

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

Algoritmo de Escolha de Sequências de Espalhamento em Sistemas CDMA com Codificação Espaço-Temporal e Arranjo de Antenas

Autor:

Rodrigo Pereira Ramos

Orientador:

Celso de Almeida

Tese submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação da UNICAMP como parte dos re-
quisitos exigidos para a obtenção do título de Dou-
tor em Engenharia Elétrica

Campinas, julho de 2005.

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

Algoritmo de Escolha de Sequências de Espalhamento em Sistemas CDMA com Codificação Espaço-Temporal e Arranjo de Antenas

Rodrigo Pereira Ramos

Tese submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação da UNICAMP como parte dos re-
quisitos exigidos para a obtenção do título de Dou-
tor em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Celso de Almeida (Orientador) - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Cecilio José Lins Pimentel - UFPE

Prof. Dr. José Santo Guiscafré Panaro - INATEL

Prof. Dr. Renato Baldini Filho - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Jaime Portugheis - FEEC/UNICAMP

Campinas, julho de 2005.

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

R147a Ramos, Rodrigo Pereira
Algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento em sistemas CDMA com codificação espaço-temporal e arranjo de antenas / Rodrigo Pereira Ramos. --Campinas, SP: [s.n.], 2005.

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

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

Título em Inglês: Selection algorithm of spreading sequences for CDMA systems with space-time coding and antenna array

Palavras-chave em Inglês: Mobile communication systems, Algorithm, Cellular telephony.

Área de concentração: Telecomunicações.

Titulação: Doutorado

Banca examinadora: Cecílio José Lins Pimentel, José Santo Guiscafré Panaro, Renato Baldini Filho, Jaime Portugheis.

Data da defesa: 01.07.2005

a Renata e à minha família.

Agradecimentos

Gostaria de expressar meu mais profundo agradecimento ao Prof. Dr. Celso de Almeida pela imprescindível orientação, ajuda e estímulo constantes durante a realização deste trabalho, sem os quais seria impossível sua conclusão. Gostaria ainda de agradecer aos professores do Departamento de Comunicações da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, em especial aos professores Renato Baldini Filho e Jaime Portugheis pelas sugestões.

Gostaria de agradecer àqueles que, direta ou indiretamente, contribuíram de alguma forma para a conclusão desta tese, especialmente aos amigos Tarciana Lopes, Gonzalo Olmedo, José Barros e Marzio Geandre Rêgo pelo apoio, sugestões e discussões.

Agradeço à FAPESP pelo apoio financeiro.

Resumo

O desempenho dos sistemas de comunicações móveis baseados na técnica de acesso múltiplo CDMA é limitado pela interferência. Nesta tese, propomos um algoritmo de escolha de seqüências com comprimento fixo para a redução de interferência em sistemas CDMA em canais com desvanecimento seletivo em freqüência, que se baseia na minimização da probabilidade de erro de bit média do sistema. Dentre as classes de seqüências abordadas, podemos citar a de Walsh, a de Gold, a de comprimento máximo e também um novo tipo de seqüência de espalhamento baseado nas seqüências de comprimento máximo. Analisamos o desempenho de sistemas CDMA com arranjo de antenas na recepção e técnicas de diversidade de transmissão, mais especificamente codificação espaço-temporal. Desenvolvemos um limitante superior para a probabilidade de erro de bit média para estes sistemas. Também apresentamos a generalização do algoritmo proposto, para o caso com múltiplas antenas de transmissão e recepção. Com o objetivo de tornar o algoritmo de escolha mais efetivo no enlace reverso, é proposta uma sincronização dos usuários neste enlace.

Abstract

The performance of mobile communication systems based on the CDMA technique is limited by interference. In this thesis, we propose a selection algorithm of spreading sequences with fixed length for interference mitigation on CDMA systems over frequency-selective fading channels, that is based on the minimization of the overall mean bit error probability of the system. The classes of sequences considered are Walsh, Gold, maximum length, and a new type of spreading sequences based on the maximum length sequences. We analyse CDMA systems performance with antenna array at the reception and diversity transmission techniques, specifically space-time coding. An upper-bound for the mean bit error probability of those systems is obtained. We also present a generalization of the proposed algorithm for multiple transmission and reception antennas. With the objective of making the selection algorithm more effective on the reverse link, it is proposed synchronization of the users on this link.

Conteúdo

Agradecimentos	vi
Resumo	vii
Abstract	vii
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Figuras	xv
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Visão Geral	3
Capítulo 2 Conceitos Básicos	5
2.1 Modelos de Canal para Comunicações Sem Fio	5
2.1.1 Perda de percurso	5
2.1.2 Sombreamento	6
2.1.3 Desvanecimento por Múltiplos Percursos	6
2.1.3.1 Canal com Desvanecimento Rayleigh Seletivo em Frequência	8
2.1.3.2 Receptor Rake	9
2.2 Espalhamento Espectral e Acesso Simultâneo por Divisão em Códigos	10
2.2.1 Espalhamento Espectral por Seqüência Direta	11
2.2.2 Sistemas CDMA	12
2.2.3 Seqüências de espalhamento	13
2.2.3.1 Seqüências de Comprimento Máximo	15

2.2.3.2	Seqüências de Gold	16
2.2.3.3	Seqüências de Walsh	17
2.2.3.4	Seqüências Aleatórias	18
2.3	Diversidade de Transmissão e Códigos Espaço-Temporais	19
2.3.1	Códigos Espaço-Temporais	20
2.4	Arranjo de Antenas	24
2.4.1	Modelo de Canal para Sistemas CDMA com Arranjo de Antenas na ERB	26
Capítulo 3 Algoritmo de Seleção de Seqüências de Espalhamento de Sistemas CDMA para Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência		27
3.1	Introdução	27
3.2	Cálculo do Desempenho	30
3.2.1	Enlace Direto	30
3.2.2	Enlace Reverso	36
3.3	Descrição do Algoritmo de Escolha de Seqüências	40
3.4	Resultados Numéricos	44
3.4.1	Enlace Direto	44
3.4.2	Enlace Reverso	56
3.4.2.1	Caso síncrono	56
3.4.2.2	Caso assíncrono	63
Capítulo 4 Análise de Desempenho de Códigos Espaço-Temporais em Canais com Desvanecimento Plano		71
4.1	Análise de Desempenho de Sistemas com Múltiplas Antenas na Transmissão, sem Código STC	71
4.1.1	Sistema geral	72
4.1.2	Sistema CDMA com apenas um usuário	75
4.2	Análise de Desempenho de Sistemas com Múltiplas Antenas na Transmissão com Códigos STC	79
Capítulo 5 Desempenho de Códigos STC no Enlace Direto de Sistemas CDMA em Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência		85

5.1	Análise de Códigos STC para o Enlace Direto	85
5.1.1	Sistemas sem codificação	86
5.1.2	Sistemas com codificação STC	93
5.2	Algoritmo de Escolha de Seqüências para o Enlace Direto de Sistemas CDMA com Códigos STC	99
5.3	Esquema Híbrido de Diversidade de Transmissão para Sistemas CDMA	107
Capítulo 6 Desempenho do Enlace Reverso de um Sistema CDMA com Código Espaço-Temporal usando Arranjo de Antenas na Base		113
6.1	Análise de Códigos STC e Arranjo de Antenas para o Enlace Reverso	114
6.1.1	Sistema sem codificação	114
6.1.2	Sistema Codificado com STC	119
6.1.3	Resultados Numéricos	120
6.2	Algoritmo de Escolha de Seqüências para o Enlace Reverso de Sistemas CDMA com Códigos STC no Móvel e Arranjo de Antenas na ERB	124
6.2.1	Sistema Quase-Síncrono	127
Capítulo 7 Conclusões		131
7.1	Resumo da Tese	131
7.2	Contribuições da Tese	133
7.3	Propostas para Trabalhos Futuros	133
7.4	Publicações	134
Bibliografia		137

Lista de Tabelas

3.1	Comparação da métrica para dois pares distintos de seqüências. Parâmetros: $G_p = 64$, $L = 3$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB.	36
3.2	Algoritmo de escolha de seqüências: enlace direto.	41
3.3	Primeiras 10 seqüências escolhidas pelo algoritmo. Parâmetros: $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB.	42
5.1	Algoritmo de escolha de seqüências: enlace direto com múltiplas antenas na transmissão.	105

Lista de Figuras

2.1	Diagrama esquemático de um receptor <i>rake</i>	10
2.2	Esquema básico do espalhamento espectral por seqüência direta.	12
2.3	Diagrama esquemático de transmissão de um sistema com codificação STTC.	21
2.4	Treliça do código STTC de diversidade 2, com 4 estados, modulação 4-PSK e eficiência espectral 2 b/s/Hz.	22
2.5	Esquema básico da codificação STBICM.	23
2.6	Modelo de um arranjo linear de antenas igualmente espaçadas.	25
2.7	Modelo de canal para sistemas CDMA com arranjo de antenas na ERB, em um ambiente com múltiplos percursos.	26
3.1	Passos realizados para a atribuição de seqüências de espalhamento aos usuários.	30
3.2	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função de \mathcal{E}_b/N_0 em dB, para $L = 3$, $G_p = 64$ e $K = 2$ usuários, comparando-se dois conjuntos de seqüências.	37
3.3	Diagrama de fluxo detalhado do passo P_2	43
3.4	Diagrama de fluxo detalhado do passo P_3	44
3.5	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as quatro seqüências consideradas, com escolha aleatória, tendo como parâmetros $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $G_p = 32$ (31), para $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace direto.	46
3.6	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as quatro seqüências consideradas, com escolha aleatória, tendo como parâmetros $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $G_p = 64$ (63), para $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace direto.	47

3.7	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências de Walsh, variando-se L e G_p , com $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os casos de escolha aleatória e utilização do algoritmo proposto. Enlace direto.	49
3.8	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências m deslocadas, variando-se L e G_p , com $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os casos de escolha aleatória e utilização do algoritmo proposto. Enlace direto.	50
3.9	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências de Gold, variando-se L e G_p , com $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os casos de escolha aleatória e utilização do algoritmo proposto. Enlace direto.	51
3.10	Comparação da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com a utilização do algoritmo de escolha, para $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, $G_p = 32$ (31), e para $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace direto.	53
3.11	Comparação da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com a utilização do algoritmo de escolha, para $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, $G_p = 64$ (63), e para $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace direto.	54
3.12	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências m deslocadas, para $G_p = 63$, $L = 3$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os casos de escolha aleatória, utilização do algoritmo original e do algoritmo modificado. Enlace direto.	55
3.13	Comparação da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com escolha aleatória, para $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $G_p = 32$ (31), tendo como parâmetro $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace reverso síncrono.	56
3.14	Comparação da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com escolha aleatória, para $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $G_p = 64$ (31), tendo como parâmetro $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace reverso síncrono.	57

3.15	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências de Walsh, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, para $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace reverso síncrono.	59
3.16	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências m deslocadas, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, para $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace reverso síncrono.	60
3.17	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências de Gold, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, para $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace reverso síncrono.	61
3.18	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, variando-se L , para $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, com a utilização do algoritmo proposto. Enlace reverso síncrono.	62
3.19	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências aleatórias e de Gold, para $L = 3$, $G_p = 32$ (31) e $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, com escolha aleatória. Enlace reverso assíncrono.	64
3.20	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para os quatro tipos de seqüências considerados, para $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, com escolha aleatória. Enlace reverso quase-síncrono.	66
3.21	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para os quatro tipos de seqüências considerados, para $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, com escolha aleatória. Enlace reverso quase-síncrono, $N_c = 2$	67
3.22	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências de Walsh, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, parametrizada pelo erro máximo de estimação N_c . Enlace reverso quase-síncrono.	68

3.23	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências m deslocadas, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, parametrizada pelo erro máximo de estimação N_c . Enlace reverso quase-síncrono.	69
3.24	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências de Gold, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, parametrizada pelo erro máximo de estimação N_c . Enlace reverso quase-síncrono.	69
3.25	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, para $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, comparando-se a utilização do algoritmo para as três seqüências consideradas, para dois valores do erro máximo de estimação: (a) $N_c = 2$ e (b) $N_c = 5$. Enlace reverso quase-síncrono.	70
4.1	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função da relação sinal-ruído por bit \mathcal{E}_b/N_0 , para um sistema com $n_T = 2$ antenas de transmissão com sinais ortogonais, comparando-se simulação com teoria.	79
4.2	Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função da relação sinal-ruído por bit \mathcal{E}_b/N_0 , para $n_T = 4$, comparando-se sinais ortogonais e sinais não-ortogonais entre as antenas.	80
4.3	Representação em treliça do código de taxa $R_c = 1/2$, com matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ e distância livre $d_f = 3$	80
4.4	Probabilidade de erro de bit média teórica e simulada em função da SINR por bit média, para dois sistemas com $n_T = 2$ antenas de transmissão: sem codificação e com um código de taxa $R_c = 1/2$, matriz $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$ e $d_f = 5$	82
4.5	Probabilidade de erro de bit média teórica e simulada em função da SINR por bit média, para dois sistemas com $n_T = 3$ antenas de transmissão: sem codificação e com um código de taxa $R_c = 1/3$, matriz $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$ e $d_f = 8$	83
5.1	Diagrama esquemático do receptor do k' -ésimo usuário.	88

5.2	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K , com $n_T = 2$ antenas na ERB, $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para três casos distintos: sem codificação STC; com um código de matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$; e com um código cuja matriz é $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$, com $d_f = 5$	94
5.3	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função de \mathcal{E}_b/N_0 em dB, para $K = 10$ usuários, $L = 3$ percursos resolvíveis e $G_p = 64$, com $n_T = 2$ antenas na ERB e código de matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$	95
5.4	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K , com $n_T = 3$ antenas na ERB, $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para três casos distintos: sem codificação STC; com um código de matriz geradora $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$, com $d_f = 6$; e com um código cuja matriz é $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$, com $d_f = 8$	96
5.5	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função de \mathcal{E}_b/N_0 em dB, para $K = 10$ usuários, $L = 3$ percursos resolvíveis e $G_p = 64$, com $n_T = 3$ antenas na ERB e código de matriz geradora $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$, com $d_f = 6$	96
5.6	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K , para $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para dois códigos com mesma $d_f = 6$: $n_T = 2$ e matriz $\mathbf{G} = [15 \ 17]^T$, com $K_c = 4$; $n_T = 3$ e matriz $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$, com $K_c = 3$	97
5.7	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K , para $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para dois códigos com mesma $d_f = 8$: $n_T = 2$ e matriz $\mathbf{G} = [53 \ 75]^T$, com $K_c = 6$; $n_T = 3$ e matriz $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$, com $K_c = 4$	98
5.8	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K , para $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para dois códigos com mesmo número de memórias $K_c = 3$: $n_T = 2$ e matriz $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$, com $d_f = 5$; $n_T = 3$ e matriz $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$, com $d_f = 8$	99
5.9	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$, para o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto.	106

5.10	Comparação da probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com a utilização do algoritmo de escolha, para $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$ para o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ com $d_f = 3$	107
5.11	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K , tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$, e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os codificadores $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ com $d_f = 3$, para $n_T = 2$, e $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$ com $d_f = 6$, para $n_T = 3$. Esquema híbrido.	111
5.12	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função de \mathcal{E}_b/N_0 em dB, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$, e $K = 10$, para o codificador $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ com $d_f = 3$, com $n_T = 2$. Esquema híbrido.	112
5.13	Comparação da probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K entre o esquema sem compensação e o esquema híbrido, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$, e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os codificadores $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ com $d_f = 3$, para $n_T = 2$, e $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$ com $d_f = 6$, para $n_T = 3$	112
6.1	Probabilidade de erro de bit média teórica e simulada em função do número de usuários K , sem codificação STC, para $L = 3$, $G_p = 64$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, com $n_R = 3$ antenas na recepção em um arranjo linear (triângulo) e sem arranjo ($n_R = 1$) (círculo).	121
6.2	Probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários, com $L = 4$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, usando um arranjo de $n_R = 3$ antenas, para um sistema sem codificação (linha sólida) e para um sistema usando um STC com $d_f = 3$ (linha tracejada) e $d_f = 5$ (linha pontilhada).	122
6.3	Probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários K , com $L = 3$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB, parametrizado pelo número de elementos n_R do arranjo, para um código STC de taxa $R_c = 1/2$, com $d_f = 3$	123
6.4	Probabilidade de erro de bit média em função do número de antenas no arranjo n_R , com $L = 4$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB, parametrizado pelo número de usuários K , para um código STC de taxa $R_c = 1/2$, com $d_f = 3$	123

6.5	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, tendo como parâmetros $n_R = 3$, $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$, para o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto. Enlace reverso síncrono.	126
6.6	Comparação da probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com a utilização do algoritmo, para $n_R = 3$, $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$ para o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ com $d_f = 3$. Enlace reverso síncrono.	127
6.7	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, para $n_R = 3$, $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$, com o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ de $d_f = 3$, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, para um erro máximo de estimação $N_c = 2$. Enlace reverso quase-síncrono.	129
6.8	Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, para $n_R = 3$, $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$, com o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ de $d_f = 3$, comparando-se a utilização do algoritmo para as três seqüências consideradas, para um erro máximo de estimação $N_c = 2$. Enlace reverso quase-síncrono.	130

Lista de Abreviações

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

BPSK – Modulação em fase binária (*Binary Phase-Shift Keying*)

CDMA – Acesso múltiplo por divisão de código (*Code Division Multiple Access*)

DS-CDMA – Acesso múltiplo por divisão de código por seqüência direta (*Direct-Sequence Code Division Multiple Access*)

DS-SS – Espalhamento espectral por seqüência direta (*Direct-Sequence Spread Spectrum*)

ERB – Estação rádio-base

ESN – Número serial eletrônico (*Electronic Serial Number*)

FDMA – Acesso múltiplo por divisão na freqüência (*Frequency Division Multiple Access*)

FH-SS – Espalhamento espectral por saltos em freqüência (*Frequency-Hopped Spread Spectrum*)

ISI – Interferência intersimbólica (*Intersymbol Interference*)

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

MIMO – Múltiplas entradas, múltiplas saídas (*Multiple-Input, Multiple-Output*)

ML – Máxima verossimilhança (*Maximum-likelihood*)

MPI – Interferência por múltiplos percursos (*Multipath Interference*)

MPSK – Modulação em fase M-ária (*M-ary Phase-Shift Keying*)

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

PN – Pseudo-aleatória (*Pseudo-Noise*)

SINR – Relação sinal-ruído-mais-interferência (*Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*)

SNR – Relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio*)

STC – Codificação espaço-temporal (*Space-Time Coding*)

STTC – Código espaço-temporal em treliça (*Space-Time Trellis Code*)

STBC – Código espaço-temporal de bloco (*Space-Time Block Code*)

STBICM – Modulação codificada espaço-temporal com entrelaçamento de bit (*Space-Time Bit-Interleaved Coded Modulation*)

TDMA – Acesso múltiplo por divisão no tempo (*Time Division Multiple Access*)

TIA – *Telecommunications Industry Association*

WCDMA – Acesso múltiplo por divisão de código de banda larga (*Wideband Code Division Multiple Access*)

Notação

α_l – Coeficiente de desvanecimento do canal referente ao l -ésimo percurso

β_d – Pesos de um código convolucional

$\bar{\gamma}_{b_k}$ – SINR média para o k -ésimo usuário

$\delta(t)$ – Função delta de Dirac

$\delta[n]$ – Função delta de Kronecker

θ – Ângulo azimutal do sinal incidente em um arranjo de antenas

λ – Comprimento de onda da portadora de um sinal

μ_y – Valor média da variável aleatória y

ν – Parâmetro que define a variância da variável de decisão y_k para seqüências de espalhamento específicas

$\rho_{k,k'}^{[l,l']}$ – Correlação cruzada entre duas seqüências de espalhamento $p_k(t - \tau_l)$ e $p_{k'}(t - \tau_{l'})$

σ_y^2 – Variância da variável aleatória y

τ_l – Atraso de propagação do l -ésimo percurso

ϕ_l – Fase do canal referente ao l -ésimo percurso

$\phi_{nn}(\tau)$ – Função de autocorrelação do ruído AWGN

ψ – Diferença de fase entre duas antenas de um arranjo

A_k – Amplitude do sinal do k -ésimo usuário

$\mathbf{a}(\theta)$ – Vetor de assinatura espacial
 b_k – Bit transmitido pelo k -ésimo usuário
 B_{coe} – Banda de coerência do canal
 B_d – Espalhamento Doppler do canal
 d_a – Espaçamento entre antenas de um arranjo linear
 d_f – Distância livre de um código convolucional
 \mathcal{E}_b/N_0 – Relação sinal-ruído por bit média
 $f(\theta)$ – Fator do arranjo de antenas
 $f(x)$ – PDF da variável x
 G_p – Ganho de processamento
 \mathbf{G} – Matriz geradora de um código
 \mathbf{G}_{G_p} – Matriz cujas linhas são seqüências de espalhamento de comprimento G_p
 G_l – Número de linhas da matriz de seqüências de espalhamento \mathbf{G}_{G_p}
 \mathbf{G}_{c_j, G_p} – c_j -ésima linha da matriz \mathbf{G}_{G_p}
 $g_T(t)$ – Formato de pulso retangular de comprimento T
 $h(\tau; t)$ – Resposta impulsiva do canal
 K – Número de usuários do sistema
 K_c – Número de memórias de um codificador convolucional
 k_c – Número de entradas de um codificador
 L – Número de percursos resolvíveis
 N – Comprimento de uma palavra-código
 N_c – Erro máximo de estimação do atraso de usuários em *chips*

n_T – Número de antenas de transmissão

n_R – Número de antenas de recepção

$n(t)$ – Ruído AWGN

$P_2(d)$ – Probabilidade de erro do primeiro evento ou par-a-par

P_{nc} – Probabilidade de erro de bit média para múltiplas antenas de transmissão e sem codificação

P_{nd} – Probabilidade de erro de bit média para múltiplas antenas de transmissão, múltiplos percursos e sem codificação

P_{ndu} – Probabilidade de erro de bit média para múltiplas antenas de transmissão e recepção, múltiplos percursos e sem codificação

$\overline{P_b}$ – Probabilidade de erro de bit média

$p_k(t)$ – Seqüência de espalhamento do k -ésimo usuário

$\Re\{v\}$ – Parte real do número complexo v

R_b – Taxa de transmissão em bits por segundo

S_K – Métrica a ser minimizada pelo algoritmo de escolha de seqüências

T_m – Espalhamento do atraso do canal (*delay spread*)

T_{coe} – Tempo de coerência do canal

T_s – Intervalo de tempo de um símbolo

T_b – Intervalo de tempo de um bit

T_c – Intervalo de tempo de um *chip*

$T^{[i]}\{\mathbf{v}\}$ – Deslocamento cíclico de i posições aplicado no vetor \mathbf{v}

\mathbf{v}^T – Operação de transposição do vetor \mathbf{v}

\mathbf{W}_{G_p} – Matriz de seqüências de Walsh de comprimento G_p

\mathbf{W}_{c_j, G_p} – c_j -ésima linha da matriz \mathbf{W}_{G_p}

W – Largura de banda do sinal transmitido

w_m – m -ésimo elemento complexo de ponderação de um arranjo de antenas

y_k – Variável de decisão na saída do receptor do k -ésimo usuário

$y^{(n)}$ – Valor da variável y no n -ésimo instante de amostragem

Capítulo 1

Introdução

O notável progresso das telecomunicações sem fio tem alavancado a promessa de comunicação confiável entre dois terminais móveis. Até pouco tempo atrás, havia unicamente a preocupação de disponibilizar recursos para conversação (sinais de voz). Com o crescimento das redes mundiais de dados, houve também a preocupação de se prover sistemas sem fio para comunicações de dados. Com esta nova necessidade, além de uma alta confiabilidade nas comunicações, há também uma crescente demanda por troca de informações ocorrendo a elevadas taxas de transmissão. O maior desafio dos sistemas sem fio está em prover altas taxas de transmissão, com um grande número de usuários presentes no sistema. Portanto, técnicas que possam incrementar a eficiência espectral e melhorar o desempenho de tais sistemas é de grande interesse no estudo das telecomunicações sem fio.

O estudo dos sistemas de comunicações sem fio passa necessariamente pelo entendimento do ambiente de propagação. A principal característica destes canais é sua variabilidade no tempo, devido à mobilidade dos usuários e dos objetos que os cercam. Além disso, a presença de espalhadores causa a recepção de múltiplas réplicas do sinal transmitido, provocando assim o aparecimento de interferência intersimbólica (ISI, do inglês *Intersymbol Interference*).

Para suprir a demanda por serviços de comunicações sem fio, é fundamental o uso eficiente do espectro de frequência disponível. Os sistemas com estruturas celulares têm sido adotados como forma de aproveitar este espectro da maneira mais eficiente possível [1, 2]. Nestes sistemas, a área de cobertura é dividida em células contendo um subconjunto dos usuários, em que o espectro é reutilizado por células que têm uma dimensão devidamente estabelecida. A operação em cada célula

é controlada por uma Estação Rádio-Base (ERB). Dentro de cada célula, existem diversos esquemas de acesso para os quais o espectro e o tempo são compartilhados entre os diferentes usuários a ela pertencentes. No caso do acesso múltiplo por divisão no tempo (TDMA, do inglês *Time Division Multiple Access*), os usuários são separados por diferentes intervalos de tempo. No esquema de acesso múltiplo por divisão em frequência (FDMA, do inglês *Frequency Division Multiple Access*), os usuários são diferenciados por usarem faixas de frequência distintas. No esquema de acesso múltiplo por divisão de código (CDMA, do inglês *Code Division Multiple Access*), os usuários transmitem informações no mesmo intervalo de tempo e ocupam o mesmo espectro de frequência, sendo separados por diferentes seqüências de espalhamento ou códigos atribuídos a eles. No caso do CDMA, devido ao compartilhamento do espectro de frequência e do tempo entre os usuários de uma mesma célula, é inevitável o aparecimento de interferência co-canal, definida como a interferência entre usuários de uma mesma célula ou setor. Este tipo de interferência se constitui no gargalo atual dos sistemas celulares [1].

Portanto, como podemos observar, o projeto de sistemas móveis celulares com alta confiabilidade passa pela diminuição dos efeitos da ISI e da interferência co-canal. No caso de sistemas CDMA, estes dois efeitos se confundem, uma vez que ambos são provocados pela perda ou falta de ortogonalidade entre as seqüências atribuídas aos usuários, que podem ocorrer tanto devido aos múltiplos percursos de um canal seletivo em frequência quanto às propriedades das seqüências de espalhamento. Uma maneira de se minimizar a interferência de co-canal em sistemas CDMA consiste na escolha de um subconjunto das seqüências de espalhamento disponíveis que apresentem algumas características pré-definidas de correlação cruzada e autocorrelação.

A utilização de múltiplas antenas na recepção, pelo uso do arranjo de antenas, é uma técnica bastante conhecida na literatura [3, 4], que é empregada não só para a diminuição de interferência quanto para fornecer ganhos de diversidade ao sistema. O uso de múltiplas antenas na transmissão, ao contrário do arranjo de antenas, é uma técnica recente, à qual tem sido dada ênfase por fornecer ao receptor cópias repetidas do sinal transmitido [5]. O uso de códigos corretores de erro em conjunto com múltiplas antenas de transmissão, técnica conhecida como codificação espaço-temporal (STC, do inglês *Space-Time Coding*), tem sido empregado nos sistemas móveis por fornecer ganhos de diversidade ao sistema com ganho de eficiência espectral [6, 7].

Desta forma, conforme o exposto acima, o foco desta tese está em tentar minimizar os efeitos

de interferência provocada pelo compartilhamento do mesmo espectro de frequência em sistemas celulares CDMA, assim como disponibilizar ao sistema ganho de diversidade, tanto pela escolha de seqüências de espalhamento quanto pelo uso de codificação espaço-temporal na transmissão e arranjo de antenas na recepção.

1.1 Visão Geral

Esta tese está organizada da seguinte maneira. O Capítulo 2 apresenta as definições básicas de um ambiente de propagação com desvanecimento e múltiplos percursos, bem como uma breve introdução dos principais esquemas de acesso utilizados na tese. Este capítulo introduz os sistemas CDMA, as seqüências de espalhamento mais utilizadas, os sistemas de transmissão por múltiplas antenas, bem como as definições básicas de um esquema que usa arranjo de antenas na recepção. Propomos um novo tipo de seqüência de espalhamento, que chamamos seqüências m deslocadas, que apresentou um bom desempenho em sistemas CDMA síncronos.

No Capítulo 3, apresentamos um novo algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento, baseado na minimização da probabilidade de erro de bit média de um sistema CDMA. Mostramos que o uso do algoritmo de escolha melhora consideravelmente o desempenho do sistema por meio da minimização de sua interferência total. Propomos ainda a sincronização dos usuários no enlace reverso como forma de obter ganho de desempenho, especialmente com o uso do algoritmo proposto.

O Capítulo 4 mostra uma nova abordagem para o cálculo de desempenho de códigos STC, com relação à probabilidade de erro de bit, quando utilizados códigos convolucionais em cascata com um entrelaçador perfeito e múltiplas antenas na transmissão. No Capítulo 5 mostramos a aplicação da nova abordagem no cálculo do desempenho do enlace direto de um sistema CDMA com codificação STC na ERB. Mostramos também o comportamento deste sistema quando se utiliza o algoritmo de escolha de seqüências definido no Capítulo 3. Propomos ainda um esquema híbrido de diversidade de transmissão que usa conjuntamente as abordagens de malha aberta e de malha fechada.

No Capítulo 6, usamos a nova abordagem para o cálculo do desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA com STC no móvel e arranjo de antenas na ERB. Mostramos ainda a aplicação do algoritmo de escolha de seqüências para o sistema em consideração.

O Capítulo 7 mostra a conclusão da tese, com o resumo dos seus principais resultados e contribuições. Problemas em aberto são destacados para pesquisas futuras.

Capítulo 2

Conceitos Básicos

2.1 Modelos de Canal para Comunicações Sem Fio

A comunicação de informações através de canais sem fio tem como principal característica a baixa confiabilidade inerente a estes tipos de canais. Os sinais que se propagam neste meio de transmissão sofrem distorções e atenuações devido às peculiaridades deste ambiente tais como [8]: perda de percurso, sombreamento e desvanecimento por múltiplos percursos. A seguir, descrevemos brevemente cada um destes fatores de degradação do sinal.

2.1.1 Perda de percurso

Este fenômeno é responsável pela atenuação do sinal em função da distância d_r entre o transmissor e o receptor. O modelo mais utilizado para este fenômeno é o que representa a potência do sinal recebido, P_r , como sendo proporcional à distância elevada a um expoente, isto é:

$$P_r \propto d_r^{-\zeta}.$$

O termo ζ é denominado expoente de perda de propagação e seu valor varia de acordo com o ambiente de propagação. Por exemplo, no espaço livre, o expoente vale $\zeta = 2$. Em sistemas CDMA, a perda de percurso é responsável pelo chamado efeito perto-longe, em que a potência recebida pela ERB de um móvel que está próximo a ela seria bem maior do que a potência recebida de um móvel localizado a uma distância maior. Daqui por diante, assumiremos que a ERB utiliza um controle de potência ideal, de forma que as diferenças de perda de percurso são irrelevantes nas

análises consideradas.

2.1.2 Sombreamento

Em adição à perda de percurso, o sinal sofre flutuações lentas na amplitude causadas pela obstrução do sinal devido a prédios, elevações de terreno, e outras estruturas. A flutuação aleatória no sinal recebido devido a grandes objetos é conhecida como sombreamento e tem sido caracterizada como tendo uma distribuição lognormal [8]. O desvio padrão da distribuição lognormal do sombreamento varia tipicamente entre 4 e 8 dB [9].

Como se pode inferir, a influência do sombreamento é mais severa em ambientes onde as distâncias entre a ERB e os usuários é grande, já que, nestes casos, as potências recebidas são bem menores. Neste trabalho, consideramos apenas o estudo de sistemas CDMA com uma única célula, de forma que o sombreamento não é um fator predominante no desempenho do sistema, pois assumimos que ele pode ser perfeitamente compensado pelo controle de potência. Sendo assim, os seus efeitos não serão considerados nas análises aqui realizadas.

2.1.3 Desvanecimento por Múltiplos Percursos

A presença de objetos próximos ao transmissor e ao receptor de um sistema de comunicações causa reflexão, espalhamento e difração no sinal transmitido, de forma que múltiplas réplicas são recebidas pelo receptor em diferentes instantes de tempo e com diferentes fases e atenuações. Este fenômeno é conhecido como desvanecimento por múltiplos percursos, que geralmente é variante no tempo por natureza, devido às variações na estrutura do meio de propagação. Nesta subseção, descrevemos brevemente os modelos estatísticos usados para caracterizar os canais com desvanecimento por múltiplos percursos. As referências [10, 11, 12, 13, 14, 15] apresentam um estudo mais detalhado destes tipos de canais.

Um canal com desvanecimento por múltiplos percursos geralmente é caracterizado como um sistema linear e variante no tempo, tendo como envoltória complexa da resposta ao impulso $h(\tau; t)$ (ou, tomando sua transformada de Fourier, a resposta em frequência $H(f; t)$), definida por [10, seção 14.1]:

$$h(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)), \quad (2.1)$$

onde $\alpha_n(t)$ é o fator de atenuação do sinal recebido do n -ésimo percurso, $\tau_n(t)$ é o atraso de

propagação para o n -ésimo percurso, $\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ é o deslocamento de fase relativo ao n -ésimo percurso, com f_c sendo a frequência da portadora, $\delta(t)$ é a função delta de Dirac e $j = \sqrt{-1}$. A resposta ao impulso $h(\tau; t)$ pode ser caracterizada como sendo um processo aleatório gaussiano complexo e estacionário no sentido amplo na variável t . Assim, as atenuações $\alpha_n(t)$ seguem uma distribuição do tipo Rayleigh e as fases $\phi_n(t)$ seguem uma distribuição uniforme no intervalo $[0, 2\pi]$. As variações no tempo da envoltória complexa da resposta ao impulso ou da resposta em frequência resultam em espalhamento da frequência do sinal transmitido, que é chamado de espalhamento Doppler. Por outro lado, a propagação por múltiplos percursos resulta em uma dispersão do sinal no tempo [11].

Na maioria dos canais de propagação por múltiplos percursos, os canais associados a diferentes atrasos são decorrelacionados, de forma que se pode caracterizar completamente o canal por sua função de dispersão ou espalhamento (do inglês, *scattering*) $S(\tau; \lambda)$. Ela fornece uma medida da potência média de saída do canal como uma função do atraso temporal τ e da frequência Doppler λ [10]. O termo τ (chamado de atraso em excesso) representa o atraso que excede o tempo de chegada da primeira réplica do sinal no receptor [12]. Descondicionando-se a função de dispersão do canal com relação a τ e λ , obtém-se, respectivamente, o espectro de potência Doppler, dado por:

$$S_c(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau; \lambda) d\tau, \quad (2.2)$$

e o espectro de potência do atraso, também chamado de perfil de intensidade de múltiplos percursos, dado por:

$$S_c(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau; \lambda) d\lambda. \quad (2.3)$$

A faixa de valores na qual o espectro de potência do atraso é diferente de zero é chamada de dispersão temporal do canal, que se denota por T_m . Este termo representa a máxima dispersão temporal, que corresponde à diferença entre o tempo de chegada do primeiro e do último percurso. Considera-se o último percurso aquele em que a potência do sinal recebido ainda está acima de um certo limiar. Define-se a banda de coerência do canal B_{coe} como sendo proporcional ao inverso do espalhamento de atraso, ou, de uma forma simplificada:

$$B_{\text{coe}} \simeq \frac{1}{T_m}. \quad (2.4)$$

O valor de B_{coe} fornece uma medida da largura de faixa de frequências na qual o desvanecimento é altamente correlacionado [11]. Portanto, a relação entre a largura de faixa do sinal transmitido W

e a banda de coerência do canal B_{coe} define a seletividade em frequência do canal. Se $W < B_{\text{coe}}$, o desvanecimento será correlacionado em toda a faixa de frequência do sinal transmitido, de forma que o canal apresenta um desvanecimento plano ou não-seletivo em frequência. Analogamente, se $W > B_{\text{coe}}$, o canal afetará de forma distinta faixas diferentes de frequência do sinal transmitido, de forma que o canal então apresenta um desvanecimento seletivo em frequência.

Tomando-se agora o domínio da frequência, a faixa de valores na qual o espectro de potência Doppler é essencialmente diferente de zero é chamada de espalhamento Doppler do canal, denotado por B_d . O recíproco do espalhamento Doppler é uma medida do tempo de coerência do canal, que é aproximado por:

$$T_{\text{coe}} \simeq \frac{1}{B_d}. \quad (2.5)$$

O valor de T_{coe} fornece uma medida da velocidade com que a resposta ao impulso do canal está variando com o tempo. Assim, o desvanecimento rápido, com $T_{\text{coe}} < T_s$, representa a condição em que o desvanecimento varia no intervalo de símbolo T_s . De forma contrária, no desvanecimento lento, onde $T_{\text{coe}} > T_s$, o desvanecimento permanece invariante durante o intervalo T_s . Neste último caso, demodulação coerente pode ser usada.

2.1.3.1 Canal com Desvanecimento Rayleigh Seletivo em Frequência

Conforme o que foi exposto anteriormente, um canal através do qual é transmitido um sinal, cuja faixa de frequências obedece a relação $W \gg B_{\text{coe}}$ e cuja duração de símbolo $T_s \ll T_{\text{coe}}$, apresenta um desvanecimento lento e seletivo em frequência. Este sistema tem a capacidade de resolver as componentes dos múltiplos percursos do canal e, desta forma, fornecer ao receptor várias cópias do sinal com desvanecimentos independentes. Assim, a utilização de um receptor ótimo (chamado de receptor *rake*) fornecerá ao sistema um ganho de diversidade.

Consideremos um sinal transmitido em banda base $s(t)$, dado por:

$$s(t) = Abp(t), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.6)$$

onde A representa a amplitude do sinal transmitido, b representa o símbolo transmitido em um intervalo de sinalização usando-se uma modulação qualquer e $p(t)$ a forma de onda de espalhamento espectral. Consideramos que o sinal $s(t)$ apresenta as propriedades $W \gg B_{\text{coe}}$ e $T_s \ll T_{\text{coe}}$.

Portanto, é possível representar a envoltória complexa da resposta ao impulso do canal por:

$$h(\tau; t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j\phi_l} \delta(t - \tau_l), \quad (2.7)$$

onde $\tau_l = (l-1)/W$, α_l e ϕ_l são, respectivamente, a atenuação e fase referentes ao l -ésimo percurso e L é o número de percursos resolvíveis, dado por [10]:

$$L = \lfloor T_m W \rfloor + 1. \quad (2.8)$$

Portanto, a envoltória complexa do sinal recebido pode ser expressa por:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j\phi_l} s\left(t - \frac{(l-1)}{W}\right) + n(t), \quad (2.9)$$

onde $n(t)$ representa o ruído aditivo gaussiano branco complexo, de média nula e função de autocorrelação $\phi_{nn}(\tau) = \frac{1}{2} E\{n^*(t)n(t+\tau)\} = N_0\delta(\tau)$, onde $(\cdot)^*$ representa o complexo conjugado. Obviamente, se $L = 1$, o canal apresenta um desvanecimento plano, que tem um efeito multiplicativo no sinal transmitido. As componentes dos múltiplos percursos dentro de um percurso resolvível não são resolvíveis.

Neste trabalho, uma vez que analisamos sistemas de banda larga, que em geral apresentam a propriedade $W \gg B_{\text{coe}}$, consideramos o modelo de canal com desvanecimento seletivo em frequência cuja resposta ao impulso é dada pela Equação (2.7). Além disso, supomos que o desvanecimento é lento (constante) no intervalo de um símbolo e rápido entre símbolos distintos (variável símbolo-a-símbolo), a menos que seja explicitado de outra forma.

2.1.3.2 Receptor Rake

Com o método empregado pelos sistemas de banda larga de expandir o espectro do sinal transmitido, que leva à obtenção de um sinal cuja faixa de frequências é maior do que a banda de coerência do canal, é possível resolver L componentes dos múltiplos percursos e com isso fornecer ao receptor réplicas do sinal com desvanecimentos independentes. Para tirar proveito destas réplicas do sinal, utiliza-se um receptor chamado *rake*, que processa o sinal recebido, de tal forma que o seu desempenho se torna igual ao de um sistema de comunicações equivalente com diversidade L [10]. As diferentes componentes dos múltiplos percursos serão identificadas separadamente como ecos

distintos do sinal separados no tempo [16] e o receptor *rake* captará a energia dos múltiplos percursos. Este tipo de receptor foi originalmente desenvolvido por Price e Green [17] e sua aplicação tem sido extensivamente tratada na literatura.

A Figura 2.1 mostra o esquema básico de um receptor *rake*, que é um somador coerente. A linha de atrasos torna os percursos simultâneos e a compensação de fases permite uma soma coerente na recepção. A saída é passada por um circuito de decisão que seleciona o símbolo mais provável de ter sido transmitido. No caso de uma estimação perfeita dos ganhos do canal, o receptor *rake* equivale a um combinador de razão máxima (*maximal ratio combiner*).

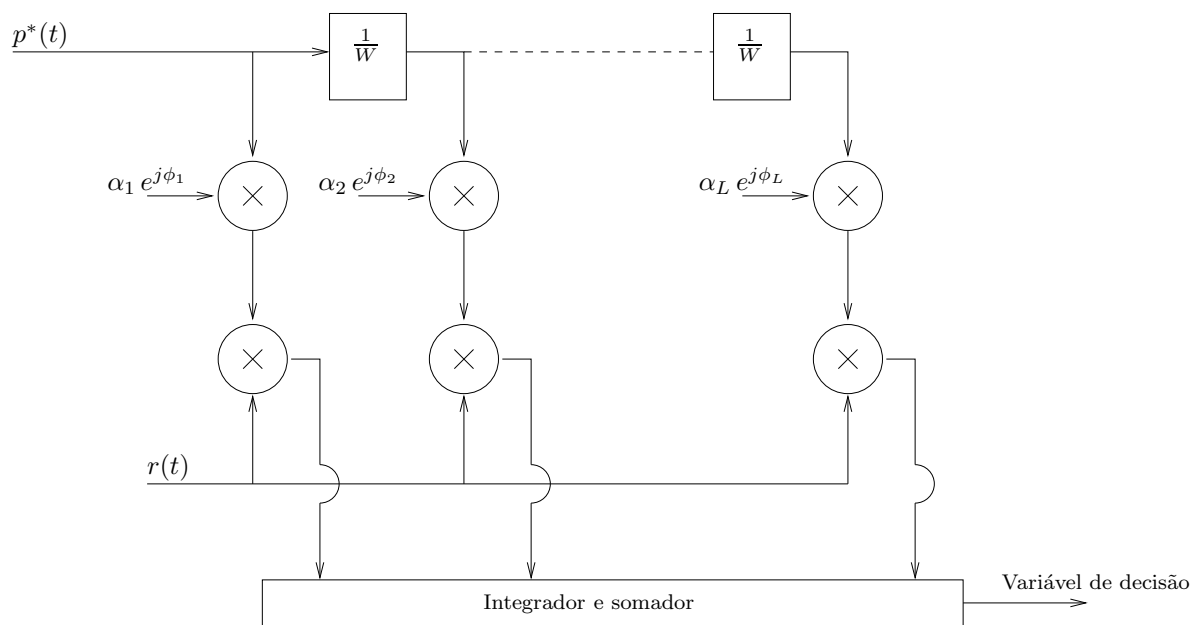


Figura 2.1: Diagrama esquemático de um receptor *rake*.

2.2 Espalhamento Espectral e Acesso Simultâneo por Divisão em Códigos

A técnica de espalhamento espectral é uma forma de processamento na qual os sinais têm sua faixa espectral W aumentada para um valor muito maior do que a taxa de bits de informação R_b . Portanto, o sinal ocupa uma faixa de freqüências acima da mínima requerida para a transmissão de informação [16]. A necessidade de sinais com maiores larguras de banda aparece em razão do combate e supressão da interferência proveniente de outros usuários que ocupam um mesmo

canal de comunicações, da robustez contra interferências propositalis (*jamming*), além do combate à auto-interferência devida à propagação por múltiplos percursos [18, 19].

As principais formas de espalhamento espectral são por seqüência direta (DS-SS, do inglês *direct-sequence spread spectrum*) e por saltos em frequência (FH-SS, do inglês *frequency-hopped spread spectrum*). Em ambas as formas de espalhamento, há a necessidade da geração de uma seqüência de espalhamento que é impressa no sinal transmitido e removida do sinal recebido [10]. Neste trabalho, consideramos que a técnica de acesso múltiplo por divisão em código (CDMA) utiliza a forma DS-SS. A técnica DS-CDMA tem sido usada como resultado de seu potencial para prover elevada capacidade em comparação com outros tipos de técnicas [20, 19]. Portanto, damos ênfase apenas aos sistemas DS-SS.

2.2.1 Espalhamento Espectral por Seqüência Direta

Nos sistemas DS-SS, um sinal de faixa estreita contendo a informação a ser transmitida é multiplicada por uma seqüência de espalhamento que tem uma faixa espectral W muito maior do que a banda do sinal original. A seqüência de espalhamento é composta de símbolos antipodais (pulsos), chamados de *chips*. O recíproco da banda espalhada W , denotado por T_c , define o intervalo de tempo de um *chip*. A Figura 2.2 ilustra o procedimento básico de espalhamento espectral por seqüência direta. Um sinal digital $b_k(t)$, composto por uma seqüência de bits $\{b_{ki}\}$ é definido por:

$$b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{ki} g_{T_b}(t - iT_b), \quad (2.10)$$

onde $\{b_{ki}\} \in \{-1, +1\}$ é uma seqüência de símbolos bipolares, T_b o intervalo de tempo de um bit e $g_T(t)$ é o formato de pulso retangular, que definiremos em um intervalo qualquer T por:

$$g_T(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (2.11)$$

O sinal $b_k(t)$ é espalhado por uma seqüência de espalhamento $p_k(t)$, definida por:

$$p_k(t) = \sum_{n=0}^{G_p-1} a_k(n) g_{T_c}(t - nT_c), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2.12)$$

em que $\{a_k(n) \in \{-1, +1\}, 0 \leq n \leq G_p - 1\}$ é uma seqüência formada por G_p *chips* bipolares e

$$G_p \triangleq \frac{T_b}{T_c} \quad (2.13)$$

é o fator de espalhamento, definido como sendo o número de *chips* por bit. Assim, o sinal em banda base recebido na entrada do receptor é dado por:

$$r(t) = b_k(t)p_k(t) + n(t), \quad (2.14)$$

com $n(t)$ representando o ruído. A contração espectral é realizada através da utilização de um filtro casado com uma réplica da seqüência de espalhamento $p_k(t)$, conforme mostra a Figura 2.2.

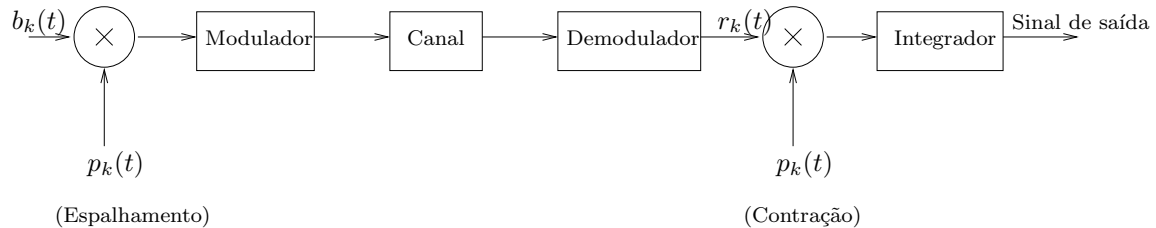


Figura 2.2: Esquema básico do espalhamento espectral por seqüência direta.

2.2.2 Sistemas CDMA

O sistema de telefonia celular de acesso múltiplo por divisão em códigos [18], padronizado pela TIA (*Telecommunications Industry Association*) como IS-95, usa a técnica de espalhamento espectral por seqüência direta na qual os usuários compartilham a mesma faixa de freqüência em todos os instantes de tempo, com a separação dos usuários acontecendo através da atribuição, para cada usuário, de seqüências de espalhamento distintas.

