do número de usuários K ativos em cada célula.

4.2 Enlace direto

Nesta seção, serão apresentados os resultados de simulação para o enlace direto com o uso do algoritmo e sua comparação com a escolha aleatória das seqüências de espalhamento. Serão utilizadas algumas combinações entre as classes de seqüências para a formação das seqüências produto. Além disso, também serão considerados dois tipos de códigos corretores de erro: convolucional e turbo. Serão comparados os resultados com e sem o uso dos códigos para verificar se os códigos conseguem ampliar o ganho do algoritmo. Pois, já era conhecido de trabalhos anteriores que o algoritmo obtém um ganho em relação à escolha aleatória quando não são utilizados códigos corretores de erro [7, 13].

O sistema utilizado nas simulações está representado através do diagrama da figura 4.1, para o enlace direto. A seqüência de bits $\mathbf{b}_{ik}$, que correspondente aos bits do k-ésimo usuário que está localizado na i-ésima célula, irá passar por um codificador convolucional ou turbo. Na saída do codificador, existirá uma seqüência de bits codificados $\mathbf{b}_{c,ik}$, que será maior que a seqüência $\mathbf{b}_{ik}$. Pois será inserida redundância, utilizada no processo de decodificação para se fazer a correção de alguns erros provocados pelo canal. A seqüência de bits codificados de cada usuário terá seu espectro espalhado através da multiplicação pela sua seqüência de espalhamento Υ_{ik}.

Como no enlace direto a ERB é a única transmissora dos sinais de todos usuários, esses sinais se-

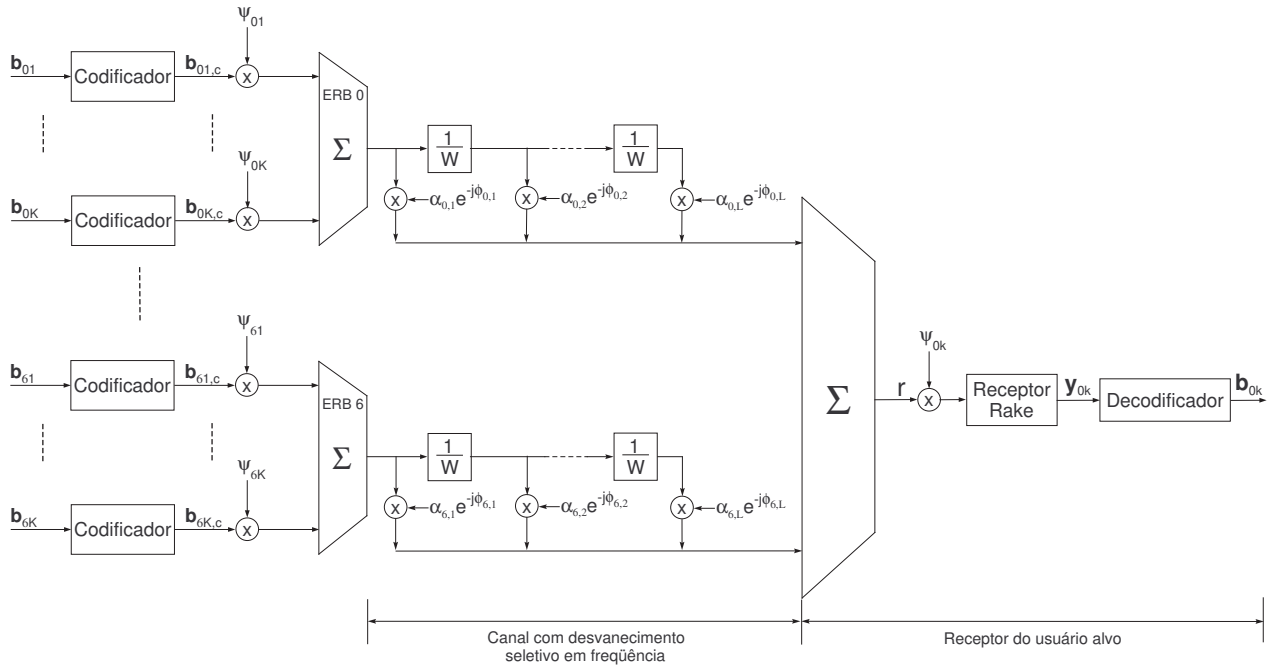


Figura 4.1: Esquema de simulação do enlace direto.

rão somados e transmitidos ao mesmo tempo. No canal de comunicação, há desvanecimento seletivo em freqüência e a transmissão é feita através de múltiplos percursos. A cada percurso está associado um desvanecimento diferente, representados por um termo de atenuação, $\alpha_{i,l}$, e um termo de alteração de fase, $\phi_{i,l}$. Lembrando que os sinais de todos os usuários dentro de uma célula sofrerão o mesmo desvanecimento no enlace direto.

No receptor do usuário alvo, representado pelos índices $i = 0$ e $k = k$, os sinais de todos os usuários de sua célula e das células vizinhas também chegam juntos com o seu sinal, na forma de interferência co-canal. Este sinal recebido, r, é mostrado na equação 3.1. É feita, então, a contração espectral deste sinal recebido, através da multiplicação pela seqüência de espalhamento do usuário alvo, Υ_{0k}. Depois, este sinal desespalhado entra no receptor Rake do usuário alvo e na sua saída é obtida uma seqüência $\mathbf{y}_{0k}$, que é definida na equação 3.4. O sinal $\mathbf{y}_{0k}$ é a entrada do decodificador e é mostrado nas equações 2.55 e 2.66, quando utilizado para a decodificação dos códigos convolucional e turbo, respectivamente. Na saída do decodificador, haverá uma seqüência $\hat{\mathbf{b}}_{0k}$ que é uma decisão sobre a seqüência de bits do usuário alvo.

O uso de códigos faz a taxa de erro de bit diminuir, uma vez que alguns erros introduzidos pelo canal podem ser corrigidos. A figura 4.2 mostra a simulação do enlace direto para um canal com desvanecimento com $L = 3$ percursos, considerando o uso dos dois tipos de códigos utilizados em comparação com o sistema que não faz uso de codificação. Neste caso, foi considerado um sistema

unicelular, com seqüências Walsh escolhidas aleatoriamente para identificação dos usuários e relação sinal ruído $E_b/N_0 = 2,5$ dB.

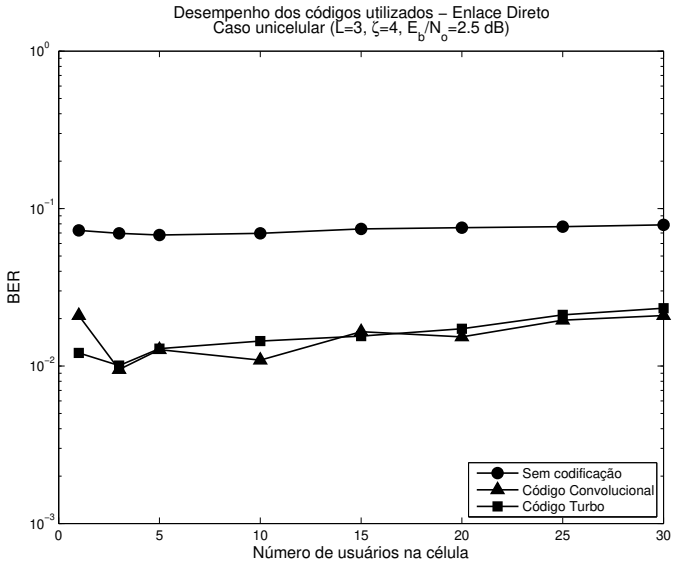


Figura 4.2: Desempenho dos códigos utilizados no enlace direto. Sistema unicelular. Seqüências de usuários Walsh, com escolha aleatória. $L = 3$ percursos, $E_b/N_0 = 2,5$ dB.

Nota-se que os dois tipos de códigos conseguem uma boa redução da taxa de erro de bit (BER) em relação ao caso sem codificação e ambos também apresentam desempenho bem próximos. A figura 4.2 ilustra somente os ganhos que cada código utilizado apresenta em relação ao sistema que não faz uso de codificação. Os parâmetros dos códigos convolucional e turbo são mostrados nas tabelas 4.1 e 4.2, respectivamente. Estes são os códigos utilizados nas simulações cujos resultados serão apresentados neste capítulo.

Parâmetros do código convolucional	
Taxa do código r_c	$1/2$
Comprimento de restrição K	9
d_{free}	12
Matriz geradora (octal)	$G = [7\,5\,3,\ 5\,6\,1]$

Tabela 4.1: Parâmetros do código convolucional utilizado.

4.2.1 Enlace direto - desempenho do algoritmo com código convolucional

Nesta seção, será analisado o desempenho do algoritmo quando o código convolucional é utilizado para fazer a codificação de canal. Os códigos convolucionais foram discutidos na seção 2.7 e os

Parâmetros do código turbo	
Codificadores componentes	2 codificadores CRS idênticos.
Parâmetros dos codificadores CRS	$r_c = 1/2$ e $G = [7,\ 5]$
Entrelaçador	Aleatório com comprimento $N = 512$ bits.
Puncionamento	Metade dos bits de paridade de cada codificador componente é transmitida, resultando em um código de taxa $r_c = 1/2$.
Decodificadores componentes	Utilizam algoritmo Log-MAP.
Número de iterações	8

Tabela 4.2: Parâmetros do código turbo utilizado.

parâmetros do código utilizado são mostrados na tabela 4.1. Para análise do algoritmo com o código convolucional, será considerada uma relação sinal-ruído $E_b/N_0 = 2,5$ dB.

O código convolucional em questão possui distância livre $d_{free} = 12$. Este valor é usado na equação 3.20 para a definição do valor da métrica utilizada pelo algoritmo para fazer a escolha das seqüências. Portanto, se fossem utilizados códigos com distâncias diferentes, a escolha feita pelo algoritmo também seria diferente.

Como visto na equação 3.20, a métrica utilizada pelo algoritmo tem um expoente Ld. Sabe-se que essa métrica é obtida a partir do cálculo de probabilidade de erro de bit média do sistema. Assim, um sistema que utiliza um código com distância livre $d = 5$ em um canal com $L = 3$ percursos, embora obtenha o mesmo expoente que um sistema que utiliza um código com $d = 3$ em um canal com $L = 5$ percursos, não obterá o mesmo valor final da métrica. Com isso, o desempenho desses dois sistemas será diferente, como mostrado na figura 4.3 para códigos de taxa $r_c = 1/2$ e seqüências Walsh para identificação dos usuários. Pode-se notar que o sistema que utiliza o código com maior distância livre apresenta menor probabilidade de erro de bit.

Sabe-se que o canal apresenta múltiplos percursos e com o uso do receptor Rake é possível fazer a soma coerente dos sinais de cada percurso e assim, diminuir a taxa de erro de bit do sistema. Mas, como mostra a figura 4.3, o ganho do código corretor de erro consegue superar o ganho de diversidade do canal. Ou seja, o sistema que apresenta o melhor código, em outras palavras, o sistema que tem o código com distância livre maior, consegue obter um ganho maior. Isto significa que a "força" do código corretor de erro é maior que a "força" da diversidade do canal.

Para melhor observar o quanto o algoritmo oferece de ganho ao sistema, ou seja, o quanto ele consegue diminuir a probabilidade de erro de bit, serão feitas comparações com um sistema que faz aleatoriamente a escolha das seqüências de espalhamento. Primeiramente, será feita uma análise de

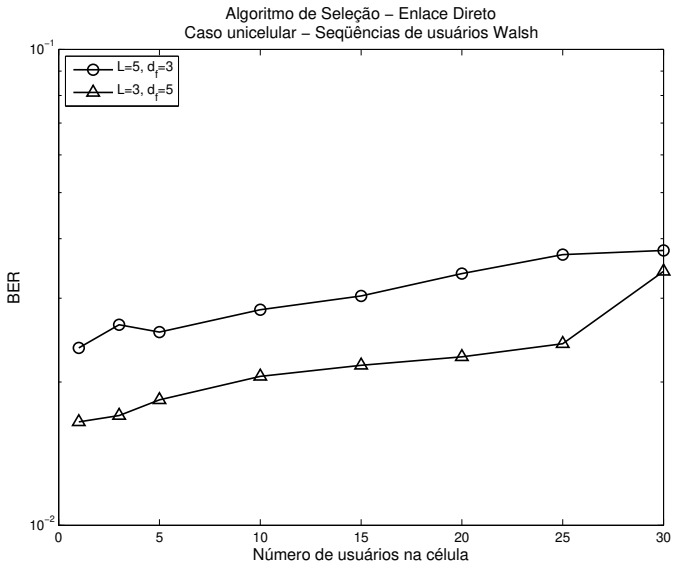
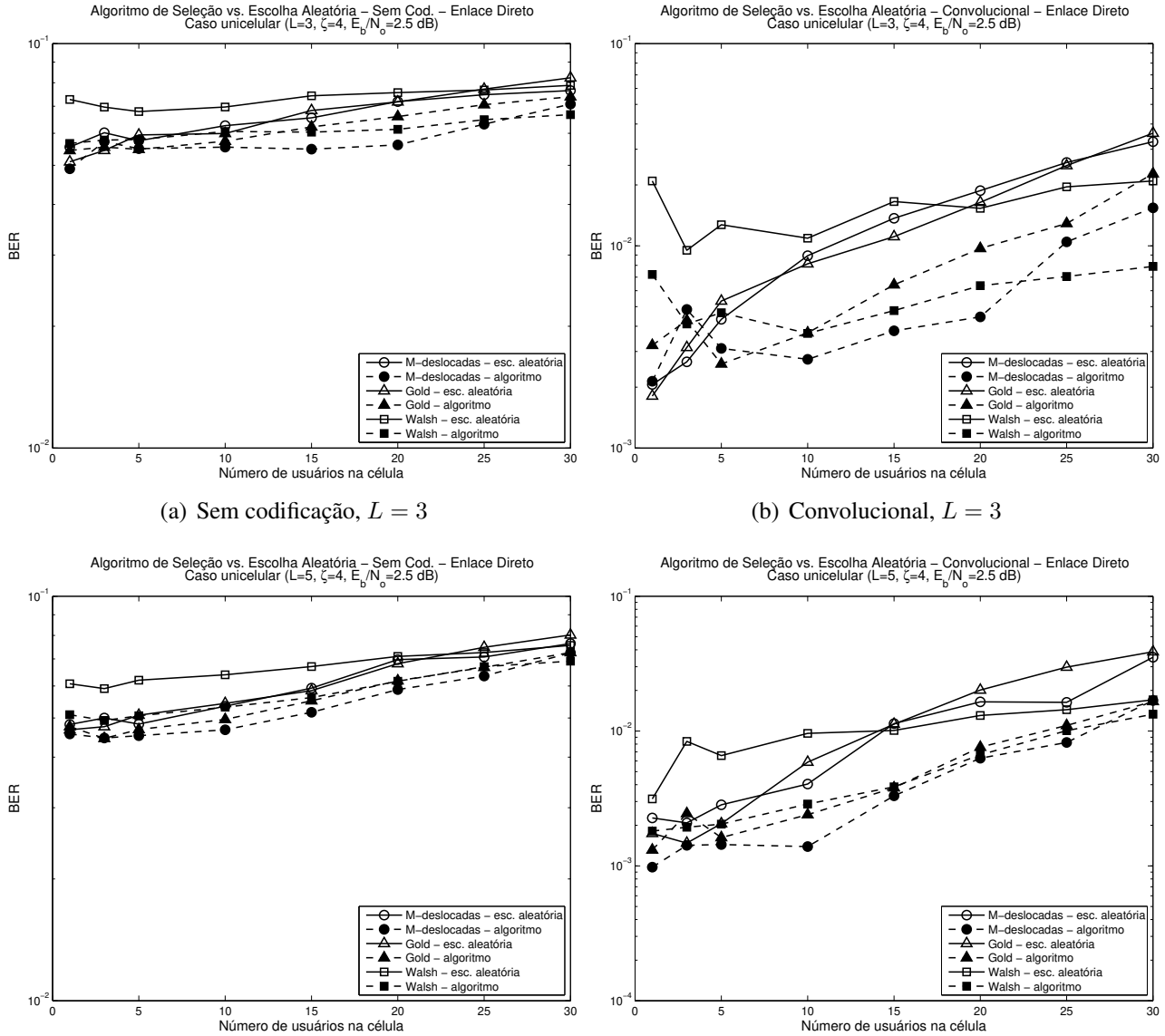


Figura 4.3: Comparação de códigos com diferentes distâncias livre em canais com diferentes número de percursos.

desempenho do sistema para o caso unicelular, como feito em [13], mas agora com o uso do código convolucional. A figura 4.4 mostra a comparação entre o desempenho do algoritmo e da escolha aleatória para o caso unicelular, com seqüências de usuários do tipo m-deslocadas, Gold e Walsh. Nesta figura também é feita uma comparação com o sistema que não faz o uso de codificação. É considerado um canal com expoente de perda de propagação $\zeta = 4$.

Como foi visto no capítulo 3, o algoritmo visa a diminuição da interferência total do sistema através da escolha das seqüências de espalhamento que possuem as melhores propriedades de correlação. Diminuindo a interferência, conseqüentemente a taxa de erro de bit (BER) também diminui. Assim, para uma dada BER, será possível alocar mais usuários dentro de uma célula.

É possível notar, com base na figura 4.4, que o algoritmo realmente consegue diminuir a BER para todas as seqüências de usuários que estão sendo consideradas, utilizando ou não o código convolucional. Quando o código convolucional é utilizado, figura 4.4 (b), com as seqüências m-deslocadas em um canal com $L = 3$ percursos, para uma BER de 4×10^{-3} e com escolha aleatória das seqüências, é possível alocar 10 usuários no sistema. Quando se passa a utilizar o algoritmo, para a mesma BER, têm-se cerca de 23 usuários no sistema. O mesmo acontece quando não se utiliza nenhum tipo de codificação, figura 4.4 (a), porém a BER neste caso é de aproximadamente 6×10^{-2}. Com o código convolucional, as seqüências Gold tiveram um ganho um pouco pior em relação às m-deslocadas. Mesmo assim, enquanto são alocados 15 usuários com a escolha aleatória, com o algoritmo podem ser alocados 22 usuários, para uma BER de 10^{-2} e canal com $L = 3$ percursos. Sem o uso de codificação, o algoritmo conseguiu obter o mesmo ganho, porém, é claro, operando com BER maior



(a) Sem codificação, $L = 3$

(b) Convolucional, $L = 3$

(c) Sem codificação, $L = 5$

(d) Convolucional, $L = 5$

Figura 4.4: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sistema unicelular, $G_P = 63\ (64)$, $^{E_b}/_{N_0} = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional.

em comparação com o sistema que utiliza o código convolucional. As seqüências Walsh também apresentam um bom desempenho quando o algoritmo é utilizado e a BER diminui consideravelmente em relação à escolha aleatória.

Observa-se que a BER aumenta com o número de usuários ativos na célula. Isto se deve ao fato da interferência de múltiplo acesso - MAI - aumentar. Da mesma maneira, um canal que apresenta mais percursos resolvíveis sofrerá mais interferência de multipercurso - MPI. Comparando as figuras 4.4 (a) com (c) ou (b) com (d), nota-se que o canal que apresenta número de percursos resolvíveis

$L = 5$ tem menor BER em relação ao canal com $L = 3$. Isso somente ocorre devido ao uso do receptor Rake que aproveita a diversidade apresentada pelo canal e compensa a MPI introduzida pelos multipercursos. É importante lembrar mais uma vez que está sendo feita uma estimativa perfeita dos parâmetros do canal e, portanto, o Rake está operando com os melhores parâmetros possíveis.

