



Universidade de Aveiro Departamento de Electrónica, Telecomunicações e
Informática
2009

**Luís Carlos Carneiro
Gonçalves**

**Detecção Multiutilizador no Domínio da Frequência
para Sistemas DS-CDMA**



**Luís Carlos Carneiro
Gonçalves**

**Detecção multiutilizador no domínio da frequência
para sistemas DS-CDMA**

tese apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Electrotécnica, realizada sob a orientação científica do Dr. Atílio Gameiro, Professor Associado do Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro e Dr. Cipriano Lomba da Efacec Sistemas de Electrónica, SA.

o júri
presidente

Doutor Jorge Ribeiro Frade

Professor Catedrático da Universidade de Aveiro
(Representando a Reitora da Universidade de Aveiro)

Doutora María Julia Fernández-Getino García

Professora Titular da Universidade Carlos III de Madrid - Espanha

Doutor Atílio Manuel da Silva Gameiro

Professor Associado da Universidade de Aveiro (Orientador)

Doutor Miguel Raul Dias Rodrigues

Professor Auxiliar da Faculdade de Ciências da Universidade do Porto

Doutor Adão Paulo Soares da Silva

Professor Auxiliar Convidado da Universidade de Aveiro

Doutor Paulo Jorge Coelho Marques

Professor Adjunto do Instituto Politécnico de Castelo Branco

Doutor Cipriano Rogério Tavares Lomba

Director Geral da Efacec, SA (Co-Orientador)

agradecimentos

À Helena e João,
pelo apoio e compreensão demonstrada;

Ao Prof. Dr. Atílio Gameiro da Universidade de Aveiro,
pelo apoio e contributos constantes em todos os momentos deste projecto;

Ao Prof. Dr. Cipriano Lomba da Empresa Nacional de Telecomunicações,
pela disponibilidade demonstrada;

Ao colega,
Dr. Filipe Silva pela amizade e disponibilidade em enviar-me livros da
biblioteca de Universidade da Aveiro para a Madeira;

Ao colega de trabalho,
Dr. Adão Silva pela amizade;

À Fundação Ciência e Tecnologia e Fundação Luso-Americana
pelo suporte financeiro para a concretização deste projecto;

Ao Instituto de Telecomunicações de Aveiro por me ter acolhido neste
projecto.

palavras-chave

Cicloestacionaridade, Translação na Frequência, PIC, DS-CDMA, *Beamforming*, Diversidade Espacial, Códigos Turbo.

resumo

Os Sinais de Espalhamento de Espectro de Sequência Directa exibem propriedades cicloestacionárias que implicam redundância entre componentes de frequência espaçadas por múltiplos da taxa de símbolo. Nesta tese, é apresentado um cancelador de interferência multiutilizador (Cancelador por translação na frequência - FSC) que tira partido desta propriedade. Este cancelador linear opera no domínio da frequência no sinal espalhado de tal forma que minimiza a interferência e ruído na saída (Critério do Mínimo Erro Quadrado Médio). Além de testado para o caso de antena única, são avaliadas as performances das configurações de antenas múltiplas para o caso de *beamforming* e canais espacialmente descorrelacionados considerando sistemas síncronos e sistemas com desalinhamento no tempo dos perfis de canais (ambos UMTS-TDD). Essas configurações divergiam na ordem da combinação temporal, combinação espacial e detecção multiutilizador. As configurações FSC foram avaliadas quando concatenadas com o PIC-2D. Os resultados das simulações mostram consideráveis melhorias nos resultados relativamente ao RAKE-2D convencional e PIC-2D. Foi atingida performance próximo ao RAKE de utilizador único quando o FSC foi avaliado concatenado com PIC-2D em quase todas as configurações. Todas as configurações foram avaliadas com modulação QPSK, 8-PSK e 16-QAM. Foi introduzida codificação Turbo e identificou-se as situações da vantagem de utilização do FSC antes do PIC-2D. As modulações 8-PSK e 16-QAM foram igualmente testadas com codificação.

keywords

Cyclostationary, Frequency shift, PIC, DS-CDMA, Beamforming, Spatial Diversity, Turbo-Codes.

abstract

Direct Sequence Spread Spectrum signals exhibit cyclostationary properties which imply redundancy between frequency components separated by multiples of the symbol rate. In this thesis a Multiple Access Interference Canceller (Frequency Shift Canceller - FSC) that explores this property is presented. The linear frequency domain canceller operates on the spreaded signal so as to minimize the interference and noise at the output (Minimum Mean Squared Error Criterium). Moreover the FSC was tested with single antenna, the performance of multisensor configurations for the cases of beamforming and uncorrelated spatial channels was evaluated considering both synchronous and time misalignment systems (both UMTS-TDD). Those configurations diverge in temporal combining, spatial combining and multiuser detection order. The FSC configurations were concatenated with PIC-2D structure and evaluated. The simulation results show considerable improvement relative to the conventional RAKE-2D and PIC-2D receiver. A performance close to the single user RAKE case was achieved when it (FSC) was evaluated jointly with PIC-2D. All the configurations with modulation QPSK, 8-PSK and 16-QAM were evaluated. Turbo Codes were introduced and it was identified the situations which it is advantageous to use the FSC before the PIC-2D. The 8-PSK and 16-QAM modulations were equally tested with coding.

Índice

Índice	i
Lista de Figuras	v
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Acrónimos	xv
Lista de Símbolos	xix
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento e Motivação para o Presente Trabalho	1
1.1.1 Evolução dos Sistemas Celulares	3
1.1.2 Evolução da Tecnologia de Espalhamento de Espectro	8
1.2 Organização da Tese	10
1.3 Principais Contribuições deste Trabalho	12
2 Princípios de DS-CDMA	15
2.1 Conceitos Gerais de Espalhamento de Espectro	15
2.2 Sequências Pseudo-Aleatórias	18
2.2.1 Sequências de Comprimento Máximo	18
2.2.2 Sequências de <i>Walsh</i>	19
2.2.3 Sequências de <i>Gold</i>	20
2.2.4 Sequências de <i>Kasami</i>	22
2.2.5 Algumas Métricas Utilizadas na Avaliação de Sequências	23
2.3 Medidas de Performance	24
2.3.1 Taxa de Erro de Bit	25
2.3.2 Eficiência Multiutilizador Assintótica	25
2.3.3 Resistência Perto-Longe	25
2.3.4 Ordem de Diversidade	26
2.3.5 Eficiência Espectral	27
2.4 O Detector RAKE	28
2.5 Técnicas de Detecção Multiutilizador	29
2.5.1 Detecção Óptima	34
2.5.2 O Detector Descorrelador e o Detector MMSE	36
2.5.3 O Detector PIC	39
2.5.4 O Detector SIC	40
2.6 Implementação de Algoritmos Multiutilizador	41
2.7 Propostas para Técnicas a Utilizar em Sistemas além da Terceira Geração	43

2.8	Conclusões	45
3	Modelação do Sistema DS-CDMA	47
3.1	O Sistema UMTS-TDD	47
3.1.1	Estimação de Canal	48
3.1.2	Controlo de Potência	49
3.1.3	Avanço no Tempo	50
3.1.4	Parâmetros do UMTS-TDD	51
3.2	Canal de Transmissão	52
3.2.1	Modelo Utilizado	54
3.3	Códigos Turbo	59
3.4	Conclusões	64
4	Cancelador por Translação na Frequência	65
4.1	Cicloestacionaridade de um Sinal	65
4.1.1	Aplicações Explorando a Cicloestacionaridade de um Sinal	68
4.2	Fundamentação Teórica	71
4.3	Separação de Dois Sinais de Espalhamento de Espectro na Ausência de Ruído	72
4.4	Princípio Funcional do Cancelador	74
4.4.1	Caso de Factores de Espalhamento Idênticos	76
4.4.2	Generalização para Taxas de Símbolo Múltiplas	78
4.5	Linearidade do Cancelador	79
4.6	Relação Sinal-Interferência+Ruído à Saída do Cancelador	80
4.7	Passagem do Modelo Teórico Continuo ao Modelo Prático Discreto	81
4.8	Conclusões	83
5	Detectores com Cancelador de Translação na Frequência de Antena Única	85
5.1	Configurações de Detectores com Cancelador de Translação na Frequência	85
5.2	Configurações de Antena Única sem Codificação	88
5.2.1	Modulação QPSK com Estimativas Perfeitas	90
5.2.2	Modulação QPSK com Estimativas Imperfeitas	92
5.2.3	Modulação QPSK com Canais Desalinhados no Tempo	94
5.2.4	Modulação 8-PSK com Estimativas Perfeitas	96
5.2.5	Modulação 16-QAM com Estimativas Perfeitas	99
5.3	Configurações de Antena Única com Codificação	101
5.3.1	Modulação QPSK com Codificação	102
5.3.2	Modulação QPSK com Codificação e Canais Desalinhados	106
5.3.3	Modulação 8-PSK com Codificação e Canais Alinhados	110
5.3.4	Modulação 16-QAM com Codificação e Canais Alinhados	115
5.4	Conclusões	119
6	Detectores com Cancelador de Translação na Frequência de Antenas Múltiplas	121
6.1	Configurações com <i>Beamforming</i> sem Codificação	122
6.1.1	Modulação QPSK com Estimativas Perfeitas	125
6.1.2	Modulação QPSK e Canais Desalinhados no Tempo	128

6.2	Configurações de Diversidade Espacial sem Codificação	129
6.2.1	Modulação QPSK com Estimativas Perfeitas	131
6.2.2	Modulação QPSK e Canais Desalinhados no Tempo	135
6.2.3	Modulação 8-PSK e Estimativas Perfeitas	139
6.2.4	Modulação 16-QAM e Estimativas Perfeitas	144
6.3	Configurações de Diversidade Espacial com codificação	149
6.3.1	Modulação QPSK com Codificação	149
6.3.2	Modulação QPSK com Codificação e Canais Desalinhados	157
6.3.3	Análise Parcial dos Resultados	165
6.3.4	Modulação 8-PSK com Codificação e Canais Alinhados	167
6.3.5	Modulação 16-QAM com Codificação e Canais Alinhados	175
6.3.6	Análise Parcial dos Resultados	184
6.4	Conclusões	185
7	Conclusões e Trabalho Futuro	187
7.1	Descrição Sumária do Trabalho Efectuado	187
7.2	Contributos da Tese	189
7.3	Conclusões	190
7.4	Direcções Futuras de Trabalho	192
A	Calculo do Gradiente e Hessiana	193
B	Operação Equivalente no Domínio da Frequência à Amostragem no Domínio do Tempo	195
C	Resposta Impulsional do Canal de Transmissão no Domínio do Tempo e da Frequência	197
D	Filtro FIR Correspondente à Resposta Impulsional desde o Transmissor até à Entrada do FSC	199
	Referências	201

Lista de Figuras

Figura 2.1	Sistema CDMA simplificado	17
Figura 2.2	Arquitetura do RAKE	28
Figura 2.3	Arquitetura do sistema antes do Detector Ótimo	35
Figura 2.4	Arquitetura do Detector Ótimo	35
Figura 2.5	Linha de atraso para o cálculo dos sinais possíveis, aos quais é medida a distância Eucladiana com as saídas dos filtros adaptados	37
Figura 2.6	Um estágio do detector multiutilizador <i>Hard-PIC</i>	40
Figura 2.7	2 primeiros estágios de um cancelador SIC multiestágio. <i>DRU</i> é um bloco que faz a detecção e regeneração do utilizador em índice	42
Figura 3.1	Resultado da estimação de um canal com 3 caminhos multipercurso	48
Figura 3.2	Diferentes tipos de <i>burst</i> para o modo 3.84 <i>Mchips/s</i> . De cima para baixo, <i>Burst</i> tipo 1 a 3	50
Figura 3.3	Espalhamento do sinal no transmissor	51
Figura 3.4	Caminho multipercurso com reflexão num agregado de refletores remotos	52
Figura 3.5	Densidade espectral de potência de Jakes	56
Figura 3.6	Função densidade dos atrasos dos caminhos multipercurso	57
Figura 3.7	Função densidade dos ângulos de chegada dos caminhos multipercurso em função do atraso do caminho multipercurso	59
Figura 3.8	Codificador Turbo com concatenação paralela	60
Figura 3.9	Descodificador Iterativo de Códigos Turbo	61
Figura 3.10	Codificador Turbo do UMTS-TDD	61
Figura 4.1	Relação de bandas num sinal DS-SS e na correspondente <i>signature waveform</i>	69
Figura 4.2	Cancelamento de interferência de banda estreita	69
Figura 4.3	Espectro das <i>signature waveforms</i> de 2 sinais e dos respectivos sinais com 2 bandas redundantes cada um	74
Figura 4.4	Esquemático conceptual do cancelador	75
Figura 4.5	Decomposição do sinal visto no transmissor	78
Figura 4.6	Processamento de um <i>burst</i> de um utilizador para o FE máximo	84
Figura 5.1	Configuração com 1 antena, MaxRaz-AtrasoComb-FSC	86
Figura 5.2	Configuração com 1 antena, FSC-MaxRaz-AtrasoComb	86
Figura 5.3	Configuração com 1 antena, MaxRaz-FSC-AtrasoComb	86
Figura 5.4	Cadeia de simulação	88
Figura 5.5	Detector FSC concatenado com PIC	89

Figura 5.6	Performance (BER) com estimativas perfeitas de canal para os utilizadores de FE=16	91
Figura 5.7	Performance (BER) com estimativas perfeitas de canal para os utilizadores de FE=8	91
Figura 5.8	Performance (BER) com estimativas perfeitas de canal para os utilizadores de FE=4	92
Figura 5.9	Performance (BER) com desvio padrão de amplitude of 0%, 5%, 10% e 20% das amplitudes médias dos caminhos multipercurso	93
Figura 5.10	Performance (BER) com desvio padrão de fase of 0°, 10°, 15° e 20°	93
Figura 5.11	Performance (BER) com desvio padrão de atraso e 0, 0.05 and 0.1 do período do <i>chip</i>	94
Figura 5.12	Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, 1 antena e FE=16	95
Figura 5.13	Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, 1 antena e FE=8	95
Figura 5.14	Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, 1 antena e FE=4	96
Figura 5.15	Performance (BER) para 8-PSK para FE=16 e 1 antena	97
Figura 5.16	Performance (BER) para 8-PSK para FE=8 e 1 antena	97
Figura 5.17	Performance (BER) para 8-PSK para FE=4 e 1 antena	98
Figura 5.18	Performance (BER) para 16-QAM para FE=16 e 1 antena	99
Figura 5.19	Performance (BER) para 16-QAM para FE=8 e 1 antena	100
Figura 5.20	Performance (BER) para 16-QAM para FE=4 e 1 antena	100
Figura 5.21	Sistema com codificação	101
Figura 5.22	Performance (BER) para QPSK para FE=16 e 1 antena com codificação	103
Figura 5.23	Performance (BLER) para QPSK para FE=16 e 1 antena com codificação	103
Figura 5.24	Performance (BER) para QPSK para FE=8 e 1 antena com codificação	104
Figura 5.25	Performance (BLER) para QPSK para FE=8 e 1 antena com codificação	104
Figura 5.26	Performance (BER) para QPSK para FE=4 e 1 antena com codificação	105
Figura 5.27	Performance (BLER) para QPSK para FE=4 e 1 antena com codificação	105
Figura 5.28	Performance (BER) para QPSK para FE=16, 1 antena, com codificação e canais desalinhados	107
Figura 5.29	Performance (BLER) para QPSK para FE=16, 1 antena, com codificação e canais desalinhados	107
Figura 5.30	Performance (BER) para QPSK para FE=8, 1 antena, com codificação e canais desalinhados	108
Figura 5.31	Performance (BLER) para QPSK para FE=8, 1 antena, com codificação e canais desalinhados	108
Figura 5.32	Performance (BER) para QPSK para FE=4, 1 antena, com codificação e canais desalinhados	109

LISTA DE FIGURAS

Figura 5.33 Performance (BLER) para QPSK para FE=4, 1 antena, com codificação e canais desalinhados	109
Figura 5.34 Performance (BER) para 8-PSK para FE=16, 1 antena, com codificação e canais alinhados	111
Figura 5.35 Performance (BLER) para 8-PSK para FE=16, 1 antena, com codificação e canais alinhados	112
Figura 5.36 Performance (BER) para 8-PSK para FE=8, 1 antena, com codificação e canais alinhados	112
Figura 5.37 Performance (BLER) para 8-PSK para FE=8, 1 antena, com codificação e canais alinhados	113
Figura 5.38 Performance (BER) para 8-PSK para FE=4, 1 antena, com codificação e canais alinhados	113
Figura 5.39 Performance (BLER) para 8-PSK para FE=4, 1 antena, com codificação e canais alinhados	114
Figura 5.40 Performance (BER) para 16-QAM para FE=16, 1 antena, com codificação e canais alinhados	115
Figura 5.41 Performance (BLER) para 16-QAM para FE=16, 1 antena, com codificação e canais alinhados	116
Figura 5.42 Performance (BER) para 16-QAM para FE=8, 1 antena, com codificação e canais alinhados	116
Figura 5.43 Performance (BLER) para 16-QAM para FE=8, 1 antena, com codificação e canais alinhados	117
Figura 5.44 Performance (BER) para 16-QAM para FE=4, 1 antena, com codificação e canais alinhados	117
Figura 5.45 Performance (BLER) para 16-QAM para FE=4, 1 antena, com codificação e canais alinhados	118
Figura 6.1 Diagrama de radiação de um agregado circular de 2 e 4 elementos	122
Figura 6.2 Diagrama de radiação de um agregado circular de 6 e 8 elementos	123
Figura 6.3 Configuração MaxRaz-AtrasoComb-FSC, <i>beamforming</i>	123
Figura 6.4 Configuração FSC-MaxRaz-AtrasoComb, <i>beamforming</i>	123
Figura 6.5 Configuração MaxRaz-FSC-AtrasoComb, <i>beamforming</i>	124
Figura 6.6 Performance (BER) com <i>Beamforming</i> , 2 antenas e agregado circular	125
Figura 6.7 Performance (BER) com <i>Beamforming</i> , 4 antenas e agregado circular	126
Figura 6.8 Performance (BER) com <i>Beamforming</i> , 6 antenas e agregado circular	126
Figura 6.9 Performance (BER) com <i>Beamforming</i> , 8 antenas e agregado circular	127
Figura 6.10 Performance (BER) com <i>Beamforming</i> , todos os números de antenas	127
Figura 6.11 Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, <i>beamforming</i> , 4 antenas e para os utilizadores de FE=16	128
Figura 6.12 Configuração MaxRaz-AtrasoComb-FSC, diversidade espacial . .	129
Figura 6.13 Configuração FSC-MaxRaz-AtrasoComb, diversidade espacial . .	130
Figura 6.14 Configuração MaxRaz-FSC-AtrasoComb, diversidade espacial . .	130

Figura 6.15 Performance (BER) de configuração com 2 antenas com canais descorrelacionados e FE=16	131
Figura 6.16 Performance (BER) de configuração com 2 antenas com canais descorrelacionados e FE=8	132
Figura 6.17 Performance (BER) de configuração com 2 antenas com canais descorrelacionados e FE=4	132
Figura 6.18 Performance (BER) de configuração com 4 antenas com canais descorrelacionados e FE=16	133
Figura 6.19 Performance (BER) de configuração com 4 antenas com canais descorrelacionados e FE=8	134
Figura 6.20 Performance (BER) de configuração com 4 antenas com canais descorrelacionados e FE=4	134
Figura 6.21 Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 2 antenas e FE=16	135
Figura 6.22 Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 2 antenas e FE=8	136
Figura 6.23 Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 2 antenas e FE=4	136
Figura 6.24 Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 4 antenas e FE=16	138
Figura 6.25 Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 4 antenas e FE=8	138
Figura 6.26 Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 4 antenas e FE=4	139
Figura 6.27 Performance (BER) para 8-PSK para FE=16 e 2 antenas com canais descorrelacionados	140
Figura 6.28 Performance (BER) para 8-PSK para FE=8 e 2 antenas com canais descorrelacionados	140
Figura 6.29 Performance (BER) para 8-PSK para FE=4 e 2 antenas com canais descorrelacionados	141
Figura 6.30 Performance (BER) para 8-PSK para FE=16 e 4 antenas com canais descorrelacionados	142
Figura 6.31 Performance (BER) para 8-PSK para FE=8 e 4 antenas com canais descorrelacionados	143
Figura 6.32 Performance (BER) para 8-PSK para FE=4 e 4 antenas com canais descorrelacionados	143
Figura 6.33 Performance (BER) para 16-QAM para FE=16 e 2 antenas com canais descorrelacionados	145
Figura 6.34 Performance (BER) para 16-QAM para FE=8 e 2 antenas com canais descorrelacionados	145
Figura 6.35 Performance (BER) para 16-QAM para FE=4 e 2 antenas com canais descorrelacionados	146
Figura 6.36 Performance (BER) para 16-QAM para FE=16 e 4 antenas com canais descorrelacionados	147
Figura 6.37 Performance (BER) para 16-QAM para FE=8 e 4 antenas com canais descorrelacionados	147

LISTA DE FIGURAS

Figura 6.38 Performance (BER) para 16-QAM para FE=4 e 4 antenas com canais descorrelacionados	148
Figura 6.39 Performance (BER) para QPSK para FE=16 e 2 antenas com codificação	149
Figura 6.40 Performance (BLER) para QPSK para FE=16 e 2 antenas com codificação	150
Figura 6.41 Performance (BER) para QPSK para FE=8 e 2 antenas com codificação	150
Figura 6.42 Performance (BLER) para QPSK para FE=8 e 2 antenas com codificação	151
Figura 6.43 Performance (BER) para QPSK para FE=4 e 2 antenas com codificação	151
Figura 6.44 Performance (BLER) para QPSK para FE=4 e 2 antenas com codificação	152
Figura 6.45 Performance (BER) para QPSK para FE=16 e 4 antenas com codificação	153
Figura 6.46 Performance (BLER) para QPSK para FE=16 e 4 antenas com codificação	154
Figura 6.47 Performance (BER) para QPSK para FE=8 e 4 antenas com codificação	154
Figura 6.48 Performance (BLER) para QPSK para FE=8 e 4 antenas com codificação	155
Figura 6.49 Performance (BER) para QPSK para FE=4 e 4 antenas com codificação	155
Figura 6.50 Performance (BLER) para QPSK para FE=4 e 4 antenas com codificação	156
Figura 6.51 Performance (BER) para QPSK para FE=16, 2 antenas com codificação e canais não alinhados	158
Figura 6.52 Performance (BLER) para QPSK para FE=16, 2 antenas com codificação e canais não alinhados	158
Figura 6.53 Performance (BER) para QPSK para FE=8, 2 antenas com codificação e canais não alinhados	159
Figura 6.54 Performance (BLER) para QPSK para FE=8, 2 antenas com codificação e canais não alinhados	159
Figura 6.55 Performance (BER) para QPSK para FE=4, 2 antenas com codificação e canais não alinhados	160
Figura 6.56 Performance (BLER) para QPSK para FE=4, 2 antenas com codificação e canais não alinhados	160
Figura 6.57 Performance (BER) para QPSK para FE=16, 4 antenas com codificação e canais não alinhados	162
Figura 6.58 Performance (BLER) para QPSK para FE=16, 4 antenas com codificação e canais não alinhados	162
Figura 6.59 Performance (BER) para QPSK para FE=8, 4 antenas com codificação e canais não alinhados	163
Figura 6.60 Performance (BLER) para QPSK para FE=8, 4 antenas com codificação e canais não alinhados	163

Figura 6.61 Performance (BER) para QPSK para FE=4, 4 antenas com codificação e canais não alinhados	164
Figura 6.62 Performance (BLER) para QPSK para FE=4, 4 antenas com codificação e canais não alinhados	164
Figura 6.63 Diagrama de relação entre performances para FE=16 e com codificação, modulação QPSK, entre o cenário de canais alinhados e desalinhados	166
Figura 6.64 Diagrama de relação entre performances para FE=8 e com codificação, modulação QPSK, entre o cenário de canais alinhados e desalinhados	166
Figura 6.65 Diagrama de relação entre performances para FE=4 e com codificação, modulação QPSK, entre o cenário de canais alinhados e desalinhados	167
Figura 6.66 Performance (BER) para 8-PSK para FE=16, 2 antenas com codificação e canais alinhados	167
Figura 6.67 Performance (BLER) para 8-PSK para FE=16, 2 antenas com codificação e canais alinhados	168
Figura 6.68 Performance (BER) para 8-PSK para FE=8, 2 antenas com codificação e canais alinhados	168
Figura 6.69 Performance (BLER) para 8-PSK para FE=8, 2 antenas com codificação e canais alinhados	169
Figura 6.70 Performance (BER) para 8-PSK para FE=4, 2 antenas com codificação e canais alinhados	169
Figura 6.71 Performance (BLER) para 8-PSK para FE=4, 2 antenas com codificação e canais alinhados	170
Figura 6.72 Performance (BER) para 8-PSK para FE=16, 4 antenas com codificação e canais alinhados	172
Figura 6.73 Performance (BLER) para 8-PSK para FE=16, 4 antenas com codificação e canais alinhados	172
Figura 6.74 Performance (BER) para 8-PSK para FE=8, 4 antenas com codificação e canais alinhados	173
Figura 6.75 Performance (BLER) para 8-PSK para FE=8, 4 antenas com codificação e canais alinhados	173
Figura 6.76 Performance (BER) para 8-PSK para FE=4, 4 antenas com codificação e canais alinhados	174
Figura 6.77 Performance (BLER) para 8-PSK para FE=4, 4 antenas com codificação e canais alinhados	174
Figura 6.78 Performance (BER) para 16-QAM para FE=16, 2 antenas com codificação e canais alinhados	176
Figura 6.79 Performance (BLER) para 16-QAM para FE=16, 2 antenas com codificação e canais alinhados	176
Figura 6.80 Performance (BER) para 16-QAM para FE=8, 2 antenas com codificação e canais alinhados	177
Figura 6.81 Performance (BLER) para 16-QAM para FE=8, 2 antenas com codificação e canais alinhados	177

LISTA DE FIGURAS

Figura 6.82 Performance (BER) para 16-QAM para FE=4, 2 antenas com codificação e canais alinhados	178
Figura 6.83 Performance (BLER) para 16-QAM para FE=4, 2 antenas com codificação e canais alinhados	178
Figura 6.84 Performance (BER) para 16-QAM para FE=16, 4 antenas com codificação e canais alinhados	180
Figura 6.85 Performance (BLER) para 16-QAM para FE=16, 4 antenas com codificação e canais alinhados	180
Figura 6.86 Performance (BER) para 16-QAM para FE=8, 4 antenas com codificação e canais alinhados	181
Figura 6.87 Performance (BLER) para 16-QAM para FE=8, 4 antenas com codificação e canais alinhados	181
Figura 6.88 Performance (BER) para 16-QAM para FE=4, 4 antenas com codificação e canais alinhados	182
Figura 6.89 Performance (BLER) para 16-QAM para FE=4, 4 antenas com codificação e canais alinhados	182
Figura 6.90 Diagrama de relação entre performances para FE=16 e com codificação, entre as várias modulações e dentro da mesma modulação variando o número de antenas	184
Figura 6.91 Diagrama de relação entre performances para FE=8 e com codificação, entre as várias modulações e dentro da mesma modulação variando o número de antenas	184
Figura 6.92 Diagrama de relação entre performances para FE=4 e com codificação, entre as várias modulações e dentro da mesma modulação variando o número de antenas	185

Lista de Tabelas

Tabela 5.1	Parâmetros da simulação	90
------------	-----------------------------------	----

Lista de Acrónimos

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
AM	Amplitude Modulada
AMPS	<i>Advanced Mobile Telephone System</i>
APP	<i>A Posteriori Probability</i>
ary	<i>Amplitude Phase Shift Keying</i>
ASIC	<i>Application Specific Integrated Circuit</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
B3G	<i>Beyond Third Generation</i>
BCH	<i>Bose, Ray-Chaudhuri, Hocquenghem</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BLER	<i>Block Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
C-450	Sistema de comunicações móveis de primeira geração de origem Alemã também chamado C-Netz
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
cdma2000	Sistema de terceira geração nos Estados Unidos
CF	<i>Characteristic Function</i>
D-AMPS	<i>Digital Advanced Mobile Telephone System</i>
DECT	<i>Digital Enhanced Cordless Telecommunications</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DS	<i>Direct Sequence</i>
DSP	Digital Sinal Processor
EB	Estação Base

EDGE	<i>Enhanced Data Rates for GSM Evolution</i>
EGG	<i>Electroencefalograma</i>
EM	<i>Estação Móvel</i>
EUA	<i>Estados Unidos da América</i>
EXIT	<i>Extrinsic Information Transfer</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FE	<i>Factor de Espalhamento</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response Filter</i>
FM	<i>Frequência Modulada</i>
FRESH	<i>Frequency Shift Filters</i>
FSC	<i>Frequency Shift Canceller</i>
GBSBEM	<i>Geometrically Based Single Bounce Elliptical Model</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HARQ	<i>Híbrido Automatic Repeat Request</i>
HSDPA	<i>High-Speed Downlink Packed Access</i>
HSPA	<i>High-Speed Packed Access (HSPDA + Enhanced -UL)</i>
IDMA	<i>Interleave-Division Multiple Access</i>
IFDMA	<i>Interleave Frequency Division Multiple Access</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IMTS	<i>Improved Mobile Telephone Service</i>
IPI	<i>Interpath Interference</i>
IS-95	<i>Interim Standard - 95</i>
LAS	<i>Large Area Synchronous</i>
LDPC	<i>Low-Density Parity-Check Codes</i>
LMS	<i>Least Mean Squares</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MAI	<i>Multiple Access Interference</i>

LISTA DE ACRÓNIMOS

MBMS	<i>Multimedia Broadcast and Multicast Services</i>
MC	<i>Multi-Carrier</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MLSE	<i>Maximum Likelihood Sequence Estimator</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
MRC	<i>Maximum Ratio Combining</i>
MSE	<i>Mean Square Error</i>
MTS	<i>Mobile Telephone Service</i>
NMT	<i>Nordic Mobile Telephone</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PDC	<i>Personal Digital Communications</i>
PDF	<i>Probability Density Function</i>
PHS	<i>Personal Handy-Phone System</i>
PIC	<i>Parallel Interference Canceller</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QoS	Quality of Service
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RAKE	Detector monoutilizador para sistemas DS-SS. RAKE significa ancinho em Português
RLS	<i>Recursive Least Squares</i>
RSC	<i>Recursive Systematic Convolutional Codes</i>
RTMS	<i>Radio Telephone Mobile System</i>
SC	<i>Single Carrier</i>
SIC	<i>Serial Interference Canceller</i>
SIM	<i>Subscriber Identity Module</i>
SINR	<i>Signal to Interference plus Noise Ratio</i>
SIR	<i>Signal to Interference Ratio</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>

SS	<i>Spread Spectrum</i>
SSB	<i>Single Side Band</i>
TACS	<i>Total Access Communication System</i>
TD-SCDMA	<i>Time Division - Synchronous Code Division Multiple Access</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TDT	Televisão Digital Terrestre
TFCI	<i>Transport Format Combination Indicator</i>
TPC	<i>Transmit Power Control</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
VLSI	<i>Very Large Scale Integration</i>
XOR	<i>Exclusive OR</i>
ZCZ	<i>Zero Correlation zone</i>

Lista de Símbolos

\mathbf{a}^H	Transposto(a) e conjugado(a) do vector (matriz) \mathbf{a}
\bar{a}	Conjugado de a
$a(t) * b(t)$	Convolução do sinal $a(t)$ com o sinal $b(t)$
$\alpha_{u,l',a}$	Amplitude complexa do caminho multipercurso de índice l' do utilizador u na antena a
$\chi(\varpi)$	Função densidade de probabilidade do ângulo de chegada de cada caminho multipercurso
$\delta(t)$	Impulso de Dirac
$\delta_{kr}(n)$	Impulso de Kroneker
η_{out}	Densidade espectral de potência do ruído aditivo na saída
$\gamma(\theta_{u,l'}; a)$	Função complexa de módulo unitário cuja fase representa a fase introduzida por um caminho multipercurso (de índice l' do utilizador u) com ângulo de chegada $\theta_{u,l'}$ sobre a antena a de um agregado de antenas que no caso desta tese é circular
$\kappa_\tau(\tau)$	Função densidade de probabilidade do atraso de cada caminho multipercurso
λ	Comprimento de onda da portadora
$\phi_X(w)$	Função característica da variável aleatória X
$\psi(\tau_{u,l',a}; n)$	Representa a operação de atraso no tempo mas representado no domínio da frequência. Corresponde à operação de $e^{-j2\pi\tau_{u,l',a}n/M}$ sobre um <i>burst</i> de amostras de comprimento M
ρ_{12}	Correlação cruzada entre as sequências de espalhamento 1 e 2
$\rho_{\alpha\alpha}(\tau)$	Função de autocorrelação da amplitude complexa dum canal plano
$\tau_{u,l',a}$	Atraso do utilizador u , caminho multipercurso l' e antena a
v	Eficiência Espectral
$\varepsilon_{i,m}(f)$	Funções complexas multiplicativas de proporção

$\varpi_{u,l}$	Ângulo de chegada do caminho multipercurso l do utilizador u
ϑ	Para um receptor em movimento é o ângulo do caminho multipercurso com a direcção de movimento
ζ_u	Eficiência Multiutilizador Assimptótica
ε	Vector dos pesos óptimos
ζ_u^{\leftarrow}	Resistência perto-longe
A	Número de antenas
$a_k^{(u)}$	Sequências de símbolos do utilizador u de factor de espalhamento Q_{max}
$a_k^{l,u}$	Sequências de símbolos do utilizador u correspondente à componente l da <i>signature waveform</i>
A_r	Número de antenas na recepção
A_t	Número de antenas na transmissão
B_{sys}	Largura de banda total do sistema
\tilde{c}_q	<i>Chip</i> de índice q da sequência de espalhamento
$C_x(t, \tau)_n$	Função cumulante temporal de ordem n
C_{re}	Factor de reutilização de frequência das células (<i>reuse factor</i>)
$C_{xy}(l)$	Função de correlação aperiódica entre 2 sequências de um grupo de sequências, com atrasos relativos l
d_0	Distância entre a EM e a EB
d_a	Distância entre elementos consecutivos dum agregado circular
D_c	Numero de amostras por <i>chip</i>
d_o	Ordem de Diversidade
E	Número de estágios necessários para gerar uma sequência de comprimento máximo
f_0	Frequência da portadora
f_a	Frequência da amostragem
$f_X(u)$	Função densidade de probabilidade da variável aleatória X
f_{l_i}	Frequência de Doppler da componente l_i do caminho multipercurso
f_{max}	Frequência máxima de Doppler
G	Tráfico oferecido por canal

Lista de Símbolos

$g(t)$	<i>Signature waveform</i>
$g_l^{(u)}(t)$	Componente da <i>signature waveform</i> de índice l do utilizador u
$G_{m_1}^{(u)}(f)$	Espectro da banda m da <i>signature waveform</i> , do utilizador u , de largura de banda da taxa de símbolos, trasladada para a banda base
$h(t)$	Resposta impulsional de um filtro linear
$h^{(b,u)}(n)$	Concatenação da resposta impulsional do canal (com as energias dos utilizadores incluída) com o filtro raiz do cosseno elevado e os blocos até à entrada do cancelador
$H_c^{u,a}(n)$	Resposta na frequência discreta do canal de transmissão do utilizador u na antena a
$h_c^{u,a}(n)$	Resposta impulsional discreta do canal de transmissão do utilizador u na antena a
He	Matriz Hessiana
J_0	Função de Bessel de ordem zero
L	Número de caminhos multipercurso
L_s	Número de símbolos existentes num <i>burst</i>
l_{min}	Distância mínima do código
M_b	Comprimento das sequências de informação
M_s	Comprimento duma sequência pseudo-aleatória
N_0	Densidade espectral de potência unilateral do ruído
$N_{\alpha\alpha}(f)$	Densidade espectral de potência de Jakes
$p(t)$	Impulso elementar normalizado
pl	Expoente de atenuação
Q_u	Factor de espalhamento do utilizador u
Q_{max}	Factor de espalhamento máximo do sistema
$R(f)$	Sinal recebido no domínio da frequência
$r(t)$	Sinal recebido no domínio do tempo
R_c	Raio da antena
$R_x(t, \tau)_n$	Momento temporal de ordem n
$R_{max}(l)$	Máximo do quadrado do módulo das funções de correlação aperiódica. Cada função é obtida para cada 2 sequências, de um grupo de sequências, com atraso relativo de l

R_{AC}	Média quadrática da autocorrelação aperiódica
R_{CC}	Média quadrática da correlação cruzada aperiódica
R_{MAX}	Máximo de $R_{\max}(l)$ sobre o l
Ra	Taxa do código corrector de erros
S	Área total por célula
$S_{m_1}^{(1)}(f)$	Espectro da banda m do sinal SS do utilizador u , de largura de banda da taxa de símbolos, trasladada para a banda base
T	Período de símbolo
T_c	Período de <i>chip</i>
T_s	Período de amostragem
U	Número de utilizadores do sistema
U_t	Número total máximo de utilizadores do sistema para uma determinada qualidade de serviço
v_c	Velocidade da luz
v_{mov}	Velocidade relativa entre a estação móvel e a estação base
$\tilde{w}_{l_{min}}$	Peso médio das sequências de informação que causam sequências codificadas de distância mínima
Z	Número de sequências dum conjunto. O conjunto pode ser as sequências de <i>Gold</i> ou de <i>Kasami</i>

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo faz-se uma introdução ao tema desta tese enquadrando-o e traçando a sua motivação. Seguidamente, é descrita a evolução dos sistemas celulares desde a sua origem pós segunda guerra mundial até ao tempo actual. Em seguida, é apresentada a evolução histórica da tecnologia de espalhamento de espectro. É apresentada por fim a organização da tese e as suas contribuições.

1.1 Enquadramento e Motivação para o Presente Trabalho

A multiplexagem por código de sequência directa (DS-CDMA) emergiu como uma das técnicas mais promissoras para a implementação de sistemas de comunicação rádio. Essa técnica de acesso tem muitas vantagens, em relação à multiplexagem no tempo (TDMA) tal como a sua diversidade espectral, diversidade multipercurso e melhor eficiência espectral em sistemas multicélulas [1]. Vantagens essas que levaram à sua adopção para sistemas celulares de terceira geração.

As primeiras versões de sistemas CDMA basearam-se no detector RAKE convencional, que é sabido ser limitado por interferência multiutilizador (MAI) e necessita de um controlo de potência e sincronismo muito precisos. Para ultrapassar estas limitações foi proposta detecção conjunta multiutilizador dos sinais DS-CDMA recebidos na estação base (EB) ou na estação móvel (EM). O detector óptimo de Verdu [2], apesar de bem estudado, resulta numa complexidade demasiadamente alta. Para se ter uma ideia o diagrama de *Trellis* para a detecção dos dados de 16 utilizadores simultâneos com modulação *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) tem 1.84×10^{19} estados. E conse-

quentemente tem sido feito um esforço em encontrar algoritmos subóptimos [3–7] com bom compromisso entre performance e complexidade que possam ser implementados com pouco custo em sistemas CDMA. Nesta tese é proposto um cancelador MAI de baixa complexidade para sinais DS-SS de banda larga.

O sinal de espalhamento de espectro de sequência directa (DS-SS) é um caso particular de modulação de amplitude com impulso aleatório binário. É bem conhecido [8] que estes sinais exibem propriedades cicloestacionárias que implicam redundância (diversidade) entre componentes de frequência separadas por múltiplos da taxa de símbolos. Estas características são exploradas no cancelador de MAI proposto chamado de detector *Frequency Shift Cancellor* (FSC) ou em Português, Cancelador de Translação na Frequência.

O novo cancelador pretence à categoria de filtros *Frequency Shift Filters* (FRESH) [9] que tem estruturas que usam a correlação entre bandas de frequências existentes na maior parte dos sinais criados pelo homem. O uso de filtros FRESH tem sido proposto para a extracção de sinais DS-SS multiutilizador [10–12]. A maior parte do trabalho nesse tipo de estruturas que aparece na literatura segue uma abordagem no domínio do tempo. Nesta tese é explorada a correlação entre bandas de frequência para remover a MAI em sinais de espalhamento de espectro de sequência directa (DS-SS). Contudo a implementação é efectuada no domínio da frequência e estende o algoritmo para sinais com diferentes comprimentos de sequências de canal e por isso diferentes taxas de símbolos. A abordagem no domínio da frequência permite uma implementação digital usando a *Fast Fourier Transform* (FFT), enquanto a generalização a sequências de canal de comprimento variável torna possível a aplicação a sistemas UMTS. Em sistemas além da terceira geração (3G) vai ser usual a implementação da FFT em *Application Specific Integrated Circuit* (ASIC) nas EB pois foi adoptado, no sentido ascendente o método de acesso por *Single Carrier*. Como as taxas de símbolo são altas, o canal de transmissão estende-se por mais *bits* (mais dispersivo) o que aumenta a complexidade da equalização no domínio do tempo. A solução é fazer a equalização no domínio da frequência [13]. Como as EB integrarão também sistemas de terceira geração o algoritmo proposto nesta tese pode ser implementado com vantagem em relação a outros algoritmos no domínio do tempo pelo facto de ter a operação de FFT acelerada.

Este cancelador foi implementado para sistemas *Universal Mobile Telecommunications System-Time Division Duplex* (UMTS-TDD) no sentido ascendente podendo no entanto ser implementado no sentido descendente desde que a EM possa detectar os utilizadores activos. De notar, no entanto, que apesar da melhor performance dos al-

1.1. Enquadramento e Motivação para o Presente Trabalho

Algoritmos multiutilizador no sentido descendente geralmente são utilizados algoritmos monoutilizador na EM aproveitando o facto de os canais serem idênticos para todos os utilizadores [14]. Isso deve-se ao facto de que para as EM a complexidade dos algoritmos deve ser minimizada.

É consensual que a utilização de agregados de antenas é uma componente chave para aumentar a capacidade de sistemas celulares [15, 16]. Nesta tese são considerados os casos em que existe alta correlação entre os canais de transmissão dos elementos do agregado (*beamforming*) e baixa correlação (diversidade espacial). A performance e complexidade de um detector de antenas múltiplas é dependente do processamento de Agregado/Multipercurso e das unidades de detecção multiutilizador [17, 18]. Nesse sentido são investigadas algumas configurações de antenas múltiplas com FSC que envolvem esses estágios de processamento.

Nos sistemas de terceira geração foi introduzida a codificação Turbo, por apresentar grandes ganhos de performance. Para se avaliar a performance numa ligação física sem fios os detectores propostos devem ser simulados com a codificação de forma a se encontrarem aqueles que apresentam mais vantagens no caso de uma implementação.

1.1.1 Evolução dos Sistemas Celulares

O primeiro serviço móvel apareceu nos Estados Unidos da América (EUA) em 1946, com o nome *Mobile Telephone Service* (MTS). Era um serviço *half-duplex*, sem *hand-overs*, sem *roaming* e o utilizador tinha que seleccionar um canal não utilizado. O sistema foi melhorado em 1964 disponibilizando um serviço *full-duplex* com selecção automática do canal e identificação do número chamante. Este novo sistema foi designado de *Improved MTS* (IMTS).

Já nos anos 70 deu-se início aos estudos para a definição de vários sistemas de comunicações móveis pessoais que levaram à sua instalação comercial durante os anos 80.

Na Europa não houve um sistema de primeira geração standard existindo vários sistemas concorrentes entre eles i) o sistema *Nordic Mobile Telephone* (NMT) adoptado nos países nórdicos, ii) o sistema *Total Access Communication System* (TACS) no Reino Unido, Itália, Austria, Espanha e Irlanda, iii) o sistema C-450 na Alemanha e Portugal, iv) o sistema Radicom 2000 na França e v) o sistema *Radio Telephone Mobile System* (RTMS) na Itália. Nos EUA o sistema de primeira geração standard era chamado de *Advanced Mobile Telephone System* (AMPS). Todos eles utilizavam tecnologia analógica de banda estreita para voz e digital para sinalização. Estes siste-

mas já suportavam *handover* e *roaming* desde que entre células e redes com o mesmo sistema. No sistema C-450 foi introduzido o cartão de identificação do utilizador que deu origem ao *Subscriber Identity Module* (SIM) nos sistemas de segunda e terceira geração.

Com o aumento da procura dos sistemas analógicos de primeira geração atingiu-se o limite da sua capacidade. Por outro lado, a necessidade de melhoria de qualidade e confidencialidade gerou a procura de novos sistemas baseados em tecnologia digital e que foram chamados de segunda geração. Estes sistemas tiravam partido de outra invenção dos anos 70 que foi o microprocessador e o Processador Digital de Sinal (DSP).

As principais vantagens dos sistemas de segunda geração relativamente aos de primeira geração eram: melhor eficiência espectral, codificação de voz (codec), EM mais pequenas, mais fiáveis, com mais autonomia e mais baratos assim como toda a estrutura do operador, melhor integração de serviços como fax, serviços de mensagens, *roaming* e confidencialidade.

Os sistemas de espalhamento de espectro foram utilizados durante décadas no campo militar sobretudo para comunicações secretas monoutilizador. Pelo facto de se conseguir uma maior eficiência espectral com sistemas de acesso por código (CDMA) multiutilizador que os sistemas de acesso por divisão no tempo (TDMA) foi considerada a aplicação dessa técnica de acesso para comunicações móveis [19, 20]. A capacidade (número de utilizadores simultâneos em comunicação) é maior em CDMA comparada com TDMA e sistemas por acesso por divisão na frequência (FDMA) porque pode operar com factores de reutilização das frequências em células de um (em vez de 3 e 7 em TDMA e FDMA) e ter grandes ganhos de sectorização. De referir, que nos sistemas de terceira geração DS-CDMA a passagem de um factor de reutilização de um para 3 implica uma diminuição da eficiência espectral para 2 terços [21]. Os sistemas CDMA têm características que combatem o efeito multipercurso, a sua capacidade tem uma degradação suave e permitem *soft handover*. Além disso, tornam mais flexível a implementação de serviços com múltiplas taxas de símbolo, os *handovers* são mais robustos e a planificação de frequência das células é mais simples. Assim, no fim da década de 80 este tipo de acesso foi aplicado a um sistema de segunda geração chamado *Interim Standard - 95* (IS-95) pela companhia americana Qualcomm, sendo adoptado como standard nos Estados Unidos da América (EUA). Este sistema pode ser considerado de CDMA de banda estreita, o que torna os caminhos multipercurso a estimar menos destrincáveis. O sistema standard europeu concorrente de segunda geração baseado em TDMA chamado de *Global System for Mobile Communications* (GSM) conseguiu uma maior difusão por ser um sistema não proprietário. No Japão foi igualmente desenvol-

1.1. Enquadramento e Motivação para o Presente Trabalho

vido um standard de segunda geração designado de *Personal Digital Communications* (PDC) baseado em TDMA. Estes vários sistemas foram definidos nos anos 80 e instalados comercialmente no início dos anos 90. Nos EUA foi definido também outro standard de segunda geração baseado em TDMA chamado Digital AMPS (D-AMPS), chamado mais tarde IS-54, IS-136.

O desenvolvimento de sistemas de terceira geração foi impulsionado pela necessidade de novos serviços proporcionados pela comutação de pacotes como de dados e de vídeo.

O sistema de terceira geração *Wideband-CDMA* (W-CDMA) tem os modos *Frequency Division Duplex* - FDD e *Time Division Duplex* - TDD na Europa e no Japão (CDMA de banda larga) e nos EUA o cdma2000 são igualmente baseados em CDMA e já beneficiam de um maior leque de vantagens tecnológicas que o IS-95 não beneficiou. Dessas vantagens pode-se citar as antenas adaptativas (já utilizadas em alguns sistemas na segunda fase dos sistemas de segunda geração), diversidade na transmissão e recepção com códigos espaço-temporais (e canais *Multiple-Input Multiple Output* -MIMO) [22], detecção multiutilizador e os Turbo Códigos [23]. Os benefícios do uso destas técnicas são: melhor eficiência espectral, melhor qualidade de serviço (QoS), melhor capacidade da rede e melhor cobertura da rede.

O sistema W-CDMA no modo FDD é um sistema assíncrono a nível de EB, não estando os utilizadores sincronizados a nível da trama. Por outro lado, os sistemas W-CDMA no modo TDD e cdma2000 são sistemas sincronizados a nível da trama através do sistema *Global Positioning System* (GPS) ou EB mestres que fornecem sinais de sincronismo.

As sequências de espalhamento do sistema de segunda geração IS-95 e do cdma2000 são geradas através de diferentes fases da mesma sequência de comprimento máximo. Tal é possível pelo facto da rede ser sincronizada entre EB. No modo FDD do W-CDMA adoptaram-se diferentes sequências, pois não era garantida a sincronização entre células e entre utilizadores na mesma célula no sentido ascendente.

O sistema IS-95 foi definido de forma a ser uma evolução do sistema AMPS e o cdma2000 uma evolução do sistema IS-95. Na Europa o UMTS foi definido de forma a ser uma evolução do GSM e no Japão o UMTS foi definido como uma evolução do PDC.

A Republica Popular da China definiu um *standard* de terceira geração *Time Division - Synchronous Code Division Multiple Access* (TD-SCDMA) que é um sistema TDD instalado em finais de 2007. O governo privilegia a sua instalação em relação a outros sistemas de terceira geração.

Com a instalação da Televisão Digital Terrestre (TDT) e o futuro encerramento da transmissão de televisão analógica, prevê-se a disponibilização de bandas de frequência para serviços móveis.

Existe equipamento para instalação de UMTS-TDD na banda de 450MHz para ocupar as bandas de frequência dos sistemas móveis de primeira geração.

Depois da sua *release* em 1999, tentou-se dotar o W-CDMA de um serviço de pacotes de alta taxa de transmissão. Foi então definido o serviço de *High-Speed Downlink Packed Access* (HSDPA, *3rd Generation Partnership Project (3GPP) Release 5*) onde a taxa máxima de símbolos do W-CDMA no sentido descendente foi aumentado consideravelmente através de um *scheduler* que favorece a transmissão de utilizadores com melhores condições de canal. O ganho obtido por transmitir com condições favoráveis é habitualmente conhecido como diversidade multiutilizador. Esses ganhos são maiores com canais de variação mais rápida (mais mobilidade da EM) e com maior número de utilizadores. Por isso, ao contrário da perspectiva usual que o desvanecimento não é desejável aqui é-o e deve ser explorado. No caso de utilizadores com movimentos muito lentos o movimento pode ser simulado na EB através da soma à fase do sinal do utilizador por uma fase variável. Se utilizar diversidade na transmissão diminuir-se-á o ganho pois as variações do sinal no receptor depois de combinado serão menores (reduzindo o ganho multiutilizador, isto para um *scheduler greedy*). No caso de se utilizar em simultâneo diversidade na recepção o ganho aumenta pois a diversidade na recepção suplanta a diminuição da diversidade multiutilizador [24]. Mas a ordem de diversidade máxima deixa de ser a multiplicação das 2 diversidades.