A detecção do sinal de um usuário é feita passando-se o sinal recebido por um filtro casado com uma réplica da seqüência usada para espalhar o seu sinal de informação. Assim, teoricamente, apenas o sinal direcionado àquele usuário específico terá seu espectro contraído. Os sinais dos outros usuários simultâneos aparecerão como interferência aditiva no receptor de cada usuário, e o nível de interferência será diretamente proporcional ao número de usuários ativos em um determinado instante. Entende-se por ativo o usuário que esteja efetivamente em conexão com uma ou mais estações rádio-base (ERBs).

Algumas vantagens dos sistemas sem fio que utilizam a técnica CDMA são [21]: rejeição à interferência; baixa probabilidade de interceptação; facilidade de geração da portadora, já que apenas uma portadora é necessária.

As principais desvantagens dos sistemas CDMA são [21] a dificuldade de sincronismo das

seqüências de espalhamento geradas localmente e o efeito perto-longe (*near-far effect*), que consiste no fato de que a potência recebida pela ERB referente a usuários que estão próximos a ela seria muito maior do que a potência de usuários que estejam distantes. Este fato leva à necessidade da utilização de algoritmos de controle de potência, de forma que os níveis de potência recebidos sejam aproximadamente iguais.

Os sistemas CDMA podem ser síncronos ou assíncronos. Um sistema é dito síncrono se as seqüências de espalhamento de todos os usuários estão alinhadas *chip-a-chip* no tempo. Caso não haja este alinhamento, o sistema é dito quase-síncrono, se a perda de sincronismo se dá em um número pequeno de *chips*, ou assíncrono, se há uma perda de sincronismo de qualquer número de *chips*. Sistemas CDMA síncronos são possíveis normalmente apenas no enlace de comunicação entre a ERB e os terminais móveis, conhecido como enlace direto, já que os sinais são todos gerados pela ERB. Já o enlace de comunicação entre os móveis e a ERB, conhecido como enlace reverso, é assíncrono por natureza, uma vez que os usuários transmitem em diferentes instantes de tempo e apresentam diferentes distâncias até a ERB.

2.2.3 Seqüências de espalhamento

Todos os sistemas de espalhamento espectral necessitam de seqüências para espalhar o espectro do sinal antes da transmissão. A escolha do tipo de seqüência para uma dada aplicação depende da aplicação em si e das propriedades específicas das seqüências.

Como a correta contração do espectro de um sinal depende diretamente das propriedades de autocorrelação e correlação cruzada entre as seqüências de espalhamento, o desempenho dos sistemas CDMA está intimamente relacionado à escolha de boas seqüências de espalhamento (seqüências que apresentam baixos valores de correlação cruzada e/ou de autocorrelação quando estão desalinhadas).

A função de correlação cruzada entre duas seqüências $p_k(t)$ e $p_{k'}(t)$ é definida por:

$$\rho_{k,k'}^{[l,l']} = \int_0^{T_b} p_k(t - \tau_{kl}) p_{k'}(t - \tau_{k'l'}) dt, \quad (2.15)$$

onde definimos $\tau_{kl} \triangleq \delta_k T_c + \Delta_k + (l - 1)T_c$, com $0 \leq \tau_{kl} < T_b$. As variáveis δ_k , um inteiro entre $[0, G_p - l + 1]$, e Δ_k , com $0 \leq \Delta_k < T_c$, representam o assincronismo entre os usuários, e l é um inteiro qualquer que representa o deslocamento em *chips* da seqüência $p_k(t)$, provocado pelo canal. Para o caso de sistemas síncronos, temos $\delta_k = \Delta_k = \delta_{k'} = \Delta_{k'} = 0$, para todo k, k' e a

correlação é dita ser periódica. Para o caso de sistemas assíncronos, em que os usuários transmitem em diferentes instantes de tempo, $\delta_k \neq \delta_{k'}$ e $\Delta_k \neq \Delta_{k'}$ e a correlação é chamada de aperiódica. Duas seqüências são ditas ortogonais se sua correlação cruzada dada pela Equação (2.15) é nula.

Para o caso em que $k = k'$, a Equação (2.15) é chamada de função de autocorrelação, isto é:

$$\rho_{k,k}^{[l,l']} = \int_0^{T_b} p_k(t - \tau_l) p_k(t - \tau_{l'}) dt. \quad (2.16)$$

Podemos obter uma representação mais intuitiva para a correlação cruzada periódica. Para isso, observando que os atrasos do canal têm um efeito cíclico nas seqüências, e considerando que estes atrasos são múltiplos de T_c , substituímos a Equação (2.12) em (2.15), obtendo:

$$\begin{aligned} \rho_{k,k'}^{[l,l']} &= \sum_{n=0}^{G_p-1} \sum_{n'=0}^{G_p-1} a_k(n) a_{k'}(n') \\ &\quad \times \int_0^{T_b} g_{T_c}(t - (n + l - 1 \bmod G_p) T_c) g_{T_c}(t - (n' + l' - 1 \bmod G_p) T_c) dt \\ &= \sum_{j=l-1}^{G_p+l-2} \sum_{j'=l'-1}^{G_p+l'-2} a_k(j - l + 1 \bmod G_p) a_{k'}(j' - l' + 1 \bmod G_p) \\ &\quad \times \int_0^{T_b} g_{T_c}(t - (j \bmod G_p) T_c) g_{T_c}(t - (j' \bmod G_p) T_c) dt, \end{aligned} \quad (2.17)$$

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

$$\int_0^{T_b} g_{T_c}(t - (j \bmod G_p) T_c) g_{T_c}(t - (j' \bmod G_p) T_c) dt = \begin{cases} T_c, & \text{se } j \bmod G_p = j' \bmod G_p; \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (2.18)$$

Portanto, usando-se este resultado, chegamos à representação final para a correlação cruzada entre duas seqüências de espalhamento, dada por:

$$\begin{aligned} \rho_{k,k'}^{[l,l']} &= T_c \sum_{i=0}^{G_p-1} a_k(i - l + 1 \bmod G_p) a_{k'}(i - l' + 1 \bmod G_p) \\ &= T_c \left(T^{[l-1]} \{ \mathbf{a}_k^T \} \cdot T^{[l'-1]} \{ \mathbf{a}_{k'} \} \right), \end{aligned} \quad (2.19)$$

onde \mathbf{v}^T representa a operação de transposição do vetor \mathbf{v} , $\mathbf{v} \cdot \mathbf{u}$ representa o produto interno entre os vetores \mathbf{v} e \mathbf{u} , e $T^{[i]} \{ \mathbf{v} \}$ representa um deslocamento cíclico de i posições no vetor \mathbf{v} . Obviamente,

para $i = 0$, $T^{[i]}\{\mathbf{v}\} = \mathbf{v}$. Os vetores \mathbf{a}_k e $\mathbf{a}_{k'}$, de dimensão $G_p \times 1$, representam as amplitudes das seqüências de espalhamento $p_k(t)$ e $p_{k'}(t)$, respectivamente. É importante salientar que a correlação cruzada pode assumir valores no intervalo $-T_b \leq \rho_{k,k'}^{[l,l']} \leq T_b$. Como exemplo, consideremos duas seqüências de espalhamento representadas pelos vetores:

$$\mathbf{a}_k = [a_k(0) \ a_k(1) \ a_k(2) \ a_k(3)]^T = [+1 \ -1 \ +1 \ -1]^T; \quad (2.20)$$

$$\mathbf{a}_{k'} = [a_{k'}(0) \ a_{k'}(1) \ a_{k'}(2) \ a_{k'}(3)]^T = [+1 \ +1 \ -1 \ -1]^T. \quad (2.21)$$

Para $l = 2$ e $l' = 1$, temos:

$$T^{[1]}\{\mathbf{a}_k^T\} = [a_k(1) \ a_k(2) \ a_k(3) \ a_k(0)] = [-1 \ +1 \ -1 \ +1]; \quad (2.22)$$

$$T^{[0]}\{\mathbf{a}_{k'}^T\} = [a_{k'}(0) \ a_{k'}(1) \ a_{k'}(2) \ a_{k'}(3)]^T = [+1 \ +1 \ -1 \ -1]^T, \quad (2.23)$$

e sua correlação cruzada será:

$$\rho_{k,k'}^{[l,l']} = T_c \left(T^{[1]}\{\mathbf{a}_k^T\} \cdot T^{[0]}\{\mathbf{a}_{k'}^T\} \right) = 0. \quad (2.24)$$

Algumas aplicações, como o exemplo de sistemas de espalhamento espectral com um único usuário em ambiente multipercursos, necessitam de seqüências de espalhamento com ótimas propriedades de autocorrelação (idealmente um impulso), de forma a minimizar os efeitos da interferência dos múltiplos percursos. Sistemas CDMA multiusuários em ambientes com desvanecimento plano precisam de seqüências com boas propriedades de correlação cruzada, pois a interfêrencia do sistema é causada apenas pelo acesso simultâneo.

De uma forma geral, os sistemas CDMA práticos são sistemas multiusuários em ambientes com múltiplos percursos e desvanecimento, de forma que os tipos de seqüências selecionadas devem levar em consideração tanto propriedades de autocorrelação quanto de correlação cruzada. Apresentaremos a seguir os principais tipos de seqüências de espalhamento utilizadas em sistemas CDMA [18].

2.2.3.1 Seqüências de Comprimento Máximo

As seqüências de comprimento máximo, também chamadas de seqüências m ou seqüências pseudo-aleatórias (PN, do inglês *pseudo-noise*), são geradas a partir de um registrador de deslocamentos de m estágios com realimentação linear, e possuem comprimento máximo dado por

$G_p = 2^m - 1$ [10]. Uma característica importante das seqüências m é a sua função de autocorrelação, dada por:

$$\rho_{k,k}^{[1,l]} = \begin{cases} T_c G_p, & \text{se } l = 1 \\ -T_c, & \text{se } 2 \leq l \leq G_p. \end{cases} \quad (2.25)$$

Deve-se observar que, normalizada pelo valor de pico $T_c G_p$, as seqüências m apresentam valores de autocorrelação de $-1/G_p$ para $l \neq 1$, que se aproxima de zero para o caso em que G_p é muito grande. Assim, estas seqüências são quase ideais do ponto de vista de autocorrelação.

Entretanto, o número de seqüências m disponíveis para um certo valor do ganho de processamento é muito pequeno em comparação com este valor. Por exemplo, considerando-se $G_p = 63$, existem apenas 6 seqüências m possíveis, o que torna seu uso um tanto quanto restrito. Neste trabalho, de forma a contornar este problema, consideraremos um novo conjunto de seqüências formado a partir de deslocamentos cíclicos de uma determinada seqüência m .

Como exemplo da obtenção deste novo conjunto, consideremos o caso $G_p = 7$, em que existem apenas 2 seqüências m possíveis [10]. Tomando uma delas ao acaso, por exemplo $\mathbf{a}_1^T = [-1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1]$, o novo conjunto formado pelos G_p possíveis deslocamentos cíclicos à direita de \mathbf{a}_1 é dado por:

$$\mathbf{G}_{G_p} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 \\ -1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\ -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & +1 & -1 \end{bmatrix}$$

Denominamos este novo conjunto de seqüências m deslocadas. Como descrito no Capítulo 3, este novo conjunto apresentou resultados bastante surpreendentes para a probabilidade de erro de bit média de sistemas CDMA síncronos.

2.2.3.2 Seqüências de Gold

Apesar das propriedades próximas às ideais da autocorrelação das seqüências m , a correlação cruzada entre qualquer par de seqüências de mesmo comprimento tem valores de pico muito grandes

[10], o que é indesejável em sistemas CDMA, por conta do alto nível de interferência por acesso múltiplo. Uma classe de seqüências PN com melhores propriedades de correlação cruzada foi desenvolvida a partir das seqüências m e são denominadas seqüências de Gold [10, 18].

As seqüências de Gold são geradas a partir de duas seqüências m de mesmo comprimento que formam um chamado par preferencial, definido como o par de seqüências cuja correlação cruzada toma valores do conjunto $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$, onde $t(m) = 2^{\lfloor (m+2)/2 \rfloor}$ e $\lfloor z \rfloor$ representa o maior inteiro menor ou igual a z . Portanto, dadas duas seqüências preferidas \mathbf{a}_1 e \mathbf{a}_2 de comprimento G_p , pode-se construir uma matriz \mathbf{G}_{G_p} de dimensão $(2^m + 1) \times G_p$, onde a k -ésima linha, representada por \mathbf{G}_{k,G_p} , corresponde a uma seqüência de Gold distinta, obtida realizando-se uma soma módulo 2 de uma das seqüências com todos os deslocamentos cíclicos da outra, isto é:

$$\mathbf{G}_{G_p} = \left\{ \mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_1 \oplus T^{[i]} \{ \mathbf{a}_2 \} \right\}, \quad 0 \leq i \leq G_p. \quad (2.26)$$

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

2.2.3.3 Seqüências de Walsh

As seqüências de Walsh são usadas no enlace direto da IS-95 para diminuir a interferência por acesso múltiplo, devido à característica síncrona do enlace e às propriedades de ortogonalidade apresentadas por estas seqüências em canais com desvanecimento plano. Elas podem ser geradas a partir da seguinte equação recursiva:

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

que é válida para $i = 2^r$, com $r \geq 1$ um número inteiro. Assim, cada linha desta matriz corresponde a uma seqüência de espalhamento distinto. Observe que, para um dado ganho de processamento G_p , a matriz possui um total de G_p seqüências ortogonais possíveis. Denotamos a k -ésima linha da matriz \mathbf{W}_{G_p} por $\mathbf{W}_{k,G_p} \triangleq [a_k(0) a_k(1) \cdots a_k(G_p - 1)]$. Por exemplo, para $G_p = 8$, $\mathbf{W}_{2,8} = [1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1 \quad +1 \quad -1]$.

As seqüências de Walsh são ortogonais entre si, o que quer dizer que, para quaisquer linhas k e k' da matriz \mathbf{W}_{G_p} , temos $\rho_{k,k'}^{[1,1]} = 0$. Devido a esta propriedade, a norma IS-95 utiliza seqüências de Walsh de comprimento $G_p = 64$ para a transmissão pelo enlace direto, que é síncrono em canais com desvanecimento plano, o que implica em rejeição total de interferência nestes casos. No entanto,

em canais com múltiplos percursos, as seqüências perdem ortogonalidade e, com isso, degrada-se o desempenho do enlace direto.

2.2.3.4 Seqüências Aleatórias

Para facilitar as análises de desempenho de sistemas CDMA, é comum considerar seqüências de espalhamento com *chips* aleatórios [20], isto é, suas amplitudes $\{1, -1\}$ ocorrem com probabilidade $1/2$ cada. Estas seqüências são chamadas aleatórias. É importante observar que a correlação cruzada e a autocorrelação das seqüências aleatórias assumem valores no intervalo $[-T_b, T_b]$.

No cálculo de desempenho de sistemas CDMA, é importante se conhecer as estatísticas da correlação cruzada e autocorrelação como meio de medir o grau de interferência presente no sistema. É sabido [20] que as seqüências aleatórias apresentam média da correlação cruzada nula, isto é, $E\{\rho_{k,k'}^{[1,l]}\} = 0$, para todo k, k' e l , e valores médios quadráticos dados por:

Caso síncrono:

$$E\left\{\left(\rho_{k,k'}^{[1,l]}\right)^2\right\} = \frac{T_b^2}{G_p}, \quad \text{para todo } k, k' \text{ e } l. \quad (2.27)$$

Caso assíncrono:

$$E\left\{\left(\rho_{k,k'}^{[1,l]}\right)^2\right\} = \begin{cases} \frac{T_b^2}{G_p}, & \text{se } k = k'; \\ \frac{2T_b^2}{3G_p}, & \text{se } k \neq k'. \end{cases} \quad (2.28)$$

As seqüências PN são utilizadas no padrão IS-95 tanto no enlace direto quanto no enlace reverso dos sistemas CDMA. No enlace direto e reverso, são usadas seqüências PN longas e truncadas, com $m = 15$, para identificação de diferentes ERBs, ou diferentes setores de uma ERB. Para a identificação de usuários na IS-95, são utilizadas as seqüências de Walsh no enlace direto e as seqüências PN truncadas de comprimento mais longo (com $m = 42$) no enlace reverso. Já as seqüências de Gold são usadas no enlace reverso de sistemas WCDMA para a separação dos usuários.

Como mostrado no próximo capítulo em maiores detalhes, as seqüências de Walsh e as seqüências m deslocadas sofrem do problema de sincronização em enlaces assíncronos, já que algumas seqüências são réplicas deslocadas de outra. As seqüências m deslocadas são mais afetadas, já que todas as

seqüências são réplicas atrasadas de alguma outra. No entanto, propomos a tentativa de sincronização dos usuários em conjunto com o algoritmo de escolha de seqüências como forma de melhorar o desempenho dos sistemas com estes tipos de seqüências.

2.3 Diversidade de Transmissão e Códigos Espaço-Temporais

Nesta seção, trataremos das principais técnicas de diversidade de transmissão, em especial os códigos espaço-temporais.

As técnicas de diversidade baseiam-se na premissa de se oferecer ao receptor réplicas do sinal transmitido que tenham sofrido o efeito de desvanecimentos independentes entre si. Desta forma, a probabilidade de que todas as componentes do sinal sejam atingidas simultaneamente por um desvanecimento severo é reduzida [10].

Várias técnicas podem ser utilizadas para se obter diversidade, como por exemplo diversidade em freqüência, diversidade temporal e diversidade espacial.

Nesta seção, abordaremos a técnica de diversidade através do uso de múltiplas antenas na transmissão. Esta técnica pode ser usada em conjunto com qualquer outra técnica de diversidade como forma de aumentar o ganho de diversidade total do sistema. Nos últimos anos, esquemas que utilizam as técnicas de diversidade por meio de múltiplas antenas na transmissão e na recepção têm sido extensivamente estudadas [22, 23]. A principal conclusão destes estudos é que a capacidade de canal destes sistemas excede em muito a capacidade de sistemas com apenas uma antena. Estes tipos de sistemas são geralmente chamados de sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO, do inglês *Multiple-Input, Multiple-Output*), em analogia ao uso de várias antenas de transmissão e recepção.

Pode-se dividir as técnicas de diversidade de transmissão em duas categorias distintas: diversidade de transmissão de malha fechada (*closed loop*) e de malha aberta (*open loop*). Na primeira categoria, também chamada de *beamforming*, o mesmo símbolo é transmitido nas várias antenas de transmissão (formando um arranjo de antenas de transmissão), sendo multiplicado em cada antena por ponderadores distintos de forma a compensar os efeitos de amplitude e fase do canal. Este esquema tem como característica principal a necessidade de o arranjo obter informações sobre o canal, que são enviadas ao mesmo pelo receptor. Como exemplo de diversidade de transmissão de malha fechada temos a transmissão por máxima razão (*maximal ratio transmission*) apresentada em [24],

o sistema com múltiplas antenas apresentado em [25] e o esquema de diversidade de transmissão de malha fechada prevista no padrão WCDMA (*wideband code-division multiple-access*) [26].

A segunda categoria consiste em se empregar múltiplas antenas na transmissão de forma a se obter ganho de diversidade na recepção. É mais simples de implementar por não haver necessidade de fornecer às antenas de transmissão informações sobre o canal. Existem várias maneiras de se obter diversidade de transmissão utilizando esta categoria, dentre as quais podemos citar: a varredura de fase (*phase sweeping*) em conjunto com codificação de canal [27], em que uma de duas antenas apresenta um defasamento; o sistema de diversidade por atraso (*delay diversity*) apresentado em [28, 29, 5], em que os símbolos transmitidos em diferentes antenas são atrasados de um intervalo de símbolo para cada antena.

2.3.1 Códigos Espaço-Temporais

A codificação espaço-temporal (STC, do inglês *space-time coding*) é uma técnica que proporciona diversidade de transmissão bastante robusta para canais com desvanecimento, em que se obtém diversidade sem perda de eficiência espectral através do uso conjunto de codificação e de múltiplas antenas de transmissão. Várias abordagens foram propostas na literatura nos últimos anos. Entre as principais, estão os códigos espaço-temporais em treliça (STTC, do inglês *space-time trellis codes*), desenvolvidos inicialmente em [6] e extensamente estudados nos últimos anos [30, 31, 32, 33, 34, 35, 36]. Sua robustez é alcançada projetando-se a codificação e a modulação de uma maneira unificada [37]. A Figura 2.3 ilustra o esquema de codificação STC para o caso de $n_T = 2$ antenas de transmissão. Os bits a serem transmitidos são codificados por um codificador STC e sua saída é convertida de serial para n_T símbolos paralelos que são transmitidos pelas n_T diferentes antenas de transmissão no mesmo instante de tempo.

Desta forma, definimos uma matriz palavra-código espaço-temporal \mathbf{b} , de dimensão $n_T \times N$, onde N é o comprimento da seqüência codificada, que é dada por:

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1^{(1)} & b_1^{(2)} & \cdots & b_1^{(N)} \\ b_2^{(1)} & b_2^{(2)} & \cdots & b_2^{(N)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{n_T}^{(1)} & b_{n_T}^{(2)} & \cdots & b_{n_T}^{(N)} \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

Observe que, no n -ésimo intervalo de símbolo codificado, a n -ésima coluna da matriz \mathbf{b} é transmi-

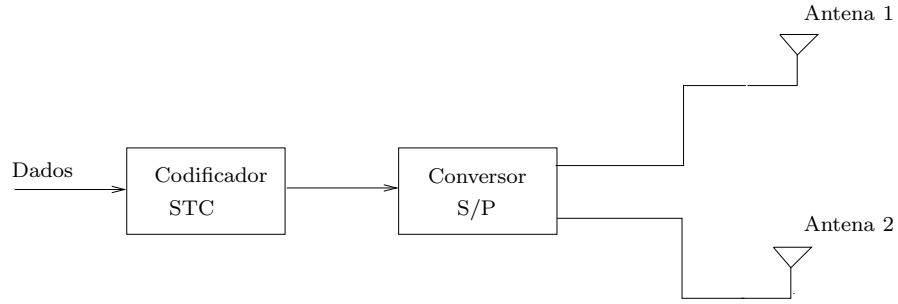


Figura 2.3: Diagrama esquemático de transmissão de um sistema com codificação STTC.

tida, onde o i -ésimo elemento da coluna é enviado através da i -ésima antena de transmissão.

Em canais com desvanecimento Rayleigh lento em um bloco de símbolos de comprimento N e variável de forma independente bloco-a-bloco, chamado de desvanecimento quase-estático, assumindo-se estimação perfeita dos parâmetros do canal e utilizando-se detecção por máxima verossimilhança (ML, do inglês *maximum-likelihood*), pode-se mostrar [6] que a probabilidade de erro par-a-par $P(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}})$, definida como a probabilidade do detector ML decidir em favor de uma matriz palavra-código $\hat{\mathbf{b}}$ quando na verdade \mathbf{b} foi transmitida, é limitada por:

$$P(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}}) \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-1} (E_s/4N_0)^{-r}, \quad (2.30)$$

em que r e λ_i , com $1 \leq i \leq n_T$, são, respectivamente, o posto e os autovalores da matriz $\mathbf{A}(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}}) = \mathbf{B}(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}})\mathbf{B}^H(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}})$, com $\mathbf{B}(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}}) = \mathbf{b} - \hat{\mathbf{b}}$, onde $\{\cdot\}^H$ indica o operador Hermitiano. Assim, é possível obter um ganho de diversidade de r e um ganho de codificação de $(\lambda_1 \lambda_2 \cdots \lambda_r)^{1/r}$ com a utilização do código STTC. Define-se, portanto, para o desvanecimento considerado, o seguinte critério de projeto para códigos STTC [6]:

- *Critério do Posto:* O posto da matriz $\mathbf{B}(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}})$ (ou da mesma forma, de $\mathbf{A}(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}})$) deve ser maximizado para se maximizar o ganho de diversidade. O ganho máximo de diversidade é n_T .
- *Critério do Determinante:* Maximizar o determinante mínimo $\prod_{i=1}^r \lambda_i$ da matriz $\mathbf{A}(\mathbf{b}, \hat{\mathbf{b}})$ entre os pares de palavras-código distintas com o mínimo posto.

Como exemplo da utilização do critério de projeto acima, mostramos na Figura 2.4 um código para modulação 4-PSK com eficiência espectral de 2 b/s/Hz, que utiliza duas antenas transmissoras, com sua treliça tendo quatro estados. Neste código, os sinais na constelação são rotulados pelos elementos de \mathbb{Z}_4 , o anel de inteiros módulo 4. A descrição deste código é muito simples em termos de uma seqüência binária de entrada $(a_1^{(n)}, a_2^{(n)})$, com n indicando o instante de tempo. O par de sinais quaternários na saída do codificador em um dado instante n é dado por:

$$\begin{aligned} b_1^{(n)} &= 2a_1^{(n-1)} + a_2^{(n-1)}; \\ b_2^{(n)} &= 2a_1^{(n)} + a_2^{(n)}, \end{aligned} \tag{2.31}$$

com adição em \mathbb{Z}_4 .

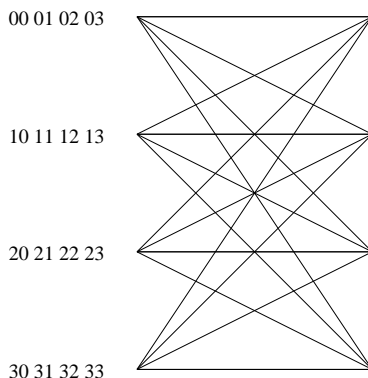


Figura 2.4: Treliça do código STTC de diversidade 2, com 4 estados, modulação 4-PSK e eficiência espectral 2 b/s/Hz.

Uma outra abordagem extensivamente estudada na literatura recentemente são os códigos espaço-temporais em bloco (STBC, do inglês *space-time block codes*), inicialmente propostos por Alamouti em [38] para 2 antenas de transmissão e posteriormente generalizados para n_T antenas [7, 39, 40, 41]. A proposta principal dos códigos STBC seria a de minimizar a complexidade dos códigos STTC, que aumenta exponencialmente como função tanto do ganho de diversidade quanto da taxa de transmissão [7], e ao mesmo tempo manter o ganho de diversidade sem perda de eficiência espectral. Estes códigos apresentam um algoritmo de decodificação baseado apenas em processamento linear no receptor. A padronização dos sistemas WCDMA prevê a utilização dos códigos de Alamouti como solução para a realização de diversidade de transmissão de malha aberta, por sua simplicidade de implementação.

Vários outros autores tratam do projeto de códigos STC ótimos, como pode ser observado em [42, 43, 44, 45]. Para o caso em que o desvanecimento é decorrelacionado em diferentes intervalos de símbolo codificado, o critério de projeto baseia-se nos critérios de distância livre dos códigos, de forma semelhante ao caso dos códigos convolucionais binários conhecidos na literatura [46, 47]. Neste caso, os códigos STC são conhecidos como modulação codificada espaço-temporal com entrelaçamento de bit (STBICM, do inglês *space-time bit-interleaved coded modulation*), apresentados inicialmente em [48], cujo esquema básico é mostrado na Figura 2.5. Os códigos STBICM são uma adaptação para o caso espaço-temporal da modulação codificada com entrelaçamento de bit desenvolvida em [49] e baseiam-se na concatenação serial de um codificador convolucional e um entrelaçador binário, e na utilização da decodificação iterativa (turbo). A saída do entrelaçador é dividida em seqüências paralelas e cada seqüência é mapeada em pontos de uma constelação de sinais multifase (M-PSK).

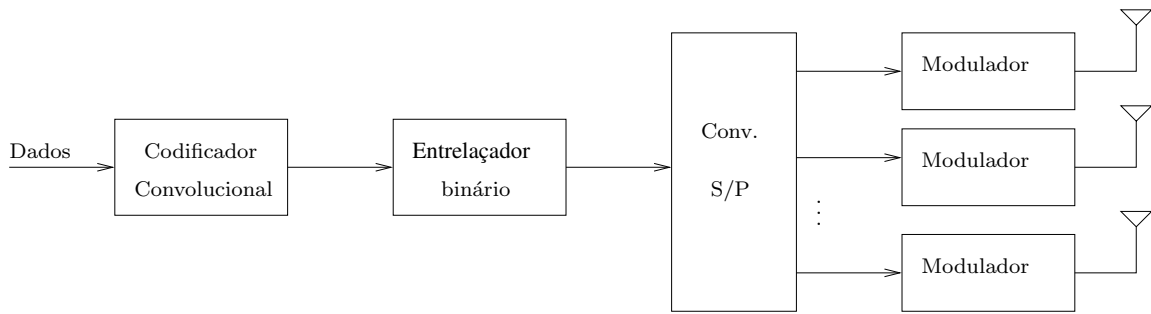


Figura 2.5: Esquema básico da codificação STBICM.

Análises apresentadas em [48, 50] mostram os critérios de projeto de códigos para este tipo de abordagem e propõem limitantes superiores para a probabilidade de erro par-a-par baseados nas análises realizadas em [6]. No entanto, estas análises carecem de uma abordagem mais simplificada, principalmente no que diz respeito à obtenção da probabilidade de erro de bit média, que é um fator determinante em qualquer sistema de comunicações. Nesta tese, procuramos desenvolver expressões de análise mais simples para a probabilidade de erro de bit, definindo uma nova abordagem para a obtenção da relação sinal-ruído-mais-interferência dos sistemas em consideração.

2.4 Arranjo de Antenas

Os sistemas de comunicações móveis têm crescido de forma vertiginosa nos últimos anos e junto com esse crescimento veio a necessidade de disponibilizar mais recursos aos usuários destes sistemas. Várias técnicas têm sido empregadas para aumentar a capacidade de tais sistemas. Uma técnica que tem sido extensivamente estudada na literatura é o emprego de arranjo de antenas, que consiste de um conjunto de antenas distribuídas em um padrão desejado. Esta técnica tem sido sugerida como forma de melhorar o desempenho dos sistemas móveis, principalmente pela minimização da interferência co-canal e aumento da capacidade destes sistemas [51, 52]. Para um estudo aprofundado sobre o emprego de arranjo de antenas em sistemas de comunicações móveis, o leitor deve-se referir aos trabalhos [3, 4] e sua extensa lista de referências, além de [53].

Neste trabalho, consideramos o emprego de um arranjo linear composto por n_R antenas igualmente espaçadas de uma distância d_a , orientadas ao longo do eixo x , conforme ilustra a Figura 2.6. Cada ramo do arranjo tem um elemento de ponderação w_m para compensação da amplitude e da fase do canal.

Consideramos uma onda plana incidente no arranjo proveniente de um ângulo (φ, θ) com relação ao eixo do arranjo, onde φ representa o ângulo de elevação e θ o ângulo azimutal. Por simplicidade e sem perda de generalidade, consideraremos que $\varphi = \pi/2$. Admitindo que as antenas têm ganho uniforme em todas as direções e são livres de ruído, e denominando a envoltória complexa do sinal incidente no arranjo por $As(t)$, onde A representa sua amplitude, a envoltória complexa do sinal recebido pelo m -ésimo elemento do arranjo é dada por:

$$r_m(t) = As(t)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d_a \cos \theta \sin \varphi} = As(t)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d_a \cos \theta}, \quad m = 1, \dots, n_R, \quad (2.32)$$

em que λ é o comprimento de onda da portadora. O sinal total na saída do arranjo será dado pela combinação:

$$z(t) = \sum_{m=1}^{n_R} w_m r_m(t) = As(t) \sum_{m=1}^{n_R} w_m e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d_a \cos \theta} = As(t)f(\theta), \quad (2.33)$$

onde $f(\theta)$ é chamado de fator do arranjo e é dado por:

$$f(\theta) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta), \quad (2.34)$$

com $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_{n_R}]^H$ sendo um vetor composto pelos fatores de ponderação do arranjo e

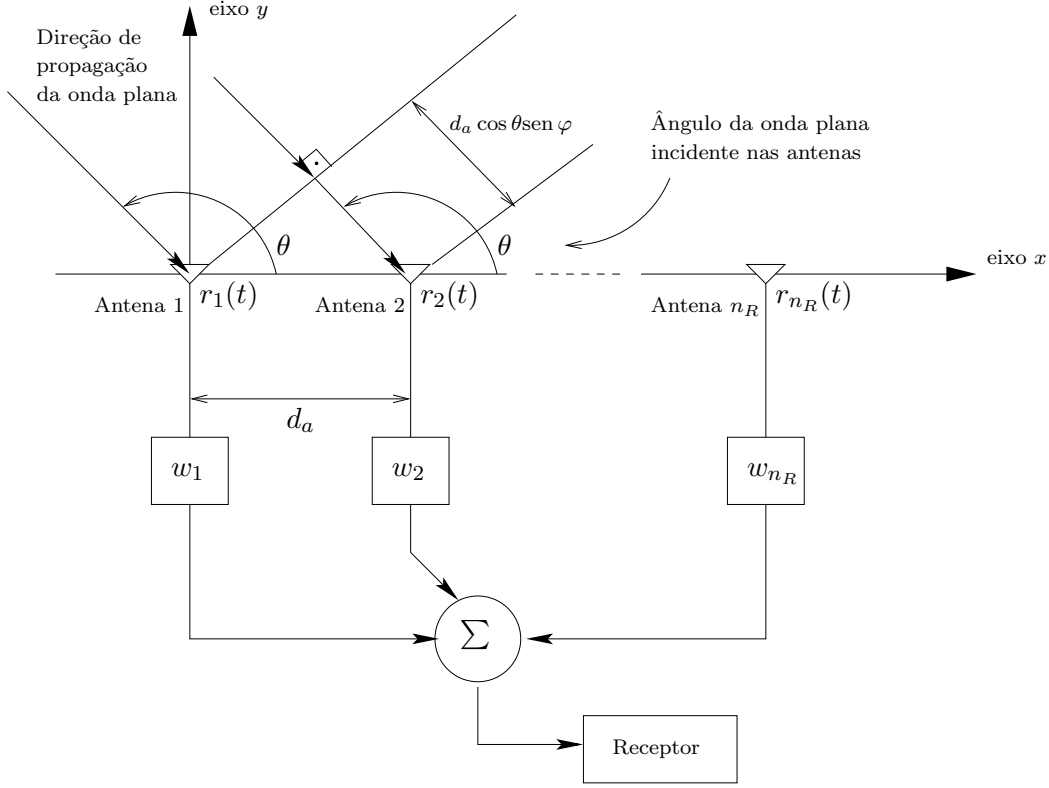


Figura 2.6: Modelo de um arranjo linear de antenas igualmente espaçadas.

$\mathbf{a}(\theta)$ o vetor de assinatura espacial, dado por:

$$\mathbf{a}(\theta) = [a_1(\theta) \ a_2(\theta) \ \cdots \ a_{n_R}(\theta)]^T, \quad (2.35)$$

cujo m -ésimo elemento é representado por:

$$a_m(\theta) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d_a \cos \theta} = e^{-j(m-1)\psi}, \quad (2.36)$$

onde $\psi = \frac{2\pi d_a}{\lambda} \cos \theta$. O ajuste dos pesos $\{w_m\}$ direcionará o feixe de irradiação do arranjo para a direção θ . Assumiremos neste trabalho fatores de ponderação ótimos, isto é, $w_m = a_m^*(\theta)$. Assumiremos ainda que o vetor de assinatura é normalizado por $\sqrt{n_R}$, isto é, $a_m(\theta) = \frac{1}{\sqrt{n_R}} e^{-j(m-1)\psi}$, de forma a se obter norma unitária $\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta) = 1$.

Considerando-se uma onda plana incidente na direção θ_k , a interferência normalizada produzida por um sinal proveniente de uma outra fonte na direção $\theta_{k'}$ é definida por:

$$\eta(\theta_k, \theta_{k'}) = \mathbf{a}^H(\theta_k)\mathbf{a}(\theta_{k'}) \quad (2.37)$$

Pode-se mostrar [54] que a interferência média normalizada é limitada superiormente por:

$$\bar{\eta} = E \{ \mathbf{a}^H(\theta_k) \mathbf{a}(\theta_{k'}) \} \geq \frac{1}{n_R}, \quad (2.38)$$

isto é, a interferência média é inversamente proporcional ao número de elementos do arranjo de antenas.

2.4.1 Modelo de Canal para Sistemas CDMA com Arranjo de Antenas na ERB

Consideremos o enlace reverso de um sistema CDMA que opera com K usuários comunicando-se com uma ERB com um arranjo linear de antenas na recepção através de um canal com desvanecimento seletivo em frequência com L percursos resolvíveis. A resposta ao impulso do canal entre o k -ésimo usuário e a m -ésima antena do arranjo, onde o usuário está localizado em um ângulo θ_{kl} com relação ao arranjo, pode ser escrita como sendo:

$$h_{km}(\tau_{k,l}; t) = \sum_{l=1}^L \alpha_{klm} a_m(\theta_{kl}, \phi_{kl}) \delta(t - \tau_{kl}), \quad (2.39)$$

em que α_{klm} é o desvanecimento Rayleigh referente ao l -ésimo percurso entre o k -ésimo usuário e a m -ésima antena do arranjo e o vetor de assinatura é dado por:

$$a_m(\theta_{kl}, \phi_{kl}) = \frac{1}{\sqrt{n_R}} e^{-j\phi_{kl}} e^{-j(m-1)\psi_{kl}}. \quad (2.40)$$

Observe que a fase total de propagação é composta por dois termos: o primeiro é igual para todas as antenas, denotado por ϕ_{kl} , e o segundo termo depende da antena considerada, e é definida para a m -ésima antena como sendo $(m-1)\psi_{kl}$, onde $\psi_{kl} = \frac{2\pi d_a}{\lambda} \cos(\theta_{kl})$. A Figura 2.7 ilustra o modelo definido pela Equação (2.39).

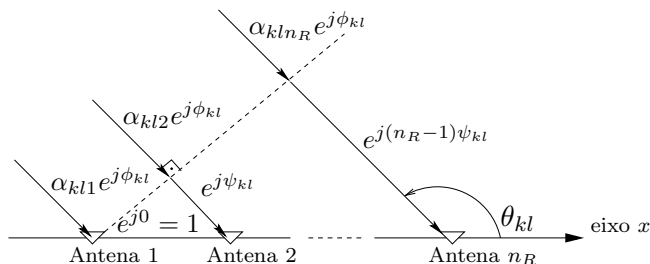


Figura 2.7: Modelo de canal para sistemas CDMA com arranjo de antenas na ERB, em um ambiente com múltiplos percursos.

Capítulo 3

Algoritmo de Seleção de Seqüências de Espalhamento de Sistemas CDMA para Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência

Propomos um algoritmo para escolha de seqüências de espalhamento para combater a interferência em canais com desvanecimento seletivo em freqüência em um ambiente multiusuário CDMA. Estudamos o comportamento do algoritmo para três tipos de seqüências de espalhamento: as seqüências de Walsh, as seqüências de Gold e as seqüências m deslocadas definidas no capítulo anterior. Por meio de simulação, demonstramos que a nova abordagem é bastante eficaz na redução de interferência tanto para o enlace direto quanto para o enlace reverso de sistemas CDMA.

3.1 Introdução

No enlace direto de sistemas CDMA normatizados pela IS-95, conforme já mencionamos, são usadas seqüências ortogonais de Walsh para identificar os usuários. Em canais com desvanecimento plano, os diferentes sinais transmitidos pela ERB não interferem no sinal direcionado ao usuário desejado, uma vez que o ambiente de propagação não causa o recebimento de versões atrasadas das seqüências de espalhamento transmitidas. Assim, o uso de seqüências ortogonais garante que,

no enlace direto, o sistema fique livre de interferência gerada na própria célula nestes tipos de canais. Atualmente, na padronização IS-95, as seqüências relacionadas aos usuários são selecionadas aleatoriamente pela ERB do conjunto de todas as possíveis seqüências de Walsh de comprimento $G_p = 64$.

Já no enlace reverso, para identificar os sinais dos usuários na ERB, são usadas seqüências de espalhamento PN longas truncadas. Devido à falta de ortogonalidade entre as seqüências PN e ao comportamento assíncrono do enlace reverso, existe uma interferência inerente a este enlace. Na padronização dos sistemas CDMA de segunda geração, as seqüências PN para diferentes usuários são escolhidas com base em uma máscara que é uma permutação do número serial eletrônico (ESN, do inglês *electronic serial number*) do aparelho móvel [2].

No caso de canais com desvanecimento seletivo em freqüência, as ondas propagam-se através de múltiplos percursos resolvíveis, fazendo com que o sinal recebido pelo usuário seja composto de diversas réplicas atrasadas do sinal original. Nestes tipos de ambiente, a recepção é feita utilizando-se o receptor *rake*. Uma vez que estes atrasos são resolvidos para valores inteiros do intervalo de um *chip*, no enlace direto, as diversas versões atrasadas das seqüências de espalhamento não são mais ortogonais entre si, e a propagação por múltiplos percursos introduzirá interferência de co-canal neste enlace. No enlace reverso, haverá também uma parcela de interferência devida aos múltiplos percursos. Entretanto, esta parcela é bem menos representativa do que a interferência por acesso múltiplo.

A relação sinal-interferência-mais-ruído (SINR) de um sistema CDMA é dada pela potência do sinal recebido dividida pela soma das potências do ruído e da interferência total presente no sistema. Uma vez que o ruído aditivo é considerado constante para efeito de comparação, o desempenho de um sistema de comunicações com espalhamento espectral em um canal com desvanecimento seletivo em freqüência é principalmente afetado pela interferência devida ao ambiente de múltiplos usuários e múltiplos percursos, ou seja, pelos efeitos da correlação cruzada e autocorrelação das seqüências de espalhamento (ver, por exemplo, [55, 56, 57, 58]). Portanto, é possível criar um método de escolha das seqüências de espalhamento, de forma a minimizar estes efeitos e produzir uma diminuição da probabilidade de erro de bit média.

Algumas técnicas de redução de interferência por meio de escolha de seqüências de espalhamento já foram desenvolvidas. Em [59], os autores desenvolveram um critério de seleção de seqüências

baseado na SINR do sinal recebido para o caso de um único usuário no sistema. As referências [60, 61, 62, 63] baseiam a escolha de seqüências no critério de maximização da SINR do sinal recebido pelo usuário de interesse, para o caso multiusuário. Em [64], a otimização das seqüências se baseia em uma soma ponderada das correlações cruzadas e da autocorrelação da seqüência de espalhamento de um dado usuário. Algumas outras referências ([65, 66, 67]) utilizam outros critérios de seleção de seqüências, mas sempre baseados no sinal recebido por um único usuário.

Neste capítulo, apresentaremos um algoritmo de seleção preferencial de seqüências de espalhamento, que tem como objetivo minimizar a probabilidade de erro de bit média do sistema como um todo e não apenas de um usuário específico, como é feito nas referências citadas anteriormente. É importante salientar que a seleção de seqüências com base na probabilidade de erro de bit média do sistema é um parâmetro mais justo de comparação, uma vez que uma seqüência considerada boa, quando atribuída a um dado usuário, estaria minimizando não apenas a probabilidade de erro daquele usuário, mas da média de todos os usuários ativos. Portanto, o algoritmo apresentado nesta seção pode ser considerado um caso mais geral em relação aos critérios de seleção previamente estabelecidos nas referências supracitadas.

O algoritmo de seleção de seqüências depende do ganho de diversidade, do fator de espalhamento e fracamente da relação sinal-ruído média por bit (definida por \mathcal{E}_b/N_0), e baseia-se nas propriedades das correlações cruzadas e autocorrelações das seqüências de espalhamento. O método inclui os seguintes passos: (P₁) utilizar um algoritmo para designar um ordenamento seqüencial para as seqüências de espalhamento a serem usadas em uma célula particular, baseado em critérios pré-estabelecidos; (P₂) atribuir a primeira seqüência disponível da lista para o primeiro usuário conectado, a segunda seqüência disponível para o próximo usuário e assim sucessivamente; (P₃) utilizar um algoritmo para verificação de desconexão e liberação das seqüências para futuras conexões. Estes passos são relacionados na Figura 3.1.

É importante salientar que a escolha das seqüências é feita uma única vez, de acordo com o número de percursos resolvíveis no receptor *rake*, com o fator de espalhamento das seqüências e com \mathcal{E}_b/N_0 , e usado na ERB na forma de uma tabela, que será obtida através da aplicação do algoritmo aqui definido. Salientamos ainda que a obtenção da tabela não necessariamente precisa ser realizada em tempo real pela própria ERB, mas pode ser feita previamente por um computador externo.

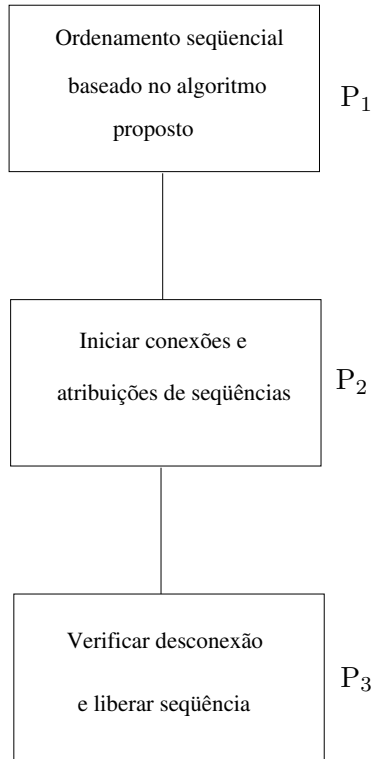


Figura 3.1: Passos realizados para a atribuição de seqüências de espalhamento aos usuários.

3.2 Cálculo do Desempenho

A seguir, apresentamos o procedimento analítico para a aplicação do algoritmo proposto, que se baseia na minimização da probabilidade de erro de bit média de um sistema CDMA unicelular, com K usuários conectados à ERB. Consideraremos os enlaces direto e reverso de comunicação separadamente.

3.2.1 Enlace Direto

Inicialmente, consideramos o caso do enlace direto, em que a ERB transmite informações para K usuários através de um canal com desvanecimento seletivo em freqüência com L percursos resolvíveis. Em um processo anterior ao do estabelecimento de qualquer conexão entre a ERB e os terminais móveis, tendo a mesma conhecimento do ganho de processamento a ser utilizado, do número de derivações utilizadas pelo receptor *rake* dos usuários e da relação sinal-ruído por bit, ela possui armazenada em uma tabela a escolha das seqüências baseada na métrica que minimiza

a probabilidade de erro de bit média e que será definida a seguir.

Supondo modulação BPSK, a envoltória complexa do sinal recebido pelo k -ésimo usuário no sistema considerado pode ser modelada pela seguinte expressão:

$$r(t) = \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L A_{k'} b_{k'} \alpha_{k,l'} e^{-j\phi_{k,l'}} p_{k'}(t - \tau_{k,l'}) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T_b, \quad (3.1)$$

onde $A_{k'}$ é a amplitude do sinal do k' -ésimo usuário, $b_{k'} \in \{-1, +1\}$ é o bit transmitido para o k' -ésimo usuário, $\alpha_{k,l'}$ é a amplitude do desvanecimento e $\phi_{k,l'}$ a fase de canal do l' -ésimo percurso entre a ERB e o k -ésimo usuário, $\tau_{k,l'}$ é o atraso associado ao l' -ésimo percurso entre a ERB e o k -ésimo usuário, $p_{k'}(t)$ é a seqüência de espalhamento do k' -ésimo usuário e $n(t)$ é o ruído aditivo gaussiano branco, de média zero e função de autocorrelação $E\{n(t_1)n^*(t_2)\} = 2N_0\delta(t_1 - t_2)$. Note a distinção entre o índice k , que representa o usuário desejado, e k' , que representa os usuários interferentes, já que, no enlace direto, $\alpha_{k',l} = \alpha_{k,l}$, $\phi_{k',l} = \phi_{k,l}$ e $\tau_{k',l} = \tau_{k,l}$, para todo k, k' . As variáveis relacionadas aos múltiplos percursos são consideradas estatisticamente independentes par-a-par.