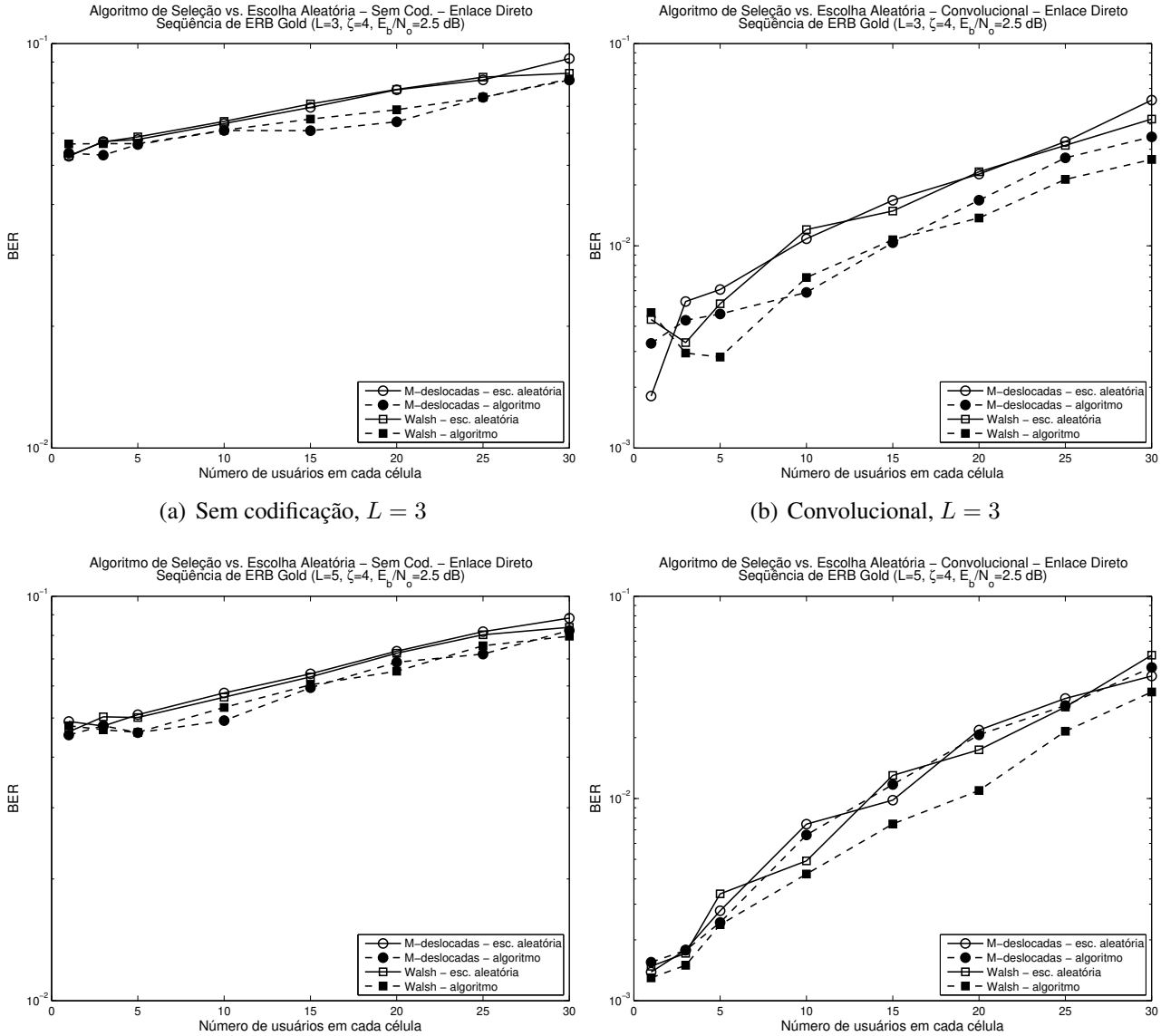
Também para o canal com $L = 5$ percursos, o algoritmo obtém um bom desempenho em relação à escolha aleatória para todos os tipos de seqüências de usuários consideradas. Quando é feito o uso do algoritmo, com ou sem o código convolucional, as seqüências com melhor desempenho são as m-deslocadas.

Para um sistema de sete células, há a necessidade de utilizar seqüências para identificação de usuários e para identificar as ERBs, formando assim as seqüências produto. Portanto, pode-se ter algumas combinações entre as diferentes classes de seqüências. A figura 4.5 mostra o desempenho deste sistema quando são utilizadas as seqüências Gold para identificação das ERBs. As seqüências de usuários consideradas neste caso são as m-deslocadas e as Walsh. Nesta mesma figura, são consideradas algumas variações do número de percursos L e expoente de perda de propagação $\zeta = 4$.

Nota-se que o algoritmo mais uma vez consegue fazer a BER diminuir através da diminuição da interferência do sistema. Existem alguns casos consideráveis que devem ser comentados. Por exemplo, para um canal com $L = 3$ percursos, com o uso do algoritmo e do código convolucional, figura 4.5 (b), com seqüências de usuário m-deslocadas é possível alocar 20 usuários ao invés de 15, sem o uso do algoritmo, para uma taxa de erro de bit de aproximadamente 10^{-2}. Sem o uso de codificação, o desempenho foi um pouco melhor, passando de 15 para 22 usuários, porém com BER maior, figura 4.5 (a). Quando as seqüências Gold são utilizadas para a identificação de ERBs, as seqüências m-deslocadas e Walsh têm um desempenho muito parecido. Somente para um canal com $L = 5$ percursos e com o uso do código convolucional é que as seqüências Walsh tiveram um desempenho melhor em comparação com as seqüências m-deslocadas. Também é possível notar que, quando o canal apresenta $L = 5$ percursos, a BER é menor em relação ao canal com $L = 3$ percursos devido ao uso do receptor Rake.

A figura 4.6 mostra a comparação do desempenho entre um sistema que utiliza o algoritmo com um que faz escolha aleatória das seqüências. É considerado um sistema de sete células com seqüências m-deslocadas para identificação das ERBs e seqüências Gold e Walsh para identificar os usuários. Para estas combinações de seqüências, o algoritmo também consegue diminuir a BER em relação à escolha aleatória. Com o uso do algoritmo, a seqüência de usuário que apresenta melhor desempenho sem o uso de codificação é a Gold, mas quando o código convolucional é utilizado, a melhor seqüência de usuário é a Walsh.

Para verificar qual é a melhor seqüência para fazer a separação das ERBs, é mostrado na figura 4.7 o desempenho para um sistema que utiliza o algoritmo, juntamente com o código convolucional



(a) Sem codificação, $L = 3$

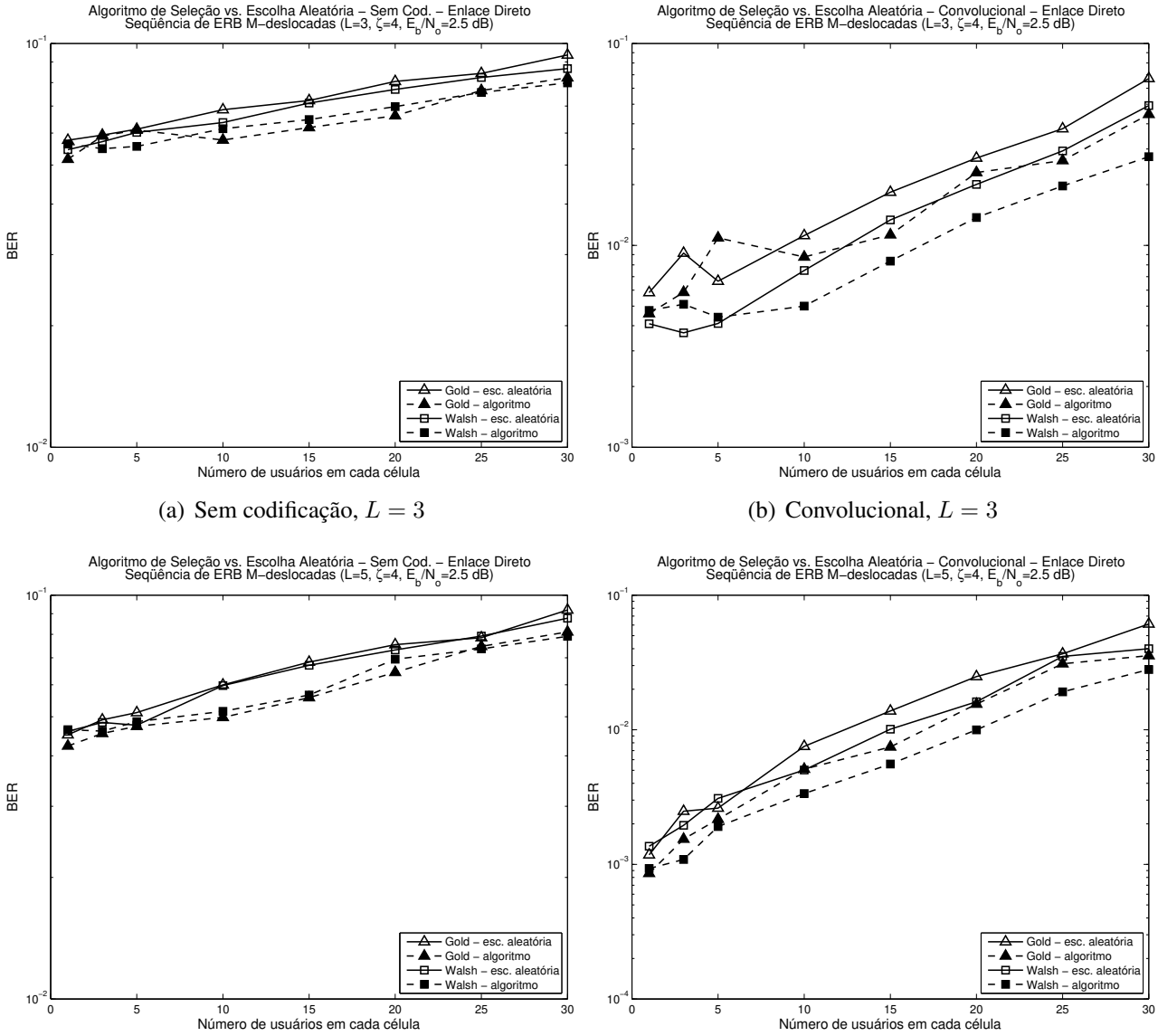
(b) Convolucional, $L = 3$

(c) Sem codificação, $L = 5$

(d) Convolucional, $L = 5$

Figura 4.5: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - seqüência de ERB Gold, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional.

e seqüências Walsh para identificação dos usuários. É considerado um canal com expoente de perda de propagação $\zeta = 4$. Note que, para um canal com $L = 3$ percursos, as seqüências Gold têm um desempenho melhor que as m-deslocadas quando há até cerca de 8 usuários em cada célula do sistema. Entre 8 e 20 usuários, as m-deslocadas são melhores e a partir de 20 usuários há um equilíbrio entre as seqüências Gold e m-deslocadas. Já para o canal com $L = 5$ percursos, as seqüências m-deslocadas têm um desempenho um pouco melhor que as seqüências do tipo Gold quando são utilizadas para a identificação das ERBs.



(a) Sem codificação, $L = 3$

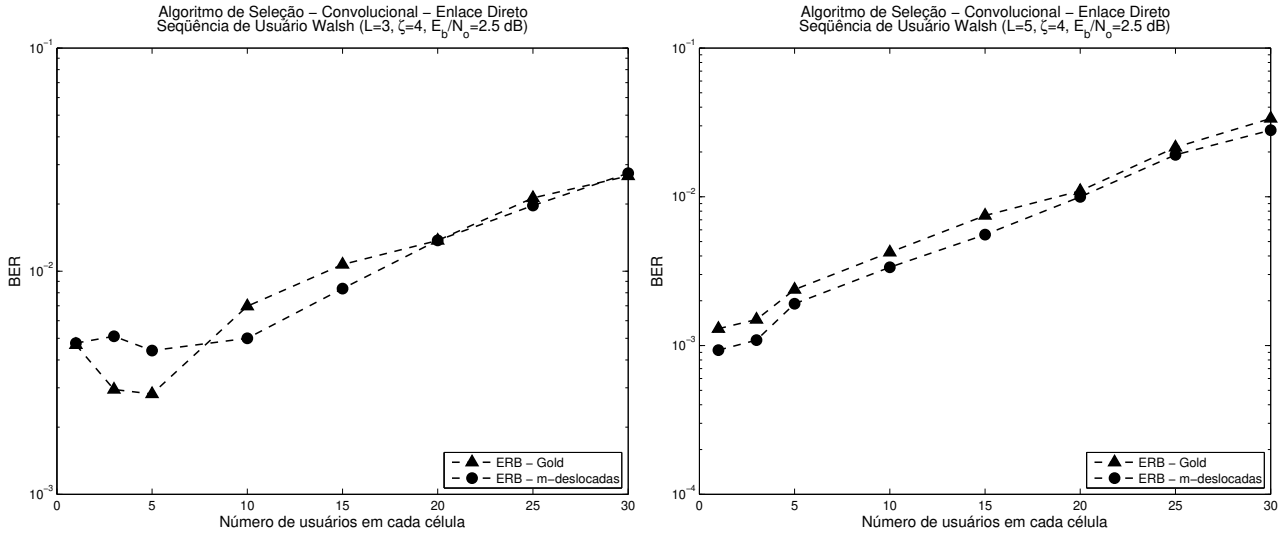
(b) Convolucional, $L = 3$

(c) Sem codificação, $L = 5$

(d) Convolucional, $L = 5$

Figura 4.6: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - seqüência de ERB m-deslocadas, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional.

Se não houver identificação das ERBs, ou seja, se as seqüências identificadoras de ERBs forem idênticas, então haverá um aumento da interferência e conseqüentemente também da taxa de erro de bit. A figura 4.8 ilustra o desempenho deste cenário, com seqüências de usuários Walsh, Gold e m-deslocadas. Também serão consideradas variações do número de percursos L. É possível ver que, mesmo para este ambiente em que há maior interferência o algoritmo consegue uma diminuição da BER, tanto para o sistema que não utiliza codificação quanto para o que faz o uso do código convolucional. Por exemplo, para um canal com $L = 3$ percursos utilizando o código convolucional,



(a) $L = 3$ (b) $L = 5$

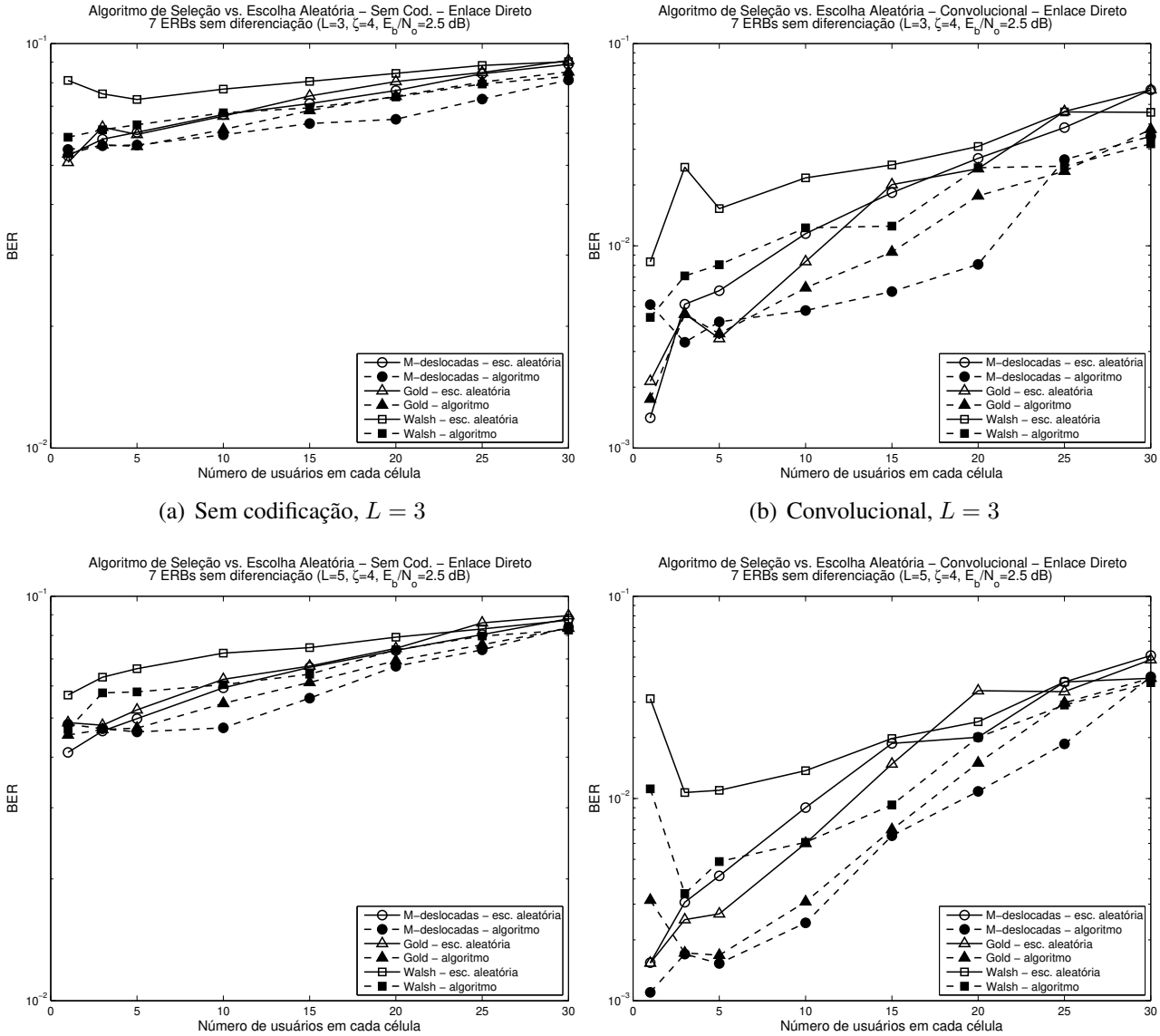
Figura 4.7: Algoritmo de seleção no enlace direto - seqüência de usuário Walsh, $G_P = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional.

é possível aumentar de 15 para 24 usuários somente com o uso do algoritmo, quando a seqüência de usuário é a m-deslocada e a BER é cerca de 2×10^{-2}.

O expoente de perda de propagação varia entre 3 e 5, tendo o valor 4 como o mais comum em sistemas práticos. Porém até agora somente foram ilustrados os desempenhos dos sistemas que operam em canais com expoente de perda de propagação $\zeta = 4$. Para entender melhor como este expoente afeta o desempenho do sistema, na figura 4.9 é ilustrado o desempenho de um sistema multicelular sem diferenciação entre as ERBs e com seqüências Walsh para identificação dos usuários, variando o valor de ζ entre 3 e 5. O sistema utiliza também o código convolucional e o canal apresenta $L = 3$ percursos.

Nesse ambiente, em que há mais interferência devido à não diferenciação entre as ERBs, podemos perceber que, à medida que o expoente de perda de propagação aumenta, há uma diminuição da taxa de erro de bit. Isto ocorre porque o sinal interferente, proveniente das células vizinhas, irá sofrer maior atenuação quando o expoente aumenta e chega com menor potência no receptor do usuário alvo. A relação da potência recebida com o expoente de perda de propagação é abordada no capítulo 2, através da equação 2.3.