Ao contrário do UMTS-TDD e UMTS-FDD, o HSDPA usa adaptação da taxa de símbolos e da modulação (QPSK e 16-QAM no sentido descendente) mantendo fixa a potência de transmissão [25]. Outras técnicas utilizadas (além de maior ordem de modulação) é Adaptação Rápida de Ligação que consiste em adaptar o nível de codificação de canal às condições do canal rádio, *Hybrid Automatic Repeat Request* (HARQ), em que *Híbrido* refere-se ao processo de combinar transmissões de dados repetidos, devido a transmissões anteriores com erro, para aumentar a probabilidade de decodificação correcta. Presentemente está em implementação *High-Speed Packed Access* HSPA, *3GPP Release 6* (nesta *Release* foi melhorada principalmente o sentido ascendente em termos de performance), em que a taxa de símbolos foi aumentada através de ordens de modulação mais elevadas (64-QAM no sentido descendente e 16-QAM no sentido ascendente). A taxa de *bits* máximas de transmissão são de 21Mbps no sentido descendente e 11Mbps no sentido ascendente. No sentido descendente podem atingir-se maiores taxas de transmissão através de MIMO com multiplexagem espacial (neste

1.1. Enquadramento e Motivação para o Presente Trabalho

caso de MIMO só suporta modulação até 16-QAM) e utilizando várias portadoras simultâneas. Na *Release 7*, o MIMO utilizará 64-QAM aumentando ainda mais a taxa de transmissão. No *Release 8* do 3GPP, além de definir melhoramentos ao HSPA do *Release 7*, é definido o *Long Term Evolution (LTE)* baseado em *Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA)* no sentido descendente e *Single Carrier - Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA)* no sentido ascendente. O facto de não se utilizar OFDMA no sentido ascendente é por causa dos 2 a 6dB de relação de potência entre o pico e a média (PAPR) que os sinais OFDMA têm a mais o que obrigaria os transmissores móveis a terem uma maior potência de pico transmitida tendo o transmissor de ser linear em toda a gama de potências. É defendido em [26] que todas as tecnologias TDMA, CDMA e OFDMA podem atingir capacidades idênticas quando optimizadas considerando larguras de banda e número de antenas idênticas. Em [27] é defendido que os novos sistemas B3G, se tiverem parâmetros similares aos sistemas existentes de terceira (como ganho, dimensões das antenas, potência de transmissão, tipo de modulação e figura de ruído dos receptores) não conseguirão taxas de transmissão mais altas para uma determinada distância da EB se não considerar-se o efeito da interferência. Mais, técnicas de processamento de sinal sofisticadas como MIMO só aumentarão modestamente a taxa de transmissão para a mesma distância EB-EM, assumindo parâmetros idênticos. De referir que o CDMA tem a vantagem de ter uma reutilização de frequências em células de um o que já não acontece com as técnicas propostas no LTE. Além disso, permite técnicas de estimação de canal cega, podendo-se omitir o sinal piloto. A técnica de acesso OFDMA tem a vantagem para a mesma performance necessitar de receptores e transmissores mais simples. No entanto, essa simplificação é inferior a um factor de 2 se se utilizar equalizadores no domínio da frequência em CDMA na recepção, e se no sentido ascendente um utilizador usar todos os recursos do canal de cada vez. Baixando a complexidade permite atingir taxas de transmissão mais elevadas. Assim o LTE poderá utilizar larguras de banda maiores. No LTE as chamadas de voz serão feitas em comutação de pacotes (opção possível já no HSPA definido no *Release 6*). O núcleo da rede terá uma estrutura mais plana (*versus* hierárquica) de forma a ter um melhor desempenho em termos de latência e velocidade de transferência.

São também definidas normas para a integração de vários tipos de sistemas sem fios e com fios. Pode-se no futuro ter uma mini EB em casa (por ex: UMTS-TDD) ligada a um *router* ligado à nossa linha *Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL)*. O serviço será providenciado pelo operador móvel e a EB trabalhará com baixo nível de emissão.

As redes de segunda geração também estão ainda em evolução. Está definida a evolução da rede GSM de segunda geração de dados chamada de *Evolved-EDGE (Re-*

lease 7). Essa evolução vai permitir uma velocidade teórica no sentido descendente de 1 Mbit/s . São usadas modulações QPSK, 16-QAM e 32-QAM no sentido descendente, Códigos Turbo e aumentada a taxa de símbolos em 1.2 vezes. Permite igualmente a agregação de tráfego de duas portadoras GSM (200 KHz cada) no sentido descendente. No sentido ascendente são usadas modulações 16-ary, 32-ary. Analogamente ao sentido descendente são utilizados Turbo-Códigos e é aumentada a taxa de símbolos em 1.2 vezes. Esta é a evolução do EDGE Fase I (*Release 99*) que usava modulação 8-PSK com taxas de bits acima dos 384 kbit/s no sentido descendente. No EDGE Fase II (*Release 6*) verificou-se a introdução dos serviços Difusão de Multimédia e *Multicast* (MBMS) ao mesmo tempo da introdução dos mesmos serviços no HSPA.

1.1.2 Evolução da Tecnologia de Espalhamento de Espectro

Em 1912, John Hammond e Benjamin Miessner inventaram uma forma primitiva de espalhamento de espectro que produzia um alargamento do espectro da portadora [28]. Esta tecnologia foi incorporada num sistema de comunicações utilizado pelo exército dos EUA no fim da primeira guerra mundial, verificando-se imunidade à interferência intencional provocada pelo inimigo.

Os primeiros sistemas de troca de largura de banda por Relação Sinal Ruído (SNR) foram os sistemas de Frequência Modulada (FM). Uma história da eficiência desses sistemas passou-se na batalha das Ardenas de fins de Dezembro de 1944 a princípios de 1945. Os tanques Alemães possuíam rádios de Amplitude Modulada (AM) e os tanques Americanos possuíam rádios FM cujos espectros de frequência se sobrepunham parcialmente. Os Americanos utilizaram bombardeiros B-24 equipados com emissores de interferência intencional baseados em Inglaterra para impedir as comunicações dos Alemães. Os Americanos continuaram a comunicar devido à grande imunidade dos sistemas FM à interferência em amplitude.

Antes do aparecimento do SS utilizavam-se várias técnicas de encriptação que resultava que na transmissão a portadora fosse pseudo-aleatória. As 3 configurações base para os sistemas de banda larga, com portadora pseudo-aleatória:

- Sistema de transmissão de referência que consiste na transmissão de 2 versões da portadora, uma modulada por dados e outra sem modulação. Estas 2 versões decorrelacionadas são recuperadas separadamente pelo receptor e são a entrada de um correlador que extrai os dados.

1.1. Enquadramento e Motivação para o Presente Trabalho

- Sistema de referência memorizada em que a referência está memorizada tanto no transmissor como no receptor. Por isso, é apenas necessário transmitir a portadora modulada com os dados. A detecção é análoga ao sistema anterior implicando, no entanto, um sincronismo entre a referência no receptor e o sinal recebido.
- Um sinal é produzido pulsando um filtro adaptado tendo uma longa resposta impulsional pseudoaleatória e grande largura de banda. A detecção de sinal no receptor é conseguida por um filtro adaptado sincronizado idêntico que se traduz no domínio do tempo por uma correlação. Por isso este sistema é idêntico ao anterior.

Antes e durante a segunda guerra mundial os sistemas eram todos de transmissão de referência excepção feita ao trabalho pioneiro de Gustav Guanella da empresa Brown, Boveri and Company na Suíça sobre o radar de referência memorizada de espalhamento de espectro [28, 29]. Estes sistemas funcionavam geralmente com ruído a servir de sequência pseudoaleatória. Eram sistemas mecânicos, devido às limitações tecnológicas da época. Estes sistemas (excepção ao trabalho de Gustav Guanella) eram sistemas criptográficos e não incluíam a noção de expansão de largura de banda.

Em meados dos anos 40 foi desenvolvido o conceito de filtro adaptado para obter uma melhor relação sinal ruído na detecção de impulsos por North, Van Vleck e Middleton [29]. Este avanço indica que a detecção óptima de sinal na presença de ruído branco depende apenas da razão da energia do sinal para a densidade espectral de ruído, deixando livre a escolha da forma de onda para obedecer a outro critério de projecto.

Um bloco essencial para um sistema de espalhamento de espectro e para a utilização de expansão de largura de banda é o correlador (que é equivalente ao filtro adaptado). As patentes do mesmo são devidas a Prof. Yuk Wing Lee, Jerome Wiesner e Thomas Cheatham em 1949 [29]. O correlador totalmente digital é devido a Henry Singledon em 1950.

Um marco histórico no desenvolvimento da tecnologia de espalhamento de espectro foi dado num programa de estudos secreto chamado de Projecto *Hartwell* realizado em 1950 no *Massachusetts Institute of Technology*. Além da definição de tecnologia de espalhamento de espectro foi desenvolvida a ideia de comunicações multiutilizador (CDMA).

Os primeiros sistemas de referência memorizada eram também modulados com ruído, sendo o exemplo mais notável o sistema utilizando o disco de Rogoff (1946) que consistia num disco de filme que memorizava a referência que era lida através de um sensor óptico. O primeiro sistema a utilizar sequências pseudoaleatórias memorizadas (de máximo comprimento) para espalhamento foi no sistema *Hush-Up* em 1957 em

Sylvania Buffalo. A sincronização do sinal DS-SS era conseguido por um *dithered tau tracker*. No entanto, estes sistemas eram limitados por interferência multipercurso. O RAKE veio resolver esse problema em 1955 por Robert Price e Paul Green. O RAKE foi utilizado no sistema F9C-A, um sistema de comunicações desenvolvido para o exército dos EUA. Este sistema é considerado o primeiro sistema bem sucedido de SS. O RAKE pode ser visto como um predecessor dos equalizadores.

Outro sistema a salientar pelo seu avanço tecnológico é o ARC-50 (versão final em 1959) da Magnavox Corporation desenvolvido para a Força Aérea dos EUA. Este sistema tinha avanços tecnológicos tais como detecção coerente, taxa de *chip* de alguns *MHz* e capacidade de comunicações por voz. Possuía como maior inovação, a utilização das sequências de Gold como sequências de espalhamento o que permitia comunicações multiutilizador.

Uma perspectiva histórica mais profunda da evolução da tecnologia de espalhamento de espectro desde o princípio do Século 20 até a meados dos anos 70 pode ser encontrado em [28–30].

1.2 Organização da Tese

A tese está dividida em 7 capítulos e 4 apêndices.

O **Capítulo 1** é o presente capítulo. Primeiro faz-se introdução ao tema desta tese enquadrando-o e traçando a sua motivação. Seguidamente é delineada a evolução dos sistemas celulares e introduzida a evolução da teoria sobre espalhamento de espectro. É apresentada a organização da tese nesta mesma secção e por fim são apresentadas as contribuições da mesma.

No **Capítulo 2** são apresentadas as sequências de espalhamento que são determinantes na performance de sistemas DS-CDMA. Algumas métricas para a medida de performance de sistemas DS-CDMA são introduzidas. São apresentados os pontos mais importantes sobre detecção multiutilizador, o princípio de funcionamento dos detectores multiutilizador mais relevantes e a forma de implementar detectores multiutilizador em ASIC. São introduzidas algumas propostas para técnicas a serem utilizadas em sistemas B3G.

No **Capítulo 3** é apresentado os pontos mais relevantes do sistema UMTS-TDD para o desenvolvimento desta tese e os seus principais parâmetros. É apresentado

1.2. Organização da Tese

o canal *Geometrical Based Single Bounce Elliptical Model* (GBSBEM) proposto por Liberti [31] que é utilizado ao longo da tese. Por fim, são introduzidos alguns conceitos sobre Turbo códigos e a sua aplicação no UMTS-TDD.

No **Capítulo 4** são introduzidos inicialmente alguns conceitos de cicloestacionariade. O cerne desta tese encontra-se neste capítulo onde é apresentada a fundamentação teórica do Cancelador de Translação na Frequência (FSC) tanto para utilizadores com factores de espalhamento (FE) iguais e máximos como para utilizadores com diversos FE. Isso permite a aplicação deste cancelador linear a sistemas DS-CDMA. A fundamentação teórica é efectuada no domínio contínuo sendo explicada a passagem para o domínio discreto.

No **Capítulo 5** são apresentadas as várias configurações com antena única envolvendo o cancelador (FSC). As curvas de taxa de erro de *bit* (BER) para as várias configurações (e também concatenadas com o *Parallel Interference Canceller* (PIC)) são traçadas para o sistema UMTS-TDD (modulação QPSK) e para sistemas com ordem de modulação superior (8-PSK e 16-QAM). As curvas BER e de erro de *burst* (BLER) são traçados para as mesmas configurações com codificação Turbo. São comparadas as performances com a variação da ordem de modulação. São efectuadas conclusões quanto ao melhor detector a usar em cada caso (em contraponto com o PIC).

No **Capítulo 6** são apresentadas várias configurações com antenas múltiplas, com *beamforming* e diversidade espacial, envolvendo o cancelador (FSC). As curvas de BER para as várias configurações (e também concatenadas com o PIC) são traçadas para o sistema UMTS-TDD (modulação QPSK) e para sistemas com ordem de modulação superior (8-PSK e 16-QAM). As curvas de BER e de BLER são traçados para as mesmas configurações com codificação Turbo. São comparadas as performances com a variação do número de antenas e com a ordem de modulação. São efectuadas conclusões quanto ao melhor detector a usar em cada caso (em contraponto com o PIC).

No **Capítulo 7** é apresentada uma descrição sumária da tese. Seguidamente são apresentadas as principais contribuições da mesma. Por fim são efectuadas as conclusões da tese e delineadas futuras linhas de acção de trabalho.

Esta tese usa como convenção os acrónimos ou siglas Anglo-Saxónicas para maior compreensão do leitor usualmente habituado a ler literatura dessa origem linguística.

1.3 Principais Contribuições deste Trabalho

Nesta tese é proposto um novo cancelador linear que opera no domínio da frequência. Embora se baseie numa estrutura comum a outras implementações (FRESH), no novo cancelador a estrutura é implementada no domínio da frequência. Essa estrutura é habitualmente implementada de uma forma adaptativa ao nível do símbolo. Neste caso, a implementação é efectuada ao nível do *chip* e de uma forma óptima. Além deste tipo de implementação não ser encontrado na literatura prova-se que de forma a minimizar a interferência mais ruído é necessário inverter matrizes Hermitianas definidas positivas, resultando em sistemas com uma única solução. A inversão das matrizes é efectuada através da decomposição de Cholesky. No caso de ruído à entrada do cancelador ser branco, o ruído à saída do cancelador é colorido com densidade espectral directamente proporcional à potência espectral média do sinal de interesse. As singularidades podem ser evitadas detectando os zeros do espectro das *signatures waveforms* com um canal de um único caminho multipercurso constante. Esses zeros podem ser preprogramados no sistema. No entanto é necessário detectar os zeros introduzidos pelo canal numa forma dinâmica.

O cancelador é estudado em várias configurações simulando um sistema semisíncrono. Trata-se de configurações com ordem diferente (localização) entre a detecção multiutilizador, a combinação multipercurso e combinação espacial. Verificou-se que as 3 configurações envolvendo o FSC para 1 antena exibiam a mesma performance. Das 3 configurações envolvendo o FSC para antenas múltiplas, tanto para *beamforming* como para diversidade espacial, verificou-se que a performance dependia, se a combinação espacial era feita antes do FSC ou depois. Verificou-se se a combinação era efectuada antes a performance era inferior mas tinha menos complexidade. Essa complexidade vinha dividida pelo número de antenas.

A objectivo do cancelador é fornecer ao PIC estimativas dos símbolos mais limpas de interferência.

É simulado num sistema com os perfis de canal desalinhados no tempo e para estimativas imprecisas do canal de transmissão. Os principais resultados desse trabalho foram entretanto publicados [32, 33]. Não se encontra na literatura a avaliação deste cancelador para sistemas de terceira geração sem ou com codificação. Uma das contribuições desta tese e dos artigos publicados é pôr os filtros FRESH no mapa da detecção multiutilizador. Na generalidade, a performance do cancelador concatenado com o PIC é próxima do RAKE com um utilizador único.

1.3. Principais Contribuições deste Trabalho

Avaliou-se a performance do cancelador para modulações de ordem superior ao QPSK como o 8-PSK e 16-QAM com antena única e múltiplas antenas, sem codificação verificando-se performance próxima do RAKE com utilizador único.

Aplicou-se códigos *Turbo* aos detectores propostos para avaliar se é retirada vantagem na aplicabilidade dos mesmos em relação aos detectores de referência como o PIC. Verificou-se que para um número de antenas fixo, com o aumento da ordem de modulação, era necessário melhor detecção multiutilizador e assim a utilização das configurações envolvendo o FSC concatenado com o PIC. Com uma modulação fixa, o aumento do número de antenas implica a não necessidade de tão boa detecção multiutilizador, bastando o PIC como detector. No conjunto destas 2 tendências, é de referir que para o caso de ter-se 16-QAM e 4 antenas a detecção multiutilizador adequada é a que envolve as configurações com o FSC concatenado com o PIC.

Capítulo 2

Princípios de DS-CDMA

Neste capítulo são apresentadas as principais tecnologias e os conceitos utilizados em sistemas DS-CDMA. Entre essas tecnologias estão as sequências utilizadas para espalhamento: sendo estas as sequências ortogonais utilizadas como sequências de canal, para distinguir o utilizador, e as não ortogonais com boas propriedades de correlação cruzada utilizadas como sequências de *scrambling*, para distinguir a célula. No primeiro caso, encontram-se as sequências de *Walsh* e no segundo caso estão as sequências de *Gold* e *Kasami*. As principais métricas utilizadas como medidas de performance na detecção multiutilizador são introduzidas, tais como o BER, a Eficiência Multiutilizador Assintótica, a Ordem de Diversidade, a Resistência Perto-Longe e a Eficiência Espectral. É analisado o RAKE utilizado como detector monoutilizador. São descritos os aspectos mais importantes sobre detecção multiutilizador, os algoritmos e as técnicas de detecção multiutilizador mais usuais, como o Detector Ótimo, o Descorrelador, o *Minimum Mean Square Error* (MMSE), o PIC e, por fim, o *Serial Interference Canceller* (SIC). Os conceitos mais importantes para a implementação dos algoritmos multiutilizador de forma eficiente através de estruturas sistólicas são descritos. Algumas propostas para técnicas a serem utilizadas em sistemas B3G são considerados.

2.1 Conceitos Gerais de Espalhamento de Espectro

Esta secção apresenta os principais conceitos qualitativos associados a espalhamento de espectro. A teoria de espalhamento de espectro monoutilizador clássica pode ser encontrada em tutoriais de revista [34–38], assim como em diversos livros recentes [39].

O Acesso Múltiplo é a faculdade de múltiplos utilizadores comunicarem entre eles simultaneamente utilizando um meio de transmissão comum. A comunicação rádio é

facilitada se houver ortogonalidade entre os sinais transmitidos de forma a eles podem ser separados. Os sinais podem ser separados no tempo (TDMA), na frequência (FDMA) ou por código (CDMA). O acesso por código pode ser conseguido com sinais ocupando o mesmo período de tempo e a mesma banda de frequências. A teoria da informação indica que numa célula isolada CDMA atinge a mesma eficiência espectral do TDMA e FDMA só quando é utilizada detecção multiutilizador óptima. A vantagem do CDMA em termos de eficiência espectral advém da utilização desse método de acesso ao meio em células múltiplas, permitindo que uma certa frequência de transmissão da portadora seja utilizada mais vezes. Além disso, em CDMA pode-se obter maior capacidade pelo facto de uma chamada telefónica haver períodos de pausa na conversação. No caso de TDMA e FDMA é mais difícil tirar partido de transmissões intermitentes sendo por isso, os períodos de pausa da conversação, um desperdício de capacidade do canal.

O sinal de espalhamento de espectro é um sinal que tem uma modulação extra que expande a largura de banda além da requerida pela modulação dos dados. Pode-se pensar que o sinal de espalhamento de espectro é contra-produtivo pelo facto do filtro receptor precisar de uma maior banda e por isso passar mais potência de ruído ao desmodulador. No entanto, quando o sinal e o ruído Gaussiano são passados por um filtro adaptado ao sinal, a resposta do filtro amostrada tem uma relação sinal ruído (SNR) que é inversamente proporcional à densidade espectral do ruído. Este resultado mostra que a largura de banda do filtro e a potência de saída do ruído não são determinantes.

A Figura 2.1 ilustra a arquitectura geral dum sistema DS-SS. Verifica-se que um sinal DS-SS com MAI depois de despilhado, converte-se num sinal de banda estreita com um ganho igual ao factor de espalhamento (FE). Por seu lado a MAI mantém-se espalhada.

Quando o número de utilizadores aumenta a interferência aumenta. No caso do detector da EB ser baseado no RAKE, a EB comanda as EM para aumentar a potência transmitida. As EM nas bordas da célula estão no limite da potência que podem transmitir ficando assim sem cobertura. Este efeito é chamado *cell breathing*. Assim, dependendo da carga de utilização da célula pode existir cobertura em determinado período do dia e noutro período deixar de ter.

Um sistema CDMA de banda larga suporta melhor a interferência de banda estreita pois pode suprimi-la sem perder muita potência do seu próprio sinal.

Quando se aumenta a largura de banda de um sinal ele é mais resistente ao desvanecimento. Isso deve-se ao facto de que a largura de banda de coerência fica menor

2.1. Conceitos Gerais de Espalhamento de Espectro

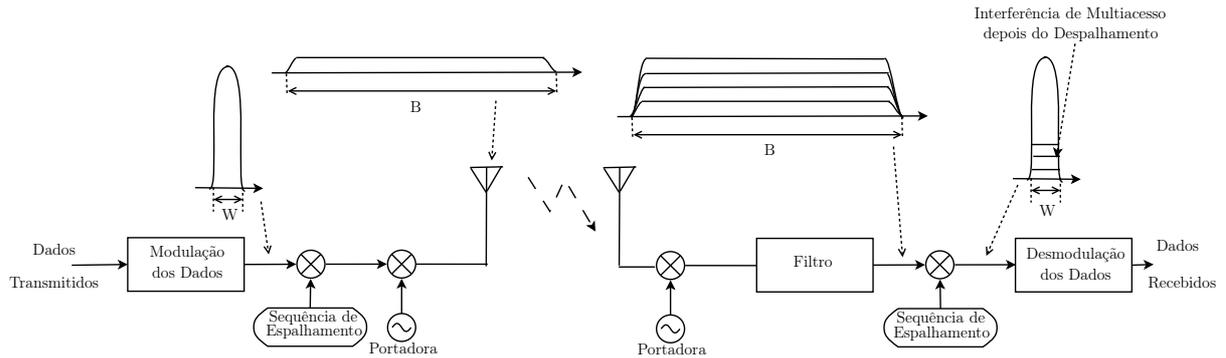


Figura 2.1: Sistema CDMA simplificado

que a largura de banda do sinal, logo algumas frequências do sinal podem sofrer um desvanecimento não sofrendo outras. Diz-se que o sinal tem diversidade na frequência. Havendo potência em algumas frequências implica que no tempo não há um desvanecimento profundo. É esperado assim que o W-CDMA e o cdma2000 sejam mais resistentes ao desvanecimento que o IS-95 e o GSM.

Quando se aumenta a largura de banda de um sinal é esperado aumentar-se a diversidade temporal (multipercursos) desse sinal. Isso deve-se ao facto de aumentar-se também a taxa de símbolos do sinal e assim poder-se destringir melhor os caminhos multipercursos estimados. Se diminuir o tempo de *chip* devido ao aumento de largura de banda, aumenta-se a diferença de percurso entre os caminhos multipercursos em *chips*. Assim o W-CDMA providência maior diversidade temporal que os sistemas anteriores principalmente para micro e picocélulas.

A diversidade na frequência e temporal referidos nos últimos 2 parágrafos são equivalentes implicando, a existência de uma a existência da outra.

Como existe uma relação entre o pico de tensão e a média de tensão num sinal multiutilizador convém minimizar a grandeza que relaciona essas 2 grandezas (PAPR)¹ de forma que o transmissor multiutilizador, em princípio a EB, transmita o máximo de potência sem entrar na zona não linear. Em [40] é proposto um pré-distorcedor, para o sentido descendente, que aumenta a potência dos símbolos exteriores da constelação dos utilizadores que nesse momento tem uma contribuição de tensão contrária ao pico de tensão. Tal é feito sem degradar o BER.

A capacidade de Shannon de um sistema DS-CDMA para um canal Gaussiano e célula única com um detector Óptimo (MLSE) é calculado em [41] como $1.45 \text{ bit}/\text{Hz}$. A medida de capacidade para canais multiutilizador multipercursos não estáticos não está estudado teóricamente [42].

¹Apesar dos sistemas DS-CDMA terem vantagem, em termos de PAPR, em relação a outros esquemas de acesso como o OFDMA.

2.2 Sequências Pseudo-Aleatórias

Nesta secção, descreve-se a construção e as propriedades de sequências Pseudo-Aleatórias tais como sequências de Comprimento Máximo, sequências de *Gold* e sequências de *Kasami*. Também são introduzidas as sequências de *Walsh*, geralmente usadas como sequências de canal devido às suas propriedades de ortogonalidade. Um estudo mais profundo sobre sequências pseudo-aleatórias pode-se encontrar em [43, 44].

Para uma sequência ser ideal quanto às propriedades de autocorrelação é necessário que a sua autocorrelação tenha um máximo para o atraso nulo e seja nula para todos os outros atrasos. Para um conjunto de sequências ser ideal quanto às propriedades de correlação cruzada é preciso as suas correlações cruzadas sejam nulas para todos os atrasos.

Os sistemas de espalhamento de espectro de segunda geração como IS-95 usam sequências de *scrambling* como as sequências de *Gold* de comprimento muito elevado. Numa simulação a utilização de tais sequências requer um armazenamento muito grande. Daí que para simular cenários com sequências muito compridas se usem frequentemente rotativamente um grupo de sequências aleatórias (sequências de Comprimento Máximo definidas na Secção 2.2.1) de comprimento fixo (igual ao símbolo). Com sequências aleatórias a performance de um sistema assíncrono é idêntico em média a um sistema síncrono. Daí a utilização de sequências aleatórias com simulação síncrona para simulação de sistemas assíncronos [45].

2.2.1 Sequências de Comprimento Máximo

As sequências de comprimento máximo foram utilizadas inicialmente como sequências de espalhamento em sistemas DS-SS (monoutilizador) devido às suas boas propriedades de autocorrelação.

Estas sequências são geradas por um registo de deslocamento com realimentação de E estágios e têm comprimento de $M_s = 2^E - 1$, que é o comprimento máximo de sequência que tal registo pode gerar.

As sequências podem ser geradas através de um polinómio gerador de grau E

$$g(x) = g_E x^E + g_{E-1} x^{E-1} + \dots + g_1 x + g_0 \quad (2.1)$$

De forma a gerar sequências de comprimento máximo, o polinómio gerador $g(x)$ deve ser da classe de polinómios chamados de primitivos o que implica que não tem raízes em

2.2. Sequências Pseudo-Aleatórias

$\{0, 1\}$. Uma sequência gerada por um polinômio não primitivo tem um comprimento menor que $2^E - 1$.

Uma sequência de comprimento máximo tem mais um "1" que um "0" (2^{E-1} uns e $2^{E-1} - 1$ zeros). Se se somar em módulo-2 (Ou Exclusivo XOR) uma sequência de comprimento máximo com uma versão da mesma transladada, obtém-se uma versão transladada da sequência original. A função de autocorrelação é definida em termos da sequência bipolar correspondente

$$R_{kk}(k) = \frac{1}{M_s} \sum_{n=0}^{M_s-1} c_n c_{(n+k) \bmod M_s} \quad (2.2)$$

sendo $c_n = (-1)^{b_n}$ um *chip* da sequência, em que $b_n \in \{0, 1\}$.

A sequência de comprimento máximo periódica tem uma função de autocorrelação que toma 2 valores.

$$R_{kk}(k) = \begin{cases} 1 & k = lM_s \\ -\frac{1}{M_s} & k \neq lM_s \end{cases} \quad (2.3)$$

As propriedades de autocorrelação das sequências de comprimento máximo são quase ideais para aquisição de sequência e sincronização no receptor. Em comunicações multiutilizador é necessário também que as sequências utilizadas para *scrambling* exibam baixa correlação cruzada entre elas, pois isso determina a interferência entre utilizadores. Como as sequências de comprimento máximo não satisfazem essa exigência foi preciso encontrar outros grupos de sequências que satisfizessem ambos os requisitos.

2.2.2 Sequências de Walsh

As sequências de *Walsh* são sequências ortogonais mais usuais pela sua estrutura modular que permite a sua geração de uma forma fácil e espalhamento e despalhamento rápido. As sequências de *Walsh* de comprimento 2^k podem ser geradas recursivamente pelas seguintes regras

$$\mathbf{r}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{r}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{k-1} & \mathbf{r}_{k-1} \\ \mathbf{r}_{k-1} & -\mathbf{r}_{k-1} \end{bmatrix}, k = 2, 3, \dots \quad (2.4)$$

O número de sequências de *Walsh* é igual ao comprimento de cada sequência. Ao contrário das sequências de comprimento máximo a autocorrelação não tem um pico estreito único, o que torna a sincronização mais difícil.

Estas sequências são utilizadas nos sistemas de terceira geração. Para permitir mais utilizadores por sequência de *scrambling*, nesses sistemas, esta família de sequências foi alterada e estendida (deixando de ser ortogonais mas sim quasi-ortogonais) de forma a aumentar a capacidade do sentido descendente dos sistemas UMTS-FDD e cdma2000 [46, 47]. Essas sequências são versões quadrifásicas das binárias propostas em [48].

2.2.3 Sequências de *Gold*

Estas sequências foram inventadas de forma a obedecer aos requisitos das comunicações multiutilizador como sequências de *scrambling*.

Considere-se que uma sequência de comprimento máximo é representada por \mathbf{b} de comprimento M_s e uma segunda sequência $\tilde{\mathbf{b}}$ obtida por decimação de cada q elemento da sequência, ou seja $\tilde{\mathbf{b}} = \mathbf{b}[\mathbf{q}]$. A decimação de uma sequência de comprimento máximo que dê outra sequência de comprimento máximo é uma decimação própria o que acontece nas condições seguintes. Uma sequência $\tilde{\mathbf{b}} = \mathbf{b}[\mathbf{q}]$ tem comprimento M_s se e só se $\text{mdc}(M_s, q) = 1$ em que mdc é o máximo divisor comum. Por isso um par de sequências de comprimento máximo estão relacionadas por $\tilde{\mathbf{b}} = \mathbf{b}[\mathbf{q}]$ para algum q .

Duas sequências de comprimento máximo são ditas de preferidas quando exibem uma correlação cruzada que toma 3 valores $\{-\frac{1}{M_s}, -\frac{t(E)}{M_s}, -\frac{t(E)-2}{M_s}\}$ em que

$$t(E) = \begin{cases} 2^{(E+1)/2} + 1 & \text{para } E \text{ ímpar} \\ 2^{(E+2)/2} + 1 & \text{para } E \text{ par} \end{cases} \quad (2.5)$$

Do par de sequências preferidas, diga-se $\{a_k\}$ e $\{b_k\}$ constrói-se um conjunto de sequências de comprimento M_s fazendo a soma de módulo-2 de $\{a_k\}$ e M_s versões transladadas de $\{b_k\}$ ou vice-versa. Incluindo as sequências $\{a_k\}$ e $\{b_k\}$ obtém-se M_s+2 sequências chamadas de sequências de *Gold*. Exceptuando as sequências preferidas as sequências de *Gold* não incluem mais sequências de comprimento máximo apesar de terem comprimento M_s . Similarmente às funções de correlação cruzada, a função de autocorrelação para uma sequência de *Gold* toma valores de $\{-\frac{1}{M_s}, -\frac{t(E)}{M_s}, \frac{t(E)-2}{M_s}\}$.

2.2. Sequências Pseudo-Aleatórias

De notar que as sequências de *Gold* herdaram as características de correlação cruzada das sequências preferidas que as geram. A qualquer grupo de sequências geradas da mesma forma de 2 sequências com determinadas propriedades de correlação cruzada herdaram essas propriedades. Por isso se encontrar 2 sequências com boas propriedades de correlação cruzada pode-se gerar um grupo de sequências com as mesmas características.

Foi deduzido em [49] um limite mínimo para a correlação cruzada entre os elementos conjuntos de sequências e para a autocorrelação (para translações diferentes de zero) chamado de limite de *Welch*, dado por

$$R_{max} \geq \sqrt{\frac{Z-1}{ZM_s-1}} \quad (2.6)$$

em que Z é o número de sequências do conjunto.

Tem-se que para $E = 6$, $M_s = 63$ e $Z = 65$, o máximo da função de correlação cruzada entre quaisquer 2 sequências de Gold é

$$|R_{max}| = \frac{t(E)}{M_s} = \frac{2^{(6+2)/2} + 1}{63} = 17/63 \simeq 0.27 \quad (2.7)$$

e o limite mínimo é

$$|R_{max}| \geq \sqrt{\frac{65-1}{63(65)-1}} \simeq 0.13 \quad (2.8)$$

O limite mínimo é 48% do valor da correlação cruzada máxima, o que indica que o grupo de sequências não é óptimo quanto às propriedades de correlação cruzada.

Muitos projectistas de sequências procuram minimizar simultaneamente a correlação cruzada e a autocorrelação fora de fase para uma determinada dimensão de família de sequências. Esta abordagem é designada normalmente de critério min-max. As sequências resultantes são usualmente designadas óptimas com respeito ao limite de *Welch*. Em contraste, os projectistas de sistemas consideram outras características como a correlação quadrática média ou a razão entre a potência do sinal de interesse e a potência da interferência mais ruído (SINR).

No caso de sistemas de terceira geração as sequências de *scrambling* são quadrifásicas e são definidas em [50, 51] para o caso do UMTS-FDD. No caso do UMTS-TDD o número de sequências é 128 pertencentes a um código sistemático linear de bloco com os parâmetros (15,10,4) em que é adicionado o *chip* 16 como -1.

2.2.4 Sequências de *Kasami*

As sequências de *Kasami* são geradas de forma similar às sequências de *Gold* e têm comprimento $M_s = 2^E - 1$ com E par. Para uma determinada sequência de comprimento máximo $\{a_k\}$ obtém-se outra decimando $\{a_k\}$ por $2^{E/2} + 1$. A sequência resultante $\{b_k\}$ é periódica com comprimento $2^{E/2} - 1$. As sequências são obtidas somando em módulo-2 $\{a_k\}$ com $\{b_k\}$ e com as suas $2^{E/2} - 2$ versões transladadas. Se se incluir $\{a_k\}$ no conjunto de sequências obtém-se $2^{E/2}$ sequências de comprimento $M_s = 2^E - 1$ chamadas de pequeno conjunto de sequências de *Kasami*.

A funções de autocorrelação e de correlação cruzada do pequeno conjunto de sequências de *Kasami* tomam os valores de $\{-\frac{1}{M_s}, -\frac{2^{E/2}+1}{M_s}, \frac{2^{E/2}-1}{M_s}\}$.

Para este grupo de sequências verifica-se que para $E = 6$, $M_s = 63$, $Z = 8$

$$|R_{max}| = \frac{2^{6/2} + 1}{63} \simeq 0.14 \quad (2.9)$$

e o limite mínimo

$$|R_{max}| \geq \sqrt{\frac{8 - 1}{63(8) - 1}} \simeq 0.12 \quad (2.10)$$

O limite mínimo é 85% do valor da correlação cruzada máxima tendo esta família de sequências, mesmo tendo em conta a dimensão do conjunto de sequências, melhores características que as sequências de *Gold*.

Apesar das boas características do conjunto de sequências de *Kasami* esse conjunto é muito pequeno. De forma a produzir um número grande de sequências de comprimento curto com boas propriedades de correlação cruzada e autocorrelação encontrou-se novos métodos de geração de sequências que se obtêm da soma de 3 sequências em vez de 2.

Para uma sequência $\{a_k\}$ de comprimento máximo com E par, é encontrada uma outra sequência $\{b_k\}$ pela decimação de $\{a_k\}$ por $2^{(E+2)/2} + 1$ e uma terceira $\{c_k\}$ com comprimento mais curto decimando $\{a_k\}$ por $2^{E/2} + 1$. Então adicionam-se as 3 sequências com fases relativas específicas dando origem ao grande conjunto de sequências de *Kasami* de comprimento $2^E - 1$. O número de sequências é de $2^{E/2} (2^E + 1)$ para $E \bmod 4 = 2$ e $2^{E/2} (2^E + 1) - 1$ para $E \bmod 4 = 0$. A função *mod* retorna o resto da divisão. As funções de correlação cruzada e autocorrelação tomam os valores $\left\{ -\frac{1}{M_s}, -\frac{t(E)}{M_s}, -\frac{t(E)-2}{M_s}, -\frac{1}{M_s} \frac{t(E)+1}{2}, -\frac{1}{M_s} \left(\frac{t(E)+1}{2} - 2 \right) \right\}$.

2.2. Sequências Pseudo-Aleatórias

O grande conjunto de sequências de *Kasami* contém o pequeno conjunto de sequências de *Kasami* e as sequências de *Gold*. Apesar do grande conjunto de sequências de *Kasami* ser maior do que o conjunto de sequências de *Gold* estes têm valores máximos de correlação cruzada e autocorrelação idênticos.

Em [52] foram encontradas um grupo de famílias de sequências todas elas com as mesmas características da família das sequências de *Kasami* quanto à correlação máxima e numero de sequências por família. A família de sequências de *Kasami* é uma dessas famílias pertencente ao grupo.

Estas sequências, tal como as sequências de *Gold*, poderão ter aplicabilidade em sistemas multiutilizador como sequências de *scrambling*.

2.2.5 Algumas Métricas Utilizadas na Avaliação de Sequências

As propriedades de autocorrelação de um conjunto de sequências são tão importantes para o espalhamento de espectro como para a sincronização inicial da sequência como posterior rastreio. Sequências com espectro plano são importantes em sistemas CDMA pois garantem uma distribuição uniforme de energia na gama de frequências pretendida. Idealmente, a autocorrelação de uma sequência deve aproximar-se da função delta no domínio do tempo, o que indica que as sequências têm um espectro amplo e plano.

Quanto às propriedades de correlação cruzada é necessário o uso de sequências com boas propriedades de correlação cruzada aperiódica para garantir baixa MAI.

A função de correlação aperiódica entre 2 sequências de um grupo de sequências, com atrasos relativos l , é dado por [53]

$$C_{xy}(l) = \begin{cases} \frac{1}{M_s} \sum_{n=0}^{M_s-1-l} c_x(n) \bar{c}_y(n+l) & 0 \leq l \leq M_s - 1 \\ \frac{1}{M_s} \sum_{n=0}^{M_s-1-l} c_x(n-l) \bar{c}_y(n) & 1 - M_s \leq l \leq 0 \\ 0 & \text{outros} \end{cases} \quad (2.11)$$

A C_{xy} está normalizada pelo comprimento da sequência de forma a permitir a comparação de sequências de diferentes comprimentos. O critério mais adequado para medir a performance de uma família de sequências que está relacionado com a degradação do BER é a correlação cruzada quadrática média dada por

$$R_{CC} = \frac{1}{Z(Z-1)} \sum_{x=0}^{Z-1} \sum_{y=0; y \neq x}^{Z-1} \sum_{l=1-M_s}^{M_s-1} |C_{xy}(l)|^2 \quad (2.12)$$

Uma medida similar de média quadrática é definida para a autocorrelação aperiódica dada por

$$R_{AC} = \frac{1}{Z} \sum_{x=0}^{Z-1} \sum_{l=1-M_s; l \neq 0}^{M_s-1} |C_{xy}(l)|^2 \quad (2.13)$$

A relação entre R_{CC} e R_{AC} é dada por

$$R_{AC} \geq (1 - R_{CC})(Z - 1) \quad (2.14)$$

Desta relação conclui-se que sequências de baixo R_{AC} terão alto R_{CC} e vice-versa. Tem-se que arranjar um compromisso entre boas características de espalhamento e baixa MAI.

Outra métrica, relacionada com o pior caso de BER devido à MAI é

$$R_{\max}(l) = \max(|C_{xy}(l)|^2), \quad \forall x, y \in \{0, \dots, K-1\} \quad (2.15)$$

$$R_{MAX} = \max(R_{\max}(l)), l \in \{1 - M_s, \dots, M_s - 1\} \quad (2.16)$$

Na actualidade tentam-se encontrar sequências reais óptimas que variam conforme o canal de transmissão (com o transmissor a saber os parâmetros do canal) [54].

As sequências de espalhamento também podem ser encontradas no domínio da frequência através da sua transformada. De forma a maximizar o SINR na recepção, encontra-se dinamicamente na transmissão as sequências a utilizar de acordo com o canal. Concentra-se o espectro das sequências em volta dos máximos do canal de transmissão no domínio da frequência e ao mesmo tempo tenta-se que os espectros das outras sequências se sobreponham o menos possível [55].

2.3 Medidas de Performance

São apresentadas nesta secção várias medidas de performance de forma a avaliar a performance de algoritmos multiutilizador. Entre elas estão o BER, a Eficiência Multiutilizador Assimptótica, a Resistência Perto-Longe e a Ordem de Diversidade. Também define-se aqui a medida de performance de um sistema DS-CDMA, que está indirectamente relacionada com a performance da detecção multiutilizador que é a Eficiência Espectral.

2.3.1 Taxa de Erro de Bit

O parâmetro principal para medida de performance de detecção multiutilizador em DS-SS-SS e utilizado nesta tese é o BER. O BER Médio é a média da probabilidade de erro para várias condições dos canais de transmissão e para uma determinada relação energia de *bit* sobre densidade de potência do ruído.

2.3.2 Eficiência Multiutilizador Assimptótica

A energia efectiva de um utilizador u , E_{b_u} , define-se como a energia necessária para esse utilizador atingir o mesmo BER (P_b) que no caso óptimo de utilizador único em canal Gaussiano e nas mesmas condições de modulação e nível de ruído. A Eficiência Multiutilizador é a razão entre a energia efectiva e a energia do sinal (E_{b_u}/A_u^2). A_u é a amplitude do sinal u considerando que a *signature waveform* do sinal tem energia unitária². A Eficiência Multiutilizador Assimptótica ζ_u é definida como [56]

$$\zeta_u = \lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{E_{b_u}}{A_u^2} \quad (2.17)$$

e mede o declive da curva da probabilidade de erro quando a variância do ruído tende para zero numa escala logarítmica.

Esta grandeza mede a degradação de performance devido à presença de MAI. Esta grandeza toma valores no intervalo $[0, 1]$ ou em caso de ser expressa em dB $[-\infty, 0]$. Se o BER não se anula com o ruído a tender para zero então a eficiência espectral assimptótica é zero. Se a eficiência espectral assimptótica é positiva, o BER tende, numa forma exponencial, para zero com a diminuição do ruído. A Eficiência Multiutilizador depende das *signatures waveforms*, relações sinal-ruído, e do detector. A Eficiência Multiutilizador Assimptótica e o BER para valores baixos de ruído são medidas de performance equivalentes. Mas a Eficiência Multiutilizador Assimptótica tem a vantagem de ser analiticamente tratável [57].

2.3.3 Resistência Perto-Longe

Considera-se que os sinais dos utilizadores no sentido ascendente passam por um canal multipercurso que destrói a ortogonalidade entre as *signatures waveforms* dos vários utilizadores ou então um canal Gaussiano cujas sequências de espalhamento não são ortogonais *i.e.* sequências de Gold. Nesse caso, o efeito perto-longe é a degradação de

²No resto desta tese considera-se que A_u está incluída na *signature waveform*.

performance na detecção dos utilizadores mais afastados da EB, comparativamente aos que estão mais próximos, pois a interferência é mais acentuada nos primeiros com um detector convencional ou com um RAKE. Soma-se o facto, que os sinais, dos utilizadores mais afastados, na recepção na EB são mais fracos. O detector convencional e o RAKE não são resistentes ao efeito perto-longe [58].

Nos actuais sistemas móveis DS-CDMA de segunda geração IS-95 e terceira geração, o efeito perto-longe é combatido através do controlo de potência. Assim, cada utilizador com o mesmo FE é recebido em média com a mesma potência se o controlo de potência for perfeito. Utilizando detecção multiutilizador pode-se combater o efeito perto-longe relaxando os requisitos de controlo de potência.

A resistência perto-longe, ζ_u^{\leftarrow} , representa a performance do sistema nas piores condições e é definida como o melhor limiar mínimo da eficiência assintótica em todas condições de potência, de canal de transmissão e *bits* dos interferidores [58]

$$\zeta_u^{\leftarrow} = \inf_{\substack{A_j > 0 \\ j \neq k}} \zeta_u \quad (2.18)$$

A resistência ao efeito perto-longe do detector multiutilizador Óptimo é considerado um limiar máximo das resistências a esse efeito de todos os outros detectores.

Para um canal Gaussiano assíncrono foi mostrado em [57, 59], que existem situações que o detector Descorrelador pode atingir a mesma resistência perto-longe do detector Óptimo. O artigo [60] estende esses resultados para canais multipercorso.

É apontado em [58] que *maximum ratio combining* (MRC) e por isso o detector RAKE não é resistente ao efeito perto-longe porque ignora a interferência multiutilizador. No caso de combinação óptima quando o número de antenas receptoras é superior ao de utilizadores vezes o número de caminhos multipercorso, o detector espaço temporal é resistente ao efeito perto-longe.

2.3.4 Ordem de Diversidade

A performance de um esquema de codificação ou de um detector multiutilizador, para desvanecimento Rayleigh, tem uma probabilidade de erro média $\bar{P}_e(SNR)$ que obedece a

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log(\bar{P}_e(SNR))}{\log(SNR)} = -d_o \quad (2.19)$$

2.3. Medidas de Performance

Então é dito que a ordem de diversidade é *do*. Por outras palavras a performance dum algoritmo com uma ordem de diversidade *do* tem uma probabilidade de erro, para uma relação sinal-ruído (SNR) alta, $\overline{P}_e(SNR) \simeq SNR^{-do}$.

Com o número de antenas de transmissão fixo, a ordem de diversidade máxima que se pode atingir aumenta linearmente com o número de antenas receptoras e com o número de caminhos multipercurso por antena. A capacidade aumenta logaritmicamente com o número de antenas receptoras [42,61]. A ordem de diversidade máxima é LA_rA_t em que L é o número de caminhos multipercurso, A_r é o número de antenas receptoras e A_t é número de antenas transmissoras [62].

Um atributo comum entre diversidade na transmissão e na recepção é que se tem menos retorno de incremento de performance com o aumento do número de antenas [42].

2.3.5 Eficiência Espectral

A eficiência espectral definida a nível de sistema é dada por

$$v = \frac{U_t}{B_{sys}} \frac{1}{SC_{re}} G \text{ [Erlang/m}^2\text{/Hz]} \quad (2.20)$$

em que B_{sys} [Hz] é a largura de banda total do sistema, C_{re} é o factor de reutilização de frequência das células (*reuse factor*), G [Erlang/canal] é o tráfico oferecido por canal, S é a área total de cada célula e U_t é o número total de utilizadores do sistema. O número total de utilizadores U_t é obtido para uma dada SINR para atingir uma determinada qualidade de serviço. Para TDMA e FDMA, $C_{re} = 3$ ou $C_{re} = 7$ são valores típicos e para CDMA é utilizado $C_{re} = 1$.

O primeiro factor U_t/B_{sys} de (2.20) é uma medida da eficiência de largura de banda. O segundo factor $1/(SC_{re})$ corresponde à eficiência espacial. O factor G é a eficiência da rede que é dependente da percentagem de actividade de voz.

Mais recentemente foi definida a eficiência espectral a nível de ligação física. É definida como o número total de *bits* por *chip* que pode ser transmitido com fiabilidade arbitrária num sistema de telecomunicações. Esta grandeza é medida em *bits/s/Hz*. O artigo [63] apresenta a eficiência espectral para vários detectores multiutilizador em sistemas DS-CDMA.

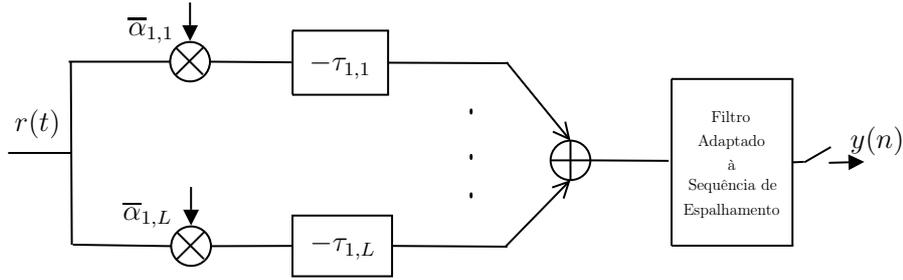


Figura 2.2: Arquitectura do RAKE

2.4 O Detector RAKE

O detector RAKE [64] é um filtro adaptado ao canal de transmissão do utilizador de interesse seguido de um filtro adaptado à sequência de espalhamento mas com uma implementação no domínio do tempo. A Figura 2.2 mostra a arquitectura do RAKE com L dedos, utilizado para um canal com L caminhos multipercurso com amplitudes complexas α_1 a α_L e com atrasos τ_1 a τ_L . No RAKE, em cada dedo, é realçado a componente do sinal de um dos caminhos multipercurso, alinhado, e por fim o sinal de cada dedo é somado construtivamente com os sinais dos outros dedos. O realce é conseguido multiplicando pelo conjugado da amplitude complexa do caminho multipercurso. A operação do RAKE até este ponto chama-se MRC. Por fim é efectuada a operação do filtro adaptado à sequência de espalhamento e a amostragem do sinal à taxa de símbolo. A performance do RAKE monoutilizador degrada-se para FE mais baixos com a interferência interpercurso (IPI). Essa interferência é devida ao facto da função de autocorrelação da sequência de espalhamento não ser ideal. A performance do RAKE para utilizador único pode ser melhorada com detectores que cancelam a IPI [65–67], principalmente para FE baixos. Daí não se poder considerar o RAKE um detector óptimo para utilizador único. O detector RAKE tira partido da diversidade temporal do sinal monoutilizador recebido. No domínio da frequência, o detector RAKE tira partido da diversidade na frequência do sinal.