Considerando controle ideal de potência, isto é, $A_{k'} = A$, para todo k' , e assumindo uma estimação perfeita das fases e amplitudes de canal, o receptor *rake* do usuário desejado escolherá o símbolo estimado \hat{b}_k que maximiza a métrica [10, seção 14.5]:

$$\begin{aligned} M &= \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} e^{j\phi_{k,l}} A \hat{b}_k \int_{\tau_{k,l}}^{\tau_{k,l}+T_b} r(t) p_k(t - \tau_{k,l}) dt \right\} \\ &= \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} e^{j\phi_{k,l}} A \hat{b}_k \int_0^{T_b} r(t + \tau_{k,l}) p_k(t) dt \right\}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde $\Re\{z\}$ representa a parte real da variável complexa z . Substituindo (3.1) em (3.2), obtemos:

$$M = \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} A^2 \hat{b}_k \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{k,l'} \cos(\phi_{k,l} - \phi_{k',l'}) b_{k'} \rho_{k,k'}^{[l,l']} + A \hat{b}_k \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} e^{j\phi_{k,l}} N_{k,l} \right\}, \quad (3.3)$$

em que a envoltória complexa do ruído filtrado é:

$$N_{k,l} = \int_0^{T_b} n(t + \tau_{k,l}) p_k(t) dt, \quad (3.4)$$

e a correlação cruzada das seqüências de espalhamento $\rho_{k,k'}^{[l,l']}$ é definida na Equação (2.15). Podemos usar a aproximação de que a métrica M , condicionada aos desvanecimentos $\{\alpha_{k,l}\}_{l=1}^L$ e ao

conhecimento do bit transmitido para o usuário de interesse b_k , é uma variável aleatória gaussiana [1, Apêndice A].

Consideremos as variáveis M_0 e M_1 , obtidas a partir da Equação (3.3) para $\hat{b}_k = 1$ e $\hat{b}_k = -1$, respectivamente. Assim, a probabilidade de erro de bit para o k -ésimo usuário, condicionada aos desvanecimentos e ao bit transmitido ao usuário de interesse, será dada por:

$$\begin{aligned} P_{b|\{\alpha_{k,l}, b_k\}} &= P(M_1 > M_0 | \{\alpha_{k,l}, b_k\}) = P(M_1 - M_0 > 0 | \{\alpha_{k,l}, b_k\}) \\ &= P(y_k > 0 | \{\alpha_{k,l}, b_k\}), \end{aligned} \quad (3.5)$$

onde definimos a variável y_k como sendo:

$$y_k = \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} A^2 \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{k,l'} \cos(\phi_{k,l} - \phi_{k,l'}) b_{k'} \rho_{k,k'}^{[l,l']} + A \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} e^{j\phi_{k,l}} N_{k,l} \right\}, \quad (3.6)$$

Após algumas manipulações algébricas, podemos reescrever a Equação (3.6) como a soma de cinco termos:

$$y_k = y_{k,d} + y_{k,\text{mpi}} + y_{k,\text{mai}} + y_{k,\text{mapi}} + y_{k,\text{noi}}, \quad (3.7)$$

onde o primeiro termo representa o sinal do usuário desejado e é dado por:

$$y_{k,d} = A^2 T_b b_k \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2. \quad (3.8)$$

O segundo termo refere-se à auto-interferência do usuário desejado causada pela propagação por múltiplos percursos (MPI, do inglês *multipath interference*), e pode ser escrito como:

$$y_{k,\text{mpi}} = A^2 \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{k,l} \alpha_{k,l'} \cos(\phi_{k,l} - \phi_{k,l'}) b_k \left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right). \quad (3.9)$$

A interferência de acesso múltiplo, caracterizada pelos termos em que aparece a correlação cruzada entre a seqüência do usuário desejado e as seqüências dos outros usuários, foi escrita como a soma de dois termos. Assim, o terceiro termo da Equação (3.7) representa a interferência por acesso múltiplo (MAI, do inglês *multiple access interference*) para o caso em que as seqüências estão alinhadas, isto é, $l = l'$, e é dado por:

$$y_{k,\text{mai}} = A^2 \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2 \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K b_{k'} \rho_{k,k'}^{[l,l]} = A^2 \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K b_{k'} \rho_{k,k'}^{[1,1]} \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2, \quad (3.10)$$

em que usamos a propriedade:

$$\rho_{k,k'}^{[l,l]} = \rho_{k,k'}^{[1,1]}, \quad \text{para todo } l. \quad (3.11)$$

O quarto termo simboliza a interferência, no usuário desejado, devida à propagação por múltiplos percursos dos sinais dos outros usuários, para o caso em que $l \neq l'$, e é definida por:

$$y_{k,\text{mapi}} = A^2 \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{k,l} \alpha_{k,l'} \cos(\phi_{k,l} - \phi_{k,l'}) \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K b_{k'} \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} + \rho_{k,k'}^{[l',l]} \right). \quad (3.12)$$

Por fim, o último termo em (3.7) representa o termo de ruído filtrado e é definido como:

$$y_{k,\text{noi}} = A \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} e^{j\phi_{k,l}} N_{k,l} \right\}. \quad (3.13)$$

Note que, devido à ortogonalidade entre as seqüências de Walsh, a correlação cruzada para seqüências alinhadas é nula e a Equação (3.10) desaparece.

Então, usando-se a aproximação da interferência por uma variável aleatória gaussiana, pode-se mostrar que, condicionada aos desvanecimentos e ao bit do usuário desejado, a variável de decisão y_k tem uma distribuição gaussiana, cuja média é definida por:

$$\mu_{y_k} \triangleq E\{y_k | \{\alpha_k, b_k\}\} = A^2 T_b b_k \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2, \quad (3.14)$$

e sua variância é dada por:

$$\begin{aligned} \sigma_{y_k}^2 &= E\{y_k^2 | \{\alpha_k, b_k\}\} - (E\{y_k | \{\alpha_k, b_k\}\})^2 \\ &= \frac{A^4}{2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{k,l}^2 \alpha_{k,l'}^2 \left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \frac{A^4}{2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{k,l}^2 \alpha_{k,l'}^2 \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} + \rho_{k,k'}^{[l',l]} \right) \right)^2 \\ &\quad + A^4 \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{k,l}^2 \alpha_{k,l'}^2 \left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right) \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} + \rho_{k,k'}^{[l',l]} \right) \\ &\quad + A^4 \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \rho_{k,k'}^{[1,1]} \right)^2 \left(\sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2 \right)^2 + A^2 T_b N_0 \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2, \end{aligned} \quad (3.15)$$

onde usamos as propriedades $E\{\cos(\phi_{k,l} - \phi_{k,l'})\} = 0$, para todo k, l e l' , $E\{\cos^2(\phi_{k,l} - \phi_{k,l'})\} = 1/2$, para todo $l \neq l'$, $E\{b_{k'}\} = 0$, para $k' \neq k$, e ainda o fato de que $(b_{k'})^2 = 1$, para todo k' .

Em virtude da variável de decisão ser gaussiana, a probabilidade de erro de bit condicional para o k -ésimo usuário é escrita como:

$$P_{b_k|\{\alpha_{k,l}, b_k\}} = P(y_k < 0|\{\alpha_{k,l}, b_k\}) = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_k} e^{-(y_k - \mu_{y_k})^2/2\sigma_k^2} dy_k = Q(\sqrt{2\gamma_{b_k}}), \quad (3.16)$$

onde γ_{b_k} é a relação sinal-ruído-mais-interferência (SINR) por bit para o k -ésimo usuário, e é definida como:

$$\gamma_{b_k} \triangleq \frac{\mu_{y_k}^2}{2\sigma_{y_k}^2}. \quad (3.17)$$

A probabilidade de erro de bit média para o k -ésimo usuário é obtida descondicionando-se a Equação (3.16) com relação à função densidade de probabilidade (PDF) da SINR. Substituindo-se (3.14) e (3.15) na Equação (3.17), podemos observar que o denominador da SINR é função de somas de quadrados do desvanecimento, o que torna impraticável obtermos uma expressão para sua PDF. Sendo assim, consideraremos uma aproximação do denominador pela sua média, uma vez que temos uma soma de muitas variáveis aleatórias, de forma que:

$\gamma_{b_k} \simeq$

$$\frac{\sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2}{\frac{1}{LT_b^2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \left[\left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} + \rho_{k,k'}^{[l',l]} \right) \right)^2 + 2 \left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right) \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} + \rho_{k,k'}^{[l',l]} \right) \right] + \frac{2L}{T_b^2} \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \rho_{k,k'}^{[1,1]} \right)^2 + \frac{2N_0}{A^2 T_b}}, \quad (3.18)$$

onde usamos $E\{\alpha_{k,l}^2\} = E\{\alpha^2\} = 1$, para todo k, l . Portanto, com esta aproximação, γ_{b_k} é uma variável aleatória com uma distribuição chi-quadrada de ordem $2L$, cuja PDF é dada por:

$$f(\gamma_{b_k}) = \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \gamma_{b_k}^{L-1} e^{-\gamma_{b_k}/\bar{\gamma}_c}, \quad (3.19)$$

em que $\bar{\gamma}_c$ é a SINR média por percurso para o k -ésimo usuário, e é dada por:

$\bar{\gamma}_c =$

$$\frac{1}{\frac{1}{LT_b^2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \left[\left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} + \rho_{k,k'}^{[l',l]} \right) \right)^2 + 2 \left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right) \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} + \rho_{k,k'}^{[l',l]} \right) \right] + \frac{2L}{T_b^2} \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \rho_{k,k'}^{[1,1]} \right)^2 + \frac{2N_0}{A^2 T_b}}. \quad (3.20)$$

Portanto, a probabilidade de erro de bit média para o usuário desejado é obtida resolvendo-se a equação:

$$\bar{P}_{b_k} = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_{b_k}}) f(\gamma_{b_k}) d\gamma_{b_k}. \quad (3.21)$$

Esta integral tem solução fechada dada por [10]:

$$\bar{P}_{b_k} = p^L \sum_{i=0}^{L-1} \binom{L-1+i}{i} (1-p)^i, \quad (3.22)$$

onde

$$p = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{b_k}}{L + \bar{\gamma}_{b_k}}} \right), \quad (3.23)$$

com $\bar{\gamma}_{b_k} \triangleq E\{\gamma_{b_k}\}$ sendo a SINR média por bit para o usuário desejado, dada por:

$$\bar{\gamma}_{b_k} = \frac{1}{\frac{1}{L^2 T_b^2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \left[\left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} + \rho_{k,k'}^{[l',l]} \right) \right)^2 + 2 \left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right) \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} + \rho_{k,k'}^{[l',l]} \right) \right] + \frac{2}{T_b^2} \left(\sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \rho_{k,k'}^{[1,1]} \right)^2 + \left(\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \right)^{-1}}, \quad (3.24)$$

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

Para valores elevados de $\bar{\gamma}_{b_k}$, a probabilidade de erro de bit média para o usuário k pode ser bem aproximada por [10]:

$$\bar{P}_{b_k} \simeq \binom{2L-1}{L} 4^{-L} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{b_k}} \right)^L. \quad (3.25)$$

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

$$\bar{P}_b = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \bar{P}_{b_k}, \quad (3.26)$$

em que K é o número de usuários. Deseja-se minimizar esta probabilidade de erro de bit média como forma de se aumentar a capacidade do sistema como um todo. Substituindo-se a aproximação dada pela Equação (3.25) para $\bar{\gamma}_{b_k} \gg 1$ na equação acima, obtemos:

$$\bar{P}_b \simeq \frac{1}{4^L K} \binom{2L-1}{L} \sum_{k=1}^K \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{b_k}} \right)^L. \quad (3.27)$$

Portanto, eliminando-se os termos constantes, podemos observar que a minimização da probabilidade de erro de bit média é equivalente à minimização de:

$$\mathcal{S}_K = \sum_{k=1}^K \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{b_k}} \right)^L. \quad (3.28)$$

Esta equação é fundamental para uma boa escolha das seqüências de espalhamento. De fato, esta é a métrica a ser minimizada pelo algoritmo de escolha de seqüências proposto neste trabalho. Como os fatores $\bar{\gamma}_{b_k}$ dependem exclusivamente do número de percursos resolvíveis, das autocorrelações e correlações cruzadas, do fator de espalhamento e da relação sinal-ruído por bit média, uma escolha adequada para as seqüências atribuídas aos usuários levará a uma minimização da probabilidade de erro de bit média do sistema e, conseqüentemente a um aumento na sua capacidade. Desta forma, fixados os valores de G_p , L e \mathcal{E}_b/N_0 , e definida uma matriz \mathbf{G}_{G_p} de possíveis seqüências a serem utilizadas, os termos $\rho_{k,k'}^{[l,l']}$ são parâmetros-chave que controlam a quantidade total de interferência presente no sistema.

Para fins de ilustração, a Tabela 3.1 apresenta a métrica definida pela Equação (3.28), considerando-se $G_p = 64$, $L = 3$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para dois pares de seqüências de Walsh ($\mathbf{G}_{G_p} = \mathbf{W}_{G_p}$): $(\mathbf{W}_{2,64}; \mathbf{W}_{3,64})$ e $(\mathbf{W}_{47,64}; \mathbf{W}_{48,64})$. Pode-se notar que a métrica do segundo par (0,031) é muito menor do que a do primeiro (3,106). Portanto, o uso do segundo par para o caso de dois usuários conectados ao sistema teria um desempenho muito superior do que o uso do primeiro par. De fato, este efeito ocorre não só para este valor de \mathcal{E}_b/N_0 , como pode ser comprovado pela Figura 3.2.

Tabela 3.1: Comparação da métrica para dois pares distintos de seqüências. Parâmetros: $G_p = 64$, $L = 3$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB.

Seqüências	Métrica
$(\mathbf{W}_{2,64}; \mathbf{W}_{3,64})$	3,106
$(\mathbf{W}_{47,64}; \mathbf{W}_{48,64})$	0,031

3.2.2 Enlace Reverso

Consideraremos agora o enlace reverso, também com K usuários comunicando-se com uma ERB através de um canal com desvanecimento seletivo em freqüências com L percursos resolvíveis. Considerando modulação BPSK, a envoltória complexa do sinal recebido pela ERB pode ser expressa

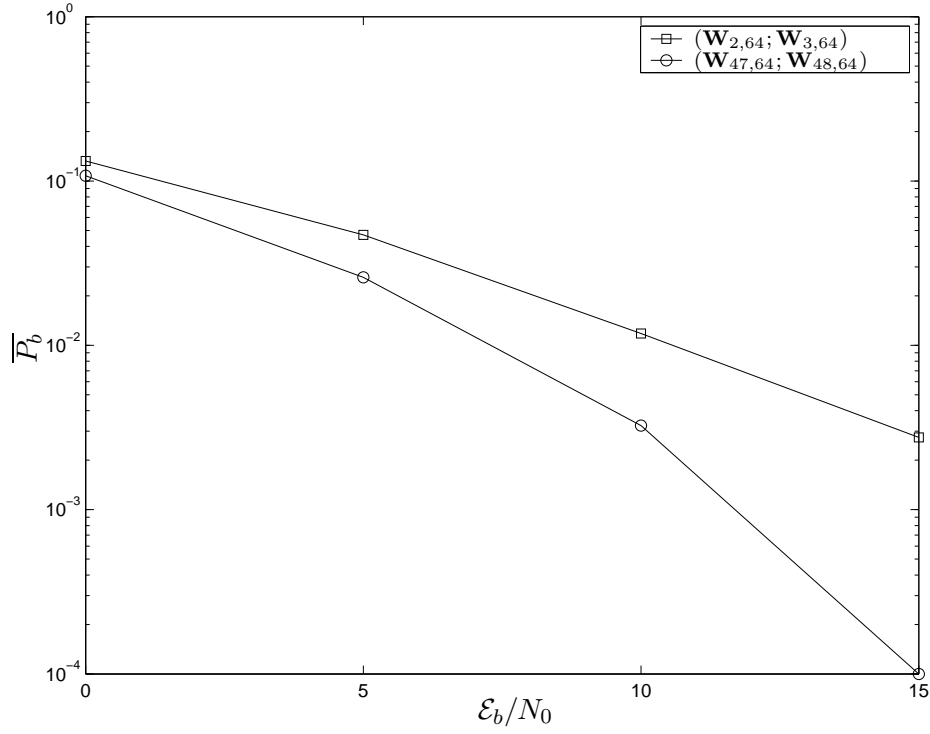


Figura 3.2: Probabilidade de erro de bit média \bar{P}_b em função de E_b/N_0 em dB, para $L = 3$, $G_p = 64$ e $K = 2$ usuários, comparando-se dois conjuntos de seqüências.

por:

$$r(t) = \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L A_{k'} b_{k'} \alpha_{k',l'} e^{-j\phi_{k',l'}} p_{k'}(t - \tau_{k',l'}) + n(t), \quad (3.29)$$

onde $A_{k'}$ é a amplitude do sinal do k' -ésimo usuário, $b_{k'} \in \{-1, +1\}$ é o bit transmitido para o k' -ésimo usuário, $\alpha_{k',l'}$ é a amplitude do desvanecimento e $\phi_{k',l'}$ a fase de canal do l' -ésimo percurso entre o k' -ésimo usuário e a ERB, $\tau_{k',l'}$ é o atraso associado ao l' -ésimo percurso entre o k' -ésimo usuário e a ERB, $p_{k'}(t)$ é a seqüência de espalhamento do k' -ésimo usuário e $n(t)$ é o ruído aditivo gaussiano branco. Observe que, neste caso, as variáveis que modelam o desvanecimento têm índices que variam com o somatório em k' , uma vez que os sinais transmitidos pelos usuários são superpostos após a sua passagem pelo canal.

Utilizando-se as mesmas considerações que foram feitas para o enlace direto, a probabilidade de erro de bit para o k -ésimo usuário dependerá da seguinte variável de decisão:

$$y_k = \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} A^2 \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{k',l'} \cos(\phi_{k,l} - \phi_{k',l'}) b_{k'} \rho_{k,k'}^{[l,l']} + A \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} e^{j\phi_{k,l}} N_{k,l} \right\}, \quad (3.30)$$

que, após algumas manipulações algébricas, pode ser reescrita como a soma de quatro termos:

$$y_k = y_{k,d} + y_{k,\text{mpi}} + y_{k,\text{mai}} + y_{k,\text{noi}}, \quad (3.31)$$

onde o primeiro termo corresponde ao sinal do usuário desejado, dado por:

$$y_{k,d} = A^2 T_b b_k \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2. \quad (3.32)$$

O segundo termo representa a auto-interferência (MPI) do usuário desejado e é expresso por:

$$y_{k,\text{mpi}} = A^2 \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{k,l} \alpha_{k,l'} \cos(\phi_{k,l} - \phi_{k,l'}) b_k \left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right). \quad (3.33)$$

O terceiro termo representa a MAI total, dado por:

$$y_{k,\text{mai}} = A^2 \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \alpha_{k',l'} \cos(\phi_{k,l} - \phi_{k',l'}) b_{k'} \rho_{k,k'}^{[l,l']}. \quad (3.34)$$

Observe que neste caso a MAI total tem média nula e não tem influência no cálculo da média da variável y_k . Por fim, o último termo na Equação (3.31) representa o termo de ruído filtrado:

$$y_{k,\text{noi}} = A \Re \left\{ \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} e^{j\phi_{k,l}} N_{k,l} \right\}. \quad (3.35)$$

Portanto, a variável y_k pode ser modelada como uma variável aleatória gaussiana, de média:

$$\mu_{y_k} = A^2 T_b b_k \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2, \quad (3.36)$$

e variância:

$$\sigma_{y_k}^2 = \frac{A^4}{2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \alpha_{k,l}^2 \alpha_{k,l'}^2 \left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \frac{A^4}{2} \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2 \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \alpha_{k',l'}^2 \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} \right)^2 + A^2 T_b N_0 \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2. \quad (3.37)$$

Condicional ao desvanecimento, a variável de decisão y_k é gaussiana. Assim, de forma similar ao enlace direto, a probabilidade de erro de bit para o k -ésimo usuário é dada por:

$$P_{b_k} = Q \left(\sqrt{2\gamma_{b_k}} \right), \quad (3.38)$$

onde, agora, a SINR para o enlace reverso, obtida pela aproximação do denominador pela sua média, é dada por:

$$\gamma_{b_k} \simeq \frac{\sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2}{\frac{1}{L^2 T_b^2} \left[\sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} \right)^2 \right] + \frac{2N_0}{A^2 T_b}}, \quad (3.39)$$

onde se supôs que $E\{\alpha^2\} = 1$.

Portanto, a probabilidade de erro de bit média é expressa pelas Equações (3.22) e (3.23), utilizando-se a SINR por bit média dada por:

$$\bar{\gamma}_{b_k} = \frac{1}{\frac{1}{L^2 T_b^2} \left[\sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \left(\rho_{k,k}^{[l,l']} + \rho_{k,k}^{[l',l]} \right)^2 + \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \left(\rho_{k,k'}^{[l,l']} \right)^2 \right] + \left(\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \right)^{-1}}. \quad (3.40)$$

De forma similar ao enlace direto, a minimização da probabilidade de erro de bit média é equivalente à minimização da soma expressa na Equação (3.28), com a utilização da SINR definida por (3.40). O algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento no enlace reverso escolherá as seqüências que minimizam esta soma.

O enlace reverso é assíncrono por natureza, uma vez que os usuários transmitem em instantes de tempo aleatórios e estão a diferentes distâncias da ERB. Esta característica faz com que os sinais dos usuários cheguem com diferentes atrasos na ERB, atrasos estes que podem estar no intervalo real $[0, T_b]$. Assim, poderíamos propor um algoritmo de escolha de seqüências que levasse em consideração todos estes atrasos. No entanto, além de computacionalmente inviável, este algoritmo seria ineficiente, uma vez que estaria levando em consideração no cálculo da probabilidade de erro todas os possíveis valores de correlação cruzada e autocorrelação das seqüências, o que equivaleria muito proximamente à análise de probabilidade de erro de bit média de seqüências aleatórias conhecida na literatura [20].

Nossa proposta consiste em tentar sincronizar o enlace reverso, fazendo com que o receptor possa obter uma estimação dos atrasos relativos aos usuários, tal que o enlace assíncrono se tornará síncrono, se a estimação for perfeita, ou quase-síncrono, se a estimação dos atrasos dos usuários for imperfeita. Assim, com essa tentativa de sincronização do enlace reverso, é possível aplicar

o algoritmo para atrasos múltiplos de T_c e obter desempenhos superiores ao caso assíncrono. Na verdade, a tentativa de sincronização restringe o universo de deslocamentos possíveis para os sinais dos usuários, o que se mostra uma ótima alternativa para o algoritmo, como veremos mais adiante. Além do mais, enquanto que para o caso assíncrono não é possível utilizar as seqüências de Walsh e as seqüências m deslocadas para o enlace reverso pelos problemas de sincronismo, agora, com a tentativa de sincronização dos usuários, é possível utilizá-las sob certas condições.

3.3 Descrição do Algoritmo de Escolha de Seqüências

Descrevemos o algoritmo no contexto de um sistema de comunicações móveis CDMA unice-lular. Deve-se compreender que isto caracteriza apenas um exemplo e que o algoritmo pode ser aplicado diretamente em outros contextos que utilizem a técnica de acesso múltiplo por divisão de código, como por exemplo em sistemas de terceira geração WCDMA e cdma2000. O algoritmo aqui proposto pode ser utilizado em ambos os enlaces de comunicação.

Para a aplicação do método de escolha das seqüências, inicialmente, de posse dos valores do fator de espalhamento G_p , da ordem de diversidade L , da relação sinal-ruído \mathcal{E}_b/N_0 e do tipo de seqüência, a escolha é realizada aplicando-se o algoritmo como se segue. De forma a tornar mais clara a sua compreensão, definimos $\bar{\gamma}_b(j; \{j'\})$ como sendo a SINR dada por uma das Equações (3.24) ou (3.40), substituindo-se k por j e todos os k' por todos os j' possíveis, onde $1 \leq j, j' \leq K$, $j \neq j'$. Por exemplo, $\bar{\gamma}_b(2; 1, 3, 4)$ é a SINR definida nas Equações (3.24) ou (3.40), fazendo-se $k = 2$, que representa a seqüência do usuário de interesse, e $\{k'\} = 1, 3, 4$, que representam as seqüências dos usuários interferentes.

Portanto, baseado nesta definição, apresentamos o algoritmo de seleção de seqüências, mostrado na Tabela 3.2. Note que o algoritmo é válido para qualquer tipo de seqüência, sendo necessário apenas substituir a matriz \mathbf{G}_{G_p} pela matriz correspondente ao tipo de seqüência desejado. Inicialmente, definidos os valores de G_p , L e \mathcal{E}_b/N_0 , e definida a matriz de seqüências desejada \mathbf{G}_{G_p} , o algoritmo escolhe as duas melhores seqüências \mathbf{G}_{a_1, G_p} \mathbf{G}_{a_2, G_p} que minimizam a soma dada pela Equação (3.41) da Tabela 3.2, em que $1 \leq a_1, a_2 \leq G_l$, $a_2 > a_1$, designam as seqüências que serão atribuídas aos usuários 1 e 2, respectivamente, e G_l representa o número de linhas da matriz \mathbf{G}_{G_p} , que pode ser $G_p - 1$, para seqüências m deslocadas e de Gold e G_p para seqüências de Walsh.

Em seguida, o algoritmo escolhe a próxima seqüência a_n que minimiza a Equação (3.42), que

relaciona as SINRs da seqüência a_n com as seqüências já selecionadas. Essa escolha da próxima seqüência é repetida até que todas as K possíveis seqüências tenham sido escolhidas. Como exemplo, para $K = 3$, o algoritmo escolherá a seqüência \mathbf{G}_{a_3, G_p} que minimiza a soma:

$$\mathcal{S}_3 = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_b(3; 1, 2)} \right)^L + \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_b(1; 2, 3)} \right)^L + \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_b(2; 1, 3)} \right)^L.$$

Observe que a escolha das seqüências é feita em ordem crescente, isto é, a seqüência \mathbf{G}_{a_1, G_p} é a primeira a ser atribuída aos usuários e a seqüência \mathbf{G}_{a_K, G_p} a última.

Tabela 3.2: Algoritmo de escolha de seqüências: enlace direto.

<p>Defina $G_p, L, \mathcal{E}_b/N_0, \mathbf{G}_{G_p}$</p> <p>Para $a'_1 = 1$ até G_l</p> <p style="padding-left: 20px;">Para $a'_2 = 2$ até G_l e $a'_2 > a'_1$</p> <p style="padding-left: 40px;">Escolha as duas seqüências \mathbf{G}_{a_1, G_p} e \mathbf{G}_{a_2, G_p} que minimizam a soma</p> $\mathcal{S}_2 = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_b(1; 2)} \right)^L + \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_b(2; 1)} \right)^L \quad (3.41)$ <p style="padding-left: 20px;">Fim</p> <p style="padding-left: 20px;">Fim</p> <p>Forme o conjunto de índices $\mathcal{C} = \{a_1, a_2\}$ e o conjunto $\mathcal{D} = \{1, 2\}$</p> <p>Para $n = 3$ até K</p> <p style="padding-left: 20px;">Para $a'_n = 1$ até G_l e $a'_n \notin \mathcal{C}$</p> <p style="padding-left: 40px;">Escolha a próxima seqüência \mathbf{G}_{a_n, G_p} que minimize a soma:</p> $\mathcal{S}_n = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_b(n; \mathcal{D})} \right)^L + \sum_{k=1}^{ \mathcal{D} } \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_b(k; n, \mathcal{D} - \{k\})} \right)^L \quad (3.42)$ <p style="padding-left: 20px;">Fim</p> <p style="padding-left: 20px;">Faça $\mathcal{C} = \mathcal{C} \cup \{a_n\}$ e $\mathcal{D} = \mathcal{D} \cup \{n\}$</p> <p style="padding-left: 20px;">Fim</p>
--

Desta forma, seguindo-se este algoritmo, garante-se uma escolha ótima das seqüências de forma a minimizar a probabilidade de erro de bit média do sistema para valores definidos de L, G_p e \mathcal{E}_b/N_0 . A Tabela 3.3 mostra as primeiras 10 seqüências de Walsh escolhidas para o enlace direto, em que $G_p = 64, \mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os casos $L = 3$ e $L = 5$.

Tabela 3.3: Primeiras 10 seqüências escolhidas pelo algoritmo. Parâmetros: $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB.

L	Seqüências
3	$\mathbf{W}_{47,64}$ $\mathbf{W}_{48,64}$ $\mathbf{W}_{23,64}$ $\mathbf{W}_{24,64}$ $\mathbf{W}_{63,64}$ $\mathbf{W}_{64,64}$ $\mathbf{W}_{11,64}$ $\mathbf{W}_{12,64}$ $\mathbf{W}_{39,64}$ $\mathbf{W}_{40,64}$
5	$\mathbf{W}_{47,64}$ $\mathbf{W}_{48,64}$ $\mathbf{W}_{11,64}$ $\mathbf{W}_{12,64}$ $\mathbf{W}_{23,64}$ $\mathbf{W}_{24,64}$ $\mathbf{W}_{63,64}$ $\mathbf{W}_{64,64}$ $\mathbf{W}_{39,64}$ $\mathbf{W}_{40,64}$

A escolha ótima das seqüências de espalhamento realizada pelo algoritmo proposto será utilizada pela ERB para atribuição das seqüências nas conexões solicitadas pelos equipamentos móveis, de acordo com o passo P_2 , mostrado na Figura 3.3. Inicialmente, supondo que nenhum usuário está conectado à ERB, no passo S_1 , a ERB verifica o pedido de conexão feito pelo móvel. Quando a primeira conexão for solicitada, o passo S_2 inicializa o índice n de ordenamento para $n = 1$, indicando a primeira linha da tabela, e o passo S_3 seleciona a n -ésima seqüência da tabela, que será usada para espalhar o sinal do usuário que solicitou a conexão. Caso a seqüência selecionada já esteja em uso por outro usuário, o índice n é incrementado pelo passo S_6 e a segunda seqüência da escolha é selecionada e novamente é verificado o indicador de uso desta seqüência. Estes passos são repetidos até que seja selecionada uma seqüência livre do ordenamento. Se a ERB não dispuser de nenhuma seqüência livre, a conexão é recusada conforme ilustram os passos S_7 e S_8 . Uma vez selecionada uma seqüência livre, esta seqüência é atribuída ao usuário no passo S_5 .

A ERB utiliza o passo P_3 para a desconexão dos usuários, como mostrado na Figura 3.4. A ERB permanece aguardando o fim da conexão do usuário que utiliza a n -ésima seqüência de espalhamento (passo S_9). Quando a conexão for finalizada pelo usuário, o passo S_{10} libera o uso da seqüência e volta para o estado de espera de conexão.

É importante salientar que a utilização do algoritmo de escolha de seqüências pode ser usado em outros sistemas que apresentem diferentes mecanismos de diversidade, simplesmente substituindo-se o parâmetro L nas Equações (3.22), (3.23) e (3.24) pelo ganho correspondente do novo mecanismo. Por exemplo, para sistemas que utilizem um número n_R de antenas na recepção, em um canal com desvanecimento seletivo em frequência, pode-se verificar que o ganho total de diversidade é $L n_R$,

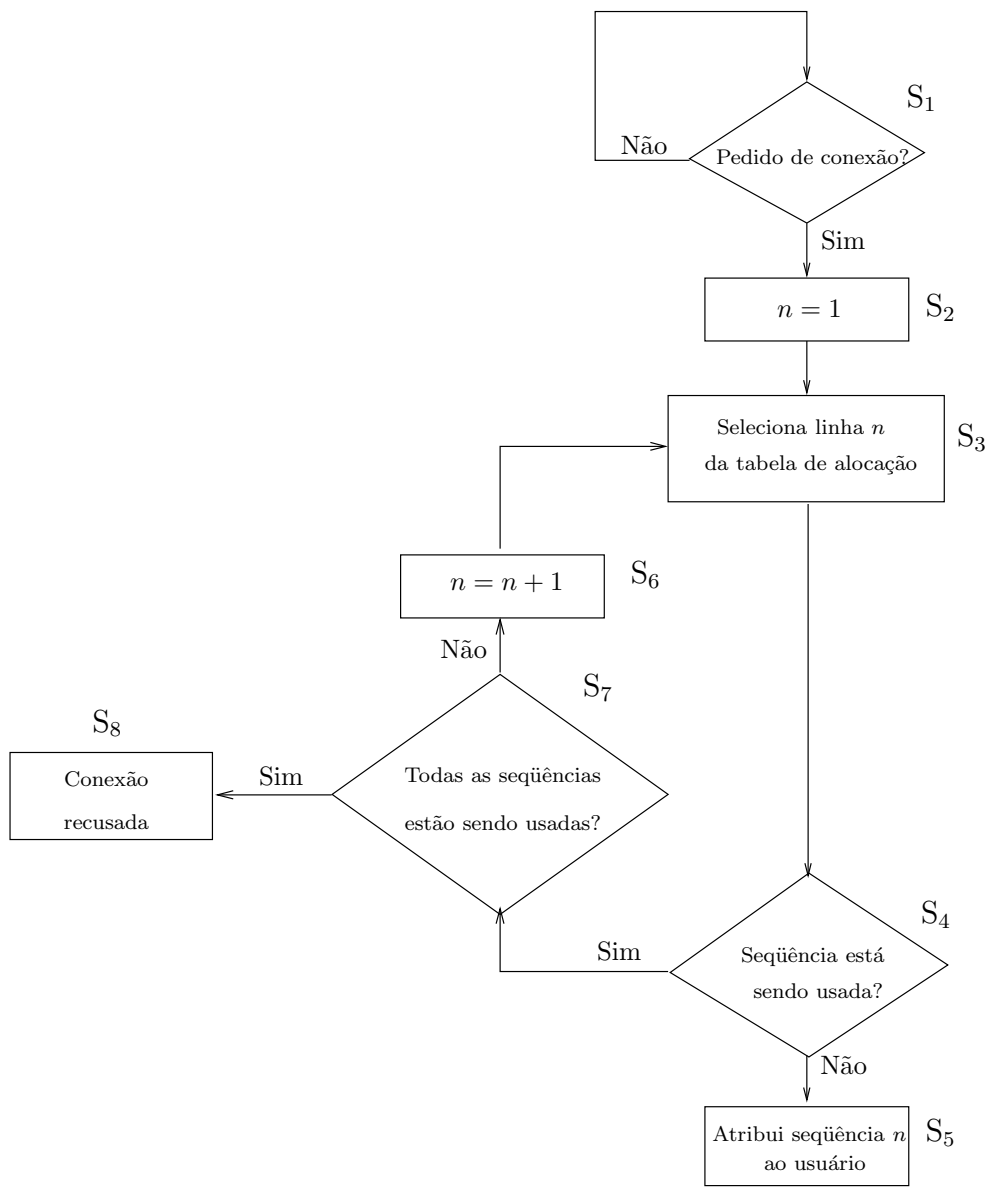


Figura 3.3: Diagrama de fluxo detalhado do passo P₂.

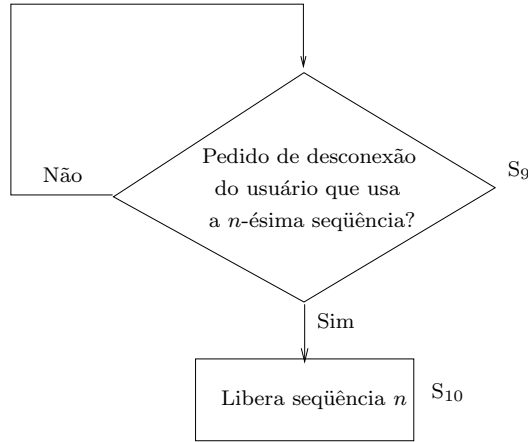


Figura 3.4: Diagrama de fluxo detalhado do passo P₃.

e, portanto, a escolha será feita utilizando o algoritmo proposto, substituindo-se L por $L n_R$ nas Equações definidas anteriormente.

Da mesma forma, para sistemas codificados em canais com desvanecimento seletivo, o novo ganho de diversidade é $L d_c$, em que d_c representa a distância mínima ou a distância livre do código utilizado, caso se utilize um código de bloco ou um código convolucional, respectivamente. Utilizando-se $L d_c$ no lugar de L nas Equações (3.22), (3.23), obtém-se, através do algoritmo proposto, a escolha ótima de seqüências para sistemas codificados. Observe que, neste caso, o parâmetro L na Equação (3.24) permanece inalterado, uma vez que a SINR não é função de d_c para sistemas codificados.

3.4 Resultados Numéricos

Nesta seção, ilustraremos o desempenho de sistemas CDMA em canais com desvanecimento seletivo em frequência, considerando tanto o enlace direto quanto o enlace reverso. As análises serão realizadas através de simulação pelo método de Monte Carlo, e terão como base o cálculo da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b , cuja expressão aproximada é dada pela Equação (3.22).

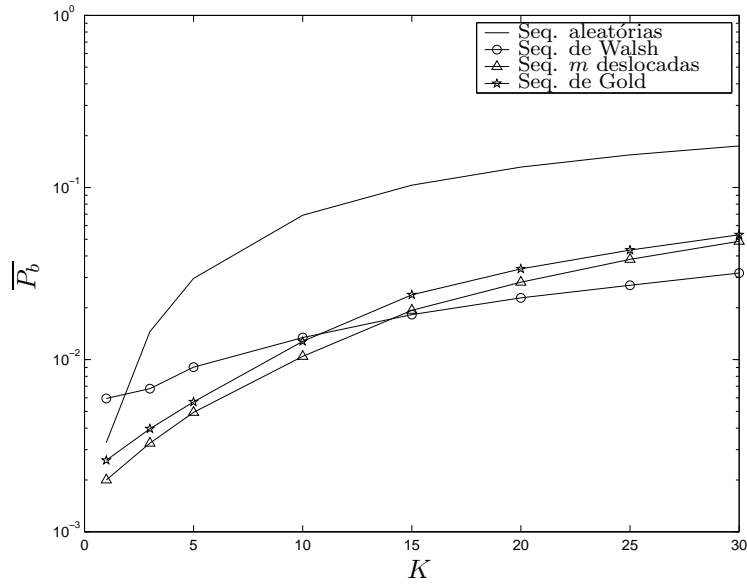
3.4.1 Enlace Direto

Inicialmente, consideraremos o caso do enlace direto sem a utilização do algoritmo de escolha de seqüências. As Figuras 3.5 e 3.6 mostram o comportamento da probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários, com ganhos de processamento $G_p = 32$ (31) e $G_p = 64$ (63),

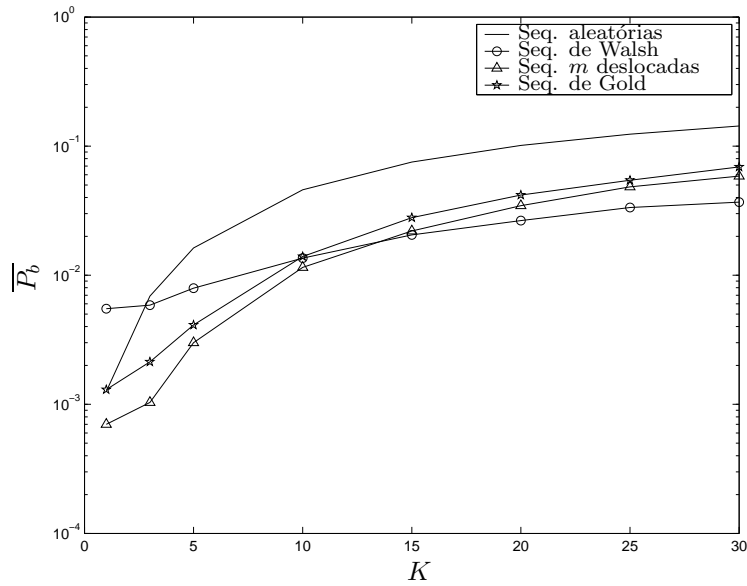
respectivamente, para os quatro tipos de seqüências de espalhamento consideradas neste trabalho, em que foram usados os parâmetros $L = 3$ e $L = 5$ percursos resolvíveis e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB. Usamos a notação $G_p = x(y)$, em que x representa o comprimento das seqüências de Walsh e aleatórias, e y o comprimento das seqüências m deslocadas e de Gold. Deve-se lembrar que as seqüências de Walsh com comprimento $G_p = 64$ são usadas no enlace direto da norma IS-95.

Uma primeira conclusão que podemos tirar das figuras é que, apesar de serem uma ótima ferramenta para análise de sistemas CDMA, devido às suas propriedades de correlação, e da simplicidade para sua obtenção, as seqüências aleatórias são a pior escolha entre as seqüências de espalhamento para o enlace direto. Outra observação baseia-se na utilização das seqüências de Walsh. Embora sejam utilizadas no padrão IS-95 para a separação dos usuários no enlace direto, o desempenho destas seqüências é inferior ao das seqüências de Gold ou m deslocadas para um número pequeno de usuários - até aproximadamente $K = 20$ usuários para $G_p = 64$ (63) - e ligeiramente superior acima deste valor. Observamos ainda que as seqüências m deslocadas apresentam um pequeno ganho de desempenho em comparação com as seqüências de Gold. Concluimos, então, que para um número não muito grande de usuários, correspondente a um fator de carregamento de até $(K - 1)/G_p = 30\%$, a utilização de seqüências m deslocadas apresenta o melhor desempenho em termos de probabilidade de erro de bit média. Já para valores do carregamento superiores a 30%, as seqüências de Walsh apresentam o melhor desempenho, embora o ganho com relação às outras seqüências não seja muito significativo, principalmente para valores elevados de G_p .

É importante salientar que, para o caso de canais com desvanecimento plano ($L = 1$), a utilização das seqüências de Walsh torna o sistema livre de interferência e seu desempenho para qualquer número de usuários ativos é equivalente ao de um único usuário, o que não ocorre com as outras seqüências. Com isto, em canais planos, o desempenho das seqüências de Walsh representa o limitante inferior de probabilidade de erro de bit média.

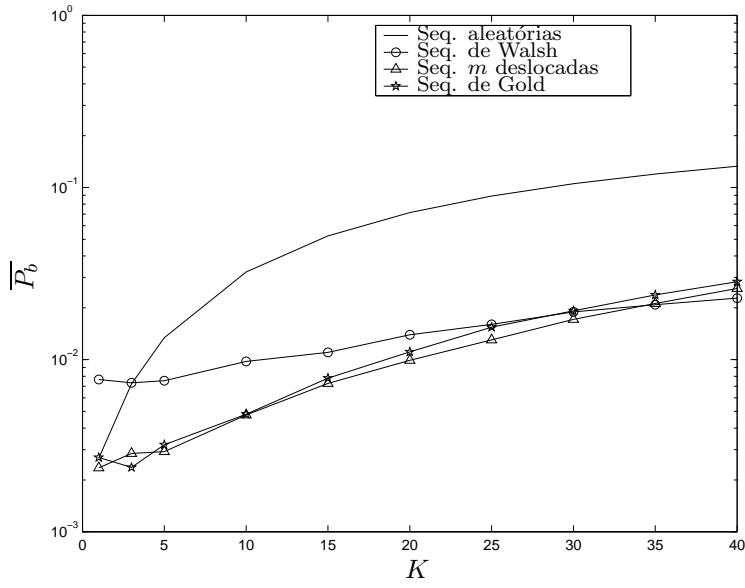


(a) $L = 3$

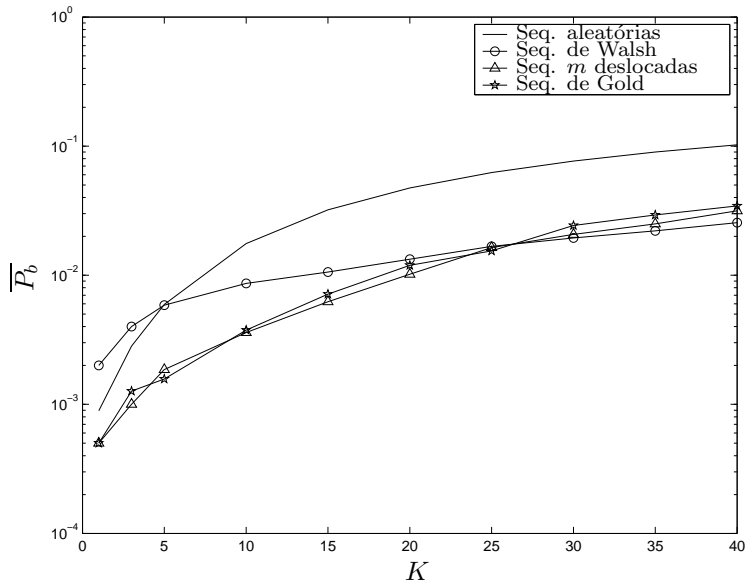


(b) $L = 5$

Figura 3.5: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as quatro seqüências consideradas, com escolha aleatória, tendo como parâmetros $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $G_p = 32$ (31), para $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). [Enlace direto.](#)



(a) $L = 3$



(b) $L = 5$

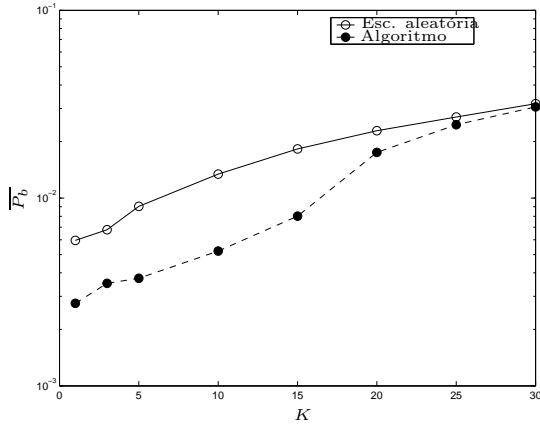
Figura 3.6: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as quatro seqüências consideradas, com escolha aleatória, tendo como parâmetros $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $G_p = 64$ (63), para $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). [Enlace direto.](#)

Para ilustrar a eficiência do algoritmo de escolha de seqüências, nas Figuras 3.7, 3.8 e 3.9 mostramos a probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K , para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, respectivamente, variando-se o número de percursos resolvíveis L e o ganho de processamento G_p e utilizando-se $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB. Comparamos o desempenho do algoritmo proposto neste trabalho com o desempenho de um sistema que utiliza o critério de escolha aleatória de seqüências de espalhamento, que é utilizado no padrão IS-95.

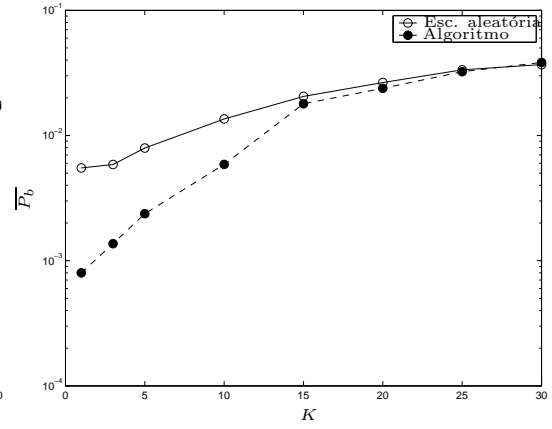
Para seqüências de Walsh, conforme podemos observar da Figura 3.7, o desempenho do algoritmo proposto é bastante superior ao da escolha aleatória, para todos as variações de valores considerados. Como exemplo, tomemos o caso $L = 3$ e $G_p = 64$ da Figura 3.7(c). Para um valor de \overline{P}_b aproximadamente igual a $1,5 \times 10^{-2}$, com o uso do algoritmo pode-se aumentar o número de usuários no sistema de 20 para 35 mantendo-se a probabilidade de erro, o que corresponde a um aumento de aproximadamente 75% no número de usuários. Vale a pena ressaltar que o uso de códigos corretores de erro aumentam ainda mais este ganho de desempenho.

O algoritmo também apresenta ganho de desempenho para as seqüências m deslocadas e para as seqüências de Gold, conforme podemos notar nas Figuras 3.8 e 3.9. Entretanto, o ganho não é tão significativo quanto para o caso das seqüências de Walsh. Para o caso das seqüências de Gold, o ganho menor se explica por suas características mais aleatórias, o que faz com que um reordenamento das seqüências tenha pouca influência nos valores quadráticos médios das correlações. Como exemplo, para $L = 3$ e $G_p = 63$, considerando-se $\overline{P}_b \simeq 1,5 \times 10^{-2}$, pode-se aumentar o número de usuários de 27 para 37, para o caso de seqüências m deslocadas, e de 25 para 29, para o caso de seqüências de Gold, que correspondem a aumentos de 37% e 16%, respectivamente.