Como visto nesta seção, para o enlace direto de um sistema multicelular com a técnica CDMA, é possível reduzir a BER através da escolha adequada das seqüências de espalhamento. O algoritmo mostrou-se eficaz quanto à escolha, obtendo para todas as combinações de seqüências p_k e q_i uma boa redução da BER. O ganho do algoritmo para um sistema sem codificação e para um com código



(a) Sem codificação, $L = 3$

(b) Convolucional, $L = 3$

(c) Sem codificação, $L = 5$

(d) Convolucional, $L = 5$

Figura 4.8: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sem diferenciação entre as ERBs, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional.

convolucional foi bem parecido, porém a taxa de erro de bit é menor quando se utiliza o código.

Com o uso do código convolucional, as seqüências m-deslocas apresentam melhor desempenho quando são utilizadas para identificação de usuários, independente das seqüências de ERB serem do tipo Gold ou idênticas, como mostrado nas figuras 4.5 e 4.8, ou ainda se existir somente uma célula, figura 4.4. Quando são utilizadas as seqüências Walsh para identificar usuários, as seqüências m-deslocadas tiveram melhor desempenho quando utilizadas para identificação das ERBs, como mostra a figura 4.7. Como são utilizadas classes de seqüências diferentes para a identificação das ERBs e dos

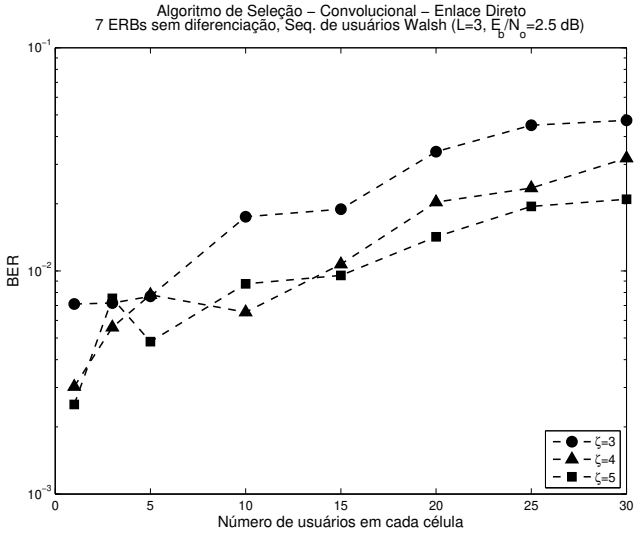


Figura 4.9: Variação do desempenho em relação ao expoente de perda de propagação ζ. Enlace direto.

usuários, recomenda-se o uso das seqüências m-deslocadas para identificar as ERBs e as seqüências Walsh para identificação dos usuários, pois essa foi a combinação que melhor desempenho apresentou.

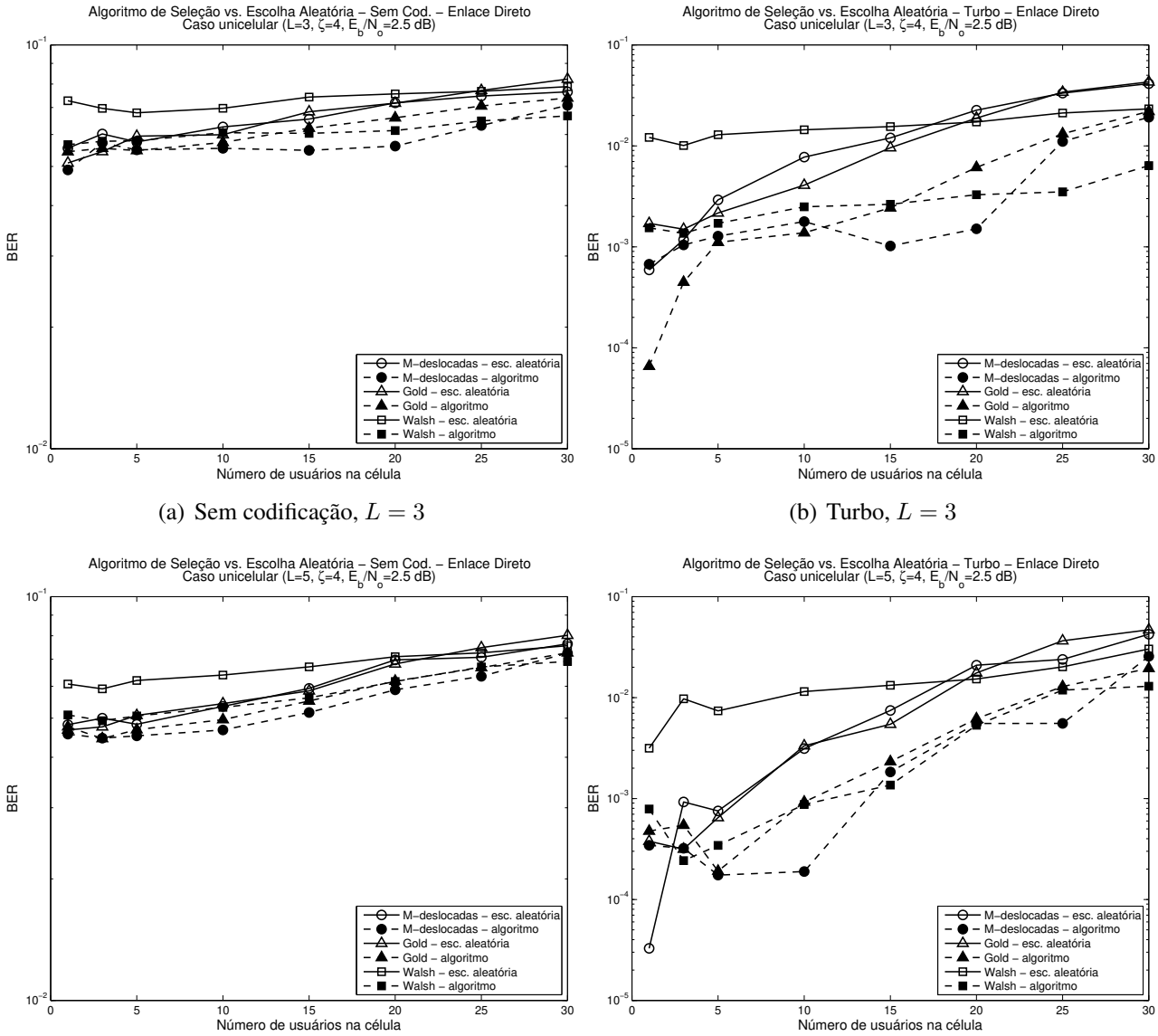
4.2.2 Enlace direto - desempenho do algoritmo com código turbo

Será agora analisado o desempenho do algoritmo quando é utilizado um código turbo para fazer a codificação de canal. O código turbo utilizado foi ilustrado na seção 2.8 e tem seus parâmetros definidos na tabela 4.2.

Para análise do código turbo, será considerada uma razão sinal-ruído $E_b/N_0 = 2,5$ dB e expoente de perda de propagação $\zeta = 4$. Para o cálculo da métrica utilizada pelo algoritmo, é necessário o valor da distância d_{free} do código turbo. Mas determinar a distância livre de um código turbo não é uma tarefa simples. Existem trabalhos [29] que determinam a distância dos códigos turbo através da geração de todas as possíveis palavras-código e verificando a de menor peso. Portanto, a distância irá depender de vários fatores, como: quantidade de codificadores constituintes para formação do turbo, matriz geradora dos codificadores constituintes, comprimento do entrelaçador, tipo de entrelaçador, puncionamento e taxa do codificador turbo. Porém, foi verificado que para valores de d_{free} maiores ou iguais a 5, a escolha final do algoritmo se mantém a mesma, mesmo obtendo diferentes valores de métrica. Por isso, foi considerada para fazer as escolhas uma distância $d_{free} = 5$, mas o valor da distância livre para o código turbo utilizado é certamente maior que 5.

Agora serão mostrados resultados de simulação do enlace direto de um sistema CDMA com o uso do algoritmo de escolha de seqüências em comparação com a escolha aleatória. Inicialmente, será

considerado um sistema unicelular e seqüências de usuários do tipo m-deslocadas, Gold e Walsh. A figura 4.10 mostra a simulação para este ambiente.



(a) Sem codificação, $L = 3$

(b) Turbo, $L = 3$

(c) Sem codificação, $L = 5$

(d) Turbo, $L = 5$

Figura 4.10: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sistema unicelular, $G_P = 63\ (64)$, $^{E_b}/_{N_0} = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits.

Através da figura 4.10, é possível verificar que, além da diminuição da BER devido ao uso do código turbo, a BER também diminui com o uso do algoritmo. Com o código turbo, para um canal com $L = 3$ percursos, com seqüências de usuário m-deslocadas, é possível passar de 10 para 23 usuários para uma BER de 7×10^{-3}, somente com o uso do algoritmo. Para a mesma taxa de erro de bit, mas com seqüências Gold, é possível alocar 22 usuários com o uso do algoritmo contra 15

com escolha aleatória. Com uma carga de 15 usuários no sistema e seqüências de usuários Walsh, utilizando o algoritmo é possível diminuir a BER de 2×10^{-2} para 3×10^{-3}. Quando o canal apresenta $L = 5$ percursos resolvíveis, a BER diminui em relação ao canal com $L = 3$ percursos devido ao uso do receptor Rake. Isto pode ser notado principalmente quando há poucos usuários no sistema, ou seja, quando há menor interferência de múltiplo acesso MAI. O ganho do algoritmo quando se utiliza o código turbo é bem parecido com o caso sem codificação, mas o sistema que utiliza o código turbo opera com taxa de erro de bit bem menor.

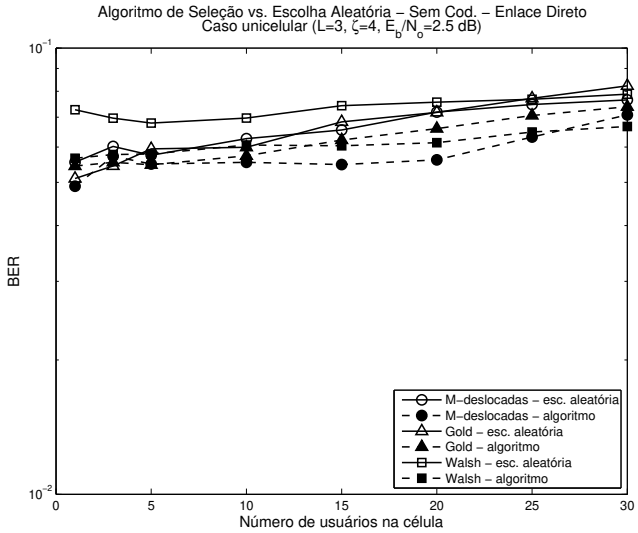
Um parâmetro que influencia muito no desempenho de um código turbo é o tamanho do entrelaçador. Quanto maior for o entrelaçador, melhor é o desempenho do código, pois há a possibilidade de "espalhar" mais os erros introduzidos pelo canal. A figura 4.11 ilustra o desempenho do turbo com diferentes tamanhos de entrelaçador, para o enlace direto de um sistema unicelular que utiliza seqüências Walsh, Gold e m-deslocadas para identificação dos usuários. O turbo utilizado tem os parâmetros definidos na tabela 4.2.

Note que, com o aumento do entrelaçador, além da BER diminuir devido ao uso do próprio código turbo, há também um aumento do ganho oferecido pelo algoritmo. Por exemplo, usando seqüências Gold com um código turbo com entrelaçador de 512 bits, é possível alocar 17 usuários utilizando o algoritmo contra 10 usuários quando é feita a escolha aleatória. Já para um código com entrelaçador de 1024 bits, de 10 usuários pode-se passar para 21. Para o código turbo com entrelaçador de 4096 bits, o desempenho foi ainda melhor. Por exemplo, para 15 usuários na célula e com escolha aleatória, a BER para todas as seqüências está em torno de 10^{-2}. Quando é utilizado o algoritmo, a BER chega a valores abaixo de 10^{-4}.

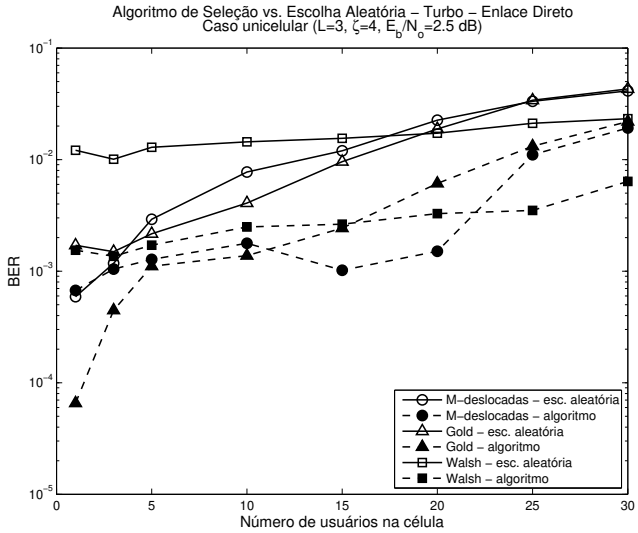
Nas próximas simulações, o código turbo utilizado apresenta entrelaçador com comprimento de 512 bits. Porém, ainda será ilustrado um único caso em que será considerado o uso de entrelaçadores de 1024 e 4096 bits.

Considerando agora um sistema mais próximo do encontrado na prática, será mostrado o resultado de simulação para um grupo de sete células. Neste caso, há a necessidade da definição de seqüências p_k para identificação dos usuários e q_i para as células, formando as seqüências produto. Na figura 4.12, é mostrado o desempenho deste sistema quando as seqüências identificadoras de ERBs são do tipo Gold. Para identificação dos usuários, são utilizadas as seqüências m-deslocadas e Walsh.

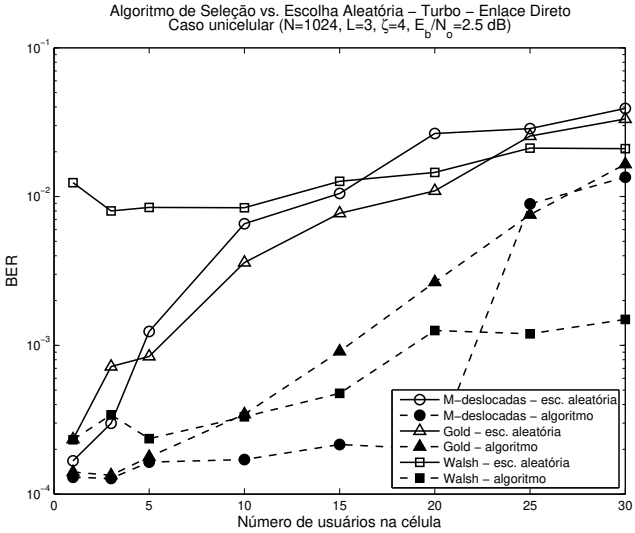
Quando as seqüências Gold são utilizadas para a identificação das ERBs, com escolha aleatória, as seqüências de usuário m-deslocadas e Walsh apresentam desempenho muito parecidos. Porém, quando é feito o uso do algoritmo com o código turbo, e há poucos usuários no sistema, as seqüências m-deslocadas apresentam melhor desempenho. À medida que o número de usuários ativos no sistema aumenta, o desempenho entre as duas seqüências tende a se igualar. É importante notar que o ganho obtido pelo algoritmo sem e com o uso do código turbo é bem parecido.



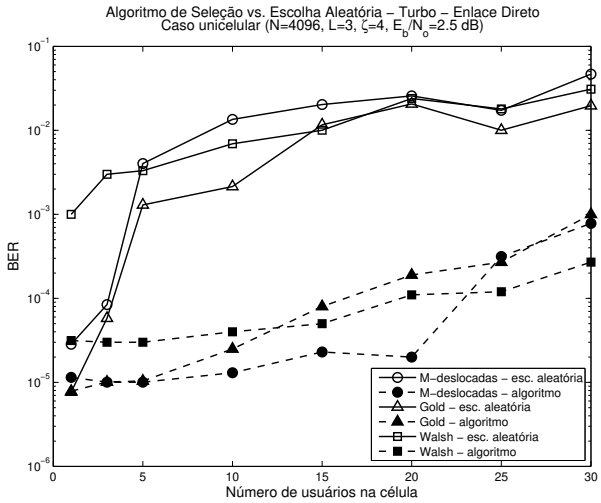
(a) Sem código



(b) Turbo, $N = 512$



(c) Turbo, $N = 1024$

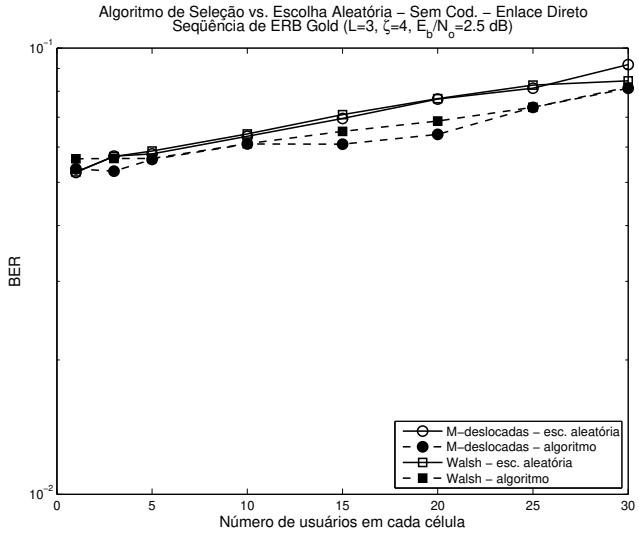


(d) Turbo, $N = 4096$

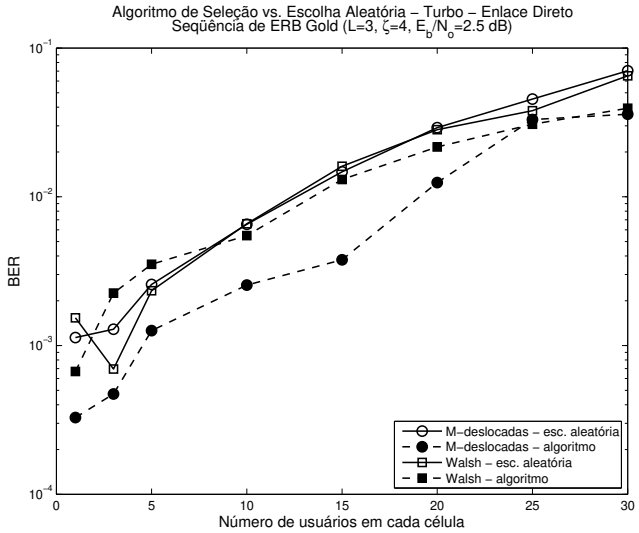
Figura 4.11: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sistema unicelular, $G_p = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com variação do comprimento do entrelaçador utilizado no turbo.

A figura 4.13 ilustra o cenário de um grupo de sete células, mas agora utilizando as seqüências m-deslocadas para identificação das ERBs e seqüências Gold e Walsh para identificar os usuários.