Este detector monoutilizador, nos sistemas DS-CDMA, é utilizado como detector em que os outros utilizadores que não o de interesse são considerados como ruído. Em sistemas multiutilizador o detector RAKE é muito sensível ao não alinhamento de canal entre utilizadores e à falta de controlo de potência.

Considerando que a *signature waveform* do utilizador de interesse é dada por

$$g(t) = \sum_{q=0}^{Q_{\max}} \tilde{c}_q^{(1)} p(t - qT_c) * w^{(1)}(t) \quad (2.21)$$

2.5. Técnicas de Detecção Multiutilizador

em que $\{\tilde{c}_q\}$ é a sequência de espalhamento, $p(t)$ é um impulso elementar normalizado, T_c é o período de *chip*, o símbolo $*$ representa a convolução e $w^{(1)}(t)$ é um filtro linear que representa a resposta impulsional do canal de transmissão dada por

$$w^{(1)}(t) = \sum_{l'=1}^L \alpha_{1,l'} \delta(t - \tau_{1,l'}) \quad (2.22)$$

então o valor *soft* do primeiro símbolo detectado será

$$y_1 [0] = \sum_{l'=1}^L \bar{\alpha}_{1,l'} \int_{-\infty}^{-\infty} \left[\sum_{q=0}^{Q_{\max}} \tilde{c}_q^{(1)} p(t - qT_c - \tau_{1,l'}) \right] r(t) dt \quad (2.23)$$

em que $r(t)$ é o sinal recebido.

Mais recentemente utiliza-se a estrutura do RAKE para detectar os utilizadores no sentido descendente (todos os utilizadores têm o mesmo canal) [68]. As componentes de interferência dos dedos do RAKE modificado são modeladas como ruído Gaussiano colorido para tomar em conta a dispersão multipercurso e a modulação de impulso. Verifica-se que essa estrutura aproxima um equalizador, invertendo a coloração da interferência causado pelo canal.

As arquitecturas dos receptores actuais baseados nos detectores RAKE são efectivas para taxas até alguns *megabits*. Mas para taxas maiores, a combinação de um tempo de símbolo menor e a interferência multipercurso resulta em interferência entre símbolos acrescida, o que diminui a performance do RAKE.

2.5 Técnicas de Detecção Multiutilizador

Num sistema CDMA multiutilizador, a interferência é causada principalmente por utilizadores na mesma célula (MAI) ou por utilizadores em outras células desde que na mesma banda e em geral com sequências de espalhamento cuja sequência de *scrambling* é diferente. Os sistemas CDMA são limitados em performance pela interferência por 2 razões: 1) os sinais dos utilizadores estão sobrepostos no tempo e na frequência e 2) pelo facto do canal de transmissão destruir a ortogonalidade entre os diversos utilizadores conseguida pela utilização de sequências de espalhamento apropriadas.

A capacidade de minimizar a MAI é dada pelas características de correlação cruzada das sequências de espalhamento. No caso de propagação multipercurso acentuada, em comunicações móveis, a capacidade de distinguir uma componente das outras no sinal composto é determinada pelas propriedades de autocorrelação das sequências de

espalhamento. Por isso, a capacidade do sistema é limitada pela IPI e MAI que resultam das propriedades não ideais de autocorrelação e correlação cruzada das sequências de espalhamento respectivamente.

Um detector multiutilizador relaxará os requisitos de sincronização da rede. Além disso, um detector multiutilizador é resistente perto-longe, por isso aceita sinais com diferentes níveis de potência podendo relaxar o controlo de potência da rede.

O trabalho para encontrar detectores que cancelam a MAI foi iniciado por Sergio Verdu [2] com o detector multiutilizador Ótimo (MLSE). Este detector tem uma performance próxima do utilizador único, mas no entanto tem uma complexidade que aumenta exponencialmente com o número de utilizadores. Tem havido grande actividade científica no intuito de encontrar soluções não óptimas com menos complexidade.

Pode-se dividir estes detectores subóptimos em 2 categorias: lineares e não lineares. Dentro dos lineares estão o Descorrelador e o MMSE. O Descorrelador consegue uma performance igual ao utilizador único em canais sem ruído. No caso de canais com ruído existe uma grande acentuação desse ruído à saída do Descorrelador degradando fortemente a sua performance. A recuperação dos dados é feita de uma forma conjunta para todos os utilizadores, sendo adequada a uma detecção centralizada. O MMSE toma em conta a informação da variância do ruído para a recuperação dos utilizadores. Dessa forma, para canais com ruído, o efeito de amplificação do ruído é pouco acentuado obtendo uma boa performance. A recuperação dos dados é feita de uma forma conjunta para todos os utilizadores sendo adequada a uma detecção centralizada. O Descorrelador e o MMSE implicam a inversão de uma matriz banda diagonal de grandes dimensões, tipicamente $L_s U \times L_s U$ (L_s é o número de símbolos num *burst* e U o número de utilizadores). Podem-se encontrar métodos de inversão dessas matrizes em [69] aonde é efectuada uma avaliação da complexidade matemática. No entanto, a recuperação dos dados é feita em blocos, pois aproveita-se o facto das sequências serem curtas e do canal se poder considerar constante durante um grupo de símbolos consecutivos.

O Descorrelador e o MMSE também podem ser implementados de uma forma adaptativa, podendo nesse caso os dados de cada utilizador serem recuperados de forma individual. As formas adaptativas do Descorrelador e do MMSE permitem recuperar os dados do utilizador de interesse sabendo somente os dados do canal do utilizador de interesse. Geralmente é fornecida uma sequência de treino inicial pelo emissor para estimar a matriz de covariância que contém também a informação de canal sendo encontrada adaptativamente desde que o canal não varie muito rapidamente. As formas adaptativas do Descorrelador e do MMSE não necessitam de inversão de matrizes.

2.5. Técnicas de Detecção Multiutilizador

Tem no entanto a desvantagem da solução não ser óptima e poderem ter problemas de convergência para a solução. Tutoriais sobre formas adaptativas do Descorrelador e do MMSE podem ser encontrados em [70, 71] e mais recentemente [72].

Podem-se implementar detectores em que, em vez de se minimizar o erro quadrático médio (MSE) minimiza-se o BER, conseguindo-se uma melhor performance [73].

Os detectores multiutilizador também podem ser utilizados para o cancelamento de interferência de banda estreita em sistemas multiutilizador DS-CDMA. A ideia básica é decompor uma interferência banda estreita num conjunto de utilizadores virtuais não sobrepostos tal que essa interferência é vista como utilizadores DS-CDMA e então, as técnicas multiutilizador podem ser utilizadas [74]. Assim, para recuperar um utilizador DS-CDMA cancela-se outros utilizadores DS-CDMA, interferência de banda estreita e interferência multipercurso. Este tipo de canceladores podem ser úteis em instalação de sistemas DS-CDMA em regiões onde funcionam ainda sistemas antigos de banda estreita na mesma banda de frequência.

Dentro dos detectores não lineares encontram-se o PIC, SIC.

O PIC tendo a estimativa dos dados e dos canais de transmissão dos utilizadores interferidores é construída a estimativa da interferência multiutilizador e é subtraída ao sinal total. Então é recuperado o sinal do utilizador de interesse.

O detector PIC foi implementado no âmbito desta tese para funcionar em conjunto com o FSC. Se providenciar-se as estimativas dos dados ao PIC através do detector RAKE a sua performance tem tendência a saturar para E_b/N_0 altos. Mas se melhorar as estimativas dos dados através de outro detector que não o RAKE pode-se melhorar consideravelmente a performance do PIC. Assim, consegue-se altos incrementos de performance com o aumento E_b/N_0 . Daí a existência de várias implementações do PIC com o detector MMSE a providenciar as estimativas dos dados [75].

Pelo facto de haver estimativas erradas de canal e dos dados principalmente para SNR baixos, o cancelamento do PIC pode tornar os dados com probabilidade de erro maior do que no caso do filtro adaptado à sequência de espalhamento. Para obviar esse problema é utilizado o PIC com vários estágios, em que em cada um é tentado um cancelamento parcial [7]. O factor de cancelamento vai aumentando de andar para andar conforme se vai tendo melhor estimativa dos dados e do canal de transmissão. Em [76] apresenta-se o cálculo dos factores de cancelamento (um factor por cada estágio) para um *Soft*-PIC de vários estágios para canais multipercurso. Em [77] é calculado um factor de cancelamento por cada caminho multipercurso (de cada utilizador e estágio) para *Hard*-PIC. Em [78] é apresentado o cálculo dos factores de cancelamento para

o primeiro estágio para um canal com ruído branco Gaussiano aditivo (AWGN) através da média entre um limite inferior e um limite superior de performance calculado teoricamente.

Em [6] é apresentada uma arquitectura para o PIC em que a complexidade matemática é directamente proporcional ao número de utilizadores do sistema. Em [6, 79] é apresentada uma forma de obter o detector MMSE a partir de um número infinito de andares *Soft*-PIC. Tal deve-se a haver uma ligação entre a inversão de uma matriz de uma forma iterativa (método de Jacobi) com cancelamento paralelo.

O detector SIC não é tão adaptado a processamento concorrente pois implica a recuperação dos utilizadores em série. No entanto, quando os utilizadores têm potências díspares obtêm-se melhor performance que o PIC, o pode ser indicado para serem utilizados como detectores nas EM. Em [80] é apresentada uma forma de obter o detector MMSE a partir de um número infinito de andares *Soft*-SIC. Tal deve-se a haver uma ligação entre a inversão de uma matriz de uma forma iterativa (método de Gauss-Seidel) com cancelamento série. Em [81] é apresentado um detector SIC precedido de um MMSE adaptativo com canal síncrono que atinge performance idêntica ao utilizador único.

Outro detector a considerar nesta secção é aquele que considera estimação de canal e detecção multiutilizador de uma forma conjunta. A ideia essencial deste detector multiutilizador turbo é considerar a codificação de canal seguida do canal de transmissão como código concatenado que pode ser decodificado iterando entre os decodificadores constituintes, ou seja, o detector multiutilizador para o canal de transmissão e o decodificador de canal para a codificação de canal. Os 2 decodificadores trocam informação *Soft* entre eles em cada iteração. Os algoritmos deverão ser *Soft Input-Soft Output* e deverão ser de baixa complexidade pois correm múltiplas vezes, uma em cada iteração. Geralmente utiliza-se para detector multiutilizador o MMSE iterativo [82,83]. Este detector consegue performance idêntica ao utilizador único com complexidade que aumenta linearmente com o número de utilizadores. Isto implica que poderá ter vantagens para um número elevado de utilizadores em relação a outros algoritmos que atingem performance idêntica.

Em sistemas mais antigos como o IS-95, as sequências de *scrambling* prolongam-se por muitos símbolos, ou seja, a sequência de espalhamento varia de símbolo para símbolo. Isso só permite a utilização do detector Descorrelador e MMSE³ com detecção símbolo a símbolo (em vez dum *burst*) aumentando a sua complexidade e piorando a sua performance. Além disso, as performance de cada utilizador é muito dispare dos

³Tal como o detector apresentado nesta tese, pois necessitam que os sinais de cada utilizador sejam ciclo-estacionários.

outros [84]. Encontra-se uma solução com boa performance na detecção multiutilizador para sistemas de sequências longas utilizando filtros de *Kalman* em [85]. A utilização do detector PIC e SIC para sequências longas fica inalterada. A utilização de sequências de *scrambling* longas torna o espectro de sinais CDMA mais aleatório e também diminuí a interferência intercélula em sistemas multicélula. No UMTS-FDD pode-se utilizar sequências de *scrambling* curtas ou longas permitindo a flexibilização da detecção multilizador implementada na EB. No UMTS-TDD são utilizadas sequências curtas permitindo a utilização fácil de todas as técnicas multiutilizador.

Para sistemas com mais utilizadores (U) que o comprimento da sequência de espalhamento (Q) (*overloaded systems*), a performance do MMSE para os utilizadores excedentes ($U - Q$) deixam de ter um decaimento exponencial na probabilidade de erro (para canal AWGN) com a relação sinal-ruído. Existe mesmo uma saturação do BER num limiar [86]. Tal pode-se inferir também pelos gráficos de eficiências espectrais [63, Fig. 1]. Este comportamento é independente das sequências de espalhamento.

Encontram-se tutoriais sobre detectores multiutilizador em [87, 88] e mais recentemente [72].

Inicialmente a detecção cega foi aplicada a sistemas monoutilizadores e tinha o nome de desconvolução cega. O problema é encontrar a resposta impulsional (ou do seu inverso) ou/e da entrada do sistema sabendo a saída. Geralmente encontrar a resposta do sistema implica o conhecimento das estatísticas do sinal de entrada. Se o sinal de entrada for Gaussiano a informação das estatísticas de segunda ordem, e a resposta em amplitude do sistema pode ser determinada. Se o sistema for de fase mínima⁴ pode-se determinar a resposta em fase do sistema. Em sistemas de fase mínima existe uma relação entre a resposta em amplitude e em fase através da transformada de Hilbert.

Tradicionalmente, transmite-se uma sequência de treino à entrada do sistema e encontra-se, com a informação da saída e algum processamento, a resposta do mesmo. Geralmente, o objectivo é equalizar um canal de transmissão através de um filtro linear transversal em que será preciso encontrar os pesos de forma a modelizar o inverso do canal. Esses pesos são encontrados através da minimização de uma função custo ou objectivo (erro quadrático médio) dependente da saída. Essa minimização pode ser encontrada através de um algoritmo adaptativo tal como o *Least Mean Squares* (LMS). Tal é amplamente utilizado em modems e implica uma ocupação do canal na fase de treino. No caso de comunicações móveis a fase de treino pode coincidir com um desvanecimento profundo. Na equalização cega, os pesos do filtro equalizador são encontrados sem sequência de treino.

⁴Caso dos zeros e pólos estarem no semi-plano esquerdo do plano complexo do domínio da transformada de Laplace do sistema.

A desconvolução cega implica a utilização de um algoritmo de filtragem adaptativa não linear para extrair a informação estatística de ordem superior do sinal recebido. Envolve geralmente a minimização de uma função custo ou objectivo que em alguns algoritmos tem vários mínimos locais.

Uma análise de algoritmos de desconvolução cega monoutilizador pode ser encontrada em [89].

No caso de sistemas multiutilizador cega existem vários emissores cada um com um canal de transmissão e precisa-se encontrar o canal de transmissão dos múltiplos utilizadores para depois detectar os dados de cada utilizador a partir dos sinais multiutilizador recebidos. O objectivo da desconvolução multicanal é calcular uma versão, possivelmente atrasada e escalada dos sinais dos emissores, a partir dos sinais recebidos tomando em conta o conhecimento aproximado das estatísticas dos sinais emitidos. Isto é, toma-se em conta que os sinais emitidos são independentes e identicamente distribuídos.

Uma análise de algoritmos de desconvolução cega multiutilizador pode ser encontrada em [90].

São apresentados de seguida alguns detectores multiutilizador mais conhecidos.

2.5.1 Detecção Óptima

Pode-se considerar 2 detectores Óptimos, o MLSE proposto inicialmente por Verdu e o detector baseado na detecção símbolo a símbolo. Os 2 detectores são equivalentes em termos de performance se considerar-se que todos os símbolos são equiprováveis. O MLSE exhibe menos complexidade.

O detector Óptimo MLSE procura, através de todas as sequências de símbolos possíveis, encontrar a que estiver a uma distância Euclidiana menor. Pode ser implementado usando um banco de filtros adaptados à sequência de espalhamento e baseado nessas estatísticas suficientes, é efectuada uma comparação da razão de máxima verosimilhança ao nível do símbolo. Essa comparação é efectuada utilizando o algoritmo de Viterbi.

Vai-se aqui dar uma visão da implementação do detector Óptimo utilizando o algoritmo de Viterbi para canais assíncronos [91, 92]. A Figura 2.3 mostra a arquitectura do sistema antes do Detector Óptimo. Considera-se que $\tau_1 - \tau_2 \leq T$ sendo T o período de um símbolo. O ruído $n(t)$ é considerado AWGN.

2.5. Técnicas de Detecção Multiutilizador

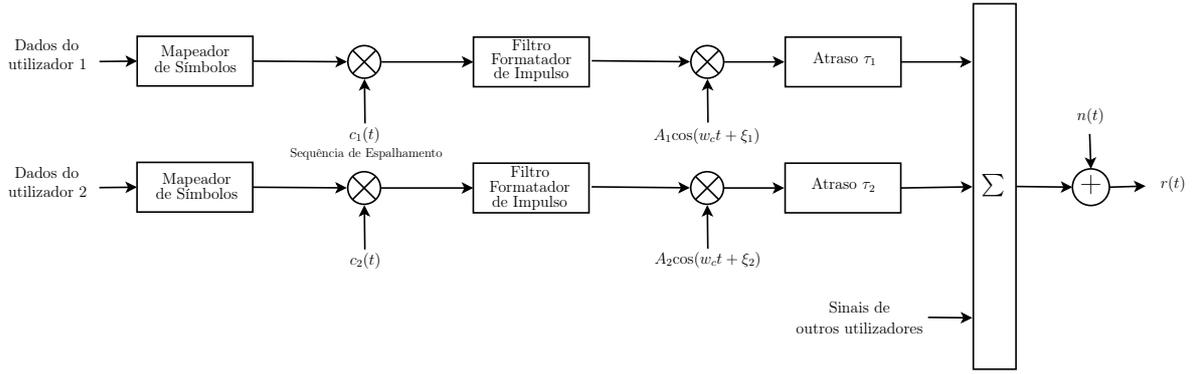


Figura 2.3: Arquitectura do sistema antes do Detector Ótimo

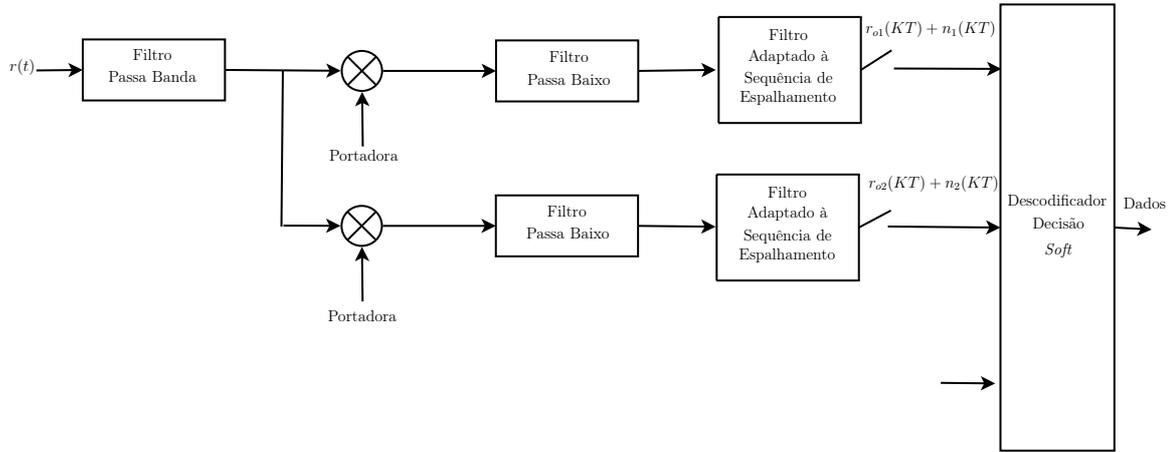


Figura 2.4: Arquitectura do Detector Ótimo

A Figura 2.4 mostra o detector Ótimo para 2 ou mais utilizadores. Inicialmente o sinal é convertido para banda base. Depois cada sinal é detectado por um Filtro Adaptado à Sequência de Espalhamento amostrada e por fim todos os sinais entram no Descodificador de Decisão *Soft* que é baseado no algoritmo de Viterbi.

Não tendo em conta o ruído, a saída do filtro adaptado correspondente ao utilizador "1" no fim do período k é dado por

$$r_{o1}(kT) = a_k^1 + a_{k-1}^2 \rho_{12}(T) + a_k^2 \rho_{12}(0) + a_{k+1}^2 \rho_{12}(-T) \quad (2.24)$$

em que a_k^1 é o símbolo no período k do utilizador "1". Está-se a supor que a modulação é QPSK por isso estes símbolos podem tomar 4 valores.

Atendendo que a função de autocorrelação da sequência de espalhamento é

$$\frac{1}{T} \int_0^T \bar{c}_1(t) c_1(t) dt = 1 \quad (2.25)$$

A correlação cruzada ρ_{12} entre as sequências de espalhamento é

$$\rho_{12}(W) = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{c}_1(t) c_2(t - \tau + W) dt \quad (2.26)$$

em que $\tau = \tau_2 - \tau_1$ e $W \in \{-T, 0, T\}$.

Para o utilizador "2" obtém-se

$$r_{o2}(kT) = a_k^2 + a_{k-1}^1 \rho_{21}(T) + a_k^1 \rho_{21}(0) + a_{k+1}^1 \rho_{21}(-T) \quad (2.27)$$

As equações (2.24) e (2.27) podem ser cada uma representada por uma linha de atraso com 2 atrasos. A Figura 2.5 ilustra essas linhas de atraso para o caso de 2 utilizadores. Pode-se agora detectar usando o decodificador de decisões *soft* que, por analogia com a decodificação de códigos convolucionais [39], é o algoritmo de Viterbi.

Pode-se verificar que o número de estados que terá o diagrama de *Trellis*, para canais com memória inferior a T e modulação QPSK, será 4^{2U} . O parâmetro U é o número de utilizadores. Se considerar que pode-se ter um canal com mais memória devido ao filtro formatador de impulso, o número de estados poderá ser mais elevado. As transições de estados são causados pelo próximo símbolo.

Em cada fase do *Trellis*, o caminho sobrevivente é aquele em que os sinais r_{o1} ou r_{o2} estão mais próximos (através da distância Euclidiana) da saída dos filtros adaptados.

Se quiser estender para o caso de caminhos multipercurso os filtros teriam que ser adaptados ao canal e à sequência de espalhamento (RAKE). Em (2.24) e (2.27) apareceriam termos correspondentes à IPI.

2.5.2 O Detector Descorrelador e o Detector MMSE

Nesta secção são apresentados em simultâneo o princípio de funcionamento do Descorrelador e do MMSE pelo facto do Descorrelador poder ser considerado um MMSE se considerar-se em termos de cálculo, a variância do ruído nula.

Considera-se um sistema síncrono de U utilizadores. O sinal recebido é dado por [56, 93]

$$r(t) = \sum_{u=1}^U s^{(u)}(t) + \sigma n(t) \quad (2.28)$$

2.5. Técnicas de Detecção Multiutilizador

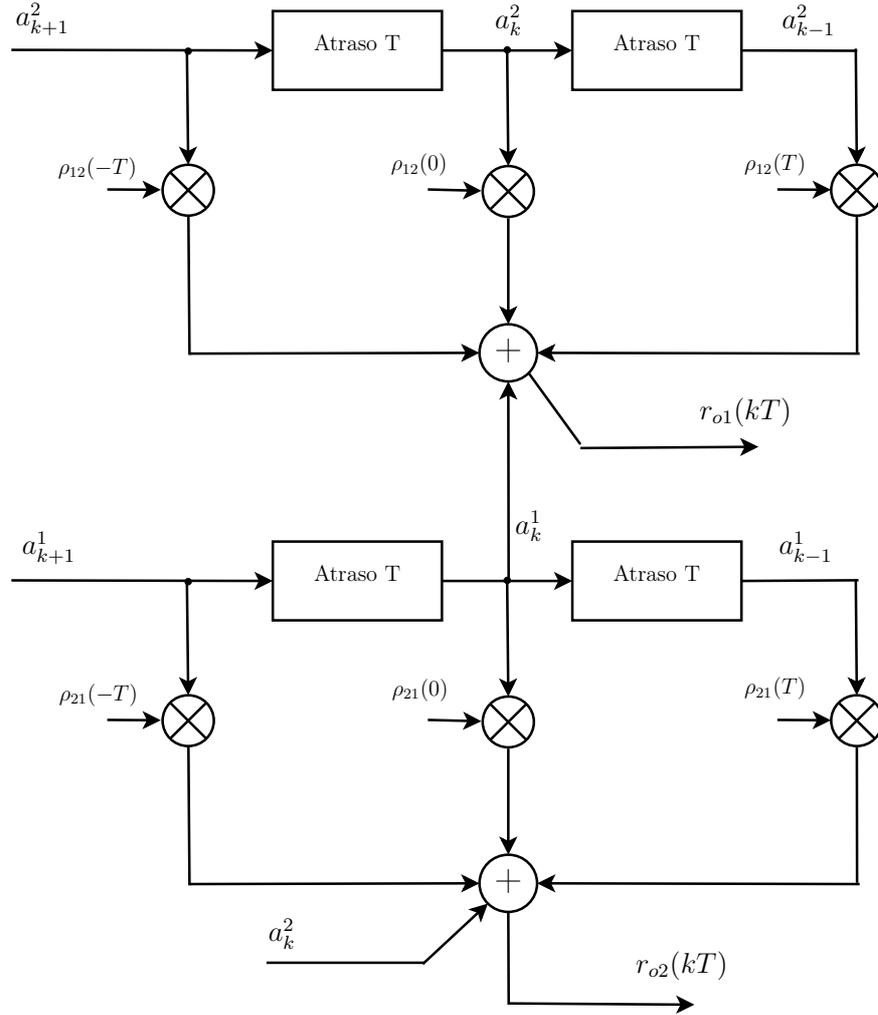


Figura 2.5: Linha de atraso para o cálculo dos sinais possíveis, aos quais é medida a distância Euclidiana com as saídas dos filtros adaptados

em que σ^2 é a densidade espectral de ruído e $s(t)$

$$s^{(u)}(t) = A_u \sum_{i=1}^M b_u(i) c_u(t - iT) \quad (2.29)$$

em que A_u é a amplitude do utilizador u , M é o comprimento do *burst*, $b_u(i)$ é o símbolo i do utilizador u , c_u é a sequência de espalhamento do utilizador u e T o período de símbolo.

Uma estatística suficiente para desmodular cada símbolo de dados de índice i dos U utilizadores é dada pelo vector \mathbf{y} de U elementos. O elemento u de \mathbf{y} é a saída do filtro adaptado a c_u no intervalo correspondente a

$$y_u(i) = \int_{iT}^{(i+1)T} \bar{c}_u(t - iT) r(t) dt \quad (2.30)$$

Faz-se detecção símbolo a símbolo atendendo que um símbolo tem suporte somente no intervalo $[iT, (i+1)T]$. Considera-se a detecção num intervalo correspondente a um símbolo. No caso de ter-se símbolos não independentes (*i.e.* canais multipercurso) tem-se que fazer o processamento incluindo o símbolo anterior ou seguinte dos outros utilizadores. No caso do canal permanecer inalterado durante um *burst* pode-se fazer um tratamento matricial de [69]. Para o caso de ter-se vários utilizadores com FE diferentes segue-se [94, 95].

O vector \mathbf{y} pode ser escrito

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (2.31)$$

em que \mathbf{R} é constituído pelos elementos

$$R_{u,l} = \int_0^T \bar{c}_u c_l dt \quad (2.32)$$

$\mathbf{A} = \text{diag}\{A_1, A_2, \dots, A_U\}$, \mathbf{b} é o vector com U elementos cujo elemento u é b_k e o vector de ruído \mathbf{n} tem média nula e matriz de covariância igual a $\sigma^2\mathbf{R}$.

O detector Descorrelador fará a seguinte operação sobre as saídas dos filtros adaptados

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left((\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y})_k \right) \quad (2.33)$$

O detector MMSE fará a seguinte operação sobre as saídas dos filtros adaptados

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left(\left((\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{A}^{-2})^{-1} \mathbf{y} \right)_k \right) \quad (2.34)$$

em que

$$\sigma^2\mathbf{A}^{-2} = \text{diag} \left\{ \frac{\sigma^2}{A_1^2}, \dots, \frac{\sigma^2}{A_K^2} \right\} \quad (2.35)$$

e $\text{sgn}(x)$ retorna -1 se x for negativo e 1 para outros x .

A dedução da operação $[\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{A}^{-2}]$ pode ser encontrada em [56].

De notar que o Descorrelador não necessita das energias de cada utilizador para funcionar, o que não acontece com o MMSE.

2.5. Técnicas de Detecção Multiutilizador

Se mantiver as amplitudes dos sinais recebidos constantes fixos e fizer-se a densidade espectral de ruído tender para zero $\sigma^2 \rightarrow 0$ então

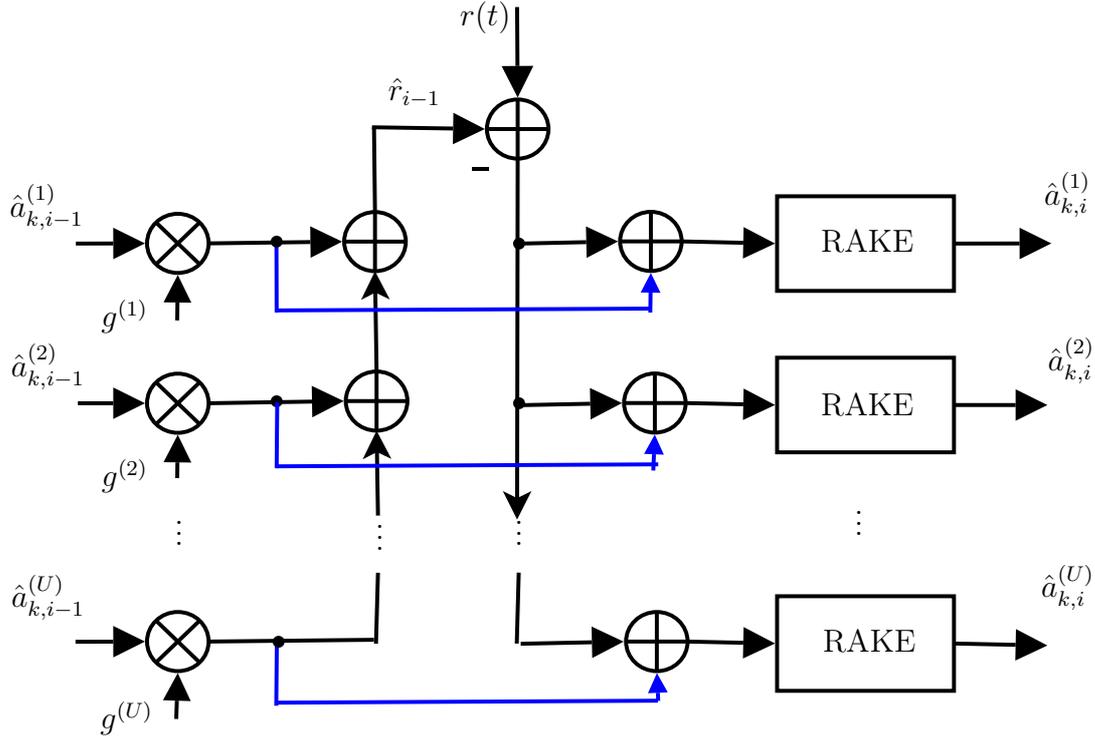
$$[\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \rightarrow \mathbf{R}^{-1} \quad (2.36)$$

Assim, quando a relação sinal-ruído tende para infinito, os detector MMSE e Descorrelador convergem um para o outro. Isto implica que o detector MMSE tem a mesma eficiência assintótica e resistência perto-longe do Descorrelador. Mais, como o Descorrelador num sistema sem ruído tem a performance de utilizador único, o detector MMSE tende para a performance de utilizador único para relações sinal-ruído elevadas.

2.5.3 O Detector PIC

O detector multiutilizador PIC tendo as estimativas dos símbolos obtidos por um detector RAKE, reconstrói a interferência com operações idênticas ao do transmissor e canal de transmissão. Essa interferência reconstruída é subtraída do sinal recebido, obtendo um sinal em que depois de despilhado os símbolos estão mais limpos de interferência. Se os símbolos à entrada são fornecidos depois de uma decisão linear (mantêm informação da amplitude do sinal espalhado) e são dados à saída da mesma forma, o PIC é chamado de *Soft-PIC*. Nesse caso, não é preciso fornecer as amplitudes dos caminhos multipercurso ao PIC. Se os símbolos à entrada são fornecidos depois de uma decisão cujo resultado pode tomar valores da constelação normalizada da modulação (*i.e.* QPSK) então o PIC é chamado de *Hard-PIC*. O detector multiutilizador *Soft-PIC* tem pior performance que o *Hard-PIC* para canais síncronos [96]. Os detectores multiutilizador PIC podem ser implementados com vários estágios em cascata. Na Figura 2.6 é apresentado um estágio *Hard-PIC* numa implementação em a complexidade numérica do detector cresce linearmente com o número de utilizadores. O que faz o *Hard-PIC* da Figura 2.6 é reconstruir todo o sinal, em vez de só reconstruir a interferência. Esse sinal reconstruído é subtraído ao sinal de entrada e seguidamente é somado o sinal de interesse reconstruído. Esta operação é equivalente a subtrair ao sinal de entrada a interferência reconstruída. O sinal $r(t)$ é o sinal recebido. Para uma melhor percepção da figura atenda-se a que um sinal DS-SS é representado como

$$s^{(u)}(t) = \sum_k a_k^{(u)} g^{(u)}(t - kT) \quad (2.37)$$


 Figura 2.6: Um estágio do detector multiutilizador *Hard-PIC*

em que $\{a_k^{(u)}\}$ é uma sequência de símbolos de informação (o índice i na Figura 2.6 representa o estágio do PIC), $1/T$ é a taxa de símbolos e $g^{(u)}(t)$ é a *signature waveform*, que assumindo o $FE=Q_{max}$ pode ser escrita como

$$g^{(u)}(t) = \sum_{q=0}^{Q_{max}-1} c_h^{(u)} p(t - qT_c) * w^{(u)}(t) \quad (2.38)$$

em que $\{c_h^{(u)}\}$ é a sequência de de espalhamento do utilizador u , $p(t)$ é um impulso elementar normalizado, T_c é o período de *chip*, $w^{(u)}(t)$ é um filtro linear que pode representar a resposta impulsional de um canal de transmissão e o símbolo $*$ representa a convolução.

2.5.4 O Detector SIC

A Figura 2.7 representa os 2 primeiros estágios de um detector SIC multiestágios [97]. Os estágios seguintes são idênticos ao estágio 2. O bloco *DRU* (Detecção e Regeneração de Utilizador) é composto por um RAKE que detecta os dados do utilizador $u \in \{1, \dots, U\}$ que depois é regenerado (espalhamento, passagem pela função transferência do canal, etc.). Pressupõe-se o conhecimento do canal de transmissão para

cada utilizador. Os utilizadores estão ordenados por ordem decrescente de potência. Este detector tem melhor performance que o PIC para utilizadores com potências dispare. Assim, estes detectores tem sido indicados para utilização nas EM (sentido descendente) com vantagem em relação aos equalizadores MMSE [26].

2.6 Implementação de Algoritmos Multiutilizador

Muitos dos algoritmos multiutilizador propostos na literatura são difíceis de implementar, sem um grande paralelismo no processamento, de forma a conseguir um funcionamento do sistema em tempo real. Esse paralelismo pode ser conseguido principalmente nas operações (mais dispendiosas) envolvendo matrizes como a multiplicação e a inversão. Consegue-se implementar essas operações num ASIC com uma estrutura sistólica. Essas estruturas são compostas por células de 2 tipos 1) internas e 2) de fronteira. Cada célula faz uma operação elementar (por ex. multiplicação seguida de uma adição) organizadas numa determinada estrutura (por ex. triangular). Por exemplo, cada célula interna tem 2 saídas para 2 outras células e 2 entradas de outras células. As operações são efectuadas em sincronismo de todas as células. Consegue-se assim fazer uma multiplicação ou uma inversão de matriz em poucos ciclos de relógio.

Matrizes Sistólicas que formam a base do projecto de integrados Integração de Alta Densidade (VLSI) de alta performance em algumas áreas de aplicação pode ser vista como autómatos celulares (*Cellular Automata*). Uma máquina de autómatos celulares [98] é tipicamente vista como uma colecção de células idênticas de estados finitos que estão ligadas através das suas ligações de entrada e saída de uma forma regular, com a transição de estado de cada célula controlada, pelo seu próprio estado e das células vizinhas às quais está ligada.

No artigo [99] é apresentada uma estrutura sistólica, composta por operações elementares mais complexas que as referidas atrás, para implementar um algoritmo multiutilizador (um detector adaptativo utilizando *recursive-least-squares* (RLS)). Em [100] é proposta uma estrutura sistólica para implementar uma aproximação ao detector óptimo.

De realçar que as estruturas sistólicas também pode ser implementada com células mais complexas, cada uma um microprocessador especializado de forma a que possam comunicar entre eles. Tal é o caso do processador iWarp da Intel.

Uma operação necessária para a implementação do cancelador, apresentado nesta tese, é a FFT. Esta operação tem uma complexidade aproximada de $M \log M$ em que M é o número de elementos do bloco a calcular a FFT. Apesar da FFT ser um algoritmo antigo ainda hoje existe investigação para a redução das operações matemáticas na sua implementação [101]. Existem bibliotecas com implementações adequadas da FFT para os Processadores Digitais de Sinal (DSP) actuais [102]. As implementações de VLSI da FFT existem desde os anos 80 tendo havido um aumento das mesmas com o advento do *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) [103, 104].

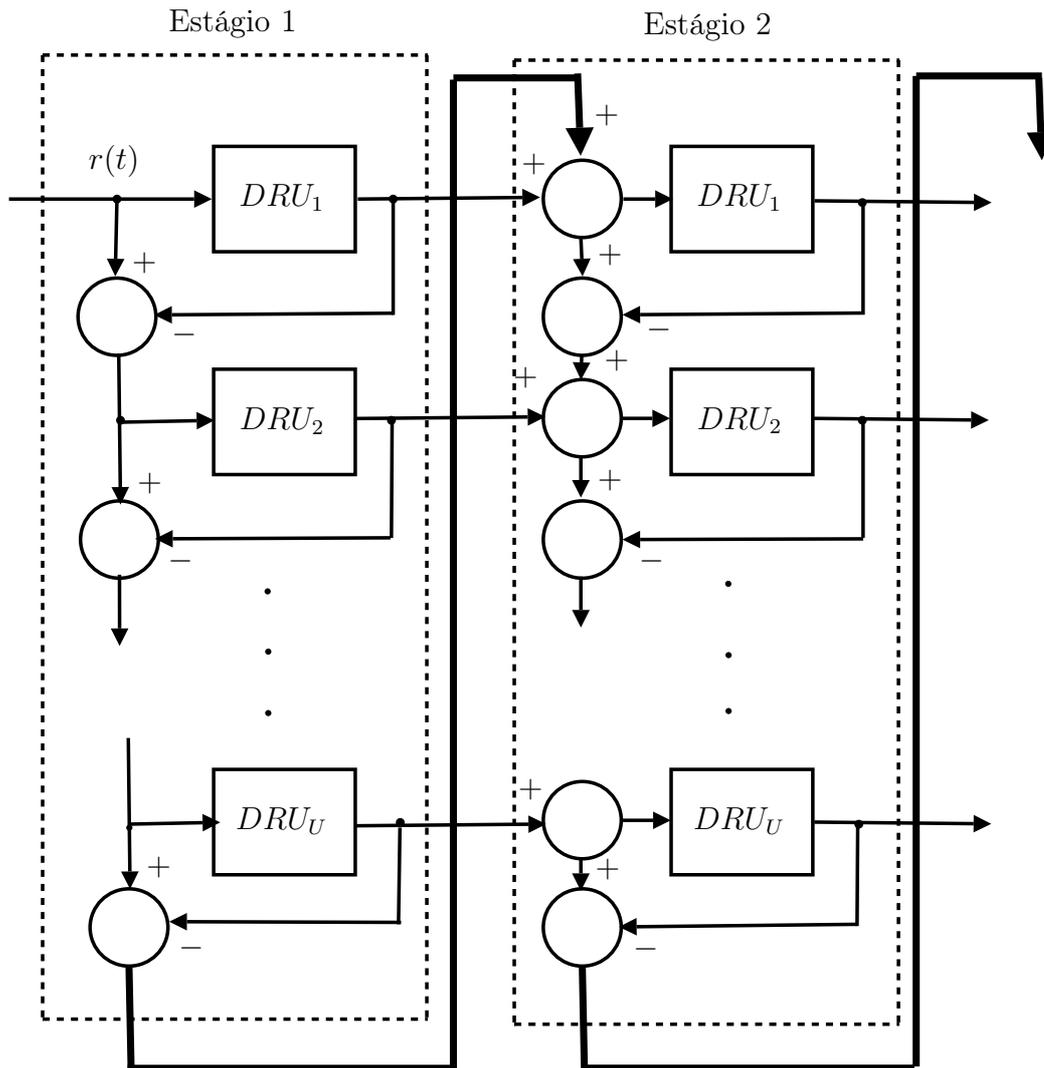


Figura 2.7: 2 primeiros estágios de um cancelador SIC multiestágio. DRU é um bloco que faz a detecção e regeneração do utilizador em índice

2.7 Propostas para Técnicas a Utilizar em Sistemas além da Terceira Geração

Foi definido pelo 3GPP, o *Long Term Evolution* (LTE) em que é utilizado OFDMA no sentido descendente e *Single Carrier-FDMA* (SC-FDMA) no sentido ascendente. No entanto, vai-se apresentar uma descrição acerca das propostas para técnicas B3G.

Em [105] é apresentada, para o sentido descendente, equivalência em performance entre DS-CDMA e *MultiCarrier-CDMA* (MC-CDMA). Se utilizar-se um canal no sentido ascendente ortogonal, o que é conseguido se cada utilizador usar de cada vez o canal completo, o DS-CDMA é o mais vantajoso pois tem menor PAPR. Em ambos os casos DS-CDMA e MC-CDMA é usado um equalizador MMSE no domínio da frequência.

Com canais com multipercurso, as sequências de *Walsh* deixam de ser ortogonais. Foram propostas sequências cujas autocorrelações e correlações cruzadas são nulas numa janela de tempo à direita do início da sequência [106]. Essa característica, mais o facto de adicionar um sufixo e prefixo nas extremidades da sequência permite ter-se na recepção, MAI e IPI nulas desde que a janela seja mais larga que o atraso máximo do canal, considerando que o sistema tem um avanço no tempo (*time advance*) perfeito. No entanto, quanto maior a janela menor o número de sequências disponíveis. Assim, as sequências só são aplicáveis quando o número de utilizadores for uma fracção dos permitidos com as sequências de *Walsh* e quando as células são pequenas. Este tipo de sequências (*Zero Correlation zone - ZCZ*) foram inicialmente propostas por [107]. Estas sequências estão a ser utilizados para a proposta de sistema B3G chamada de *Large Area Synchronous-CDMA* (LAS-CDMA) [108]. Com uma janela de correlação nula perfeita consegue-se uma relação sinal interferência (SIR) bastante alta. O detector para um sistema LAS-CDMA é um RAKE e desde que a janela absorva o atraso do canal consegue-se uma performance de utilizador único. Pode-se jogar com o tamanho da janela para conseguir-se ter mais sequências disponíveis e assim mais utilizadores à custa do SIR. Quando se tem uma SIR alta pode-se aumentar a ordem da modulação. Com estas 2 acções consegue-se aumentar muito a eficiência espectral do sistema. Encontra-se uma comparação entre um sistema CDMA e LAS-CDMA em [109]. Conclui-se que o sistema DS-CDMA quando a taxa de *chip* aumenta o número de caminhos resolúveis aumenta o que implica uma degradação de performance devido à IPI, além do aumento da complexidade do RAKE. Devido ao facto da janela de ZCZ ser limitada, o aumento do número de caminhos multipercurso resolúveis (aumento do número de *chips* de atraso) degrada a performance dos sistemas LAS-CDMA.

Essa performance é inferior ao caso de DS-CDMA para uma janela de ZCZ superior a 12 *chips*. Em [110] é apresentado como essas sequências podem ser aplicadas a um sistema multiportadora, pelo facto do tempo de *chip* aumentar (o atraso do canal contém assim menos *chips*) podendo ter assim uma janela de correlação nula mais curta em *chips* e assim mais sequências disponíveis e haver diversidade temporal. Em [111] é apresentado outra proposta de tecnologia para sistema B3G que utiliza este tipos de sequências utilizando uma técnica denominada de *Offset Stacking-CDMA*. Esta técnica permite enviar *bits* espalhados somados (um utilizador) com um desvio (*shift*) de número de *chips* configurável entre cada um. Como cada sequência de espalhamento tem uma janela ZCZ estes bits são recuperados com interferência intercódigo nula. Como os *bits* espalhados são somados obtém-se símbolos com módulo superior a um. Então é necessário utilizar modulação de ordem superior. Pelo facto do desvio ser configurável pode-se obter várias eficiências espectrais e atingir vários ritmos de transmissão.

Em [112] é apresentada outra proposta de tecnologia para sistema B3G (*Interleave Division Multiple Access-IDMA*), em que o espalhamento é feito através de um *interleaving* a nível de *chip* diferente para cada utilizador. Os utilizadores são separados devido a esse *interleaving* através de detecção multiutilizador iterativa com complexidade linear com o número de utilizadores.

Em [113] são apresentadas sequências de *signature* (*signatures sequences*) ortogonais no domínio da frequência em vez das usuais sequências de *Walsh* e *scrambling* no domínio do tempo. Tal permite o uso de detecção multiutilizador no domínio da frequência com a vantagem dessas sequências não perderem a ortogonalidade com multipercurso. Essas sequências são propostas no método de acesso do sentido ascendente de sistemas B3G (*Interleave Frequency Division Multiple Access-IFDMA*) [114]. Esse sistema combina as melhores características de um sistema DS-CDMA (baixo PAPR, boa diversidade de frequência) e dum sistema OFDMA (baixa complexidade na recuperação dos utilizadores - Equalização no domínio da frequência).

Em [115] é proposta uma técnica de acesso através do espalhamento dos utilizadores com códigos convolucionais de baixa taxa (até 1/512) em vez das sequências de *Walsh* conseguindo-se assim uma alta redundância. Assim, em vez da complexidade requerida para uma detecção multiutilizador num sistema DS-CDMA, teria-se essa complexidade para a descodificação do código, com vantagem em termos de performance.

2.8 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas algumas tecnologias e conceitos utilizadas em sistemas de terceira geração. Entre essas tecnologias estão as sequências utilizadas para espalhamento, como sequências ortogonais utilizadas como sequências de canal (para distinguir o utilizador), como não ortogonais mas com boas propriedades de correlação cruzada utilizadas como sequências de *scrambling* (para distinguir a célula). No primeiro caso, encontram-se as sequências de *Walsh* e no segundo caso estão as sequências de *Gold* e *Kasami*. Algumas métricas utilizadas como medidas de performance na detecção multiutilizador foram apresentadas, tais como o BER, Eficiência Multiutilizador Assimptótica, Ordem de Diversidade, Resistência Perto-Longe e Eficiência Espectral. Foi apresentado o detector RAKE utilizado como detector monoutilizador. Foram apresentados os pontos mais importantes sobre detecção multiutilizador e os algoritmos de técnicas de detecção multiutilizador mais usuais como o Detector Ótimo, o Descorrelador, o MMSE, o PIC e por fim o SIC. Foram introduzidos os conceitos de como se pode implementar os algoritmos multiutilizador de uma forma eficiente através de estruturas sistólicas. Foram referidos sumariamente algumas propostas para tecnologias a serem utilizadas em sistemas além da terceira geração (B3G).

Capítulo 3

Modelação do Sistema DS-CDMA

Neste capítulo é apresentada informação que permite ao leitor perceber a tese sem ter de consultar documentos externos. Assim, é apresentado as características mais relevantes do sistema UMTS-TDD. É introduzido o canal de transmissão Geometrical Based Single Bounce Elliptical Model (GBSBEM) proposto por Liberti [31]. Por fim, são explicados os conceitos principais sobre Códigos Turbo e a sua aplicação no UMTS-TDD.

3.1 O Sistema UMTS-TDD

A transmissão duplex entre 2 utilizadores pode ser conseguida de 2 formas. O método mais comum é reservar-se 2 bandas de frequências separadas para transmitir no sentido descendente e ascendente. Outra forma é conseguida com o sistema TDD em que é só usada uma banda para ambos os sentidos, descendente e ascendente. Tal é conseguido pela divisão do tempo em *slots* que podem ser reservados alguns para o sentido descendente e outros para o sentido ascendente. Sistemas TDD são chamados também de sistemas *Ping-Pong* porque reserva o tempo alternativamente para receber e enviar [116].

Os primeiros sistemas celulares públicos a usar TDD foi o PHS no Japão e DECT na Europa, usando TDMA, em 1993. De notar que o UMTS-TDD usa também CDMA.

Nos sistemas FDD é preciso uma banda de frequência entre as bandas de transmissão descendente e ascendente. No TDD tal não é necessário sendo preciso, em contrapartida, um tempo de guarda entre *slots*.

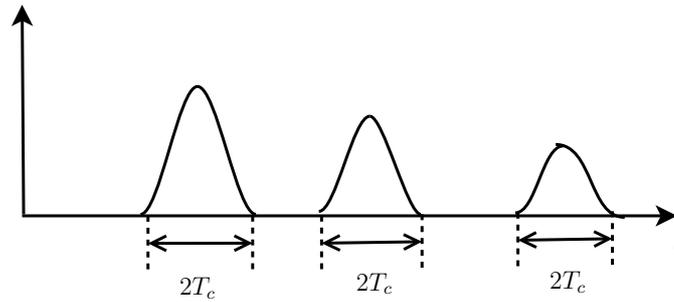


Figura 3.1: Resultado da estimação de um canal com 3 caminhos multipercurso

Uma das desvantagens de UMTS-TDD é a necessidade da transmissão síncrona dos *bursts* de forma a não haver simultaneamente por exemplo transmissão no sentido descendente e ascendente na mesma célula e *burst*. Esta desvantagem não permite que o sistema UMTS-TDD esteja tão difundido quanto o UMTS-FDD.

Um das vantagens do sistema TDD é a reciprocidade do canal de transmissão entre a transmissão descendente e ascendente [117]. Outra vantagem é não precisar de filtro de separação entre a banda de transmissão descendente e ascendente tal como no caso FDD. O sistema TDD é mais adequado a tráfego assimétrico característico de dados de internet. Pode-se encontrar uma comparação entre FDD e TDD em termos gerais em [118].

Em [116] concluiu-se que a capacidade de um sistema UMTS-TDD é limitado no sentido ascendente pela interferência dos outros utilizadores e no sentido descendente pela interferência de outras estações base e pela interferência intersimbólica devido ao canal multipercurso.

3.1.1 Estimação de Canal

A sequência para estimação de canal no UMTS-TDD chama-se *midamble* por se encontrar no centro do *burst*.