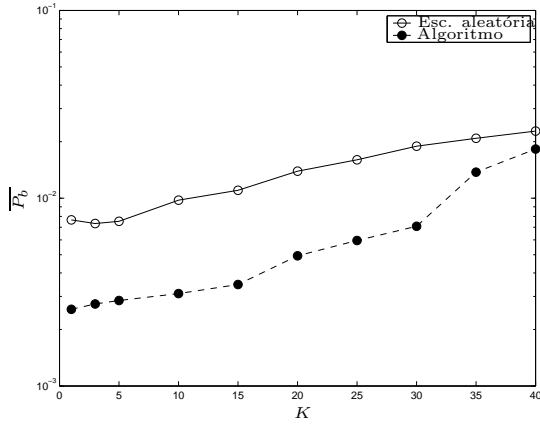
Portanto, podemos concluir que a escolha das seqüências de espalhamento realizado pelo algoritmo proposto consegue disponibilizar ao sistema um considerável ganho no seu desempenho.



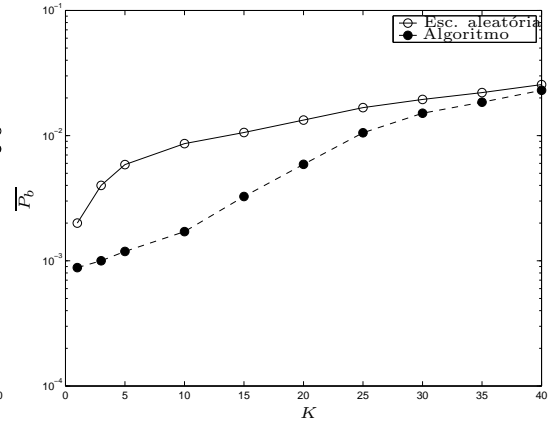
(a) $G_p = 32, L = 3$



(b) $G_p = 32, L = 5$

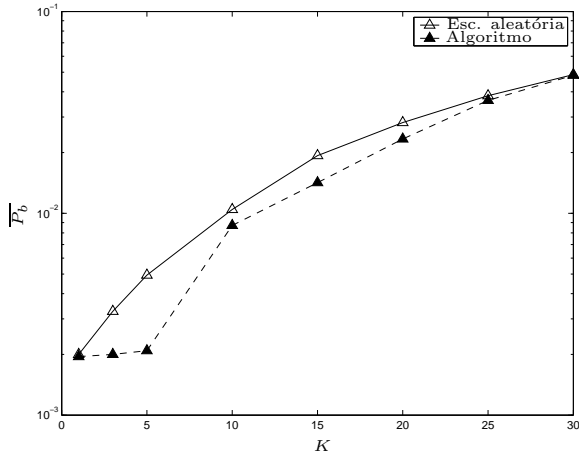


(c) $G_p = 64, L = 3$

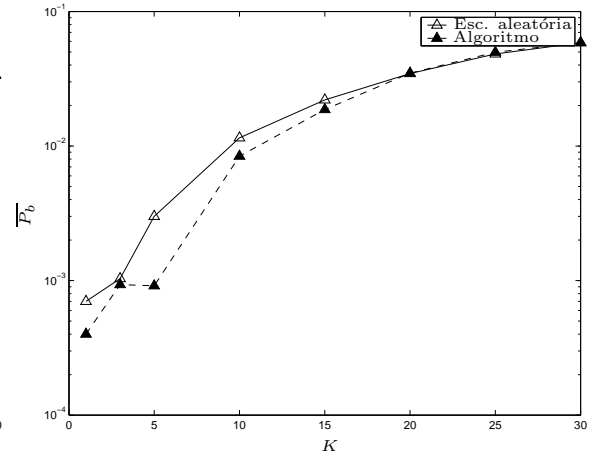


(d) $G_p = 64, L = 5$

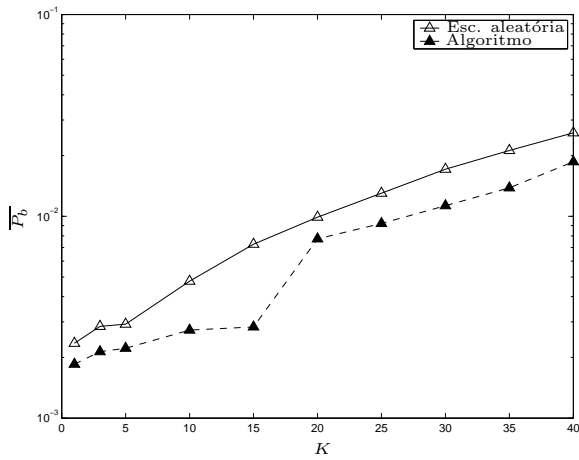
Figura 3.7: Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K para seqüências de Walsh, variando-se L e G_p , com $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os casos de escolha aleatória e utilização do algoritmo proposto. Enlace direto.



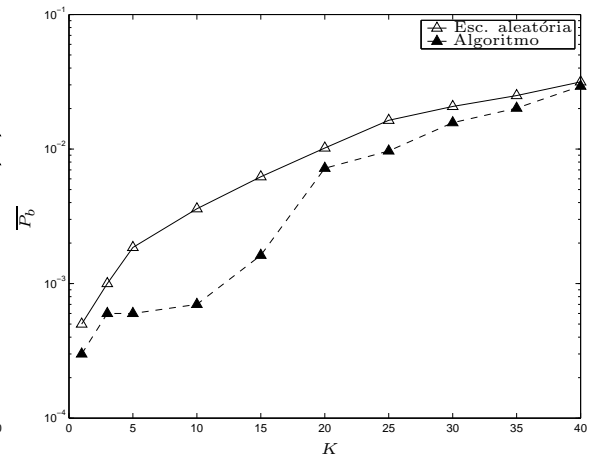
(a) $G_p = 31, L = 3$



(b) $G_p = 31, L = 5$

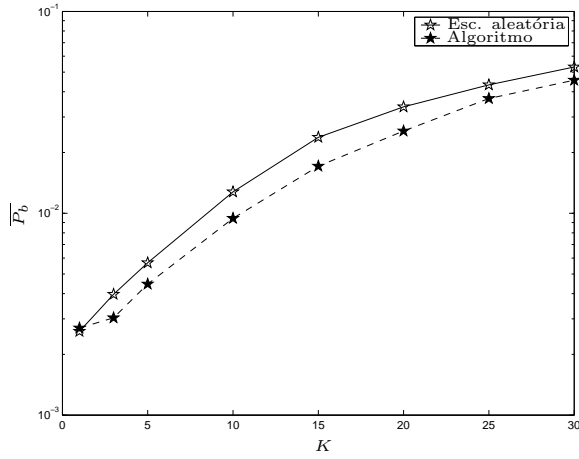


(c) $G_p = 63, L = 3$

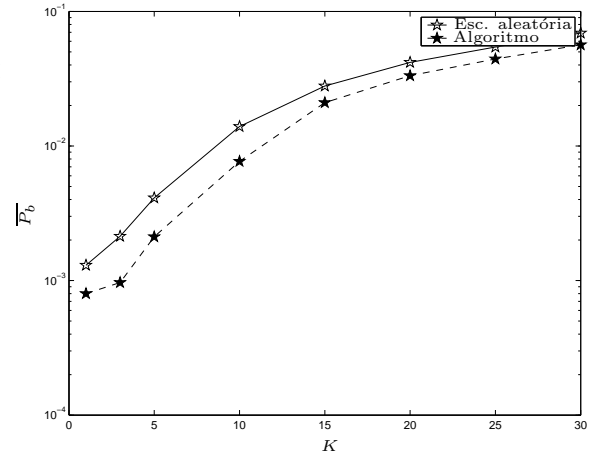


(d) $G_p = 63, L = 5$

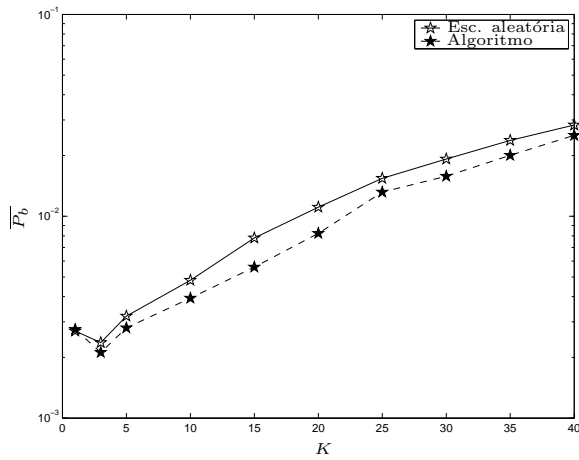
Figura 3.8: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências m deslocadas, variando-se L e G_p , com $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os casos de escolha aleatória e utilização do algoritmo proposto. [Enlace direto.](#)



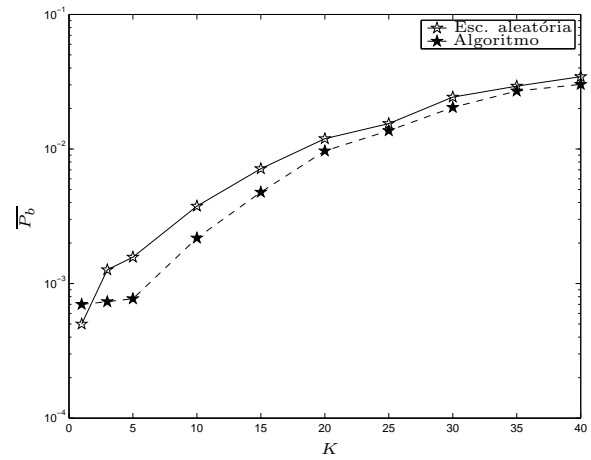
(a) $G_p = 31, L = 3$



(b) $G_p = 31, L = 5$



(c) $G_p = 63, L = 3$



(d) $G_p = 63, L = 5$

Figura 3.9: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências de Gold, variando-se L e G_p , com $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os casos de escolha aleatória e utilização do algoritmo proposto. [Enlace direto](#).

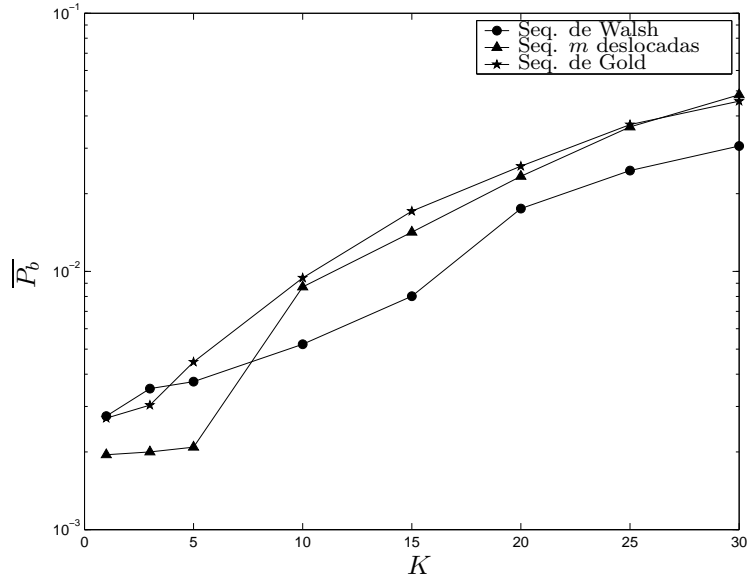
Nas Figuras 3.10 e 3.11, comparamos o desempenho do algoritmo para os diferentes tipos de seqüências de espalhamento de comprimento $G_p = 32$ (31) e $G_p = 64$ (63), respectivamente, tendo como parâmetro $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para $L = 3$ e $L = 5$. Podemos observar que o pior desempenho foi aquele apresentado pelas seqüências de Gold, para todas as variações consideradas, com um ligeiro

ganho em relação às seqüências de Walsh para um pequeno número de usuários. Portanto, como uma primeira conclusão, podemos afirmar que a utilização de seqüências de Gold no enlace direto, mesmo com o algoritmo de seleção de seqüências, não é interessante.

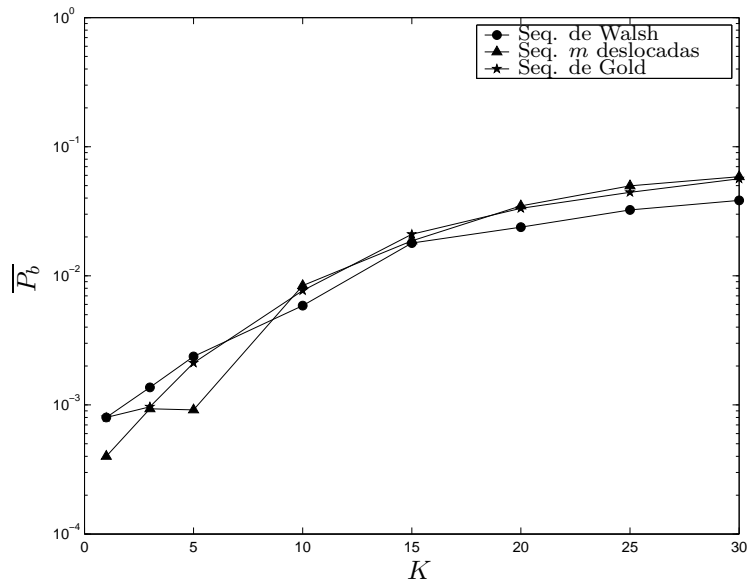
Para o caso das seqüências m deslocadas em comparação com as seqüências de Walsh, temos dois comportamentos que dependem do valor de G_p e de L . No primeiro caso, as seqüências m deslocadas têm desempenho superior em relação às seqüências de Walsh para um número pequeno de usuários. A partir de um certo K , as seqüências de Walsh apresentam melhor desempenho. O ponto de cruzamento entre as curvas é função tanto de G_p quanto de L .

É interessante observar que, a partir de um certo número de usuários, há uma queda abrupta no desempenho das seqüências m deslocadas, sendo sempre pior ou, no máximo, tendo o mesmo desempenho das seqüências de Walsh. Observe que essa queda abrupta é um comportamento inerente às seqüências m deslocadas, como podemos observar na Figura 3.8 para diferentes valores de G_p e L . Isto ocorre devido às seqüências serem cópias atrasadas em *chip* umas das outras. Assim, dependendo do número de percursos resolvíveis L , as K seqüências referentes aos usuários ativos apresentarão baixa correlação cruzada enquanto elas forem diferentes umas das outras para qualquer deslocamento em *chips*, até o máximo deslocamento LT_c . À medida em que mais seqüências vão fazendo parte do sistema (aumento de K), torna-se mais provável que uma seqüência deslocada pelo canal seja igual a outra, de forma que as correlações tornam-se altas e, conseqüentemente a probabilidade de erro de bit média aumenta abruptamente.

Portanto, podemos concluir para o enlace direto que o uso das seqüências m deslocadas utilizando-se o algoritmo de seleção de seqüências é preferível ao das seqüências de Walsh se o número de usuários ativos no sistema for pequeno. Se o sistema for projetado para trabalhar com um alto número de usuários, as seqüências de Walsh escolhidas pelo algoritmo têm um desempenho superior aos outros tipos de seqüências e seu uso torna-se prioritário.

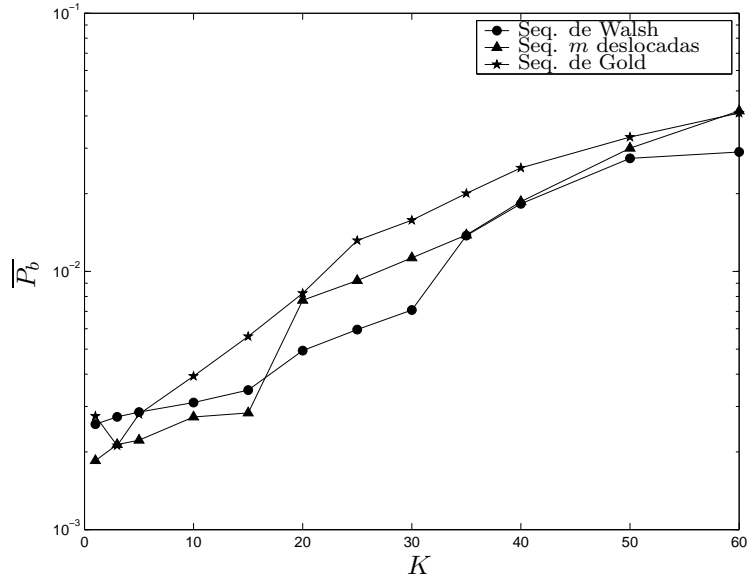


(a) $L = 3$

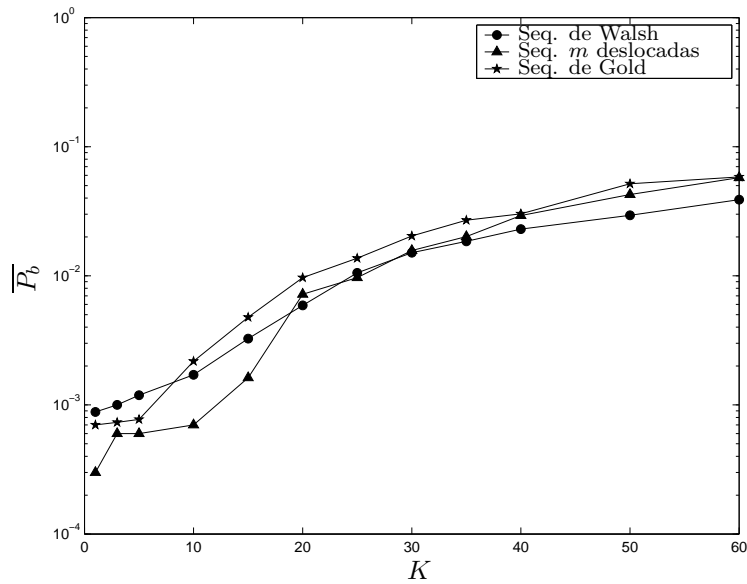


(b) $L = 5$

Figura 3.10: Comparação da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com a utilização do algoritmo de escolha, para $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, $G_p = 32$ (31), e para $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). [Enlace direto.](#)



(a) $L = 3$



(b) $L = 5$

Figura 3.11: Comparação da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com a utilização do algoritmo de escolha, para $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, $G_p = 64$ (63), e para $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). [Enlace direto.](#)

Observando-se as seqüências m deslocadas escolhidas pelo algoritmo, notamos que as escolhas não representam o que esperamos intuitivamente. Tomemos o caso $G_p = 63$ e $L = 3$. Naturalmente, esperaríamos que o algoritmo escolhesse as seqüências que fossem diferenciadas por deslocamentos de três ou mais chips umas das outras, ou seja, dada a matriz \mathbf{G}_{63} , uma escolha natural para as dez primeiras seqüências seria $[\mathbf{G}_{1,63} \mathbf{G}_{4,63} \mathbf{G}_{7,63} \mathbf{G}_{10,63} \mathbf{G}_{13,63} \mathbf{G}_{16,63} \mathbf{G}_{19,63} \mathbf{G}_{22,63} \mathbf{G}_{25,63} \mathbf{G}_{28,63}]$. No entanto, existem seqüências que não obedecem esta ordem e que resultam em um mesmo valor para a métrica dada pela Equação (3.28). Salientamos que isto só ocorre no enlace direto. Com base nestas características, propomos uma modificação para o algoritmo de escolha de seqüências m deslocadas no enlace direto, que consiste em disponibilizar um ordenamento pré-definido para as seqüências, composto por aquelas $\lfloor G_p/L \rfloor$ que são deslocamentos umas das outras de pelo menos L chips. A Figura 3.12 mostra uma comparação entre a probabilidade de erro de bit média obtida com o algoritmo original e a obtida utilizando-se esta modificação, para $G_p = 63$, $L = 3$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB. Podemos notar que a modificação traz um ganho ainda maior para o algoritmo de escolha de seqüências com relação à escolha aleatória.

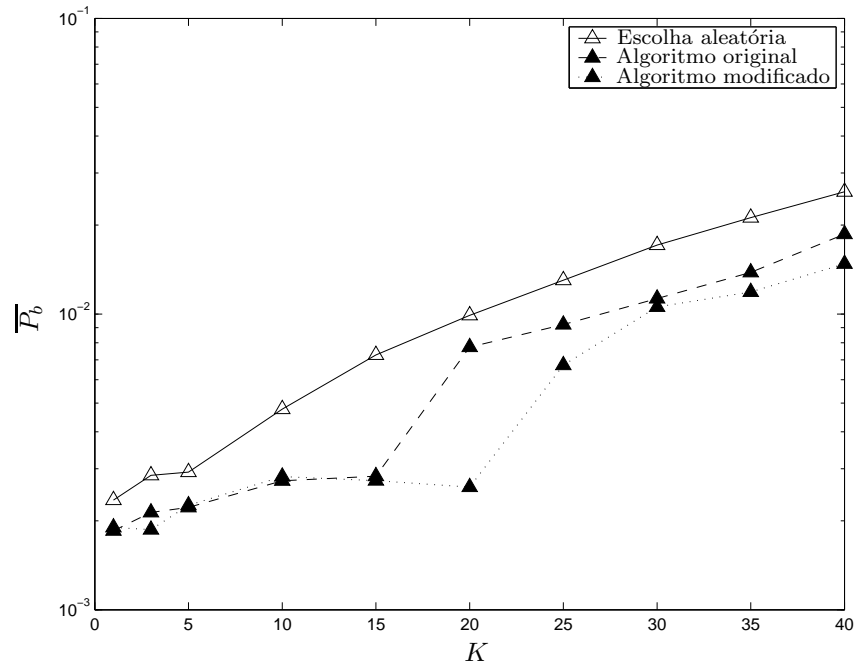
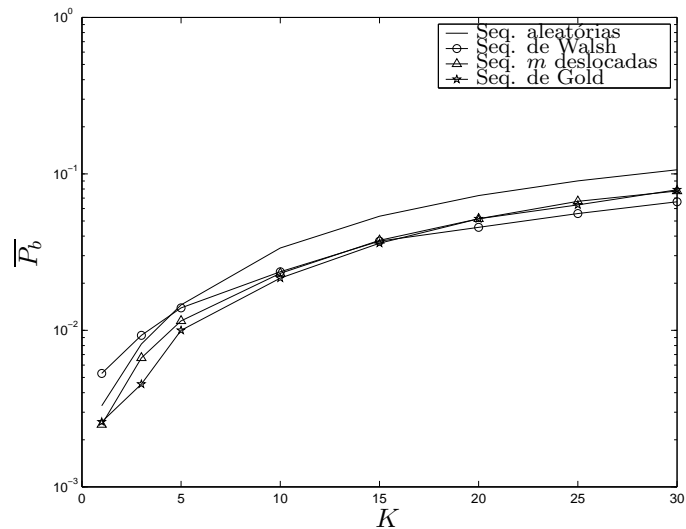


Figura 3.12: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências m deslocadas, para $G_p = 63$, $L = 3$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os casos de escolha aleatória, utilização do algoritmo original e do algoritmo modificado. Enlace direto.

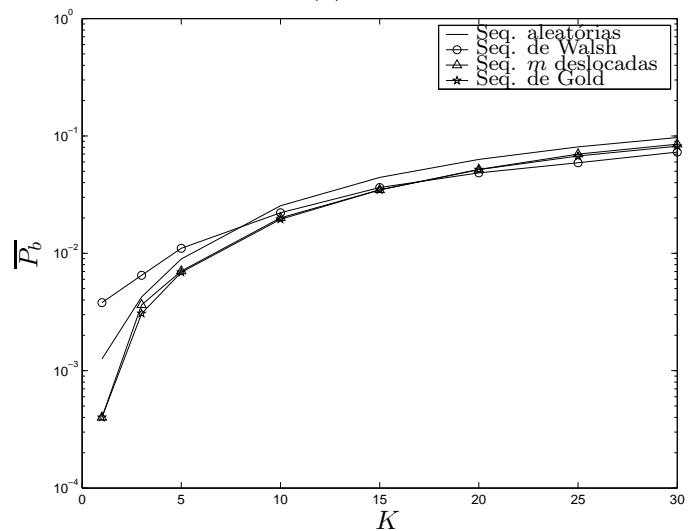
3.4.2 Enlace Reverso

3.4.2.1 Caso síncrono

Primeiramente, consideraremos o enlace reverso síncrono, sem a utilização do algoritmo de escolha. As Figuras 3.13 e 3.14 ilustram o comportamento da probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários para $G_p = 32$ (31) e $G_p = 64$ (63), respectivamente, tendo como parâmetros $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para $L = 3$ e $L = 5$.

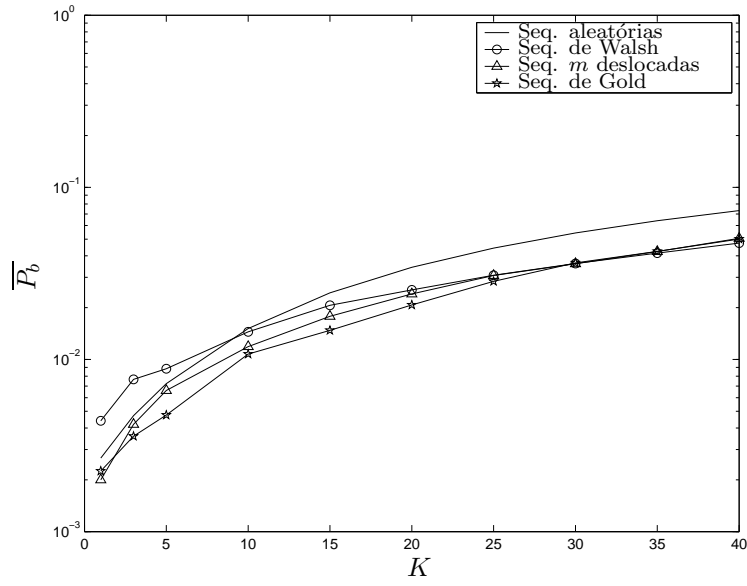


(a) $L = 3$

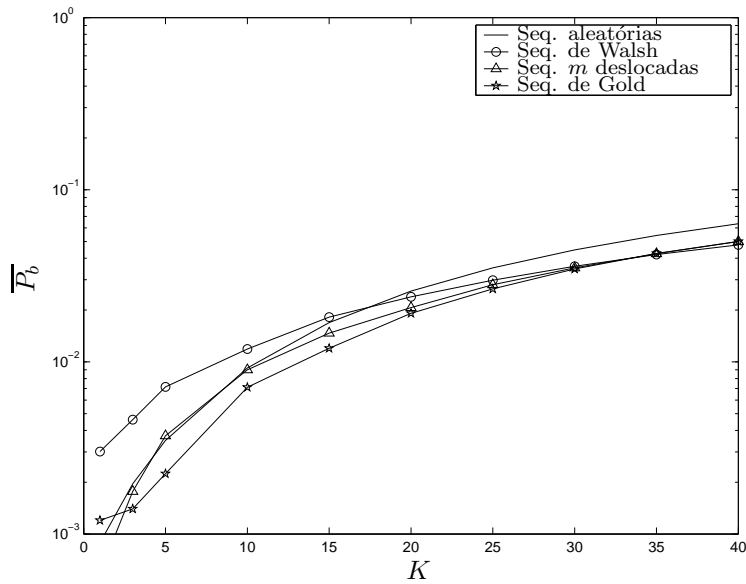


(b) $L = 5$

Figura 3.13: Comparação da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com escolha aleatória, para $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $G_p = 32$ (31), tendo como parâmetro $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace reverso síncrono.



(a) $L = 3$



(b) $L = 5$

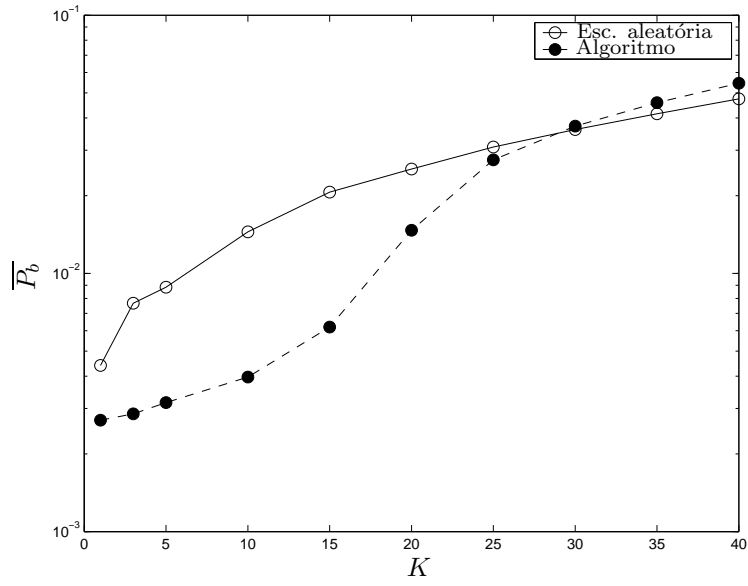
Figura 3.14: Comparação da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com escolha aleatória, para $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $G_p = 64$ (31), tendo como parâmetro $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace reverso síncrono.

Podemos observar que as seqüências de Gold apresentam o melhor desempenho para o enlace reverso síncrono de sistemas CDMA, considerando-se qualquer variação de parâmetros possível. Portanto, as seqüências de Gold são preferíveis para este tipo de sistemas. As seqüências aleatórias se mostraram a pior escolha, como no enlace direto, exceto para um pequeno número de usuários, em que as seqüências de Walsh têm uma ligeira perda de desempenho em comparação com todas as demais. É interessante notar que, assintoticamente, quando o sistema tende para um comportamento de máxima interferência, todas as seqüências, exceto as seqüências aleatórias, apresentam desempenho praticamente idênticos, com uma ligeira vantagem das seqüências de Walsh para um número grande de usuários.

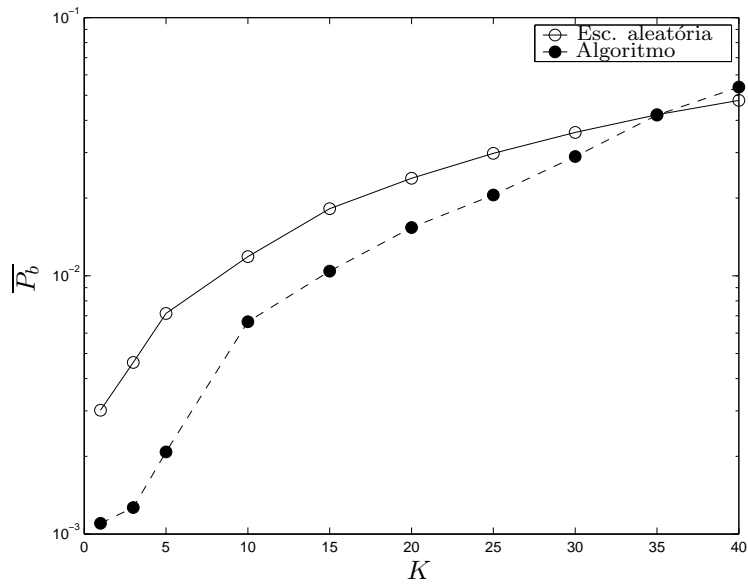
Para as comparações a seguir, fixaremos o valor do ganho de processamento em $G_p = 64$, uma vez que as conclusões se estendem para os demais valores de G_p . Nas Figuras 3.15, 3.16 e 3.17, comparamos o desempenho dos sistemas que utilizam escolha aleatória com aqueles que utilizam o algoritmo proposto neste trabalho, para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, respectivamente. Observamos primeiramente que, assim como no enlace direto, o algoritmo também melhora consideravelmente o desempenho dos sistemas CDMA em canais com desvanecimento seletivo em freqüência para todas as seqüências consideradas. Podemos notar que os menores ganhos são conseguidos com as seqüências de Gold, cuja explicação é a mesma do enlace direto.

Os maiores ganhos observados ocorrem quando se usa seqüências m deslocadas. Por exemplo, para uma valor de $\overline{P_b} \simeq 2,5 \times 10^{-2}$, consegue-se um ganho de 50% no número de usuários com o uso do algoritmo de escolha para seqüências m deslocadas contra um ganho de 25% para as seqüências de Walsh.

A Figura 3.18 compara o desempenho do algoritmo para as seqüências de Walsh, seqüências m deslocadas e seqüências de Gold utilizadas no enlace reverso síncrono, para o caso $G_p = 64$ (63), para $L = 3$ e $L = 5$, fazendo-se $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB. Surpreendentemente, as seqüências m deslocadas tiveram um desempenho bastante superior às outras duas, especialmente para o caso $L = 3$, em que se consegue até quadruplicar o número de usuários ativos para uma mesma probabilidade de erro de bit, em comparação com as outras duas seqüências. Portanto, conclui-se que, para o enlace reverso de um sistema CDMA síncrono com algoritmo de escolha de seqüências, a melhor escolha recai nas seqüências m deslocadas.

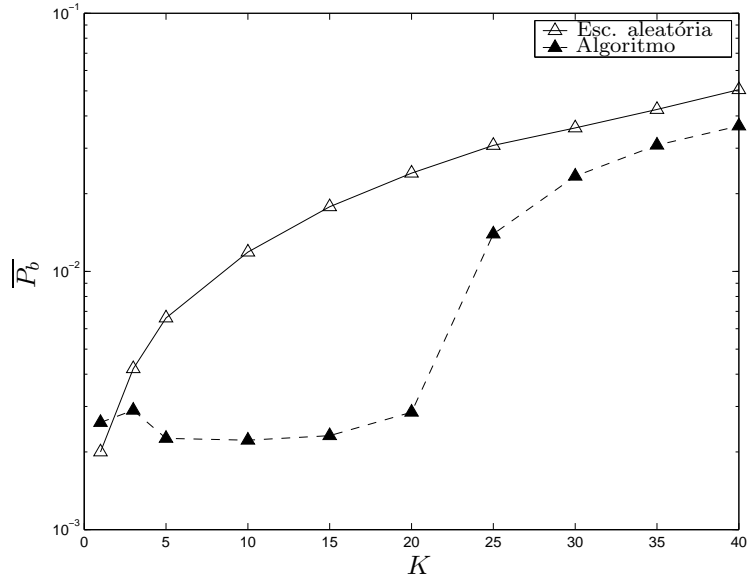


(a) $L = 3$

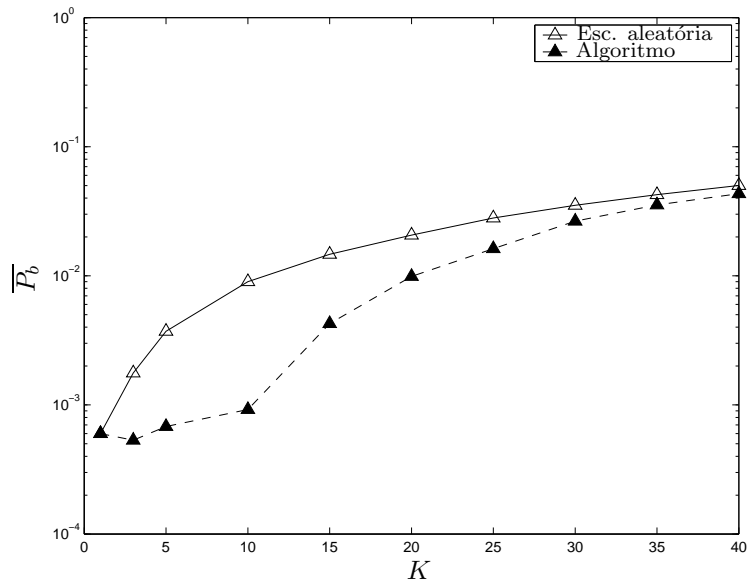


(b) $L = 5$

Figura 3.15: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências de Walsh, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, para $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace reverso síncrono.

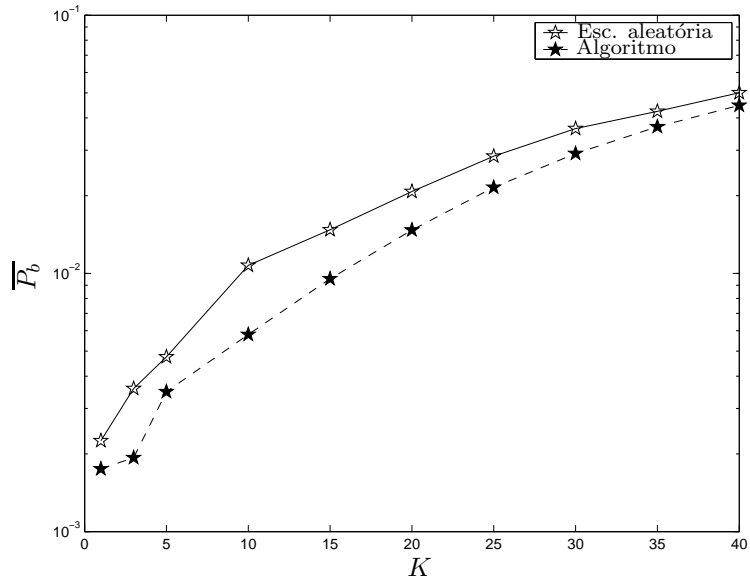


(a) $L = 3$

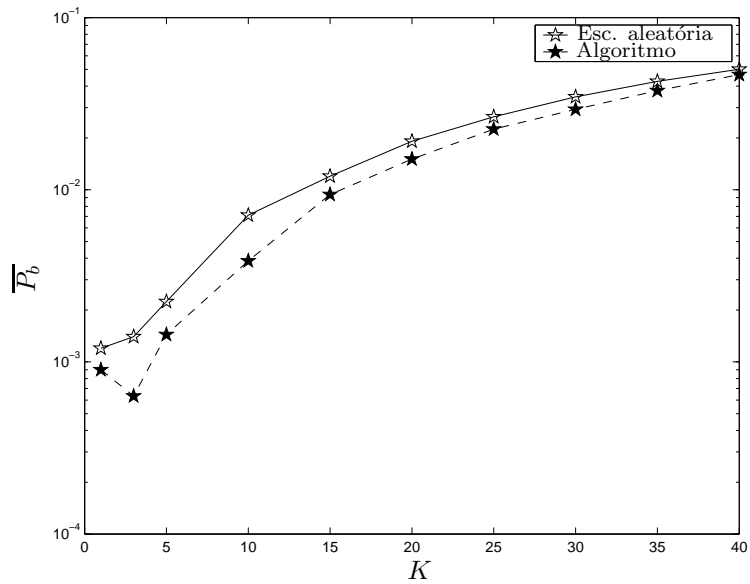


(b) $L = 5$

Figura 3.16: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências m deslocadas, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, para $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace reverso síncrono.

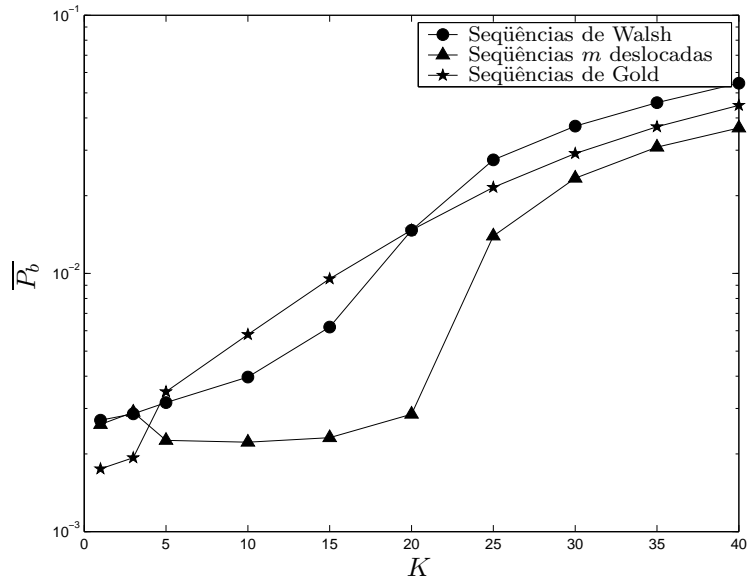


(a) $L = 3$

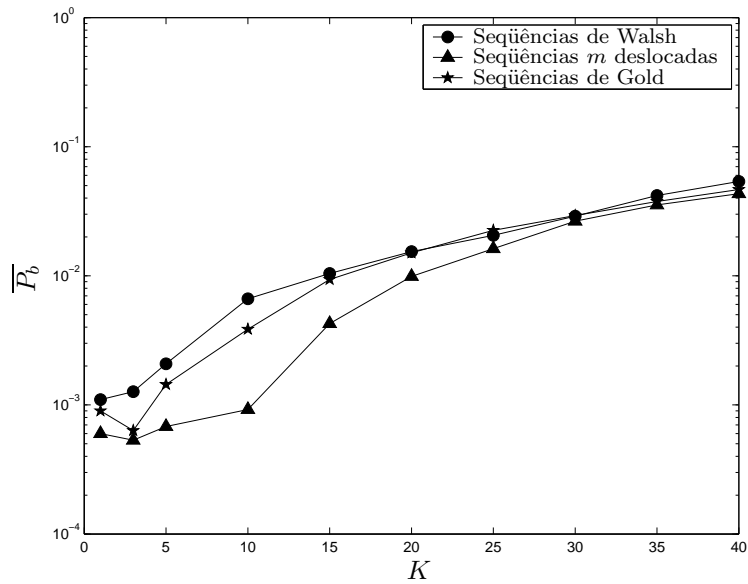


(b) $L = 5$

Figura 3.17: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências de Gold, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, para $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $L = 3$ (a) e $L = 5$ (b). Enlace reverso síncrono.



(a) $L = 3$



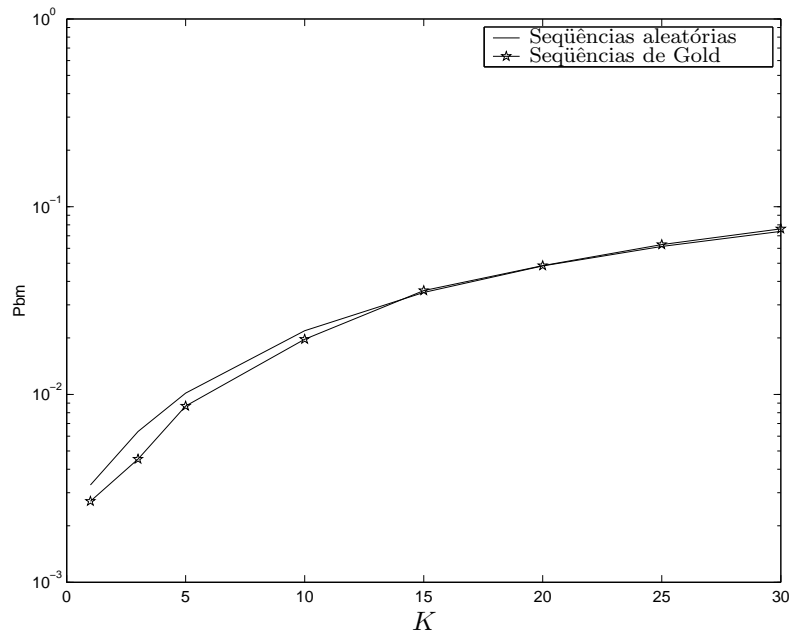
(b) $L = 5$

Figura 3.18: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, variando-se L , para $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, com a utilização do algoritmo proposto. Enlace reverso síncrono.

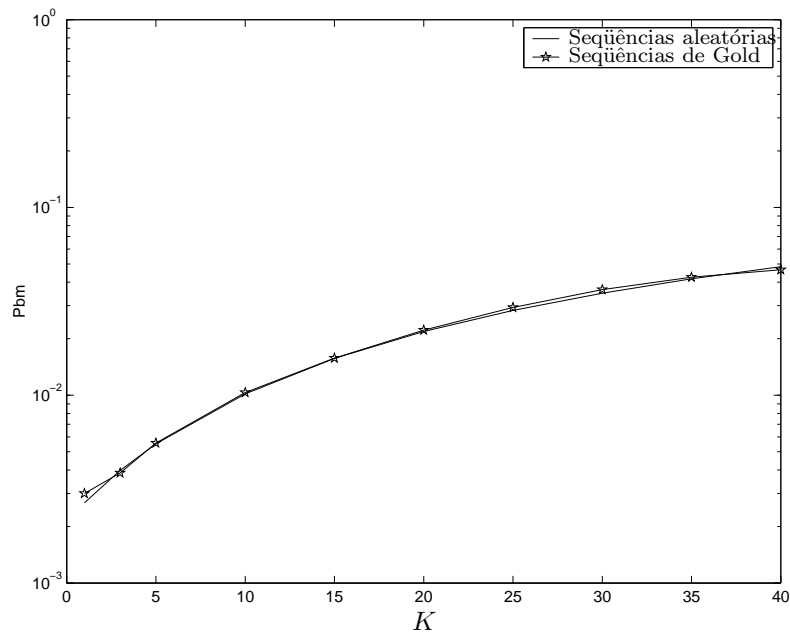
3.4.2.2 Caso assíncrono

A Figura 3.19 mostra a probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários, para o caso em que há assincronismo entre os sinais dos usuários no enlace reverso de um sistema CDMA, utilizando a escolha aleatória de seqüências, tendo como parâmetros $L = 3$, e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para $G_p = 32$ (31) e $G_p = 64$ (63). Podemos observar que as seqüências têm desempenho praticamente idênticos em caso de assincronismo de usuários. As curvas com a utilização do algoritmo não foram mostradas por uma questão de espaço, mas elas se sobrepõem às curvas com escolha aleatória mostradas na Figura 3.19.

É importante salientar que não mostramos resultados para as seqüências m deslocadas nem de Walsh por não ser possível diferenciar os usuários na ERB por problemas de sincronismo, uma vez que algumas seqüências são réplicas atrasadas de outras. No entanto, baseando-se nos bons resultados obtidos por estas seqüências para o caso síncrono, consideraremos agora a tentativa de sincronização dos usuários no enlace reverso de um sistema CDMA. Propomos que seja utilizada uma compensação, na transmissão, dos atrasos dos usuários no canal. Se esta compensação for perfeita, teremos um enlace reverso síncrono, caso este já estudado. No entanto, acreditamos que a compensação perfeita é impossível de ser realizada, mas um enlace reverso quase-síncrono pode ser implementado, em que o assincronismo apresenta um número máximo de deslocamentos em termos de *chips*. Nossa proposta é que o estimador de atrasos consiga uma estimação com um erro máximo de N_c intervalos de *chips*, com N_c um inteiro qualquer. Obviamente, para $N_c = G_p$ o sistema é totalmente assíncrono.



(a) $G_p = 32$ (31)



(b) $G_p = 64$ (63)

Figura 3.19: Probabilidade de erro de bit média $\overline{P_b}$ em função do número de usuários K para seqüências aleatórias e de Gold, para $L = 3$, $G_p = 32$ (31) e $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, com escolha aleatória. Enlace reverso assíncrono.

Na Figura 3.20, mostramos o desempenho para o enlace reverso de um sistema quase-síncrono, utilizando escolha aleatória para quatro tipos de seqüências, para $L = 3$, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, parametrizada pelo erro máximo de estimação N_c . Para fins de comparação, também mostramos o desempenho para os sistemas assíncrono e síncrono. Podemos observar que, para seqüências aleatórias, como era esperado, o desempenho do sistema síncrono é inferior ao sistema assíncrono, devido às propriedades das correlações cruzadas das seqüências aleatórias definidas nas Equações (2.27) e (2.28). Ademais, a tentativa de sincronizar os usuários com relação aos atrasos não surte efeito, por conta da aleatoriedade das seqüências.

Para todas as outras seqüências, surpreendentemente, o desempenho dos sistemas síncronos e assíncronos é praticamente idêntico, o que mostra que a tentativa de sincronizar os usuários é válida, já que se esperaria que o desempenho do sistema assíncrono fosse superior ao síncrono, como no caso das seqüências aleatórias. Vale lembrar que, apesar de mostradas na figura para efeito de comparação, o uso de seqüências m deslocadas e de Walsh para o caso assíncrono não é factível.

Ainda mais surpreendente que o caso anterior é o fato do sistema com estimação de atrasos na presença de erros ser melhor que os sistemas síncronos e assíncronos para as seqüências consideradas, exceto as aleatórias. Note que o desempenho piora com o aumento do erro de estimação, até o limite de $N_c = G_p$, para o qual o desempenho é idêntico ao do sistema totalmente assíncrono. Assim, pode-se concluir que o sincronismo de *chip* com erros de estimação pequenos (da ordem de até 5 *chips*), é a melhor alternativa para o enlace reverso de um sistema CDMA com escolha aleatória de seqüências de Walsh, seqüências m deslocadas ou seqüências de Gold. Com base nestes resultados, podemos conjecturar a implementação de um sistema na ERB que insira um certo assincronismo no enlace direto, de forma a obter os ganhos de desempenho em relação ao sistema síncrono, como é o caso do enlace reverso, o que fica como sugestão para trabalhos futuros.