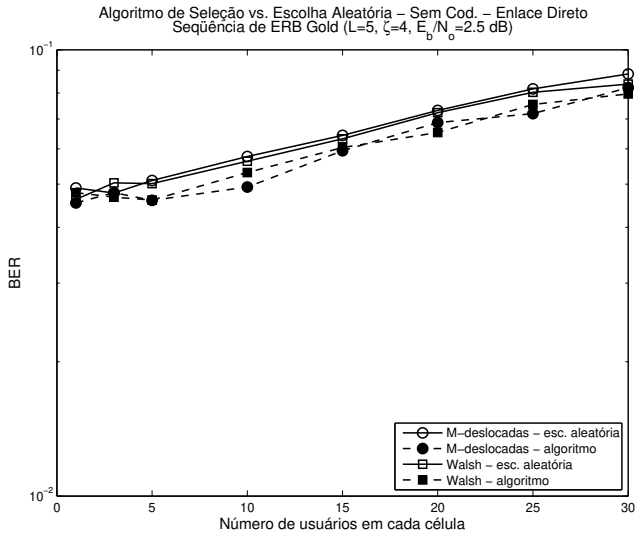
Também neste caso, o algoritmo consegue baixar a BER, melhorando o desempenho do sistema. Fica mais fácil ver o ganho do algoritmo para o canal com $L = 5$ percursos e com o uso do código turbo, conforme ilustra a figura 4.13 (d). Neste caso, é possível aumentar de 10 para 18 usuários somente com o uso do algoritmo, caso a seqüência de usuário seja a Gold e a BER de 7×10^{-3}. O mesmo



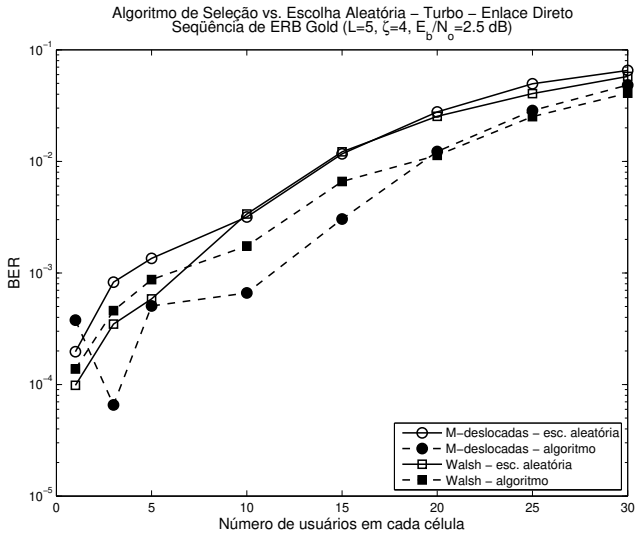
(a) Sem codificação, $L = 3$



(b) Turbo, $L = 3$



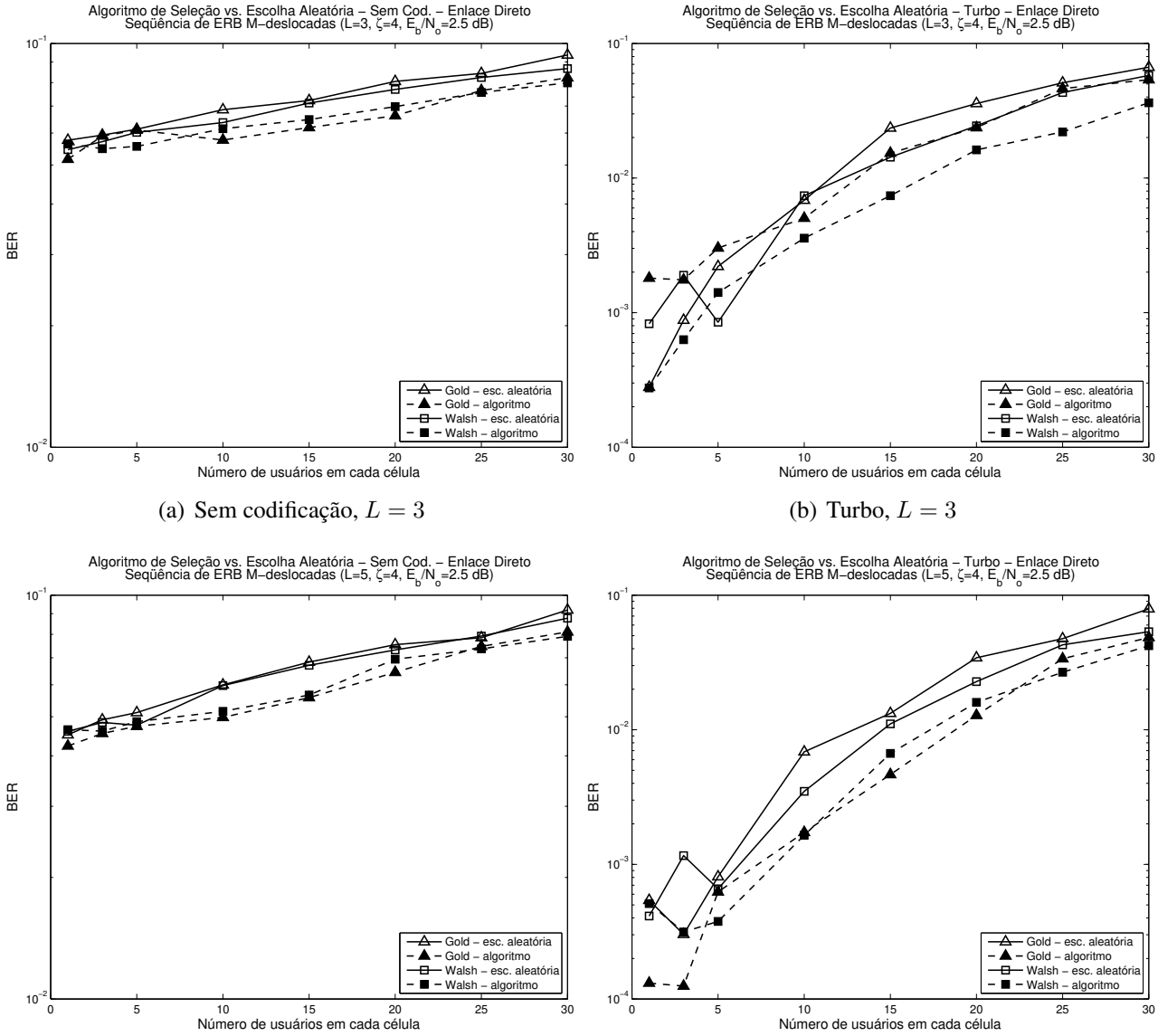
(c) Sem codificação, $L = 5$



(d) Turbo, $L = 5$

Figura 4.12: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - seqüência de ERB Gold, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits.

ganho é observado quando não se utiliza codificação, porém com BER de 6×10^{-2}, como mostra a figura 4.13 (c). Para este canal, as seqüências Gold e Walsh obtêm um desempenho muito próximo quando o algoritmo é utilizado. Já para canais com $L = 3$ percursos, as seqüências Walsh obtiveram melhor desempenho. Isto ocorre pela característica das seqüências Walsh de serem ortogonais entre si, eliminando a MAI para enlaces síncronos. É claro que, para canais com multipercursos, o sincronismo desaparece. Daí o melhor desempenho das seqüências de Walsh para canais com menos percursos resolvíveis.



(a) Sem codificação, $L = 3$

(b) Turbo, $L = 3$

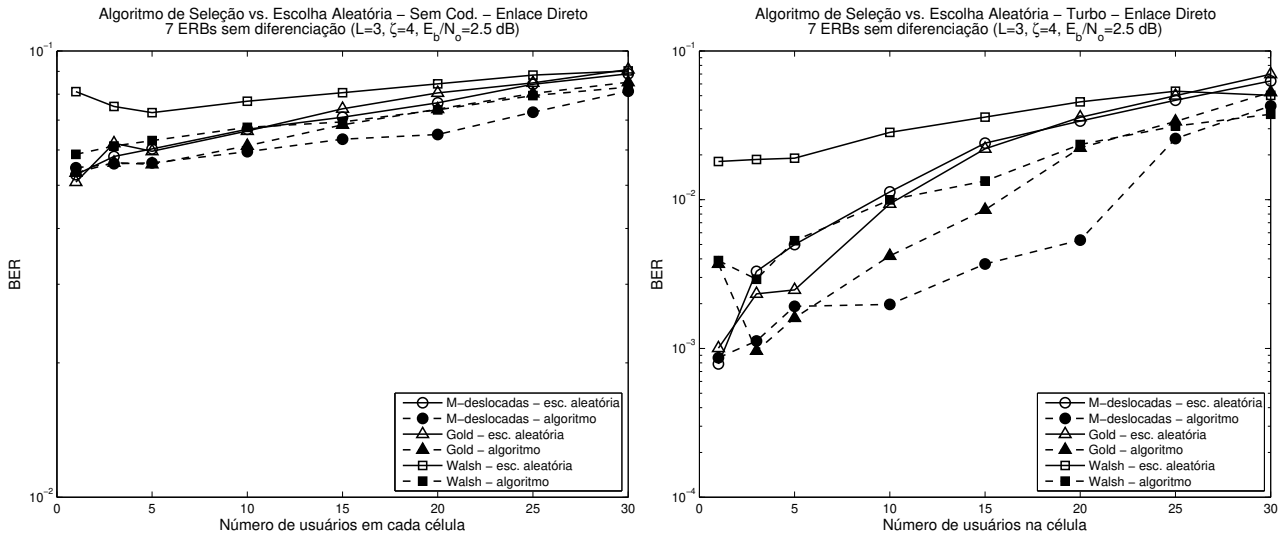
(c) Sem codificação, $L = 5$

(d) Turbo, $L = 5$

Figura 4.13: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - seqüência de ERB m-deslocadas, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits.

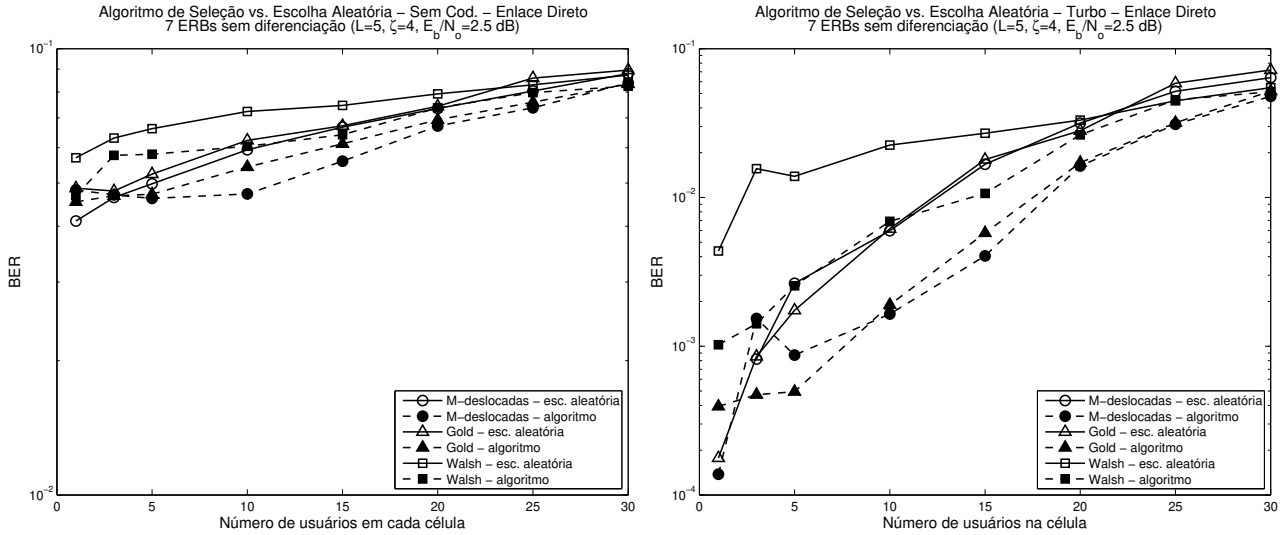
Considerando agora seqüências iguais e unitárias para a identificação das ERBs, ou seja, não há diferenciação entre as ERBs, é mostrado na figura 4.14 o desempenho deste sistema quando é utilizado o algoritmo para fazer a busca das seqüências em comparação com a escolha aleatória. Mesmo para um ambiente onde não há diferenciação entre as ERBs, portanto com mais interferência, o algoritmo consegue obter um ganho e fazer baixar a probabilidade de erro de bit média do sistema. Nota-se, através da figura 4.14, que para todos os tipos de seqüências identificadoras de usuário,

o algoritmo consegue obter uma diminuição da BER. Para este caso, as seqüências m-deslocadas apresentaram um resultado superior às demais quando há a utilização do algoritmo. Para um canal com $L = 3$ percursos, por exemplo, o algoritmo consegue a diminuição da BER de 2×10^{-2} para 3×10^{-3} utilizando o código turbo e seqüências m-deslocadas quando há 15 usuários ativos em cada célula.



(a) Sem codificação, $L = 3$

(b) Turbo, $L = 3$



(c) Sem codificação, $L = 5$

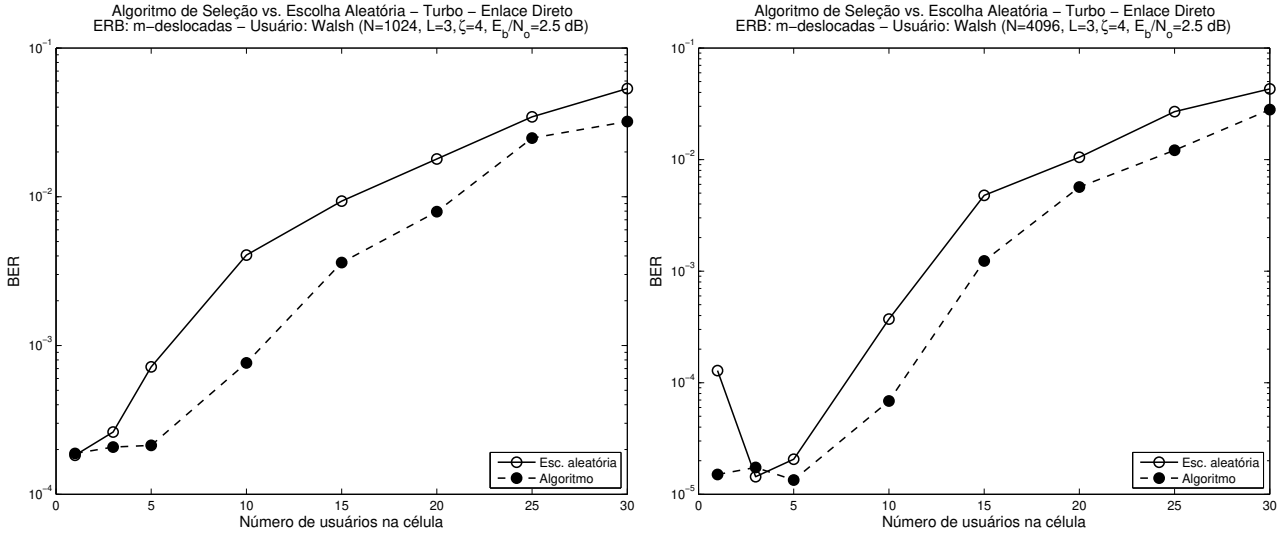
(d) Turbo, $L = 5$

Figura 4.14: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - sem diferenciação entre as ERBs, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits.

Para o sistema unicelular, utilizando o código turbo com entrelaçadores de 1024 e 4096 bits, o

desempenho do algoritmo foi muito melhor em relação à escolha aleatória. Porém, para o sistema multicelular composto por sete células, o algoritmo não conseguiu o mesmo resultado. Este cenário é ilustrado na figura 4.15, onde pode-se notar que, mesmo o algoritmo tendo conseguido um ganho em relação à escolha aleatória, este ganho não foi tão significativo quando o obtido para o sistema unicelular. Isto se deve ao aumento da interferência do sistema causada pelas células vizinhas à célula alvo. Para este caso, foram utilizadas as seqüências m-deslocadas para identificação das ERBs e as Walsh para os usuários. A figura ilustra dois casos: o primeiro utilizando o código turbo com entrelaçador de 1024 bits e o segundo para entrelaçador de 4096 bits.

Apesar do ganho obtido pelo algoritmo não ser tão grande quanto para o sistema unicelular, comparando-se a figura 4.15 com a figura 4.13, pode-se observar que o uso de entrelaçadores maiores proporciona um aumento do ganho do algoritmo.

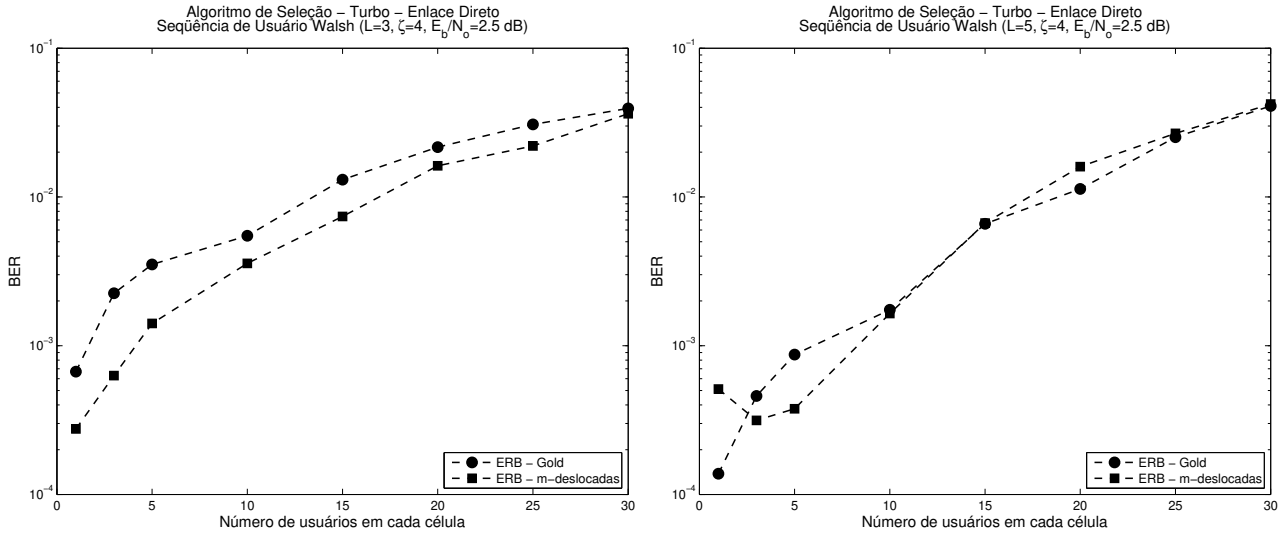


(a) $N = 1024$ (b) $N = 4096$

Figura 4.15: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace direto - seqüência de ERB m-deslocadas e de usuário Walsh, $G_p = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo.

Da mesma maneira que ocorre quando se utiliza o código convolucional, com o código turbo as seqüências m-deslocadas apresentaram melhor desempenho quando são utilizadas para a identificação de usuários, sendo o sistema unicelular, multicelular sem identificação entre as células ou ainda quando são utilizadas as seqüências Gold para identificação das ERBs. Para verificar qual é a melhor seqüência identificadora de ERB, Gold ou m-deslocadas, será considerado um sistema que utiliza as seqüências Walsh para identificação dos usuários. A figura 4.16 ilustra este sistema. Note que as seqüências m-deslocadas apresentam melhor desempenho para canais com $L = 3$ percursos, mas para canais com $L = 5$ percursos os desempenhos das seqüências Gold e m-deslocadas são muito

próximos.



(a) $L = 3$ (b) $L = 5$

Figura 4.16: Algoritmo de seleção no enlace direto - seqüência de usuário Walsh, $G_p = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits.