Os *midambles* dos diferentes utilizadores, numa mesma célula, são versões transladadas da mesma sequência periódica básica. Diferentes células usam diferentes sequências periódicas básicas. A geração dos *midambles* é efectuada a partir do mesma sequência básica periódica, pelo que a estimação de canal de todos os utilizadores activos num *slot* pode ser feito conjuntamente através de uma correlação cíclica. As estimativas da resposta impulsional do canal dos diferentes utilizadores são obtidas sequencialmente no tempo à saída dum correlador [119].

3.1. O Sistema UMTS-TDD

Sabe-se que quando se tem um sinal piloto e esse passa por um canal multipercurso pode-se obter uma estimativa do canal fazendo passar o sinal recebido (piloto com multipercurso) num filtro adaptado ao sinal piloto (É a mesma operação que a correlação). Cada impulso assim obtido, estimando um caminho multipercurso, tem a largura do inverso da largura de banda do canal. A Figura 3.1 mostra o resultado de uma estimação de canal idealizada. No caso do UMTS-TDD, os impulsos são cossenos elevados e a largura de banda é aproximadamente $1/(2T_c)$, em que T_c é o tempo de *chip*. Por isso, pode-se distinguir 2 caminhos multipercurso na estimação, se eles estiverem separados de 2 tempos de *chip*, caso se utilize uma correlação cíclica ou filtro adaptado. Quanto mais comprido for o sinal piloto (maior *Midamble*), melhor a qualidade da estimação obtida. No sentido descendente apesar de ter-se de estimar um único canal (considerando o canal constituído pelos caminhos multipercurso com amplitudes relativas) é usado um *midamble* para cada utilizador. Isso deve-se ao facto de ter-se de estimar também o nível de sinal de cada utilizador. A partir da *Release 5*, no sentido descendente, a utilização da atribuição do *Midamble* por defeito permite à EM determinar as sequências de canal, por correspondência, dos utilizadores a partir dos *Midambles* e poder assim saber os utilizadores activos no caso de se utilizar detecção multiutilizador. No caso do sentido ascendente é utilizado um campo do *burst* junto ao *midamble* chamado de *Transport Format Combination Indicator* (TFCI) que permite identificar os códigos activos [120].

Em [121] é apresentado um método de estimação de canal para UMTS-TDD em que são atingidos os limites de *Cramer-Rao* para valores médios de SNR. É defendido que se pode distinguir 2 caminhos multipercurso se eles estiverem separados do tempo de *chip*.

3.1.2 Controlo de Potência

Em comunicações móveis a potência do sinal tem de ser controlada tanto no sentido descendente como ascendente. É necessário para combater o efeito perto-longe no sentido ascendente e para aumentar a capacidade do sistema no sentido descendente. Cada EB tem uma potência limitada disponível para transmissão. Quanto mais baixa for a potência de transmissão por utilizador mais utilizadores suportará essa EB no sentido descendente pois cada utilizador actua como interferência para os outros utilizadores. Então dada uma determinada potência fixa no sentido descendente ou ascendente um maior número de utilizadores representa menos cobertura de rede. De seguida, é explicado o controlo de potência em malha fechada. O terminal receptor seja de uma EB ou de uma EM, calcula a potência recebida e determina se é adequada à performance requerida pelo receptor de forma a atingir um SIR alvo. Se necessário, ordena

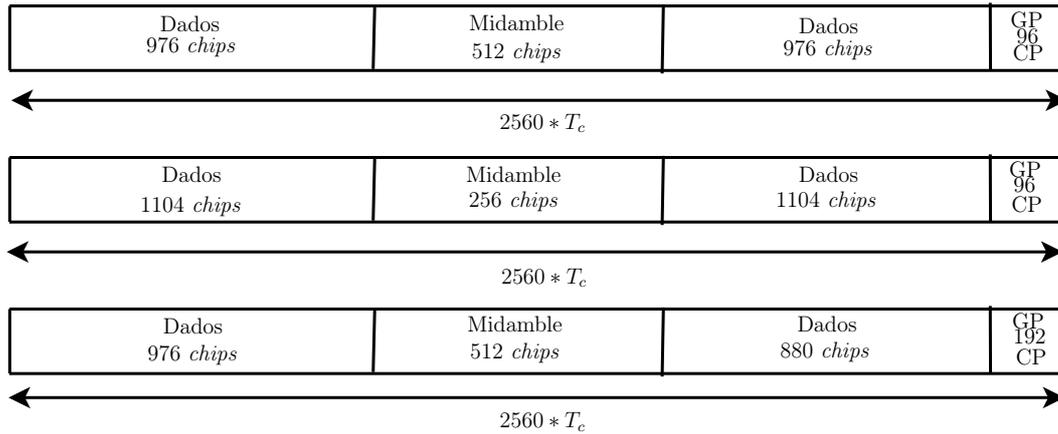


Figura 3.2: Diferentes tipos de *burst* para o modo 3.84 *Mcips/s*. De cima para baixo, *Burst* tipo 1 a 3

ao transmissor para variar a potência transmitida para corrigir o nível de potência recebida. De notar que, o SIR alvo é uma variável dependente das características de desvanecimento do canal tal como o número de caminhos multipercurso e do espectro de Doppler. Para manter um SIR alvo, é necessário controlo de potência duplo em que o segundo controlo é para fazer a actualização do SIR alvo. Em geral, o controlo de potência em UMTS-TDD no sentido descendente é efectuado em malha fechada e no sentido ascendente em malha aberta. No sentido ascendente a potência de transmissão da EM pode ser controlada atendendo à reciprocidade das características de desvanecimento do canal de transmissão. Na operação em malha aberta, a EM mede a potência recebida e calcula a atenuação desde a transmissão já que a potência do canal de *broadcast* é conhecida. A EB também faz a difusão o SIR requerido e o nível presente de interferência o que permite calcular o nível de potência a transmitir.

3.1.3 Avanço no Tempo

Em grandes células o atraso de propagação entre o EM e EB varia consideravelmente dependendo da localização do EM. Nesse caso, a rede comanda cada EM a avançar a sua transmissão relativamente à sua referência no tempo de tal forma que depois, os sinais recebidos das várias EM estão alinhados na recepção na EB. Quando o procedimento de avanço no tempo é utilizado, a rede mede constantemente a temporização da transmissão e envia o valor de avanço no tempo em múltiplos de ± 4 chips. A transmissão dos valores de avanço no tempo é feito por mensagens de mais alto nível.

3.1. O Sistema UMTS-TDD

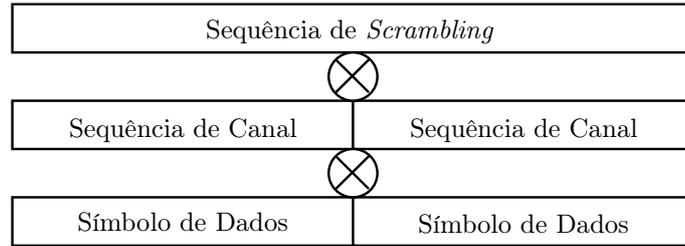


Figura 3.3: Espalhamento do sinal no transmissor

3.1.4 Parâmetros do UMTS-TDD

Vai-se apresentar os parâmetros do UMTS-TDD para a taxa de transmissão de 3.84 Mchips/s para qual foram efectuadas as simulações. Fica assim de fora o UMTS-TDD para as taxas de transmissão de 1.28 Mchips/s e 7.68 Mchips/s .

Uma trama de rádio inclui um intervalo de tempo de 10 ms que está dividido em 15 *slots* de tempo (*bursts*). A transmissão *duplex* é conseguida através da atribuição intercalada de *slots* de tempo para comutar no sentido descendente e ascendente. O número de *chips* por *burst* é de 2560 *chips*. Cada *burst* é constituído por 2 campos de dados, um *midamble* (que traz a informação do canal) e um período de guarda¹. Os 3 diferentes *bursts* da Figura 3.2 são adequados a diferentes aplicações. Na Figura 3.2 GP significa Período de Guarda e CP significa Período de *Chip*. Os *burst* tipo 1 e 2 são adequados a ser usados no sentido descendente e ascendente. O *burst* tipo 2 tem os campos de dados maiores que o *burst* tipo 1, à custa de um *midamble* menor. Devido a um *midamble* maior, o *burst* tipo 1 é aplicado para estimar 16, 8 ou 4 diferentes respostas impulsivas de canal dependendo da configuração da célula. O *burst* tipo 2 pode ser utilizado para estimar 6 ou 3 respostas impulsivas. O *burst* tipo 3 é usado unicamente para o sentido ascendente, quando a EM está a iniciar o acesso à rede ou a uma nova célula, depois do *handover*. Isto é porque as transmissões iniciais no sentido ascendente não podem ser sincronizadas na EB através da operação de avanço no tempo e por isso é necessário um maior tempo de guarda para ter em conta os atrasos devido à falta de sincronização.

O espalhamento do sinal no transmissor é feito segundo a Figura 3.3. Tem-se uma sequência de *scrambling* com comprimento igual ao FE máximo do sistema $Q_{max} = 16\text{ chips}$. A sequência de canal (sequência de Walsh) estende-se pelo número de *chips* correspondente ao FE ($Q \leq Q_{max}$). No caso da Figura 3.3 tem-se um FE=8. O sinal final é obtido pela multiplicação da sequência de *scrambling*, de canal e os símbolos de dados. De referir, que os símbolos de dados da constelação QPSK, tomam os valores ± 1 ou $\pm j$ ou seja têm todos módulo um.

¹Não se inclui nesta apresentação dois pequenos campos junto ao *midamble* chamados de TFCI e *Transmit Power Control* (TPC).

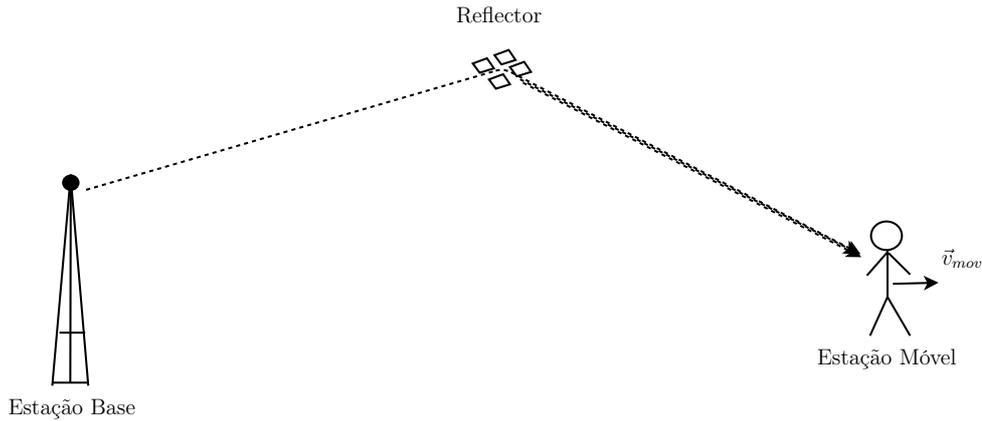


Figura 3.4: Caminho multipercursos com reflexão num agregado de reflectores remotos

Considerando que a transmissão TDMA em UMTS-TDD é descontínua, a potência de transmissão média é reduzida por um factor de $10\log_{10}(n/15)$, em que n é o número de *slots* activos por trama. Por exemplo, para conseguir a mesma cobertura em UMTS-TDD usando um único *slot* com 144 Kbps requer pelo menos 4 vezes mais estações bases que UMTS-FDD. Esta redução de 12 dB em potência média resultará numa diminuição do raio da célula para menos de metade e a área da célula para um quarto nas macrocélulas. Com as mesmas EM, a transmissão descontínua com baixo *duty cycle* reduz a cobertura no sentido ascendente. Com taxas de transmissão mais alta a diferença na cobertura em relação ao FDD diminui. Devido a todos estes factos TDD deve ser utilizado para células pequenas em que a potência não é um factor limitativo e para taxas de transmissão maiores [119].

Uma apresentação de outras características do UMTS-TDD pode ser encontrado em [122].

3.2 Canal de Transmissão

Os canais de transmissão que se estuda nesta tese são de micro-células.

O sinal rádio ao propagar-se entre a EB e uma EM, em movimento, ou vice-versa as ondas rádio são reflectidas em reflectores afastados dando origem a vários caminhos multipercursos. Cada um desses reflectores é constituído por agregados de reflectores muito próximos [123]. Na Figura 3.4 é mostrado um desses caminhos multipercursos composto por várias componentes devido a cada elemento do agregado de reflectores. No entanto, os atrasos sofridos pelas várias componentes do caminho multipercursos são muito semelhantes pois o caminho percorrido por todas são quase idênticos. No en-

3.2. Canal de Transmissão

tanto, a fase de cada componente é diferente devido às pequenas diferenças do caminho percorrido do qual a fase é muito dependente. A amplitude complexa correspondente a esse caminho multipercurso tem densidade de probabilidade gaussiana complexa com média nula. Tal deve-se ao facto que cada componente do caminho multipercurso ter distribuição idêntica e o número de componentes serem elevadas (idealmente infinito) e somadas pelo teorema do limite central dar origem a uma distribuição Gaussiana complexa. O módulo dessa variável gaussiana complexa tem uma distribuição de Rayleigh e a fase tem uma distribuição uniforme com suporte entre 0 e 2π .

As ondas de rádio podem sofrer reflexões, difracções e espalhamento por reflexão em superfícies rugosas (*scattering*).

A atenuação do sinal entre o transmissor ao receptor deve-se a 3 factores:

- Devido à distância percorrida pelo caminho multipercurso - Esta atenuação $\mathcal{D} \propto d^{-pl}$, em que pl é o expoente da atenuação e d a distância percorrida pelo sinal no caminho multipercurso. No espaço livre a potência média do sinal decresce com o quadrado da distância (*i.e.* $pl = 2$). No entanto no canal de rádio móvel o valor de pl está tipicamente entre 2 e 5 [124], pois captura efeitos como reflexões das ondas no solo [42]. A escala de tempo no qual \mathcal{D} varia depende como d varia com a mobilidade da EM. Tipicamente, esta atenuação é a que varia menos com a distância de todas as atenuações e é compensada pelo controlo de potência.
- Atenuação devido ao Efeito Sombra (*shadowing*) - É essencialmente causada pela obstrução das ondas de transmissão por obstáculos, tais como, edifícios, paredes, montanhas, etc. A atenuação resultante pode ser significativa. A atenuação comporta-se como $\mathcal{S} \propto A_{ES}$ em que $\log(A_{ES})$ segue uma distribuição Gaussiana. Uma variação da atenuação ocorre quando, por exemplo, a EM dobra uma esquina numa rua. A atenuação devido ao Efeito Sombra varia mais rapidamente que a variação devido à distância d , referida no último item. No entanto, a variação continua a ser lenta e é compensado pelo controlo de potência.
- A atenuação devido ao desvanecimento \mathcal{F} - Resulta da interferência construtiva e destrutiva dos caminhos multipercurso. Por isso, \mathcal{F} varia quando a EM está em diferentes locais. Num ambiente multipercurso denso, para cada caminho multipercurso resolúvel a amplitude complexa pode ser modelada por uma distribuição Gaussiana. Este tipo de atenuação tem variação bastante mais rápida que as anteriores e não é compensada pelo controlo de potência.

Os 3 parâmetros na caracterização dos canais sem fios móveis são: 1) o tempo de coerência, 2) a banda de coerência e, 3) a distância de coerência. O tempo de coerência - é a duração de tempo no qual a resposta impulsional do canal de transmissão pode ser considerada constante. É directamente proporcional ao inverso da frequência de Doppler. O canal é dito selectivo no tempo, se o tempo de *chip* é maior que o tempo de coerência do canal. A banda de coerência - é a largura de banda na qual o canal tem resposta considerada invariável. É directamente proporcional ao inverso do atraso máximo dos caminhos multipercuso. O canal é dito selectivo na frequência - se o tempo de *chip* é menor que o atraso máximo dos caminhos multipercurso. A distância de coerência - é a máxima separação espacial na qual a resposta impulsional do canal pode ser assumida constante. O canal é dito ser espacialmente selectivo entre 2 antenas, se a sua separação é maior que a distância de coerência. A selectividade no tempo advém da mobilidade, a selectividade na frequência advém da largura de banda de transmissão e a selectividade espacial advém da interferência espacial das ondas de rádio [42].

Dependendo como os modelos de canal sejam baseados na reprodução detalhada do processo de propagação física das ondas ou reproduzidos por métodos estatísticos, podem ser caracterizados como determinísticos ou estocásticos. Modelos *Full-Wave* discretizam o espaço numa matriz geográfica e calculam o campo magnético em cada ponto. Nos modelos estocásticos existe simplicidade computacional à custa da representação limitada da realidade física. Num esforço de encontrar um compromisso, os modelos estocásticos baseados na geometria da célula foram introduzidos com uma abordagem estatística suportada em considerações geométricas dos reflectores [125]. O modelo apresentado de seguida baseia-se neste último caso.

3.2.1 Modelo Utilizado

Nesta secção é apresentado o modelo de canal utilizado na simulação ao longo desta tese.

Considere-se a portadora modelada transmitida (único utilizador)

$$\tilde{s}(t) = \sqrt{2}\Re \{s(t)e^{j2\pi f_0 t}\} \quad (3.1)$$

sendo \Re a parte real de, e f_0 é a frequência da portadora.

3.2. Canal de Transmissão

Considerando um canal plano, o sinal recebido pela EB é,

$$\tilde{r}(t) = \sqrt{2} \sum_{l_i=1}^{L'_i} \Re \{ b_{l_i} e^{j\xi_{l_i}} e^{j2\pi f_{l_i} t} s(t - \tau) e^{j2\pi f_0 t} \} \quad (3.2)$$

em que l_i corresponde a cada componente do caminho multipercurso de um agregado de reflectores (com atraso idêntico). Os coeficientes b_{l_i} e os ângulos ξ_{l_i} dependem da posição do receptor relativamente ao emissor, posição essa que varia no tempo devido ao movimento. A frequência f_{l_i} é a frequência de Doppler dada por

$$f_{l_i} = f_{max} \cos \vartheta \quad (3.3)$$

em que $f_{max} = v_{mov}/\lambda$, sendo v_{mov} a velocidade relativa entre EM e EB, λ é o comprimento de onda da portadora e ϑ o ângulo do caminho multipercurso com a direcção de movimento da EB se considerar a EM como o referencial.

O sinal complexo banda base transmitido e recebido $s(f)$ e $r(t)$ estão relacionados por

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_c(\tau, t) s(t - \tau) d\tau \quad (3.4)$$

em que

$$h_c(\tau, t) = \sum_{l_i=1}^{L_i} b_{l_i} e^{j\xi_{l_i}} e^{j2\pi f_{l_i} t} \delta(t - \tau_{l_i}) \quad (3.5)$$

é a resposta impulsional do canal de transmissão que varia no tempo.

Considere-se agora os seguintes pressupostos [124, 126, 127]

- As ondas electromagnéticas propagam-se num plano horizontal e o receptor está localizado no centro de uma área isotrópica de reflectores.
- A antena receptora é omnidireccional.
- As ondas chegam à antena receptora com ângulos uniformemente distribuídos no intervalo $[-\pi, \pi[$.

A envolvente complexa do canal de transmissão para um número infinito de componentes de caminho multipercurso é agora dada por

$$\alpha(t) = \lim_{L'_i \rightarrow \infty} \sum_{l_i=1}^{L'_i} b_{l_i} e^{j\xi_{l_i}} e^{j2\pi f_{l_i} t} \quad (3.6)$$

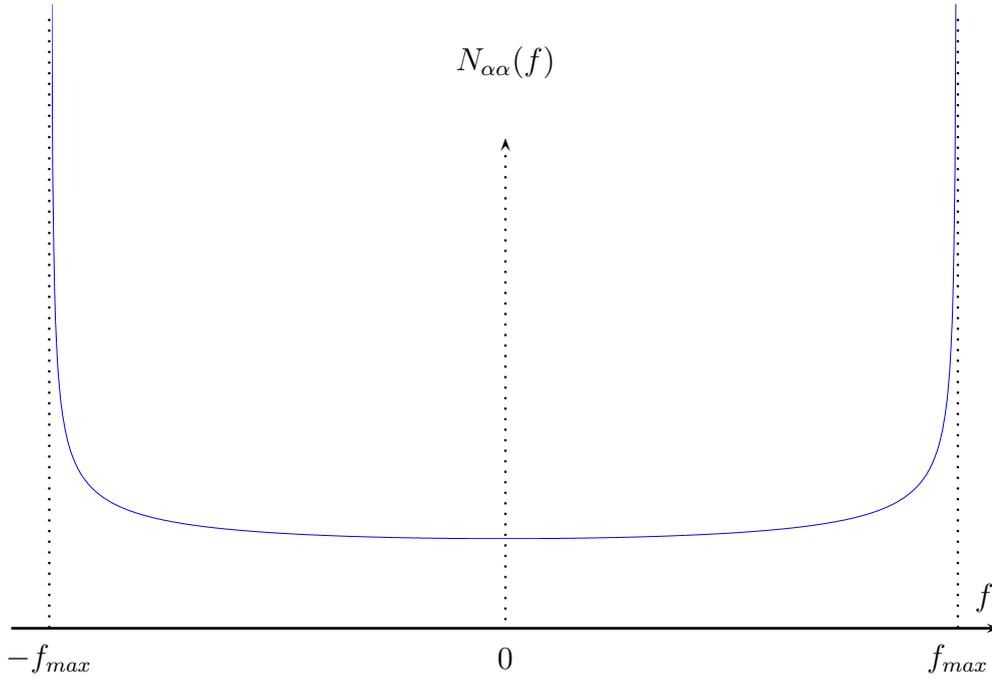


Figura 3.5: Densidade espectral de potência de Jakes

Então $\alpha(t)$ tem uma distribuição Gaussiana tendo a sua amplitude uma distribuição de *Rayleigh* e a sua fase uma distribuição Uniforme, sendo $b_{l_i} = \sigma_0 \sqrt{2/L_i}$ para todo l_i . σ_0 é o desvio padrão da distribuição Gaussiana. A densidade espectral de potência da envolvente complexa do canal dado por (3.6), considerando a área de reflectores isotrópica, é

$$N_{\alpha\alpha}(f) = \begin{cases} \frac{2\sigma_0^2}{\pi f_{max} \sqrt{1-(f/f_{max})^2}} & |f| \leq f_{max} \\ 0 & |f| > f_{max} \end{cases} \quad (3.7)$$

Esta é chamada a densidade espectral de potência de Jakes e tem a forma dada pela Figura 3.5. Essa é a densidade espectral de potência da variável aleatória Gaussiana da amplitude complexa de um caminho multipercurso, de um receptor em movimento.

A função de autocorrelação da amplitude complexa (3.6) é dada por

$$\rho_{\alpha\alpha}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} N_{\alpha\alpha}(f) e^{j2\pi f\tau} df = 2\sigma_0^2 J_0(2\pi f_{max}\tau) \quad (3.8)$$

em que J_0 é a função de Bessel de ordem zero dada por

$$J_0(z) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \cos(z \cos x) dx \quad (3.9)$$

3.2. Canal de Transmissão

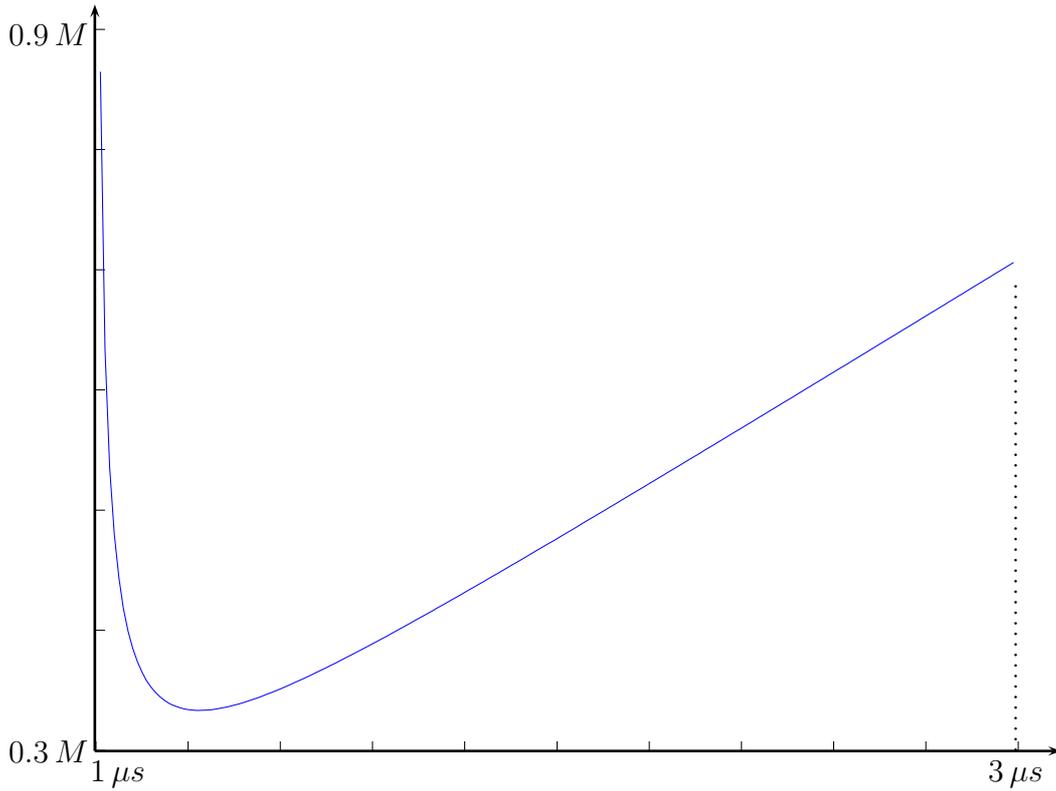


Figura 3.6: Função densidade dos atrasos dos caminhos multipercurso

Quando o canal de transmissão não for plano, em vez de um caminho multipercurso resolúvel, existirão vários caminhos multipercurso resolúveis independentes, cada um com o seu atraso.

Para encontrar os atrasos e os ângulos de chegada dos caminhos multipercurso é utilizado o modelo de canal Geometrical Based Single Bounce Elliptical Model (GBSBEM) proposto por Liberti [31].

Este modelo foi desenvolvido para micro-células e pico-células. Os reflectores estão uniformemente distribuídos à volta do emissor, do receptor e entre eles. O canal de transmissão é caracterizado por um caminho multipercurso em linha de vista e $L - 1$ caminhos multipercurso, chegando de reflectores remotos aonde a EB e a EM estão nos focos de uma mesma elipse. O máximo espalhamento dos atrasos $\Delta\tau_{max}$, as distâncias das EM à EB, $d_{u,0}$, e o ângulo que as EM fazem em relação a uma linha de referência a sair da estação EB base $\varpi_{u,0}$ são constantes ao longo da simulação e em todas as simulações. Tem-se então que o ângulo de chegada $\varpi_{u,0}$ e o atraso dos caminho multipercurso ($\tau_{LOS,u} = \frac{d_{u,0}}{c}$) em linha de vista de cada utilizador é constante e dependente dos parâmetros dados pelo utilizador para a simulação (distância do móvel à EB etc.). De agora em diante vai-se omitir o índice u do utilizador.

Os atrasos dos outros caminhos multipercurso são gerados em cada realização do canal (de *burst* para *burst*) segundo a seguinte função densidade [31]

$$\kappa_{\tau}(\tau) = \frac{v_c}{\beta d_0} \frac{2(v_c \tau / d_0)^2 - 1}{\sqrt{(v_c \tau / d_0)^2 - 1}} \quad \tau_0 \leq \tau < \tau_m \quad (3.10)$$

em que

$$\beta = (v_c \tau_m / d_0) \sqrt{(v_c \tau_m / d_0)^2 - 1} \quad (3.11)$$

sendo τ_m o atraso máximo associado aos caminhos multipercurso podem sofrer, d_0 é a distância entre a EM e a EB e v_c é a velocidade da luz. Esta função densidade pode ser diferente para cada EM se d_0 for diferente. Na Figura 3.6 é apresentada a função densidade dos atrasos relativos aos caminhos multipercurso para $d_0 = 300 \text{ m}$ e $\tau_m = 3 \mu\text{s}$. Na Figura 3.6, M representa milhões.

A função densidade do ângulo de chegada de um caminho multipercurso depende do atraso do caminho multipercurso da seguinte forma

$$\chi_{\varpi|r_i}(\varpi|r_i) = \frac{(r_i^2 - 1)^{3/2} (r_i^2 - 2r_i \cos \varpi + 1)}{\pi (r_i^2 - 1) (r_i - \cos \varpi)^3} \quad -\pi \leq \varpi \leq \pi \quad (3.12)$$

em que $r_i = v_c \tau_i / d_0 = \tau_i / \tau_0$. Esta função densidade está representada na Figura 3.7 em que o ângulo 0 rad corresponde ao ângulo em linha de vista. O gráfico apresenta as funções densidade para $r_i = 1.5$, $r_i = 2$, $r_i = 2.5$, $r_i = 3$ correspondendo a atrasos, sendo $\tau_i = 0$ no transmissor, de $\tau_i = 1.5 \mu\text{s}$, $\tau_i = 2 \mu\text{s}$, $\tau_i = 2.5 \mu\text{s}$ e $\tau_i = 3 \mu\text{s}$ respectivamente. Verifica-se que o espalhamento dos ângulos de chegada é maior com a distância percorrida pelo caminho multipercurso para uma determinada distância fixa entre a EM e a EB (300 metros). Estas funções densidade de probabilidade tem desvio padrão de 73.9° , 84.5° , 89.4° e 92.2° , respectivamente.

A amplitude complexa de cada caminho multipercurso para um determinado utilizador é encontrada da seguinte forma:

- A potência média em cada realização do canal para cada caminho multipercurso é calculada como sendo directamente proporcional a $1/d_r^{pl}$. O parâmetro pl é o expoente de atenuação. A fase do caminho multipercurso obedece a uma distribuição uniforme entre 0 e 2π .
- Para um determinado utilizador, é normalizada a potência do caminho multipercurso de forma a que a soma das potências dos caminhos multipercurso seja

3.3. Códigos Turbo

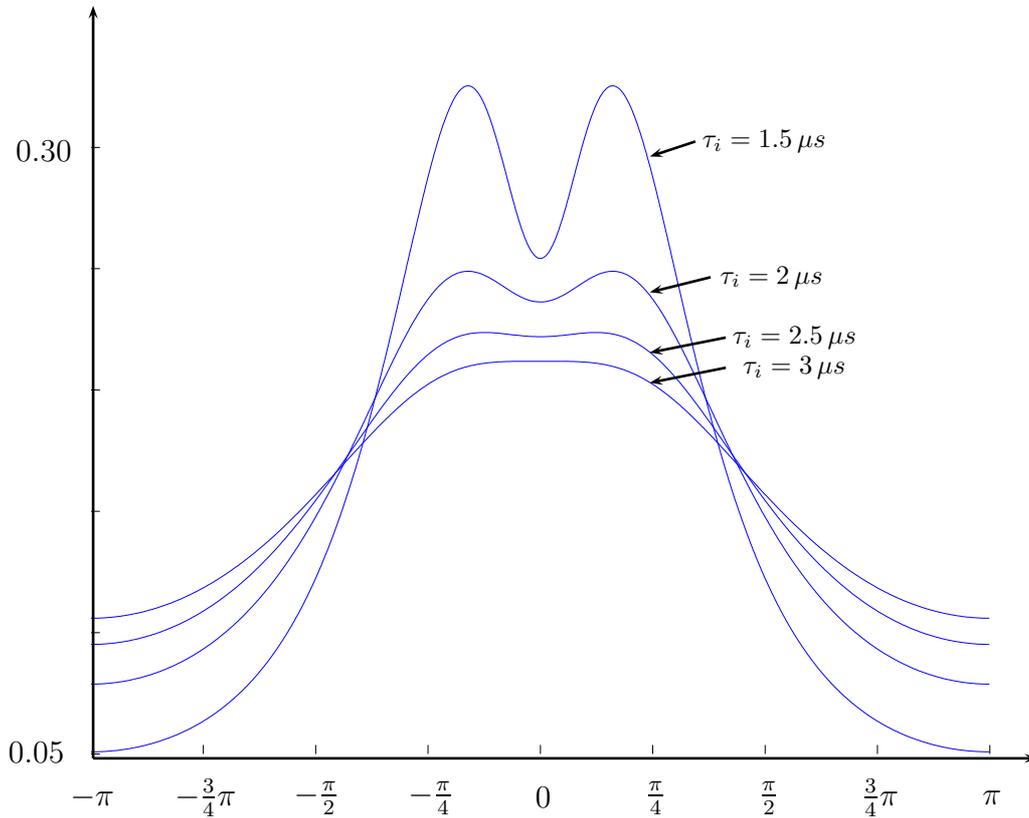


Figura 3.7: Função densidade dos ângulos de chegada dos caminhos multipercurso em função do atraso do caminho multipercurso

unitária. No caso de diversidade espacial, a normalização é efectuada de forma a que a soma das potências dos caminhos multipercurso de todas as antenas seja igual ao número de antenas.

- O número complexo cujo módulo é a raiz quadrada da potência média normalizada e com fase referida atrás, é multiplicado por uma variável aleatória Gaussiana complexa, com densidade espectral de potência de Jakes para obter a constante complexa para esse caminho multipercurso.

3.3 Códigos Turbo

A codificação com vista à detecção e correcção de erros introduz diversidade temporal. Os Códigos Turbo são códigos de correcção de erros que permitem atingir capacidades de canal próximas de 0.5 dB do limite de Shannon [128]. Os códigos são construídos usando 2 ou mais códigos componentes em diferentes versões da mesma sequência de informação com *interleaving* [129, 130]. Pode-se ver um exemplo de codificador Turbo na Figura 3.8. Enquanto que para códigos convencionais a saída do decodificador dá

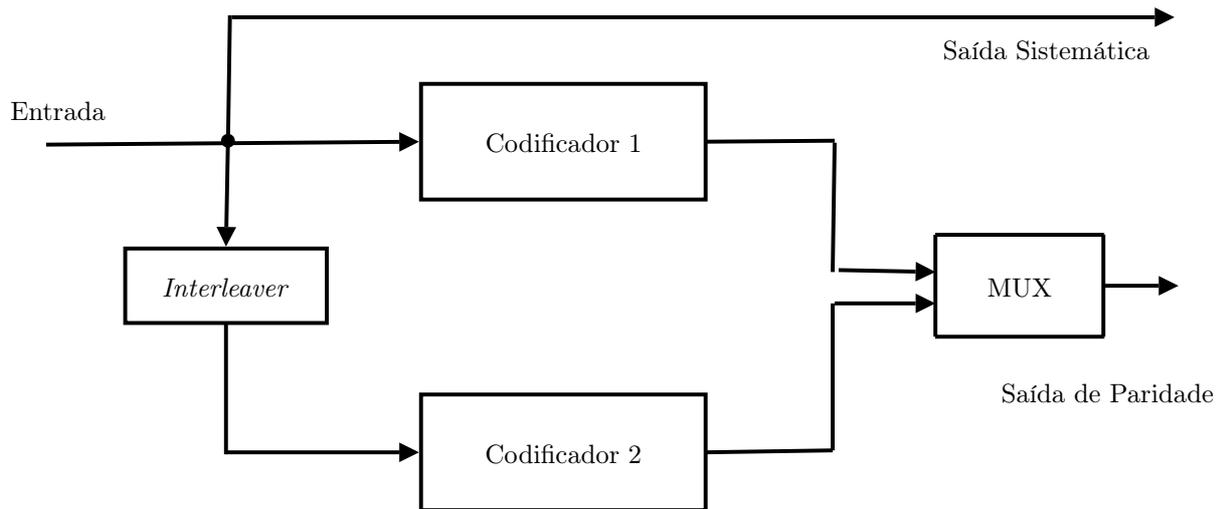


Figura 3.8: Codificador Turbo com concatenação paralela

bits descodificados depois de uma decisão *hard*, para um esquema concatenado como o Código Turbo, o algoritmo de descodificação passa decisões *Soft* para o próximo estágio. Para um sistema com 2 códigos componentes, o conceito por detrás da descodificação Turbo é passar decisões *Soft* da saída de um descodificador para a entrada de outro descodificador, iterando esse processo para obter decisões mais fiáveis. Decisões *Hard* num descodificador degradam a performance comparada com decisões *Soft*. Na Figura 3.9 é apresentado um esquema funcional de um descodificador iterativo Turbo.

Um código para ser bom tem que produzir saídas de pouco peso com probabilidade muito baixa. De notar que o peso mede a distância mínima dum código linear. Um código convolucional recursivo sistemático (RSC) produz saídas com pouco peso com relativa pouca probabilidade mas não suficiente. Utilizando 2 codificadores RSC cujas entradas estão separadas por um *interleaver* a probabilidade que ambos os codificadores produzam ao mesmo tempo saídas com pouco peso é significativamente diminuída. Um codificador RSC é construído a partir de um codificador convolucional realimentando uma das saídas, tendo uma resposta impulsional infinita.

Na Figura 3.9 cada descodificador estima a probabilidade à *posteriori* (APP) de cada *bit* dos dados. Essa APP é usada como informação à *priori* pelo outro descodificador. A descodificação pode realizar-se fazendo um certo número de iterações em que geralmente a performance aumenta. A melhoria de performance diminui de iteração para iteração. De notar, que o descodificador precisa da variância do ruído e da interferência do sinal à entrada para produzir boas estimativas do sinal descodificado.

3.3. Códigos Turbo

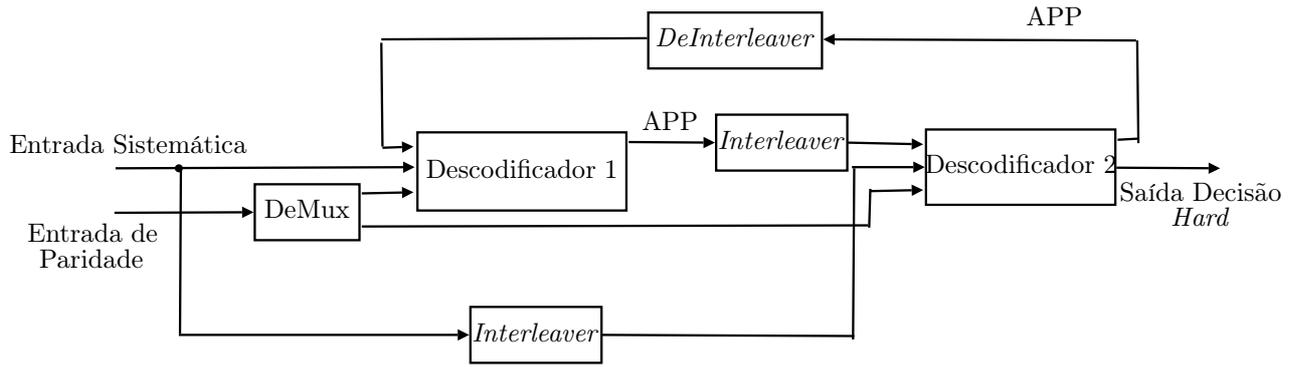


Figura 3.9: Decodificador Iterativo de Códigos Turbo

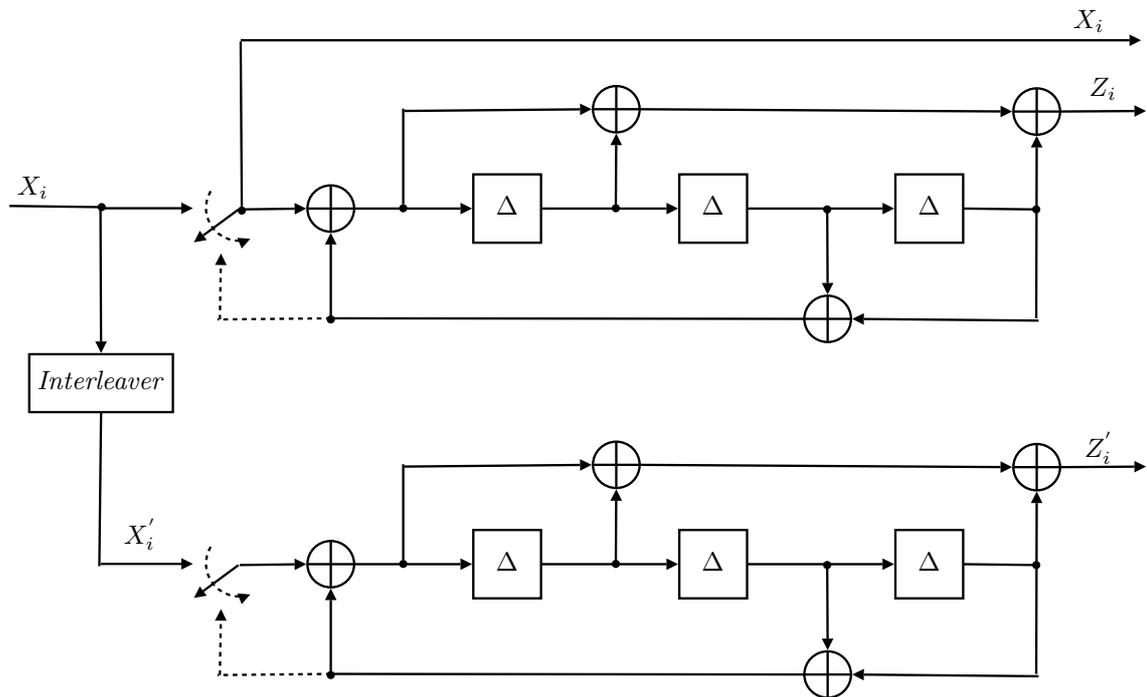


Figura 3.10: Codificador Turbo do UMTS-TDD

Na Figura 3.10 é apresentado o codificador Turbo do sistema UMTS-TDD [131,132]. Como se pode verificar o Código Turbo do sistema UMTS-TDD é a concatenação de 2 códigos RSC de comprimento 4. O número de *bits* que o codificador admite de cada vez é maior ou igual a 40 e menor ou igual a 5114. Os dados no segundo codificador passam por um *interleaver*. O *interleaver* dispõe os dados numa matriz de 5, 10 ou 20 linhas e entre 8 e 256 colunas dependendo de número de *bits* admitidos. Essa matrix é preenchida linha a linha. Seguidamente é feita uma permutação entre linhas segundo um padrão especificado na norma [133] e dentro de cada linha. Depois essa matrix é lida coluna a coluna.

Uma tabela de performance dos Códigos Turbo para UMTS-TDD e canal AWGN, para vários tamanhos de blocos de informação pode ser analisada em [134].

Pode-se distinguir a curva de performance dos Códigos Turbo como tendo 3 regiões: 1) Valores baixos de SNR - em que o BER decresce muito devagar com o SNR (podendo ter pior performance que o caso sem codificação), 2) Valores intermédios de SNR - em que se verifica uma rápida melhoria de performance com o SNR (sendo a zona de utilização mais útil destes códigos atingindo performances próximas do limite teórico) e, 3) Valores de SNR mais elevados - em que a performance atinge um limite mínimo (a performance melhora muito pouco). Tem-se argumentado que a presença deste limite mínimo faz com que os Códigos Turbo não sejam adequados para aplicações com muito baixo BER. Este patamar pode ser minimizado se utilizar *puncturing* com um código de taxa baixa como 1/3, ou se antes de utilizar um Código Turbo utilizar-se um Código Bose, Ray-Chaudhuri, Hocquenghem (BCH) [135]. Com este último método, consegue-se BER muito baixos. Tendo os Códigos Turbo uma distância baixa e não tendo a capacidade de detectar erros, pelo facto de que na descodificação serem obtidos só *bits* de dados, faz estes códigos tenham baixa performance em termos de BLER. Outro factor relevante que pode levar à escolha do código é o tempo de descodificação exigido. Pelo facto dos Códigos Turbo terem um tempo de descodificação maior, a sua aplicação poderá ser mais adequada à transmissão de dados do que voz em tempo real [136].

Um código pode apresentar boa convergência quando a sua curva de performance BER está perto do limite de Shannon e boa distância mínima se a curva de performance decai mais abruptamente. Em geral, os Códigos Turbo têm boa convergência e distância mínima baixa [137].

Para Códigos Turbo, a performance para relações sinal-ruído altos é limitada assintoticamente (atinge este patamar, terceira zona da curva) por [138]

$$P_b \simeq \frac{Z_{l_{min}} \tilde{w}_{l_{min}}}{M_b} Q \left(\sqrt{l_{min} \frac{2RaE_b}{N_0}} \right) \quad (3.13)$$

em que $Z_{l_{min}}$ é o número de sequências codificadas com distância mínima, $\tilde{w}_{l_{min}}$ é o peso médio das sequências de informação que causam sequências codificadas de distância mínima, Ra é a taxa do código, l_{min} é a distância mínima do código e M_b é o comprimento das sequências de informação (comprimento do *interleaver*). A função Q é dada por

$$Q(x) = \int_x^{+\infty} e^{-\lambda^2/2} d\lambda \quad (3.14)$$

3.3. Códigos Turbo

Pode-se alterar este patamar aumentando o comprimento do *interleaver*, mantendo a distância mínima e o número de sequências codificadas com distância mínima. Conseguir-se assim diminuir o BER no qual acontece esse patamar. Se o comprimento do *interleaver* é fixo pode-se aumentar o declive da assíntota aumentando a distância mínima do código (l_{min}).

A boa performance dos Códigos Turbo para relações sinal-ruído baixas é devida ao grande espalhamento de distâncias das palavras codificadas que resulta de um *interleaving* pseudoaleatório que é usado juntamente com concatenação paralela (contrariamente aos códigos convolucionais em que as distâncias das sequências codificadas estão densamente povoadas em certas distâncias próximas). A assíntota (3.13) é dominante (em relação às outras assíntotas geradas pelas palavras com outras distâncias) que por sua vez é consequência do grande espalhamento de distâncias das palavras codificadas.

A análise de performance de códigos com decodificação iterativa pode ser feita através do algoritmo de Evolução de Densidade [139]. Pode-se com base nos dados obtidos por esse algoritmo encontrar códigos de alta performance como os encontrados em [140] (*Low-Density Parity-Check Codes*- LDPC, irregulares). Pode-se usar um método mais simples e que requer menos dados de simulações (precisa no caso dos Códigos Turbo a simulação dos dois decodificadores constituintes) como as funções de transferência de Informação Extrínseca² (EXIT) [141, 142]. Esta ferramenta prevê aproximadamente a convergência e performance de sistemas de decodificação iterativa fazendo a evolução dum único parâmetro que é a Informação Mútua³. A troca de Informação Extrínseca entre os decodificadores constituintes, no caso dos Códigos Turbo pode ser vista como uma trajetória de decodificação nos diagramas EXIT. Pode-se aproximar a performance BER do decodificador Turbo [141]. A melhor modulação ou dentro da mesma modulação o melhor mapeamento dos símbolos na constelação, para uma determinada codificação [145] pode ser determinada usando a Propriedade da Área⁴ [142]. A otimização desses (codificação+modulação) e outros sistemas concatenados usando esse método resume-se a um ajuste das curvas do diagrama EXIT.

²Informação Extrínseca quer dizer que é informação que não passa no canal físico. É abstraído um canal extrínseco que relaciona os dados de informação ou codificados com essa informação acessível dentro do decodificador.

³Informação Mútua entre duas variáveis aleatórias é a quantidade de informação comum às duas variáveis [143, 144].

⁴A Propriedade da Área relaciona a área sob a função EXIT com a capacidade do canal físico.

3.4 Conclusões

Pretendeu-se neste capítulo introduzir ao leitor as matérias necessárias à concretização desta tese sem no entanto serem contribuições da mesma. Inicialmente foram apresentadas as características mais importantes do sistema UMTS-TDD. Foi descrito o canal Geometrical Based Single Bounce Elliptical Model (GBSBEM) proposto por Liberti [31] que é utilizado extensivamente ao longo da tese. Este modelo tenta encontrar um compromisso, entre os modelos *Full-Wave* (demasiado complexo) e modelos Estocásticos, baseando-se na geometria da célula. Foi introduzida uma abordagem estatística suportada em considerações de distribuição dos reflectores. Por fim, foram apresentados alguns conceitos sobre Códigos Turbo e a sua aplicação no UMTS-TDD. Esta matéria é fundamental pois os detectores avaliados nesta tese são-no com os Códigos Turbo. Foi apresentado o codificador e decodificador usado em sistemas UMTS-TDD e apresentadas referências para bibliografia referente a análise de performance numa forma semi-teórica.

Capítulo 4

Cancelador por Translação na Frequência

Neste capítulo é apresentada a teoria relativa a um novo Cancelador de Translação na Frequência (FSC). O cancelador encontra-se na categoria de filtros FRESH [9] que têm estruturas que usam a correlação entre bandas inerentes na maior parte dos sinais criados pelo homem. A maior parte do trabalho desenvolvido até hoje nesse tipo de estruturas segue uma abordagem no domínio do tempo. Neste capítulo é explorado a correlação entre bandas de frequência para remover a interferência multiutilizador (MAI) em sinais DS-SS. A implementação proposta é efectuada no domínio da frequência e estende o algoritmo para situações de sinais com diferentes comprimentos de sequências de canal simultâneas e por isso diferentes taxas de símbolos. A abordagem no domínio da frequência permite uma implementação digital usando a FFT. Este facto permite tirar partido das tecnologias ASIC para uso em sistemas além da terceira geração.

4.1 Cicloestacionaridade de um Sinal

Os sinais gerados pelo homem e alguns sinais gerados pela natureza, que contêm informação, são em geral cicloestacionários (ou quase cicloestacionários) ou policicloestacionários (ou quase policicloestacionários). Estes sinais, contrariamente aos estacionários, têm funções densidades e de distribuição que dependem do instante de tempo e logo todos os momentos, autocorrelações e cumulantes. A característica, no caso de sinais cicloestacionários, é dessas funções serem iguais em instantes de tempo separados por um determinado período. O sinal em si, os seus momentos, autocorrelações e cumulan-

tes de várias ordens e seus respectivos espectros na frequência podem dar informações importantes e podem ser usados nos diversos domínios de conhecimento (telecomunicações, meteorologia, hidrologia, oceanografia, medicina/biologia, economia, sismologia etc) e dentro de cada domínio para diversos fins. Estes sinais contêm muitas vezes componentes gaussianas cuja informação pode ser removida, tornando visível a informação de interesse. Tal é conseguido com o cálculo de cumulantes de ordem superior ou igual a 3 e respectivo espectro na frequência, pois a distribuição Gaussiana tem cumulantes nulos nesses casos. Deve-se notar que o sinal estacionário Gaussiano é caracterizado somente pelo seus 2 primeiros momentos. O conceito de cumulantes e os seus espectros na frequência (poliespectros) foram desenvolvidos em paralelo com o conceito de correlação e o seu espectro, gozando de vantagens já antes referidas como a imunidade ao ruído Gaussiano. No entanto, para o seu cálculo requerem um maior número de amostras dos sinais de forma a reduzir a variância associada a estimar as estatísticas de ordem superior.