Na Figura 3.21 comparamos o desempenho das seqüências consideradas, com escolha aleatória, para sistemas quase-síncronos com erro máximo de estimação de $N_c = 2$, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB. Podemos notar que o melhor desempenho foi alcançado com o uso das seqüências de Gold com até 20 usuários ativos no sistema. A partir deste ponto, com exceção das seqüências aleatórias, o desempenho é o mesmo para todas as seqüências. Outro ponto a observar é que as seqüências de Walsh têm desempenho inferior às seqüências m deslocadas e de Gold até $K = 30$. E diferentemente do caso síncrono, em que as seqüências de Walsh têm

desempenho sempre inferior ou, no máximo, igual às seqüências aleatórias, para o caso de sistemas quase-síncronos, elas têm desempenho significativamente superior para K acima de 14.

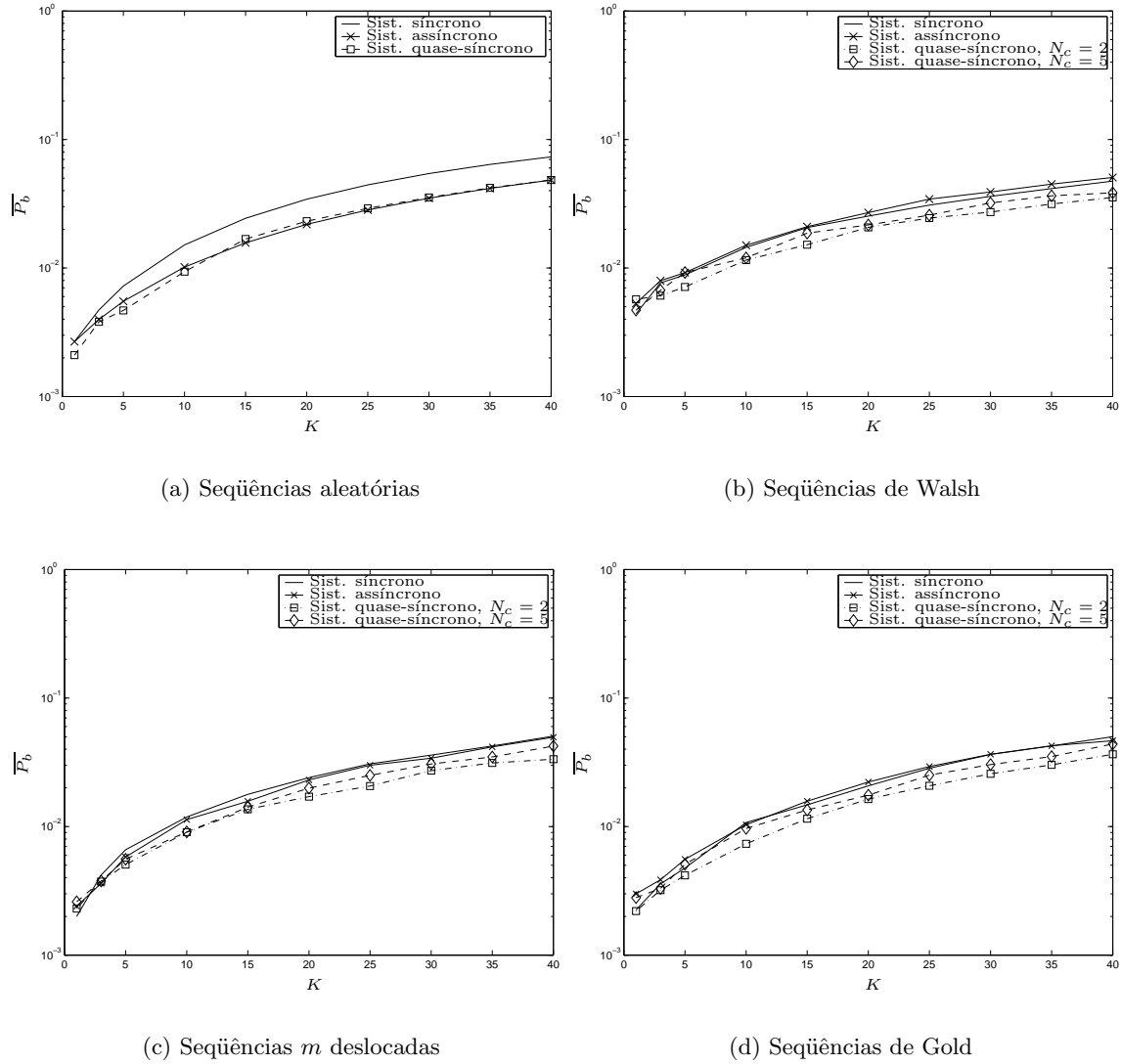


Figura 3.20: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para os quatro tipos de seqüências considerados, para $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, com escolha aleatória. Enlace reverso quase-síncrono.

Para estudar o comportamento do algoritmo de escolha de seqüências para sistemas quase-síncronos, mostramos nas Figuras 3.22, 3.23 e 3.24 a probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários para o enlace reverso de um sistema CDMA quase-síncrono, para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, respectivamente, com $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$

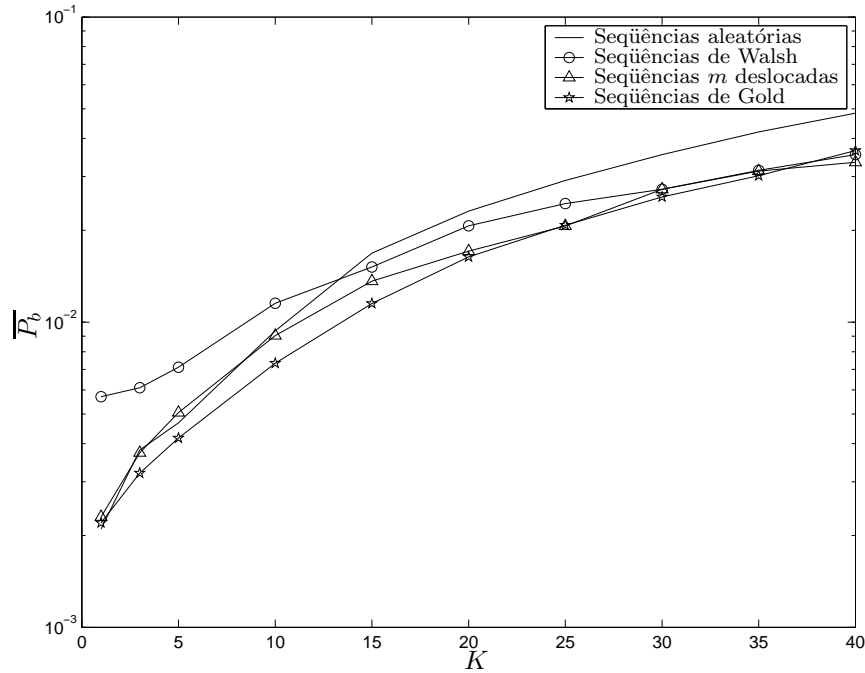


Figura 3.21: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para os quatro tipos de seqüências considerados, para $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, com escolha aleatória. Enlace reverso quase-síncrono, $N_c = 2$.

dB, parametrizada pelo erro máximo de estimação em *chips* N_c . Comparamos o desempenho do sistema quase-síncrono com erro de estimação para escolha aleatória e para a escolha de seqüências utilizando o algoritmo.

Podemos observar a eficiência do algoritmo quando o erro de estimação é pequeno (por exemplo, $N_c = 2$), para todas as seqüências consideradas. Com o aumento do erro de estimação, o algoritmo perde um pouco de sua robustez na minimização da probabilidade de erro. Podemos ainda notar que os maiores ganhos obtidos pelo algoritmo, assim como no caso síncrono, ocorrem com o uso das seqüências m deslocadas, seguidas de perto pelas seqüências de Walsh. A Figura 3.25 compara o desempenho do algoritmo de escolha para as três seqüências. Para valores baixos de K , o melhor desempenho foi alcançado pelas seqüências de Gold. Já para valores mais elevados de K , a melhor escolha recai sobre as seqüências m deslocadas.

Vale ressaltar que o problema de sincronismo para as seqüências m deslocadas e de Walsh têm seu efeito amenizado com a utilização do algoritmo de escolha de seqüências, já que este problema surge do fato de algumas seqüências serem réplicas deslocadas de outras. Uma vez que o

algoritmo indiretamente evita a escolha destas seqüências semelhantes, restringindo o universo de deslocamentos possíveis, ele estaria também resolvendo o problema de sincronismo. No entanto, com o aumento do número de usuários, torna-se impossível para o algoritmo não selecionar tais seqüências, o que faz com que seu uso torne-se inviável. Como esse problema de sincronismo depende da relação entre o atraso máximo do canal L , do número de usuários K e do fator de espalhamento G_p , podemos afirmar que, para um dado L , o problema de sincronismo destas seqüências é resolvido para um valor baixo do carregamento $(K - 1)/G_p$.

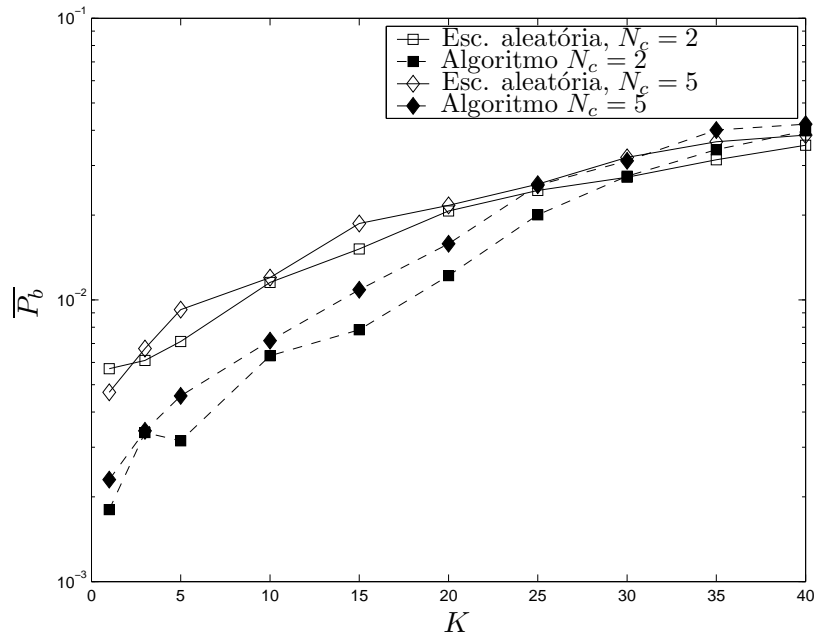


Figura 3.22: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências de Walsh, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, parametrizada pelo erro máximo de estimação N_c . Enlace reverso quase-síncrono.

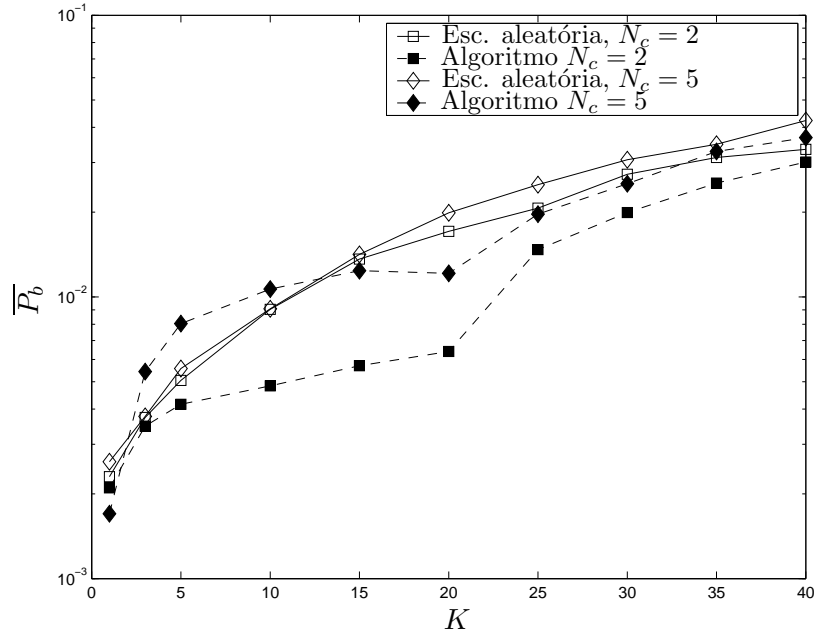


Figura 3.23: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências m deslocadas, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, parametrizada pelo erro máximo de estimação N_c . Enlace reverso quase-síncrono.

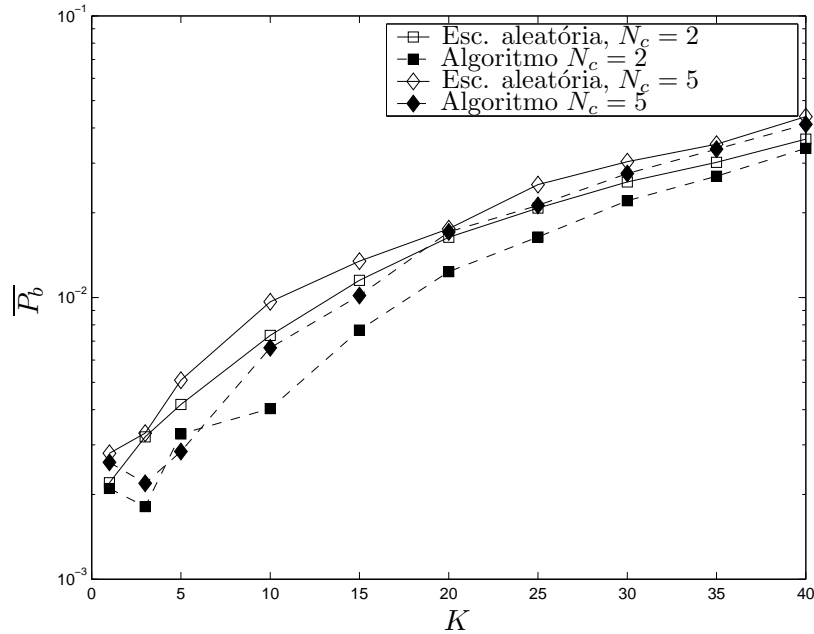
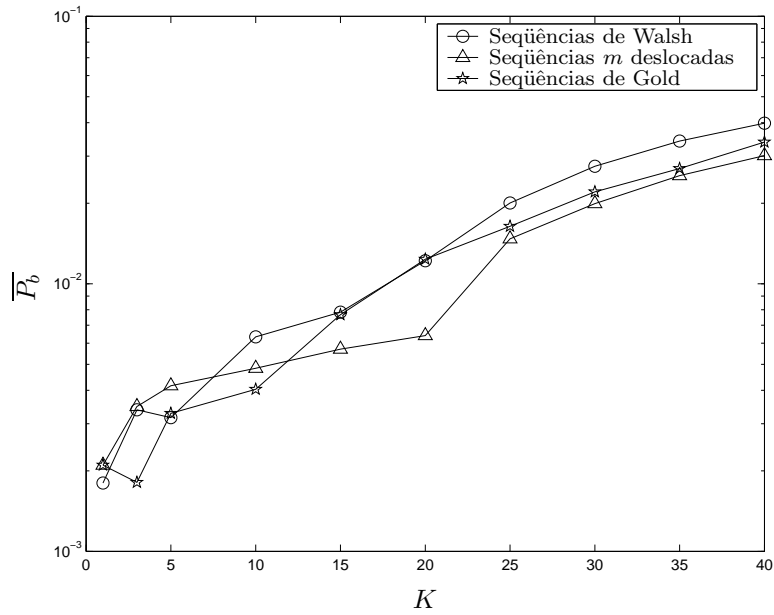
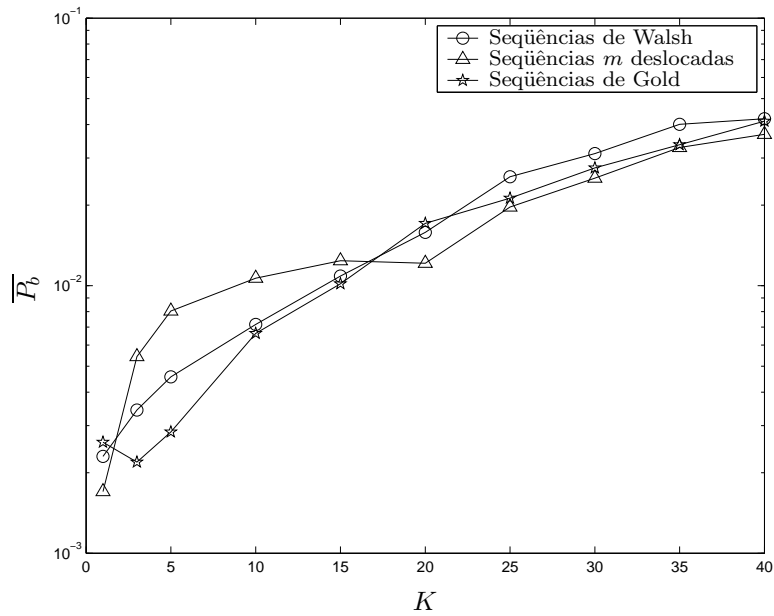


Figura 3.24: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para seqüências de Gold, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, parametrizada pelo erro máximo de estimação N_c . Enlace reverso quase-síncrono.



(a) $N_c = 2$



(b) $N_c = 5$

Figura 3.25: Probabilidade de erro de bit média \bar{P}_b em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, para $L = 3$, $G_p = 64$ (63) e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, comparando-se a utilização do algoritmo para as três seqüências consideradas, para dois valores do erro máximo de estimação: (a) $N_c = 2$ e (b) $N_c = 5$. Enlace reverso quase-síncrono.

Capítulo 4

Análise de Desempenho de Códigos Espaço-Temporais em Canais com Desvanecimento Plano

Neste capítulo, utilizamos o modelo de múltiplas antenas de transmissão com a concatenação de códigos convolucionais e entrelaçadores binários – que corresponde à consideração de desvanecimento rápido símbolo-a-símbolo – para realizarmos uma análise baseada na probabilidade de erro de bit média para tais modelos. Estes modelos são chamados modelos de códigos espaço-temporais (STC). Apresentamos uma nova abordagem para a obtenção da probabilidade de erro de bit média do sistema que é mais simplificada que as existentes na literatura.

4.1 Análise de Desempenho de Sistemas com Múltiplas Antenas na Transmissão, sem Código STC

Analizamos nesta seção o desempenho, com relação à probabilidade de erro de bit média, de sistemas de comunicações que utilizam múltiplas antenas na transmissão. Analisamos inicialmente o caso sem codificação para formalizarmos o embasamento teórico do cálculo da probabilidade de erro de bit média. Não consideramos, inicialmente, nenhum caso de acesso simultâneo em particular, uma vez que estamos interessados no comportamento do modelo STC. No entanto, como veremos, este modelo sofre do problema de interferência dos sinais entre diferentes antenas. Assim, propomos

a utilização da técnica CDMA de acesso simultâneo, com seqüências de espalhamento ortogonais distintas para eliminar a interferência entre as antenas. Consideramos o caso de apenas um usuário no sistema, com a generalização sendo realizada nos próximos capítulos.

4.1.1 Sistema geral

Considerando-se um sistema com modulação BPSK e n_T antenas de transmissão e assumindo-se um canal com desvanecimento plano entre as n_T antenas de transmissão e o receptor, a envoltória complexa do sinal recebido é dada por:

$$r(t) = \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_i e^{-j\phi_i} A_i b_i g_{T_s}(t) + n(t), \quad (4.1)$$

onde A_i é a amplitude do sinal e $b_i \in \{-1, +1\}$ é o símbolo transmitido pela i -ésima antena, $g_{T_s}(t)$ é o formato de pulso retangular, dado pela Equação (2.11), α_i e ϕ_i são o desvanecimento e a fase do canal entre a i -ésima antena e o receptor e $n(t)$ é o ruído AWGN. Assumimos que os sinais transmitidos por diferentes antenas sofrem desvanecimentos independentes com distribuição Rayleigh e que as fases são uniformemente distribuídas no intervalo $[0, 2\pi]$.

Considerando-se que as amplitudes são iguais em todas as antenas, isto é, $A_i = A$, e uma estimação perfeita dos parâmetros do canal, o receptor ML escolhe uma seqüência de símbolos $\{\hat{b}_i\}$ que minimiza a métrica:

$$M = \int_0^{T_b} \left| r(t) - \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_i e^{-j\phi_i} A \hat{b}_i g_{T_b}(t) \right|^2 dt. \quad (4.2)$$

Admitindo que os símbolos transmitidos têm mesma energia e após algumas manipulações algébricas, pode-se verificar que minimizar a métrica dada na equação acima é equivalente a maximizar a seguinte variável de decisão:

$$y = \Re \left\{ \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{i'} e^{j\phi_{i'}} A \hat{b}_{i'} \int_0^{T_b} r(t) g_{T_b}(t) dt \right\} - A^2 T_b \sum_{i'=1}^{n_T-1} \sum_{i=i'+1}^{n_T} \alpha_{i'} \alpha_i \cos(\phi_{i'} - \phi_i) \hat{b}_{i'} \hat{b}_i. \quad (4.3)$$

Substituindo-se o sinal recebido nesta expressão, chegamos a:

$$\begin{aligned} y = & A^2 T_b \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_i^2 \hat{b}_{i'} b_{i'} + A^2 T_b \sum_{i'=1}^{n_T} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{i'} \alpha_i \cos(\phi_{i'} - \phi_i) \hat{b}_{i'} b_i \\ & - A^2 T_b \sum_{i'=1}^{n_T-1} \sum_{i=i'+1}^{n_T} \alpha_{i'} \alpha_i \cos(\phi_{i'} - \phi_i) \hat{b}_{i'} \hat{b}_i + A \Re \left\{ \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{i'} e^{-j\phi_{i'}} \hat{b}_{i'} N_{i'} \right\}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

onde $N_{i'} = \int_0^{T_b} n(t)g_{T_b}(t)dt$.

Supondo, sem perda de generalidade, que $\{b_i\} = 1$, para todo i , consideremos as variáveis aleatórias $Y_\kappa = y$, $0 \leq \kappa \leq 2^{n_T} - 1$, obtidas de (4.4) para todas as 2^{n_T} possíveis combinações de $(\hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_{n_T})$. Fazendo um mapeamento binário para bipolar (-1 para +1 e +1 para 0), podemos notar que o índice κ é o símbolo decimal correspondente à representação binária de $(\hat{b}_{n_T}, \dots, \hat{b}_2, \hat{b}_1)$, com o bit \hat{b}_{n_T} sendo o mais significativo. Portanto, a probabilidade de acerto na demodulação é dada por:

$$\begin{aligned} P_c &= P(Y_0 > Y_1, Y_0 > Y_2, \dots, Y_0 > Y_{2^{n_T}-1}) \\ &= P(X_1 > 0, X_2 > 0, \dots, X_{2^{n_T}-1} > 0), \end{aligned} \quad (4.5)$$

onde definimos $X_\kappa \triangleq Y_0 - Y_\kappa$.

Para simplificar a análise, podemos dividir as variáveis X_κ em dois grupos distintos. O primeiro grupo é composto pelas variáveis cujo índice $\kappa = 2^{i'-1}$, isto é, $W_{i'} \triangleq X_{2^{i'-1}}$, com $i' \in \mathcal{N}$, onde definimos o conjunto $\mathcal{N} = \{1, 2, 3, \dots, n_T\}$, que corresponde à combinação $\hat{b}_{i'} = -1$ e $\hat{b}_i = 1$, para todo $i \neq i'$. É possível verificar que estas variáveis são dadas por:

$$W_{i'} = 2A^2T_b \alpha_{i'}^2 + 2A \Re \left\{ \alpha_{i'} e^{-j\phi_{i'}} N_{i'} \right\}. \quad (4.6)$$

O segundo grupo contém as variáveis X_j , onde $j \neq 2^{i'-1}$, com $i' \in \mathcal{N}$. Estas variáveis correspondem a todas as combinações possíveis dos símbolos estimados $(\hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_{n_T})$, exceto aquelas correspondentes a $\kappa = 2^{i'-1}$, para $i' \in \mathcal{N}$. As variáveis do segundo grupo podem ser escritas como:

$$\begin{aligned} X_j &= \sum_{i \in \mathcal{N}_j} W_i + 4A^2T_b \sum_{i \in \mathcal{N}_j} \sum_{\substack{j' \in \mathcal{N}_j \\ j' > i}} \alpha_i \alpha_{j'} \cos(\phi_i - \phi_{j'}) \\ &= \sum_{i \in \mathcal{N}_j} W_i - I_j, \end{aligned} \quad (4.7)$$

com I_j definido implicitamente pela expressão, e onde definimos o conjunto \mathcal{N}_j como sendo:

$$\mathcal{N}_j = \{\text{índices } i' \text{ para os quais } \hat{b}_{i'} = -1 \text{ na representação bipolar de } j\}.$$

Como exemplo, suponha que $n_T = 3$. Assim, temos o conjunto $\mathcal{N} = \{1, 2, 3\}$. O primeiro grupo

de variáveis, composto por $W_{i'} = X_{2^{i'}-1}$, com $i' \in \mathcal{N}$, é, então, definido por:

$$\begin{aligned} W_1 = X_1 = Y_0 - Y_1 &= y \Big|_{\hat{b}_1=1, \hat{b}_2=1, \hat{b}_3=1} - y \Big|_{\hat{b}_1=-1, \hat{b}_2=1, \hat{b}_3=1} = A^2 T_b \alpha_1^2 + 2A \Re \left\{ \alpha_1 e^{-j\phi_1} N_1 \right\}; \\ W_2 = X_2 = Y_0 - Y_2 &= y \Big|_{\hat{b}_1=1, \hat{b}_2=1, \hat{b}_3=1} - y \Big|_{\hat{b}_1=1, \hat{b}_2=-1, \hat{b}_3=1} = A^2 T_b \alpha_2^2 + 2A \Re \left\{ \alpha_2 e^{-j\phi_2} N_2 \right\}; \\ W_3 = X_4 = Y_0 - Y_4 &= y \Big|_{\hat{b}_1=1, \hat{b}_2=1, \hat{b}_3=1} - y \Big|_{\hat{b}_1=1, \hat{b}_2=1, \hat{b}_3=-1} = A^2 T_b \alpha_3^2 + 2A \Re \left\{ \alpha_3 e^{-j\phi_3} N_3 \right\}. \end{aligned}$$

Para o segundo grupo de variáveis, devemos encontrar as variáveis X_j para as quais $j \neq \{1, 2, 4\}$. Assim, temos, para $j = 3$, $\mathcal{N}_3 = \{1, 2\}$, para $j = 5$, $\mathcal{N}_5 = \{1, 3\}$, para $j = 6$, $\mathcal{N}_6 = \{2, 3\}$ e para $j = 7$, $\mathcal{N}_7 = \{1, 2, 3\}$. Portanto:

$$\begin{aligned} X_3 &= y \Big|_{\hat{b}_1=1, \hat{b}_2=1, \hat{b}_3=1} - y \Big|_{\hat{b}_1=-1, \hat{b}_2=-1, \hat{b}_3=1} = W_1 + W_2 + 4A^2 T_b \alpha_1 \alpha_2 \cos(\phi_1 - \phi_2); \\ X_5 &= y \Big|_{\hat{b}_1=1, \hat{b}_2=1, \hat{b}_3=1} - y \Big|_{\hat{b}_1=-1, \hat{b}_2=1, \hat{b}_3=-1} = W_1 + W_3 + 4A^2 T_b \alpha_1 \alpha_3 \cos(\phi_1 - \phi_3); \\ X_6 &= y \Big|_{\hat{b}_1=1, \hat{b}_2=1, \hat{b}_3=1} - y \Big|_{\hat{b}_1=1, \hat{b}_2=-1, \hat{b}_3=-1} = W_2 + W_3 + 4A^2 T_b \alpha_2 \alpha_3 \cos(\phi_2 - \phi_3); \\ X_7 &= y \Big|_{\hat{b}_1=1, \hat{b}_2=1, \hat{b}_3=1} - y \Big|_{\hat{b}_1=-1, \hat{b}_2=-1, \hat{b}_3=-1} = W_1 + W_2 + W_3 + 4A^2 T_b [\alpha_1 \alpha_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) \\ &\quad + \alpha_1 \alpha_3 \cos(\phi_1 - \phi_3) + \alpha_2 \alpha_3 \cos(\phi_2 - \phi_3)]. \end{aligned}$$

Desta forma, podemos reescrever a probabilidade de acerto como sendo a intersecção dos dois grupos definidos anteriormente, ou, reescrevendo-se em função das variáveis $W_{i'}$, como sendo a probabilidade dos seguintes eventos ocorrerem simultaneamente:

$$P_c = P \left(W_1 > 0, W_2 > 0, \dots, W_{n_T} > 0, \bigcap_{\substack{j=1 \\ j \neq 2^{i'}-1}}^{2^{n_T}-1} \sum_{i \in \mathcal{N}_j} W_i > I_j \right). \quad (4.8)$$

Condicionadas aos coeficientes de desvanecimento, as variáveis aleatórias $W_{i'}$, com $i' \in \mathcal{N}$, são gaussianas correlacionadas. Desta forma, a probabilidade de acerto é dada pela equação:

$$P_c = \int_D \dots \int f(W_1, W_2, \dots, W_{n_T}) dW_1 dW_2 \dots dW_{n_T}, \quad (4.9)$$

em que D é a região de intersecção de todos os eventos previstos na Equação (4.8) e:

$$f(W_1, W_2, \dots, W_{n_T}) = \frac{1}{(2\pi)^{n_T/2} (\det \mathbf{M})^{1/2}} \exp \left[-\frac{1}{2} (\mathbf{W} - \mathbf{m}_w)^T \mathbf{M}^{-1} (\mathbf{W} - \mathbf{m}_w) \right] \quad (4.10)$$

é a PDF conjunta das variáveis $W_{i'}$, onde \mathbf{W} é um vetor composto pelas variáveis, \mathbf{m}_w é um formado pelas médias de $W_{i'}$ e \mathbf{M} é a matriz de covariâncias.

Devido a não termos feito nenhuma restrição com relação às fases recebidas pelo receptor, deparamo-nos com uma enorme quantidade de variáveis envolvidas no cálculo da probabilidade de acerto, sendo praticamente inviável um tratamento analítico para a probabilidade de erro. Isto ocorre devido ao aparecimento de um termo de interferência entre os símbolos transmitidos pelas antenas, representada pelo segundo e terceiro termos da Equação (4.4). A seguir, propomos um modelo para eliminação destes termos interferentes.

4.1.2 Sistema CDMA com apenas um usuário

Uma maneira de se conseguir ortogonalidade entre os sinais transmitidos pelas n_T antenas consiste em se empregar seqüências de espalhamento ortogonais distintas para cada antena de transmissão. Neste caso, a envoltória complexa do sinal recebido é dada por:

$$r(t) = \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_i e^{-j\phi_i} A_i b_i p_i(t) + n(t), \quad (4.11)$$

em que $p_i(t)$ é a seqüência de espalhamento usada na i -ésima antena e as demais variáveis têm a mesma descrição dada anteriormente. As seqüências apresentam a propriedade de ortogonalidade, isto é:

$$\int_0^{T_b} p_i(t) p_j(t) dt = \begin{cases} T_b, & \text{para } i = j; \\ 0, & \text{para } i \neq j. \end{cases} \quad (4.12)$$

Considerando-se amplitudes iguais nas antenas e uma estimação perfeita dos parâmetros do canal, o receptor ML escolhe uma seqüência de símbolos $\{\hat{b}_i\}$ que minimiza a métrica:

$$M = \int_0^{T_b} \left| r(t) - \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_i e^{-j\phi_i} A \hat{b}_i p_i(t) \right|^2 dt. \quad (4.13)$$

Utilizando-se a propriedade de ortogonalidade das seqüências, pode-se verificar que isto é equivalente a maximizar a seguinte variável de decisão:

$$y = A^2 T_b \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_i^2 \hat{b}_i b_{i'} + A \Re \left\{ \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{i'} e^{-j\phi_{i'}} \hat{b}_{i'} N_{i'} \right\}, \quad (4.14)$$

Podemos observar que esta equação é equivalente à Equação (4.4), exceto que os termos de interferência foram eliminados. Desta forma, podemos utilizar o mesmo procedimento utilizado para o caso não-ortogonal para o cálculo da probabilidade de acerto, o que equivale a definirmos as

variáveis $W_{i'}$ e X_j como:

$$W_{i'} = 2A^2T_b \alpha_{i'}^2 + 2A \Re \left\{ \alpha_{i'} e^{j\phi_{i'}} N_{i'} \right\}, \quad (4.15)$$

e

$$X_j = \sum_{i \in \mathcal{N}_j} W_i. \quad (4.16)$$

onde:

$$N_{i'} = \int_0^{T_b} n(t) p_{i'}(t) dt, \quad (4.17)$$

Desta forma, a probabilidade de acerto é dada por:

$$P_c = P \left(W_1 > 0, W_2 > 0, \dots, W_{n_T} > 0, \bigcap_{\substack{j=1 \\ j \neq 2^{i'-1}}}^{2^{n_T}-1} \sum_{i \in \mathcal{N}_j} W_i > 0 \right). \quad (4.18)$$

Pode-se provar que as variáveis aleatórias $W_{i'}$, condicionadas aos desvanecimentos, são gaussianas independentes entre si, com média e variância dadas, respectivamente, por:

$$\mu_{W_{i'}} = 2A^2T_b \alpha_{i'}^2 \quad (4.19)$$

$$\sigma_{W_{i'}}^2 = 4A^2T_b N_0 \alpha_{i'}^2 \quad (4.20)$$

Devido à propriedade de independência, a probabilidade de acerto pode ser reescrita de uma forma mais simplificada como sendo:

$$\begin{aligned} P_c &= P(W_1 > 0)P(W_2 > 0) \cdots P(W_{n_T} > 0) \\ &= \prod_{i'=1}^{n_T} \left[\int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{W_{i'}}} e^{-(W_{i'} - \mu_{W_{i'}})^2 / 2\sigma_{W_{i'}}^2} dW_{i'} \right] \\ &= \prod_{i'=1}^{n_T} \left[1 - Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}\right) \right], \end{aligned} \quad (4.21)$$

e a probabilidade de erro é dada por:

$$P_e = 1 - P_c = 1 - \prod_{i'=1}^{n_T} \left[1 - Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}\right) \right], \quad (4.22)$$

onde $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$, e $\gamma_{b_{i'}}$ é a SINR para a i -ésima antena de transmissão, definida como:

$$\gamma_{b_{i'}} \triangleq \frac{\mu_{W_{i'}}^2}{2\sigma_{W_{i'}}^2} = \frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \alpha_{i'}^2, \quad (4.23)$$

com $\mathcal{E}_b = A^2 T_b / 2$. A SINR total recebida é dada pela soma das SINRs parciais, isto é:

$$\gamma_b = \sum_{i'=1}^{n_T} \gamma_{b_{i'}}. \quad (4.24)$$

Usando a propriedade de independência entre as variáveis aleatórias $W_{i'}$, a probabilidade de erro de bit, definida como sendo a probabilidade de ocorrer qualquer combinação de erros nos bits estimados $(\hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_{n_T})$, é dada pela seguinte expressão:

$$\begin{aligned} P_b &= \frac{1}{n_T} \sum_{i_1=1}^{n_T} \left[P(W_{i_1} < 0) \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq i_1}}^{n_T} P(W_i > 0) \right] \\ &+ \frac{2}{n_T} \sum_{i_1=1}^{n_T} \sum_{i_2 > i_1} \left[P(W_{i_1} < 0) P(W_{i_2} < 0) \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq \{i_1, i_2\}}}^{n_T} P(W_i > 0) \right] + \dots \\ &+ \frac{n_T - 1}{n_T} \sum_{i_1=1}^{n_T} \sum_{i_2 > i_1} \dots \sum_{i_{n_T-1} > i_{n_T-2}} \left[P(W_{i_1} < 0) P(W_{i_2} < 0) \dots P(W_{i_{n_T-1}} < 0) \right. \\ &\quad \left. \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq \{i_1, i_2, \dots, i_{n_T-1}\}}}^{n_T} P(W_i > 0) \right] \\ &+ \frac{n_T}{n_T} \prod_{i=1}^{n_T} P(W_i < 0). \end{aligned} \quad (4.25)$$

Após algumas manipulações algébricas, utilizando-se a definição:

$$P(W_{i'} < 0) = 1 - P(W_{i'} > 0) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}\right), \quad (4.26)$$

e substituindo-se a Equação (4.26) em (4.25), pode-se mostrar que a probabilidade de erro de bit pode ser reescrita como sendo:

$$P_b = \frac{1}{n_T} \sum_{i'=1}^{n_T} Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}\right). \quad (4.27)$$

Portanto, a probabilidade de erro de bit média é dada por:

$$\begin{aligned} \overline{P_b} &= \frac{1}{n_T} \sum_{i'=1}^{n_T} E \left\{ Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}\right) \mid \gamma_{b_{i'}} \right\} = E \left\{ Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}\right) \mid \gamma_{b_{i'}} \right\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}\right) f(\gamma_{b_{i'}}) d\gamma_{b_{i'}}, \end{aligned} \quad (4.28)$$

onde $f(\gamma_{b_{i'}})$ é a PDF de $\gamma_{b_{i'}}$, que é uma variável aleatória chi-quadrada com dois graus de liberdade, cuja PDF é dada por:

$$f(\gamma_{b_{i'}}) = \frac{1}{\overline{\gamma}_{b_{i'}}} e^{-\gamma_{b_{i'}} / \overline{\gamma}_{b_{i'}}}, \quad (4.29)$$

onde $\bar{\gamma}_{b,i}$ é o valor médio da SINR para a i -ésima antena de transmissão. Substituindo-se a Equação (4.29) em (4.28), obtemos finalmente a expressão para a probabilidade de erro de bit média para o uso de múltiplas antenas de transmissão com sinais ortogonais, sem a utilização de código STTC, dada por:

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{n_T + \bar{\gamma}_b}} \right), \quad (4.30)$$

onde $\bar{\gamma}_b$ é o valor médio da SINR total recebida, definida pela Equação (4.24). Usando-se as Equação (4.23) em (4.24), temos que:

$$\bar{\gamma}_b = n_T \bar{\gamma}_{b,i} = n_T \frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \quad (4.31)$$

em que usamos $E\{\alpha_{i'}^2\} = E\{\alpha^2\} = 1$. Desta forma, podemos reescrever a probabilidade de erro de bit média como:

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\mathcal{E}_b/N_0}{1 + \mathcal{E}_b/N_0}} \right), \quad (4.32)$$

Portanto, podemos verificar que, sem utilizar nenhuma redundância nos sinais transmitidos pelas antenas, isto é, sem a utilização do código STC, um aumento no número de antenas não traz nenhum benefício ao desempenho do sistema, mesmo usando seqüências ortogonais. Na Figura 4.1, mostramos a probabilidade de erro de bit média em função da relação sinal-ruído por bit \mathcal{E}_b/N_0 , para um sistema que utiliza $n_T = 2$ antenas na transmissão com sinais ortogonais. As curvas teórica e simulada são apresentadas sobrepostas.

Para comparar o desempenho do sistema quando se usa sinais ortogonais ou não nas antenas de transmissão, mostramos na Figura 4.2 a probabilidade de erro de bit média em função da SINR média por bit, para o caso de $n_T = 4$ antenas, considerando-se sinais ortogonais e não-ortogonais. Podemos observar que o desempenho dos sinais ortogonais é bastante superior ao caso não-ortogonal. Portanto, em todas as análises consideradas daqui por diante, a menos que explicitamente afirmemos o contrário, consideramos a utilização de seqüências ortogonais nas diferentes antenas de transmissão.

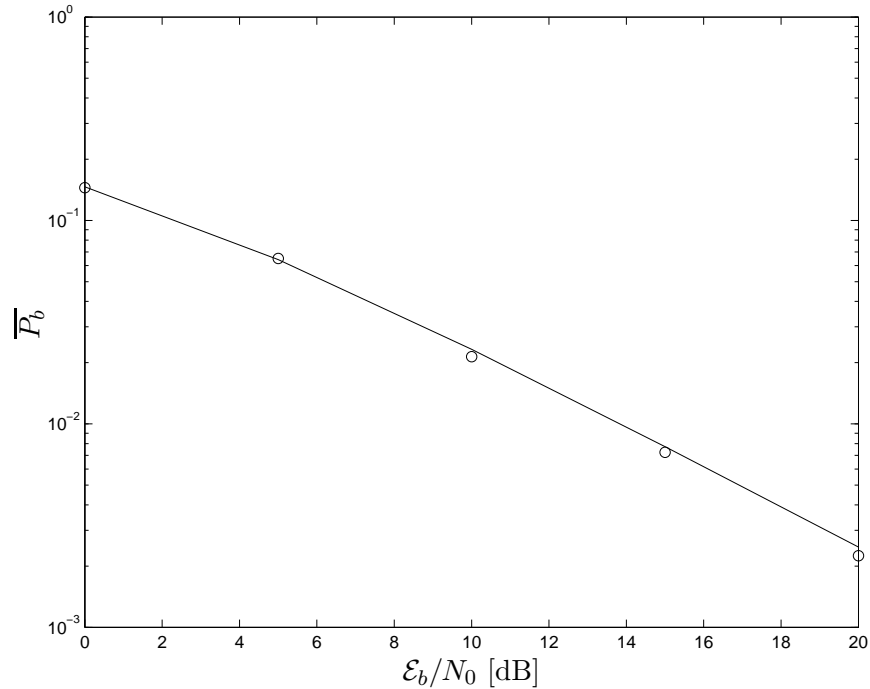


Figura 4.1: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função da relação sinal-ruído por bit \mathcal{E}_b/N_0 , para um sistema com $n_T = 2$ antenas de transmissão com sinais ortogonais, comparando-se simulação com teoria.

4.2 Análise de Desempenho de Sistemas com Múltiplas Antenas na Transmissão com Códigos STC

Nesta seção, analisamos o desempenho com relação à probabilidade de erro de bit média de um sistema com diversidade de transmissão obtido através do uso de codificação convolucional, entrelaçador e múltiplas antenas na transmissão, denominado código STC. Esta combinação é equivalente à suposição de que o desvanecimento é rápido, conforme já discutimos. Portanto, os critérios de projeto de códigos STC baseiam-se na distância livre d_f do código convolucional e o ganho de diversidade apresentado pelo sistema será dado por d_f . Desta forma, a escolha dos melhores códigos é feita baseada nos códigos convolucionais binários conhecidos na literatura que apresentam a maior distância livre.

Um código STC é, portanto, definido pela matriz geradora (n_T, k_c) de um código convolucional binário, dada por:

$$\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1 \mathbf{g}_2 \cdots \mathbf{g}_{n_T}]^T$$

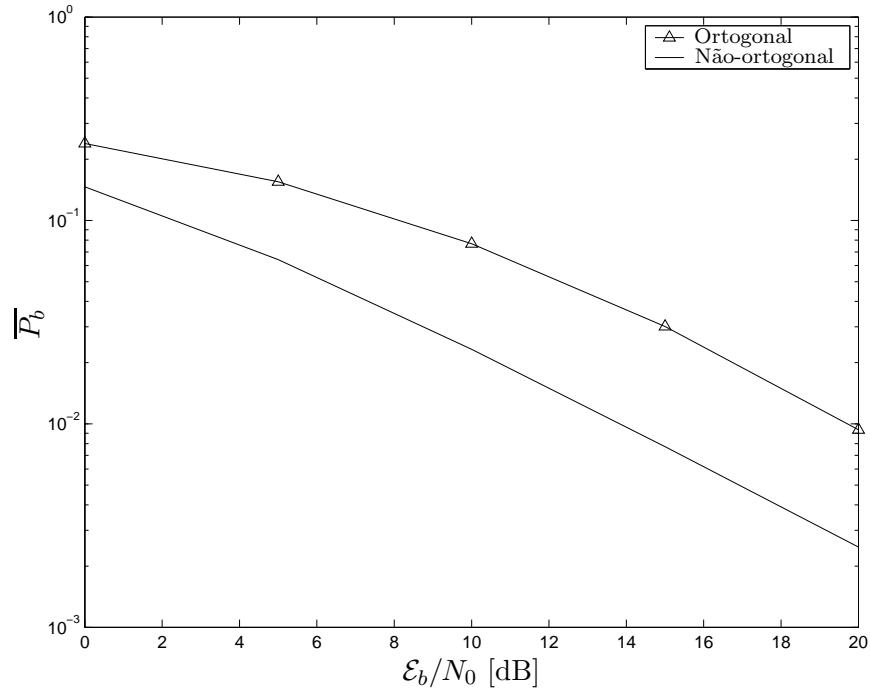


Figura 4.2: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função da relação sinal-ruído por bit \mathcal{E}_b/N_0 , para $n_T = 4$, comparando-se sinais ortogonais e sinais não-ortogonais entre as antenas.

onde \mathbf{g}_i é um vetor de dimensão $(1 \times K_c k_c)$, que representa a i -ésima função geradora, dada em representação octal, com K_c sendo o comprimento de restrição do código. A taxa de codificação é dada por $R_c = k_c/n_T$. Nas análises consideradas neste trabalho, consideramos apenas códigos com taxas dadas por $R_c = 1/n_T$. Como exemplo, consideremos o código de taxa $R_c = 1/2$, com matriz $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ e $d_f = 3$, que tem a representação em treliça mostrada na Figura 4.3. Em cada transição estão especificadas a entrada do codificador e as respectivas saídas.

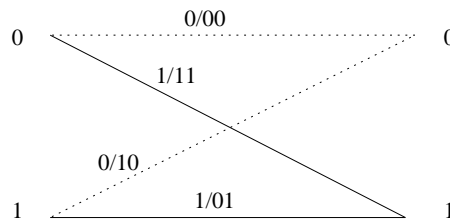


Figura 4.3: Representação em treliça do código de taxa $R_c = 1/2$, com matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ e distância livre $d_f = 3$.

A seqüência de bits a ser transmitida é codificada usando a matriz \mathbf{G} e a saída do codificador é

convertida de serial para n_T saídas paralelas, que é representada pela matriz palavra-código \mathbf{b} de dimensão $(n_T \times N)$ definida na Equação (2.29), onde N é o comprimento da seqüência codificada.

Na decodificação, no n -ésimo estágio da treliça, com $1 \leq n \leq N$, o decodificador ML escolhe a seqüência de bits codificados $\hat{b}_i^{(n)}$ que maximiza a métrica:

$$y^{(n)} = A^2 T_b \sum_{i'=1}^{n_T} \left(\alpha_{i'}^{(n)} \right)^2 \hat{b}_{i'}^{(n)} b_{i'}^{(n)} + A \Re \left\{ \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{i'}^{(n)} e^{-j\phi_{i'}^{(n)}} \hat{b}_{i'}^{(n)} N_{i'} \right\}, \quad (4.33)$$

onde $(\cdot)^{(n)}$ representa o valor da variável no instante de símbolo n . Por meio do algoritmo de Viterbi, o decodificador escolhe a matriz $\hat{\mathbf{b}}$ que apresenta a maior métrica acumulada:

$$y_{ac} = \sum_{n=1}^N y^{(n)}. \quad (4.34)$$

O limitante superior para a probabilidade de erro de bit média é dado por [10]:

$$\bar{P}_b \leq \sum_{d=d_f}^{\infty} \beta_d P_2(d) \quad (4.35)$$

onde β_d são os pesos do código convolucional obtidos através da sua função de transferência e $P_2(d)$ é a probabilidade de erro de bit média em cada estágio da treliça, que é similar a (3.22), exceto que neste caso o ganho de diversidade é d , isto é [10]:

$$P_2(d) = (P_{nc})^d \sum_{m=0}^{d-1} \binom{d-1+m}{m} (1 - P_{nc})^m \quad (4.36)$$

com P_{nc} definida como sendo a probabilidade de erro de bit média para o caso com múltiplas antenas sem codificação, dada pela Equação (4.30), isto é:

$$P_{nc} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{n_T + \bar{\gamma}_b}} \right), \quad (4.37)$$

e $\bar{\gamma}_b$ é a SINR por bit média dada na Equação (4.31). Observe que, para o caso codificado, $\bar{\gamma}_b$ representa a SINR por bit média, diferentemente do caso sem codificação, uma vez que o codificador aumenta a taxa de transmissão de um fator n_T .