Nesta seção, foram vistos os resultados de simulação do algoritmo para o enlace direto quando são utilizados os códigos convolucional e turbo, cujos parâmetros foram definidos nas tabelas 4.1 e 4.2. Foi possível verificar que o algoritmo conseguiu uma considerável diminuição da BER para todas as possíveis combinações de seqüências p_k e q_i para a formação das seqüências produtos. Na prática, isso pode ser visto como uma possibilidade de alocação de mais usuários no sistema, mantendo constante uma determinada taxa de erro de bit, ou diminuição da BER para um número fixo de usuários. Com taxas de erro menores, é possível melhorar a qualidade dos serviços prestados e também implementar novos serviços que necessitam de melhor qualidade de serviço.

As seqüências m-deslocadas se mostraram melhores em relação às demais quando elas são utilizadas para a identificação dos usuários para os dois tipos de códigos considerados e para todas as seqüências identificadoras de ERB (sistema unicelular, multicelular sem separação entre ERBs ou seqüência de ERB Gold). Para o sistema que utiliza as seqüências m-deslocadas para identificação das ERBs, a seqüência de usuário com melhor desempenho foi a Walsh. Portanto, quando as seqüências Walsh são utilizadas para identificação de usuários, como acontece no enlace direto do padrão IS-95, recomenda-se o uso das seqüências m-deslocadas para a identificação das ERBs.

4.3 Enlace reverso

Nesta seção, serão apresentados os resultados de simulação para o enlace reverso de um sistema CDMA. Será considerado que os usuários estão uniformemente distribuídos em área dentro de cada célula e que há um controle perfeito da potência transmitida a fim de cancelar o efeito perto-longe discutido na seção 2.1.3. Será considerado ainda que o número de usuários ativos é o mesmo em cada célula.

O sistema utilizado nas simulações está representado através do diagrama da figura 4.17, para o enlace reverso. A seqüência de bits $\mathbf{b}_{ik}$, que correspondente aos bits do k-ésimo usuário que está localizado na i-ésima célula, vai passar por um codificador convolucional ou turbo. Na saída do codificador, existirá uma seqüência de bits codificados $\mathbf{b}_{c,ik}$. A seqüência de bits codificados de cada usuário terá seu espectro espalhado através da multiplicação pela sua seqüência de espalhamento Υ_{ik}.

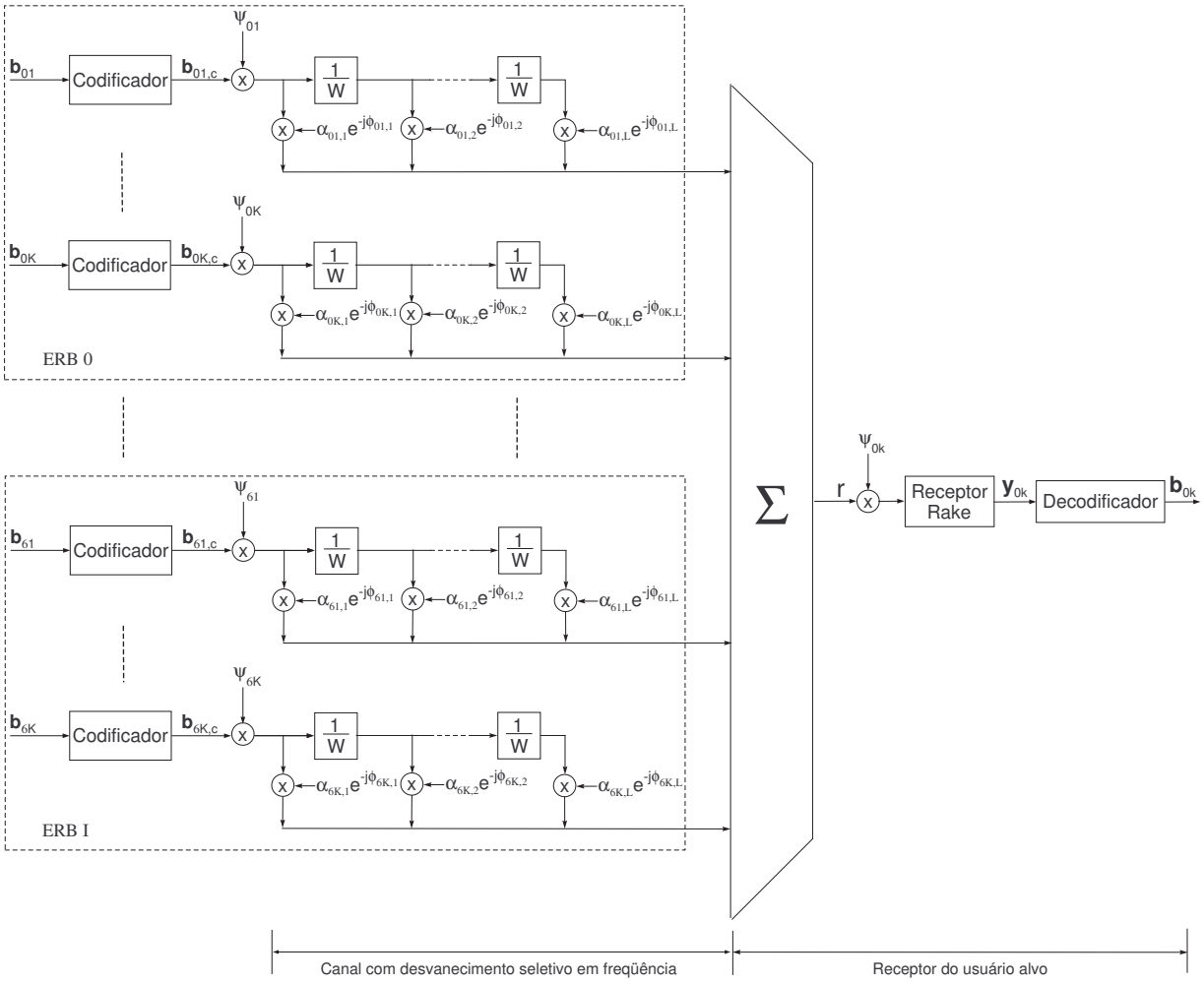


Figura 4.17: Esquema de simulação do enlace reverso.

No canal de comunicação, há desvanecimento seletivo em freqüência e a transmissão é feita através de múltiplos percursos. A cada percurso está associado um desvanecimento diferente, representados por um termo de atenuação, $\alpha_{ik,l}$, e um termo de alteração de fase, $\phi_{ik,l}$. Lembrando que cada usuário sofrerá um desvanecimento diferente, por cada um estar em uma localização diferente dentro da sua célula.

No receptor do usuário alvo, representado pelos índices $i = 0$ e $k = k$, os sinais de todos os usuários de sua célula e das células vizinhas também chegam juntos com o seu sinal, na forma de interferência co-canal. Este sinal recebido, r, é mostrado na equação 3.23. É feita, então, a contração espectral deste sinal recebido, através da multiplicação pela seqüência de espalhamento do usuário alvo, Υ_{0k}. Depois, este sinal desespalhado entra no receptor Rake, que tem seu esquema mostrado na figura 2.4. Na saída, é obtida uma seqüência $\mathbf{y}_{0k}$, que é definida na equação 3.25. O sinal $\mathbf{y}_{0k}$ é utilizado no processo de decodificação e é mostrado nas equações 2.55 e 2.66, quando utilizado para a decodificação dos códigos convolucional e turbo, respectivamente. Na saída do decodificador, haverá uma seqüência $\hat{\mathbf{b}}_{0k}$ que é uma decisão sobre a seqüência de bits do usuário alvo.

No enlace reverso, análises de desempenho serão feitas com os mesmos códigos corretores utilizados no enlace direto. A figura 4.18 mostra o desempenho dos dois códigos utilizados em comparação com o sistema que não utiliza codificação de canal. Para a figura 4.18, é considerado um sistema unicelular com desvanecimento multipercurso com $L = 3$ percursos resolvíveis, expoente de perda de propagação $\zeta = 4$, razão sinal-ruído $E_b/N_0 = 2,5$ dB, e usuários utilizando seqüências do tipo Walsh escolhidas aleatoriamente.

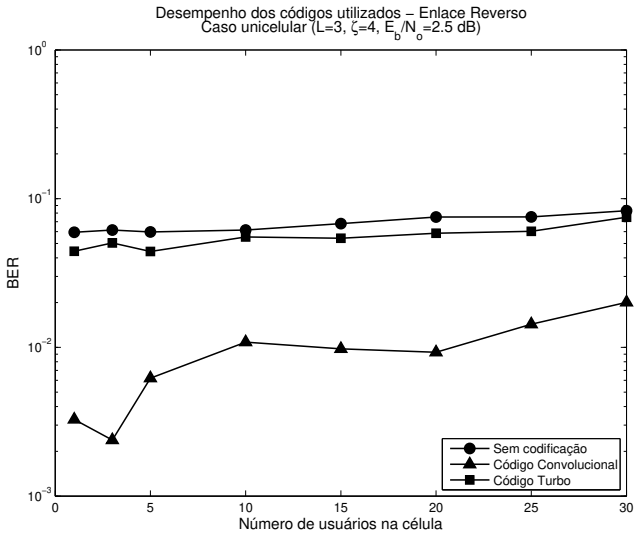


Figura 4.18: Desempenho dos códigos utilizados no enlace reverso. Sistema unicelular. Seqüências de usuários Walsh, com escolha aleatória. $L = 3$ percursos, $\zeta = 4$, $\frac{E_b}{N_0} = 2,5$ dB.

A figura 4.18 ilustra somente o ganho de codificação dos códigos utilizados sem considerar o uso

do algoritmo. Pode-se ver que o código convolucional consegue diminuir consideravelmente a taxa de erro de bit em relação ao sistema que não faz o uso de codificação, já o código turbo não consegue atingir o mesmo ganho. O código convolucional consegue, neste caso, um desempenho melhor em comparação ao turbo, o que mostra que o código turbo utilizado não consegue trabalhar muito bem neste enlace devido ao aumento da interferência.

Nas próximas subseções, será analisado o desempenho do algoritmo com a utilização destes códigos para o enlace reverso de um sistema de comunicações móveis celulares. Serão analisadas variações do número de percursos resolvíveis L e expoente de perda de propagação $\zeta = 4$. Haverá ainda uma análise da variação do parâmetro ζ, já que este terá forte influência na potência transmitida pelos usuários no enlace reverso.

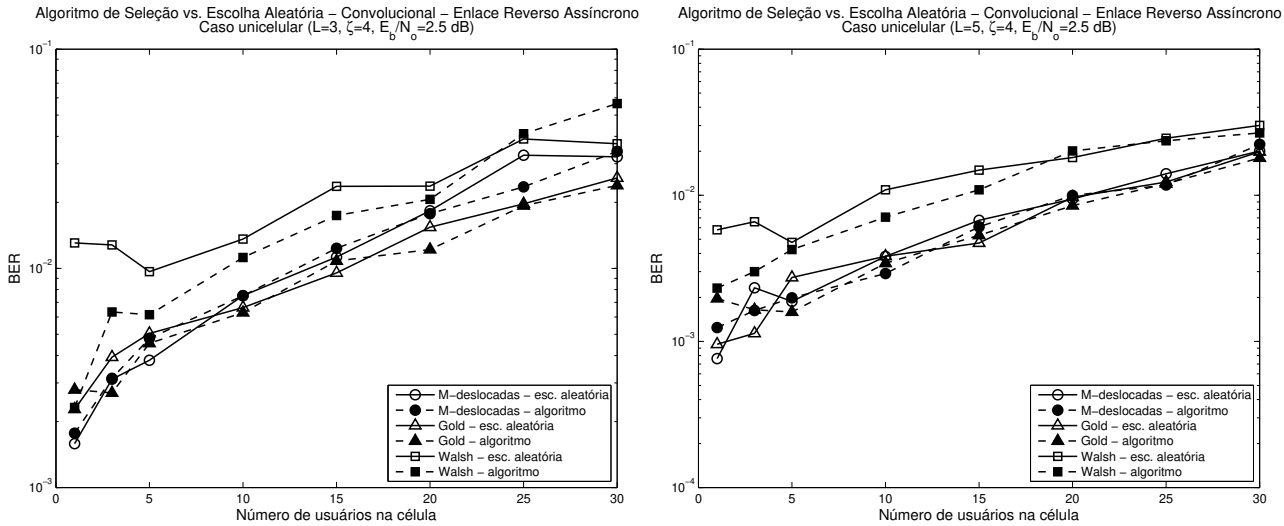
4.3.1 Enlace reverso - desempenho do algoritmo com código convolucional

Nesta subseção, será analisado o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA que utiliza o algoritmo de seleção de seqüências de espalhamento, mostrado no capítulo 3, juntamente com o uso do código convolucional, que tem seus parâmetros definidos na tabela 4.1. Serão consideradas as seqüências m-deslocadas, Gold e Walsh e algumas de suas combinações para identificação de usuários e ERBs. Como foi feito para o enlace direto, será considerada uma relação sinal-ruído $E_b/N_0 = 2,5$ dB.

A figura 4.19 ilustra o desempenho do enlace reverso de um sistema unicelular em ambiente multipercurso. Nesta figura, o desempenho de um sistema que utiliza o algoritmo é comparado com um sistema que realiza aleatoriamente a escolha das seqüências de espalhamento.

A figura 4.19 mostra que o desempenho do algoritmo comparado à escolha aleatória é praticamente o mesmo. O algoritmo somente conseguiu obter algum ganho para a seqüência de Walsh quando haviam poucos usuários no sistema. Em alguns casos, o desempenho da escolha aleatória até consegue superar o do algoritmo. Isto se deve à característica assíncrona do enlace reverso. Uma vez que o enlace é assíncrono por natureza, existem diversas combinações possíveis de deslocamentos entre as seqüências de cada usuário. Por isso, o algoritmo não consegue determinar um subconjunto ideal de seqüências de espalhamento. Este mesmo problema foi detectado em [7] e [13].

Uma maneira de resolver o problema apresentado pelo algoritmo para o caso de enlaces assíncronos é tentar sincronizar o enlace. Desta maneira, menos possibilidades de deslocamentos poderão existir entre duas seqüências e o algoritmo poderá escolher um subconjunto de seqüências que forneça uma melhora do desempenho do sistema. Mas sincronizar perfeitamente um sistema não é uma tarefa simples. Portanto, será considerado um sistema quase-síncrono, ou seja, quando há um erro de sincronismo da ordem de alguns *chips*. O quase-sincronismo pode ser alcançado utilizando um estimador de atrasos quase perfeito.



(a) $L = 3$ (b) $L = 5$

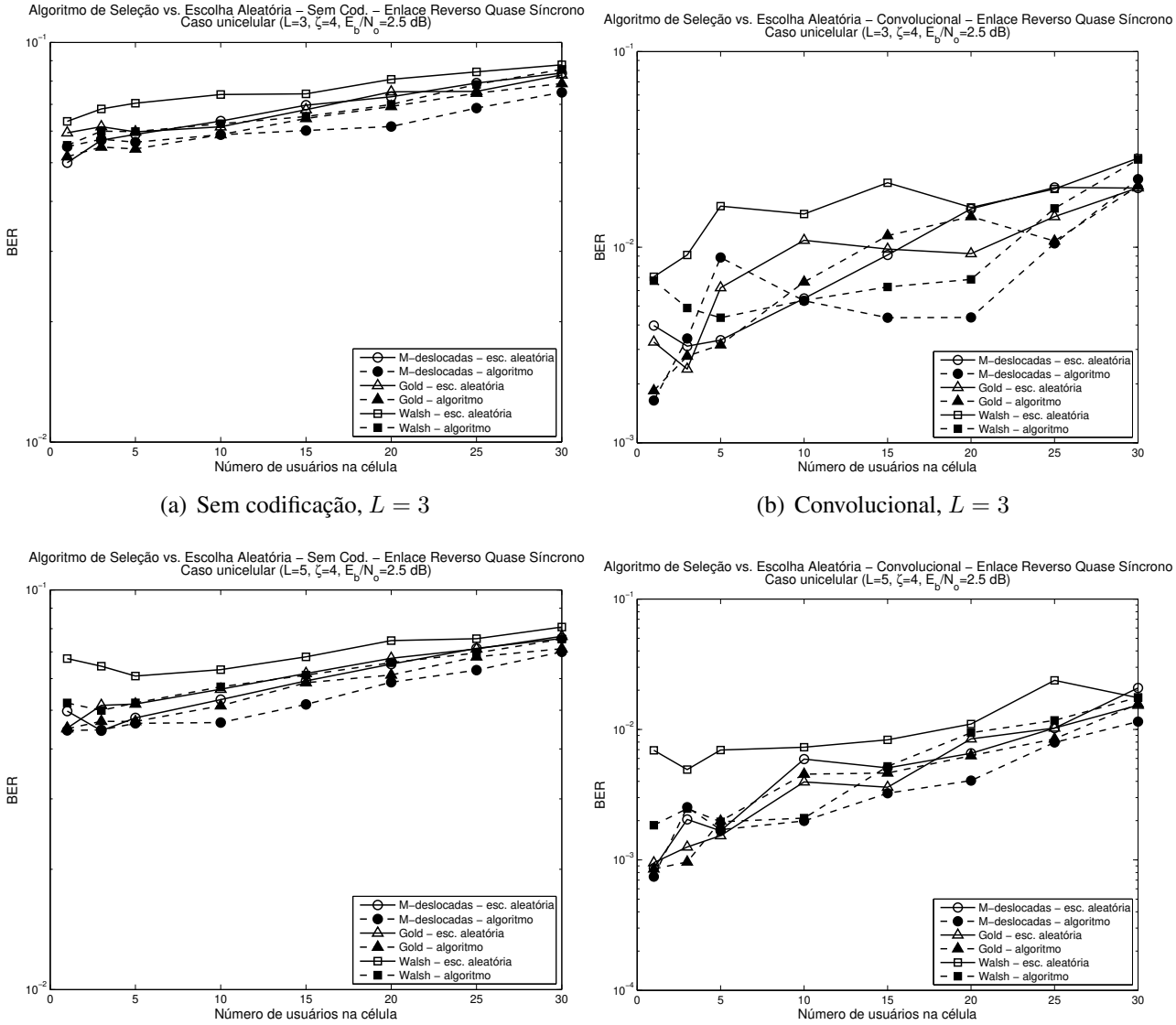
Figura 4.19: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso assíncrono - sistema unicelular, $G_P = 63\ (64)$, $^{E_b}/_{N_0} = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional.

Conforme comentado na subseção 2.5.3, o assincronismo do enlace reverso é dado por τ_{0kl} na equação 2.24 para a ERB de referência e $\tau_{ik'l'}$ na equação 2.25 para as células adjacentes interferentes. Para a implementação do enlace quase-síncrono, na célula de referência será considerado que o assincronismo deverá estar em um intervalo menor que o indicado na equação 2.24. Já os sinais provenientes das células adjacentes permanecem com o assincronismo no intervalo $0 \leq \tau_{ik'l'} < T_b$. Como da equação 2.24 tem-se que $T_b = G_p T_c$, para o cenário de enlace quase-síncrono pode ser considerado que o assincronismo é limitado a um número máximo de alguns *chips*. Neste trabalho, será considerado que o erro máximo de sincronismo é de 2 *chips* para o enlace reverso na célula de referência.