Um sinal cicloestacionário é aquele em que são geradas ondas sinusoidais com operações não lineares, mas o seu espectro não contém essas componentes sinusoidais ou submúltiplas das mesmas. A ordem mínima da não linearidade que é preciso para gerar essa sinusóides é a ordem da cicloestacionaridade do sinal. O mesmo sinal apresenta cicloestacionaridade de segunda ordem se tiver componentes de frequência correlacionadas. A equivalência entre estas duas definições da cicloestacionaridade (para segunda ordem) foi demonstrada em [146]. Outra definição de cicloestacionaridade de segunda ordem de um sinal, é que a função de autocorrelação deve ser periódica. No caso de um sinal DS-SS obtém-se

$$\rho(t + \tau, t) = E[s(t + \tau)\bar{s}(t)] = \sum_k \sum_{k'} E[\bar{a}_k a_{k'}] \bar{g}(t - kT) g(t + \tau - k'T) \quad (4.1)$$

sendo

$$\rho(t + \tau + kT, t + kT) = \rho(t + \tau, t) \quad (4.2)$$

As frequências geradas pela operação quadrática divididas por 2 e a separação de frequências correlacionadas são denominadas as frequências de ciclo. Se as frequências de ciclo não estão harmonicamente relacionadas então o sinal é dito policicloestacionário.

Existem sinais que não são cicloestacionários de ordem 2 mas são cicloestacionários de ordem superior.

4.1. Cicloestacionaridade de um Sinal

Um sinal que é cicloestacionário de ordem n também o é de ordem $2n$.

O SNR das componentes de frequência geradas diminui com a ordem n . Igualmente, a complexidade dos algoritmos que exploram as propriedades de cicloestacionaridade de ordem superior aumentam rapidamente com a ordem n .

Existe uma teoria paralela de cumulantes em função de variáveis aleatórias (*ensembles*) em vez de amostras no tempo. Apresenta-se agora a definição de cumulante na teoria probabilística, para dar depois a definição de cumulante temporal (amostra no tempo) em função dos momentos temporais [147–149].

Seja uma variável aleatória X , com uma função densidade de probabilidade (PDF) $f_X(u)$. A função característica (CF) é a transformada de Fourier conjugada da PDF

$$\phi_X(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f_X(u) e^{iwu} du = E[e^{iwX}] \quad (4.3)$$

Os momentos de X podem ser obtidos diferenciando a função característica

$$E[X^n] = (-i)^n \frac{\partial^n}{\partial w^n} \phi_X(w) \Big|_{w=0} = m_n \quad (4.4)$$

O momento de ordem n de X é o coeficiente do termo correspondente ao termo $(iw)^n/n!$ da expansão da série de Maclaurin da função característica

$$\phi_X(w) = \sum_{n=0}^{\infty} m_n \frac{(iw)^n}{n!} \quad (4.5)$$

Considerando agora que Y é uma variável aleatória resultante da soma de 2 outras variáveis aleatórias X_1 e X_2 . A PDF resultante é dada pela convolução das PDF de X_1 e X_2

$$f_Y(u) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{X_1}(u-\lambda) f_{X_2}(\lambda) d\lambda \quad (4.6)$$

A função característica resultante é o produto das funções características de X_1 e X_2

$$\phi_Y(w) = \phi_{X_1}(w) \phi_{X_2}(w) \quad (4.7)$$

Pode-se transformar esta multiplicação numa adição aplicando um logaritmo natural

$$\ln \phi_Y(w) = \ln \phi_{X_1}(w) + \ln \phi_{X_2}(w) \quad (4.8)$$

O coeficiente do termo correspondente a $(iw)^n/n!$ da expansão da série de Maclaurin de $\ln\phi_Y(w)$ é chamado do cumulante de ordem n de Y .

Vai-se de seguida dar a definição do estimador do Cumulante de séries no tempo. Esta abordagem por amostragem no tempo é mais próxima da aplicação prática que a abordagem estocástica. Para sinais reais, o momento de ordem n é dado por

$$R_x(t, \tau)_n = \hat{E}^{\{\alpha\}} \left[\prod_{j=1}^n x(t + \tau_j) \right] \quad (4.9)$$

em que

$$\hat{E}^{\{\alpha\}} [g(t)] = \sum_{\alpha} g_{\alpha} e^{i2\pi\alpha t} \quad (4.10)$$

e

$$g_{\alpha} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g(u) e^{-i2\pi\alpha u} du \quad (4.11)$$

A função cumulante temporal de ordem n é dada em função dos momentos por

$$C_x(t, \tau)_n = \sum_{P_n} \left[(-1)^{p-1} (p-1)! \prod_{j=1}^p R_x(t, \tau_{v_j})_{n_j} \right] \quad (4.12)$$

em que P_n são as partições. Por exemplo para $n = 3$ as partições são (os números correspondem a atrasos diferentes τ_i) $\{(1, 2, 3)\}$, $\{(1), (2, 3)\}$, $\{(2), (1, 3)\}$, $\{(3), (1, 2)\}$, $\{(1), (2), (3)\}$. Tem-se na expressão acima que $p = 1$ para $\{(1, 2, 3)\}$, $p = 2$ para $\{(1), (2, 3)\}$, $\{(2), (1, 3)\}$, $\{(3), (1, 2)\}$ e $p = 3$ para $\{(1), (2), (3)\}$.

A equação inversa para calcular o momento a partir do cumulante é dada por

$$R_x(t, \tau)_n = \sum_{P_n} \left[\prod_{j=1}^p C_x(t, \tau_{v_j})_{n_j} \right] \quad (4.13)$$

4.1.1 Aplicações Explorando a Cicloestacionaridade de um Sinal

A exploração de cicloestacionaridade de sinais tem aplicação à meteorologia, hidrologia, oceanografia, medicina/biologia e economia [8, 150].

Geralmente por questões de eficiência espectral, os sinais são destituídos de redundância. Isto acontece com sinais de *Single Side Band* (SSB) de televisão e da banda do cidadão. No entanto, sinais mais antigos como os sinais de AM possuem redundância espectral entre bandas dos 2 lados da portadora que pode ser aproveitada para remover interferências numa delas com a informação da outra.

4.1. Cicloestacionaridade de um Sinal

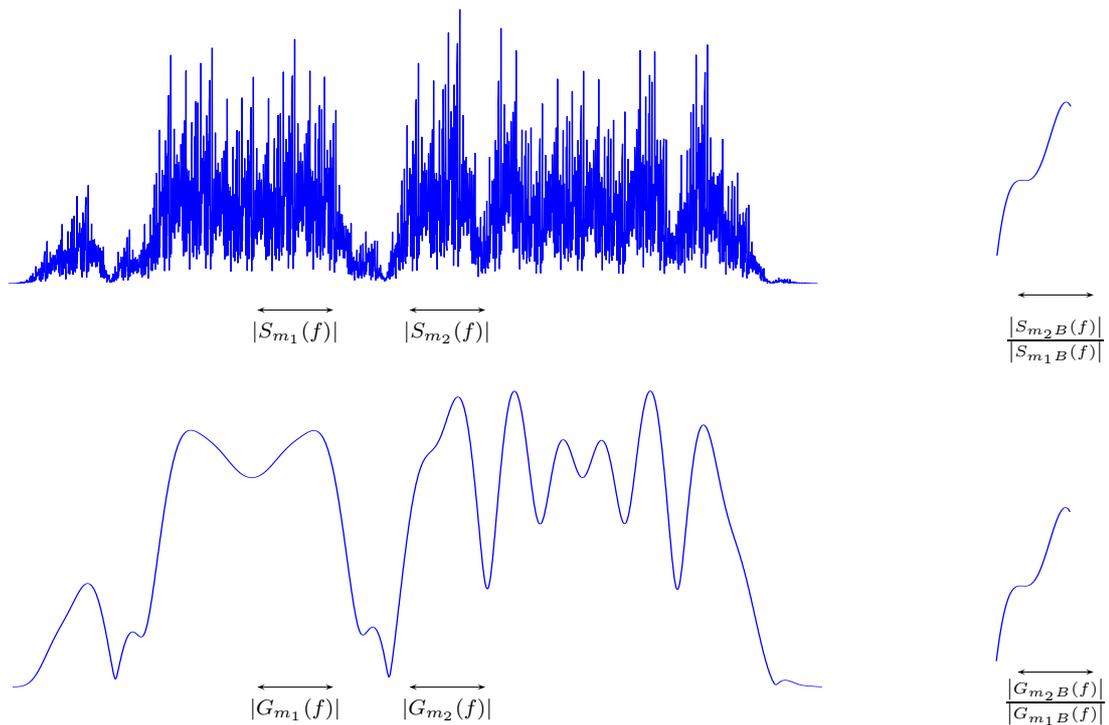


Figura 4.1: Relação de bandas num sinal DS-SS e na correspondente *signature waveform*

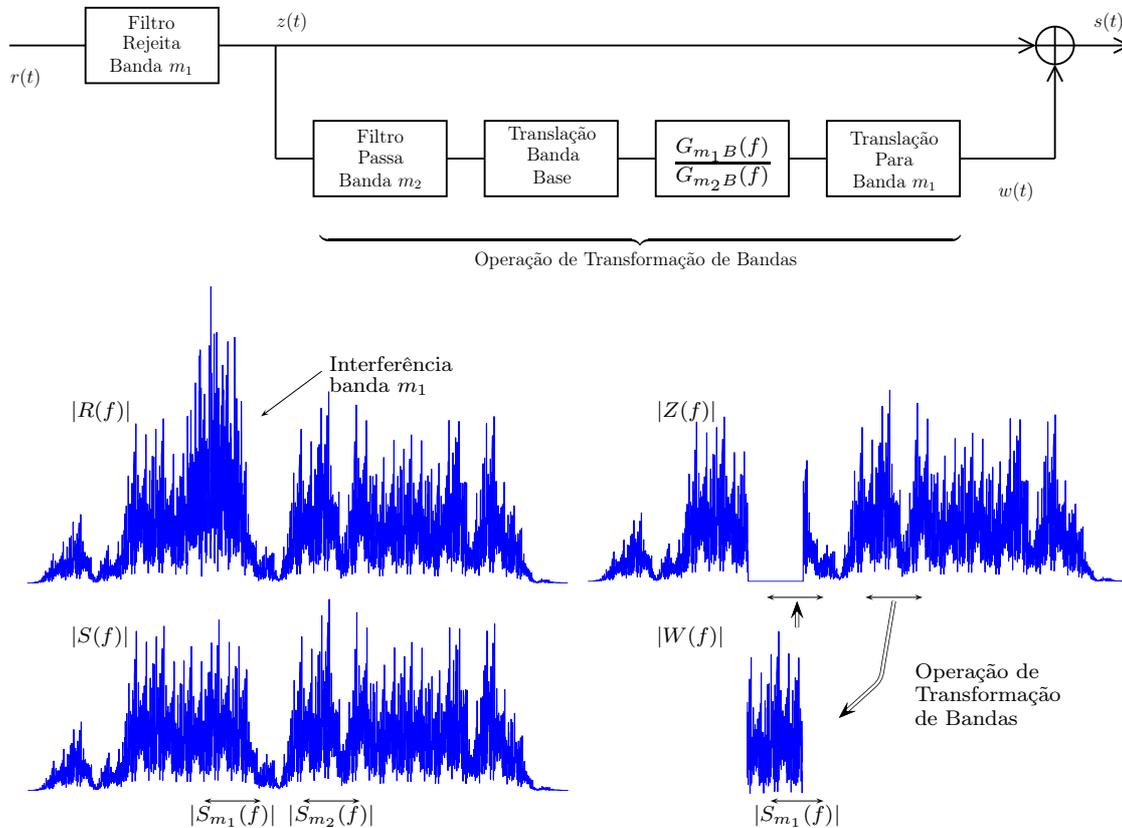


Figura 4.2: Cancelamento de interferência de banda estreita

Os sinais de um único utilizador usados nos sistemas DS-CDMA de telecomunicações, devido ao espalhamento, utilizam uma largura de banda superior à necessária para transmitir a informação. Estes sinais possuem correlação entre componentes de frequência espaçadas por múltiplos da frequência dos símbolos. A Figura 4.1 mostra o espectro de um sinal DS-SS e respectiva *signature waveform*. Verifica-se que, devido à correlação de bandas espaçadas pelo múltiplo da taxa de símbolos, se dividir o valor de 2 pontos com o esse dito espaçamento obtém-se o mesmo valor tanto no sinal como na *signature waveform*. Essa correlação pode ser utilizada para, com a informação de uma banda remover a interferência de outra banda como ilustra a Figura 4.2. Uma outra aplicação, da redundância entre bandas (correlação entre bandas) no campo de detecção multiutilizador em sistemas de DS-CDMA é apresentada neste capítulo.

Não sendo claramente reconhecida as propriedades de cicloestacionaridade dum sinal tem sido explorada em sincronização por muitos autores. A ideia subjacente é usar operações não lineares da informação para revelar componentes periódicas contendo parâmetros de sincronização [151]. Por exemplo, um sinal BPSK é um sinal cicloestacionário de segunda ordem porque uma frequência igual ao dobro da portadora é gerada através de uma operação quadrática. Essa frequência é geralmente dividida por 2 para obter uma onda coerente com a portadora.

Mesmo os sinais DS-SS com sequências longas possuem cicloestacionaridade de segunda ordem desde que amostradas pelo menos com 2 amostras por *chip* [152].

Alguns trabalhos reconheceram que a cicloestacionaridade, através da análise do biespectro, pode caracterizar falhas em sistemas mecânicos [153, 154] e biológicos [155] que produzem não linearidades repetitivas e não estacionaridades. Chama-se biespectro ao espectro de frequência do cumulante de terceira ordem [156, 157]. Em sistemas biológicos, o biespectro é principalmente utilizado na análise de eletroencefalograma (EGG) [158, 159]. O biespectro é mesmo o conceito mais utilizado, no âmbito da cicloestacionaridade, em todos os domínios já referidos anteriormente.

As estatísticas de segunda ordem de um sinal cicloestacionário são suficientes para a estimação de canal, denominada cega, e equalização em sistemas lineares de utilizador único [160–162] apesar de inicialmente utilizarem-se estatísticas de ordem superior. Estes algoritmos não conseguem estimar canais com zeros no círculo unitário (transformada Z) e com zeros radialmente igualmente espaçados de 0 a 2π . Estas limitações, acrescidas do facto de ser necessário saber a quantidade de zeros que se encontram dentro e fora do círculo unitário em antemão, levam a que esta técnica seja impraticável para comunicações móveis [163]. Mais recentemente, foi proposto um algoritmo de estimação de canal para sistemas multiutilizador DS-CDMA em [164] utilizando cicloestacionaridade.

Em [165] é apresentado um método para calcular o ângulo de chegada de múltiplos emissores ou fontes com a mesma frequência de ciclo. A aplicação sugerida é o radar e o sonar. Esta técnica poderá ser usada em DS-CDMA em que os utilizadores têm a mesma frequência de ciclo.

Um resumo da investigação dos últimos 50 anos sobre ciclosestacionaridade pode ser encontrada em [150].

4.2 Fundamentação Teórica

Um sinal DS-SS é representado como

$$s(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad (4.14)$$

em que $\{a_k\}$ é uma sequência de símbolos de informação, $1/T$ é a taxa de símbolos e $g(t)$ é a *signature waveform*, que assumindo o $FE=Q_{max}$ pode ser escrita como

$$g(t) = \sum_{q=0}^{Q_{max}-1} \tilde{c}_q p(t - qT_c) * h(t) \quad (4.15)$$

em que $\{\tilde{c}_q\}$ é a sequência de espalhamento, $p(t)$ é um impulso elementar normalizado, T_c é o período de *chip*, $h(t)$ é um filtro linear que pode representar a resposta impulsional de um canal de transmissão e o símbolo $*$ representa a convolução.

A transformada de Fourier do sinal DS-SS é dada por

$$S(f) = \sum_k a_k G(f) e^{-j2\pi f k T} = G(f) A(f) \quad (4.16)$$

sendo que

$$\begin{aligned} A(f) &= \sum_k a_k e^{-j2\pi f k T} \\ G(f) &= P(f) H(f) \sum_{v=0}^{Q_{max}-1} c_v e^{-j2\pi f v T_c} \end{aligned} \quad (4.17)$$

De (4.17) é fácil verificar que

$$A(f + \frac{i}{T}) = A(f) \quad \forall i \in \mathbb{Z} \quad (4.18)$$

Assumindo que o impulso elementar $p(t)$ tem largura de banda bilateral α/T_c , em que tipicamente (para a resposta impulsional da família de filtros cosseno elevado [166]) α é um número entre 1 e 2, pode-se dizer que a largura de banda do sinal é $\alpha Q_{max}/T$ *i.e.* de (4.18) tem-se uma ordem de diversidade na frequência de αQ_{max} .

Definindo

$$\begin{aligned} S_{mB}(f) &= S\left(f + \frac{m}{T}\right) \text{rect}(fT) \\ G_{mB}(f) &= G\left(f + \frac{m}{T}\right) \text{rect}(fT) \end{aligned} \quad (4.19)$$

em que

$$\text{rect}(f) = \begin{cases} 1 & \text{if } f \in \left[-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right[\\ 0 & \text{if } f \notin \left[-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right[\end{cases} \quad (4.20)$$

e m é o índice da banda. Vai-se considerar daqui para a frente que o subscrito B representa um sinal na frequência transladado para a banda base. Então usando (4.19) para 2 bandas de índice m_1 and m_2 e assumindo que $G_{m_1B}(f)$ não tem singularidades, pode-se concluir que no intervalo $f \in \left[-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T}\right[$ tem-se que

$$S_{m_2B}(f) = \frac{G_{m_2B}(f)}{G_{m_1B}(f)} S_{m_1B}(f) \quad (4.21)$$

i.e. a informação do sinal em bandas de frequência não sobrepostas espaçadas por um múltiplo da taxa de símbolos está relacionada através de uma relação linear.

4.3 Separação de Dois Sinais de Espalhamento de Espectro na Ausência de Ruído

Vai-se considerar 2 sinais de espalhamento de espectro complexos, com 2 bandas redundantes cada um e sobrepostos na frequência. Quer-se provar que, na ausência de ruído e verificando-se as condições de relação entre as bandas do sinal e as bandas da *signature waveform* pode-se separar os 2 sinais.

Na Figura 4.3 são apresentados, como exemplo, os espectros dos 2 sinais a separar e as respectivas *signatures waveforms*. Pode-se identificar na figura os espectros das bandas redundantes dos sinais como $S_{m_1}^{(1)}(f)$, $S_{m_2}^{(1)}(f)$, $S_{m_1}^{(2)}(f)$ e $S_{m_2}^{(2)}(f)$ e os espectros das bandas redundantes das *signatures waveforms* como $G_{m_1}^{(1)}(f)$, $G_{m_2}^{(1)}(f)$, $G_{m_1}^{(2)}(f)$ e $G_{m_2}^{(2)}(f)$. Considera-se que $S_{m_1B}^{(1)}(f)$ corresponde à banda $S_{m_1}^{(1)}(f)$ transladada para a banda base (em torno de $f = 0$).

4.3. Separação de Dois Sinais de Espalhamento de Espectro na Ausência de Ruído

Considerando como o sinal de interesse o sinal 1 (sinal em baixo e esquerda da Figura 4.3) e a banda de interesse a m_1 , se fizer a seguinte operação somente sobre esse sinal ¹

$$\varepsilon_2(f) \frac{G_{m_1 B}^{(1)}(f)}{G_{m_2 B}^{(1)}(f)} S_{m_2 B}^{(1)}(f) + \varepsilon_1(f) \frac{G_{m_1 B}^{(1)}(f)}{G_{m_1 B}^{(1)}(f)} S_{m_1 B}^{(1)}(f) \quad (4.22)$$

atendendo a (4.21), é equivalente a

$$[\varepsilon_2(f) + \varepsilon_1(f)] S_{m_1 B}^{(1)}(f) \quad (4.23)$$

As funções $\varepsilon_1(f)$ e $\varepsilon_2(f)$ são funções de proporcionalidade. Se puser a condição de que o resultado da operação é a própria banda $S_{m_1 B}^{(1)}(f)$, não se tem mais que a soma pesada da transformação de parte (ou todas) das bandas do sinal na banda de interesse é a própria banda de interesse.

$$S_{m_1 B}^{(1)}(f) = [\varepsilon_2(f) + \varepsilon_1(f)] S_{m_1 B}^{(1)}(f) \Leftrightarrow \varepsilon_2(f) + \varepsilon_1(f) = 1 \quad (4.24)$$

Supondo que o sistema que implementa tal operação seja linear e pondo a condição de que a mesma operação anula o sinal 2 obtém-se o sistema de equações

$$\begin{cases} \varepsilon_2(f) + \varepsilon_1(f) = 1 \\ \varepsilon_2(f) \frac{G_{m_1 B}^{(1)}(f)}{G_{m_2 B}^{(1)}(f)} S_{m_2 B}^{(2)}(f) + \varepsilon_1(f) \frac{G_{m_1 B}^{(1)}(f)}{G_{m_1 B}^{(1)}(f)} S_{m_1 B}^{(2)}(f) = 0 \end{cases} \quad (4.25)$$

A solução deste sistema é

$$\varepsilon_1(f) = \frac{-1}{\frac{G_{m_1 B}^{(2)}(f) G_{m_2 B}^{(1)}(f)}{G_{m_2 B}^{(2)}(f) G_{m_1 B}^{(1)}(f)} - 1} \quad \varepsilon_2(f) = \frac{1}{1 - \frac{G_{m_2 B}^{(2)}(f) G_{m_1 B}^{(1)}(f)}{G_{m_1 B}^{(2)}(f) G_{m_2 B}^{(1)}(f)}} \quad (4.26)$$

Para a resolução do sistema atendeu-se que $\frac{S_{m_2 B}^{(2)}(f)}{S_{m_1 B}^{(2)}(f)} = \frac{G_{m_2 B}^{(2)}(f)}{G_{m_1 B}^{(2)}(f)}$ que advém de (4.21).

Verifica-se então que as funções de proporcionalidade são obtidas a partir somente das *signatures waveforms* dos sinais envolvidos. O número de bandas redundantes são os graus de liberdade de cancelamento. Neste caso, tem-se tantas bandas redundantes quanto sinais envolvidos. No caso de se ter ruído ou o número de bandas serem menores que os sinais envolvidos não se conseguia fazer um cancelamento completo e aplicar este método no cálculo das funções de proporcionalidade. Para se conseguir aplicar

¹ A operação sobre outro sinal seria substituindo nesta operação $S_{m_1 B}^{(1)}(f)$ e $S_{m_2 B}^{(1)}(f)$ por $X_{m_1 B}(f)$ e $X_{m_2 B}(f)$ respectivamente. X poderá ser composto pela soma de vários sinais de espalhamento de espectro.

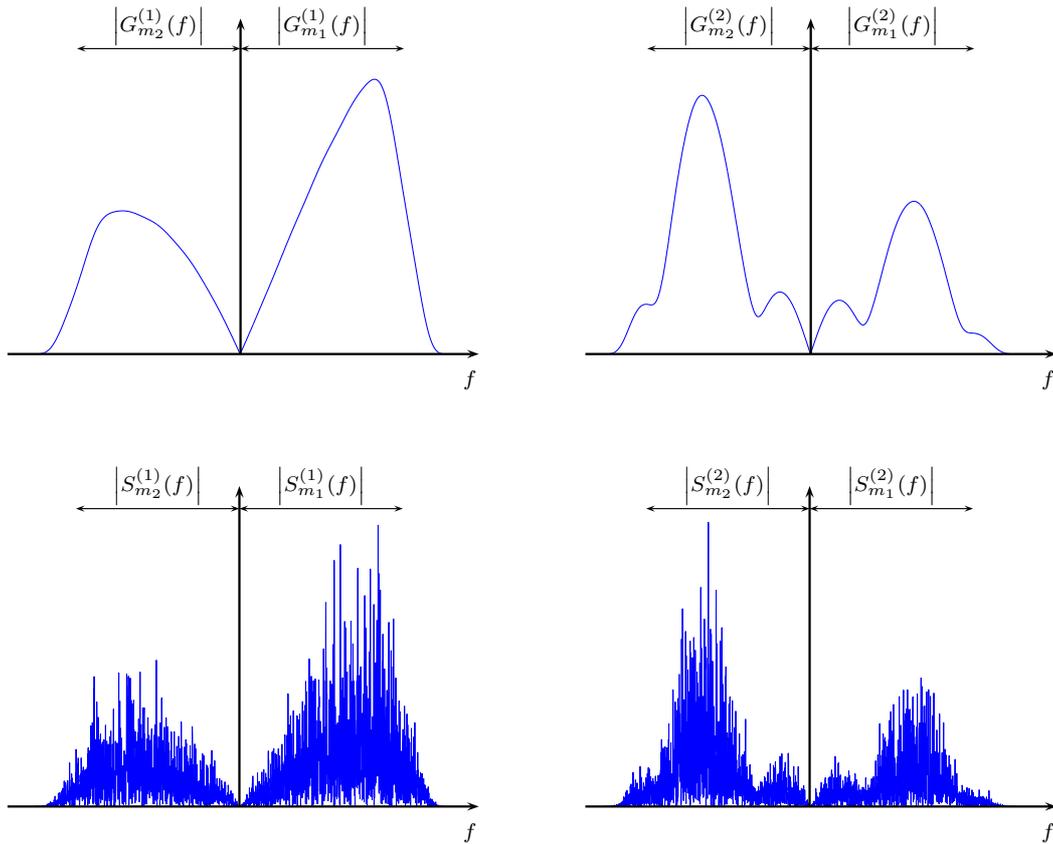


Figura 4.3: Espectro das *signature waveforms* de 2 sinais e dos respectivos sinais com 2 bandas redundantes cada um

este conceito de operação de transformação de bandas no cancelamento de sinais para qualquer número de bandas e no caso de existência de ruído é usado, na próxima secção, o critério da minimização da potência da interferência mais ruído à saída da operação em (4.22) (aplicada à soma dos sinais mais ruído).

Se repetir esta operação considerando como bandas de interesse todas as bandas do sinal uma de cada vez, e se translacionar da banda base obtém-se o sinal de interesse.

4.4 Princípio Funcional do Cancelador

O cancelador opera no domínio da frequência e numa implementação prática ou em simulação, a conversão do tempo para a frequência será feita digitalmente através da FFT. No entanto neste tratamento teórico usar-se-á uma representação contínua para as funções.

4.4. Princípio Funcional do Cancelador

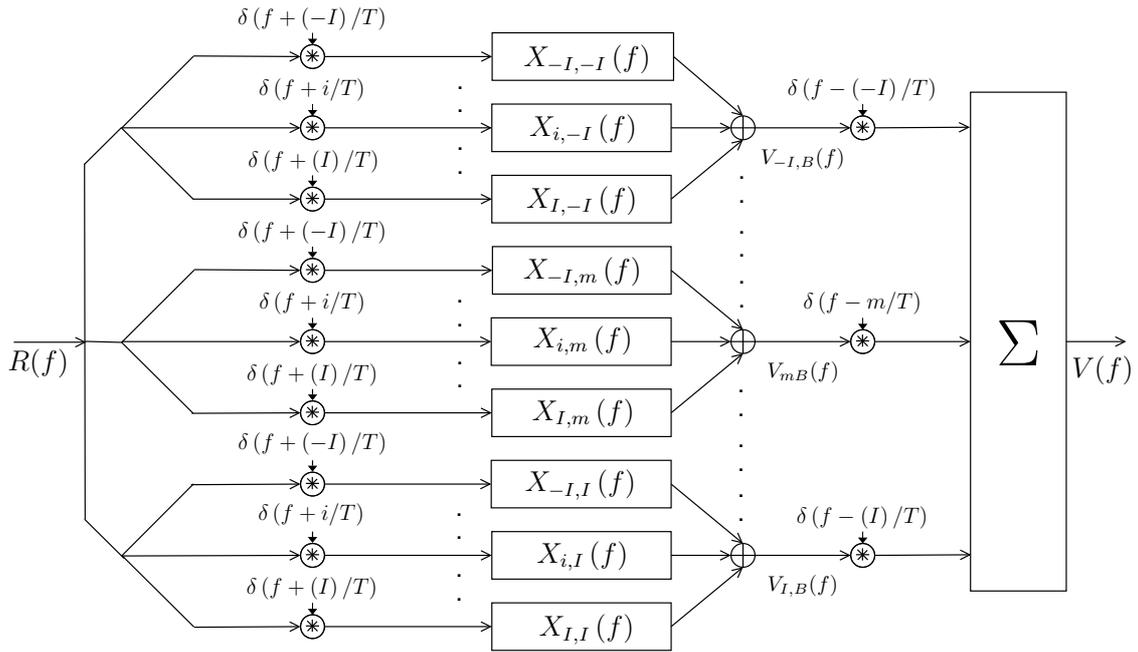


Figura 4.4: Esquemático conceitual do cancelador

A arquitectura do cancelador é a ilustrada na Figura 4.4, para um determinado utilizador. O símbolo * representa a convolução e δ o impulso de Dirac.

Assumindo U utilizadores, o sinal de entrada no domínio da frequência é dado por

$$R(f) = \sum_{u=1}^U S^{(u)}(f) + N(f) \quad (4.27)$$

em que $N(f)$ é a transformada de Fourier do ruído aditivo, com densidade espectral de potência $\eta_{in}(f)$ e $S^{(u)}(f)$ é a transformada de Fourier de $s^{(u)}(t)$ em que o superescrito (u) é referente ao utilizador.

Na EB em que todos os sinais têm que ser recuperados, o cancelador consiste na réplica deste detector básico para cada utilizador. O cancelador pode também ser implementado na EM desde que as sequências dos diferentes utilizadores sejam conhecidas ou possam ser detectadas.

Deve-se começar por considerar o caso em que todos os utilizadores têm o mesmo $FE=Q_{max}$ e depois generalizar para múltiplos ritmos de transmissão.

4.4.1 Caso de Factores de Espalhamento Idênticos

Vai-se considerar sem perda de generalidade que o utilizador 1 é o utilizador de interesse. De (4.21) esta restrição implica que os filtros $X_{i,m}(f)$ sejam da forma²

$$X_{i,m}(f) = \varepsilon_{i,m}(f) \frac{G_{mB}^{(1)}(f)}{G_{iB}^{(1)}(f)} \quad (4.28)$$

em que $\varepsilon_{i,m}(f)$ são funções complexas multiplicativas de proporção.

Usando (4.28), as translações para banda base do sinal de saída $V(f)$ são dadas por

$$V_{mB}(f) = S_{mB}^{(1)}(f) \left(\sum_{i=-I}^I \varepsilon_{i,m}(f) \right) + \sum_{u=2}^U \left[\sum_k a_k^{(u)} e^{-j2\pi f k T} \beta_{mB}^{(u)}(f) \right] + N'_{mB}(f) \quad (4.29)$$

em que $S_{mB}^{(1)}(f)$ é definida em (4.19) e

$$\beta_{mB}^{(u)}(f) = \sum_{i=-I}^I \varepsilon_{i,m}(f) \frac{G_{mB}^{(1)}(f)}{G_{iB}^{(1)}(f)} G_{iB}^{(u)}(f) \quad (4.30)$$

De (4.29) conclui-se que a condição de que o sinal de interesse não seja distorcido é verificada se $\sum_i \varepsilon_{i,m}(f) = \text{rect}(fT)$. A densidade espectral de potência do ruído aditivo na saída do cancelador $N'_{mB}(f)$ é dada por

$$\eta_{out_{mB}}(f) = \sum_{i=-I}^I |\varepsilon_{i,m}(f)|^2 \left| \frac{G_{mB}^{(1)}(f)}{G_{iB}^{(1)}(f)} \right|^2 \eta_{in_{iB}}(f) \quad (4.31)$$

A minimização da interferência mais ruído na saída pode ser encontrada, minimizando a densidade espectral de potência do termo do erro em (4.29) assumindo que as sequências de informação $\{a_k^{(u)}\}$ são sequências de variáveis aleatórias *i.i.d.* com $E[a_k^{(u)}] = 0$ e $E\left[|a_k^{(u)}|^2\right] = 1$. Definindo a função de erro como $e(f) = (V_{mB}(f) - S_{mB}^{(1)}(f))$ em (4.29) e assumindo que $\sum_i \varepsilon_{i,m}(f) = \text{rect}(fT)$ tem-se que

$$C_m(f) = E[|e(f)|^2] = L_s \sum_{u=2}^U \left| \beta_{mB}^{(u)}(f) \right|^2 + \eta_{out_{mB}}(f) \quad (4.32)$$

em que L_s corresponde ao número de símbolos existentes num *burst*. A quantidade $E[|e(f)|^2]$ é o Erro Quadrático Médio a ser minimizado.

²No caso da singularidade com $G_{iB}^{(1)}(f) = 0$ para uma frequência particular $f = f_1$ é considerado $X_{i,m}(f_1) = 0$. Estas singularidades podem aparecer por balanceamento das *signatures waveforms* no domínio do tempo ou para o caso de canais de transmissão com 2 caminhos multipercurso com a mesma amplitude sendo este último caso muito difícil de acontecer.

4.4. Princípio Funcional do Cancelador

O objectivo e o critério de concepção do cancelador é minimizar a interferência e ruído sujeitos à condição de que $S^{(1)}(f)$ não seja distorcido. Por isso, para cada frequência f e banda de saída m , minimiza-se a densidade espectral de potência da interferência e ruído. Pode-se escrever

$$C_m(f) = \left| G_{mB}^{(1)}(f) \right|^2 \left[L_s \sum_{u=2}^U \left| \sum_{i=-I}^I \left(\varepsilon_{i,m} \frac{G_{iB}^{(u)}(f)}{G_{iB}^{(1)}(f)} \right) \right|^2 + \sum_{i=-I}^I \left(|\varepsilon_{i,m}(f)|^2 \frac{\eta_{in_{iB}}(f)}{\left| G_{iB}^{(1)}(f) \right|^2} \right) \right] \quad (4.33)$$

e isto é equivalente a minimizar os termos dentro parêntesis rectos em (4.33) e consequentemente os valores óptimos de $\varepsilon_{i,m}$ são idênticos para cada m *i.e.* $\hat{\varepsilon}_{i,m} = \hat{\varepsilon}_i \quad \forall m$. Em tais condições obtém-se

$$\begin{cases} \{\hat{\varepsilon}_i(f)\} = \arg \min_{\{\varepsilon_{i,m}(f)\}} [F_m(f)] \\ \sum_{i=-I}^I \varepsilon_{i,m}(f) = \text{rect}(fT) \end{cases} \quad (4.34)$$

em que $F_m(f) = \frac{C_m(f)}{\left| G_{mB}^{(1)}(f) \right|^2}$.

Considere-se (4.34) para uma frequência particular f , em que por simplicidade de notação omite-se a variável de frequência nas diferentes funções e o subscripto m nas variáveis $\varepsilon_{i,m}$.

A função F em (4.34) pode ser representada pela forma Hermitiana

$$F(\{\varepsilon_i\}) = \boldsymbol{\varepsilon}^H \mathbf{H} \boldsymbol{\varepsilon} \quad (4.35)$$

A matriz \mathbf{H} é a matriz Hessiana (Apêndice A). O vector $\boldsymbol{\varepsilon}$ é $\boldsymbol{\varepsilon} = [\varepsilon_i]_{i \in \{-I, \dots, I\}}$. O superscripto H representa o transposto(a) e conjugado(a) do vector (matriz).

Os pesos óptimos $\{\varepsilon_i\}$ são encontrados com o mínimo de F com a restrição $\sum_{i=-I}^I \varepsilon_i(f) = 1$. Recorrendo ao método dos multiplicadores de Lagrange obtém-se o mínimo

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{H}^{-1} \boldsymbol{\varphi} \quad (4.36)$$

em que $\boldsymbol{\varphi}$ é um vector de dimensão $(2I + 1) \times 1$ cujos elementos são iguais e dados por $1 / \sum_{l=1}^{2I+1} \sum_{c=1}^{2I+1} \text{He}_{l,c}^{-1}$, sendo $\text{He}_{l,c}^{-1}$ o elemento da linha l e coluna c da inversa da Hessiana.

A matriz Hessiana é Hermitiana positiva definida (Apêndice A) e pode ser invertida através da decomposição de Cholesky.

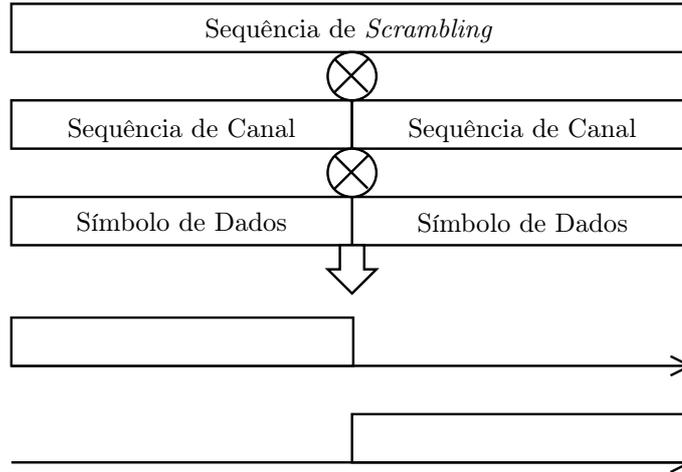


Figura 4.5: Decomposição do sinal visto no transmissor

4.4.2 Generalização para Taxas de Símbolo Múltiplas

Considere-se o caso de utilizadores com FE diferentes, que é suportado pelo UMTS-TDD. Este standard prevê múltiplas taxas de símbolo conseguidas com diferentes FE. No standard, a sequência de espalhamento é definida como o produto da sequência de canal com a sequência de *scrambling*. A sequência de canal é usada para espalhar um símbolo de informação, e a sequência de *scrambling* tem comprimento Q_{max} chips, ou então Q_{max}/Q símbolos de comprimento em que Q é o FE. Então, para obter a sequência de espalhamento, a sequência do canal deve ser repetida Q_{max}/Q vezes e multiplicada pela sequência de *scrambling*. A sequência de espalhamento estende-se por mais do que um símbolo quando $Q \neq Q_{max}$.

A extensão do cancelador para múltiplos ritmos de símbolo pode ser obtida considerando que um sinal de sequência directa com $FE=Q = Q_{max}/Z$ pode ser decomposto como a soma de Z sinais com $FE=Q_{max}$. Sendo Z um divisor de Q_{max} , e atendendo que em sistemas comerciais como UMTS-TDD, Q_{max} é uma potência de 2, então Z é uma qualquer potência de 2 menor que Q_{max} .

A representação no domínio do tempo da sequência de informação utilizando um $FE=Q$ para um utilizador é dada por

$$s(t) = \sum_{l=0}^{\frac{Q_{max}}{Q}-1} \sum_k a_k^l g_l(t - kT_{max}) \quad (4.37)$$

em que $\{a_k^l\}$ são sequências de símbolos de informação, T_{max} é o período de símbolo de um utilizador com $FE=Q_{max}$ e $g_l(t)$ as componentes da *signature waveform*.

4.5. Linearidade do Cancelador

As componentes da *signature waveform* no detector são dadas por

$$g_l(t) = \sum_{q=0}^{Q_{\max}-1} c_q^l p(t - qT_c) * h(t) \quad (4.38)$$

em que $p(t)$ é o impulso elementar normalizado, $h(t)$ é um filtro linear diferente para cada utilizador³ e $\{c_q^l\}_{q=0}^{Q_{\max}-1}$ é dado por

$$\{c_q^l\}_{q=0}^{Q_{\max}-1} = \left(\underbrace{0, \dots, 0}_{Q_l \text{ zeros}}, \tilde{c}_{Q_l}, \dots, \tilde{c}_{Q(l+1)-1}, \underbrace{0, \dots, 0}_{Q_{\max}-Q(l+1) \text{ zeros}} \right) \quad (4.39)$$

em que $\{\tilde{c}_q\}_{h=0}^{Q_{\max}-1}$ é a sequência de espalhamento. A decomposição do sinal pode ser visto no transmissor como ilustra a Figura 4.5 em que posteriormente cada componente passa por um filtro raiz do cosseno elevado e por um filtro $h(t)$. De notar que, na prática não se precisa de decompor o sinal mas sim, de considerar como se ele fosse decomposto ao gerar as *signatures waveforms*, estas sim decompostas.

O sinal composto no detector é dado por

$$r(t) = \sum_{u=1}^U \sum_{l=0}^{Q_u-1} \sum_k a_k^{l,u} g_l^{(u)}(t - kT_{\max}) + n(t) \quad (4.40)$$

em que Q_u é o FE do utilizador u , e por isso assumindo as sequências de informação para cada utilizador como variáveis aleatórias *i.i.d.*. O sinal de (4.40) pode ser interpretado como o sinal composto consistindo de $Z_U = \sum_{u=1}^U \frac{Q_{\max}}{Q_u}$ sinais DS-SS todos eles com FE Q_{\max} . Por isso, o cancelador operará como se tratasse de um caso de taxa de símbolos única para um total de Z_U utilizadores em que $Z_U \leq Q_{\max}$.

4.5 Linearidade do Cancelador

Considerando a Figura 4.4, o sinal de saída $V(f)$ é dado por

$$V(f) = \sum_{m=-I}^I \delta(f - m/T) * \sum_{i=-I}^I \varepsilon_{i,m} \frac{G_{mB}^{(1)}(f)}{G_{iB}^{(1)}(f)} R(f + i/T) \quad (4.41)$$

Supondo que $R(f) = Z(f) + U(f)$, a resposta do sistema a $Z(f)$ e $U(f)$ é dada por

$$V_Z(f) = \sum_{m=-I}^I \delta(f - m/T) * \sum_{i=-I}^I \varepsilon_{i,m} \frac{G_{mB}^{(1)}(f)}{G_{iB}^{(1)}(f)} Z(f + i/T) \quad (4.42)$$

³Que representa o canal de transmissão.

$$V_U(f) = \sum_{m=-I}^I \delta(f - m/T) * \sum_{i=-I}^I \varepsilon_{i,m} \frac{G_{mB}^{(1)}(f)}{G_{iB}^{(1)}(f)} U(f + i/T) \quad (4.43)$$

A soma das 2 saídas é

$$\begin{aligned} V_R(f) &= V_Z(f) + V_U(f) \\ &= \sum_{m=-I}^I \sum_{i=-I}^I \delta(f - m/T) * \varepsilon_{i,m} \frac{G_{mB}^{(1)}(f)}{G_{iB}^{(1)}(f)} Z(f + i/T) \\ &\quad + \sum_{m=-I}^I \sum_{i=-I}^I \delta(f - m/T) * \varepsilon_{i,m} \frac{G_{mB}^{(1)}(f)}{G_{iB}^{(1)}(f)} U(f + i/T) \\ &= \\ &= \sum_{m=-I}^I \sum_{i=-I}^I \delta(f - m/T) * \left[\varepsilon_{i,m} \frac{G_{mB}^{(1)}(f)}{G_{iB}^{(1)}(f)} [Z(f + i/T) + U(f + i/T)] \right] \\ &= V(f) \end{aligned} \quad (4.44)$$

A última igualdade deve-se à propriedade distributiva da convolução. De notar que este sistema é linear com funções transferências diferentes para o sinal de interesse e para a interferência mais ruído.

4.6 Relação Sinal-Interferência+Ruído à Saída do Cancelador

Considerando que o sinal tem M bandas redundantes, e reintroduzindo a variável f em (4.35) tem-se que a relação de Energia Sinal-Interferência+Ruído à saída do cancelador é

$$\frac{E_S}{E_{IN}} = \frac{L_s \sum_{m=1}^M \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} |G_{mB}^{(1)}(f)|^2 df}{\sum_{m=1}^M \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} C_m(f) df} = \frac{L_s \sum_{m=1}^M \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} |G_{mB}^{(1)}(f)|^2 df}{\sum_{m=1}^M \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} |G_{mB}^{(1)}(f)|^2 \hat{\varepsilon}^H(f) \mathbf{H}_e(f) \hat{\varepsilon}(f) df} \quad (4.45)$$

No caso do ruído à entrada do cancelador ser branco, o ruído à saída do cancelador tem densidade de potência colorida proporcional à potência espectral média do sinal de interesse. A interferência é igualmente colorida. Por isso esta relação de energia sinal-

interferência+ruído não dá uma forma fácil de conseguir um resultado de performance teórico.

4.7 Passagem do Modelo Teórico Contínuo ao Modelo Prático Discreto

A Secção 4.4 apresentou a teoria de um cancelador operando os sinais no domínio contínuo. Mas actualmente, por facilidade de implementação, os sistemas de telecomunicações são baseados em grande parte em tecnologia digital, sendo que praticamente só os *transceivers* de rádio frequência utilizam tecnologia analógica. Por isso, é conveniente adaptar a teoria do domínio contínuo da Secção 4.4 para o domínio discreto. Sejam 3 períodos de tempo relacionados cada da forma seguinte

$$T_s \xrightarrow{D_c} T_c \xrightarrow{Q_{max}} T$$

em que T_s é o período de amostragem, D_c é o número de amostras por *chip*, T_c é o período do *chip* e T é o período dos símbolos de um utilizador de FE= Q_{max} .

O sinal no domínio discreto correspondente a (4.37) é

$$s(nT_s) = \sum_{l=0}^{Q_{max}-1} \sum_k a_k^l g_l(nT_s - Q_{max}D_c k T_s) \quad (4.46)$$

em que

$$g_l(nT_s) = \sum_{q=0}^{Q_{max}-1} c_q^l p(nT_s - qD_c T_s) * h(nT_s) \quad (4.47)$$

$p(nT_s)$ é resposta impulsiva do filtro formatador de impulsos (contínuo) amostrada e $\{c_q^l\}$ são as sequências de *chip* dadas por (4.39). Se nas formulas acima se descartar o período de amostragem T_s , obtêm-se uma sequência de amostras em que n e k tomam valores tais que a sequência é a correspondente a um *burst* de dados.

A transformada discreta de *Fourier* do sinal em (4.46) é

$$S(n) = \sum_{l=0}^{Q_{max}-1} G_l(n) \sum_k a_k^l e^{-j2\pi Q_{max}D_c kn/N} \quad (4.48)$$

em que N é o comprimento da sequência no tempo e na frequência. Caso a sequência

original no tempo não tenha um comprimento potência de 2 então são adicionados pontos nulos.

Se

$$A_l(n) = \sum_k a_k^l e^{-j2\pi Q_{\max} D_c k n / N} \quad (4.49)$$

então

$$A_l(n + \frac{iM}{Q_{\max} D_c}) = A_l(n) \quad \forall i \in \mathbb{Z} \quad (4.50)$$

É esta periodicidade que garante que os conceitos da Secção 4.4 para o domínio contínuo são transportáveis para o domínio discreto (garantem a correlação entre bandas). Interessa que esta periodicidade $N/(Q_{\max} D_c)$ seja um número inteiro. Para isso se N , Q_{\max} e D_c forem uma potência de 2 então a periodicidade é inteira. O $FE=Q_{\max}$ foi considerado uma potência de 2 na Secção 4.4.2. O comprimento da sequência N para efeitos de cálculo da FFT é uma potência de 2. A constante $N/(Q_{\max} D_c)$ é o número de pontos que tem uma banda redundante cuja largura corresponde à taxa de símbolos de um utilizador de $FE=Q_{\max}$. De notar que, pode-se utilizar para N um valor diferente da potência de 2 desde que o número de pontos de uma banda redundante seja inteiro. Calcula-se a *Discrete Fourier Transform* (DFT) com um algoritmo chamado *Quick Discrete Fourier Transform* [167,168]. Isto se uma sequência não tiver comprimento de potência de 2 e tiver um comprimento compatível com o cálculo *Quick Discrete Fourier Transform* pode-se ter uma redução de complexidade em relação ao cálculo da DFT.

Nestas condições pode-se aplicar os mesmos princípios da Secção 4.4 só que em vez de utilizar a transformada de *Fourier* utiliza-se a DFT. Às bandas de frequência corresponderá pontos da transformada discreta de *Fourier*.

Se considerar que um sinal é limitado no tempo e na frequência, o que teoricamente é impossível, mas que pode ser aproximado se os lobulus da raiz do cosseno elevado tiverem muito pouca energia nos limites temporais de suporte da transformada discreta de *Fourier*, então a transformada de Fourier amostrada do sinal recebido (4.40 durante um *burst*, é proporcionalmente idêntica à transformada discreta de Fourier do correspondente sinal discreto. A operação de convolução no domínio contínuo em relação à convolução no domínio discreto não altera a proporcionalidade dos espectros contínuos e discretos. Daqui também se pode aferir a aplicabilidade do algoritmo no domínio discreto.

No caso do ruído, uma densidade espectral de potência no domínio contínuo corresponde a uma variância da potência no tempo discreto $\alpha^2 = \frac{N_0}{2} f_a$, em que f_a é a frequência de amostragem, α^2 é a variância do ruído em cada amostra temporal e N_0

4.8. Conclusões

é a densidade espectral de potência unilateral. Por sua vez, um sinal amostrado com distribuição Gaussiana branca tem uma representação na frequência discreta (através da FFT) que é um sinal com amostras Gaussianas brancas.

Uma diferença entre o domínio discreto e contínuo é que só se precisa de inverter as matrizes em cada ponto discreto.

A Figura 4.6 apresenta o processamento de um *burst* correspondente a um utilizador de $FE=Q_{max}$. Para o cálculo da densidade espectral de potência das *signatures waveforms* e do ruído é preciso tomar em conta também com as operações do detector das antenas até à entrada do cancelador. O número de inversões de matrizes é igual ao número de pontos de uma banda redundante.

4.8 Conclusões

O cerne desta tese encontra-se neste capítulo onde foi apresentada a fundamentação teórica do cancelador FSC, tanto para um grupo de utilizadores com $FE=Q_{max}$ como para um grupo de utilizadores com FE diferentes. Isso permite a aplicação deste cancelador linear a sistemas UMTS-TDD, pelo facto de utilizar sequências curtas. Ao contrário de outras implementações FRESH o cancelador proposto, é feito no domínio da frequência, ao nível do *chip* e de uma forma óptima. Foi demonstrado, que pode-se evitar as singularidades e assim as matrizes a inverter são Hermitianas definidas positivas. A sua inversão é feita através da decomposição de Cholesky e a sua solução é única. Verificou-se que o ruído à saída do cancelador era colorido com a densidade espectral directamente proporcional à potência espectral média do sinal de interesse (no caso de ruído branco gaussiano à entrada). Foi provada a linearidade do cancelador FSC e deduzida a relação de energia sinal-ruído à saída do mesmo. É provado que a passagem do modelo contínuo para o modelo discreto mantém a aplicabilidade do cancelador proposto. Por fim é apresentado um diagrama de fluxo com o funcionamento do cancelador FSC para um utilizador de FE máximo do sistema (Q_{max}).