Para ilustrar o comportamento do sistema com a utilização de códigos STC, mostramos nas Figuras 4.4 e 4.5 a probabilidade de erro de bit média para os casos com e sem a utilização de códigos STC, obtidas através da expressão teórica e através de simulação, para $n_T = 2$ e $n_T = 3$ antenas de transmissão, respectivamente. Utilizamos para o caso $n_T = 2$ antenas um código de

taxa $R_c = 1/2$, cuja matriz geradora é dada por $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$, com $d_f = 5$, e para o caso $n_T = 3$ antenas um código de taxa $R_c = 1/3$, com matriz geradora $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$ e $d_f = 8$. Também estão mostradas nas curvas os limitantes para a probabilidade de erro de bit média obtidos da Equação (4.35). Podemos observar que o desempenho dos sistemas codificados é bastante superior ao dos sistemas sem codificação, como era esperado, devido ao ganho de diversidade de ordem d_f provido pelo código, além do ganho de codificação. Também como era esperado, aumentando-se a taxa do código, e conseqüentemente sua distância livre, o desempenho mostrou-se ainda melhor. Podemos observar ainda que o limitante mostrou-se bastante próximo à simulação.

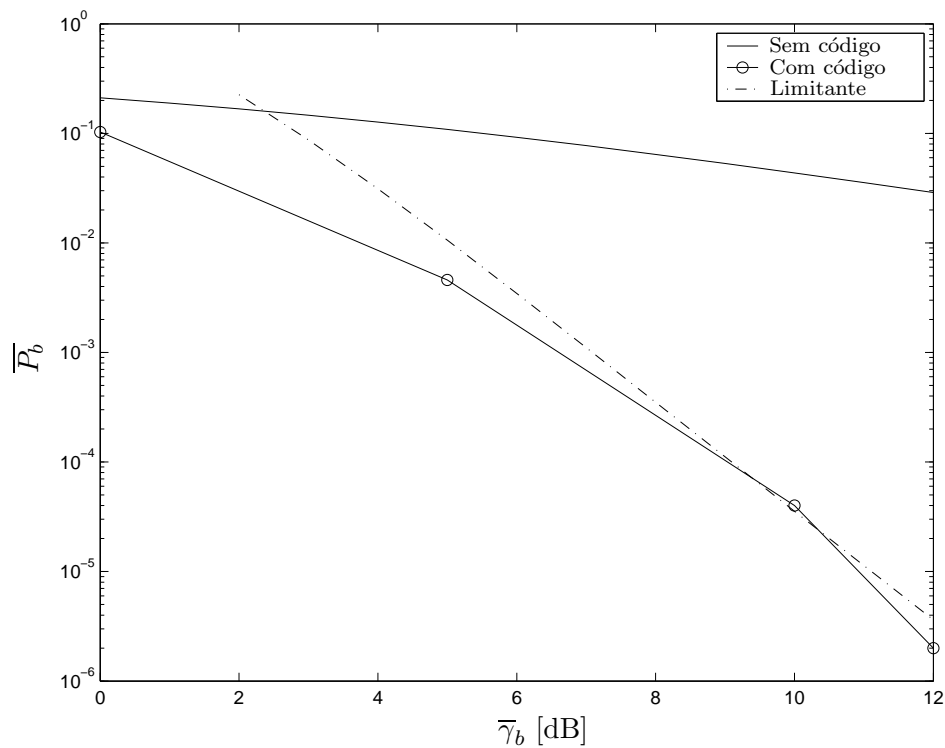


Figura 4.4: Probabilidade de erro de bit média teórica e simulada em função da SINR por bit média, para dois sistemas com $n_T = 2$ antenas de transmissão: sem codificação e com um código de taxa $R_c = 1/2$, matriz $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$ e $d_f = 5$.

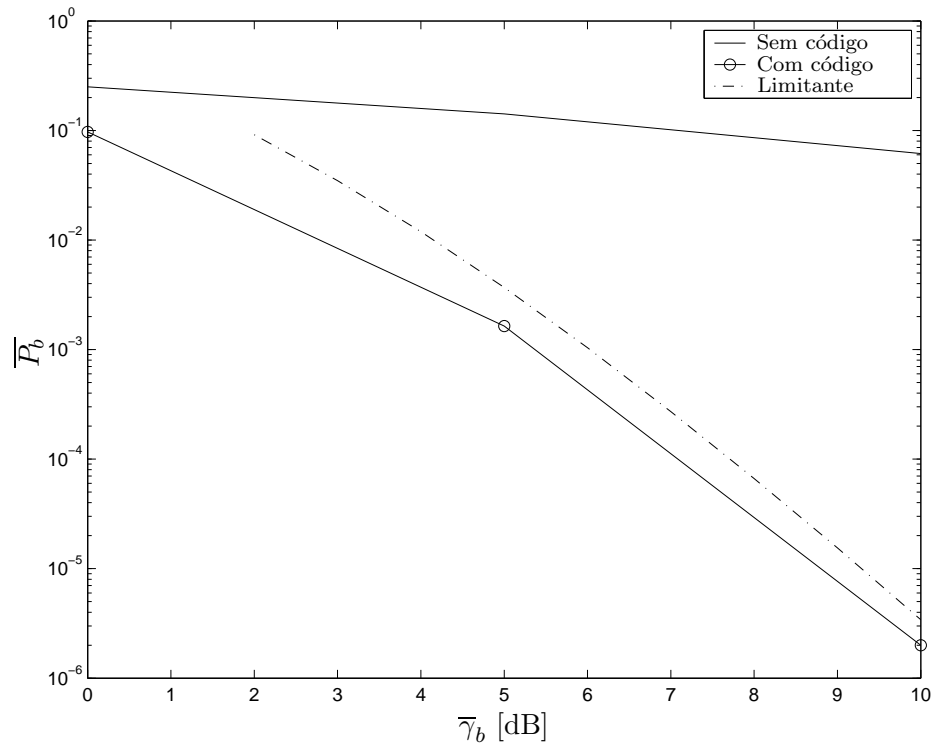


Figura 4.5: Probabilidade de erro de bit média teórica e simulada em função da SINR por bit média, para dois sistemas com $n_T = 3$ antenas de transmissão: sem codificação e com um código de taxa $R_c = 1/3$, matriz $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$ e $d_f = 8$.

Capítulo 5

Desempenho de Códigos STC no Enlace Direto de Sistemas CDMA em Canais com Desvanecimento Seletivo em Freqüência

No capítulo anterior, apresentamos a análise de desempenho para sistemas CDMA com usuário único e desvanecimento plano. Neste capítulo, propomos a utilização daquela abordagem para o cálculo da probabilidade de erro de bit média do enlace direto de sistemas CDMA multiusuários em canais com desvanecimento seletivo em freqüência e mostramos o desempenho destes sistemas com e sem a utilização do algoritmo de seleção de seqüências proposto no Capítulo 3. Vários autores já trataram da aplicação de códigos STC em sistemas CDMA, como por exemplo [69, 70, 71, 72]. No entanto, em nenhum deles é mostrada uma expressão simples para a probabilidade de erro de bit como a que é obtida neste trabalho. Propomos, também, uma técnica híbrida de diversidade de transmissão que utiliza, conjuntamente, as abordagens de malha aberta e de malha fechada.

5.1 Análise de Códigos STC para o Enlace Direto

Desenvolvemos a análise do desempenho de sistemas CDMA em canais com desvanecimento seletivo em freqüência, quando se utiliza códigos STC na ERB. Inicialmente, consideramos o caso de

um sistema sem codificação com múltiplas antenas na transmissão para o cálculo da probabilidade de erro de bit média para este sistema, uma vez que o sistema com código STC é uma extensão deste caso.

5.1.1 Sistemas sem codificação

Vamos considerar o enlace direto de um sistema de comunicações CDMA, com uma única célula e K usuários distribuídos uniformemente dentro da mesma. Assumimos que os usuários se comunicam por meio de um canal que apresenta desvanecimento seletivo em frequência com L percursos resolvíveis. A ERB tem n_T antenas de transmissão. Considerando-se modulação BPSK, a envoltória complexa do sinal recebido por cada usuário é dada por:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{li} e^{j\phi_{li}} A_k b_{ki} p_{ki}(t - (l-1)T_c) + n(t), \quad (5.1)$$

onde α_{li} e ϕ_{li} são o desvanecimento e a fase do l -ésimo percurso entre a i -ésima antena da ERB e o usuário de interesse. Observe que estes termos independem do índice k , uma vez que estamos considerando o enlace direto. O termo A_k representa a amplitude do sinal do k -ésimo usuário, $b_{ki} \in \{-1, +1\}$ são os símbolos transmitidos para o k -ésimo usuário através da i -ésima antena, $n(t)$ é o ruído AWGN e $p_{ki}(t)$ é a seqüência de espalhamento para o k -ésimo usuário e i -ésima antena. De forma a simplificar a análise, consideramos a utilização de seqüências de espalhamento aleatórias.

É importante lembrar que utilizamos seqüências distintas para os usuários e para as antenas de transmissão. A utilização de seqüências distintas entre as antenas foi inicialmente proposto em [73] e usado posteriormente por outros autores, como em [71, 72]. Apesar de evitar a interferência entre os sinais transmitidos nas diferentes antenas (ou pelo menos diminuí-la, se forem usadas seqüências não-ortogonais com G_p elevado), este procedimento acarreta numa diminuição de n_T vezes no número de seqüências disponíveis para os usuários, o que se torna um problema para um número elevado de usuários. No entanto, como vimos no Capítulo 4, a ortogonalização dos sinais leva a uma melhora significativa no desempenho dos sistemas com códigos STC. Portanto, existe um compromisso entre o número de antenas de transmissão, e conseqüentemente um maior ganho de desempenho, e o número máximo de usuários ativos no sistema com múltiplas antenas de transmissão.

Admitindo-se estimação perfeita dos parâmetros do canal e um controle ideal de potência, isto é, $A_k = A$, no receptor do usuário desejado, cujo índice é k' , o detector baseado em um banco de filtros casados às seqüências de espalhamento $p_{k'i'}(t)$, com $1 \leq i' \leq n_T$, referentes ao usuário k' , escolhe a seqüência de símbolos $\{\hat{b}_{k'i'}\}$, $1 \leq i' \leq n_T$, que maximiza a seguinte variável de decisão:

$$y_{k'} = \Re \left\{ \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} e^{j\phi_{l'i'}} A \hat{b}_{k'i'} \int_0^{T_b} r(t) p_{k'i'}(t - (l' - 1)T_c) dt \right\}. \quad (5.2)$$

A Figura 5.1 mostra o diagrama esquemático do receptor para o k' -ésimo usuário representado pela Equação (5.2), onde a variável de decisão pode ser reescrita como sendo:

$$y_{k'} = \Re \left\{ \sum_{i'=1}^{n_T} \hat{b}_{k'i'} z_{k'i'} \right\},$$

onde

$$z_{k'i'} = \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} e^{j\phi_{l'i'}} A \int_0^{T_b} r(t) p_{k'i'}(t - (l' - 1)T_c) dt.$$

Substituindo-se o sinal recebido da Equação (5.1) em (5.2), obtemos:

$$y_{k'} = \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} A^2 \hat{b}_{k'i'} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{li} b_{ki} \cos(\phi_{li} - \phi_{l'i'}) \rho_{k'i',ki}^{[l',l]} + \Re \left\{ \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} e^{j\phi_{l'i'}} A \hat{b}_{k'i'} N_{k'l'i'} \right\}, \quad (5.3)$$

em que $\rho_{k'i',ki}^{[l',l]}$ é a correlação cruzada entre as seqüências de espalhamento, definida por:

$$\rho_{k'i',ki}^{[l',l]} = \int_0^{T_b} p_{k'i'}(t - (l' - 1)T_c) p_{ki}(t - (l - 1)T_c) dt, \quad (5.4)$$

e

$$N_{k'l'i'} = \int_0^{T_b} n(t) p_{k'i'}(t - (l' - 1)T_c) dt. \quad (5.5)$$

Fazendo-se $k = k'$, $l' = l$ e $i' = i$ na Equação (5.3), temos o sinal do usuário de interesse, dado por:

$$y_d = A^2 T_b \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'}^2 \hat{b}_{k'i'} b_{k'i'}. \quad (5.6)$$

A interferência dos múltiplos percursos e múltiplas antenas (MPI) do usuário desejado é obtida

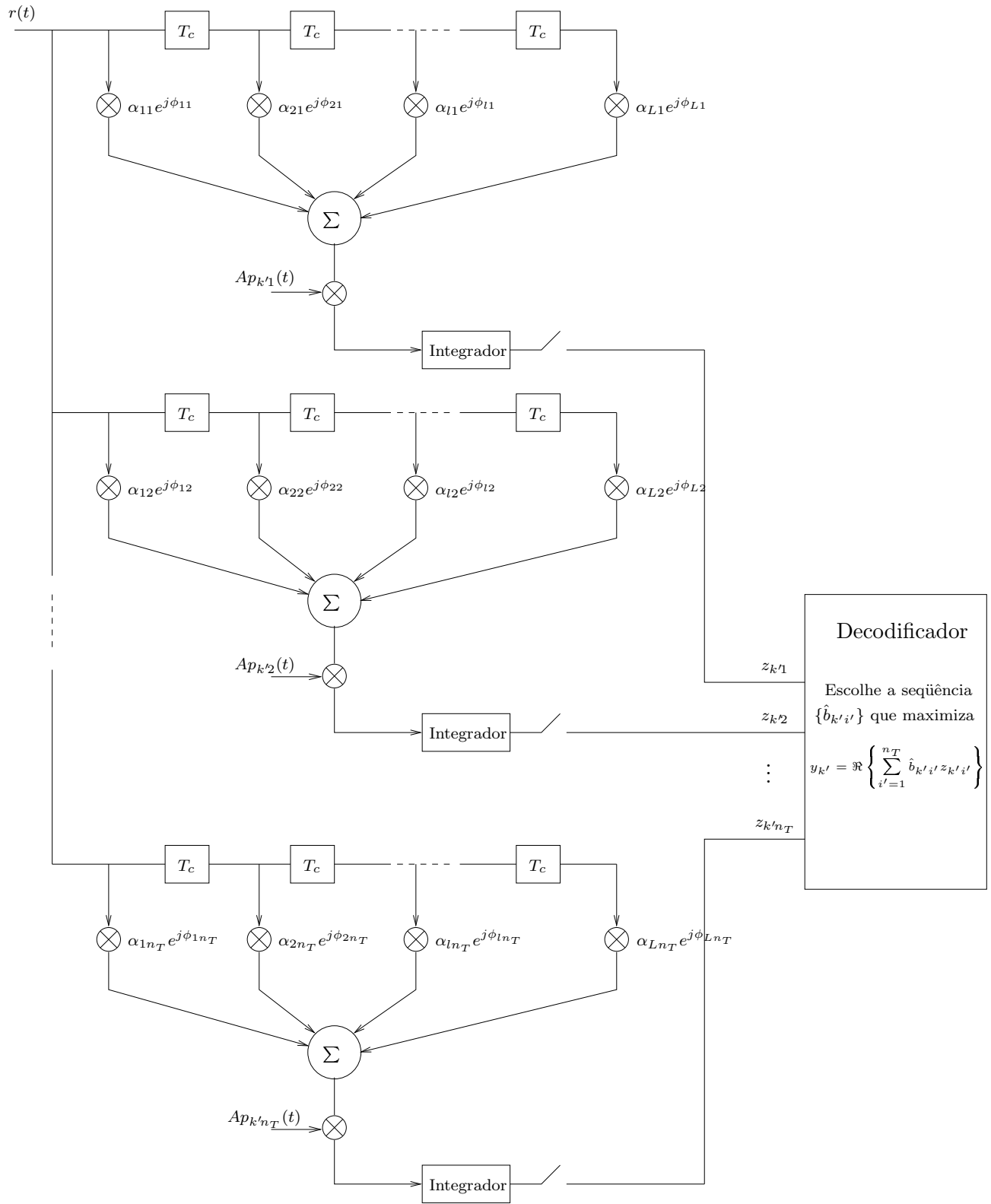


Figura 5.1: Diagrama esquemático do receptor do k' -ésimo usuário.

fazendo-se $k = k'$ e $l \neq l'$ ou $i \neq i'$, que é representada por:

$$\begin{aligned}
y_{\text{mpi}} &= A^2 \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{li} \hat{b}_{k'i'} b_{k'i} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \\
&+ A^2 \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} \hat{b}_{k'i'} b_{k'i} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \\
&+ A^2 \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} \hat{b}_{k'i'} b_{k'i} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}).
\end{aligned} \tag{5.7}$$

A interferência de acesso simultâneo (MAI), obtida para $k \neq k'$ é dada por:

$$y_{\text{mai}} = A^2 \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \alpha_{li} \hat{b}_{k'i'} b_{k'i} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}), \tag{5.8}$$

e o termo referente ao ruído é dado por:

$$y_{\text{r}} = \Re \left\{ \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} e^{j\phi_{l'i'}} A \hat{b}_{k'i'} N_{k'l'i'} \right\}. \tag{5.9}$$

Portanto, a variável de decisão $y_{k'}$ pode ser reescrita como sendo:

$$\begin{aligned}
y_{k'} &= y_{\text{d}} + y_{\text{mpi}} + y_{\text{mai}} + y_{\text{r}} \\
&= y_{\text{d}} + I(\hat{b}_{11}, \hat{b}_{12}, \dots, \hat{b}_{1n_T}) + y_{\text{r}},
\end{aligned} \tag{5.10}$$

onde $I(\hat{b}_{11}, \hat{b}_{12}, \dots, \hat{b}_{1n_T})$ é a soma de todos os termos de interferência. É importante salientar que ela é dependente dos bits estimados pelo detector do usuário de interesse. Com base no teorema central do limite, admitimos que $I(\hat{b}_{k'1}, \hat{b}_{k'2}, \dots, \hat{b}_{k'n_T})$ é uma variável aleatória gaussiana, condicionada ao desvanecimento.

Supondo sem perda de generalidade que $\{b_{k'i}\} = 1$, para todo i , consideremos as variáveis Y_{κ} , $0 \leq \kappa \leq 2^{n_T} - 1$, obtidas de (5.10) para todas as 2^{n_T} possíveis combinações de $(\hat{b}_{k'1}, \hat{b}_{k'2}, \dots, \hat{b}_{k'n_T})$. Utilizando-se o mesmo procedimento apresentado para o caso com desvanecimento plano e com apenas um usuário definido no Capítulo 4, temos que a probabilidade de acerto para o sistema presente é dada por:

$$P_c = P \left(W_1 > 0, W_2 > 0, \dots, W_{n_T} > 0, \bigcap_{\substack{j=1 \\ j \neq 2^{i'-1}}}^{2^{n_T}-1}} \sum_{i \in \mathcal{N}_j} W_i > I_j \right), \tag{5.11}$$

onde $\mathcal{N}_j = \{\text{índices } i' \text{ para os quais } \hat{b}_{k'i'} = -1 \text{ na representação bipolar de } j\}$ e I_j é igual ao termo $I(\hat{b}_{k'1}, \hat{b}_{k'2}, \dots, \hat{b}_{k'n_T})$ quando usamos os símbolos estimados $(\hat{b}_{k'1}, \hat{b}_{k'2}, \dots, \hat{b}_{k'n_T})$ para a representação bipolar de j .

As variáveis $W_{i'}$ são agora definidas por:

$$\begin{aligned}
W_{i'} &= 2A^2 T_b \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 + 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{li'} \rho_{k'i', k'i'}^{[l', l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li'}) \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{l'i} \rho_{k'i', k'i}^{[l', l']} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{l'i}) \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} \rho_{k'i', k'i}^{[l', l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K b_{k'i'} \rho_{k'i', k'i}^{[l', l']} \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{li'} b_{k'i} \rho_{k'i', k'i}^{[l', l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li'}) \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{l'i} b_{k'i} \rho_{k'i', k'i}^{[l', l']} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{l'i}) \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} b_{k'i} \rho_{k'i', k'i}^{[l', l]} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \\
&+ 2A \Re \left\{ \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} e^{j\phi_{l'i'}} N_{k'l'i'} \right\}. \tag{5.12}
\end{aligned}$$

Observe que a Equação (5.12) se resume a (4.15) para o caso $L = 1$ e $K = 1$, quando se utiliza seqüências de espalhamento ortogonais.

Como estamos considerando o uso de seqüências aleatórias para facilitar a análise de desempenho, as variáveis de decisão não são mais independentes entre si. Entretanto, consideraremos o caso aproximado em que as variáveis $W_{i'}$ são independentes par-a-par. Como podemos observar nos resultados de simulação, essa é uma aproximação válida, uma vez que a interferência entre as antenas é inversamente proporcional a G_p . Desta forma, a probabilidade de acerto pode ser

aproximada por:

$$P_c \simeq P(W_1 > 0, W_2 > 0, \dots, W_{n_T} > 0), \quad (5.13)$$

e a probabilidade de erro de bit é dada por:

$$P_b = \frac{1}{n_T} \sum_{i'=1}^{n_T} P(W_{i'} < 0). \quad (5.14)$$

Os termos $W_{i'}$ são variáveis aleatórias gaussianas, condicionadas aos desvanecimentos $\alpha_{li'}$, com $1 \leq l \leq L$ e um i' específico, cuja média é dada por:

$$\mu_{W_{i'}} = 2A^2T_b \sum_{l'=1}^L \alpha_{li'}^2 \quad (5.15)$$

e variância:

$$\begin{aligned} \sigma_{W_{i'}}^2 &= \frac{2A^4T_b^2K}{G_p} \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{li'}^2 \alpha_{li'}^2 \\ &+ \left[\frac{4A^4T_b^2(K-1)}{G_p} \sum_{l'=1}^L \alpha_{li'}^2 + \frac{2A^4T_b^2KL(n_T-1)}{G_p} + 4A^2T_bN_0 \right] \sum_{l'=1}^L \alpha_{li'}^2, \end{aligned} \quad (5.16)$$

em que usamos $E\{\alpha_{li}^2\} = E\{\alpha^2\} = 1$, para todo l, i , $E\{\cos^2(\phi)\} = 1/2$ e consideramos seqüências aleatórias, que apresentam média zero e valor quadrático médio dado por (2.27). Assim, as probabilidades $P(W_{i'} < 0)$ são dadas por:

$$P(W_{i'} < 0) = \int_{-\infty}^0 p(W_{i'}) dW_{i'} = Q\left(\frac{\mu_{W_{i'}}}{\sigma_{W_{i'}}}\right) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}\right) \quad (5.17)$$

onde a SINR por bit, para a i' -ésima antena de transmissão, é neste caso definida como sendo:

$$\gamma_{b_{i'}} \triangleq \frac{\mu_{W_{i'}}^2}{2\sigma_{W_{i'}}^2} = \frac{\sum_{l'=1}^L \alpha_{li'}^2}{\frac{2(K-1)}{G_p} \sum_{l'=1}^L \alpha_{li'}^2 + \frac{K}{G_p} \frac{\sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{li'}^2 \alpha_{li'}^2}{\sum_{l'=1}^L \alpha_{li'}^2} + \frac{KL(n_T-1)}{G_p} + \frac{2N_0}{A^2T_b}} \quad (5.18)$$

e a SINR total por bit é dada pela soma de todas as SINRs referentes a cada antena de transmissão, isto é:

$$\gamma_b = \sum_{i'=1}^{n_T} \gamma_{b_{i'}} \quad (5.19)$$

Portanto, a probabilidade de erro de bit média é obtida substituindo-se a Equação (5.17) em (5.14) e descondicionando-se com relação a $\gamma_{b_{i'}}$, ou seja:

$$\begin{aligned}\bar{P}_b &= \frac{1}{n_T} \sum_{i'=1}^{n_T} E \left\{ Q \left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}} \right) \mid \gamma_{b_{i'}} \right\} = E \left\{ Q \left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}} \right) \mid \gamma_{b_{i'}} \right\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} Q \left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}} \right) f(\gamma_{b_{i'}}) d\gamma_{b_{i'}}\end{aligned}\quad (5.20)$$

onde $f(\gamma_{b_{i'}})$ é a PDF da variável aleatória $\gamma_{b_{i'}}$. Podemos observar que $\gamma_{b_{i'}}$ é a razão de uma variável chi-quadrada de ordem $2L$ por uma função de potências de variáveis aleatórias do tipo Rayleigh, de forma que não conhecemos uma expressão exata da PDF. A fim de simplificar a obtenção desta PDF, aproximamos o denominador da Equação (5.18) pelo seu valor médio, o que resulta em:

$$\gamma_{b_{i'}} \simeq \frac{\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'_{i'}}^2}{\frac{2L(K-1)}{G_p} + \frac{K(Ln_T-1)}{G_p} + \frac{2N_0}{A^2T_b}}.\quad (5.21)$$

Portanto, $\gamma_{b_{i'}}$ é aproximadamente uma variável aleatória chi-quadrada de ordem $2L$ com PDF dada por:

$$f(\gamma_{b_{i'}}) = \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \gamma_{b_{i'}}^{L-1} e^{-\gamma_{b_{i'}/\bar{\gamma}_c}}\quad (5.22)$$

em que $\bar{\gamma}_c$ é a SINR média por percurso, para cada antena de transmissão, dada por:

$$\bar{\gamma}_c = \frac{1}{\frac{2L(K-1)}{G_p} + \frac{K(Ln_T-1)}{G_p} + \frac{2N_0}{A^2T_b}}.\quad (5.23)$$

Assim, a probabilidade de erro de bit média é obtida substituindo-se a Equação (5.22) em (5.20), de onde se obtém [10]:

$$\bar{P}_b = (P_{\text{nd}})^L \sum_{m=0}^{L-1} \binom{L-1+m}{m} (1-P_{\text{nd}})^m\quad (5.24)$$

onde

$$P_{\text{nd}} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{Ln_T + \bar{\gamma}_b}} \right)\quad (5.25)$$

com $\bar{\gamma}_b$ sendo a SINR média por bit, obtida das Equações (5.19) e (5.21) e dada por:

$$\bar{\gamma}_b = n_T \bar{\gamma}_{b_{i'}} = \frac{1}{\frac{2(K-1)}{G_p n_T} + \frac{K(Ln_T-1)}{G_p Ln_T} + \left(\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \right)^{-1}}\quad (5.26)$$

onde \mathcal{E}_b/N_0 é a SNR por bit média, definida como:

$$\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = \frac{A^2 T_b Ln_T}{2N_0}\quad (5.27)$$

5.1.2 Sistemas com codificação STC

A extensão do problema para quando se utiliza o código STC em conjunto com múltiplas antenas na transmissão é feita da mesma forma que o Capítulo 4. O decodificador de Viterbi para o k' -ésimo usuário buscará na treliça a matriz $\hat{\mathbf{b}}_{k'}$, definida pela Equação (2.29), que maximiza a métrica acumulada:

$$y_{k',ac} = \sum_{n=1}^N y_{k'}^{(n)}, \quad (5.28)$$

onde:

$$y_{k'}^{(n)} = \Re \left\{ \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'}^{(n)} e^{j\phi_{l'i'}^{(n)}} A \hat{\mathbf{b}}_{k'i'}^{(n)} \int_{(n-1)T_b}^{nT_b} r(t) p_{k'i'}(t - (l' - 1)T_c) dt \right\}. \quad (5.29)$$

A probabilidade de erro de bit média para o caso com código é dada pelo limitante superior definido na Equação (4.35), ou seja:

$$\overline{P}_b \leq \sum_{d=d_f}^{\infty} \beta_d P_2(d), \quad (5.30)$$

onde $P_2(d)$ é a probabilidade de um evento de erro com distância de Hamming d em relação ao caminho todo zero na treliça, também chamada de probabilidade de erro par-a-par. Para canais com desvanecimento seletivo em frequência, pode-se mostrar [74] que $P_2(d)$ é equivalente à probabilidade de erro de um canal com ganho de diversidade Ld , ou seja:

$$P_2(d) = (P_{\text{nd}})^{Ld} \sum_{m=0}^{Ld-1} \binom{Ld-1+m}{m} (1 - P_{\text{nd}})^m, \quad (5.31)$$

em que, para o caso de códigos STC com múltiplas antenas de transmissão em canais com desvanecimento seletivo em frequência, a probabilidade P_{nd} é definida na Equação (5.25).

A Figura 5.2 mostra a probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários para um sistema CDMA com $n_T = 2$ antenas de transmissão na ERB, em canais com $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para dois casos distintos: um código de matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $K_c = 2$ memórias e $d_f = 3$; e um código cuja matriz é $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$, que apresenta $K_c = 3$ memórias e $d_f = 5$. As curvas obtidas através de simulação e analiticamente, usando o limitante desenvolvido anteriormente, são mostradas na figura. Podemos observar que a utilização dos códigos em conjunto com as múltiplas antenas apresenta ganho de diversidade igual à distância livre do código utilizado, como foi previsto pela análise teórica.

Observamos ainda uma razoável concordância entre as curvas simuladas e os limitantes até um certo número de usuários, a partir do qual os limitantes divergem. Esta discrepância é inversamente proporcional à SINR total do sistema, como foi visto na Figura 4.4. Assim, fixado um valor de \mathcal{E}_b/N_0 , quanto maior a interferência presente no sistema (e conseqüentemente o número de usuários), menor a SINR total e maior a discrepância entre simulação e limitante, como mostrado nas curvas. De uma forma similar, se fixarmos o número de usuários, a SINR será proporcional a \mathcal{E}_b/N_0 e, assim, a discrepância será inversamente proporcional a \mathcal{E}_b/N_0 , como podemos observar na Figura 5.3, em que mostramos uma comparação entre a simulação e o limitante obtido analiticamente para a probabilidade de erro de bit média em função da SNR por bit média em dB, para o caso de um sistema CDMA com $K = 10$ usuários, $L = 3$ e $G_p = 64$, com $n_T = 2$ antenas de transmissão na ERB, utilizando o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$.

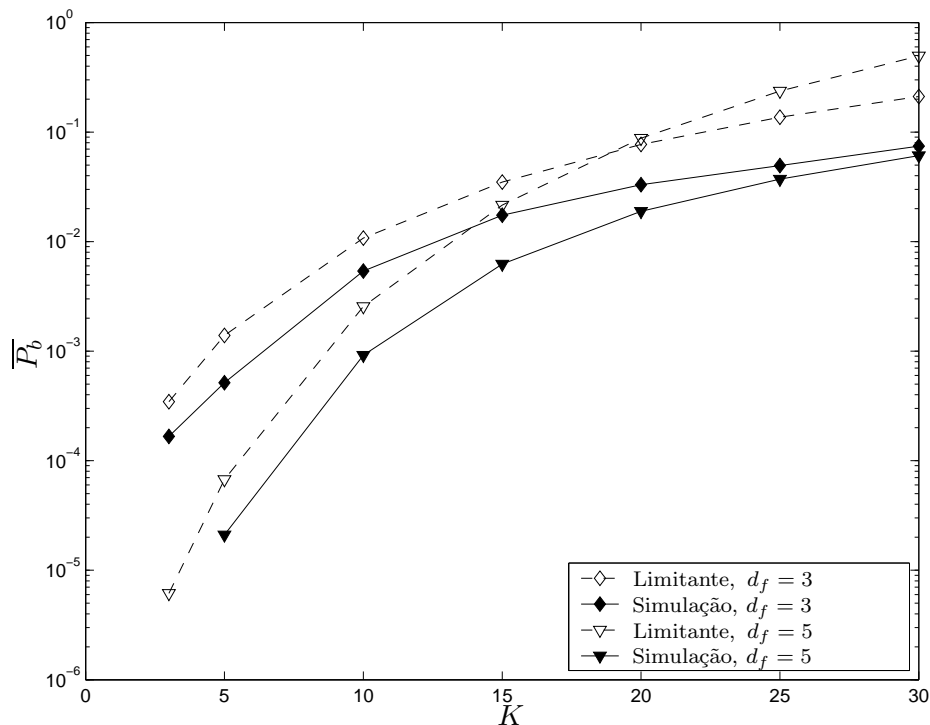


Figura 5.2: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K , com $n_T = 2$ antenas na ERB, $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para três casos distintos: sem codificação STC; com um código de matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$; e com um código cuja matriz é $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$, com $d_f = 5$.

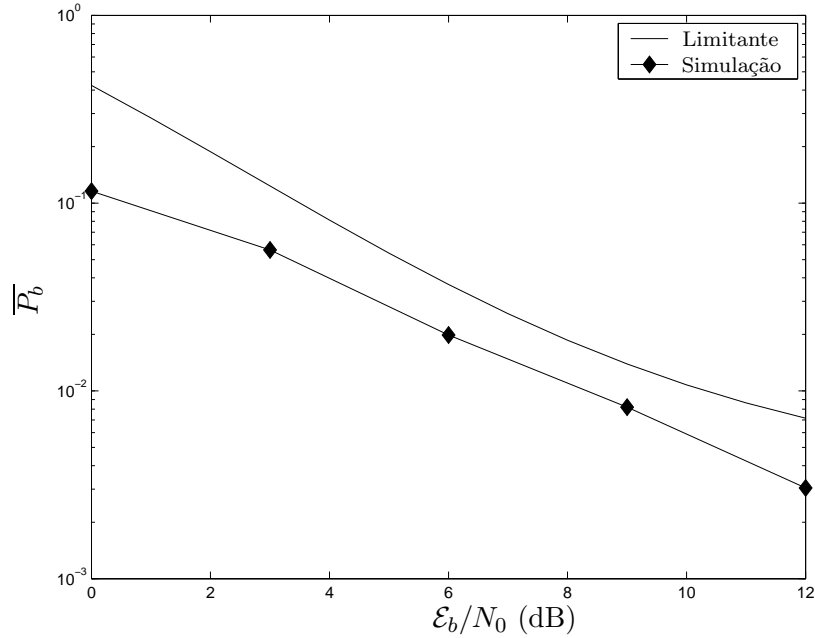


Figura 5.3: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função de \mathcal{E}_b/N_0 em dB, para $K = 10$ usuários, $L = 3$ percursos resolvíveis e $G_p = 64$, com $n_T = 2$ antenas na ERB e código de matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$.

A Figura 5.4 mostra um comportamento similar ao da Figura 5.2, exceto que agora utilizamos $n_T = 3$ antenas de transmissão na ERB, para um código $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$, com $K_c = 3$ memórias e $d_f = 6$, e um código $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$, com $K_c = 3$ memórias e $d_f = 8$.

Na Figura 5.5, mostramos uma comparação entre a simulação e o limitante obtido analiticamente para a probabilidade de erro de bit média em função da SNR por bit média em dB, para o caso de um sistema CDMA com $K = 10$ usuários, $L = 3$ e $G_p = 64$, com $n_T = 3$ antenas de transmissão na ERB, utilizando o código $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$, com $d_f = 6$.

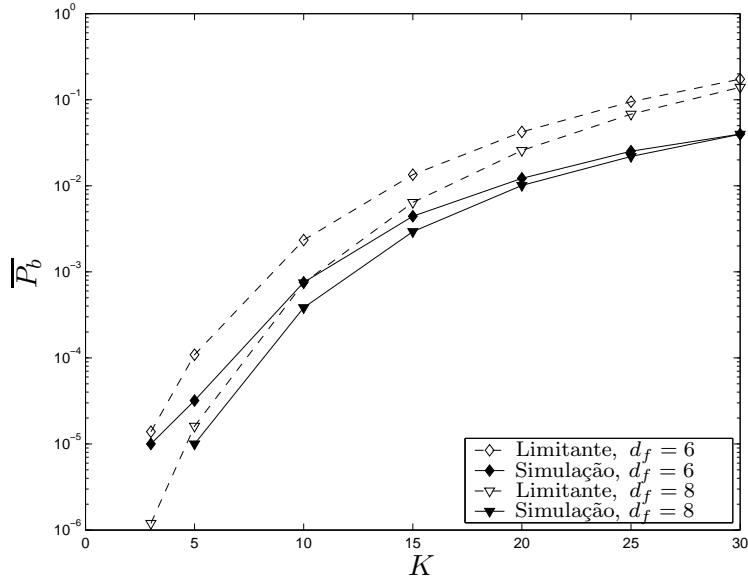


Figura 5.4: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K , com $n_T = 3$ antenas na ERB, $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para três casos distintos: sem codificação STC; com um código de matriz geradora $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$, com $d_f = 6$; e com um código cuja matriz é $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$, com $d_f = 8$.

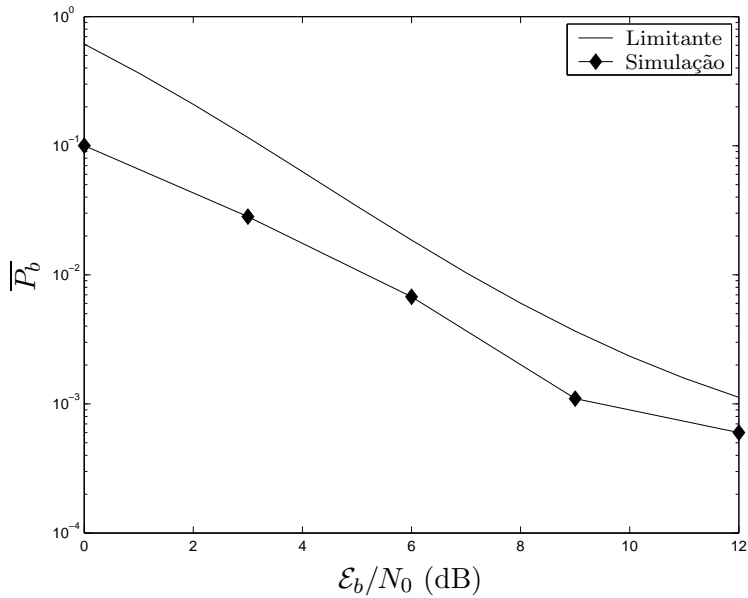


Figura 5.5: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função de \mathcal{E}_b/N_0 em dB, para $K = 10$ usuários, $L = 3$ percursos resolvíveis e $G_p = 64$, com $n_T = 3$ antenas na ERB e código de matriz geradora $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$, com $d_f = 6$.

A Figura 5.6 mostra a probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários de um sistema CDMA em um canal com $L = 3$ percursos resolvíveis, $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $G_p = 64$, para os casos $n_T = 2$ e 3 antenas, que usam dois códigos distintos com mesma distância livre $d_f = 6$, definidos, respectivamente, pelas matrizes $\mathbf{G} = [15 \ 17]^T$, com $K_c = 4$, e $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$, com $K_c = 3$. Podemos observar que, apesar de apresentarem o mesmo ganho de diversidade, o caso para $n_T = 2$ antenas de transmissão apresenta um desempenho superior ou pelo menos igual ao caso $n_T = 3$, o que era previsível, uma vez que a probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b tem praticamente a mesma forma para os dois casos, como podemos notar da Equação (5.30), diferenciando-se apenas nos pesos dos dois códigos e na probabilidade P_{nd} , que é inversamente proporcional ao número de antenas n_T .

O mesmo comportamento é obtido quando utilizamos dois códigos com $d_f = 8$, tendo matriz geradora $\mathbf{G} = [53 \ 75]^T$, com $K_c = 6$ para o caso $n_T = 2$, e $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$, com $K_c = 3$ para o caso $n_T = 3$, conforme ilustrado na Figura 5.7, obtida por meio de simulação.

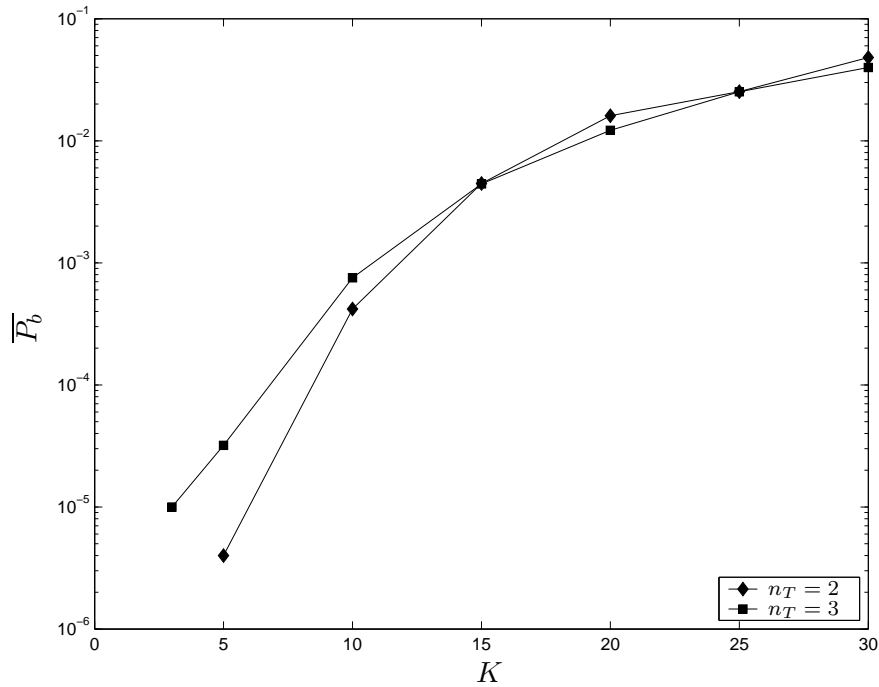


Figura 5.6: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K , para $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para dois códigos com mesma $d_f = 6$: $n_T = 2$ e matriz $\mathbf{G} = [15 \ 17]^T$, com $K_c = 4$; $n_T = 3$ e matriz $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$, com $K_c = 3$.

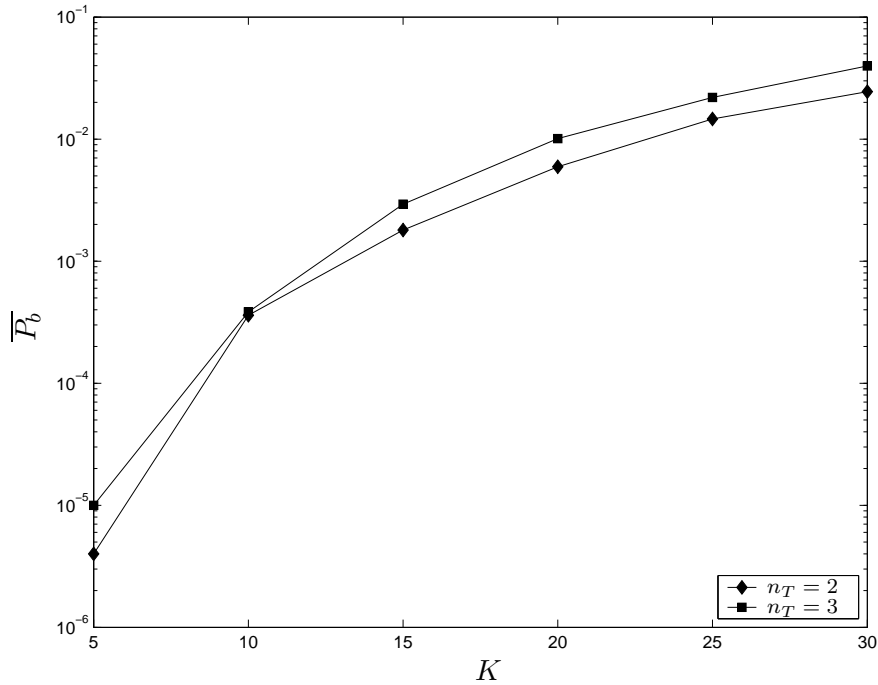


Figura 5.7: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K , para $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para dois códigos com mesma $d_f = 8$: $n_T = 2$ e matriz $\mathbf{G} = [53 \ 75]^T$, com $K_c = 6$; $n_T = 3$ e matriz $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$, com $K_c = 4$.

Na Figura 5.8, observamos a probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários de um sistema CDMA em um canal com $L = 3$ percursos resolvíveis, $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $G_p = 64$, para os casos $n_T = 2$ e 3 antenas, que usam dois códigos distintos com mesmo número de memórias $K_c = 3$, definidos, respectivamente, pelas matrizes $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$, com $d_f = 5$, e $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$, com $d_f = 8$. Neste caso, podemos notar que o desempenho do sistema com maior distância livre é sempre superior, mesmo tendo um número de antenas de transmissão maior. O ganho fornecido pelo código mais robusto consegue superar a perda de desempenho causada pelo uso de mais antenas de transmissão.

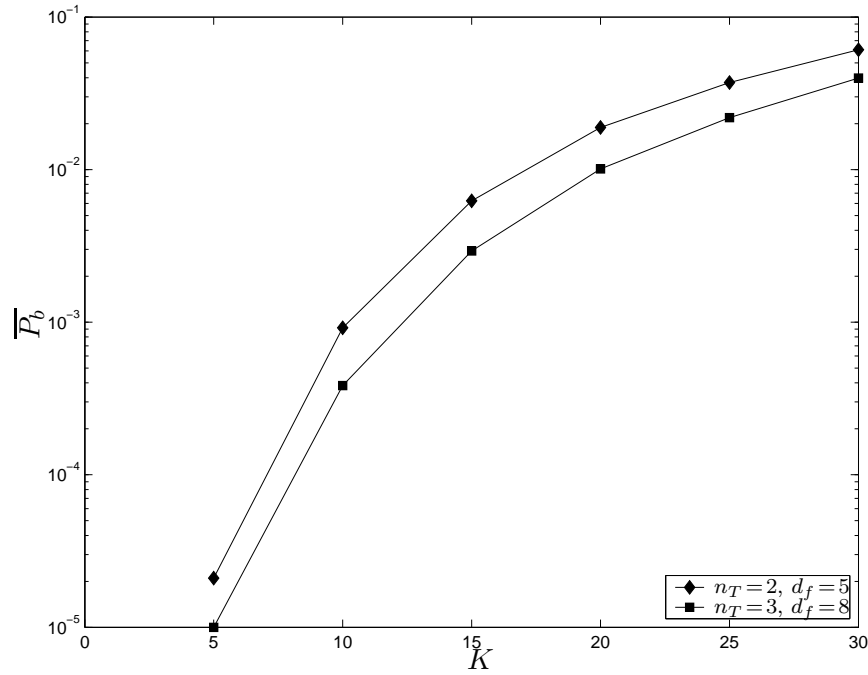


Figura 5.8: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K , para $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para dois códigos com mesmo número de memórias $K_c = 3$: $n_T = 2$ e matriz $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$, com $d_f = 5$; $n_T = 3$ e matriz $\mathbf{G} = [5 \ 7 \ 7]^T$, com $d_f = 8$.

5.2 Algoritmo de Escolha de Sequências para o Enlace Direto de Sistemas CDMA com Códigos STC

Para a aplicação do algoritmo de seleção de seqüências de espalhamento mostrado no Capítulo 3 em sistemas CDMA multiusuários com múltiplas antenas na transmissão e códigos STC, é necessário que se faça uma pequena alteração no mesmo, uma vez que a SINR média por bit em função das correlações cruzadas e das autocorrelações é diferente. Nesta seção, mostramos as modificações necessárias para a correta aplicação do algoritmo, onde redefinimos a SINR média por bit para o sistema em questão.