Nesta subseção, o algoritmo será analisado nesse enlace quase-síncrono com o uso do código convolucional. Serão comparados os desempenhos do algoritmo e da escolha aleatória. A comparação mantém as mesmas classes de seqüências de espalhamento consideradas no enlace direto, que é síncrono, lembrando que é possível a análise com seqüências próprias para enlaces quase-síncronos, como as citadas na subseção 2.5.3.

Na figura 4.20, é mostrado o desempenho do algoritmo em comparação com a escolha aleatória das seqüências de espalhamento para o caso unicelular, mas agora considerando o enlace quase-síncrono. No enlace totalmente assíncrono o algoritmo não conseguia obter um ganho, mas agora o algoritmo consegue diminuir consideravelmente a BER em relação à escolha aleatória para as seqüências m-deslocadas e Walsh. Já para as seqüências Gold, quando é utilizado o código convolucional, o algoritmo não consegue um ganho expressivo. O maior ganho obtido pelo algoritmo foi mesmo para

as seqüências Walsh, mas mesmo assim as seqüências que obtiveram melhor desempenho foram as m-deslocadas, tanto quando o sistema não utiliza codificação de canal, quanto é utilizado o código convolucional.



(a) Sem codificação, $L = 3$

(b) Convolucional, $L = 3$

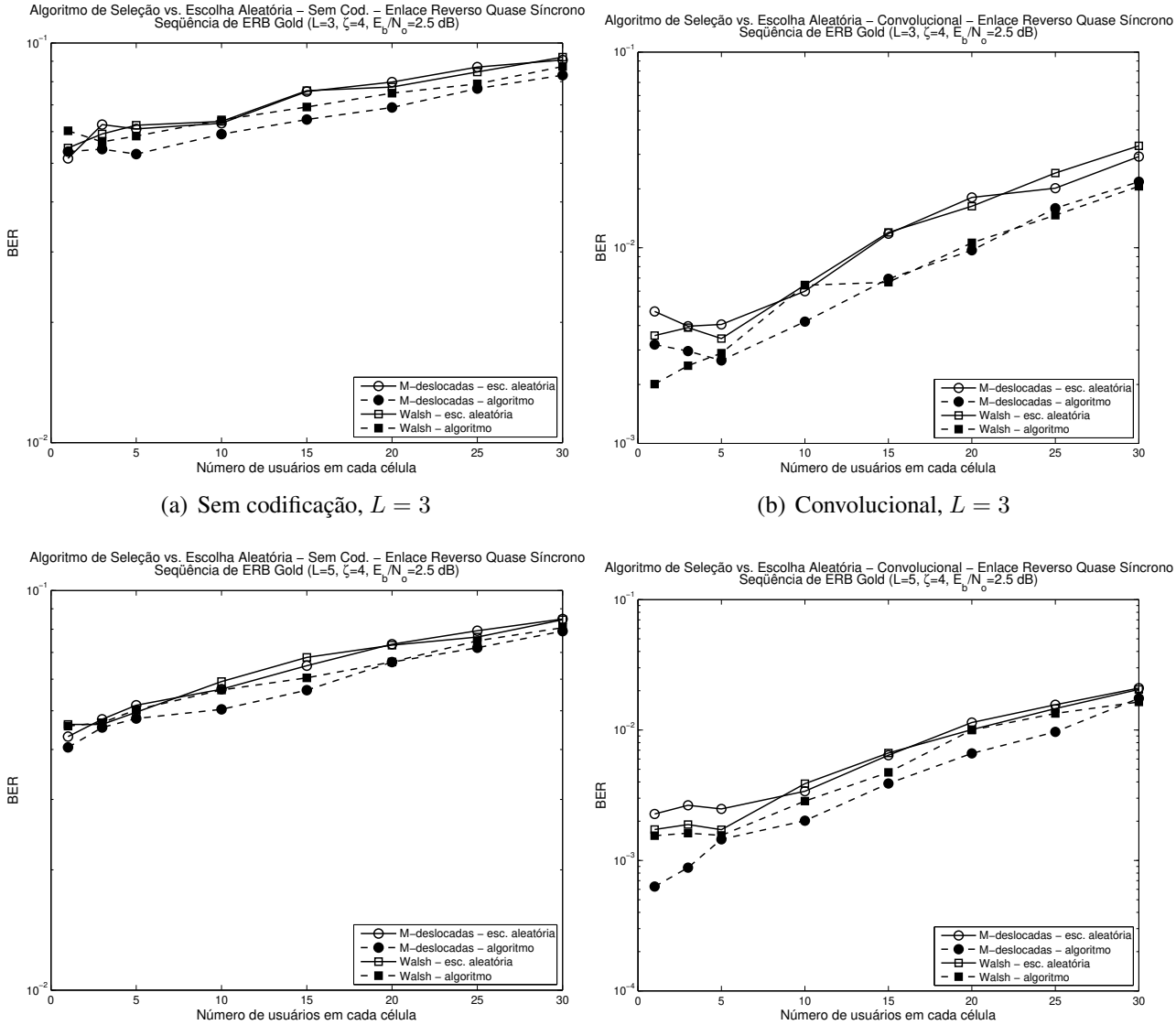
(c) Sem codificação, $L = 5$

(d) Convolucional, $L = 5$

Figura 4.20: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - sistema unicelular, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional.

Considerando agora um sistema multicelular, a figura 4.21 ilustra o desempenho do algoritmo em comparação à escolha aleatória para este cenário quando são utilizadas as seqüências Gold para identificação das ERBs.

É possível ver claramente na figura 4.21 que o algoritmo consegue diminuir a BER em relação à



(a) Sem codificação, $L = 3$

(b) Convolucional, $L = 3$

(c) Sem codificação, $L = 5$

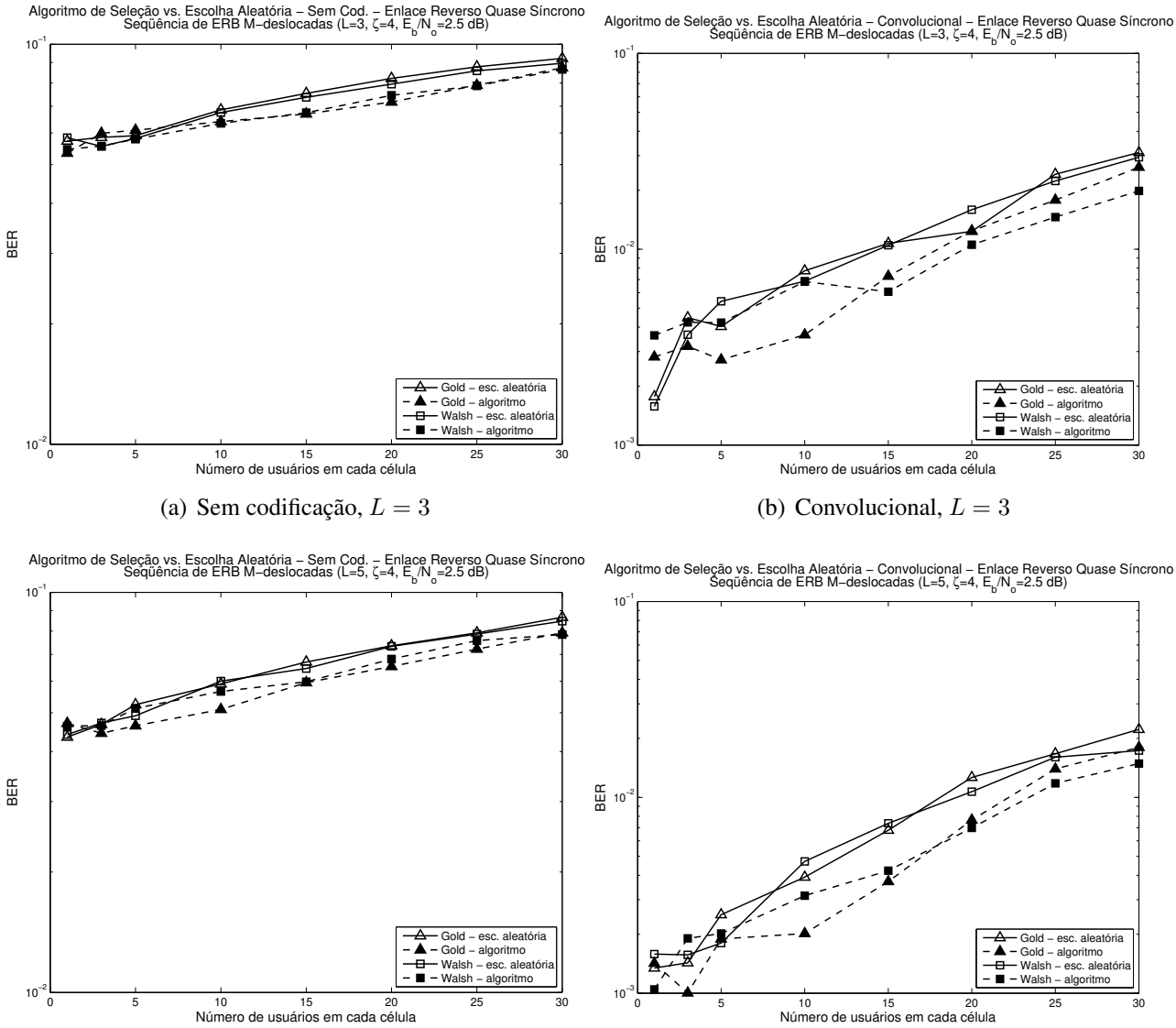
(d) Convolucional, $L = 5$

Figura 4.21: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de ERB Gold, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional.

escolha aleatória, tanto para um sistema que utiliza o código convolucional, quanto para um sistema sem codificação. Por exemplo, para um canal com $L = 3$ percursos e com o uso do código convolucional é possível alocar 22 usuários ao invés de 15 com as seqüências m-deslocadas e Walsh para identificação de usuários. Este ganho é obtido somente com o uso do algoritmo. As seqüências m-deslocadas apresentaram um desempenho levemente superior às seqüências Walsh quando utilizadas para separação de usuários.

A figura 4.22 apresenta o desempenho do algoritmo quando as seqüências m-deslocadas são uti-

lizadas para a separação das ERBs. As seqüências Gold e Walsh são utilizadas para a identificação dos usuários e apresentam desempenhos muito próximos. Para seqüências de ERB m-deslocadas o algoritmo continua obtendo um ganho, porém percebe-se que para o enlace reverso quase-síncrono o algoritmo não consegue baixar muito a BER, como consegue para o enlace direto. Isso se deve ao fato da MAI aumentar para o enlace reverso em comparação com o direto.



(a) Sem codificação, $L = 3$

(b) Convolucional, $L = 3$

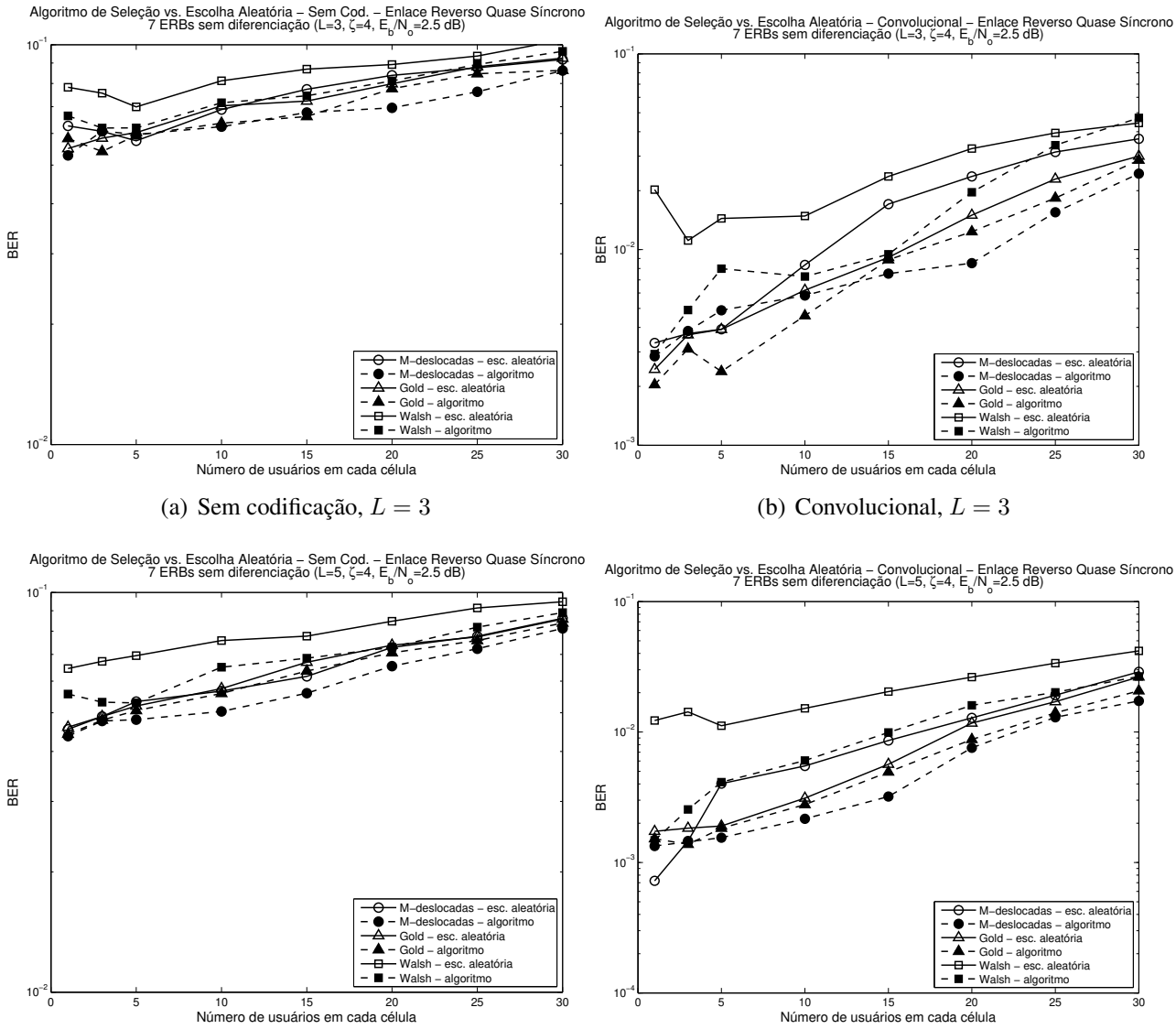
(c) Sem codificação, $L = 5$

(d) Convolucional, $L = 5$

Figura 4.22: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de ERB m-deslocadas, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional.

O desempenho do algoritmo para um sistema multicelular sem diferenciação entre as células é mostrado na figura 4.23. Neste cenário, há uma maior interferência devido à não diferenciação

entre as ERBs. Apesar disso, o algoritmo consegue escolher um subconjunto de seqüências capaz de provocar uma diminuição da BER em comparação com a escolha aleatória. Novamente, as seqüências que obtiveram o melhor desempenho foram as m-deslocadas quando utilizadas para identificação dos usuários.



(a) Sem codificação, $L = 3$

(b) Convolucional, $L = 3$

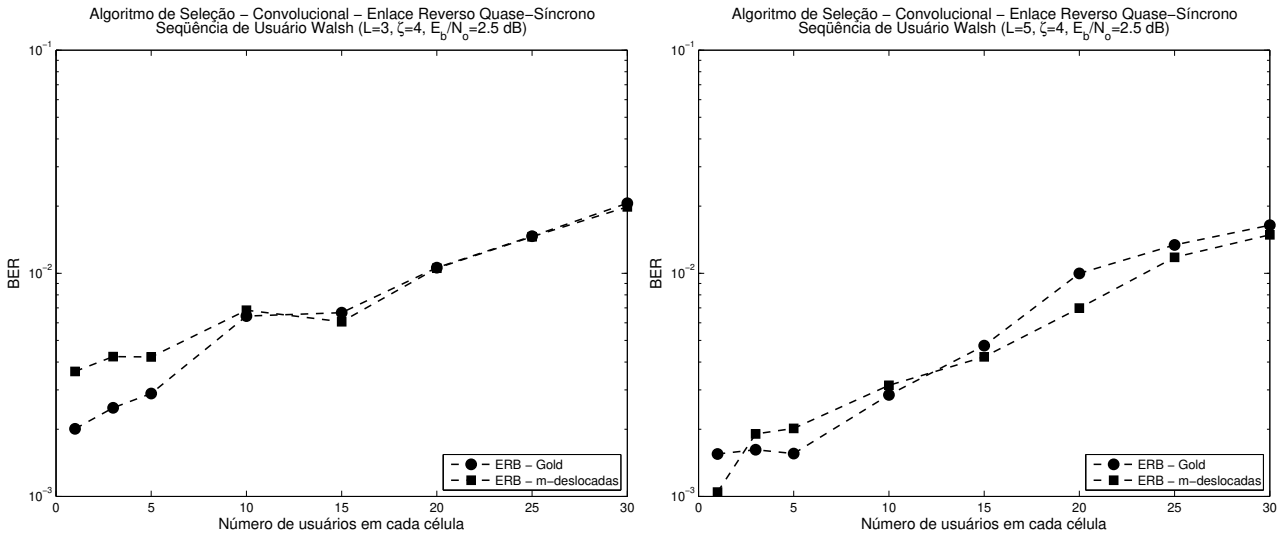
(c) Sem codificação, $L = 5$

(d) Convolucional, $L = 5$

Figura 4.23: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - sem diferenciação entre as ERBs, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional.

Para verificar qual é a seqüência que apresenta melhor desempenho quando utilizada para a separação das ERBs, será considerado um sistema multicelular com seqüências Walsh para identificação de usuários. A figura 4.24 ilustra este cenário e é possível verificar que as seqüências m-deslocadas

e Gold tiveram desempenho muito próximos e, portanto, poderia ser utilizada qualquer uma das duas para fazer a separação das ERBs.



(a) $L = 3$ (b) $L = 5$

Figura 4.24: Algoritmo de Seleção no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de usuário Walsh, $G_p = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código convolucional.

O expoente de perda de propagação tem forte influência na determinação da potência transmitida pelos terminais móveis no enlace reverso. Isto ocorre devido ao controle de potência que é feito para a eliminação do efeito perto-longe. Por isso, será verificado o desempenho do enlace reverso com a variação do expoente de perda de propagação entre 3 e 5. Será considerado um sistema multicelular sem diferenciação entre as ERBs e seqüências Walsh para identificação dos usuários. O canal apresenta um número de percursos $L = 3$. O desempenho deste sistema está ilustrado na figura 4.25. Pode-se ver que, com o aumento do expoente de perda de propagação, o desempenho do sistema melhora. Isto ocorre porque os sinais dos usuários interferentes que estão nas células vizinhas chegam com menores potências ao receptor do usuário alvo devido ao aumento da atenuação.

Utilizando o código convolucional no enlace reverso, o desempenho de todas as possíveis combinações de seqüências produto Υ_{ik} foram parecidos e não se pode dizer com clareza que uma seqüência foi melhor que outra, somente que as seqüências m-deslocadas obtiveram uma leve vantagem em relação às demais quando utilizadas para a identificação de usuários. Apesar disso, o algoritmo de busca mostrou-se efetivo para o enlace quase-síncrono.