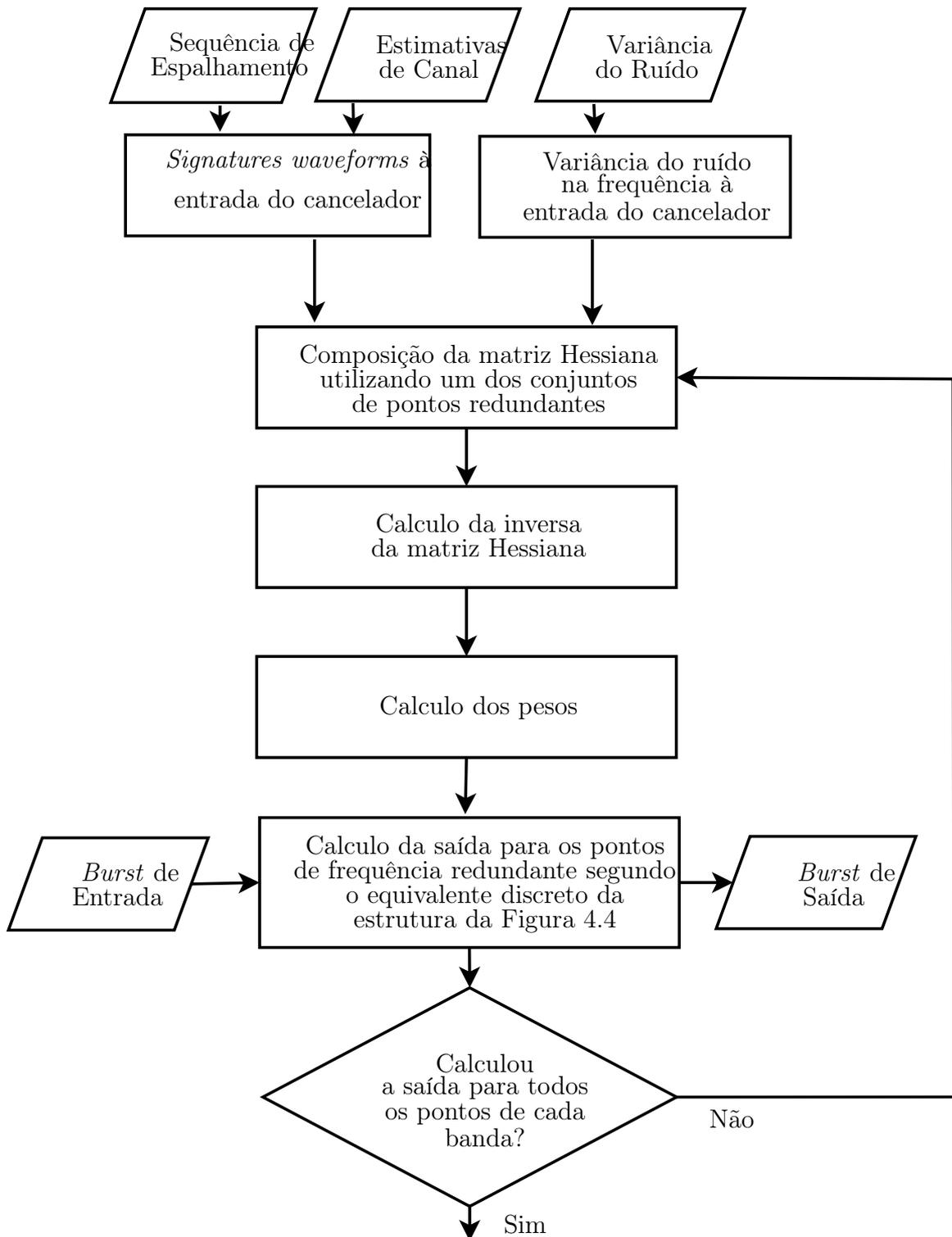


Figura 4.6: Processamento de um *burst* de um utilizador para o FE máximo

Capítulo 5

Detectores com Cancelador de Translação na Frequência de Antena Única

Neste capítulo são propostos vários detectores que utilizam o FSC, apresentado no Capítulo 4, com 1 antena. As configurações são determinadas pela diferente ordem entre detecção multiutilizador e combinação temporal. Avalia-se essas configurações de uma forma isolada, e concatenados com um PIC. Pretende-se fornecer ao PIC melhores estimativas dos símbolos que o RAKE faria.

Através de simulações são avaliadas as performances para modulações QPSK, com canais alinhados e com canais desalinhados, 8-PSK e 16-QAM. É também avaliada a performance para o cenário de estimativas de canal imperfeitas para modulação QPSK, sem codificação. São igualmente determinadas as performances para os mesmos casos mas com codificação Turbo.

5.1 Configurações de Detectores com Cancelador de Translação na Frequência

As Figuras 5.1, 5.2 e 5.3 mostram as configurações base para o detector que inclui o FSC com antena única.

Pode-se identificar na Figura 5.1 3 macroblocos como *Máxima Razão*, *FFT* (Atraso)-Combinação e FSC. Por questões de simplificação chamá-lo-emos como blocos MaxRaz, AtrasoComb e FSC, respectivamente. As 2 outras configurações das Figuras 5.2 e 5.3 são obtidas a partir desta trocando a ordem dos macroblocos.

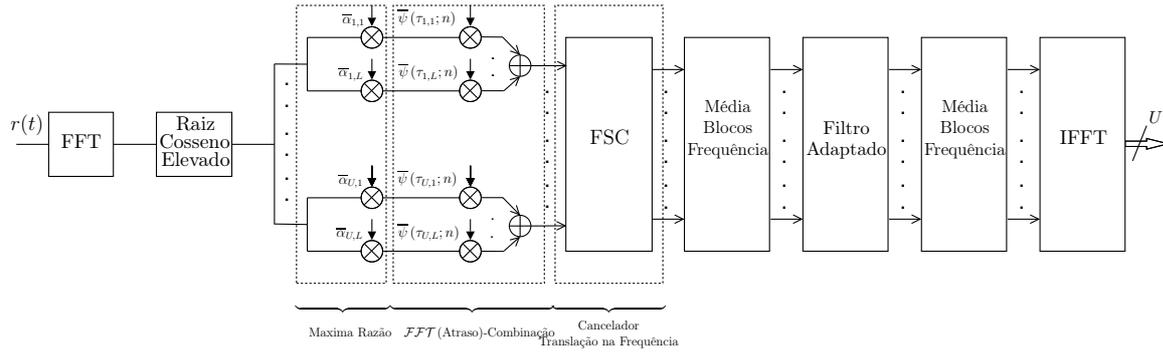


Figura 5.1: Configuração com 1 antena, MaxRaz-AtrasoComb-FSC

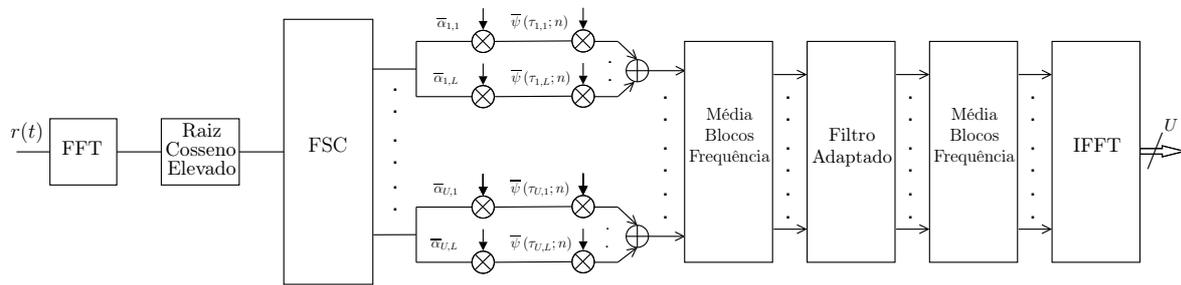


Figura 5.2: Configuração com 1 antena, FSC-MaxRaz-AtrasoComb

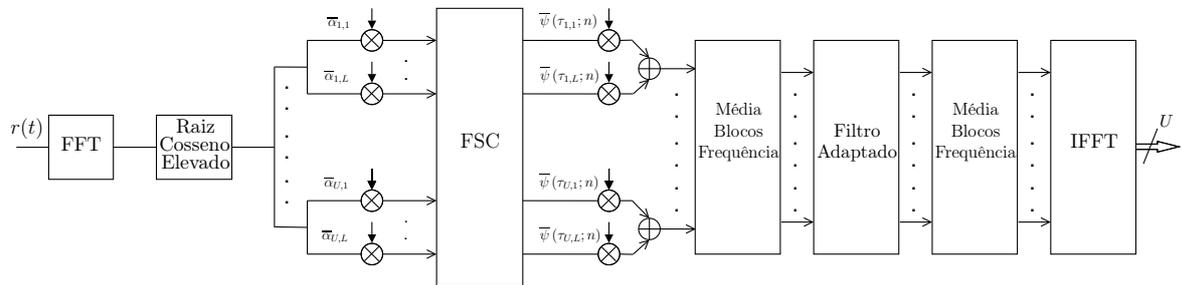


Figura 5.3: Configuração com 1 antena, MaxRaz-FSC-AtrasoComb

As 3 configurações são obtidas com a introdução do FSC num RAKE implementado no domínio da frequência trocando a ordem de detecção multiutilizador e combinação multipercurso. Nas configurações da Figura 5.1 e 5.2, os blocos MaxRaz e AtrasoComb podem ser implementados por filtros adaptados ao canal de cada utilizador.

O bloco *Filtro Adaptado* implementa a função de transferência do filtro adaptado à sequência de espalhamento. A sua função de transferência é a $\mathcal{F}\mathcal{F}\mathcal{T}[\bar{c}_l(\Delta - n)]$, em que $c_l(n)$ é uma componente da sequência de espalhamento (dado por (4.39)) do utilizador de interesse. A constante Δ é tal que $\bar{c}_l(\Delta - n)$ é causal.

Em cada uma das configurações identifica-se 2 blocos chamados de Média de Blocos de Frequência, cuja operação na frequência equivale à operação no domínio do tempo de

5.1. Configurações de Detectores com Cancelador de Translação na Frequência

amostragem de um sinal discreto (decimação). O Apêndice B explica em detalhe como se implementa este bloco. O primeiro bloco de amostragem (esquerda) corresponde a uma amostragem de um sinal discreto de espaçamento no tempo do número de amostras por *chip*. O segundo bloco tem como objectivo obter-se uma amostra por símbolo, correspondendo a uma amostragem discreta de espaçamento $Q_{max} = 16$. De notar que, à saída do filtro adaptado tem-se um sinal constituído por um conjunto de impulsos (no domínio do tempo discretizado) que tem de ser amostrado com período $Q_{max} = 16$.

O factor $\bar{\psi}(\tau_{u,l'}; n)$ nas Figuras 5.1, 5.2 e 5.3, em que n representa o índice da amostra no *burst* no domínio da frequência, corresponde a um atraso de $-\tau_{u,l'}$ no domínio do tempo. O parâmetro $\bar{\alpha}_{u,l}$ é o conjugado da amplitude complexa do caminho multipercurso l do utilizador u . O Apêndice C explica detalhadamente cada um destes parâmetros.

A operação de FFT é efectuada uma única vez por cada *burst* e a IFFT é efectuada um número de vezes igual a $\sum_{u=1}^U Q_{max}/Q_u$ por cada *burst* de entrada.

Para FE diferente de $Q_{max} = 16$ o número de símbolos recuperados por *burst* é multiplicado por Q_{max}/Q_u . Como referido no Capítulo 4, para cada *burst* de um utilizador à entrada do FSC, tem-se Q_{max}/Q_u *bursts* à saída, cada um correspondente a uma componente da *signature waveform*. Tem-se assim que repetir o processamento entre o primeiro bloco *Média de Blocos de Frequência* e IFFT o número Q_{max}/Q_u vezes por cada utilizador e cada *burst* à entrada do bloco FFT. Chega-se assim a uma complexidade por símbolo idêntica, independentemente do FE do utilizador, pois se o processamento aumenta, o número de símbolos recuperado aumenta correspondentemente.

A resposta de cada utilizador do transmissor até à entrada do FSC tem que ser linear, de forma a que esse canal possa ser descrito por um Filtro de Resposta Impulsiva Finita (FIR). O Apêndice D apresenta essa resposta para uma configuração de antenas múltiplas e diversidade espacial. No entanto, se impuser o número de antenas igual a um obtém-se a resposta para a configuração MaxRaz-AtrasoComb-FSC. É apresentado no mesmo apêndice a estimativa da variância de ruído no domínio da frequência a fornecer ao FSC.

As configurações das Figuras 5.1, 5.2 e 5.3 foram simuladas com o *software System Studio* da *Synopsys* e testadas de forma algébrica e numérica utilizando uma ferramenta Matemática (Matlab). Os resultados obtidos indicam que as 3 configurações, com antena única, apresentam performances idênticas.

Em termos de complexidade, é preferível implementar os detectores das Figuras 5.1 (MaxRaz-AtrasoComb-FSC) ou 5.2 (FSC-MaxRaz-AtrasoComb) do que o detector da Figura 5.3 (MaxRaz-FSC-AtrasoComb), porque são menos complexos. A complexidade vem dividida pelo número de caminhos multipercurso (por utilizador e antena).

5.2 Configurações de Antena Única sem Codificação

A Figura 5.4 ilustra a cadeia de simulação, que é composta por um transmissor, que emula todas as EM, um canal de transmissão que emula os canais de transmissão de todas as EM, um detector e um bloco de medida de probabilidade de erro de *bit* (BER). A simulação é feita no domínio discreto *burst a burst*. Parte do trabalho desta secção foi apresentado em [32].



Figura 5.4: Cadeia de simulação

O transmissor está em conformidade com as especificações 3GPP para o UMTS-TDD [169]. O modelo de canal considerado é o *Geometrical Based Single Bounce Elliptical Model* (GBSBEM) já descrito na Secção 3.2.1. O detector é constituído pelas configurações que incluem o FSC isoladas ou concatenadas com um *Hard-PIC*. A Figura 5.5 mostra a configuração do detector com FSC concatenado com PIC.

Caso a probabilidade de erro seja muito baixa, cada simulação considera pelo menos $100/P_e$ *bits*, em que P_e é a probabilidade de erro medida. Isto é equivalente a garantir que surgem pelo menos 100 erros em cada simulação [170]. Todas as simulações têm condições iniciais idênticas e para probabilidades de erro idênticas, têm o mesmo tempo de simulação, garantindo assim a comparação de resultados de uma forma fiável. É garantido também que em cada simulação, um número mínimo de realizações do canal de forma a dar uma probabilidade de erro estável.

Os parâmetros gerais de cada simulação são apresentados na Tabela 5.1. O número de amostras por *chip*, por defeito, é de 4. Excepto quando se calcula a performance tomando em conta o erro na estimativa do atraso, em que é preciso uma maior resolução nos atrasos, utilizando-se 16 amostras por *chip*.

Os resultados da simulação são independentes do número de amostras por *chip*, desde que não haja *aliasing*. Para isso o número de amostras por *chip* tem que ser superior ou igual a 2. Em todos os blocos, os atrasos são arredondados para a amostra mais próxima.

5.2. Configurações de Antena Única sem Codificação

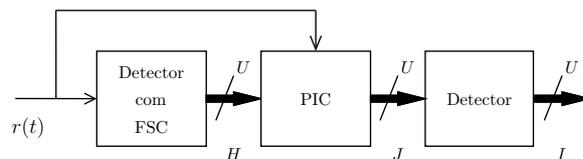


Figura 5.5: Detector FSC concatenado com PIC

Por defeito, o canal de transmissão para cada utilizador é composto por 2 caminhos multipercurso, em que o primeiro caminho multipercurso de cada utilizador está alinhado entre todos os utilizadores.

Os graus de liberdade do algoritmo do FSC são o número de bandas redundantes que se utiliza no processamento. Atendendo a que a sequência de espalhamento tem um comprimento de 16 *chip* e ao facto do Filtro de Raiz Cosseno Elevado ter um decaimento de 0.22 o máximo número de bandas redundantes é aproximadamente 19.5.

As simulações foram efectuadas num cenário de UMTS-TDD no sentido ascendente para modulação QPSK. Para modulações de ordem superior, como a 8-PSK e 16-QAM, o sistema utilizado foi idêntico ao UMTS-TDD com a correspondente alteração nos moduladores e nos desmoduladores. O algoritmo do cancelador proposto é aplicado de uma forma centralizada na EB. De notar, que o algoritmo adapta-se também a uma aplicação EM pois a recuperação de cada utilizador é feita de uma forma individual. No entanto, é necessário o conhecimento dos utilizadores activos na célula que podem ser detectados na EM, detectando as sequências de espalhamento [171, 172] ou através do *midamble* no sentido descendente e pelo campo TFCI no sentido ascendente.

As simulações foram feitas no seguinte cenário.

- 8 Utilizadores: 4 com FE=16, 2 com FE=8 e 2 com FE=4 (Sistema na Máxima Capacidade).
- Os utilizadores com FE=8 e FE=4 têm potências acima dos utilizadores de FE=16 de 3 e 6 dB respectivamente. Estas potências garantem um E_b/N_o igual para todos os utilizadores.

Tipicamente, para as presentes simulações com número de amostras por *chip* de 4, a FFT tem um comprimento de 8192. A IFFT tem um comprimento de 128 por utilizador recuperando 122 símbolos por *burst* e utilizador.

Apesar de não aparecer nos esquemáticos dos detectores, o *midamble* é retirado do *burst* pelo detector. Tal é possível pelo conhecimento dos utilizadores activos e pelo conhecimento do canal de transmissão, incluindo a energia dos utilizadores, o que

Tabela 5.1: Parâmetros da simulação

Caminhos multipercurso	2
Velocidade da EM	50 km/h
Coefficiente de atenuação	3.7
Máximo espalhamento dos atrasos	2.0 μ s
Graus de liberdade do FSC	18
Número de amostras por <i>chip</i>	4, 16
Distância de linha de vista entre EM e EB	300 m

possibilita a reconstituição do *midamble* idêntico ao recebido e subtração do *burst* recebido.

5.2.1 Modulação QPSK com Estimativas Perfeitas

As Figuras 5.6, 5.7 e 5.8 apresentam as curvas de performance BER para modulação QPSK e para os utilizadores de FE=16, 8 e 4 no cenário proposto.

As curvas Utilizador Único - sem IPI referem-se a um detector análogo ao detector RAKE, para um único utilizador mas que não sofre de IPI ¹.

Para as simulações sem codificação e modulação QPSK considera-se a performance de referência um BER de 10^{-2} .

Para FE=16 e FE=8, as curvas da Figura 5.6 e 5.7 mostram que o detector FSC+PIC² tem performance próxima do limiar dado pelo RAKE Utilizador Único. A IPI não é significativa para estes FE pois a curva do RAKE Utilizador Único está próxima da curva de limiar do Utilizador Único - sem IPI. O detector FSC tem melhor performance que o PIC para todos os E_b/N_0 . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade (dada por (2.19)) é superior a 1.6.

Para FE=4, a diferença da análise das curvas da Figura 5.8 para as análises anteriores é que a IPI é tal que condiciona a performance do RAKE Utilizador Único e por isso também a do FSC+PIC. Para um BER de 10^{-3} , a degradação é superior a 2 dB. Mas se considerar um BER de 10^{-2} a degradação é da ordem de 1 dB.

Não sendo tema desta tese, a IPI pode ser cancelada se implementar o PIC com 2 ou mais iterações em que na primeira se recupera os *bits* de dados e se subtrai, na segunda iteração, a IPI reconstituída em cada dedo do RAKE (o qual o PIC contém como

¹Consegue-se isto, dando a cada dedo do RAKE só o sinal referente ao caminho multipercurso correspondente.

²Quanto se refere, aqui ao FSC é o mesmo que dizer configurações que o incluem.

5.2. Configurações de Antena Única sem Codificação

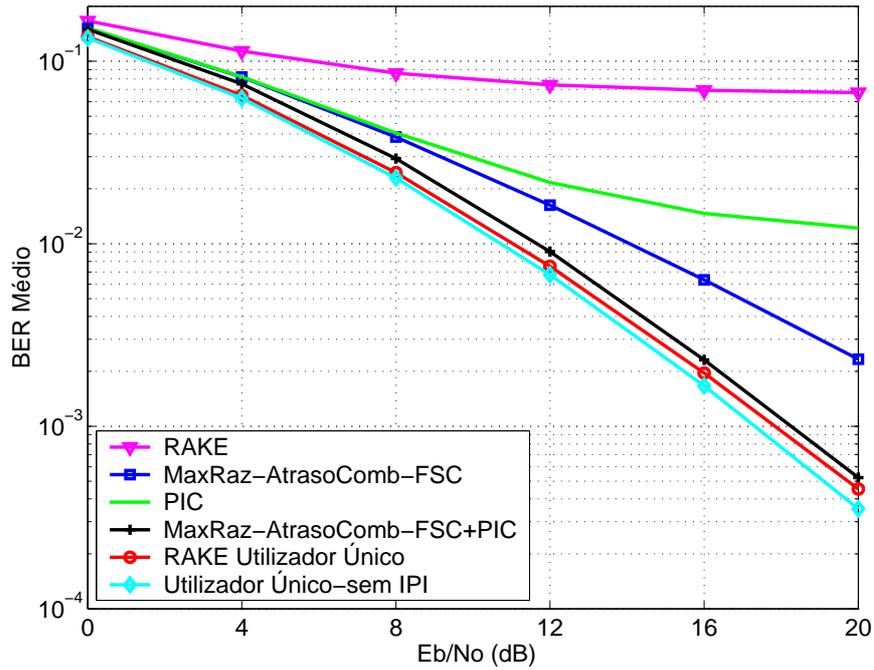


Figura 5.6: Performance (BER) com estimativas perfeitas de canal para os utilizadores de FE=16

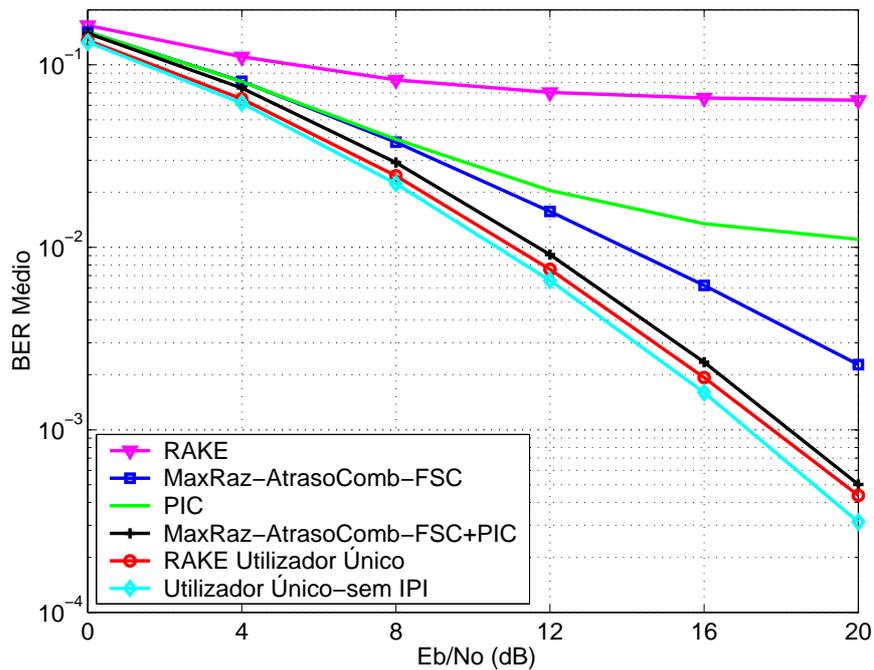


Figura 5.7: Performance (BER) com estimativas perfeitas de canal para os utilizadores de FE=8

estágio final). Essa subtração é efectuada antes da combinação. Se a performance não for ainda satisfatória pode-se fazer mais iterações. Pode-se encontrar exemplos de cancelamento da IPI em [65–67].

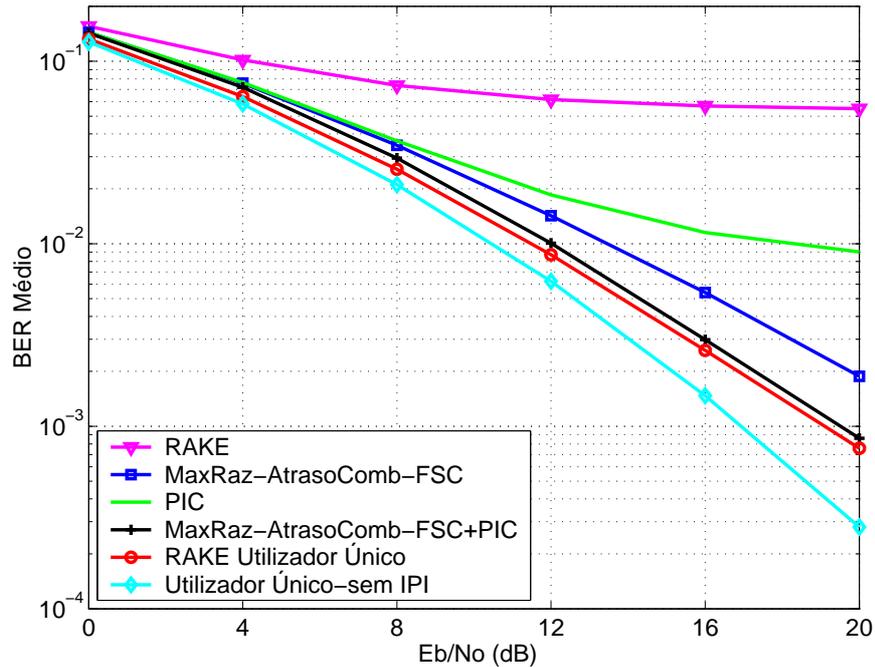


Figura 5.8: Performance (BER) com estimativas perfeitas de canal para os utilizadores de FE=4

Pelo facto de cada *signature waveform* ser decomposta para FE mais baixos e quando se recupera os símbolos correspondentes a uma das componentes cancela-se a interferência relacionada com as outras componentes, o FSC não é limitado pela IPI.

5.2.2 Modulação QPSK com Estimativas Imperfeitas

As Figuras 5.9, 5.10, e 5.11 apresentam a degradação de performance para estimativas imperfeitas de canal no caso da amplitude, fase e atraso para os utilizadores com FE=16 no cenário proposto.

Na simulação considerou-se uma distribuição Gaussiana dos erros à volta do valor correcto do parâmetro do canal.

No caso do FSC+PIC e nas curvas de estimativas imperfeitas de amplitude da Figura 5.9, o BER de 10^{-2} é atingido para 5% e 10% de desvio padrão. Para o BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, com o desvio padrão de 5% tem-se uma penalização menor que 1 dB e com o desvio padrão de 10% tem-se uma penalização de 4 dB em relação às estimativas perfeitas. Para um desvio padrão de 5% de amplitude, a performance do FSC atinge o BER de 10^{-2} com uma penalização de 4 dB em relação ao FSC+PIC com estimativas perfeitas.

5.2. Configurações de Antena Única sem Codificação

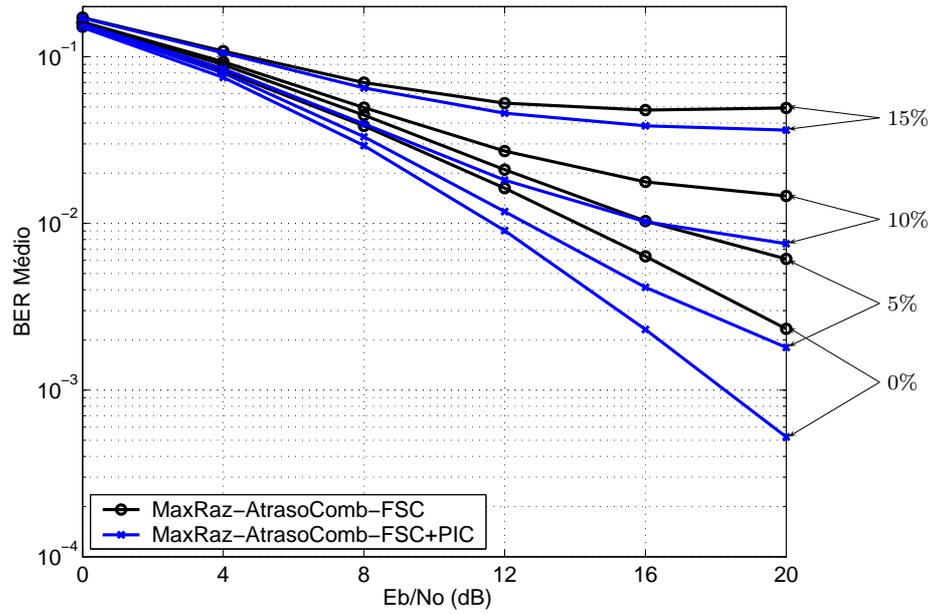


Figura 5.9: Performance (BER) com desvio padrão de amplitude of 0%, 5%, 10% e 20% das amplitudes médias dos caminhos multipercurso

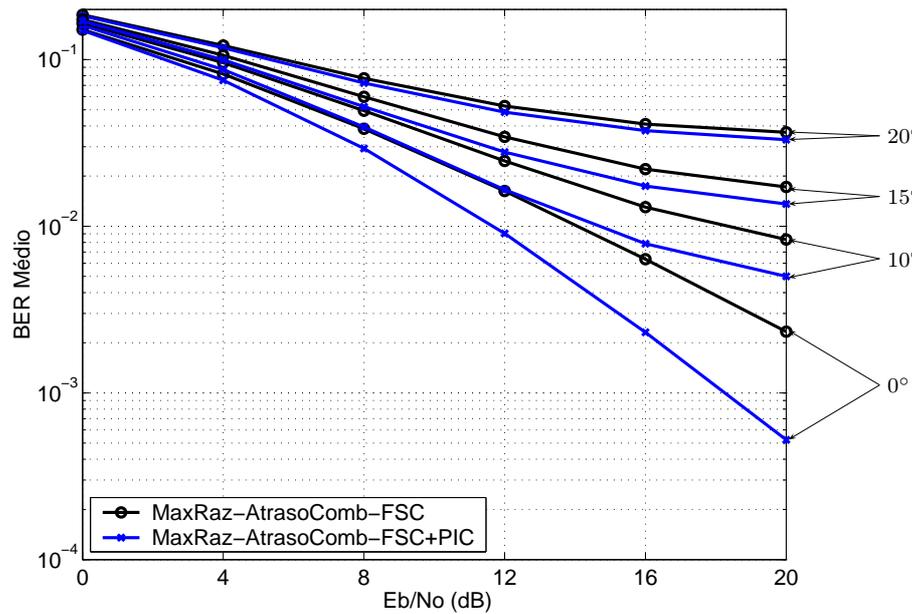


Figura 5.10: Performance (BER) com desvio padrão de fase of 0°, 10°, 15° e 20°

Para o FSC+PIC e nas curvas de estimativas imperfeitas de fase da Figura 5.10, o BER de 10^{-2} é atingido para 10° de desvio padrão. Para o desvio padrão de 10° tem-se uma penalização menor que 3 dB em relação ao FSC+PIC com estimativas perfeitas. Para um desvio padrão de 10° de fase, a performance do FSC atinge o BER de 10^{-2} com uma penalização de 6 dB em relação ao FSC+PIC com estimativas perfeitas.

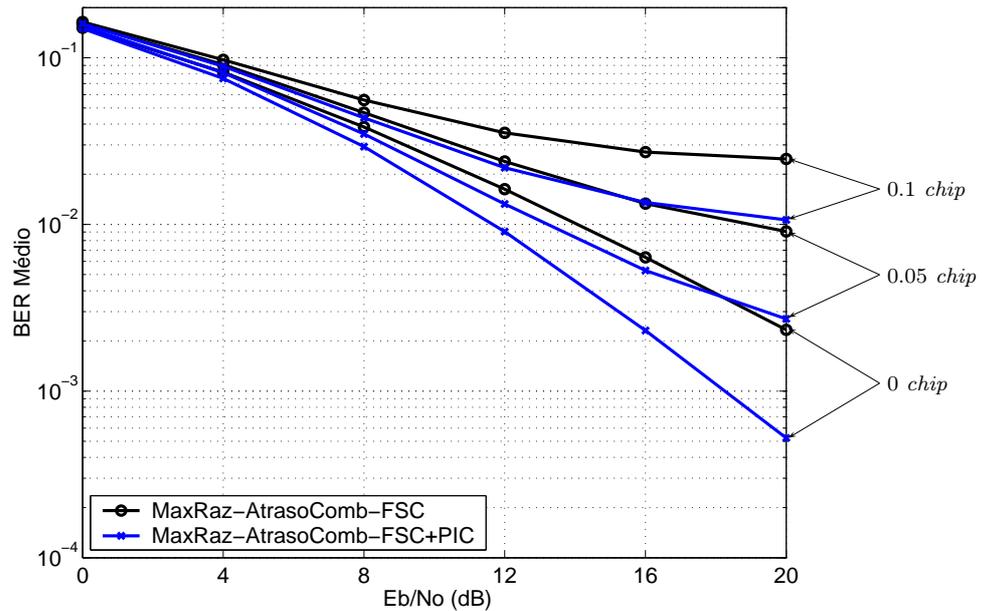


Figura 5.11: Performance (BER) com desvio padrão de atraso e 0, 0.05 and 0.1 do período do *chip*

Para o FSC+PIC e nas curvas de estimativas imperfeitas de atraso da Figura 5.11, o BER de 10^{-2} é atingido para 0.05 de tempo de *chip* de desvio padrão. Nesse caso, para o desvio padrão de 0.05 há uma penalização menor que 0.5 dB em relação ao FSC+PIC com estimativas perfeitas. Para um desvio padrão de 0.05 de tempo de *chip*, a performance do FSC atinge o BER de 10^{-2} com uma penalização de 7 dB em relação ao FSC+PIC com estimativas perfeitas.

A performance para um desvio padrão de 0 períodos de *chip* na Figura 5.11 (factor de amostragem de 16 amostras por *chip*) é idêntica à performance da configuração MaxRaz-AtrasoComb-FSC+PIC da Figura 5.6 (factor de amostragem de 4 amostras por *chip*). Estas simulações de estimativas imperfeitas do atraso eram mais demoradas que as de factor de amostragem de 4 por causa dos blocos no domínio do tempo como os transmissores, canal de transmissão e o PIC pois o grau de complexidade no FSC não depende demasiado do factor de amostragem (aumenta com o calculo da FFT de maior dimensão). De notar que, o número de pontos em que o sinal tem suporte no domínio discreto da frequência mantêm-se inalterado com o factor de amostragem.

5.2.3 Modulação QPSK com Canais Desalinhados no Tempo

Nas Figuras 5.12, 5.13, 5.14 são apresentados os resultados da simulação para um sistema com os perfis de canais desalinhados no tempo e para os utilizadores de FE=16, 8 e 4 no cenário proposto. Em relação ao sistema semisíncrono, o perfil do canal para

5.2. Configurações de Antena Única sem Codificação

cada utilizador e *burst* sofre um atraso com uma distribuição uniforme de 0 a $1 \mu s$ (4 *chips*). Esse atraso corresponde à imprecisão máxima do procedimento de avanço no tempo do sistema UMTS-TDD.

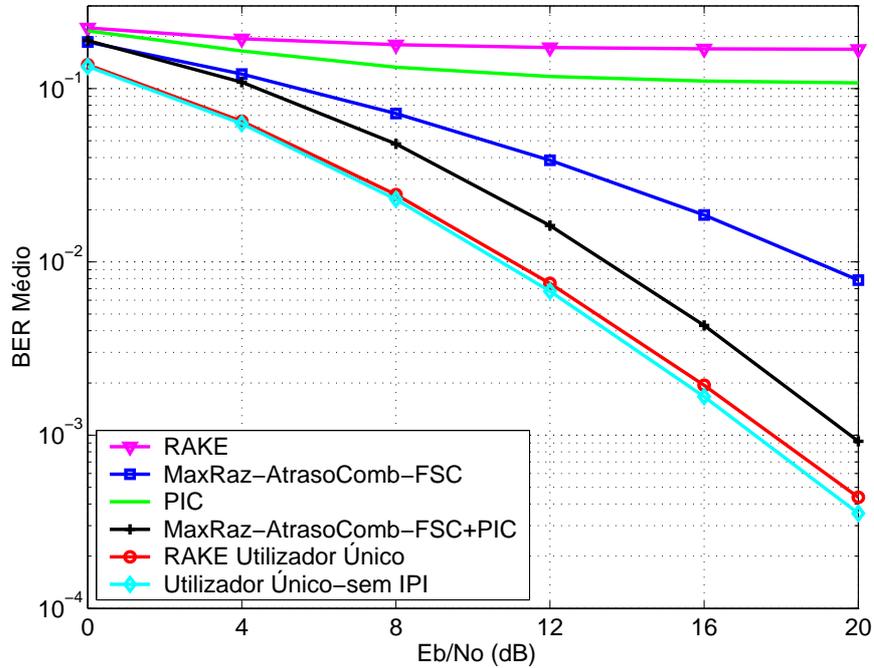


Figura 5.12: Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, 1 antena e FE=16

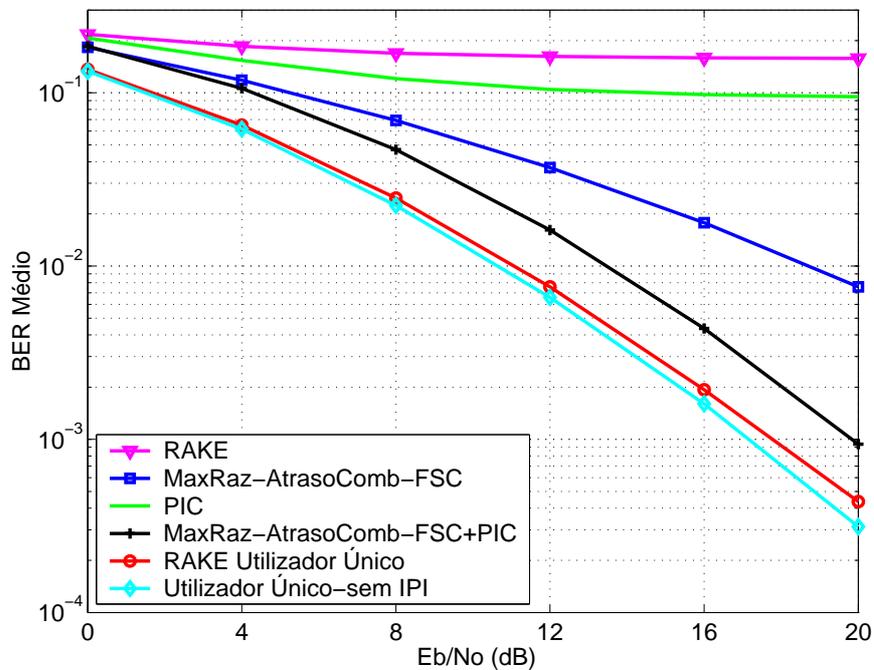


Figura 5.13: Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, 1 antena e FE=8

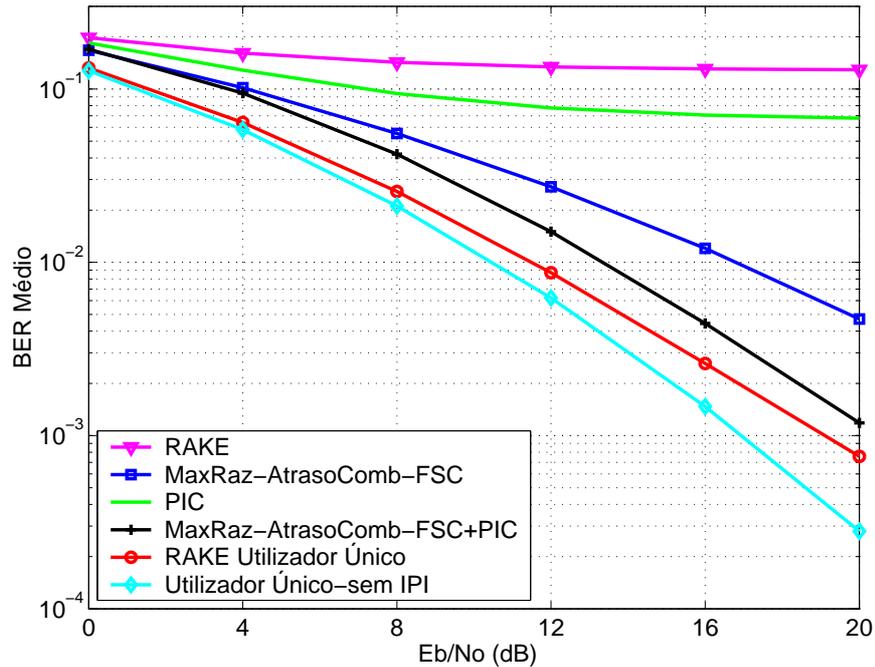


Figura 5.14: Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, 1 antena e $FE=4$

A performance para o RAKE Utilizador Único e para Utilizador Único sem IPI é estatisticamente idêntica ao cenário de canais alinhados em todos os FE.

Para $FE=16$ e $FE=8$ e para um BER de 10^{-2} , as curvas da Figura 5.12 e 5.13 mostram uma penalização de 2 dB do FSC+PIC em relação ao RAKE Utilizador Único. Tal deve-se à degradação de performance do FSC em relação ao cenário de canais alinhados (5 dB para um BER de 10^{-2}). A IPI é negligenciável para estes FE. O PIC atinge um BER superior à décima devido às péssimas estimativas dos símbolos fornecidas pelo RAKE que se revela muito sensível ao não alinhamento dos canais. Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 1.7.

Para $FE=4$ e para um BER de 10^{-2} , as curvas da Figura 5.14 mostram uma penalização de 1.5 dB do FSC+PIC em relação ao RAKE Utilizador Único devido às mesmas razões dos outros FE (degradação 3 dB do FSC para um BER de 10^{-2} em relação ao cenário de canais alinhados). Para um BER de 10^{-2} , a IPI introduz uma penalização inferior a 1 dB na curva de RAKE Utilizador Único (em relação ao Utilizador Único sem IPI).

5.2.4 Modulação 8-PSK com Estimativas Perfeitas

O UMTS-TDD, *Release 5* é baseado em modulação QPSK. Analisa-se de seguida os resultados da aplicação das configurações propostas com FSC, no caso de ter-se uma cadeia de simulação idêntica mas com modulação 8-PSK.

5.2. Configurações de Antena Única sem Codificação

Nas Figuras 5.15, 5.16 e 5.17 são apresentadas as curvas de performance para modulação 8-PSK para os utilizadores de FE=16, 8 e 4 respectivamente.

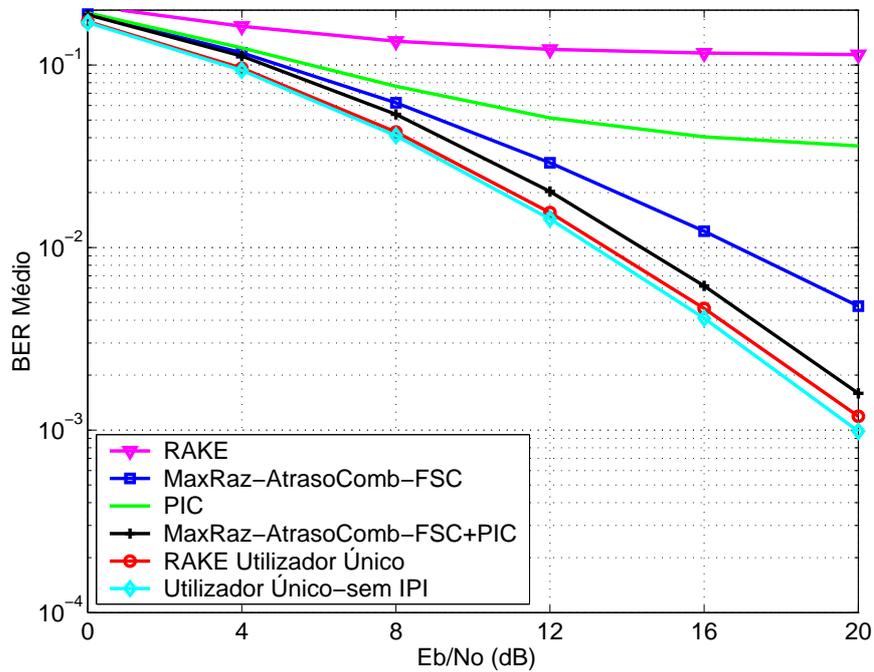


Figura 5.15: Performance (BER) para 8-PSK para FE=16 e 1 antena

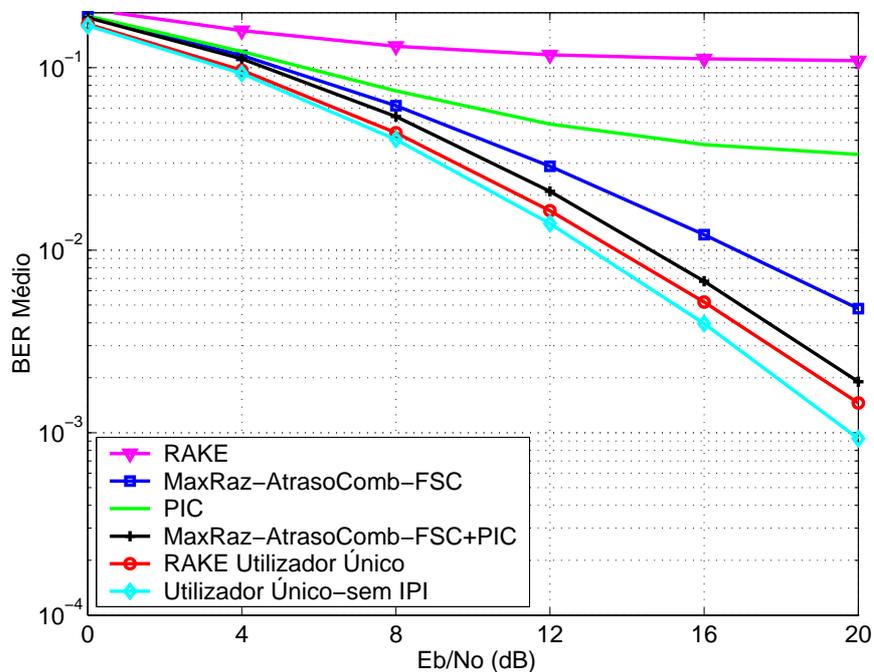


Figura 5.16: Performance (BER) para 8-PSK para FE=8 e 1 antena

Como esperado pelo facto da modulação 8-PSK ter os pontos da sua constelação mais próximos uns dos outros a performance em relação à modulação QPSK vem degradada. A modulação 8-PSK tem, no entanto, mais eficiência espectral.

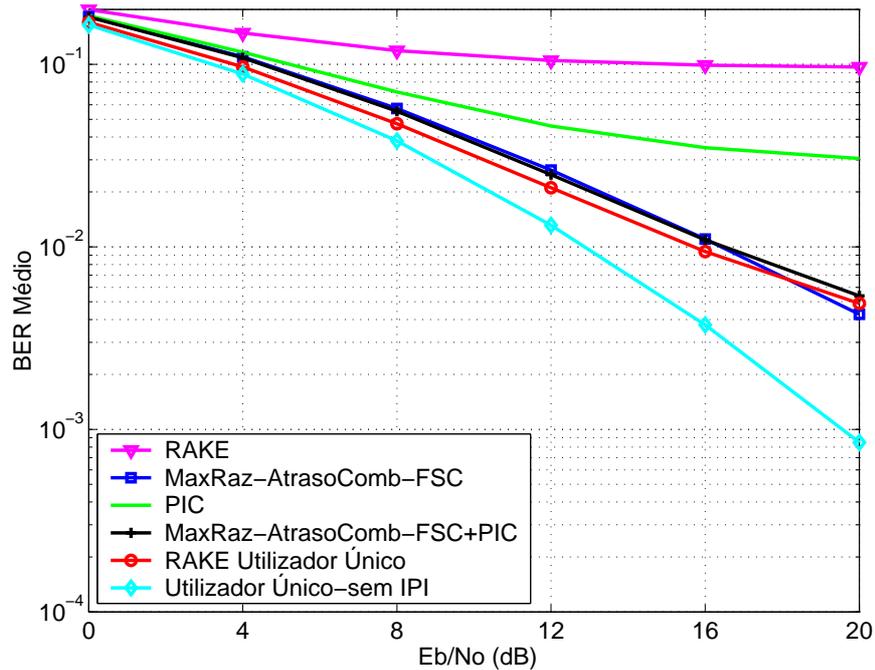


Figura 5.17: Performance (BER) para 8-PSK para FE=4 e 1 antena

Para FE=16 e FE=8 e para um BER de 10^{-2} , as curvas de performance da Figura 5.15 e 5.16 mostram uma penalização aproximadamente de 1 dB do FSC+PIC em relação ao RAKE Utilizador Único. A performance do PIC satura para um BER superior a 3×10^{-2} . A penalização por causa da IPI é diminuta. Em relação à modulação QPSK existe uma degradação de 2 dB para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC. Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 1.5.

Para FE=4 e para um BER de 10^{-2} , as curvas de performance da Figura 5.17 mostram uma penalização diminuta do FSC+PIC em relação ao RAKE Utilizador Único. No entanto, verifica-se que o FSC para E_b/N_0 baixos tem performance idêntica ao FSC+PIC e melhor performance a partir $E_b/N_0 = 16$ dB. Tal deve-se ao facto do FSC não ser limitado por IPI ao contrário do FSC+PIC. Para um BER de 10^{-2} , a penalização do FSC+PIC por causa da IPI é de 3 dB. A performance do PIC satura para um BER superior a 3×10^{-2} . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, existe uma degradação de aproximadamente 4 dB em relação à modulação QPSK. Esta maior degradação para FE=4 deve-se à IPI que para modulação 8-PSK tem mais efeito por causa da constelação mais compacta.

5.2.5 Modulação 16-QAM com Estimativas Perfeitas

Analisa-se de seguida os resultados da aplicação das configurações propostas com FSC no caso de ter-se uma cadeia de simulação com modulação 16-QAM.

Nas Figuras 5.18, 5.19 e 5.20 são apresentadas as curvas de performance para modulação 16-QAM para os utilizadores de FE=16, 8 e 4.