Para isso, precisamos reescrever as variáveis $W_{i'}$ definidas na Equação (5.12) da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
W_{i'} &= 2A^2 T_b \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 + 2A^2 \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L \alpha_{l'i'} \alpha_{li'} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li'}) \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right) \\
&+ 2A^2 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \rho_{k'i',k'i}^{[1,1]} \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \alpha_{li} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{l'i'} \alpha_{li} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \\
&+ 2A^2 \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K b_{ki'} \rho_{k'i',k'i}^{[1,1]} \right) \left(\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \right) \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L \alpha_{l'i'} \alpha_{li'} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li'}) \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K b_{ki'} \left(\rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i}^{[l,l']} \right) \\
&+ 2A^2 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \alpha_{li} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K b_{ki'} \rho_{k'i',k'i}^{[1,1]} \right) \\
&+ 2A^2 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{l'i'} \alpha_{li} \cos(\phi_{l'i'} - \phi_{li}) \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K b_{ki'} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \right) \\
&+ 2A \Re \left\{ \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} e^{j\phi_{l'i'}} N_{k'l'i'} \right\}. \tag{5.32}
\end{aligned}$$

em que usamos a propriedade (3.11). Desta forma, pode-se observar que as variáveis $W_{i'}$ são gaussianas, condicionadas aos desvanecimentos $\{\alpha_{l'i'}\}$, para todo l' , com média:

$$\mu_{W_{i'}} = 2A^2 T_b \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2, \tag{5.33}$$

e variância:

$$\begin{aligned}
\sigma_{W_{i'}}^2 &= 2A^4 \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L \alpha_{l'i'}^2 \alpha_{li'}^2 \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right)^2 \\
&+ 2A^4 \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L \alpha_{l'i'}^2 \alpha_{li'}^2 \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right) \right)^2 \\
&+ 4A^4 \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L \alpha_{l'i'}^2 \alpha_{li'}^2 \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right) \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right) \\
&+ 2A^4 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \left(\rho_{k'i',k'i}^{[1,1]} \right)^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 + 2A^4 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \rho_{k'i',k'i}^{[1,1]} \right)^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \\
&+ 2A^4 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \left(\rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \right)^2 + 2A^4 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \right)^2 \\
&+ 4A^4 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \rho_{k'i',k'i}^{[1,1]} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \rho_{k'i',k'i}^{[1,1]} \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 + 4A^4 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \\
&+ 4A^4 \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \rho_{k'i',k'i}^{[1,1]} \right)^2 \left(\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \right)^2 \\
&+ 4A^2 T_b N_0 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 . \tag{5.34}
\end{aligned}$$

Desta forma, obtemos a SINR por bit para a i' -ésima antena do k' -ésimo usuário dada por:

$$\gamma_{b_{k'i'}} \triangleq \frac{\mu_{W_{i'}}^2}{2\sigma_{W_{i'}}^2} \simeq \frac{1}{\gamma_{b_{k'i'}, \text{den}}} \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \tag{5.35}$$

onde, após algumas manipulações algébricas, temos:

$$\begin{aligned}
\gamma_{b_{k'i'}, \text{den}} = & \frac{1}{LT_b^2} \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L \left[\left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right)^2 + \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \left(\rho_{k'i',ki'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',ki'}^{[l,l']} \right) \right)^2 \right. \\
& \left. + 2 \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right) \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \left(\rho_{k'i',ki'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',ki'}^{[l,l']} \right) \right] \\
& + \frac{1}{LT_b^2} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{l'=1}^L \sum_{l=1}^L \left[\left(\rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \right)^2 + \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \rho_{k'i',ki}^{[l',l]} \right)^2 + 2 \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \rho_{k'i',ki}^{[l',l]} \right] \\
& + \frac{2L}{T_b^2} \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \rho_{k'i',ki'}^{[1,1]} \right)^2 + \frac{2N_0}{A^2 T_b}, \tag{5.36}
\end{aligned}$$

em que usamos a aproximação do denominador de $\gamma_{b_{k'i'}}$ pela sua média. Assim, a SINR por bit total para o k' -ésimo usuário é dada por:

$$\gamma_{b_{k'}} = \sum_{i'=1}^{n_T} \gamma_{b_{k'i'}}. \tag{5.37}$$

Portanto, utilizando-se o mesmo procedimento da seção anterior, podemos afirmar que a probabilidade de erro de bit média para o k' -ésimo usuário é limitada por:

$$\bar{P}_{b_{k'}} \leq \sum_{d=d_f}^{\infty} \beta_d P_{2,k'}(d), \tag{5.38}$$

onde $P_{2,k'}(d)$ é definida por:

$$P_{2,k'}(d) = (P_{\text{nd}})^{Ld} \sum_{m=0}^{Ld-1} \binom{Ld-1+m}{m} (1 - P_{\text{nd}})^m, \tag{5.39}$$

com a probabilidade P_{nd} dada por:

$$P_{\text{nd}} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{b_{k'}}}{Ln_T + \bar{\gamma}_{b_{k'}}}} \right). \tag{5.40}$$

O termo $\bar{\gamma}_{b_{k'}}$ corresponde à SINR por bit média para o k' -ésimo usuário, definida por:

$$\bar{\gamma}_{b_{k'}} = \sum_{i'=1}^{n_T} \bar{\gamma}_{b_{k'i'}}, \tag{5.41}$$

com:

$$\bar{\gamma}_{b_{k'i'}} = \frac{1}{\bar{\gamma}_{b_{k'i'},\text{den}}}, \quad (5.42)$$

onde definimos:

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{b_{k'i'},\text{den}} = &= \frac{1}{L^2 T_b^2} \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L \left[\left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right)^2 + \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right) \right)^2 \right. \\ &+ 2 \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right) \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right) \left. \right] \\ &+ \frac{1}{L^2 T_b^2} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{l'=1}^L \sum_{l=1}^L \left[\left(\rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \right)^2 + \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \right)^2 + 2 \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \right] \\ &+ \frac{2}{T_b^2} \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \rho_{k'i',k'i}^{[1,1]} \right)^2 + \frac{n_T}{\mathcal{E}_b/N_0}. \end{aligned} \quad (5.43)$$

É importante observar que para o caso de apenas uma antena na transmissão, isto é, $n_T = 1$, o termo com somatório em i na Equação (5.43) desaparece, e a Equação (5.42) torna-se igual a (3.24). Portanto, este novo algoritmo pode ser visto como uma generalização do algoritmo apresentado no Capítulo 3 para o enlace direto de um sistema CDMA com múltiplas antenas de transmissão.

Para valores elevados de $\bar{\gamma}_{b_{k'}}$, a probabilidade $P_{2,k'}(d)$ pode ser aproximada por:

$$P_{2,k'}(d) \simeq \binom{2Ld-1}{Ld} 4^{-Ld} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{b_{k'}}} \right)^{Ld}. \quad (5.44)$$

Assim, substituindo-se esta expressão na Equação (5.38), e tomando-se apenas o primeiro termo do somatório, que é o termo dominante, obtemos o limitante para a probabilidade de erro de bit média para o k' -ésimo usuário:

$$\bar{P}_{b_{k'}} \leq \beta_{d_f} \binom{2Ld_f-1}{Ld_f} 4^{-Ld_f} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{b_{k'}}} \right)^{Ld_f} \quad (5.45)$$

Para o cálculo do desempenho total do sistema, precisamos minimizar a média da probabilidade de erro de bit para cada usuário, cuja expressão é dada pela Equação (3.26). Substituindo-se (5.45)

naquela equação, obtemos o limitante para a probabilidade de erro de bit média do sistema, dado por:

$$\bar{P}_{b_{k'}} \leq \frac{\beta_{d_f}}{4^{Ld_f} K} \binom{2Ld_f - 1}{Ld_f} \sum_{k'=1}^K \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{b_{k'}}} \right)^{Ld_f} = \frac{\beta_{d_f}}{4^{Ld_f} K} \binom{2Ld_f - 1}{Ld_f} S_K, \quad (5.46)$$

onde:

$$S_K = \sum_{k'=1}^K \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{b_{k'}}} \right)^{Ld_f}. \quad (5.47)$$

Portanto, a minimização da soma S_K garante a minimização da probabilidade de erro de bit média para um sistema CDMA com múltiplas antenas na transmissão e códigos STC. Desta forma, o algoritmo de escolha de seqüências buscará seqüências de espalhamento que minimizem esta soma.

Uma vez que usamos seqüências distintas para as diferentes antenas de transmissão referentes a cada usuário, haverá uma pequena modificação no algoritmo de escolha de seqüências. Para descrevermos o novo algoritmo, de uma forma similar ao Capítulo 3, definimos a variável $\bar{\gamma}_b(j'; \{j\})$ como sendo a SINR por bit da Equação (5.41) obtida substituindo-se k' por j' e k por todos os possíveis j , para $1 \leq j, j' \leq K$ e $j' \neq j$. Assim, temos:

$$\bar{\gamma}_b(j'; \{j\}) = \sum_{i'=1}^{n_T} \bar{\gamma}_{b_{i'}}(j'; \{j\}), \quad (5.48)$$

onde $\bar{\gamma}_{b_{i'}}(j'; \{j\})$ é obtida da Equação (5.42) aplicando-se as mesmas substituições definidas anteriormente. Desta forma, este algoritmo generalizado de escolha de seqüências válido para múltiplas antenas de transmissão é apresentado na Tabela 5.1. Definidos os valores de G_p , L e \mathcal{E}_b/N_0 , e definido o tipo de seqüência a ser utilizada, o algoritmo escolhe as $2n_T$ melhores seqüências \mathbf{G}_{a_{11}, G_p} , \mathbf{G}_{a_{12}, G_p} , \dots , $\mathbf{G}_{a_{1n_T}, G_p}$, \mathbf{G}_{a_{21}, G_p} , \mathbf{G}_{a_{22}, G_p} , \dots , $\mathbf{G}_{a_{2n_T}, G_p}$ que minimizam a soma (5.49). Os índices $\{a_{k'i'}\}$, com $k' = 1, 2$ e $1 \leq i' \leq n_T$, representam as seqüências atribuídas a cada i' -ésima antena de transmissão do k' -ésimo usuário.

Em seguida, o algoritmo escolhe as próximas seqüências \mathbf{G}_{a_{m1}, G_p} , \mathbf{G}_{a_{m2}, G_p} , \dots , $\mathbf{G}_{a_{mn_T}, G_p}$ que minimizam a Equação (5.50), cuja função é relacionar a SINR das seqüências referentes ao próximo usuário com as seqüências já selecionadas. Esta escolha para as próximas seqüências é repetida até que todas as Kn_T possíveis seqüências tenham sido escolhidas. É interessante observar que o algoritmo definido na Tabela 5.1, quando se utiliza múltiplas antenas na transmissão com codificação, é uma generalização daquele definido no Capítulo 3. Para o caso $n_T = 1$ e sem código ($d_f = 1$), o novo algoritmo se resume àquele definido anteriormente.

Tabela 5.1: Algoritmo de escolha de seqüências: enlace direto com múltiplas antenas na transmissão.

<p>Defina $G_p, L, \mathcal{E}_b/N_0, \mathbf{G}_{G_p}$</p> <p>Para $a'_{11} = 1$ até G_p</p> <p> Para $a'_{12} = 2$ até G_p e $a'_{12} > a'_{11}$</p> <p> \vdots</p> <p> Para $a'_{1n_T} = n_T$ até G_p e $a'_{1n_T} > a'_{1n_T-1}$</p> <p> Para $a'_{21} = n_T + 1$ até G_p e $a'_{21} > a'_{1n_T}$</p> <p> Para $a'_{22} = n_T + 2$ até G_p e $a'_{22} > a'_{21}$</p> <p> \vdots</p> <p> Para $a'_{2n_T} = 2n_T$ até G_p e $a'_{2n_T} > a'_{2n_T-1}$</p> <p>Escolha as $2n_T$ seqüências $\mathbf{G}_{a_{11}, G_p}, \mathbf{G}_{a_{12}, G_p}, \dots, \mathbf{G}_{a_{1n_T}, G_p}, \mathbf{G}_{a_{21}, G_p}, \mathbf{G}_{a_{22}, G_p}, \dots, \mathbf{G}_{a_{2n_T}, G_p}$ que minimizam a soma</p> $\mathcal{S}_2 = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_b(1; 2)} \right)^{Ld_f} + \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_b(2; 1)} \right)^{Ld_f} \quad (5.49)$ <p> Fim</p> <p> Fim</p> <p>Fim</p> <p>Fim</p> <p>Fim</p> <p>Fim</p> <p>Forme o conjunto de índices $\mathcal{C} = \{a_{11}, a_{12}, \dots, a_{1n_T}, a_{21}, a_{22}, \dots, a_{2n_T}\}$ e o conjunto $\mathcal{D} = \{1, 2\}$</p> <p>Para $m = 3$ até K</p> <p> Para $a'_{m1} = 1$ até G_p e $a'_{m1} \notin \mathcal{C}$</p> <p> Para $a'_{m2} = 1$ até G_p e $a'_{m2} \notin \mathcal{C}$ e $a'_{m2} > a'_{m1}$</p> <p> \vdots</p> <p> Para $a'_{mn_T} = 1$ até G_p e $a'_{mn_T} \notin \mathcal{C}$ e $a'_{mn_T} > a'_{mn_T-1}$</p> <p>Escolha as próximas seqüências $\mathbf{G}_{a_{m1}, G_p}, \mathbf{G}_{a_{m2}, G_p}, \dots, \mathbf{G}_{a_{mn_T}, G_p}$ que minimizem a soma:</p> $\mathcal{S}_m = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_b(m; \mathcal{D})} \right)^{Ld_f} + \sum_{k=1}^{ \mathcal{D} } \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_b(k; m, \mathcal{D} - \{k\})} \right)^{Ld_f} \quad (5.50)$ <p> Fim</p> <p> Fim</p> <p>Fim</p> <p>Faça $\mathcal{C} = \mathcal{C} \cup \{a_{m1}, a_{m2}, \dots, a_{mn_T}\}$ e $\mathcal{D} = \mathcal{D} \cup \{m\}$</p> <p>Fim</p>

Para ilustrar a utilização do novo algoritmo, mostramos na Figura 5.9 comparações de desempenho para os três tipos de seqüências de espalhamento consideradas: seqüências de Walsh, seqüências m deslocadas e seqüências de Gold. Usamos como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$ antenas com um código de matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ e $d_f = 3$. Comparamos o desempenho do sistema com a utilização do algoritmo de escolha e com a escolha aleatória prevista no padrão IS-95. Podemos observar a efetividade do algoritmo de escolha de seqüências para os três casos considerados, estando de acordo com os resultados obtidos no Capítulo 3.

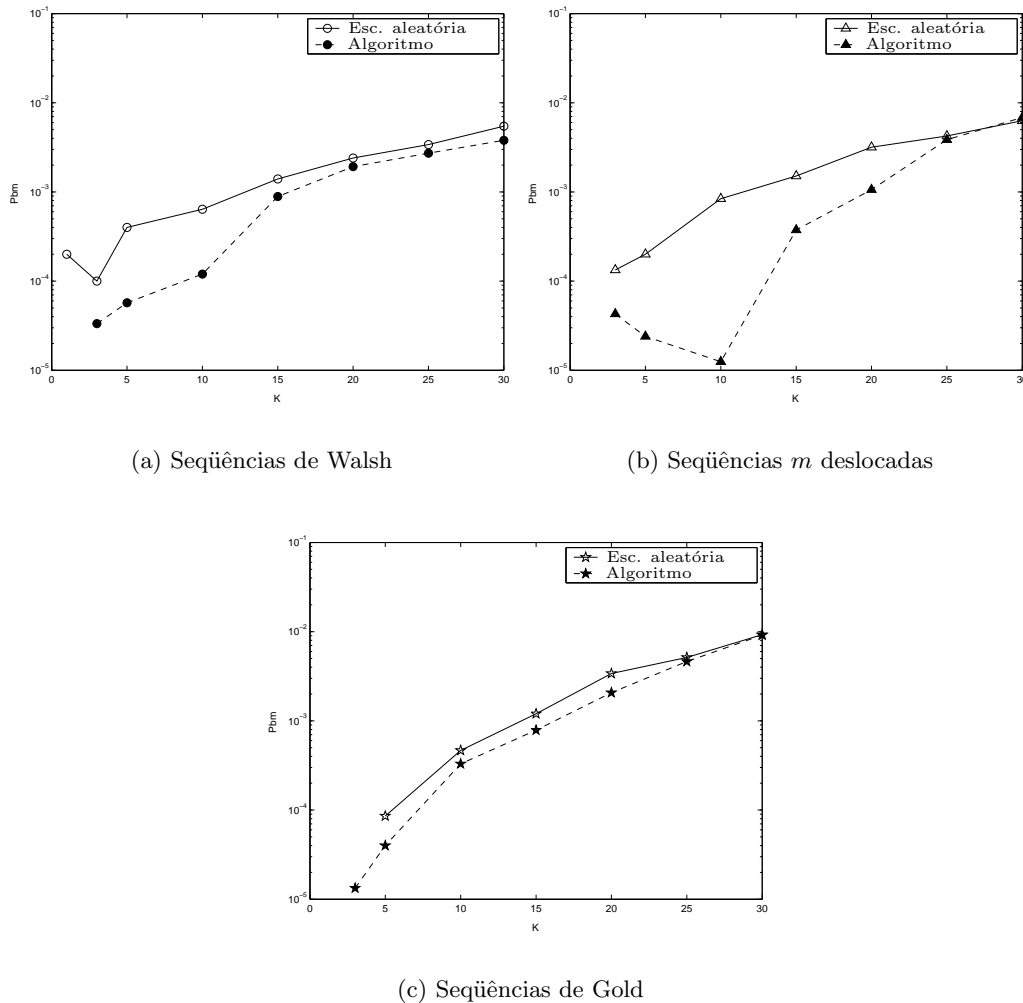


Figura 5.9: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$, para o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto.

Na Figura 5.10, comparamos o desempenho do algoritmo de escolha entre os três tipos de seqüências usadas, considerando os parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$ antenas com um código de matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ e $d_f = 3$. Da mesma forma que o caso sem codificação, as seqüências de Gold apresentaram o pior desempenho. Para poucos usuários presentes no sistema, as seqüências m deslocadas apresentaram o melhor desempenho, sendo superadas pelas seqüências de Walsh para um número elevado de usuários.

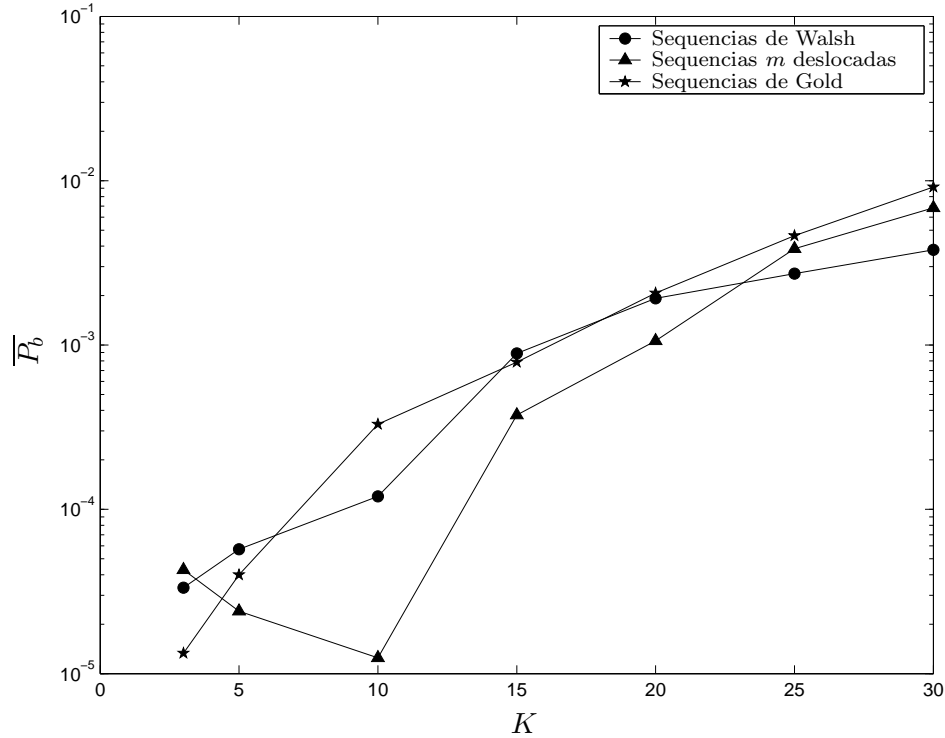


Figura 5.10: Comparação da probabilidade de erro de bit média \bar{P}_b em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com a utilização do algoritmo de escolha, para $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$ para o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ com $d_f = 3$.

5.3 Esquema Híbrido de Diversidade de Transmissão para Sistemas CDMA

Nesta seção, propomos um modelo híbrido de transmissão para o enlace direto de um sistema CDMA: a utilização conjunta das técnicas de codificação STC e compensação das atenuações e fases distintas nas antenas. Analisamos o desempenho deste sistema com relação à probabilidade

de erro de bit média, para a qual desenvolvemos uma expressão em função da SINR por bit média. Salientamos que o estudo apresentado nesta seção foi feito de uma forma independente de alguns estudos anteriores (ver por exemplo [75, 76, 77]), que previram a utilização conjunta das duas técnicas, sem no entanto analisar a probabilidade de erro de bit média do sistema.

Como já mencionado anteriormente, o esquema de malha fechada se baseia em aplicar diferentes amplitudes e fases de compensação nas antenas, de forma a cancelar o efeito do canal. Este esquema tenta fazer com que o sinal de cada usuário seja recebido coerentemente pelo mesmo. Nos esquemas de malha fechada propostos para os sistemas de comunicações móveis de terceira geração, as atenuações e fases das antenas são quantizadas [26]. Além disso, existem dois modos de operação distintos: o modo 1, em que apenas as fases dos sinais transmitidos são ajustadas, e o modo 2, onde tanto a fase quanto as amplitudes do sinal transmitido são ajustados. Para simplificar o problema, consideramos neste trabalho o modo de operação 1, com fases não quantizadas. Admitimos também que as fases dos canais são perfeitamente estimadas. Desta forma, o sinal ponderado transmitido pela i -ésima antena direcionado ao l -ésimo percurso é dado por:

$$s_{li}(t) = \sum_{k=1}^K e^{\hat{\phi}_{kli}} A_k b_{ki} p_{ki}(t) \quad (5.51)$$

em que $\hat{\phi}_{kli}$ representa a compensação de fase no transmissor para o l -ésimo percurso entre a i -ésima antena e o receptor do k -ésimo usuário.

Assim, o sinal recebido pelo usuário desejado é:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{li} e^{\phi_{k'li} - \hat{\phi}_{kli}} A_k b_{ki} p_{ki}(t - (l-1)T_c) + n(t) \quad (5.52)$$

Assumindo-se estimação perfeita dos parâmetros e controle ideal de potência, o detector ML do usuário k' escolhe a seqüência de símbolos $\{\hat{b}_{k'i'}\}$ que maximiza a métrica:

$$\begin{aligned} y_{k'} &= \Re \left\{ \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} A \hat{b}_{k'i'} \int_0^{T_b} r(t) p_{k'i'}(t - (l'-1)T_c) dt \right\} \\ &= \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} A^2 \hat{b}_{k'i'} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{li} b_{ki} \rho_{k'i',ki}^{[l',l]} \cos(\phi_{k'li} - \hat{\phi}_{kli}) + A \Re \left\{ \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{l'i'} \hat{b}_{k'i'} N_{k'l'i'} \right\}, \end{aligned} \quad (5.53)$$

onde $N_{k'l'i'}$ é definido pela Equação (5.5). Seguindo a mesma metodologia da seção anterior e considerando o uso de seqüências de espalhamento aleatórias, pode-se mostrar que a probabilidade

de acerto é dada pela Equação (5.11), onde agora as variáveis $W_{i'}$ são dadas por:

$$\begin{aligned}
W_{i'} &= 2A^2 T_b \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 + 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{li'} \rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li'} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l']} \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K b_{k'i'} \rho_{k'i',k'i'}^{[l',l']} \cos(\phi_{k'l'i'} - \phi_{kl'i'}) \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{li'} b_{k'i'} \rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} \cos(\phi_{k'l'i'} - \phi_{kli'}) \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} b_{k'i'} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l']} \cos(\phi_{k'l'i'} - \phi_{kl'i'}) \\
&+ 2A^2 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{li} b_{k'i'} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos(\phi_{k'l'i'} - \phi_{kli'}) \\
&+ 2A \Re \left\{ \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} N_{k'l'i'} \right\}. \tag{5.54}
\end{aligned}$$

Pode-se verificar que as variáveis aleatórias $W_{i'}$ são gaussianas com média:

$$\mu_{W_{i'}} = 2A^2 T_b \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 \tag{5.55}$$

e variância:

$$\begin{aligned}
\sigma_{W_{i'}}^2 &= \frac{8A^4 T_b^2}{G_p} \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L \alpha_{l'i'}^2 \alpha_{li'}^2 + \frac{2A^4 T_b^2 (K-1)}{G_p} \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{l'i'}^2 \alpha_{li'}^2 \\
&+ \frac{4A^4 T_b^2}{G_p} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \left(\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \alpha_{li'} \right)^2 + \frac{4A^4 T_b^2}{G_p} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L (\alpha_{l'i'} \alpha_{li} + \alpha_{li'} \alpha_{l'i})^2 \\
&\frac{2A^4 T_b^2 (K-1) [L(n_T-1) + 1]}{G_p} \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2 + 4A^2 T_b N_0 \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2. \tag{5.56}
\end{aligned}$$

Assim, encontramos que a nova SINR por bit por canal é dada por:

$$\gamma_{b_{i'}} \triangleq \frac{\mu_{W_{i'}}}{2\sigma_{W_{i'}}^2} = \frac{\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2}{\gamma_{b_{i'},\text{den}}}, \quad (5.57)$$

onde:

$$\begin{aligned} \gamma_{b_{i'},\text{den}} = & \frac{1}{G_p \sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2} \left[4 \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L \alpha_{l'i'}^2 \alpha_{li'}^2 + (K-1) \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{l'i'}^2 \alpha_{li'}^2 + 2 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \left(\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'} \alpha_{li} \right)^2 \right. \\ & \left. + 2 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L (\alpha_{l'i'} \alpha_{li} + \alpha_{li'} \alpha_{l'i})^2 \right] + \frac{(K-1)[L(n_T-1)+1]}{G_p} + \frac{2N_0}{A^2 T_b}. \end{aligned} \quad (5.58)$$

Novamente, devido à dificuldade em se encontrar uma expressão fechada para a PDF de $\gamma_{b_{i'}}$, utilizaremos a aproximação de seu denominador pela média, chegando à seguinte expressão aproximada para a SINR por bit por canal:

$$\gamma_{b_{i'}} \simeq \frac{\sum_{l'=1}^L \alpha_{l'i'}^2}{\frac{2(L-1)}{G_p} + \frac{2(n_T-1)}{G_p} \left[L + (L-1) \frac{\pi^2}{8} \right] + \frac{(K-1)Ln_T}{G_p} + \frac{2N_0}{A^2 T_b}}, \quad (5.59)$$

onde usamos a propriedade $E\{\alpha^k\} = (2\sigma_x^2)^{k/2} \Gamma(1 + \frac{1}{2}k) = \Gamma(1 + \frac{1}{2}k)$, pois $2\sigma_x^2 = 1$ e $\Gamma(p)$ é a função gama, definida por:

$$\begin{aligned} \Gamma(p) &= \int_0^\infty t^{p-1} e^{-t} dt, \quad p > 0 \\ \Gamma(p) &= (p-1)!, \quad \text{para } p \text{ inteiro,} \\ \Gamma(1/2) &= \sqrt{\pi}, \quad \Gamma(3/2) = \frac{1}{2}\sqrt{\pi}. \end{aligned}$$

Desta forma, com a aproximação, $\gamma_{b_{i'}}$ é uma variável aleatória chi-quadrada, resultando na seguinte SINR média por bit para o sistema híbrido:

$$\bar{\gamma}_{b_h} = \frac{1}{\frac{2(L-1)}{G_p Ln_T} + \frac{2(n_T-1)}{G_p Ln_T} \left[L + (L-1) \frac{\pi^2}{8} \right] + \frac{(K-1)}{G_p} + \left(\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \right)^{-1}}, \quad (5.60)$$

com \mathcal{E}_b/N_0 sendo a SNR por bit média definida na Equação (5.27).

Na Figura 5.11, mostramos o desempenho do sistema híbrido para os casos $n_T = 2$ e 3 antenas, respectivamente, comparando o limitante obtido analiticamente com os resultados obtidos por simulação. Consideramos a probabilidade de erro de bit média de um sistema CDMA em função do número de usuários, com $L = 3$ percursos resolvíveis, $G_p = 64$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB. Para o caso $n_T = 2$ antenas, usamos o código de matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$, e para $n_T = 3$, usamos o código de matriz geradora $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$, de $d_f = 6$. Podemos notar que, diferentemente do caso sem compensação de fases, o limitante superior para a probabilidade de erro de bit não se apresentou tão próximo das curvas simuladas, sendo inclusive bastante pessimista. Isto se repete quando fixamos o valor de K e variamos \mathcal{E}_b/N_0 , conforme mostrado na Figura 5.12, para $K = 10$, com os mesmos parâmetros anteriores e $n_T = 2$. A explicação para tal comportamento ainda nos foge.

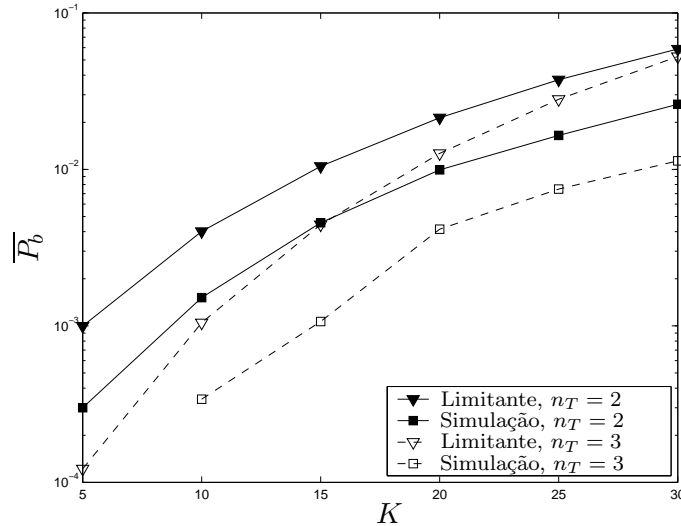


Figura 5.11: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K , tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$, e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os codificadores $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ com $d_f = 3$, para $n_T = 2$, e $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$ com $d_f = 6$, para $n_T = 3$. Esquema híbrido.

Uma comparação de desempenho entre o sistema sem compensação de fases e o sistema híbrido é mostrada na Figura 5.13, em que usamos os mesmos parâmetros e os dois códigos considerados da figura anterior. Podemos observar que o uso do esquema híbrido de transmissão proposto apresenta desempenho bastante superior ao uso apenas do esquema de malha aberta. Por exemplo, para $\overline{P}_b \simeq 10^{-3}$, temos um ganho de aproximadamente 50% no número de usuários para o sistema híbrido, para o caso de $n_T = 2$ antenas de transmissão.

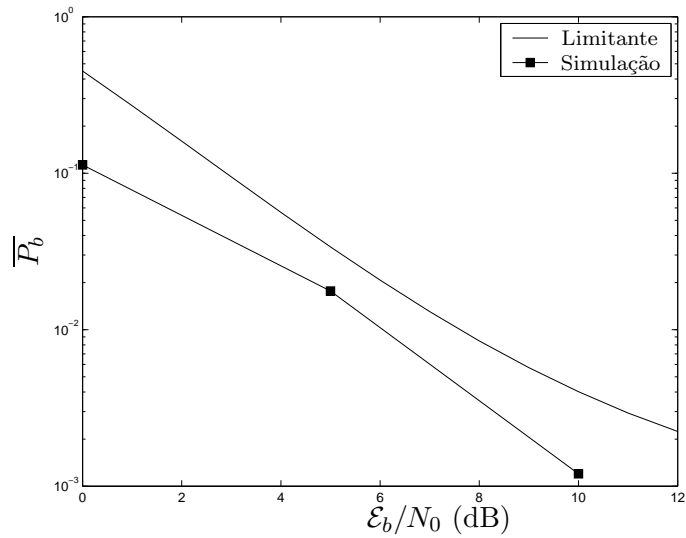


Figura 5.12: Probabilidade de erro de bit média \bar{P}_b em função de \mathcal{E}_b/N_0 em dB, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$, e $K = 10$, para o codificador $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ com $d_f = 3$, com $n_T = 2$. Esquema híbrido.

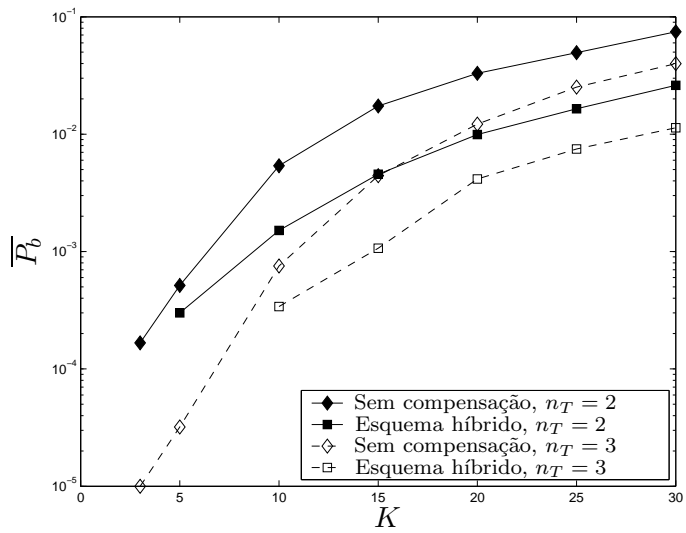


Figura 5.13: Comparação da probabilidade de erro de bit média \bar{P}_b em função do número de usuários K entre o esquema sem compensação e o esquema híbrido, tendo como parâmetros $L = 3$, $G_p = 64$, e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, para os codificadores $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ com $d_f = 3$, para $n_T = 2$, e $\mathbf{G} = [4 \ 5 \ 7]^T$ com $d_f = 6$, para $n_T = 3$.

Capítulo 6

Desempenho do Enlace Reverso de um Sistema CDMA com Código Espaço-Temporal usando Arranjo de Antenas na Base

Avaliamos o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA tornado síncrono, com arranjo de antenas na ERB e um código espaço-temporal no terminal do usuário operando através de um canal seletivo em frequência com desvanecimento Rayleigh. Consideramos um arranjo linear na ERB composto por n_R antenas, e admitimos que cada equipamento móvel possui n_T antenas de transmissão. Apresentamos expressões analíticas para o limitante superior da probabilidade de erro de bit média quando um decodificador de seqüências por máxima-verossimilhança é usado. Resultados simulados e analíticos são apresentados como forma de comparação. Apresentamos também a generalização do algoritmo de escolha de seqüências quando se utiliza codificação STC na transmissão e arranjo de antenas na recepção.

6.1 Análise de Códigos STC e Arranjo de Antenas para o Enlace Reverso

Neste capítulo, utilizamos a combinação de codificação STC na transmissão e arranjo de antenas na recepção como forma de melhorar o desempenho de sistemas CDMA. Propomos terminais móveis equipados com múltiplas antenas para transmissão combinado com o uso de um codificador espaço-temporal. Na base, é empregado uma arranjo de antenas linear para a recepção dos sinais dos usuários. O desempenho do sistema CDMA em canais seletivos em frequência é então analisado.

Consideramos o enlace reverso de um sistema DS-CDMA síncrono unicolor, que emprega modulação BPSK, com K usuários se comunicando com uma ERB por meio de um canal com desvanecimento rápido seletivo em frequência (cujos coeficientes variam a cada intervalo de símbolo) e L percursos resolvíveis. A ERB usa um arranjo de antenas linear na recepção, composto de n_R antenas igualmente espaçadas de uma distância d_a , de forma a minimizar a interferência total do sistema. Um receptor *rake* é empregado para tirar vantagem da diversidade do canal.

Cada usuário emprega n_T antenas na transmissão em conjunto com um código STC desenvolvido para canais com desvanecimento rápido. Consideramos o uso dos códigos STC em treliça mostrados nos capítulos anteriores.

6.1.1 Sistema sem codificação

Inicialmente, de forma a simplificar a análise, consideramos um sistema sem codificação no móvel, embora o uso de múltiplas antenas na transmissão ainda seja considerado. O caso com codificação será uma extensão deste caso simplificado. A cada intervalo de bit, os símbolos a serem transmitidos por cada usuário são codificados, convertidos de serial para paralelo e finalmente n_T bits são transmitidos simultaneamente pelas n_T antenas. Supondo uma modulação BPSK, a envoltória complexa do sinal transmitido pela i -ésima antena do k -ésimo usuário é dada por:

$$s_{ki}(t) = A_k b_{ki} p_{ki}(t), \quad (6.1)$$

onde A_k representa a amplitude do sinal do k -ésimo usuário, b_{ki} é o bit codificado transmitido pela i -ésima antena do k -ésimo usuário após a conversão serial-paralelo e $p_{ki}(t)$ representa a seqüência de espalhamento, definida na Equação (2.12). No decorrer deste capítulo, consideramos o uso de seqüências de espalhamento aleatórias, de forma a simplificar a análise teórica do sistema.

Assim, a envoltória complexa do sinal recebido pela m -ésima antena da ERB é dada por:

$$r_m(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{klim} A_k b_{ki} p_{ki}(t - \tau_{kl}) a_m(\theta_{kl}; \phi_{kli}) + n_m(t), \quad (6.2)$$

onde α_{klim} e τ_{kl} são o desvanecimento e o atraso do l -ésimo percurso entre a m -ésima antena da ERB e a i -ésima antena do k -ésimo usuário (consideramos que os usuários estão suficientemente distantes da ERB, de tal forma que os sinais que chegam nas n_R antenas sofrem o mesmo atraso). Os coeficientes de desvanecimento são modelados por variáveis aleatórias do tipo Rayleigh, e supostos independentes par-a-par em cada intervalo de bit. O termo $\mathbf{a}(\theta_{kl}; \phi_{kli})$ é o vetor de assinatura, que depende do ângulo azimutal do sinal do k -ésimo usuário que chega pelo l -ésimo percurso, θ_{kl} , e do deslocamento de fase causado pelo canal, ϕ_{kli} , e é definido como:

$$\mathbf{a}(\theta_{kl}; \phi_{kli}) = [a_1(\theta_{kl}, \phi_{kli}) a_2(\theta_{kl}, \phi_{kli}) \cdots a_{n_R}(\theta_{kl}, \phi_{kli})]^T, \quad (6.3)$$

onde

$$a_m(\theta_{kl}, \phi_{kli}) = \frac{1}{\sqrt{n_R}} e^{-j[(m-1)\psi_{kl} + \phi_{kli}]} \quad (m = 1, 2, \dots, n_R), \quad (6.4)$$

em que consideramos $\psi_{kl} = \frac{2\pi d_a}{\lambda} \cos(\theta_{kl})$, onde θ_{kl} e ϕ_{kli} são variáveis aleatórias uniformemente distribuídas no intervalo $[0, 2\pi]$, conforme definimos no Capítulo 2. O termo $n_m(t)$ representa o ruído AWGN na m -ésima antena do arranjo e é modelado por um processo aleatório gaussiano de médio zero e função de autocorrelação:

$$\frac{1}{2} E\{n_{m_1}(t_1) n_{m_2}^*(t_2)\} = N_0 \delta(t_1 - t_2) \delta[m_1 - m_2], \quad (6.5)$$

onde $\delta(t)$ é a função delta de Dirac e $\delta[m_1 - m_2]$ é a função delta de Kronecker, definida como:

$$\delta[m_1 - m_2] = \begin{cases} 1, & \text{se } m_1 = m_2; \\ 0, & \text{se } m_1 \neq m_2. \end{cases} \quad (6.6)$$

Admitindo estimação de canal perfeita e considerando controle de potência ideal, o receptor ML de usuário simples para o k' -ésimo usuário escolhe a sequência de n_T símbolos $\{\hat{b}_{k'i'}\}_{i'=1}^{n_T}$ que maximiza a seguinte variável de decisão:

$$y_{k'} = \Re \left\{ \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} A \hat{b}_{k'i'} \int_0^{T_b} p_{k'i'}(t) a_m^*(\theta_{k'l}; \phi_{k'l'i'm}) r_m(t + \tau_{k'l}) dt \right\}. \quad (6.7)$$

Substituindo as Equações (6.2) e (6.4) em (6.7), obtemos:

$$\begin{aligned}
y_{k'} &= \frac{1}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} A \hat{b}_{k'i'} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{klim} A b_{ki} \\
&\quad \times \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{kl}) + \phi_{k'l'i'm} - \phi_{klim}) \\
&+ \frac{1}{\sqrt{n_R}} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'} A \hat{b}_{k'i'} N_{k'l'i'm}, \tag{6.8}
\end{aligned}$$

onde

$$N_{k'l'i'm} = \Re \left\{ e^{-j[(m-1)\psi_{k'l'} - \phi_{k'l'i'm}]} \int_0^{T_b} n_m(t + \tau_{k'l'}) p_{k'i'}(t) dt \right\}. \tag{6.9}$$

Os termos $N_{k'l'i'm}$ são variáveis aleatórias gaussianas de média zero que representam amostras do ruído aditivo, e têm variância:

$$\sigma_n^2 = T_b N_0. \tag{6.10}$$

Reescrevendo os termos da Equação (6.8), temos a métrica dada pela soma de quatro termos:

$$y_{k'} = y_d + y_{\text{mpi}} + y_{\text{mai}} + y_n, \tag{6.11}$$

onde:

$$y_d = \frac{1}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm}^2 A^2 T_b \hat{b}_{k'i'} b_{k'i'} \tag{6.12}$$

é o sinal do usuário desejado, obtido fazendo-se $k = k'$, $l' = l$ e $i' = i$.

O segundo termo da Equação (6.11) é a interferência no sinal do usuário desejado devida aos múltiplos percursos e múltiplas antenas, obtido fazendo-se $k = k'$, com $l \neq l'$ e/ou $i \neq i'$, e dado por:

$$\begin{aligned}
y_{\text{mpi}} &= \frac{A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} \hat{b}_{k'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{k'li'm} b_{k'i'} \\
&\quad \times \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{kl}) + \phi_{k'l'i'm} - \phi_{k'li'm}) \\
&+ \frac{A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} \hat{b}_{k'i'} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{k'li'm} b_{k'i} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos(\phi_{k'l'i'm} - \phi_{k'li'm}) \\
&+ \frac{A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} \hat{b}_{k'i'} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{k'lim} b_{k'i} \\
&\quad \times \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{kl}) + \phi_{k'l'i'm} - \phi_{k'lim}). \tag{6.13}
\end{aligned}$$

O terceiro termo representa a interferência por múltiplo acesso, obtido fazendo-se $k \neq k'$, e dado por:

$$y_{\text{mai}} = \frac{A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} \hat{b}_{k'i'} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{klim} b_{ki} \\ \times \rho_{k'i',ki}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{kl}) + \phi_{k'l'i'm} - \phi_{klim}), \quad (6.14)$$

e o último termo corresponde ao ruído, e é definido como:

$$y_n = \frac{A}{\sqrt{n_R}} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm} \hat{b}_{k'i'} N_{k'l'i'm}. \quad (6.15)$$

Supondo, sem perda de generalidade, que os bits transmitidos pelos usuários são todos iguais a 1, isto é, $\{b_{k'i}\} = 1$, para todo i , e usando-se o mesmo procedimento analítico dos capítulos anteriores, obtemos que a probabilidade de acerto é dada por:

$$P_c = P(W_1 > 0, W_2 > 0, \dots, W_{n_T} > 0), \quad (6.16)$$

onde as variáveis $W_{i'}$ são dadas por:

$$W_{i'} = \frac{2A^2 T_b}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2 \\ + \frac{2A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \alpha_{k'li'm} \rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{k'l}) + \phi_{k'l'i'm} - \phi_{k'li'm}) \\ + \frac{2A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{k'l'im} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l']} \cos(\phi_{k'l'i'm} - \phi_{k'l'im}) \\ + \frac{2A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \alpha_{k'lim} \rho_{k'i',k'i}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{k'l}) + \phi_{k'l'i'm} - \phi_{k'lim}) \\ + \frac{2A^2}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{klim} b_{ki} \rho_{k'i',ki}^{[l',l]} \cos((m-1)(\psi_{k'l'} - \psi_{kl}) + \phi_{k'l'i'm} - \phi_{klim}) \\ + \frac{2A}{\sqrt{n_R}} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm} N_{l'i'}. \quad (6.17)$$

Pode-se mostrar que as variáveis $W_{i'}$ são gaussianas independentes par-a-par, condicionadas ao desvanecimento, com média:

$$\mu_{W_{i'}} = \frac{2A^2 T_b}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2 \quad (6.18)$$

e variância:

$$\sigma_{W_{i'}}^2 = \left[\frac{2A^4 T_b^2 (Ln_T - 1)}{n_R^2 G_p} + \frac{2A^4 T_b^2 (K - 1) Ln_T}{n_R^2 G_p} + \frac{4A^2 T_b N_0}{n_R} \right] \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2, \quad (6.19)$$

onde usamos a Equação (6.10), $E\{\alpha_{klim}^2\} = 1$, para todo k, l, i, m e a propriedade (2.27).

Devido à independência estatística entre pares de variáveis $W_{i'}$, a probabilidade de erro pode ser escrita como:

$$P_e = 1 - P_c = 1 - \prod_{i'=1}^{n_T} P(W_{i'} < 0), \quad (6.20)$$

onde $P(W_{i'} < 0)$ nada mais é que a probabilidade de erro para o i' -ésimo bit do usuário desejado. Assim, após algumas manipulações algébricas, pode-se mostrar que a probabilidade de erro de bit é dada por:

$$P_b = \frac{1}{n_T} \sum_{i'=1}^{n_T} P(W_{i'} < 0), \quad (6.21)$$

onde temos:

$$P(W_{i'} < 0) = \int_{-\infty}^0 f(W_{i'}) dW_{i'} = Q\left(\frac{\mu_{W_{i'}}}{\sigma_{W_{i'}}}\right) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}\right), \quad (6.22)$$

com $\gamma_{b_{i'}}$ sendo a SINR por bit para o i' -ésimo sinal transmitido, definida por:

$$\gamma_{b_{i'}} = \frac{\mu_{W_{i'}}^2}{2\sigma_{W_{i'}}^2} = \frac{\sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2}{\frac{(Ln_T - 1)}{G_p} + \frac{(K - 1)Ln_T}{G_p} + \frac{2N_0 n_R}{A^2 T_b}}. \quad (6.23)$$

A SINR total por bit é dada por:

$$\gamma_b = \sum_{i'=1}^{n_T} \gamma_{b_{i'}}. \quad (6.24)$$

Portanto, a probabilidade de erro de bit média é obtida descondicionando-se a Equação (6.21) pela PDF de $\gamma_{b_{i'}}$, isto é:

$$\begin{aligned} \bar{P}_b &= \frac{1}{n_T} \sum_{i'=1}^{n_T} E\{P(W_{i'} < 0) | \gamma_{b_{i'}}\} \\ &= E\{Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}\right) | \gamma_{b_{i'}}\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{2\gamma_{b_{i'}}}\right) f(\gamma_{b_{i'}}) d\gamma_{b_{i'}}, \end{aligned} \quad (6.25)$$

onde $f(\gamma_{b_{i'}})$ é a FDP da SINR para cada antena de transmissão, que é uma variável aleatória chi-quadrada com $2L$ graus de liberdade, dada por [10]:

$$f(\gamma_{b_{i'}}) = \frac{1}{(L - 1)! \bar{\gamma}_c^L} \gamma_{b_{i'}}^{L-1} e^{-\gamma_{b_{i'}/\bar{\gamma}_c}}, \quad (6.26)$$

onde $\bar{\gamma}_c$ é a SINR por percurso, para cada antena de transmissão, e é escrita como:

$$\bar{\gamma}_c = \frac{1}{\frac{(Ln_T - 1)}{G_p} + \frac{(K - 1)Ln_T}{G_p} + \frac{2N_0n_R}{A^2T_b}}. \quad (6.27)$$

Portanto, uma forma fechada para a probabilidade de erro de bit média é obtida substituindo-se a Equação (6.26) em (6.25):

$$\bar{P}_b = (P_{\text{ndu}})^{Ln_R} \sum_{m=0}^{Ln_R-1} \binom{Ln_R - 1 + m}{m} (1 - P_{\text{ndu}})^m \quad (6.28)$$

onde

$$P_{\text{ndu}} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{Ln_R n_T + \bar{\gamma}_b}} \right), \quad (6.29)$$

com $\bar{\gamma}_b$ sendo a SINR média por bit, obtida substituindo-se a Equação (6.23) em (6.24) e aplicando-se o operador esperança, o que leva a:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{(Ln_T - 1)}{Ln_R n_T G_p} + \frac{(K - 1)}{n_R G_p} + \left(\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} \right)^{-1}} \quad (6.30)$$

em que \mathcal{E}_b/N_0 é a SNR por bit média, definida como:

$$\frac{\mathcal{E}_b}{N_0} = \frac{A^2 T_b L n_T}{2 N_0} \quad (6.31)$$

É importante notar, da Equação (6.30), que o arranjo de antenas reduz de um fator de n_R tanto a interferência por múltiplos percursos, causada pelos múltiplos deslocamentos das seqüências de espalhamento, quanto a interferência de acesso simultâneo, causada pela correlação da seqüência de espalhamento do usuário desejado com as dos outros usuários.