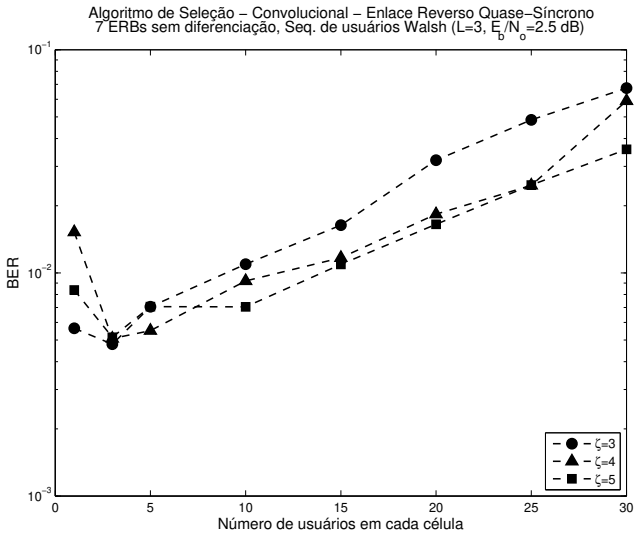


Figura 4.25: Variação do desempenho em relação ao expoente de perda de propagação ζ. Enlace reverso quase-síncrono.

4.3.2 Enlace reverso - desempenho do algoritmo com código turbo

Da mesma maneira que foi feito para os códigos convolucionais na subseção anterior, será considerado agora que o enlace reverso é quase-síncrono com erro máximo de estimativa de sincronismo de 2 *chips*. O código turbo é o mesmo utilizado no enlace direto e tem seus parâmetros definidos na tabela 4.2. Será considerada uma razão sinal-ruído $E_b/N_0 = 2,5$ dB.

Para a análise do algoritmo com o código turbo no enlace reverso, primeiramente será considerado um sistema unicelular com seqüências m-deslocadas, Gold e Walsh para a identificação dos usuários. O desempenho do algoritmo para este sistema é apresentado na figura 4.26 para um canal com $L = 3$ percursos resolvíveis e expoente de perda de propagação $\zeta = 4$.

O importante a ser notado na figura 4.26 é que, além do algoritmo não conseguir baixar muito a BER, como no enlace direto, o código turbo também não consegue uma boa diminuição da BER. Enquanto no enlace direto, para um sistema unicelular com o uso do código turbo e com relação sinal-ruído $E_b/N_0 = 2,5$ dB, o sistema tinha BER entre 10^{-3} e 10^{-2}, para o enlace reverso a BER está entre 10^{-2} e 10^{-1}. Essa é uma limitação do código turbo utilizado em corrigir erros em sistemas que operam com maior interferência. No caso do enlace reverso, há um aumento de interferência de múltiplo acesso - MAI, devido ao assincronismo inerente a este enlace. Está sendo considerado um enlace quase-síncrono, o que limita o assincronismo entre as seqüências de espalhamento de todos os usuários que estão no sistema. Isto faz a MAI não ser tão alta quanto no enlace totalmente assíncrono, devido à maior facilidade que o receptor tem em identificar a seqüência de espalhamento de cada usuário. Porém, o assincronismo no enlace quase-síncrono ainda é maior em comparação

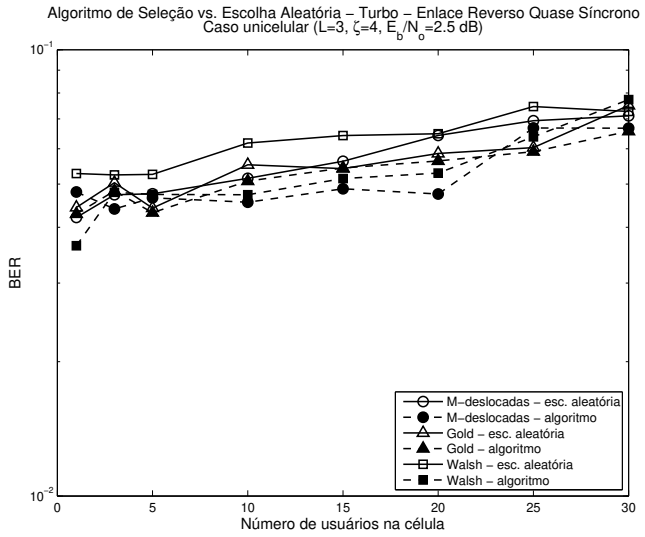


Figura 4.26: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - sistema unicelular, $G_P = 63\ (64)$, $^{E_b}/_{N_0} = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits.

com o enlace direto.

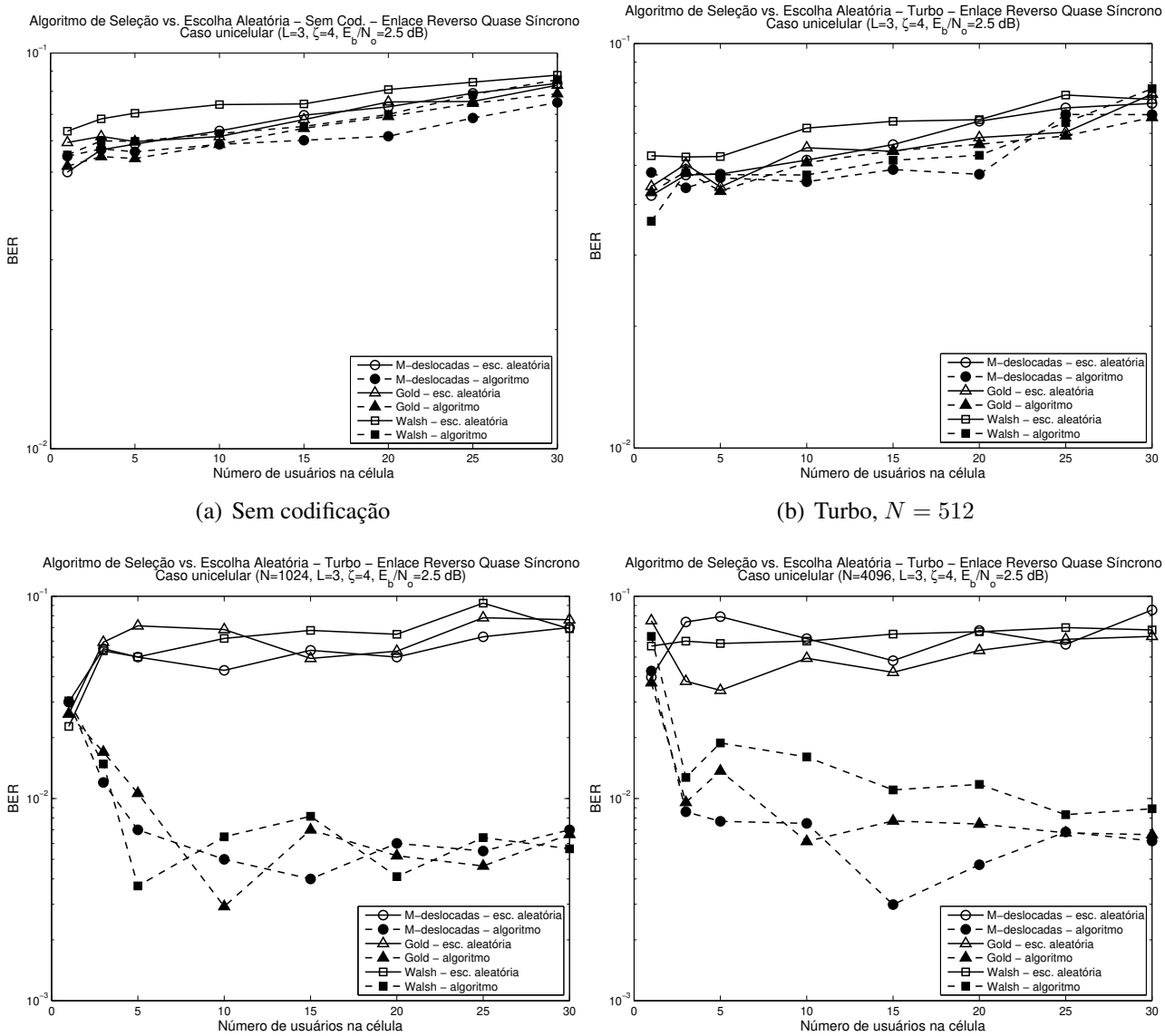
A figura 4.27 ilustra um cenário unicelular com o uso do código turbo, mas agora para diferentes tamanhos de entrelaçadores. Nota-se que para os códigos que utilizam entrelaçadores com maiores comprimentos o algoritmo consegue obter um ganho elevado, principalmente quando há mais usuários na célula. Enquanto com a escolha aleatória obtém-se taxas de erro em torno de 6×10^{-2}, utilizando o algoritmo é possível alcançar BER menor que 10^{-2} para os três tipos de seqüências considerados. Portanto, recomenda-se o uso de entrelaçadores de comprimento igual ou maior que 1024 bits.

Nas simulações seguintes, o código turbo utilizado tem entrelaçador com comprimento de 512 bits devido à limitações computacionais, mas ainda será considerado um caso com entrelaçadores de 1024 e 4096 bits. No padrão CDMA2000, por exemplo, são previstos entrelaçadores de comprimento entre 256 e 4096 bits para a obtenção de taxas entre 9,6 e 153,6 kbps.

A figura 4.28 ilustra o desempenho do algoritmo para o sistema multicelular composto por sete células, onde se utilizam seqüências Gold para a identificação das ERBs. Pode-se ver que o algoritmo continua tendo um ganho em relação à escolha aleatória, porém esse ganho não é muito alto.

Na figura 4.29 tem-se o desempenho do algoritmo com a utilização das seqüências m-deslocadas para a identificação das ERBs. O mesmo comportamento ocorre para este caso, ou seja, o algoritmo consegue obter uma diminuição da BER, mas não muito grande. Mesmo assim, qualquer diminuição da BER é importante para sistemas de comunicações digitais.

O resultado de simulação de um sistema multicelular que não faz uso de seqüências de espalha-



(a) Sem codificação

(b) Turbo, $N = 512$

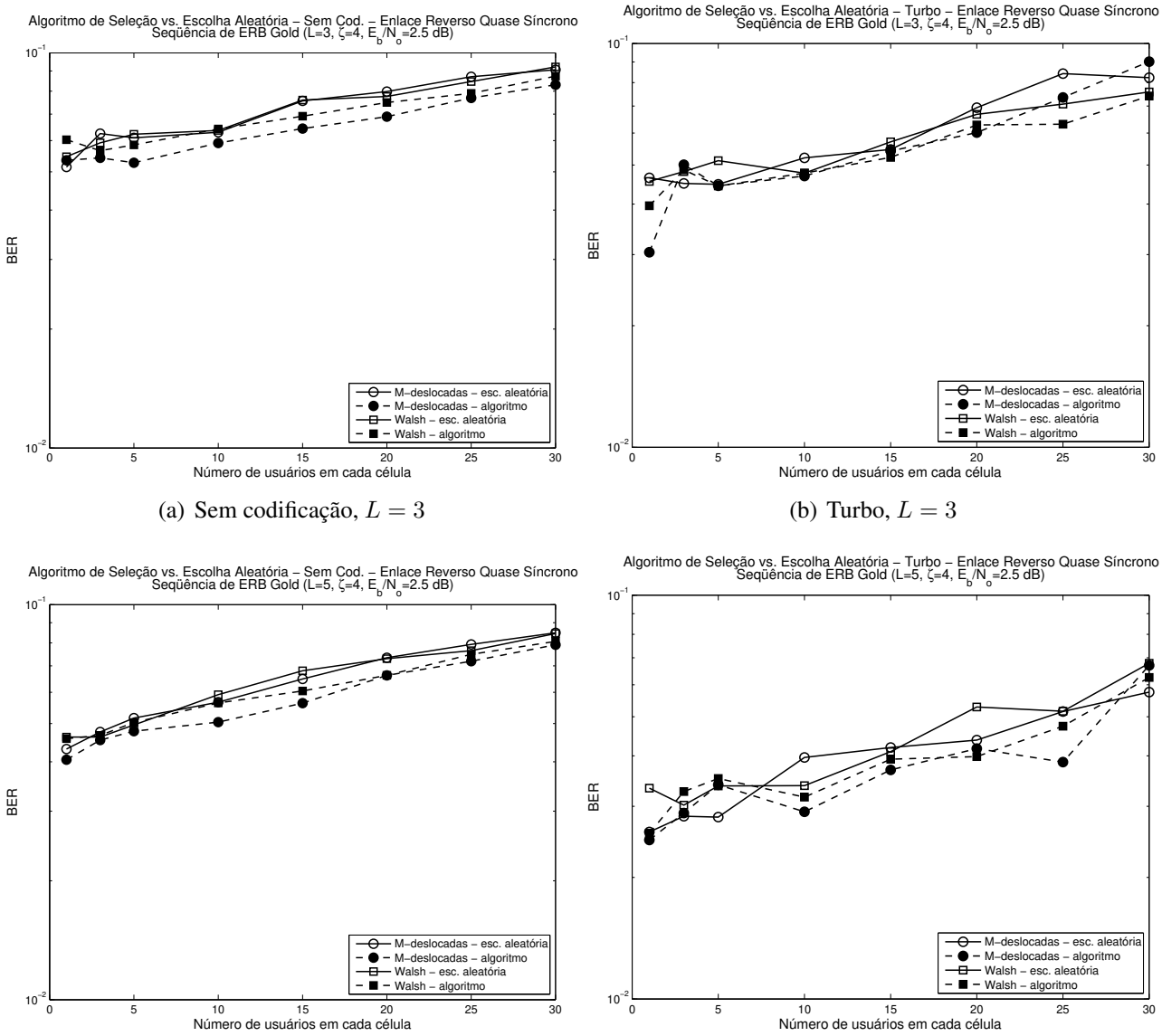
(c) Turbo, $N = 1024$

(d) Turbo, $N = 4096$

Figura 4.27: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - sistema unicelular, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com variação do comprimento do entrelaçador utilizado no turbo.

mento para separação entre as ERBs é mostrado na figura 4.30. Através desta figura, é possível ver que o algoritmo consegue escolher um subconjunto de seqüências que faz a BER baixar, mesmo para um ambiente sem diferenciação entre as células, portanto com mais interferência de múltiplo acesso MAI.

Para ilustrar um sistema multicelular com sete células, que utiliza o código turbo com entrelaçadores de 1024 e 4096 bits, foram feitas simulações considerando este cenário e seqüências m-deslocadas



(a) Sem codificação, $L = 3$

(b) Turbo, $L = 3$

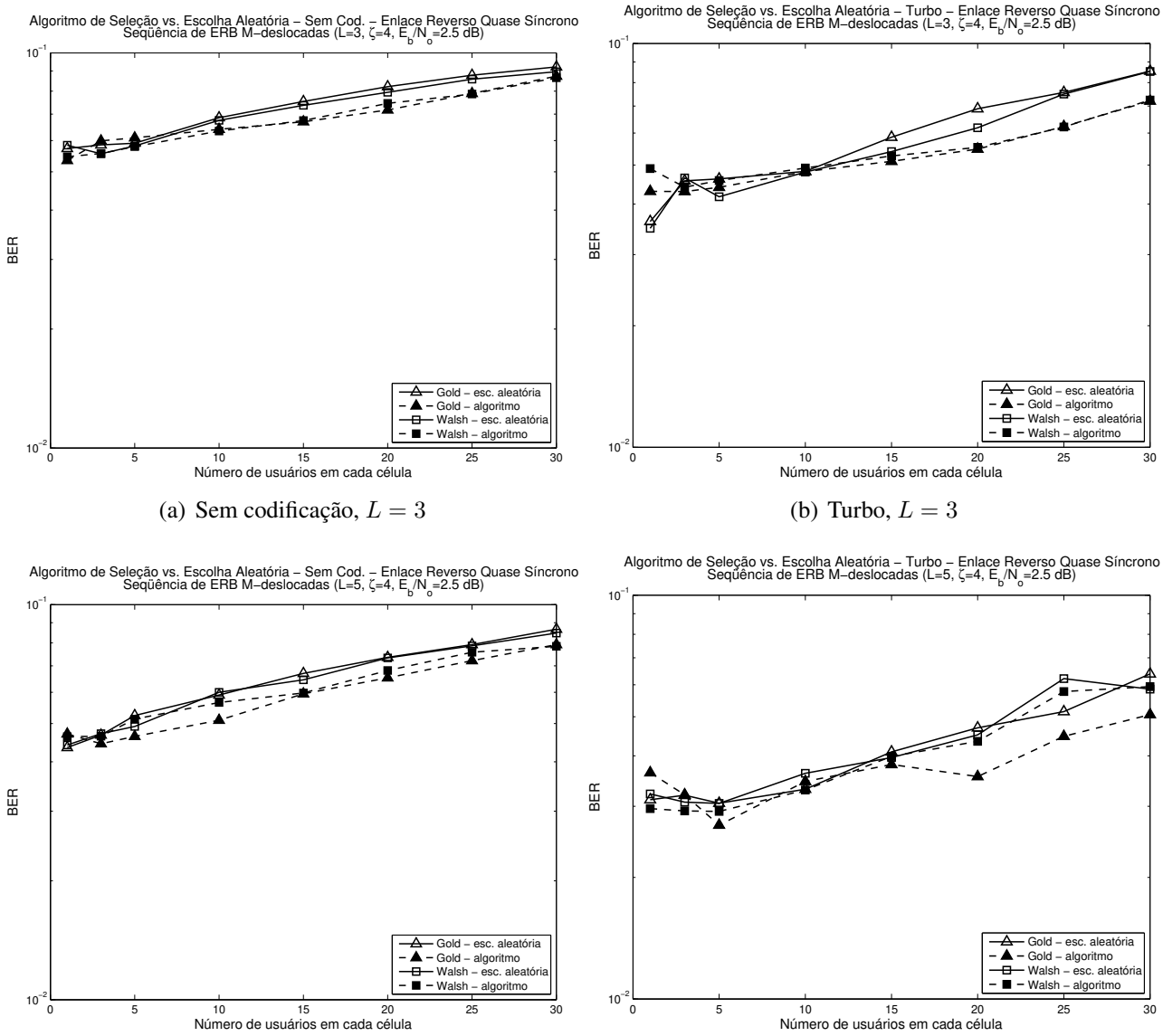
(c) Sem codificação, $L = 5$

(d) Turbo, $L = 5$

Figura 4.28: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de ERB Gold, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits.

e de Walsh para identificação das ERBs e dos usuários, respectivamente. A figura 4.31 ilustra este cenário, onde é possível notar que para um sistema multicelular, mesmo quando são utilizados códigos com entrelaçadores maiores, o algoritmo não consegue obter um ganho em relação à escolha aleatória, ao contrário do que aconteceu para o sistema unicelular, como mostra a figura 4.27. Isto se deve ao aumento da interferência do sistema provocada pelas células vizinhas.