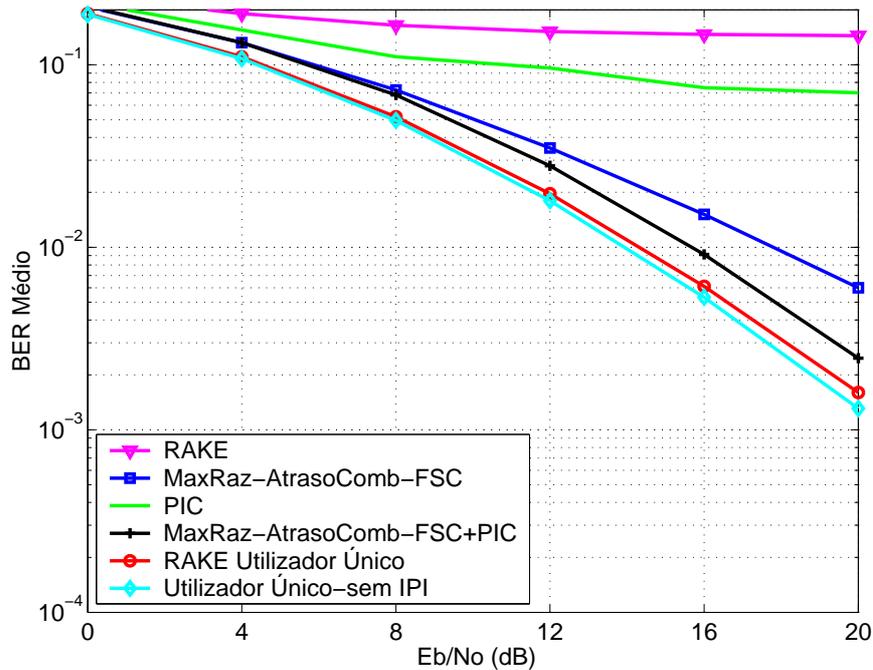


Figura 5.18: Performance (BER) para 16-QAM para FE=16 e 1 antena

Pelo facto da modulação 16-QAM ter os pontos da sua constelação mais próximos uns dos outros em relação à modulação 8-PSK e QPSK, a performance vem degradada. No entanto, a modulação 16-QAM tem mais eficiência espectral.

Para FE=16 e FE=8 e para um BER de 10^{-2} , as curvas de performance da Figura 5.18 e 5.19 mostram uma penalização de aproximadamente 1.5 dB do FSC+PIC em relação ao RAKE Utilizador Único. A penalização por causa da IPI é diminuta. A performance do PIC satura para um BER superior a 6×10^{-2} . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, existe uma degradação de aproximadamente 4 dB em relação à modulação QPSK. Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 1.4.

Para FE=4 e para um BER de 10^{-2} , as curvas de performance da Figura 5.20 mostram uma penalização diminuta para o FSC+PIC em relação ao RAKE Utilizador Único. No entanto, verifica-se que o FSC para E_b/N_0 baixos tem performance idêntica ao FSC+PIC e melhor performance a partir $E_b/N_0 = 14 \text{ dB}$. Esta inversão de performances é mais pronunciada que na modulação 8-PSK, o que se deve ao facto

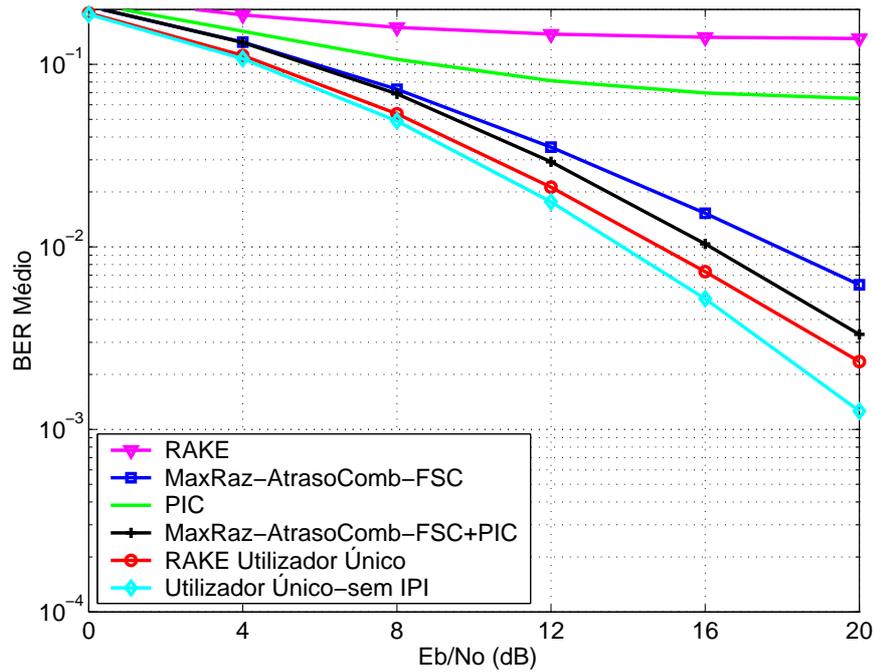


Figura 5.19: Performance (BER) para 16-QAM para FE=8 e 1 antena

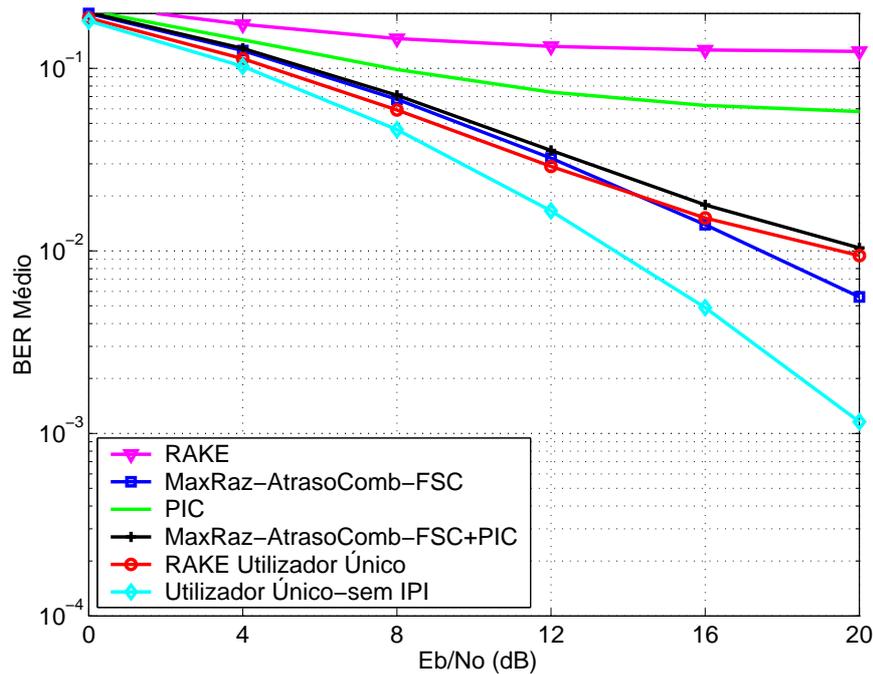


Figura 5.20: Performance (BER) para 16-QAM para FE=4 e 1 antena

da constelação da modulação 16-QAM ser mais compacta. Por seu lado, o FSC não é limitado por IPI ao contrário do FSC+PIC. Verifica-se neste caso, que em certos *bursts* para valores altos de E_b/N_0 , o FSC tem probabilidade zero e o FSC+PIC tem probabilidade não nula apesar das estimativas dos dados fornecidas ao PIC serem ideais.

5.3. Configurações de Antena Única com Codificação

Para um BER de 10^{-2} , a penalização de performance do FSC+PIC por causa da IPI é maior que 3 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, existe uma degradação de aproximadamente 6.5 dB em relação à modulação QPSK. A performance do PIC satura para um BER superior a 5×10^{-2} .

5.3 Configurações de Antena Única com Codificação

Na Figura 5.21 é apresentado o sistema simulado com codificação.

Os blocos *Codificação Turbo* e *Descodificação Turbo* são os blocos já descritos na Secção 3.3. O bloco de *Puncturing* retira *bits* à informação que sai do codificador. O bloco de *Interleaving* é análogo ao proposto pelo 3GPP para o UMTS-TDD. O bloco de Mapeamento mapeia *bits* em símbolos QPSK (8-PSK, 16-QAM). O bloco de Demapeamento mapeia símbolos QPSK (8-PSK, 16-QAM) *soft* em *bits soft*. O bloco *Depuncturing* repõe, no lugar dos *bits* retirados no *Puncturing*, zeros reais (*soft*). Os parâmetros referentes a cada bloco serão apresentados em cada secção pois variam com a modulação.

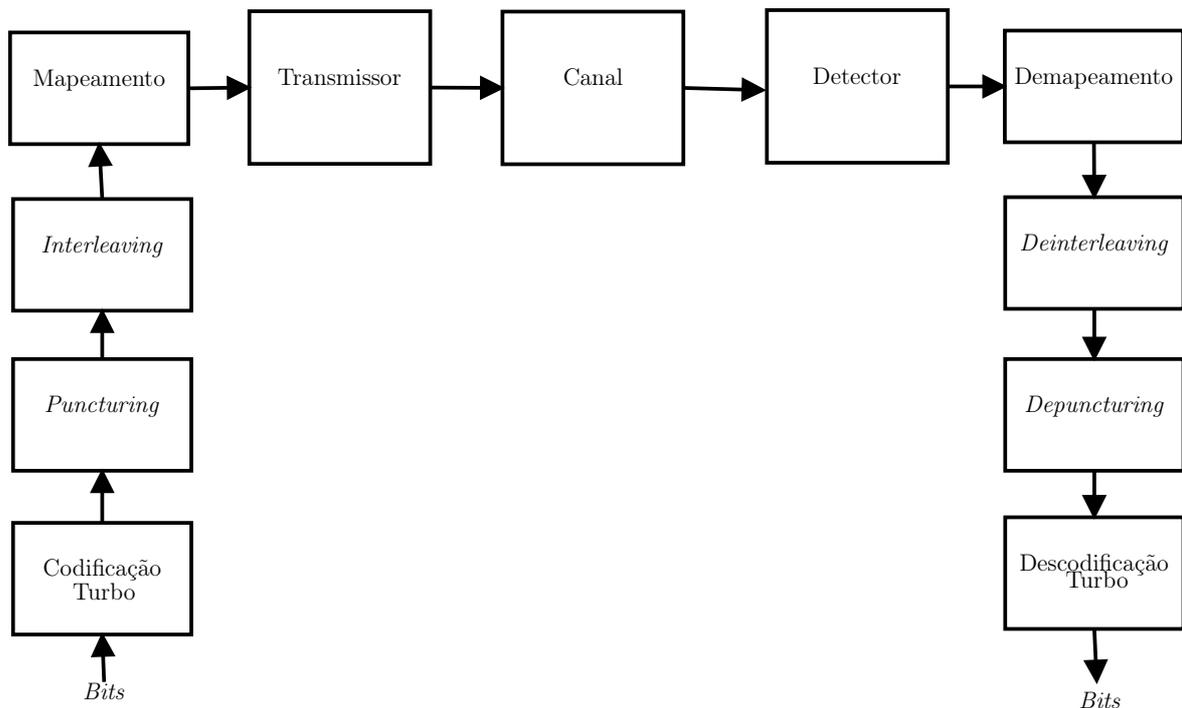


Figura 5.21: Sistema com codificação

As simulações foram feitas no seguinte cenário.

Quatro EM:

- Uma transmitindo com 4 sequências de espalhamento de FE=16 em paralelo.
- Uma transmitindo com 2 sequências de espalhamento de FE=8 em paralelo.
- Duas transmitindo com uma sequência de espalhamento de FE=4 cada uma.

Pretende-se simular como se comporta o FSC e o FSC+PIC com codificação em relação, principalmente, ao PIC. Apresenta-se uma perspectiva ideal, com a estimação de canal de transmissão perfeita.

Para as simulações com codificação a performance BLER de referência é 10^{-3} . Esta performance de referência prevalece sobre performance de 10^{-5} para o BER pois para ordens de modulação superiores ao QPSK o número de erros por *burst* (*block*) errado aumenta podendo-se atingir o BLER de referência e não o BER de referência.

5.3.1 Modulação QPSK com Codificação

Cada trama em UMTS-TDD tem 10 ms , contendo quinze *bursts*. O *Interleaving* é de 40 ms abrangendo 4 *bursts* um em cada trama. Tem-se assim que para a EM um (4 sequências de FE=16) à saída do *Puncturing*, 4 sequências x 4 *bursts* x 244 *bits* por *burst* = 3904 *bits*. O codificador Turbo e o *Puncturing* têm, em conjunto, uma taxa de $1/2$, resultando assim que cada bloco de informação à entrada do codificador Turbo é de 1952 *bits*. O *Puncturing* é de aproximadamente 33.3% já que o codificador é de $1/3$. A dimensão dos blocos de informação, à entrada do codificador, das outras EM é idêntica.

Através do método de duplo impulso [173, 174] foi medida a distância mínima dos Códigos Turbo utilizados para um comprimento de bloco de 1952 (taxa total de $1/2$ com *Puncturing*) com resultado de 15. No entanto, existem sequências codificadas com peso (distância) maior que 1000 apesar da maior parte das sequências codificadas ter peso inferior a 600. De notar que o espalhamento das distâncias é amplificado pelo *Puncturing* [138]. Mediu-se a distância do código sem *Puncturing* (Taxa $1/3$) com comprimento de bloco de 1952 e obteve-se 28. Existem *interleavers* mais recentes que dão origem a distâncias de códigos maiores, mas o ganho em performance não é significativa³ [175].

As Figuras 5.22, 5.24 e 5.26 apresentam as curvas de BER das várias configurações, com modulação QPSK, 1 antena, canais alinhados e codificação, para utilizadores de

³Fala-se na perspectiva dum projectista de sistemas. Para um projectista de códigos um ganho de 0.5 dB pode ser significativo.

5.3. Configurações de Antena Única com Codificação

FE=16, 8 e 4, respectivamente. As Figuras 5.23, 5.25 e 5.27 apresentam as correspondentes curvas de *Block Error Rate* (BLER). Nas Figuras MaxRaz-AtrasoComb-FSC+PIC s.C. significa a configuração MaxRaz-AtrasoComb-FSC+PIC sem codificação no mesmo cenário.

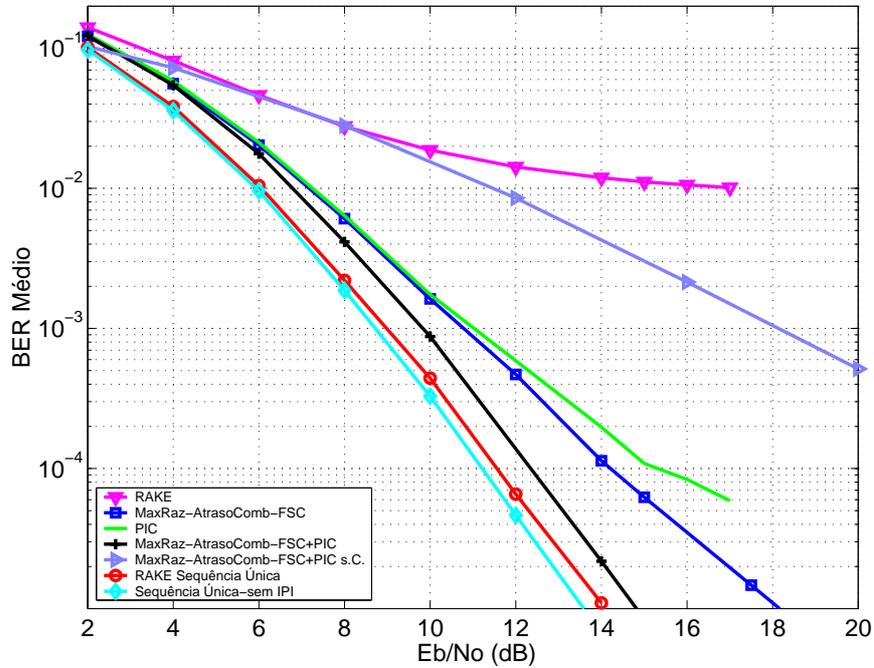


Figura 5.22: Performance (BER) para QPSK para FE=16 e 1 antena com codificação

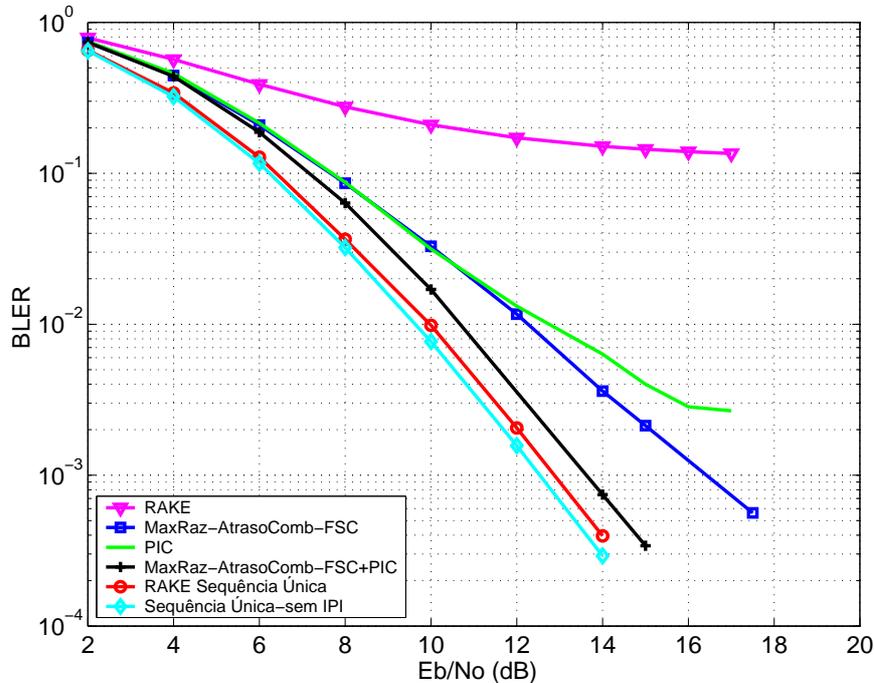


Figura 5.23: Performance (BLER) para QPSK para FE=16 e 1 antena com codificação

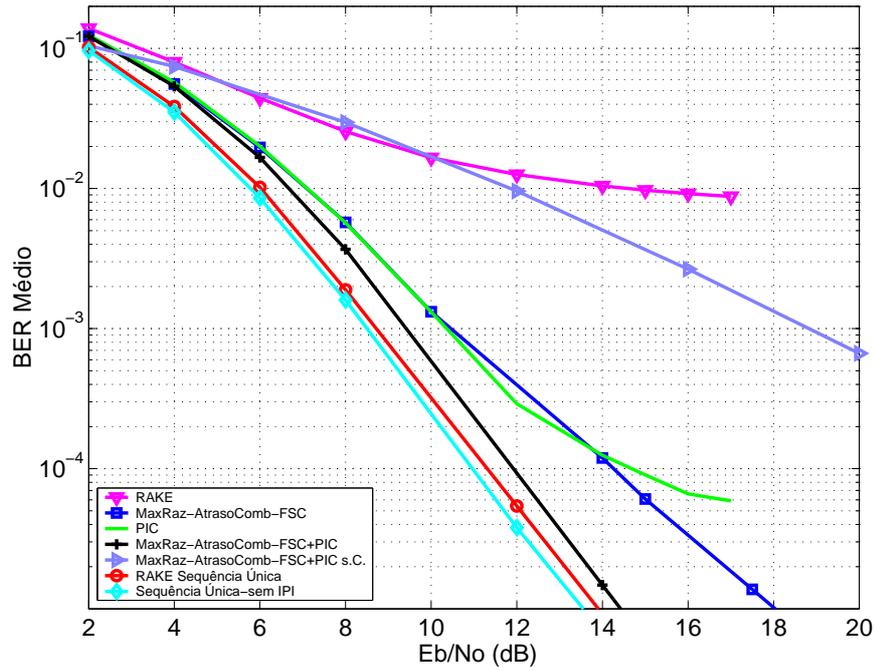


Figura 5.24: Performance (BER) para QPSK para FE=8 e 1 antena com codificação

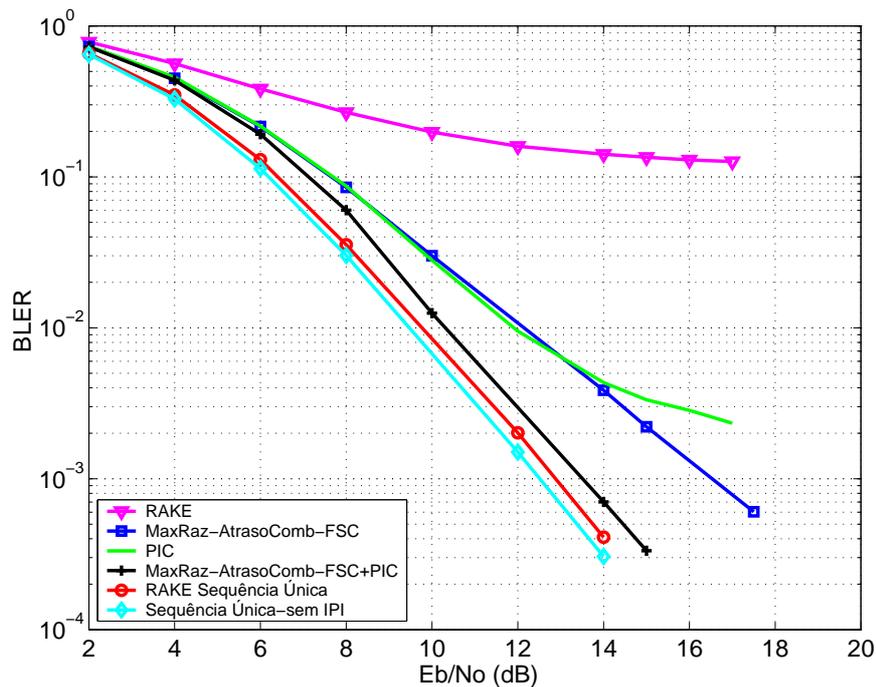


Figura 5.25: Performance (BLER) para QPSK para FE=8 e 1 antena com codificação

Para FE=16 e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 5.22 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização menor do que 1 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 15$ dB. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de mais de 3 dB.

5.3. Configurações de Antena Única com Codificação

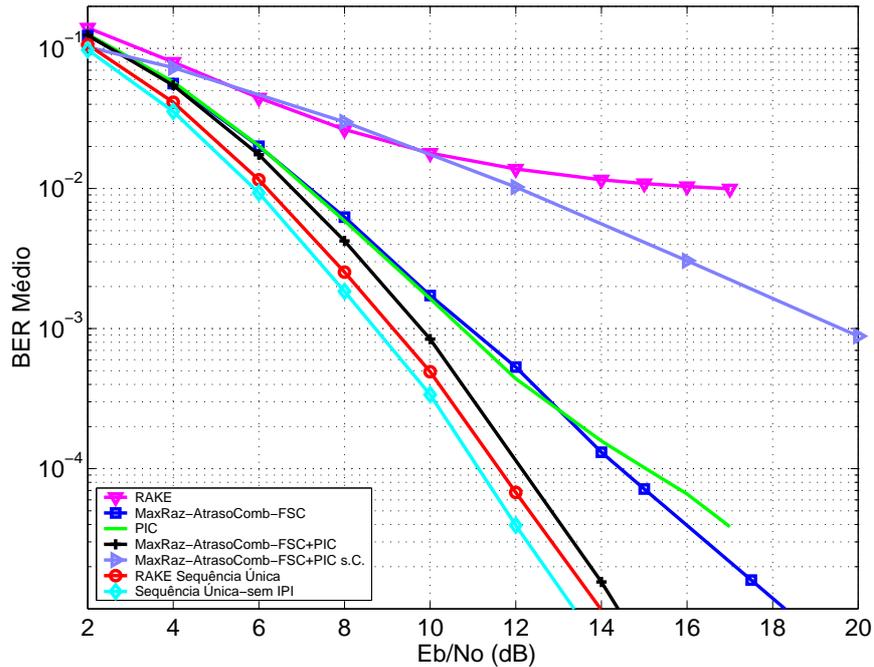


Figura 5.26: Performance (BER) para QPSK para FE=4 e 1 antena com codificação

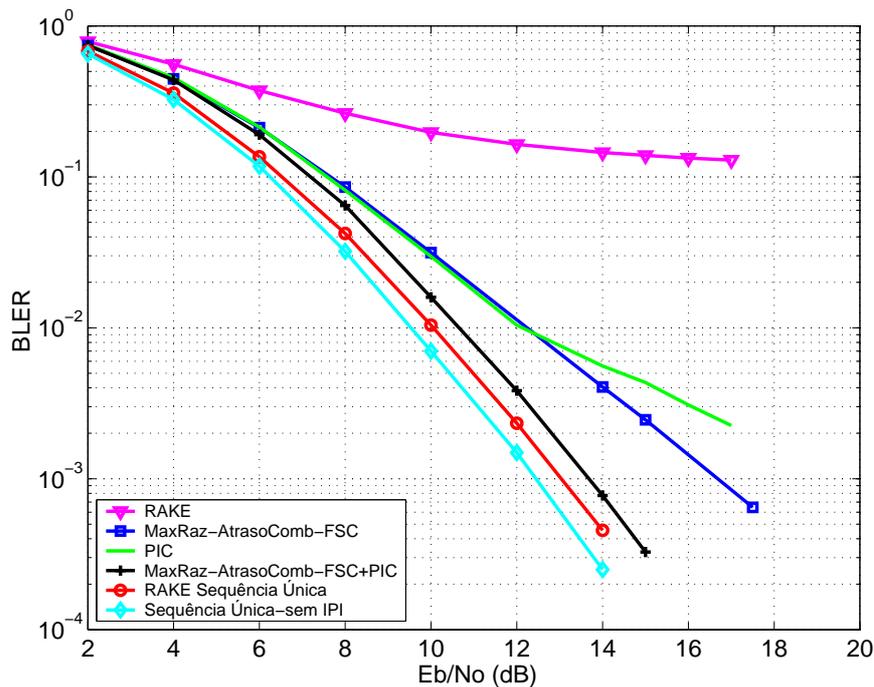


Figura 5.27: Performance (BLER) para QPSK para FE=4 e 1 antena com codificação

O PIC não atinge o BER alvo de 10^{-5} . Para um BER de 10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 8 dB . A ordem de diversidade para o FSC+PIC é superior a 4.

Para FE=16 e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 5.23 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização menor que 1 dB em relação ao limiar do RAKE

Sequência Única. O PIC não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , se utilizasse o FSC tinha-se uma penalização em relação ao FSC+PIC de 3 dB .

Para $FE=8$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 5.24 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização menor que 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 14.5\text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 3.5 dB . O PIC não atinge o BER alvo de 10^{-5} . Para um BER de 10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 9.5 dB .

Para $FE=8$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 5.25 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. O PIC não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , se utilizasse o FSC tinha-se uma penalização em relação ao FSC+PIC de 3 dB .

Para $FE=4$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 5.26 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização ligeiramente menor do que 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 14.5\text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 3.5 dB . O PIC não atinge o BER alvo de 10^{-5} . Para um BER de 10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 10 dB . Verifica-se não haver uma penalização muito grande devido à IPI. Os pontos das curvas com codificação correspondem a pontos nas curvas sem codificação em que não se faz sentir ainda essa penalização.

Para $FE=4$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 5.27 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização menor que 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. O PIC não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 3 dB .

Dos resultados apresentados acima verifica-se que o detector mais adequado para o sistema em análise é o FSC+PIC pois o PIC não atinge a performance requerida.

5.3.2 Modulação QPSK com Codificação e Canais Desalinha- dos

As Figuras 5.28, 5.30 e 5.32 apresentam as curvas de BER das várias configurações, com modulação QPSK, 1 antena, canais desalinha-
dos e codificação para os utilizadores de $FE=16$, 8 e 4 respectivamente. As Figuras 5.29, 5.31 e 5.33 apresentam as respectivas curvas de BLER.

As curvas de performance do RAKE Sequência Única e Sequência Única - sem IPI são estatisticamente idênticas às curvas respectivas para canais alinhados.

5.3. Configurações de Antena Única com Codificação

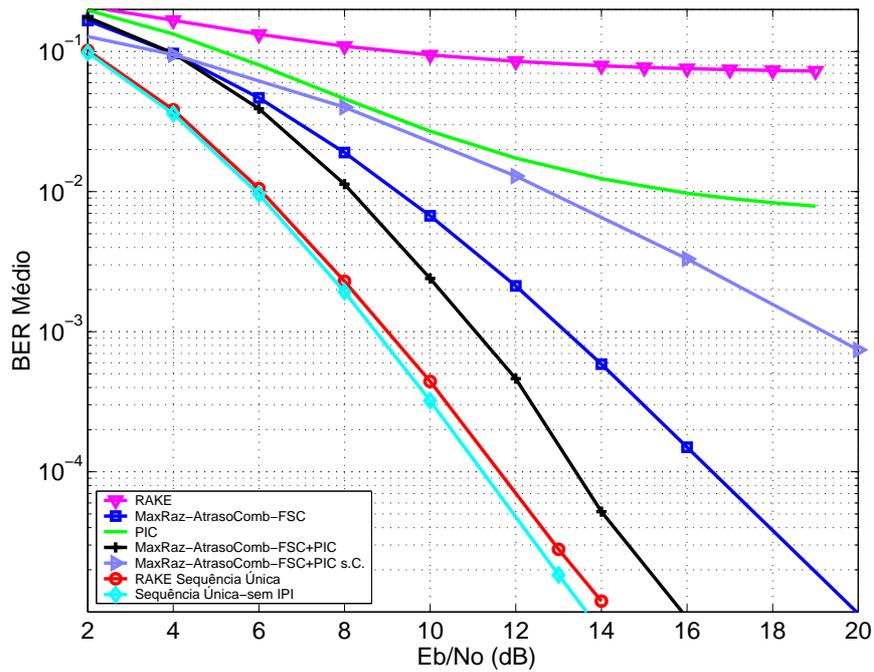


Figura 5.28: Performance (BER) para QPSK para FE=16, 1 antena, com codificação e canais desalinhados

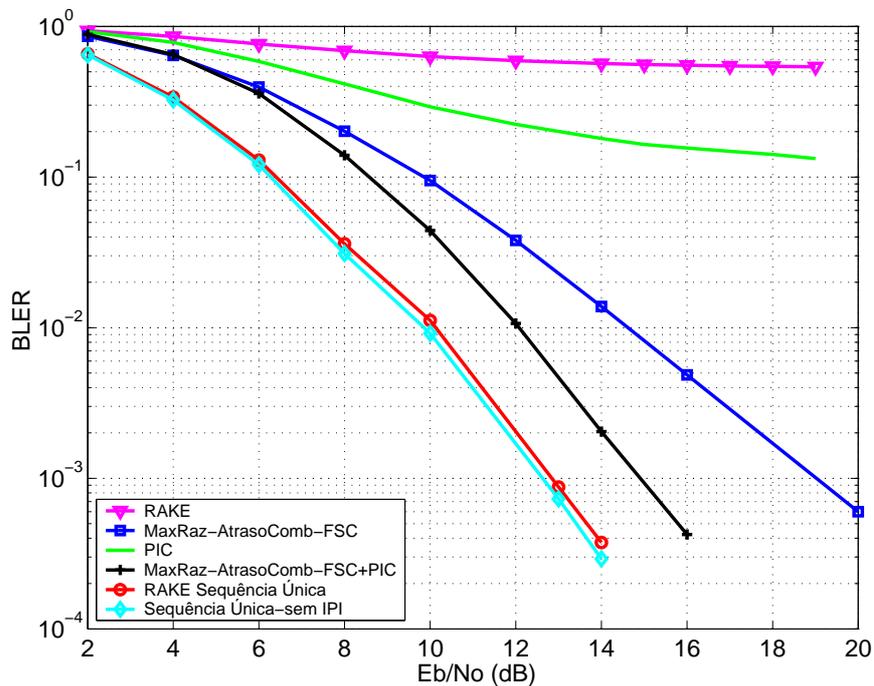


Figura 5.29: Performance (BLER) para QPSK para FE=16, 1 antena, com codificação e canais desalinhados

Para FE=16 e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 5.28 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 2 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 16$ dB. O PIC não atinge o BER alvo de

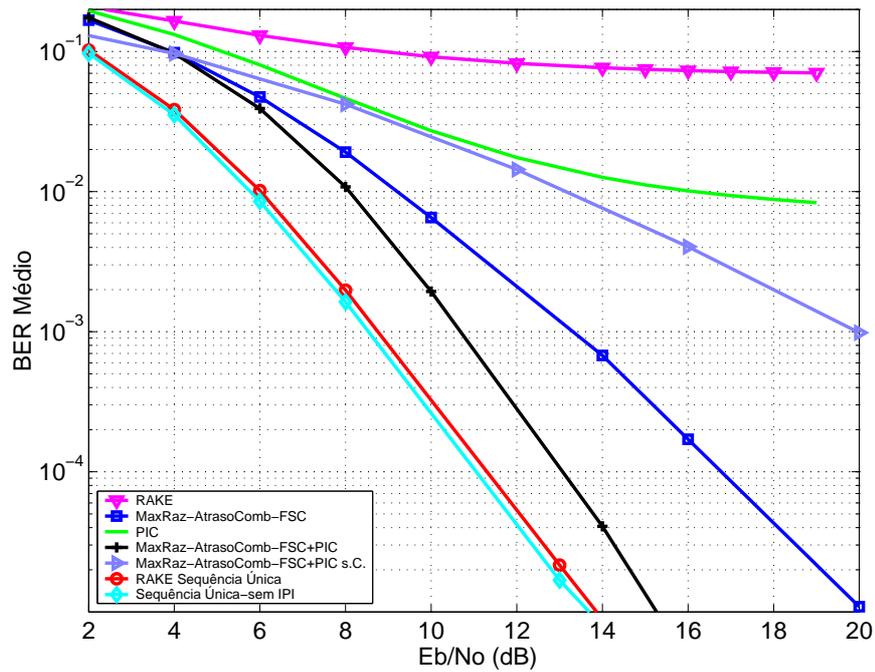


Figura 5.30: Performance (BER) para QPSK para FE=8, 1 antena, com codificação e canais desalinhados

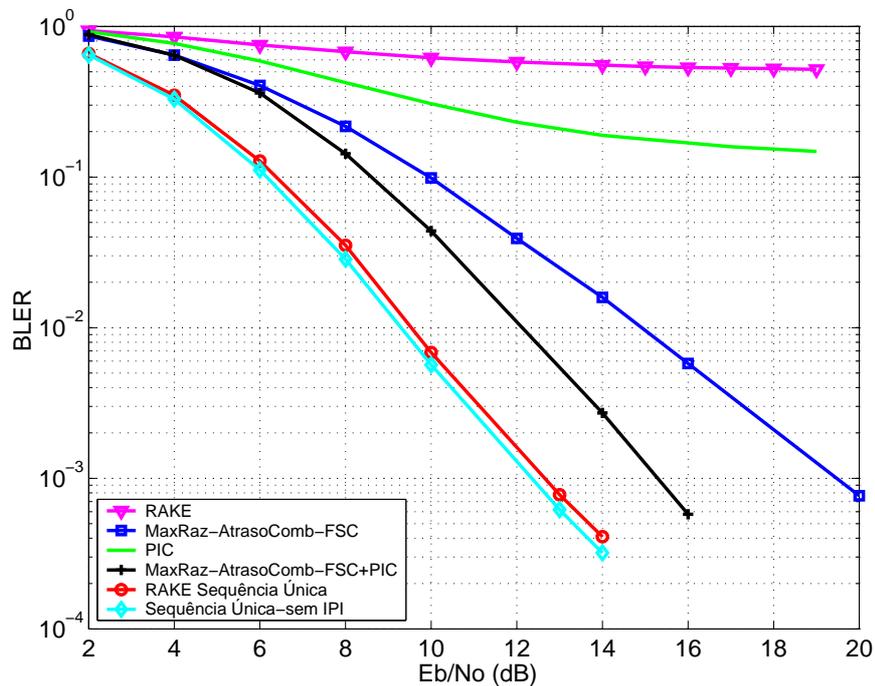


Figura 5.31: Performance (BLER) para QPSK para FE=8, 1 antena, com codificação e canais desalinhados

10^{-5} . O ganho de codificação, para um BER de 10^{-3} , do FSC+PIC é de 8 dB . Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização de 4 dB em relação ao FSC+PIC. Para um BER de 10^{-5} , o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 1 dB em

5.3. Configurações de Antena Única com Codificação

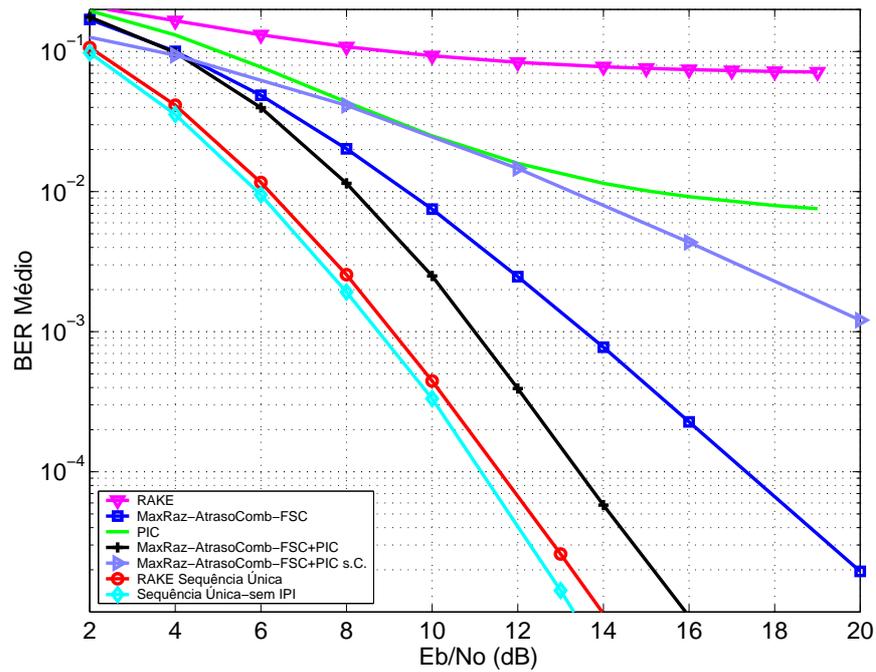


Figura 5.32: Performance (BER) para QPSK para FE=4, 1 antena, com codificação e canais desalinhados

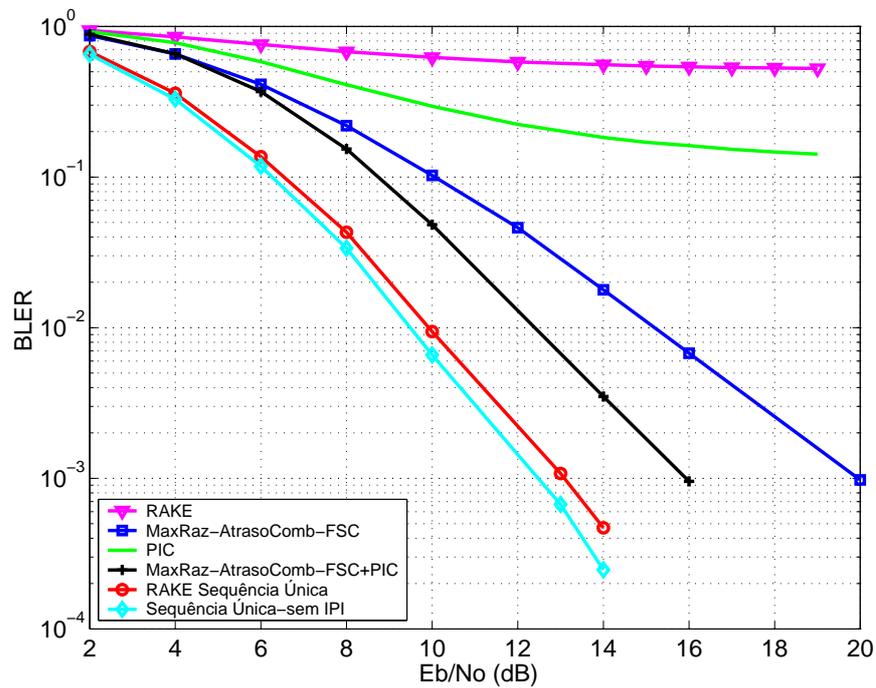


Figura 5.33: Performance (BLER) para QPSK para FE=4, 1 antena, com codificação e canais desalinhados

relação ao cenário de canais de transmissão alinhados. Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 3.8.

Para $FE=16$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 5.29 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 2 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. O PIC não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 4 dB .

Para $FE=8$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 5.30 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Este BER é atingido para $E_b/N_0 = 15\text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 5 dB . O PIC não atinge o BER alvo de 10^{-5} . Para um BER de 10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 9.5 dB . Para um BER de 10^{-5} , o FSC+PIC sofre uma penalização de 1 dB em relação ao cenário de canais de transmissão alinhados.

Para $FE=8$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 5.31 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 2.5 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. O PIC não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 4.5 dB .

Para $FE=4$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 5.32 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 2 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 16\text{ dB}$. Para um BER de 2×10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 5 dB . O PIC não atinge o BER alvo de 10^{-5} . Para um BER de 10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de aproximadamente 9 dB . Para um BER de 10^{-5} , o FSC+PIC tem uma penalização de 1.5 dB em relação ao cenário de canais de transmissão alinhados.

Para $FE=4$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 5.33 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 3 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. O PIC não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 4 dB .

Dos resultados apresentados acima verifica-se que o detector mais adequado para o sistema em análise é o FSC+PIC pois o PIC não apresenta performance suficiente.

5.3.3 Modulação 8-PSK com Codificação e Canais Alinhados

Em modulação 8-PSK são transmitidos 3 bits por símbolo em vez de 2 do QPSK. Por isso foi preciso alterar a dimensão do bloco de informação e do *interleaving*. Assim, o *Interleaving* passou de 40 ms para 20 ms abrangendo 2 bursts um em cada trama. Tem-se assim que para a EM um (4 seqüências de $FE=16$) à saída do *Puncturing*, 4

5.3. Configurações de Antena Única com Codificação

sequências x 2 *bursts* x 366 *bits* por *burst* = 2928 *bits*. O codificador Turbo e o *Puncturing* tem, em conjunto, uma taxa de 1/2. Quer dizer que tem-se que cada bloco de informação à entrada do codificador Turbo é de 1464. O *Puncturing* é de aproximadamente 33.3%. A dimensão dos blocos de informação, à entrada do codificador, das outras EM é idêntica.

Através do método do duplo impulso [173, 174] foi medido a distância mínima dos Códigos Turbo utilizados para um comprimento de bloco de 1464 (taxa total de 1/2 com *Puncturing*) com resultado de 15 (o mesmo que para o bloco de informação de 1952). Mediu-se a distância do código sem *Puncturing* (Taxa 1/3) com comprimento de bloco de 1464 e deu 28 (o mesmo que para o bloco de informação de 1952).

As Figuras 5.34, 5.36 e 5.38 apresenta as curvas de performance BER das várias configurações com modulação 8-PSK, 1 antena, canais alinhados, codificação e para os utilizadores de FE=16, 8 e 4 respectivamente. As Figuras 5.35, 5.37 e 5.39 apresentam as respectivas curvas de BLER.

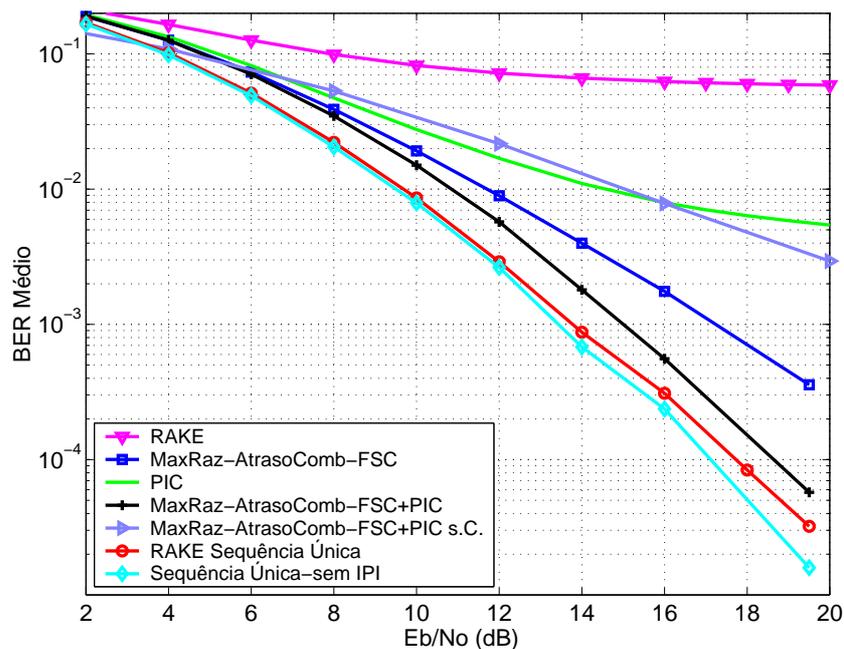


Figura 5.34: Performance (BER) para 8-PSK para FE=16, 1 antena, com codificação e canais alinhados

Para FE=16 e para BER de 10^{-4} , as curvas da Figura 5.34 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de mais de 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 18.5$ dB. A curva de performance do PIC satura para BER aproximado de 5.5×10^{-3} . Para um BER de 3×10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 7 dB. Para um BER de 10^{-4} , o FSC+PIC tem uma penalização de 6 dB em relação ao cenário de modulação QPSK. A Ordem de Diversidade para o FSC+PIC é superior a 2.8.

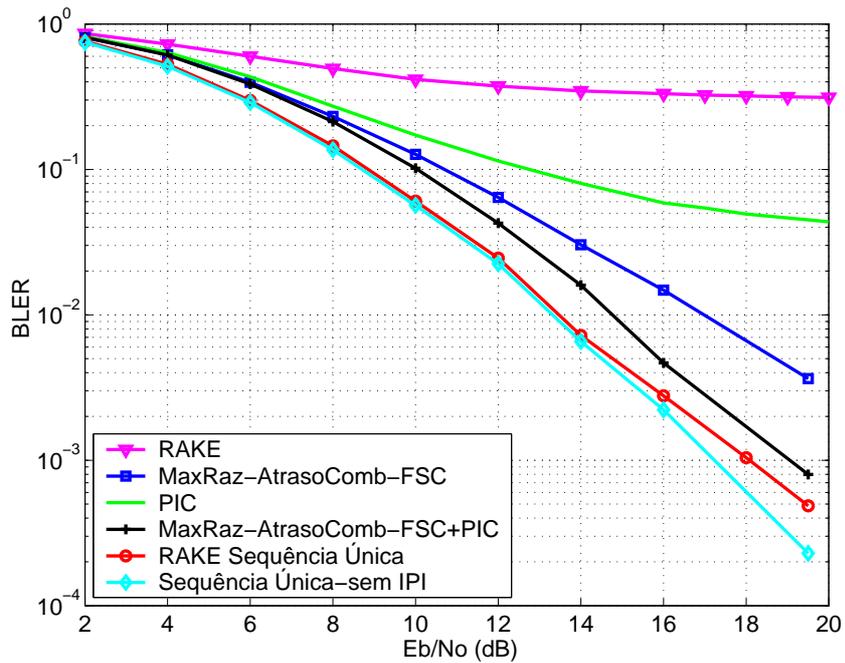


Figura 5.35: Performance (BLER) para 8-PSK para FE=16, 1 antena, com codificação e canais alinhados

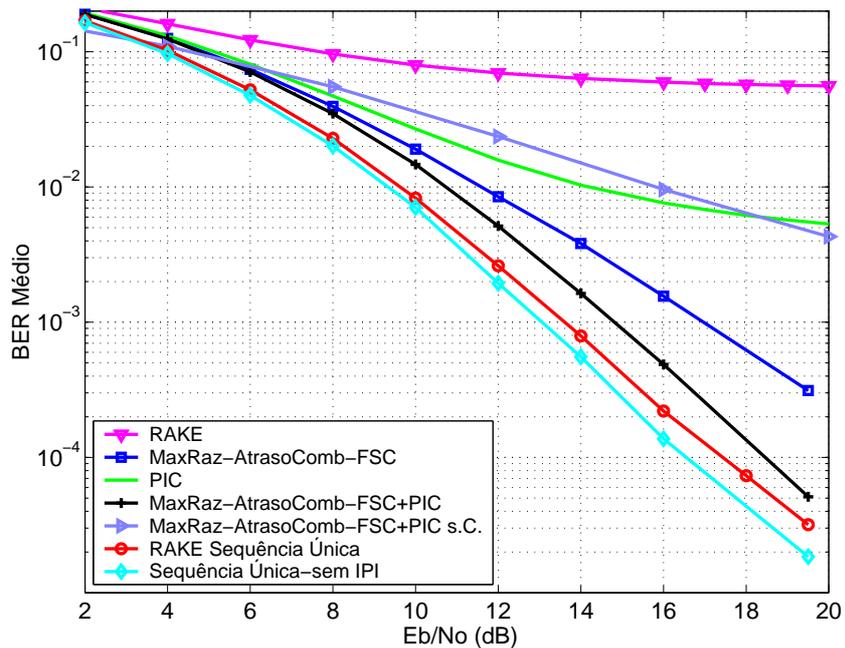


Figura 5.36: Performance (BER) para 8-PSK para FE=8, 1 antena, com codificação e canais alinhados

Para FE=16 e para um BLER de 10⁻³, as curvas da Figura 5.35 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. O PIC não atinge o BLER alvo de 10⁻³.