6.1.2 Sistema Codificado com STC

A extensão do problema para quando se utiliza o código STC em conjunto com múltiplas antenas na transmissão é feita da mesma forma que nos capítulos anteriores. A seqüência de símbolos do k -ésimo usuário é codificada usando uma matriz geradora \mathbf{G} , e a saída do codificador é representada pela matriz \mathbf{b}_k , de dimensões $(n_T \times N)$, onde N é o comprimento da seqüência codificada. O decodificador de Viterbi para o k' -ésimo usuário buscará na treliça a matriz $\hat{\mathbf{b}}_{k'}$ definida pela Equação (2.29) que maximiza a métrica acumulada:

$$y_{k',ac} = \sum_{n=1}^N y_{k'}^{(n)}, \quad (6.32)$$

onde:

$$y_{k'}^{(n)} = \Re \left\{ \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{i'=1}^{n_T} \alpha_{k'l'i'm}^{(n)} A \hat{b}_{k'l'i'}^{(n)} \int_{(n-1)T_b}^{nT_b} p_{k'l'i'}(t) a_m(\theta_{k'l'i'}^{(n)}; \phi_{k'l'i'm}^{(n)}) r_m(t + \tau_{k'l'i'}) dt \right\}. \quad (6.33)$$

A probabilidade de erro de bit média para o caso com código é dada pelo limitante superior definido na Equação (4.35), ou seja:

$$\bar{P}_b \leq \sum_{d=d_f}^{\infty} \beta_d P_2(d), \quad (6.34)$$

onde β_d são os pesos do código e $P_2(d)$ é a probabilidade de erro par-a-par, que para o sistema considerado é definida como sendo:

$$P_2(d) = (P_{\text{ndu}})^{Ln_R d} \sum_{m=0}^{Ln_R d - 1} \binom{Ln_R d - 1 + m}{m} (1 - P_{\text{ndu}})^m, \quad (6.35)$$

e a probabilidade P_{ndu} é definida na Equação (6.29).

Um aspecto importante a notar no novo caso considerado é que, junto com a redução da interferência devido ao arranjo de antenas, há ainda uma melhora no desempenho do sistema devido ao uso do código STC, refletida por um ganho de diversidade de ordem d_f junto com um ganho de codificação. Ambos os ganhos aumentam com a complexidade do código, ou seja, com o número de estados da treliça (e conseqüentemente com d_f), e com o inverso da taxa de codificação R_c , ou seja, com o número de antenas transmissoras.

6.1.3 Resultados Numéricos

Nesta seção, mostramos alguns resultados da probabilidade de erro de bit média para o enlace reverso de um sistema CDMA síncrono, representada pela Equação (6.28), quando nenhum código STC é considerado, e pela Equação (6.34), para um sistema codificado com STC.

A Figura 6.1 mostra o comportamento da probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários K , para um sistema sem codificação, com e sem o uso de um arranjo de antenas linear na ERB, composto de $n_R = 3$ elementos. Cada equipamento de usuário tem $n_T = 2$ antenas de transmissão. Usamos como parâmetros um fator de espalhamento de $G_p = 64$, uma SNR por bit de $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e um canal com $L = 3$ percursos resolvíveis. Podemos observar que o uso do arranjo fornece um ganho considerável com relação à \bar{P}_b devido à diminuição da interferência total do sistema. Como exemplo, para um valor de $\bar{P}_b = 0,03$, o sistema com arranjo

pode suportar até 30 usuários ativos contra apenas 5 quando não se utiliza o arranjo. Também ilustramos na figura os resultados obtidos através de simulação pelo método de Monte Carlo, que se mostraram em conformidade com os resultados analíticos, o que prova a validade da teoria.

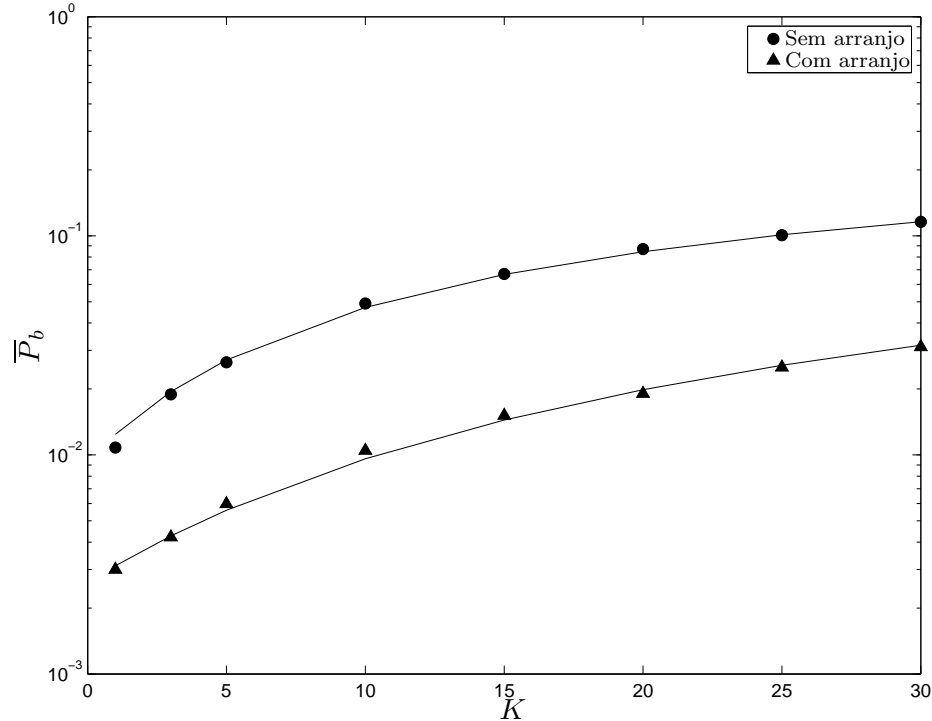


Figura 6.1: Probabilidade de erro de bit média teórica e simulada em função do número de usuários K , sem codificação STC, para $L = 3$, $G_p = 64$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, com $n_R = 3$ antenas na recepção em um arranjo linear (triângulo) e sem arranjo ($n_R = 1$) (círculo).

O desempenho para dois códigos distintos é ilustrado na Figura 6.2. Mostramos a probabilidade de erro de bit média em função de K para um sistema CDMA com dois codificadores STC ($n_T = 2, k_c = 1$): um com matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ e distância livre $d_f = 3$, e outro com $\mathbf{G} = [5 \ 7]^T$ e distância livre $d_f = 5$. Os parâmetros utilizados foram $G_p = 64$, uma SNR por bit de $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB e um canal com $L = 3$ percursos resolvíveis e consideramos um arranjo linear com $n_R = 3$ antenas. O caso sem codificação também está mostrado na figura para fins de ilustração. A partir da figura, pode-se confirmar o ganho de diversidade fornecido pelo uso do código, que aumenta com o aumento da distância livre, como também confirma-se a rejeição da interferência dada pelo uso do arranjo de antenas na ERB. Mostramos curvas obtidas através de simulação e pelo limitante, mostrando uma concordância razoável entre os dois métodos.

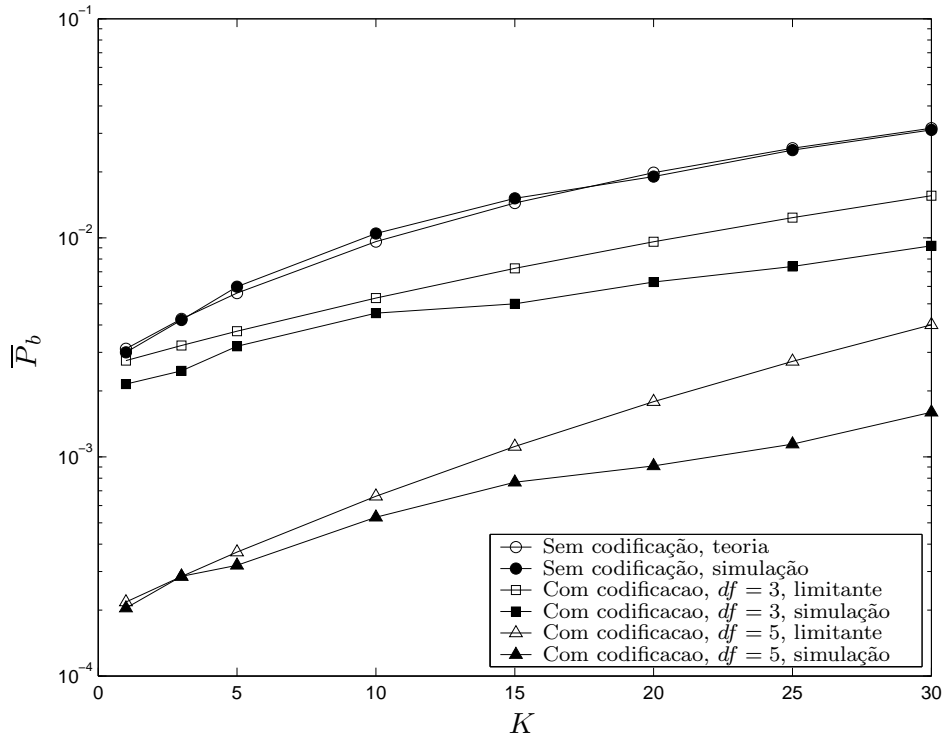


Figura 6.2: Probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários, com $L = 4$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, usando um arranjo de $n_R = 3$ antenas, para um sistema sem codificação (linha sólida) e para um sistema usando um STC com $d_f = 3$ (linha tracejada) e $d_f = 5$ (linha pontilhada).

Na Figura 6.3, o desempenho de um sistema codificado, obtido através do limitante, é avaliado em função do número de usuários, parametrizado pelo número de elementos n_R no arranjo de antenas da ERB. Usamos um codificador STC com matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ e distância livre $d_f = 3$, $G_p = 64$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB e $L = 3$. Podemos observar uma melhora crescente na probabilidade de erro de bit média quando o número de antenas no arranjo aumenta, devido à diminuição da interferência proporcional a n_R . Com $n_R \rightarrow \infty$, o sistema se comporta como se não houvesse interferência, o que é melhor ilustrado na Figura 6.4. Tomando-se por exemplo $K = 32$ usuários, quando o número de antenas aumenta, o desempenho do sistema se aproxima do caso em que há apenas um usuário no sistema.

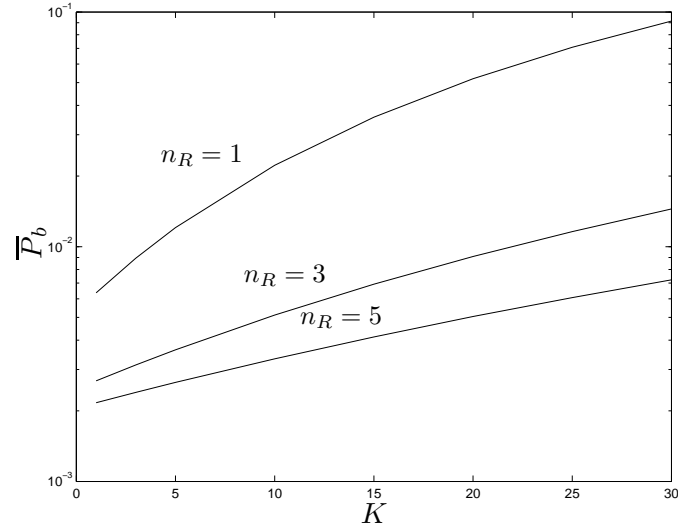


Figura 6.3: Probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários K , com $L = 3$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB, parametrizado pelo número de elementos n_R do arranjo, para um código STC de taxa $R_c = 1/2$, com $d_f = 3$.

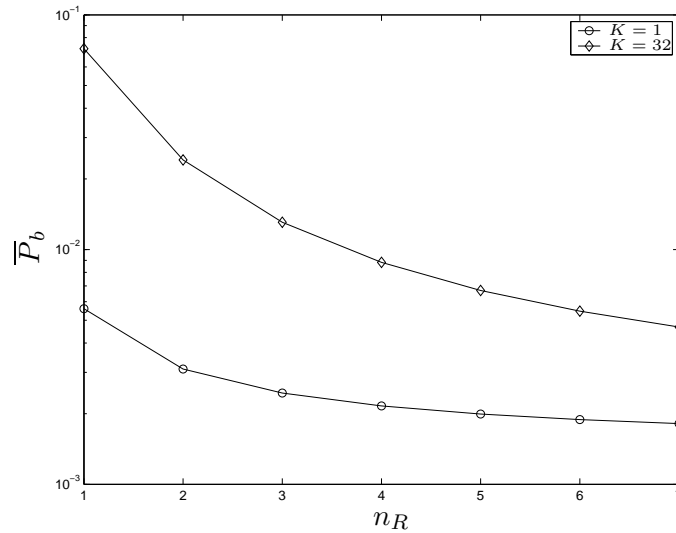


Figura 6.4: Probabilidade de erro de bit média em função do número de antenas no arranjo n_R , com $L = 4$, $n_T = 2$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 5$ dB, parametrizado pelo número de usuários K , para um código STC de taxa $R_c = 1/2$, com $d_f = 3$.

6.2 Algoritmo de Escolha de Seqüências para o Enlace Reverso de Sistemas CDMA com Códigos STC no Móvel e Arranjo de Antenas na ERB

Mostramos nesta seção o cálculo da SINR média por bit em função das correlações entre as seqüências de espalhamento para o enlace reverso de um sistema CDMA com múltiplas antenas de transmissão e codificação STC nos terminais móveis e arranjo de antena na ERB. Este cálculo é necessário para utilizarmos o algoritmo de escolha de seqüências apresentado anteriormente. Na verdade, o algoritmo será o mesmo usado no enlace direto mostrado na Tabela 5.1, onde agora utilizaremos a nova SINR média por bit calculada nesta seção. Em uma primeira análise, mostraremos os resultados obtidos para um enlace reverso síncrono, supondo que seja possível sincronizar os sinais transmitidos pelos usuários. Em seguida, utilizaremos a mesma abordagem do Capítulo 3 para os sistemas quase-síncronos.

Considerando-se as variáveis de decisão $W_{i'}$ para o k' -ésimo usuário apresentadas na Equação (6.17), pode-se mostrar que, condicionadas aos desvanecimentos, elas são variáveis aleatórias gaussianas, de média:

$$\mu_{W_{i'}} = \frac{2A^2 T_b}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2, \quad (6.36)$$

e variância:

$$\begin{aligned} \sigma_{W_{i'}}^2 &= \frac{2A^4}{n_R^2} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^{L-1} \sum_{l=l'+1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2 \alpha_{k'l'i'm}^2 \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right)^2 \\ &+ \frac{2A^4}{n_R^2} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[1,1]} \right)^2 \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2 + \frac{2A^4}{n_R^2} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2 \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} \right)^2 \\ &+ \frac{2A^4}{n_R^2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[1,1]} \right)^2 \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2 \alpha_{k'l'i'm}^2 + \frac{2A^4}{n_R^2} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[1,1]} \right)^2 \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2 \\ &+ \frac{2A^4}{n_R^2} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \alpha_{k'l'i'm}^2 \alpha_{k'l'i'm}^2 \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} \right)^2 + \frac{2A^4}{n_R^2} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2 \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^L \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} \right)^2 \\ &+ \frac{4A^2 T_b N_0}{n_R} \sum_{m=1}^{n_R} \sum_{l'=1}^L \alpha_{k'l'i'm}^2. \end{aligned} \quad (6.37)$$

Desta forma, seguindo-se os mesmos procedimentos dos capítulos anteriores e usando-se as Equações (6.34) e (6.35), obtemos a soma a ser minimizada pelo algoritmo, dada por:

$$S_K = \sum_{k'=1}^K \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{b_{k'}}} \right)^{Ln_R d_f}, \quad (6.38)$$

onde $\bar{\gamma}_{b_{k'}}$ é a SINR por bit média para o k' -ésimo usuário, definida por:

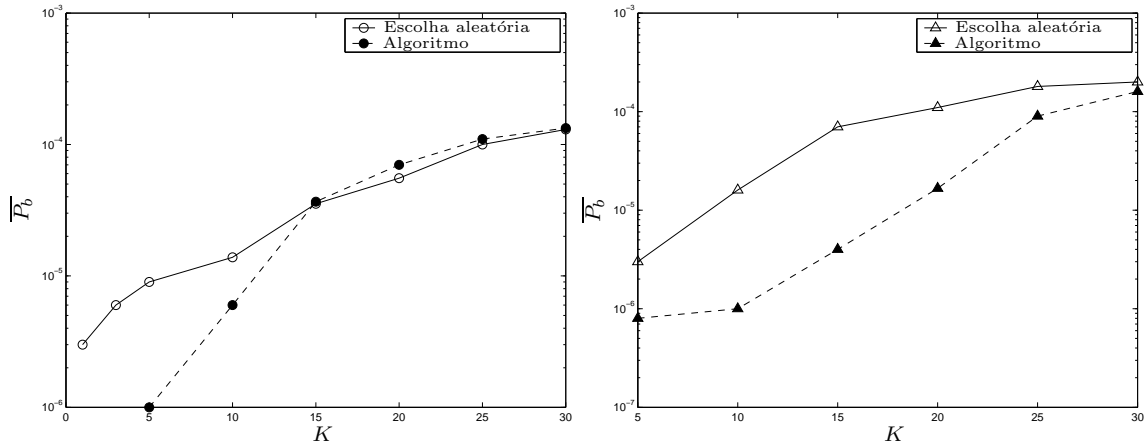
$$\bar{\gamma}_{b_{k'}} = \sum_{i'=1}^{n_T} \frac{1}{\bar{\gamma}_{b_{k'i'},\text{den}}}, \quad (6.39)$$

com:

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{b_{k'i'},\text{den}} = & \frac{1}{L^2 n_R T_b^2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{l'=l+1}^L \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} + \rho_{k'i',k'i'}^{[l,l']} \right)^2 \\ & + \frac{1}{L^2 n_R T_b^2} \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \left[\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^K \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} \right)^2 + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq i'}}^{n_T} \sum_{k=1}^K \left(\rho_{k'i',k'i'}^{[l',l]} \right)^2 \right] \\ & + \frac{n_T}{\mathcal{E}_b/N_0}. \end{aligned} \quad (6.40)$$

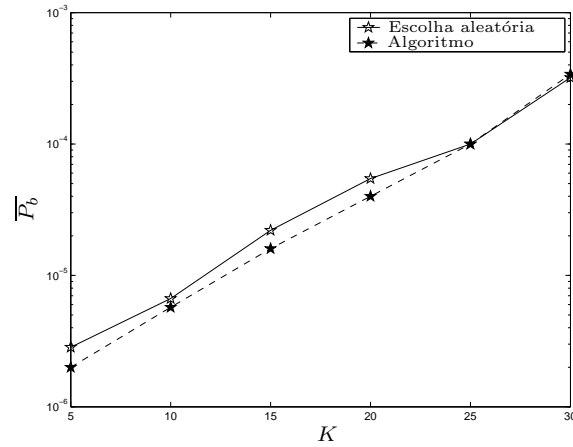
Podemos observar que fazendo-se $n_R = 1$ e $n_T = 1$, obtemos a mesma expressão para a SINR média por bit definida na Equação (3.40). Portanto, usando-se o algoritmo apresentado na Tabela 5.1 em conjunto com a Equação (6.39) tem-se uma generalização do processo de escolha de seqüências para o enlace reverso de um sistema CDMA com codificação STC no móvel e arranjo de antenas na ERB, em canais com desvanecimento seletivo em freqüência.

Mostramos na Figura 6.5 as comparações de desempenho para os três tipos de seqüências considerados: seqüências de Walsh, seqüências m deslocadas e seqüências de Gold. Os parâmetros usados foram $L = 3$, $G_p = 64$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, $n_R = 3$ antenas no arranjo e $n_T = 2$ antenas no móvel, com um código de matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ e $d_f = 3$. O desempenho do algoritmo para cada tipo de seqüência foi comparado com a escolha aleatória prevista no padrão IS-95. Podemos observar a efetividade da escolha das seqüências para os três casos considerados.



(a) Seqüências de Walsh

(b) Seqüências m deslocadas



(c) Seqüências de Gold

Figura 6.5: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, tendo como parâmetros $n_R = 3$, $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$, para o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$, com $d_f = 3$, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto. Enlace reverso síncrono.

Na Figura 6.6, comparamos o desempenho do algoritmo entre os três tipos de seqüências usados, considerando os parâmetros $n_R = 3$, $L = 3$, $G_p = 64$, $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$ antenas com um código de matriz geradora $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ e $d_f = 3$. Os resultados seguem o mesmo comportamento mostrado no Capítulo 3.

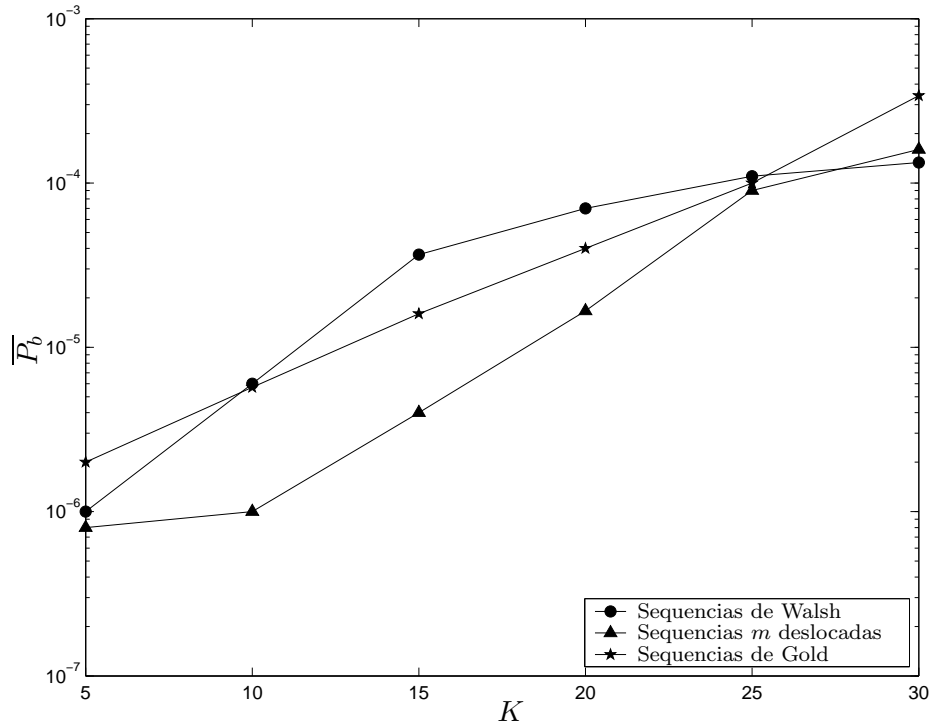


Figura 6.6: Comparação da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para as seqüências de Walsh, m deslocadas e de Gold, com a utilização do algoritmo, para $n_R = 3$, $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$ para o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ com $d_f = 3$. Enlace reverso síncrono.

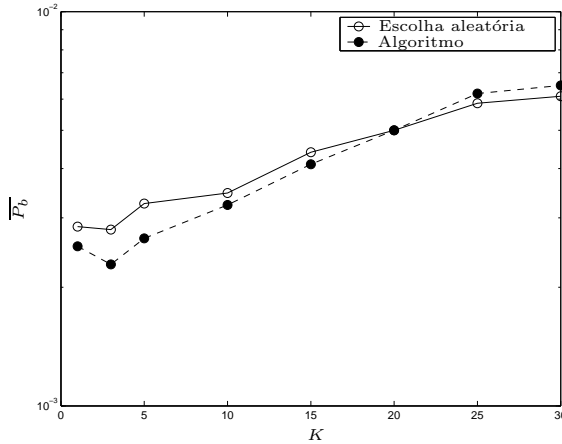
6.2.1 Sistema Quase-Síncrono

Assim como para o caso sem codificação, o uso do algoritmo de escolha de seqüências para o enlace reverso quando se considera assincronismo entre os usuários não provoca melhoria na probabilidade de erro de bit média do sistema, conforme explicado no Capítulo 3. Usamos então o sistema quase-síncrono proposto naquele capítulo, que emprega um estimador de atrasos imperfeito com um erro máximo de estimação de N_c chips, com N_c um inteiro qualquer.

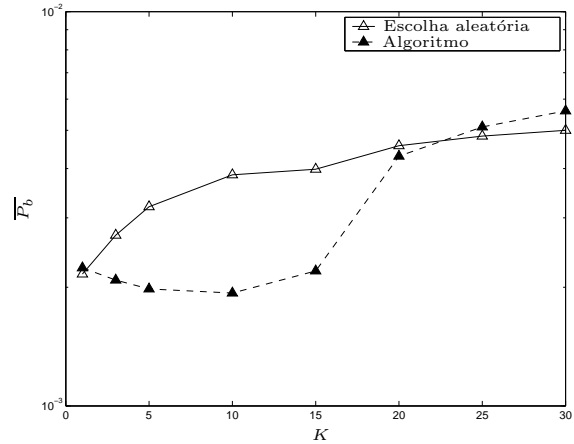
A Figura 6.7 mostra a probabilidade de erro de bit média em função do número de usuários para o enlace reverso de um sistema CDMA quase-síncrono, para $n_R = 3$, $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $n_R = 3$ e $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB, e para um erro máximo de estimação de $N_c = 2$ chips. Usamos $n_T = 2$ antenas de transmissão com o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ de $d_f = 3$. Comparamos o desempenho do sistema quase-síncrono de escolha aleatória com um sistema que utiliza o algoritmo de escolha de

seqüências. Podemos observar a efetividade do algoritmo para todos os tipos de seqüências. Da mesma forma que o caso sem codificação, o aumento do erro de estimação acarreta em perda de robustez do algoritmo.

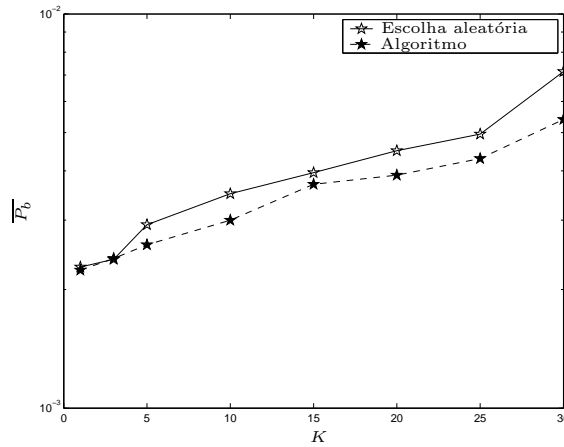
Na Figura 6.8, temos uma comparação de desempenho do algoritmo de escolha para os três tipos de seqüências considerados, com os mesmo parâmetros da figura anterior. O comportamento mostrou-se similar ao caso sem codificação analisado no Capítulo 3, em que as seqüências m deslocadas apresentaram o melhor desempenho para baixo carregamento $(K - 1)/G_p$ e as seqüências de Walsh apresentaram o melhor desempenho para um grande número de usuários.



(a) Sequências de Walsh



(b) Sequências m deslocadas



(c) Sequências de Gold

Figura 6.7: Probabilidade de erro de bit média \bar{P}_b em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, para $n_R = 3$, $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$, com o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ de $d_f = 3$, comparando-se a escolha aleatória e a utilização do algoritmo proposto, para um erro máximo de estimação $N_c = 2$. Enlace reverso quase-síncrono.

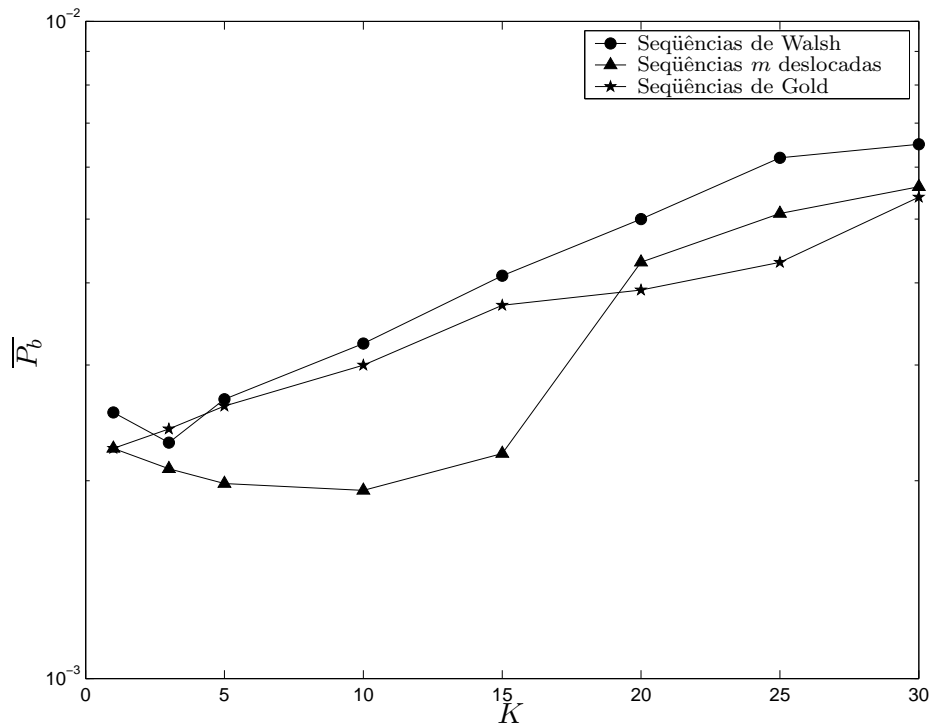


Figura 6.8: Probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b em função do número de usuários K para os três tipos de seqüências considerados, para $n_R = 3$, $L = 3$, $G_p = 64$ (63), $\mathcal{E}_b/N_0 = 10$ dB e $n_T = 2$, com o código $\mathbf{G} = [1 \ 2]^T$ de $d_f = 3$, comparando-se a utilização do algoritmo para as três seqüências consideradas, para um erro máximo de estimação $N_c = 2$. Enlace reverso quase-síncrono.

Capítulo 7

Conclusões

7.1 Resumo da Tese

Nesta tese, apresentamos um algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento para a minimização da interferência total presente em um sistema CDMA com uma única célula funcionando em ambientes de propagação com desvanecimento seletivo em freqüência. O algoritmo baseia-se na escolha de um subconjunto das possíveis seqüências de espalhamento, cujas propriedades levam à minimização da SINR por bit média e, conseqüentemente, à minimização da probabilidade de erro de bit média total de sistemas com múltiplas antenas de transmissão e recepção.

Para todos os casos considerados, a utilização do algoritmo de escolha de seqüências mostrou-se bastante eficaz na redução da probabilidade de erro de bit média dos sistemas CDMA operando em canais com desvanecimento seletivo em freqüência.

No enlace direto, chegou-se à conclusão de que a utilização das seqüências de Gold deve ser evitada por apresentar o pior desempenho. Por outro lado, para sistemas com baixo número de usuários, as seqüências m deslocadas se constituíram na melhor escolha, e para sistemas com alto carregamento, o melhor desempenho se deu para seqüências de Walsh.

No enlace reverso síncrono, a utilização das seqüências aleatórias apresentou o pior desempenho entre as seqüências consideradas. Surpreendentemente, as seqüências m deslocadas se mostraram como a melhor escolha para o enlace reverso síncrono, especialmente com a utilização do algoritmo de escolha.

Considerando-se assincronismo entre os usuários no enlace reverso, todas as seqüências analisa-

das apresentaram desempenho idêntico. A utilização do algoritmo não se mostrou viável devido ao assincronismo entre os usuários. Vale lembrar que o desempenho do sistema utilizando seqüências de Walsh e seqüências m deslocadas não foi analisado, uma vez que estas seqüências apresentam problema de sincronização no receptor.

Propusemos, então, a utilização de um sistema com estimação imperfeita de atrasos dos usuários, que chamamos de quase-síncrono. A utilização conjunta da estimação dos atrasos e da aplicação do algoritmo de escolha de seqüências apresentou melhora significativa no desempenho do sistema para todas as seqüências consideradas, em comparação aos casos síncrono e assíncrono. As seqüências m deslocadas apresentaram o melhor e as seqüências de Walsh o pior desempenho.

No Capítulo 4, apresentamos uma nova metodologia para o cálculo da probabilidade de erro de bit média de um sistema com codificação em cascata com um entrelaçador perfeito e múltiplas antenas na transmissão. Através de resultados obtidos por simulação, mostramos a validade da análise apresentada. Nos Capítulos 5 e 6 mostramos a aplicação desta nova metodologia para o cálculo da probabilidade de erro de bit média para sistemas CDMA com codificação espaço-temporal na transmissão e arranjo de antenas na recepção.

O Capítulo 5 considerou o enlace direto de um sistema CDMA unicelular com codificação STC e múltiplas antenas na ERB. Obtivemos um limitante superior para a probabilidade de erro de bit média do sistema e mostramos o ganho de diversidade obtido com a aplicação do código STC. Modificamos o algoritmo apresentado no Capítulo 3 para o sistema considerado, através da obtenção de uma nova expressão para a SINR por bit média. Este novo algoritmo mostrou ser um caso geral daquele apresentado no Capítulo 3 para o enlace direto de um sistema CDMA. Verificou-se novamente, através de simulação, a efetividade do algoritmo de escolha de seqüências. Ainda no Capítulo 5, propusemos um esquema híbrido de diversidade de transmissão, em que consideramos o uso conjunto dos esquemas de malha aberta (codificação STC) e de malha fechada (compensação de fases), e mostramos que o novo esquema é bastante superior ao esquema simples de malha aberta.

O enlace reverso de um sistema CDMA com aplicação de codificação STC e múltiplas antenas de transmissão no móvel em conjunto com o uso de um arranjo de antenas na ERB foi analisado no Capítulo 6. Utilizando a mesma abordagem definida no Capítulo 4, apresentamos um limitante superior para a probabilidade de erro de bit média. Mostramos que a interferência total foi reduzida tanto pelo uso da codificação STC quanto pelo arranjo de antenas na recepção. Apresentamos ainda

a generalização do algoritmo de escolha de seqüências para o enlace reverso com múltiplas antenas na transmissão e recepção, mostrando novamente a eficiência do algoritmo.

7.2 Contribuições da Tese

Resumimos a seguir as principais contribuições deste trabalho.

- Foi proposto um algoritmo de escolha de seqüências de espalhamento de comprimento fixo para sistemas que utilizam a técnica de acesso CDMA em canais com desvanecimento seletivo em frequência.
- Obtivemos expressões mais simples que as encontradas na literatura para a probabilidade de erro de bit média de sistemas CDMA que utilizam codificação STC na transmissão e arranjo de antenas na recepção.
- Propusemos um novo tipo de seqüência de espalhamento que denominamos seqüências m deslocadas. Este novo conjunto apresentou bons resultados de probabilidade de erro de bit média em sistemas CDMA síncronos, especialmente com a utilização do algoritmo de escolha proposto neste trabalho.
- Propusemos a sincronização dos usuários no enlace reverso de sistemas CDMA como forma de obter ganhos de desempenho para tais sistemas, especialmente com o uso do algoritmo de escolha proposto.
- Mostramos que o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA quase-síncrono (com erros de estimação dos atrasos dos usuários) surpreendentemente superou o desempenho dos sistemas síncrono e assíncrono.

7.3 Propostas para Trabalhos Futuros

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

- O algoritmo de escolha de seqüências apresentado no Capítulo 3 considera seqüências de comprimento fixo. Nos sistemas móveis de terceira geração, como por exemplo o sistema

WCDMA, são usadas seqüências de comprimento variável baseadas na técnica OVSF (do inglês *Orthogonal Variable Spreading Factor*), em razão da possibilidade de transmissão multitaxa. O desenvolvimento de um algoritmo de escolha para estes tipos de seqüências é um tópico de pesquisa interessante. Uma proposta de pesquisa baseada neste tópico foi submetida para apreciação da FAPESP para possível financiamento.

- As análises de desempenho apresentadas nesta tese consideraram canais com perfil de potência uniforme e estimação perfeita dos parâmetros. A extensão da análise para casos distintos pode ser um tópico de interesse em pesquisas futuras, como por exemplo considerar um perfil de potência exponencial, erros de estimação dos parâmetros do canal, etc.
- No desenvolvimento da probabilidade de erro de bit média, consideramos sistemas que utilizam códigos com taxa $R_c = 1/n_T$ e modulação BPSK. Assim, as n_T saídas do codificador eram diretamente mapeadas em símbolos BPSK e direcionadas para cada antena de transmissão. Um estudo sobre sistemas com diferentes mapeamentos e diferentes modulações, assim como comparações de desempenho entre eles, é também uma direção importante para futuras pesquisas.
- Com base no desempenho obtido para o enlace reverso de um sistema CDMA quase-síncrono, sugerimos a análise de desempenho do enlace direto com a introdução intencional de um certo assincronismo neste enlace. Espera-se que o comportamento deste sistema reflita aquele obtido neste trabalho, que mostrou desempenho superior ao sistema síncrono.

7.4 Publicações

Listamos abaixo as publicações resultantes desta tese.

- R. P. Ramos e C. de Almeida, “Esquema Híbrido de Diversidade de Transmissão para Sistemas WCDMA”, *XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT 2004*, Belém, 2004.
- R. P. Ramos e C. de Almeida, “Algoritmo de Seleção de Seqüências de Espalhamento de Sistemas CDMA para Canais com Desvanecimento Seletivo em Frequência”, Patente, protocolo no. 2.331, maio, 2005.

- T. Lopes, R. Baldini, C. de Almeida e R. P. Ramos, “Performance Analysis of Linear Multiuser Detectors on a Nakagami-m Fading Channel”, aceito para publicação no 8o International Symposium on Communication Theory and Application (ISCTA), Ambleside, Reino Unido, julho, 2005.

Bibliografia

- [1] T. S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice-Hall, 1996.
- [2] M. D. Yacoub. *Wireless Technology: Protocols, Standards and Techniques*. CRC, 2002.
- [3] L. C. Godara. Applications of antenna arrays to mobile communications, part I: performance improvement, feasibility, and system considerations. *Proceedings of the IEEE*, 85(7):1031–1060, julho 1997.
- [4] L. C. Godara. Applications of antenna arrays to mobile communications, part II: beam-forming and direction-of-arrival considerations. *Proceedings of the IEEE*, 85(8):1195–1245, agosto 1997.
- [5] J. H. Winters. The diversity gain of transmit diversity in wireless systems in Rayleigh fading. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 47(1):119–123, fevereiro 1998.
- [6] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2):744–765, março 1998.
- [7] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. Space-time block coding for wireless communications: performance results. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(3):451–460, março 1999.
- [8] W. C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. Wiley, 1974.
- [9] T. S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice-Hall, 1996.
- [10] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 4a. edition, 2001.

- [11] E. Biglieri, J. G. Proakis, and S. Shamai. Fading channels: information-theoretic and communications aspects. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(6):2619–2692, outubro 1998.
- [12] B. Sklar. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, Part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, 35(9):136–146, setembro 1997.
- [13] B. Sklar. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, Part II: Mitigation. *IEEE Communications Magazine*, 44(6):148–155, outubro 1997.
- [14] W. C. Y. Lee. *Mobile Communications Engineering: theory and applications*. McGraw-Hill, 1998.
- [15] M. D. Yacoub. *Foundations of Mobile Engineering*. CRC, 1993.
- [16] S. C. Yang. *CDMA RF System Engineering*. Artech-House, 1998.
- [17] R. Price and Jr. Green, P.E. A communication technique for multipath channels. *Proceedings of IRE*, 46:555–570, março 1958.
- [18] J. S. Lee and L. E. Miller. *CDMA Systems Engineering Handbook*. Artech-House, 1998.
- [19] A. J. Viterbi. *CDMA: principles of spread spectrum communication*. Addison-Wesley, 1995.
- [20] M. B. Pursley. Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication - Part I: system analysis. *IEEE Transactions on Communications*, COM-25(8):795–799, 1977.
- [21] R. Prasad and T. Ojanpera. An overview of CDMA evolution toward Wideband CDMA. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 1(1):2–29, 1998.
- [22] G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, (6):311–335, 1998.
- [23] E. Telatar. Capacity of multi-antenna gaussian channels. Technical report, AT&T-Bell Labs Internal Technical Memo, junho 1995.

- [24] T. K. Y. Lo. Maximal ratio transmission. *IEEE Transactions on Communications*, 47(10):1458–1461, outubro 1999.
- [25] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi. Spatio-temporal coding for wireless communication. *IEEE Transactions on Communications*, 46(3):357–366, março 1998.
- [26] 3rd Generation Partnership Program, 3GPP. *Technical Specification Group Radio Access Network, Physical Layer Procedures (FDD) (Release 1999)*, 2001. TS 25.214 V3.7.0.
- [27] A. Hiroike, F. Adachi, and N. Nakajima. Combined effects of phase sweeping transmitter diversity and channel coding. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 41(2):170–176, maio 1992.
- [28] A. Wittneben. A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications - ICC'93*, vol. 3, pp. 1630–1634, maio 1993.
- [29] N. Seshadri and J. H. Winters. Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference - VTC'93*, pp. 508–511, maio 1993.
- [30] E. Biglieri, G. Taricco, and A. Tulino. Decoding space-time codes with BLAST architecture. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(10):2547–2552, outubro 2002.
- [31] M. Uysal and C. N. Georghiades. On the error performance analysis of space-time trellis codes. In *Proceedings of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference - WCNC2002*, vol. 1, pp. 99–104, março 2002.
- [32] M. Uysal and C. N. Georghiades. On the error performance analysis of space-time trellis codes. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(4):1118–1123, julho 2004.
- [33] S. Sandhu, R. W. Heath, and A. Paulraj. Space-time block codes versus space-time trellis codes. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications - ICC'01*, vol. 4, pp. 1132–1136, junho 2001.
- [34] E. G. Larsson, P. Stoica, and J. Li. On maximum-likelihood detection and decoding of space-time coding systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(4):937–944, abril 2002.

- [35] O. Damen, A. Chkeif, and J.-C. Belfiore. Lattice code decoder for space-time codes. *IEEE Communications Letters*, 4(5):161–163, maio 2000.
- [36] G. Taricco and E. Biglieri. Exact pairwise error probability of space-time codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 48(2):510–513, fevereiro 2002.
- [37] H. El Gamal. On the robustness of space-time coding. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(10):2417–2428, outubro 2002.
- [38] S. M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451–1458, outubro 1998.
- [39] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5):1456–1467, julho 1999.
- [40] Z. Liu and G. B. Giannakis. Space-time block-coded multiple access through frequency-selective fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 49(6):1033–1044, junho 2001.
- [41] G. Ganesan and P. Stoica. Space-time block codes: a maximum SNR approach. *IEEE Transactions on Information Theory*, 47(4):1650–1656, maio 2001.
- [42] D. M. Ionescu. On space-time code design. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(1):20–28, janeiro 2003.
- [43] R. S. Blum. Some analytical tools for the design of space-time convolutional codes. *IEEE Transactions on Communications*, 50(10):1593–1599, outubro 2002.
- [44] J.-G. Guey, M. P. Fitz, M. R. Bell, and W.-Y. Kuo. Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over Rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 47(4):527–537, abril 1999.
- [45] L. G. Caldeira and C. Pimentel. Novos códigos espaço-temporais para canais com desvanecimento. In *Anais do XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBT'01*, setembro 2001.

- [46] A. J. Viterbi. Convolutional codes and their performance in communication systems. *IEEE Transactions on Communications Technology*, COM-19:751–772, outubro 1971.
- [47] A. J. Viterbi and J. K. Omura. *Principles of Digital Communications and Coding*. McGraw-Hill, 1979.
- [48] A. M. Tonello. Space-time bit-interleaved coded modulation with an iterative decoding strategy. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference - VTC 2000*, pp. 473–478, setembro 2000.
- [49] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri. Bit-interleaved coded modulation. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44:927–946, maio 1998.
- [50] A. M. Tonello. MIMO MAP equalization and turbo decoding on interleaved space-time coded systems. *IEEE Transactions on Communications*, 51:155–160, fevereiro 2003.
- [51] J. H. Winters. Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, SAC-2(4):528–539, julho 1984.
- [52] J. H. Winters, J. Salz, and R. D. Gitlin. The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, 42(2/3/4):1740–1751, fevereiro/março/abril 1994.
- [53] Jr. Liberti, J. C. and T. S. Rappaport. *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice-Hall, 1999.
- [54] S. K. Teshima and C. de Almeida. Lower bound on normalised interference mean and standard deviation for CDMA systems using antenna arrays. *Electronic Letters*, 36(21):1761–1763, outubro 2000.
- [55] G. L. Turin. The effects of multipath and fading on the performance of direct-sequence CDMA systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, SAC-2(4):597–603, julho 1984.
- [56] J. S. Lehnert and M. B. Pursley. Multipath diversity reception of spread-spectrum multiple-access communications. *IEEE Transactions on Communications*, COM-35(11):1189–1198, novembro 1987.

- [57] S. Verdu. *Multiuser Detection*. Cambridge, 1998.
- [58] N. Kong and L. B. Milstein. Error probability of multicell CDMA over frequency selective fading channels with power control error. *IEEE Transactions on Communications*, 47(4):608–617, abril 1999.
- [59] D. L. Neneaker and M. B. Pursley. The effects of sequence selection on DS spread spectrum with selective fading and rake reception. *IEEE Transactions on Communications*, 44(2):229–237, fevereiro 1996.
- [60] J. et all Wang. Optimal sequences to suppress the multiuser interference in the downlink of the TDD-CDMA system. *IEICE Transactions on Communications*, E83-B(8):1649–1655, agosto 2000.
- [61] S. Serbetli and A. Yener. Signature sequence selection for CDMA systems with multiple receiver antennas. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications - ICC'04*, pp. 405–409, Paris, junho 2004.
- [62] A. S. R. Kuramoto, P. J. E. Jeszensky, and T. Abrão. Projeto de seqüências para sistemas QS-CDMA multitaxa MPG. In *Anais do XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBT'04*, Belém, setembro 2004.
- [63] G. Bottomley. Signature sequence selection in a CDMA system with orthogonal coding. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 42(1):62–68, fevereiro 1993.
- [64] H. Elders-Boll. The optimization of spreading sequences for CDMA systems in presence of frequency-selective fading. In *Proceedings of the IEEE 6th. Interational Symposium on Spread-Spectrum Technology and Applications - ISSSTA '00*, pp. 414–418, New Jersey, EUA, setembro 2000.
- [65] Q. Shi and M. Latva-aho. Simple spreading code allocation scheme for downlink MC-CDMA. *Electronics Letters*, 38(15):807–809, julho 2002.
- [66] I. Oppermann, P. van Rooyen, and B. Vucetic. Effect of sequence selection on MAI suppression in limited spreading CDMA systems. *Wireless Networks*, 4(6):471–478, novembro 1998.

- [67] R. N. Braithwaite. Using Walsh code selection to reduce the power variance of band-limited forward-link CDMA waveforms. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18(11):2260–2269, novembro 2000.
- [68] A. Papoulis. *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, 2002.
- [69] C. Xu, H. Xu, and K. S. Kwak. The application of space-time codes in CDMA systems. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference - VTC 2001*, pp. 1415–1419, maio 2001.
- [70] J. Yuan, B. Vucetic, B. Xu, and Z. Chen. Design of space-time codes and its performance in CDMA systems. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference - VTC 2001*, pp. 1292–1296, maio 2001.
- [71] B. Hochwald, T. L. Marzetta, and C. B. Papadias. A transmitter diversity scheme for wideband CDMA systems based on space-time spreading. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 19(1):48–60, janeiro 2001.
- [72] M. O. Damen, A. Safavi, and K. Abed-Meraim. On CDMA with space-time codes over multipath fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(1):11–19, janeiro 2003.
- [73] V. Weerackody. Diversity for the direct-sequence spread spectrum system using multiple transmit antennas. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications - ICC'93*, pp. 1775–1779, maio 1994.
- [74] 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.
- [75] M. Katz and J. Ylitalo. Extension of space-time coding to beamforming WCDMA base stations. In *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference - VTC 2000*, pp. 1230–1234, maio 2000.

- [76] R. W. Heath and A. Paulraj. Multiple antenna arrays for transmitter diversity and space-time coding. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications - ICC'99*, pp. 36–40, junho 1999.
- [77] R. Negi, A. M. Tehrani, and J. Cioffi. Adaptive antennas for space-time codes in outdoor channels. *IEEE Transactions on Communications*, 50(12):1918–1925, dezembro 2002.