Para verificar qual é a melhor seqüência para fazer a separação entre as ERBs, m-deslocadas



(a) Sem codificação, $L = 3$

(b) Turbo, $L = 3$

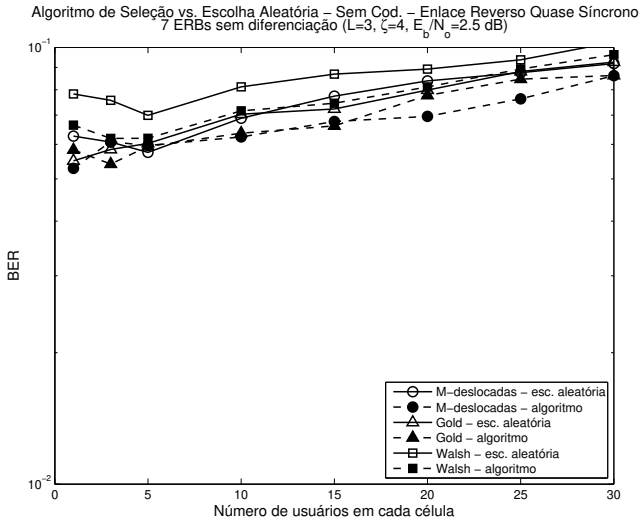
(c) Sem codificação, $L = 5$

(d) Turbo, $L = 5$

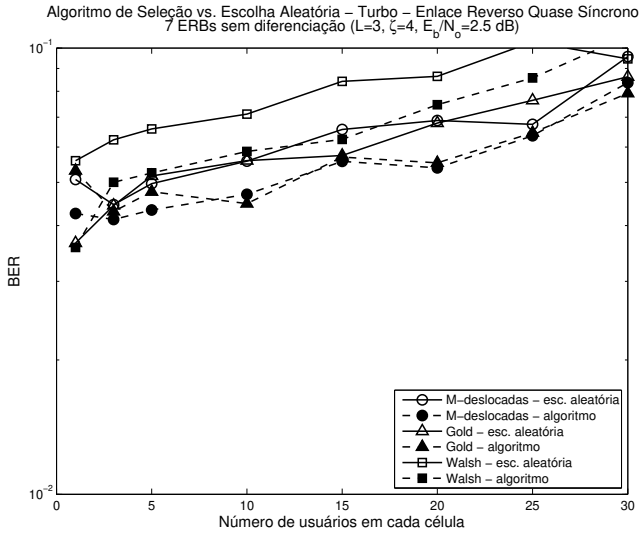
Figura 4.29: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de ERB m-deslocadas, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits.

ou Gold, será analisado o desempenho do enlace reverso quase-síncrono de um sistema que utiliza as seqüências Walsh para identificação dos usuários. A figura 4.32 ilustra este cenário, mas não é possível dizer qual seqüência é melhor, já que as duas apresentam desempenhos muito próximos.

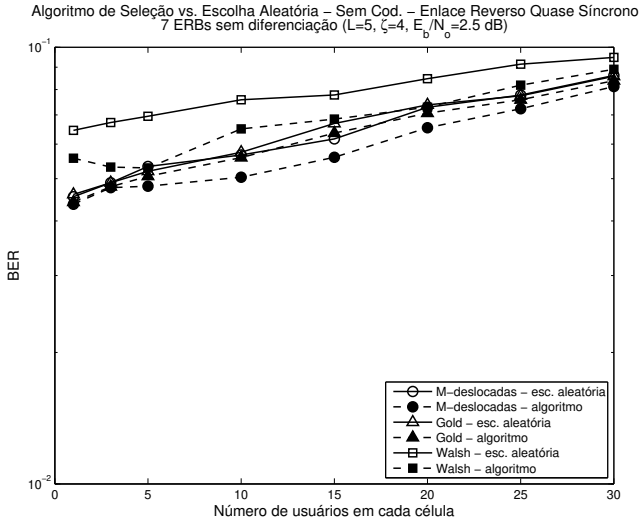
Também para o código turbo, no enlace reverso quase-síncrono todas as possíveis combinações de seqüências produto apresentaram desempenho muito próximos e não se pode dizer que uma classe de seqüência é melhor que outra, como no enlace direto. Além disso, o algoritmo de busca conseguiu



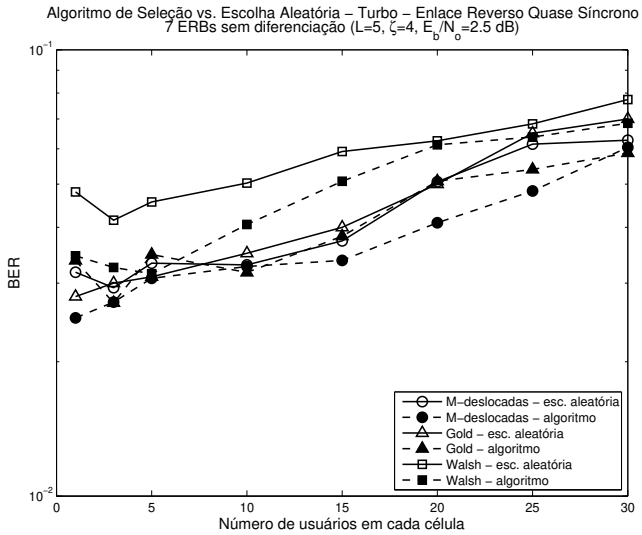
(a) Sem codificação, $L = 3$



(b) Turbo, $L = 3$



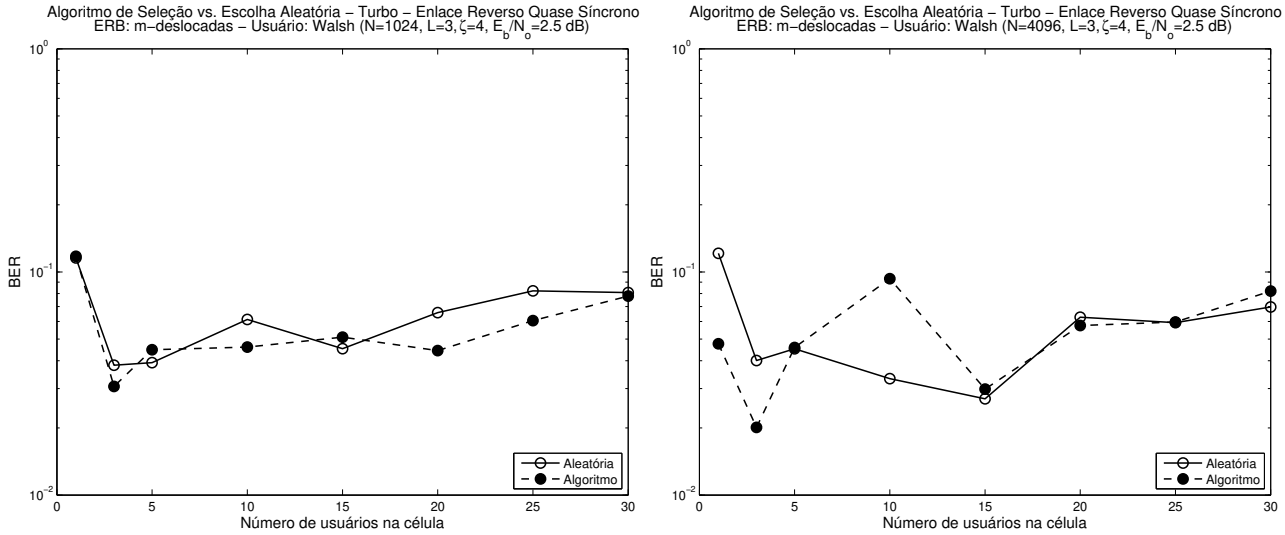
(c) Sem codificação, $L = 5$



(d) Turbo, $L = 5$

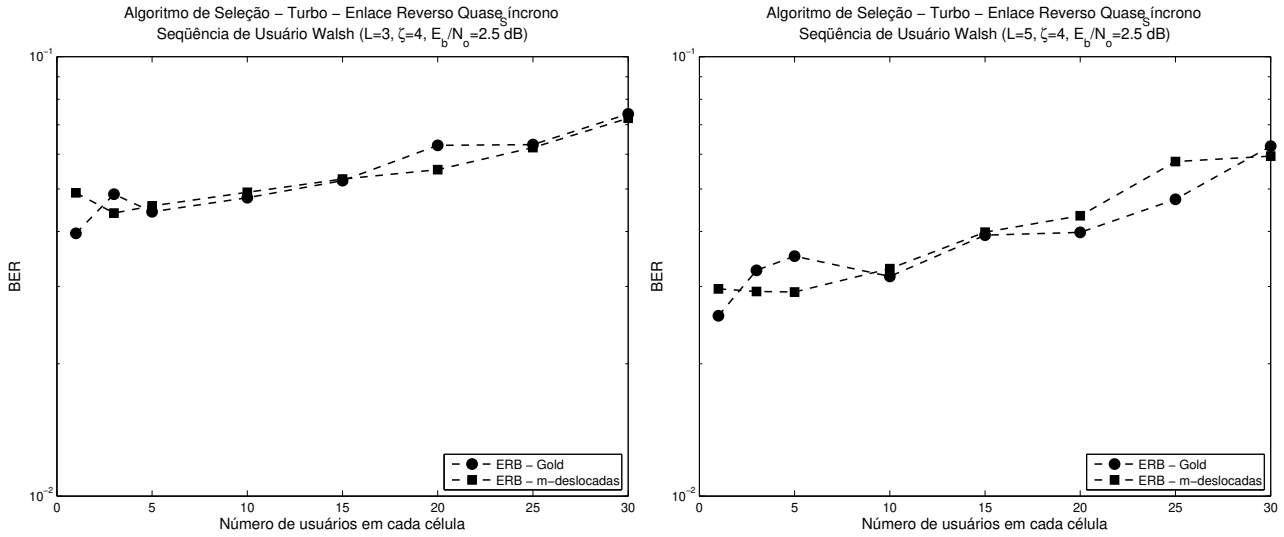
Figura 4.30: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso quase-síncrono - sem diferenciação entre as ERBs, $G_P = 63\ (64)$, $E_b/N_0 = 2,5$dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits.

obter um ganho maior para o sistema sem codificação em relação ao que utiliza o código turbo.



(a) $N = 1024$ (b) $N = 4096$

Figura 4.31: Comparação entre o uso do algoritmo de seleção e escolha aleatória no enlace reverso - seqüências de ERB m-deslocadas e de usuários Walsh, $G_p = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo.



(a) $L = 3$ (b) $L = 5$

Figura 4.32: Algoritmo de seleção no enlace reverso quase-síncrono - seqüência de usuário Walsh, $G_p = 64$, $E_b/N_0 = 2,5$ dB, com o uso do código turbo - $N = 512$ bits.

Capítulo 5

Conclusões

Nesta dissertação, primeiramente foi feito um resumo teórico dos fundamentos utilizados para o entendimento do trabalho em questão. Após isto, no capítulo 3, foram mostradas as alterações feitas no cálculo da métrica utilizada pelo algoritmo, quando há a utilização de códigos corretores de erros. Esta métrica foi deduzida no capítulo 3 e é utilizada pelo algoritmo para a escolha de seqüências de espalhamento, cujo funcionamento foi apresentado também neste capítulo.

No capítulo 4, foram apresentados os resultados de simulação para os enlaces direto e reverso de um sistema DS-CDMA multicelular que utiliza o algoritmo de escolha. Os resultados consistiram de curvas de probabilidade de erro de bit em função do número de usuários ativos em cada célula. Os resultados obtidos com o uso do algoritmo foram comparados com o desempenho de um sistema que utiliza a escolha aleatória das seqüências de espalhamento.

Com base no capítulo 4, pode-se dizer, portanto, que o algoritmo realmente funciona, mesmo quando há o uso de códigos corretores de erros. Comparando as classes de seqüências de espalhamento utilizadas, verificou-se que, para o enlace direto, as seqüências m-deslocadas foram as que melhor desempenho apresentaram para a identificação de usuários, sendo quais fossem as seqüências identificadoras de ERB. Quando as m-deslocadas são utilizadas para identificar ERBs, as seqüências Walsh foram as que apresentaram melhor desempenho quando utilizadas para identificar os usuários, para os dois tipos de códigos utilizados.

Para o enlace reverso, todas as combinações de seqüências produto apresentaram desempenhos muito próximos. O ganho do algoritmo também não foi muito grande em comparação com o obtido no enlace direto. Mesmo assim, foi possível diminuir consideravelmente a taxa de erro de bit. Verificou-se ainda que, quando é utilizado um código turbo com entrelaçador maior, o algoritmo consegue diminuir consideravelmente a BER em comparação com a escolha aleatória, obtendo um ganho muito maior que o obtido para o sistema que não utiliza códigos corretores de erro. Isto quando considerado um sistema unicelular. Para um sistema com sete células, mesmo quando se utiliza entrelaçadores

maiores, o algoritmo não conseguiu obter um ganho em relação à escolha aleatória, isto porque houve um aumento da interferência do sistema. Mesmo assim, espera-se que para sistemas que apresentam uma melhor razão sinal-ruído, se consiga uma melhora do desempenho e recomenda-se o uso de códigos turbo com entrelaçadores maiores que 512 bits tanto para o enlace direto quanto para o enlace reverso.

Uma outra observação importante a ser feita é com relação ao valor de distância livre, d_{free}, a ser utilizada para o cálculo da métrica. Como foi dito no capítulo 3, para qualquer valor de d_{free} igual ou acima de 5, o algoritmo irá escolher as mesmas seqüências de espalhamento, embora obtenha valores diferentes para as métricas. Portanto, o valor da distância livre do código somente irá influenciar na escolha das seqüências se for menor que 5.

5.1 Trabalhos futuros

Algumas questões ainda permanecem em aberto e podem ser utilizadas para trabalhos futuros, como por exemplo:

- Desenvolvimento de um algoritmo que faça a busca por seqüências de comprimento variável, já que nos sistemas móveis de terceira geração, como o WCDMA, são utilizadas seqüências deste tipo devido à possibilidade de transmissão multitaxa.

- Análise do desempenho de um sistema CDMA com possíveis erros na estimativa dos parâmetros do canal.

- Neste trabalho, foram utilizados códigos de taxa $r_c = 1/2$ e modulação BPSK. Poderia ser feito o uso de códigos com diferentes taxas e também diferentes tipos de modulação.

- Foi feita a análise de desempenho de um sistema CDMA com o uso de um código turbo formado por dois codificadores constituintes idênticos, sendo eles do tipo convolucional recursivo sistemático com matriz geradora $G = [7,\ 5]$. Poderiam ser utilizados diferentes codificadores constituintes para a formação do turbo, como por exemplo, os definidos no padrão CDMA2000.

Referências Bibliográficas

[1] Simon S. Haykin. "Communications Systems". John Wiley & sons, New York, 1988.

[2] 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.

[3] Sílvia R. C. Rosa. "Análise de desempenho de sistemas CDMA utilizando arranjo de antenas em canais seletivos em freqüência". Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, Novembro 2002.

[4] John G. Proakis. "Digital Communications". Mc Graw Hill, 2001.

[5] M. K. Simon e M. S. Alouini. "Digital Communications over Fading Channels". Segunda Edição. 2005.

[6] R. Price e J. Green. "A communication technique for multipath channels". Proceedings of IRE, 1958.

[7] Paulo M. P. R. Brito. "Algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento em sistemas CDMA considerando a interferência de células adjacentes". Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, Dezembro 2006.

[8] Theodore S. Rappaport. "Wireless communications: principles and practice". Prentice Hall, 1996.

[9] A. J. Viterbi. "CDMA: principles of spread spectrum communication". Addison-Wesley, 1995.

[10] Jhong Sam Lee e Leonard E. Miller. "CDMA Systems Engineering Handbook". Artech House, 1998.

[11] Ramjee Prasad e Tero Ojanperä. "An overview of CDMA evolution toward wideband CDMA". IEEE Communications Surveys, 1(1), 1998.

[12] M. B. Pursley. "Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication – Part I: Systems analysis". IEEE Transactions on Communications, COM-25(8): 795-799, 1977.

[13] Rodrigo P. Ramos. "Algoritmo de escolhas 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 de 2005.

[14] R. A. Scholts e L.R. Welch. "Gmw sequences". IEEE Transaction on Information Theory, IT-30(3):548-553, 1984.

[15] M. Katayama S. Kuno, T. T. Yamazato e A. Ogawa. "A study on quasisynchronous CDMA base don selected PN signature sequences". IEEE International Symposium of Spread Spectrum Techniques and Applications, pages 479-483, setembro de 1994.

[16] H. Okada, M. Katayama, M. Saito, T. Yamazato e A. Ogawa. "Generation of sets of sequences suitable for multicode transmission in quasisynchronous CDMA systems". IEICE Transactions on Communications, E-84B(3):576-580, março de 2001.

[17] X. D. Lin e K. H. Chang. "Optimal PN sequence design for quasisynchronous CDMA communication systems". IEEE Transactions on Communications, 45(2):221-226, fevereiro 1997.

[18] B. Q. Long e P. Zhang. "The analysis of a generalized qs-cdma system over a multipath rayleigh fading channel". IEEE Wireless Communication System Symposium, pages 137 – 141, novembro 1995.

[19] J. S. No e 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, Escolha Politécnica da Universidade de São Paulo, 2005.

[21] S. Lin e D. S. Costello Jr. "Error Control Coding: Fundamentals and Applications". Prentice Hall, 1983.

[22] Gonzalo Fernando Olmedo Cifuentes. "Desempenho do protocolo TCP em sistemas de comunicação sem fio CDMA usando estratégias de correção de erro FEC e RLP". Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, julho 2003.

[23] G. D. Forney, Jr. "The Viterbi algorithm". Proceedings of the IEEE, 61: 268-278, 1973.

[24] C. E. Shannon. "A mathematical theory of communication". The Bell System Technical Journal. pp. 379-423, julho 1948.

[25] Berrou, C., Glavieux A. e Thitimajshima P. "Near Shannon limit error – correcting coding and decoding: turbo-codes". In Proc. IEEE Int. Conf. Communications. pp. 1064-1070, Maio 1993.

[26] Mattew C. Valenti e Jian Sun. "Handbook of RF and Wireless Technologies". Elsevier, 2004.

[27] L. Lee, AR. Hammons, F. Sun, e M. Eroz. "Application and Standardization of Turbo Codes in Third-Generation High-Speed Wireless Data Service". IEEE Trans. Commun. Vol. 49 no. 6, pp. 2198-2207, Novembro 2000.

[28] S. Bennedetto, R. Garello e G. Montorsi. "A Search for Good Convolutional Codes to be Used in the Construction of Turbo Codes". IEEE Trans. Commun. Vol. 46, no. 9, pp. 1101-1105, Setembro 1998.

[29] R. Garello, F. Chiaraluce, P. Pierleoni, M. Scaloni, S. Benedetto. “On Error Floor and Free Distance of Turbo Codes”. IEEE, 2001.

[30] S. Bennedetto e G. Montorsi. "Design of parallel concatenated convolutional codes". IEEE Trans. Commun., vol. 44, pp. 591-600, Maio 1996.

[31] J. Hagenauer e P. Hoeher. "A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications". IEEE Globecom, pp. 1680-1686, 1989.

[32] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek e J. Raviv. "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate". IEEE Trans. Inform. Theory, pp. 284-287, Março 1974.

[33] W. Koch e A. Baier. "Optimum and sub-optimum detection of coded data disturbed by time-varying inter-symbol interference". IEEE Globecom, pp. 1679-1684, Dezembro 1990.

[34] J. A. Erfanian, S. Pasupathy e G. Gulak. "Reduced complexity symbol detectors with parallel structures for ISI channels". IEEE Trans. Commum., vol. 42, pp. 1661-1671, 1994.

[35] P. Robertson, E. Villebrun e P. Hoeher. "A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain". In Proc, Int. Conf. Communications, pp. 1009-1013, Junho 1995.

[36] Jason P. Woodard e Lajos Hanzo. "Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview". IEEE Trans. Vehic. Technology, vol. 49, no. 6, pp. 2208-2233, 2000.

[37] P. Schramm. "Tight upper bound on the bit error probability of convolutionally encoded spread spectrum communication over frequency-selective Rayleigh-fading channels". In Proceedings of the IEEE International Conference on Communications – ICC'95, pp. 1727-1731, junho 1995.

[38] Michel Daoud Yacoub. "Wireless Technology". CRC Press, 2001.