5.3. Configurações de Antena Única com Codificação

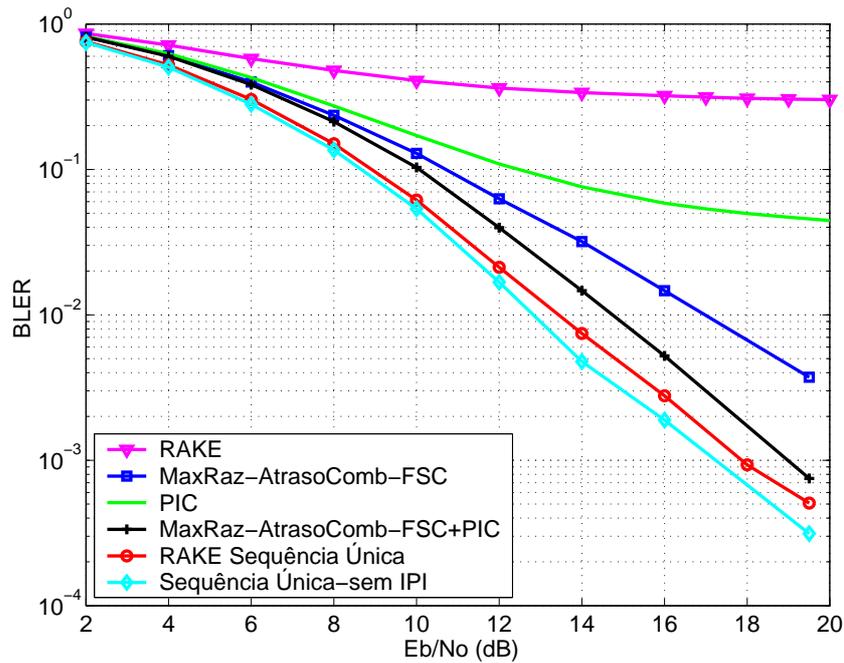


Figura 5.37: Performance (BLER) para 8-PSK para FE=8, 1 antena, com codificação e canais alinhados

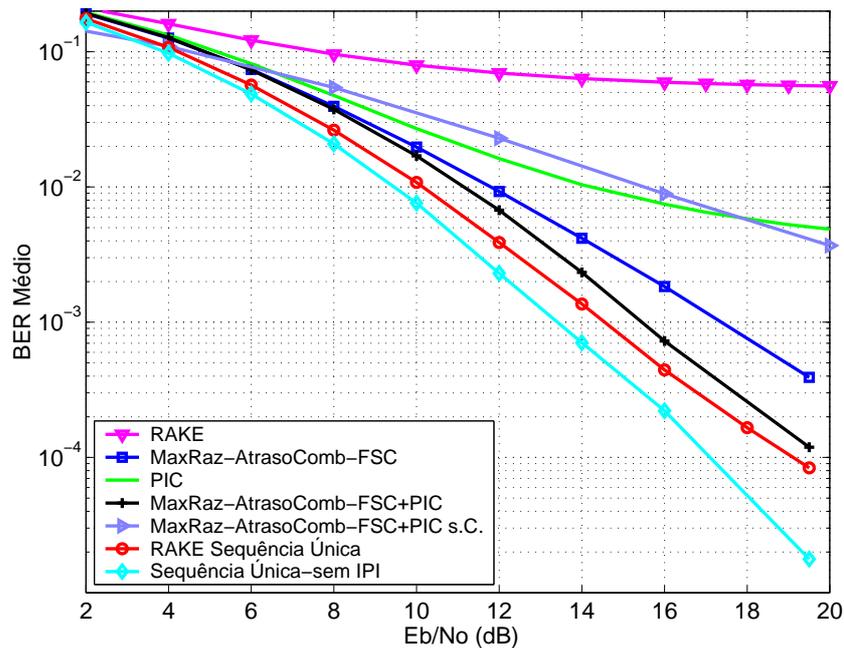


Figura 5.38: Performance (BER) para 8-PSK para FE=4, 1 antena, com codificação e canais alinhados

Para FE=8 e para um BER de 10^{-4} , as curvas da Figura 5.36 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 18.5$ dB. A curva de performance do PIC satura para BER superiores a 5×10^{-3} . Para um BER de 4×10^{-3} , o ganho de codificação

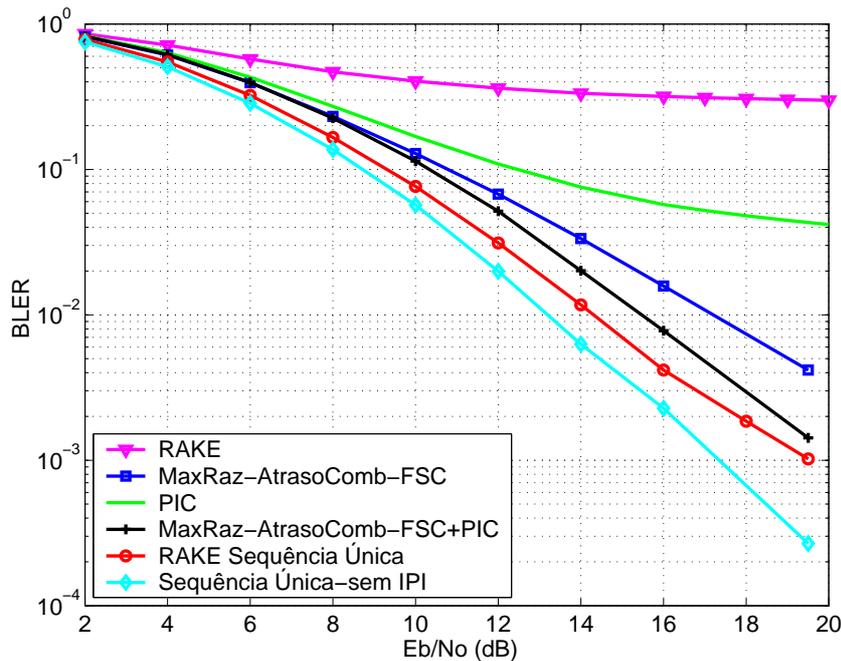


Figura 5.39: Performance (BLER) para 8-PSK para FE=4, 1 antena, com codificação e canais alinhados

do FSC+PIC é de 7.5 dB . Para um BER de 10^{-4} , o FSC+PIC tem uma penalização de 6.5 dB em relação ao cenário de modulação QPSK.

Para FE=8 e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 5.37 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 1 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única.

Para FE=4 e para um BER de 10^{-4} , as curvas da Figura 5.38 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização diminuta em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 19.5 \text{ dB}$. A curva de performance do PIC satura para BER superiores a 4×10^{-3} . Para um BER de 3×10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de aproximadamente 7 dB . Para um BER de 10^{-4} , o FSC+PIC tem uma penalização de 7.5 dB em relação ao cenário de modulação QPSK. Para um BER de 10^{-4} , a penalização devido ao IPI é de 2 dB . Não se tendo simulado, é no entanto previsível que para um BER de 10^{-5} essa degradação seja mais elevada.

Para FE=4 e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 5.39 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização menor do que 1 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. O PIC não atinge o BLER alvo de 10^{-3} .

Pela discussão acima verifica-se que só se pode atingir as performances requeridas (para BLER) com o FSC+PIC.

5.3.4 Modulação 16-QAM com Codificação e Canais Alinhados

Em modulação 16-QAM são transmitidos 4 *bits* por símbolo em vez de 2 do QPSK. Por isso foi preciso alterar o *interleaving* em relação ao QPSK. Assim, o *Interleaving* passou de 40 *ms* para 20 *ms* abrangendo 2 *bursts* um em cada trama. Tem-se assim que para a EM um (4 sequências de FE=16) à saída do *Puncturing* 4 sequências x 2 *bursts* x 488 *bits* por *burst* = 3904 *bits*. O codificador Turbo e o *Puncturing* tem, em conjunto, uma taxa de 1/2. Quer dizer que cada bloco de informação à entrada do codificador Turbo é de 1952. O *Puncturing* é de aproximadamente 33.3%. A dimensão dos blocos de informação, à entrada do codificador, das outras EM é idêntica. A dimensão do bloco de codificação é idêntico ao cenário de QPSK.

As Figuras 5.40, 5.42 e 5.44 apresenta as curvas de performance BER das várias configurações com modulação 16-QAM, 1 antena, canais alinhados, codificação e para os utilizadores de FE=16, 8 e 4 respectivamente. As Figuras 5.41, 5.43 e 5.45 apresentam as respectivas curvas de BLER.

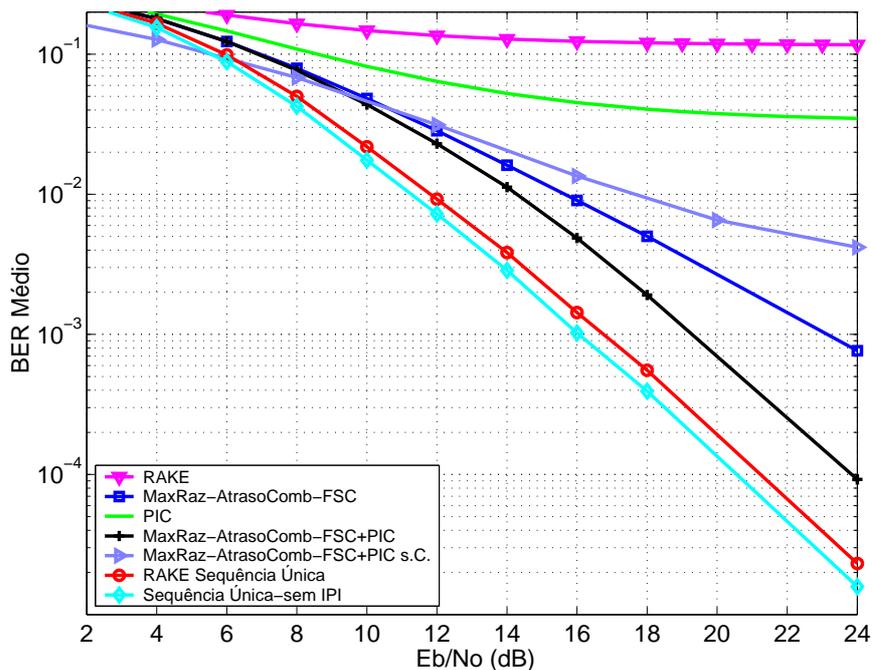


Figura 5.40: Performance (BER) para 16-QAM para FE=16, 1 antena, com codificação e canais alinhados

Para FE=16 e para um BER de 10^{-4} , as curvas da Figura 5.40 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 3 *dB* em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 24$ *dB*. Para um BER de 4×10^{-3} , o ganho de codificação é de 7.5 *dB* para o FSC+PIC. A performance do PIC satura em BER elevados. Para um BER de 10^{-4} , o FSC+PIC tem uma penalização de 11.5 *dB* em

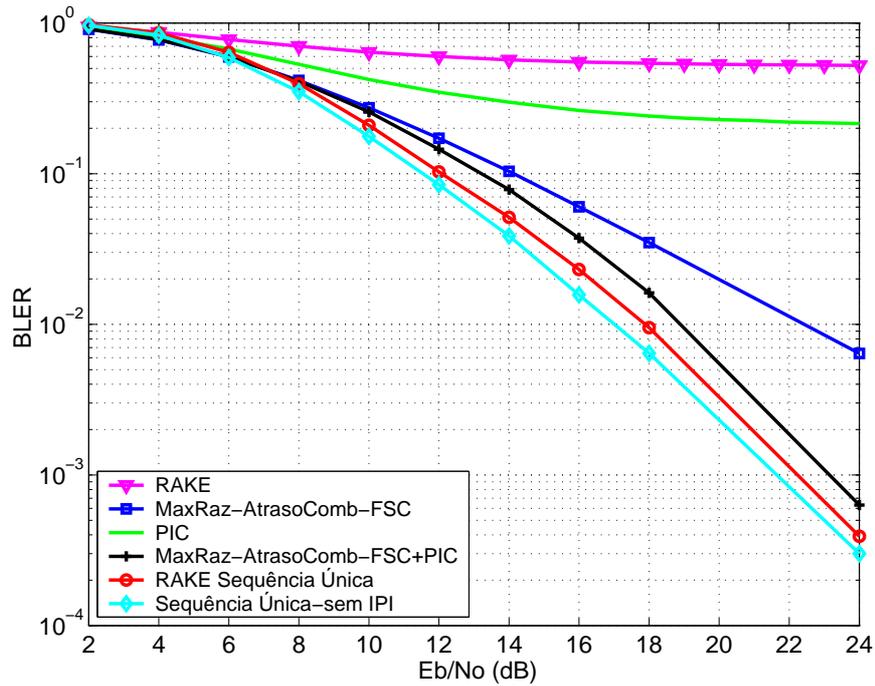


Figura 5.41: Performance (BLER) para 16-QAM para FE=16, 1 antena, com codificação e canais alinhados

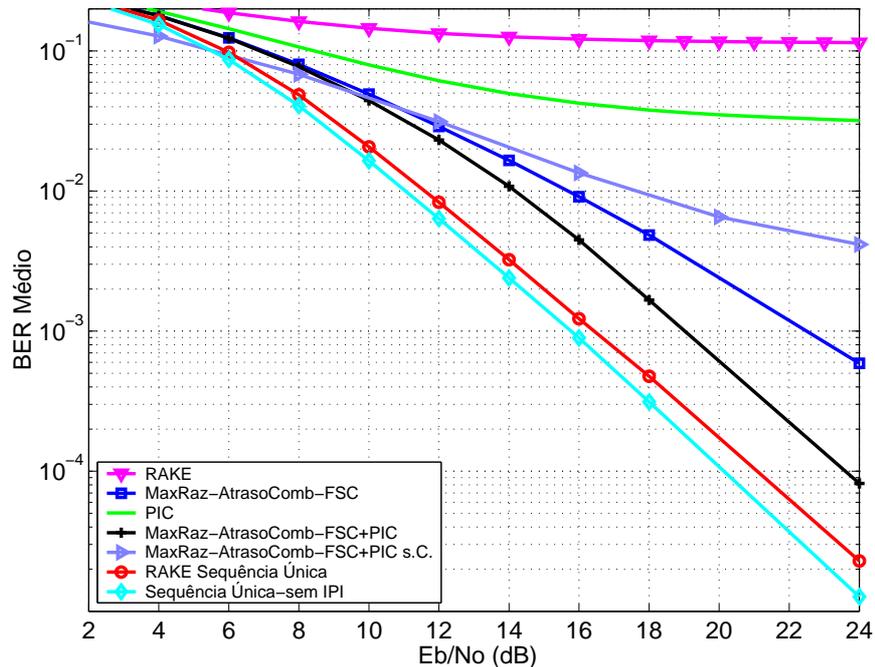


Figura 5.42: Performance (BER) para 16-QAM para FE=8, 1 antena, com codificação e canais alinhados

relação ao cenário de modulação QPSK. A Ordem de Diversidade para o FSC+PIC é superior a 2.3.

5.3. Configurações de Antena Única com Codificação

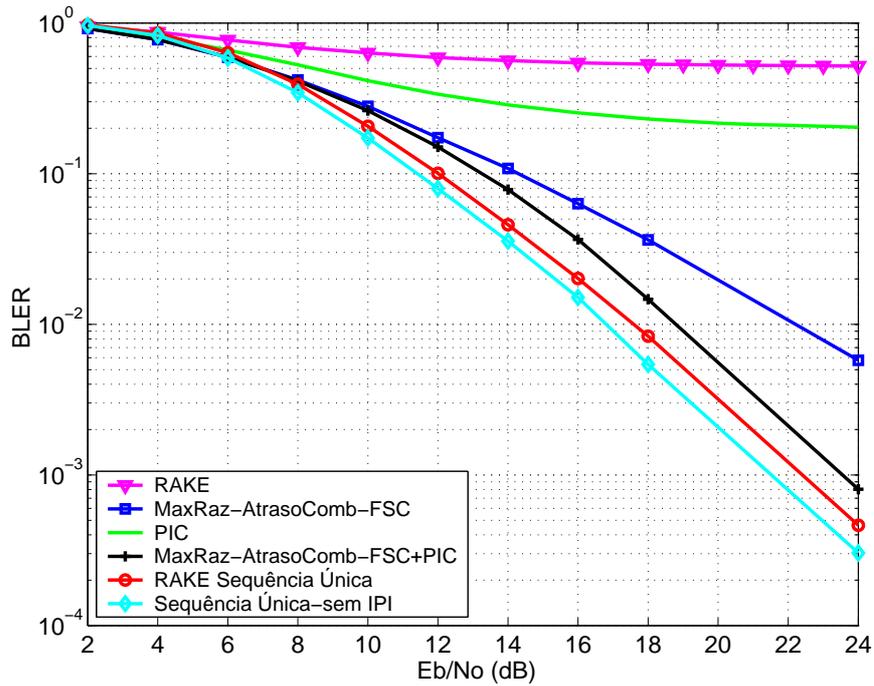


Figura 5.43: Performance (BLER) para 16-QAM para FE=8, 1 antena, com codificação e canais alinhados

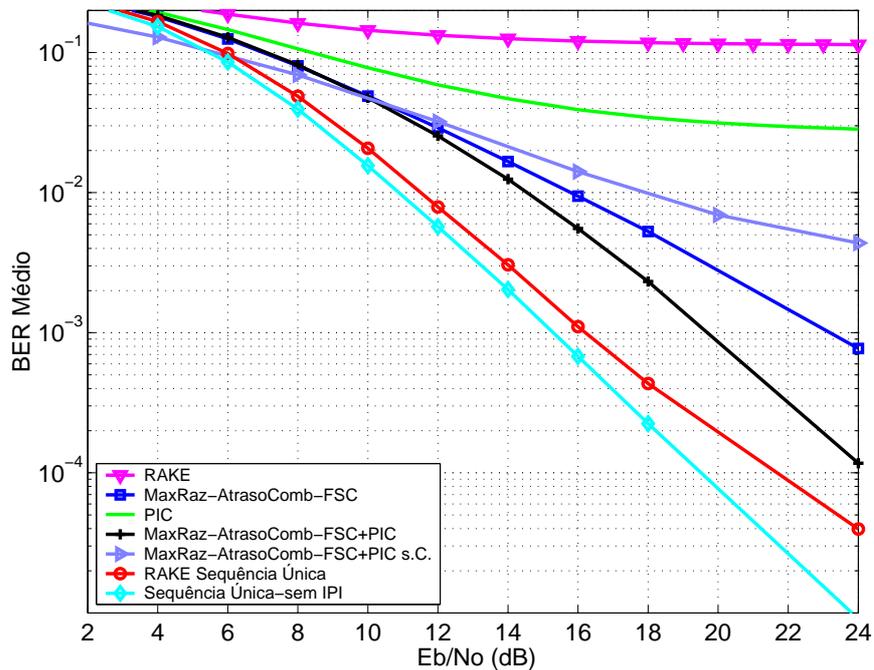


Figura 5.44: Performance (BER) para 16-QAM para FE=4, 1 antena, com codificação e canais alinhados

Para FE=16 e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 5.41 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 1 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. A performance do PIC satura em BLER elevados.

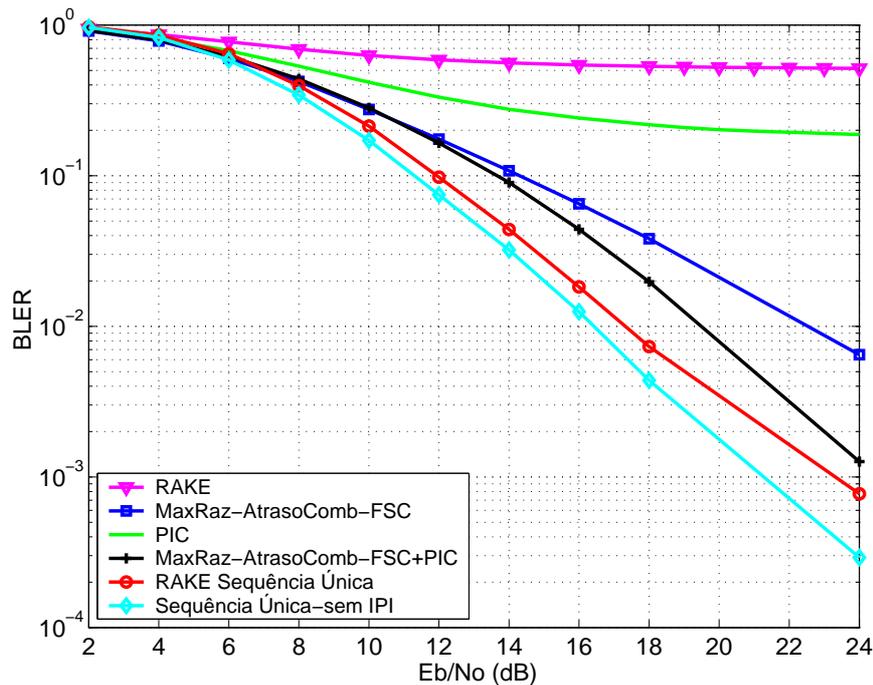


Figura 5.45: Performance (BLER) para 16-QAM para FE=4, 1 antena, com codificação e canais alinhados

Para FE=8 e para um BER de 10^{-4} , as curvas da Figura 5.42 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 2.5 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 23.5$ dB. A performance do PIC satura em BER elevados. Para um BER de 4×10^{-3} , o ganho de codificação é de 8 dB. Para um BER de 10^{-4} , o FSC+PIC tem uma penalização de 11.5 dB em relação ao cenário de modulação QPSK.

Para FE=8 e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 5.43 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. A performance do PIC satura em BLER elevados.

Para FE=4 e para um BER de 2×10^{-4} , as curvas da Figura 5.44 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 3 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 23$ dB. Para um BER de 4×10^{-3} , o ganho de codificação é de 7.5 dB. A performance do PIC satura em BER elevados. Para um BER de 2×10^{-4} , o FSC+PIC tem uma penalização de 11.5 dB em relação ao cenário de modulação QPSK.

Para FE=4 e para um BLER de 2×10^{-3} , as curvas da Figura 5.45 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1.5 dB em relação ao limiar do RAKE Sequência Única. A performance do PIC satura em BLER elevados.

Pela discussão acima verifica-se que só se pode atingir as performances requeridas (para BLER) com o FSC+PIC.

5.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as várias configurações com antena única envolvendo o cancelador FSC. Constatou-se que para as configurações de antena única a performance era idêntica para todas. Tal deve-se ao facto dos blocos envolvidos na combinação temporal e detecção multiutilizador serem lineares.

Foram conseguidas performances próximas do utilizador único em todos os casos excepto com antena única em canais com perfis desalinhados.

Para um BER alvo de 10^{-2} e para o FSC+PIC, com estimativas imperfeitas de canal, sem codificação e com modulação QPSK verificou-se que se podia ter estimativas imperfeitas de amplitude com 5% e 10% de desvio padrão, estimativas imperfeitas de fase com 10° de desvio padrão e estimativas imperfeitas de atraso com 0.05 de período de *chip* de desvio padrão.

Para modulações como 8-PSK e 16-QAM, sem codificação e FE=4, constatou-se que a performance do FSC era superior ao do FSC+PIC pois ao contrário deste não é limitado por IPI.

Em todos os casos, com codificação, e em todas as modulações verificou-se a necessidade de utilização do FSC+PIC em relação ao PIC já que este não atingia a performance necessária. O RAKE não é de todo utilizável devido à sua baixa performance. O FSC apresenta performances susceptíveis de ser utilizável.

Capítulo 6

Detectores com Cancelador de Translação na Frequência de Antenas Múltiplas

Num sistema multiutilizador CDMA a performance pode ser limitada maioritariamente por 3 factores: MAI, IPI e ruído. Poderão haver outros factores que limitam a performance como as estimativas imperfeitas de canal ou as não linearidades do amplificador de potência do transmissor.

No presente capítulo endereça-se as soluções a 2 desses problemas, a limitação provocada pela MAI, que é endereçada com o cancelador proposto, e a limitação provocada pelo ruído, endereçada com sistemas de antenas múltiplas com *beamforming* ou diversidade espacial.

São apresentadas várias configurações de detectores com FSC para *beamforming* e para diversidade espacial em que se permuta a ordem da combinação multipercurso, combinação espacial e detecção multiutilizador.

As simulações com *beamforming*, sem codificação, para as várias configurações propostas envolvendo o FSC são apresentadas e interpretadas. Pelo facto da diversidade espacial se mostrar mais vantajosa são feitas simulações para as várias configurações propostas, tanto sem codificação como com codificação e para modulações de ordem superior como 8-PSK e 16-QAM.

6.1 Configurações com *Beamforming* sem Codificação

Em sistemas de antenas múltiplas, quando se combinam os sinais de cada antena, somam-se sinais correlacionados de interesse e ruído descorrelacionado de antena para antena, obtendo da soma pesada desses sinais mais ruído, uma melhor relação sinal-ruído. Isto deve-se a que, os sinais de interesse somam em amplitude enquanto o ruído soma em potência [176]. Num sistema de antenas múltiplas, existe uma translação horizontal da curva de performance (Probabilidade de erro em função de E_b/N_0) de $10\log(A)$ dB (6 dB no cenário de 4 antenas) devido a essa melhoria. Nos gráficos de performance apresentados nesta secção foi retirado este ganho para poder-se avaliar melhor os ganhos obtidos com a selectividade dada pelo diagrama de radiação de recepção devido ao *beamforming*.

O *beamforming* é conseguido pesando os sinais complexos de cada antena, cada um, com uma constante complexa que ajusta a sua amplitude e fase de forma que quando somados o agregado de antenas receba os sinais predominantemente na direcção de chegada de interesse [177].

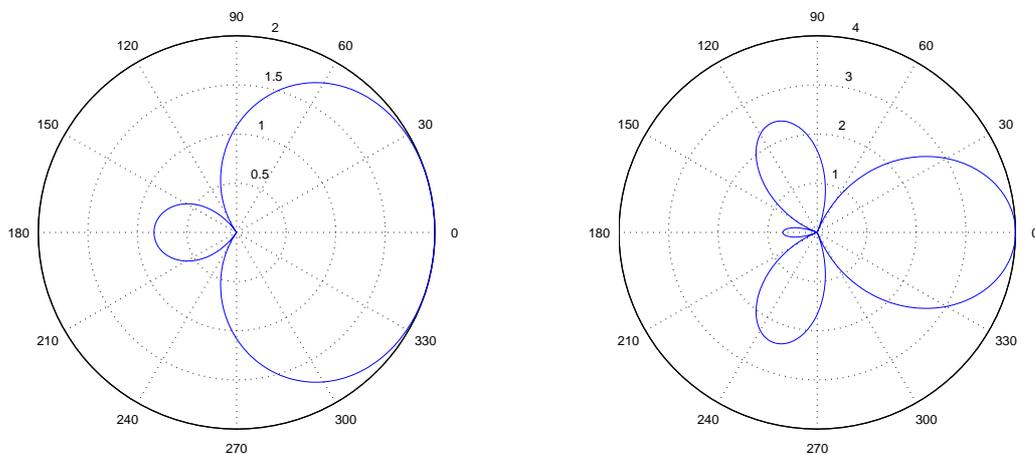


Figura 6.1: Diagrama de radiação de um agregado circular de 2 e 4 elementos

As Figuras 6.1 e 6.2 apresentam os diagramas de radiação de recepção dos agregados circulares com espaçamento de 0.45λ (corda) entre elementos (corresponde a 0.5λ de arco).

As Figuras 6.3, 6.4 e 6.5 mostram as configurações do detector com FSC para *beamforming*.

Na Figura 6.3 pode-se identificar 3 macroblocos como *Máxima Razão*, *FFT* (Atraso)-Combinação e FSC. Por questões de simplificação passam-se a chamar Max-

6.1. Configurações com *Beamforming* sem Codificação

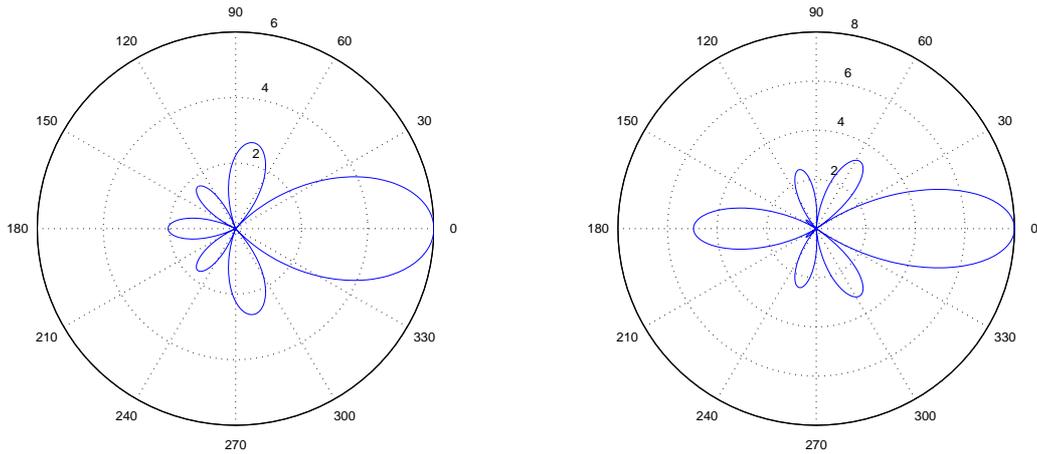


Figura 6.2: Diagrama de radiação de um agregado circular de 6 e 8 elementos

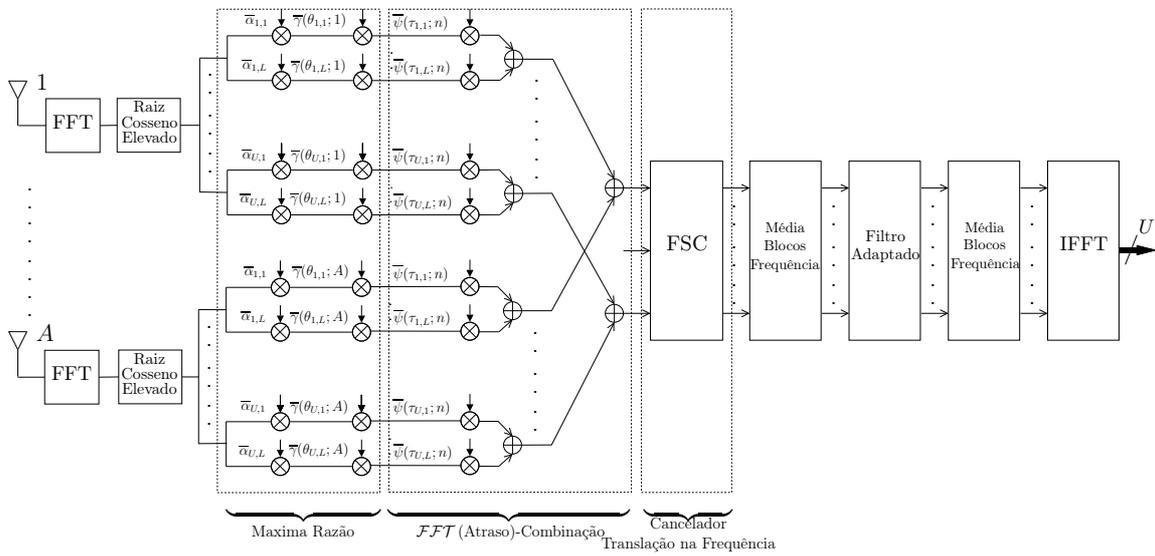


Figura 6.3: Configuração MaxRaz-AtrasoComb-FSC, *beamforming*

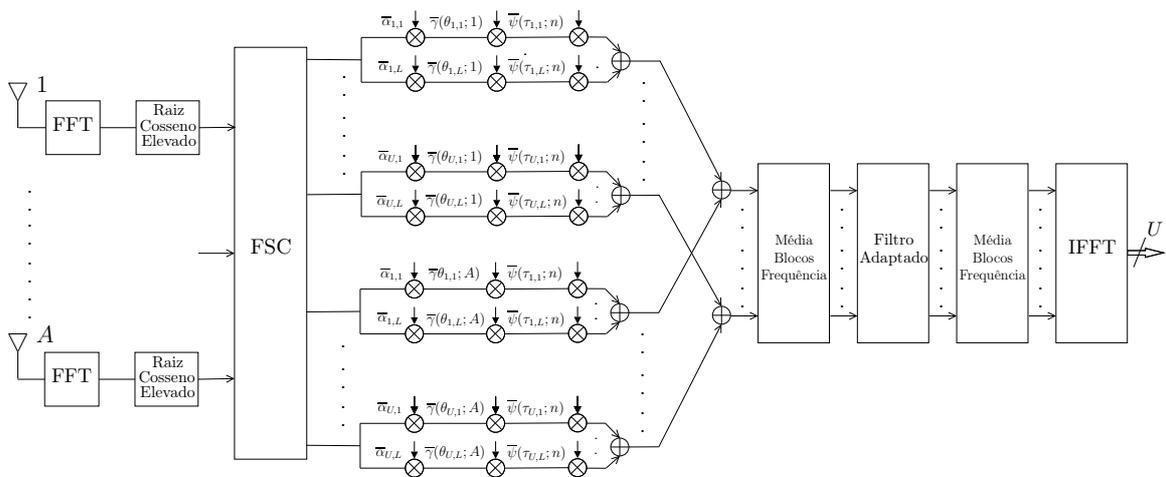
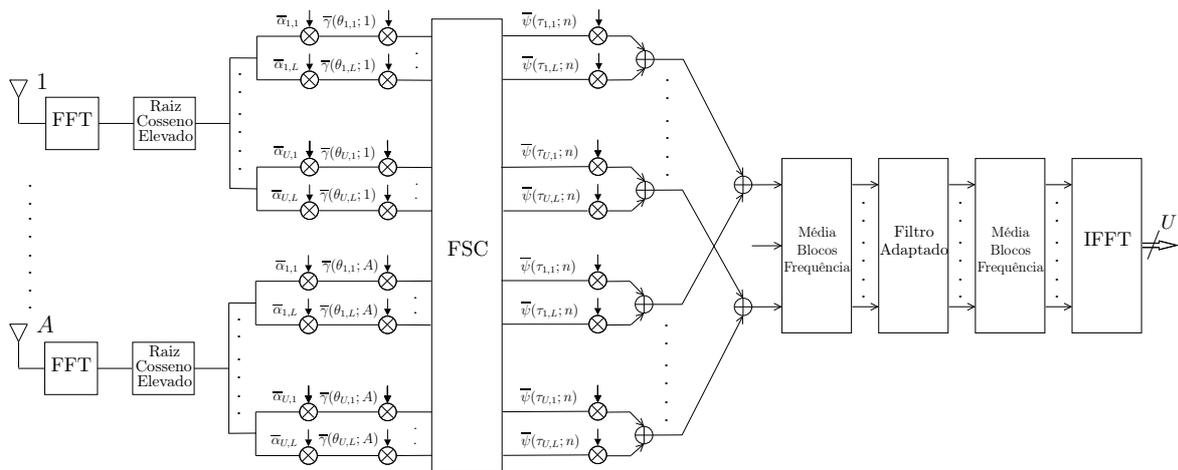


Figura 6.4: Configuração FSC-MaxRaz-AtrasoComb, *beamforming*


 Figura 6.5: Configuração MaxRaz-FSC-AtrasoComb, *beamforming*

Raz, AtrasoComb e FSC. Os outros 2 esquemas podem ser obtidos a partir deste se se trocar a ordem dos macroblocos.

Todas as configurações são obtidas com a introdução do FSC estudado no Capítulo 4 num RAKE-2D implementado no domínio da frequência. Pode-se interpretar também como trocando a ordem da combinação espacial, combinação multipercurso e detecção multiutilizador.

Parte dos blocos destas configurações foram explicadas em detalhe na Secção 5.1, para o cenário de antena única.

O parâmetro $\bar{\gamma}(\theta_{u,l}; a)$ é a fase da onda de propagação dependente da geometria do agregado e da antena desse agregado. Uma melhor análise do significado deste parâmetro é apresentado no Apêndice C.

O FSC opera de forma idêntica ao cenário de antena única variando somente o filtro FIR estimado que reflecte a resposta de cada utilizador entre o transmissor e a entrada do FSC. A estimativa da variância do ruído no domínio da frequência ao FSC também é diferente.

Verifica-se que a performance depende das posições relativas da combinação espacial e do FSC. As configurações FSC-MaxRaz-AtrasoComb e MaxRaz-FSC-AtrasoComb têm a mesma performance. Tal foi fundamentado com recurso a uma ferramenta de *software* matemática de uma forma algébrica e numericamente, além dos resultados das próprias simulações. Apesar da configuração MaxRaz-AtrasoComb-FSC ter a pior performance, em termos de complexidade esta configuração requer $1/A$ das inversões de matrizes em relação à configuração FSC-MaxRaz-AtrasoComb.

6.1. Configurações com *Beamforming* sem Codificação

Recomenda-se também uma leitura da Secção 5.2 pois os parâmetros da simulação e o cenário são idênticos ao cenário de antena única.

6.1.1 Modulação QPSK com Estimativas Perfeitas

As Figuras 6.6, 6.7, 6.8 e 6.9 mostram as curvas de performance para *beamforming*, com agregado circular, para 2, 4, 6 e 8 antenas para os utilizadores de FE=16. Para o efeito de comparação de performance em função do número de antenas omitiu-se as figuras para outros factores de espalhamento por as conclusões serem idênticas.

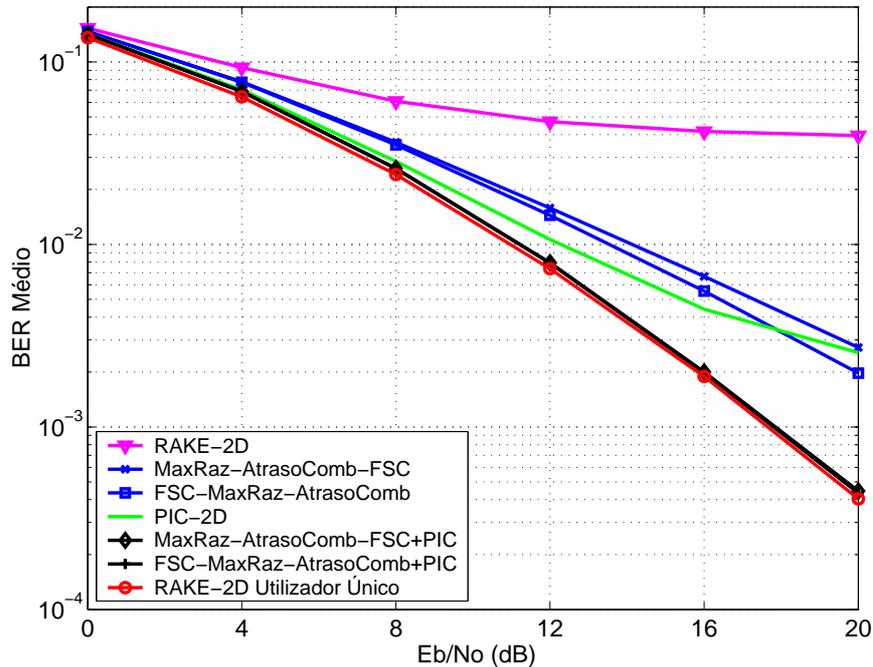


Figura 6.6: Performance (BER) com *Beamforming*, 2 antenas e agregado circular

Para todos os grupos de antenas considerados, o FSC+PIC¹ tem performance quase coincidente com o RAKE-2D Utilizador Único. Exceptuando para o cenário de 2 antenas, também o PIC-2D tem performance próxima do RAKE-2D Utilizador Único aumentando a sua proximidade com o número de antenas. Tal deve-se a uma melhoria da performance do RAKE-2D com o número de antenas. O PIC-2D tem melhor performance que o FSC para todos os E_b/N_0 . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 1.6.

O RAKE-2D é o detector que mais ganha com o *beamforming* pois não tem outro meio de cancelar a interferência multiutilizador. Daí também a melhoria da performance do PIC-2D com o número de antenas. O efeito conjunto do cancelamento multi-

¹Considera-se aqui FSC as configurações que incluem o cancelador de Tranlação na Frequência.

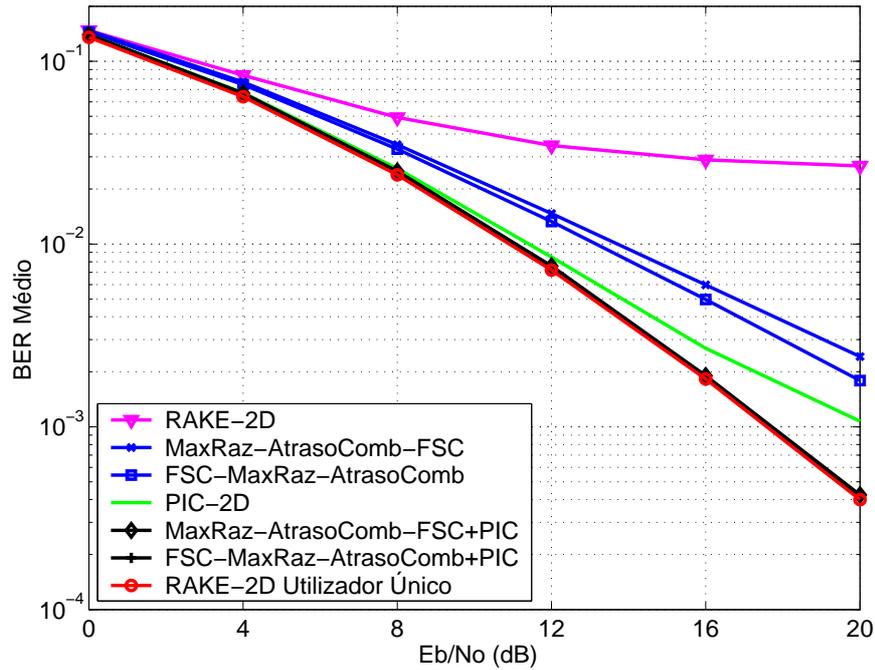


Figura 6.7: Performance (BER) com *Beamforming*, 4 antenas e agregado circular

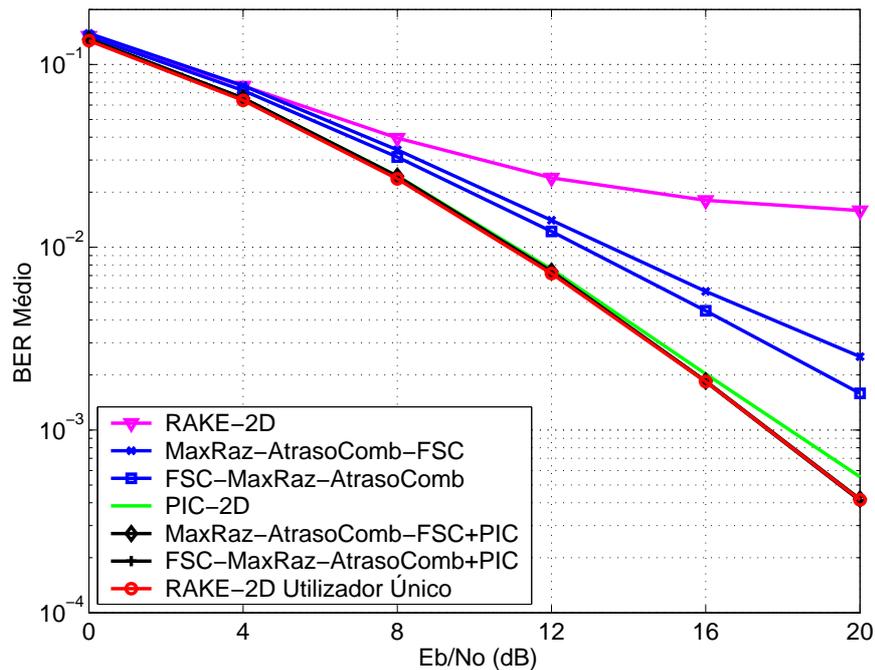


Figura 6.8: Performance (BER) com *Beamforming*, 6 antenas e agregado circular

utilizador do FSC e *beamforming* não é igual à soma dos 2 efeitos separados melhorando pouco mais em relação ao FSC com uma antena.

Pode-se constatar pela Figura 6.10 que o ganho obtido de performance com *beamforming* não é significativo e aumenta muito pouco com o número de antenas. Verifica-se que o ganho de performance em termos de BER devido à selectividade na direcção de

6.1. Configurações com *Beamforming* sem Codificação

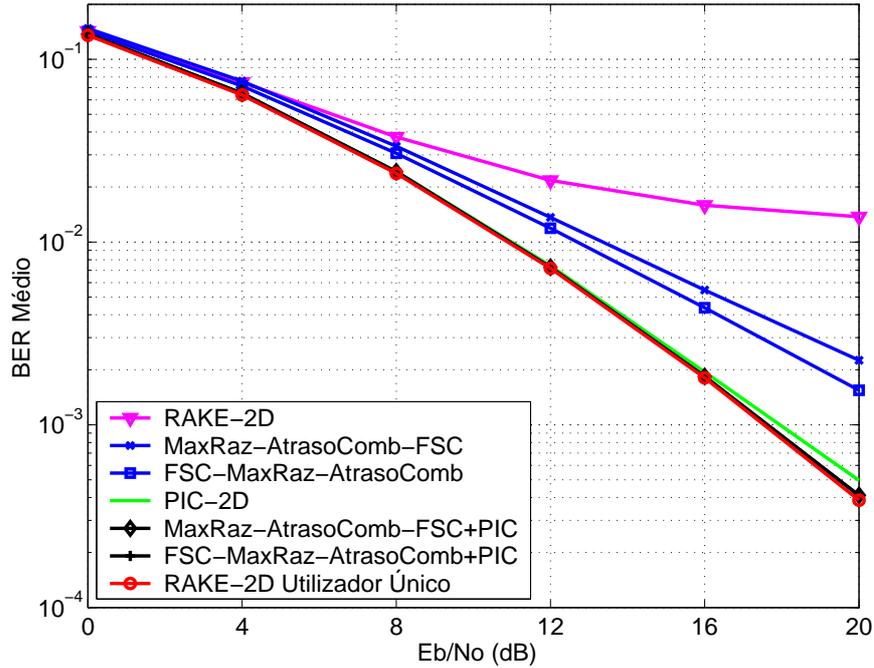


Figura 6.9: Performance (BER) com *Beamforming*, 8 antenas e agregado circular

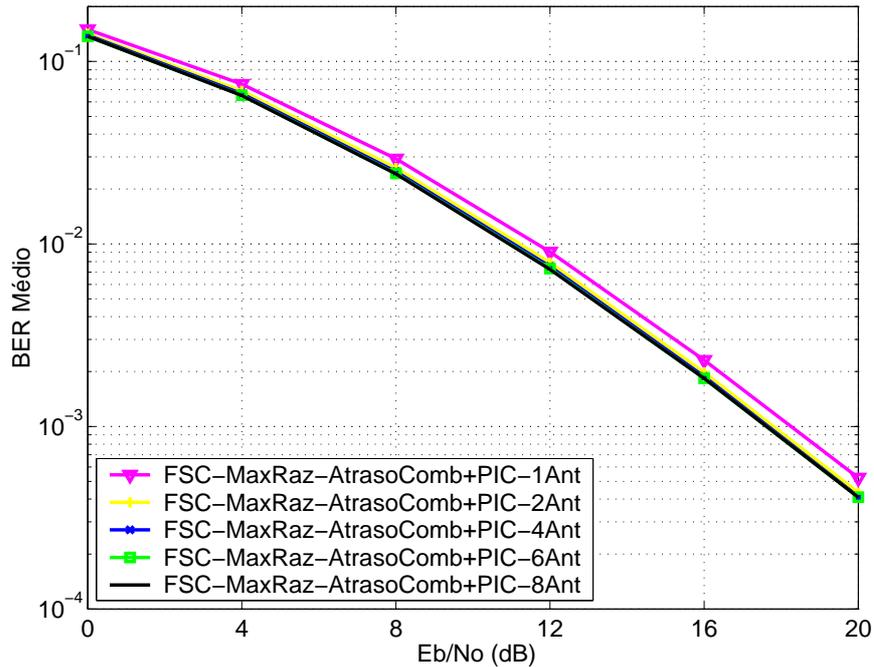


Figura 6.10: Performance (BER) com *Beamforming*, todos os números de antenas

chegada do sinal de interesse é diminuta para o caso do FSC+PIC. Essa selectividade não melhora significadamente com o número de antenas. De notar que a performance do FSC+PIC está limitada inferiormente pelo RAKE-2D Utilizador Único. E esse detector só beneficia da selectividade das antenas dum caminho multipercurso em relação ao outro caminho multipercurso. Ao contrário do RAKE-2D que beneficia da selecti-

vidade dum caminho multipercurso em relação aos caminhos multipercurso dos outros utilizadores.

6.1.2 Modulação QPSK e Canais Desalinhados no Tempo

A Figura 6.11 apresenta os resultados da simulação para um sistema com os perfis dos canais desalinhados no tempo, *beamforming*, agregado circular de 4 antenas, para os utilizadores de FE=16. Em relação ao sistema semisíncrono, o perfil do canal para cada utilizador e *burst* sofre um atraso, com uma distribuição uniforme de 0 a $1 \mu s$ (4 *chips*).

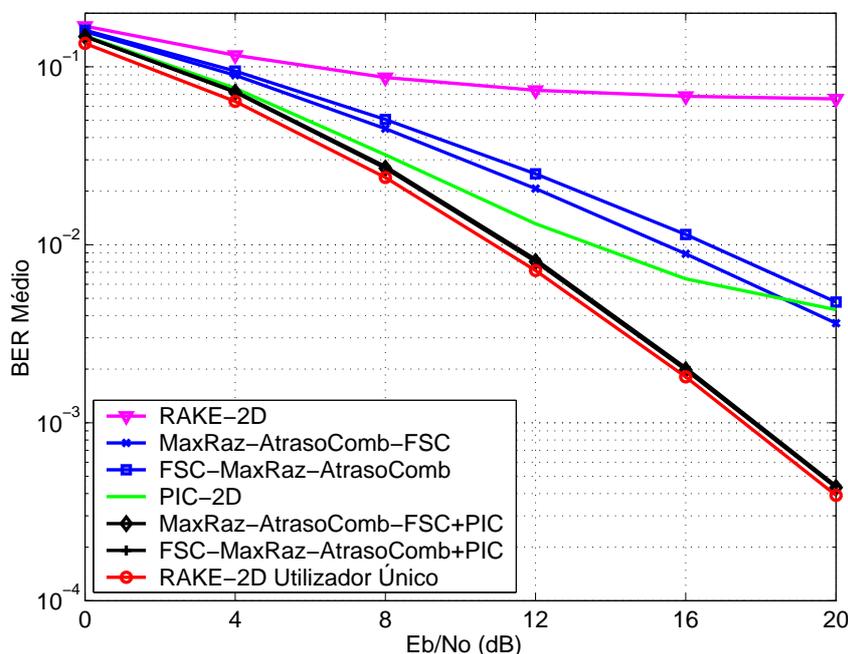


Figura 6.11: Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, *beamforming*, 4 antenas e para os utilizadores de FE=16

O RAKE-2D e o PIC-2D sofrem uma degradação notória na performance. Tal já acontecia no cenário de antena única. Mas como acontecia com canais alinhados o PIC-2D continua a ter melhor performance que o FSC. Como acontecia no cenário de canais alinhados, verifica-se que a performance do FSC+PIC é similar ao RAKE-2D com Utilizador Único. O FSC isolado tem uma ligeira degradação em relação ao cenário de canais alinhados. No entanto, o FSC+PIC tem a mesma performance nos 2 casos. Isto deve-se ao facto da performance limite ser a do RAKE-2D para utilizador único cuja performance é estatisticamente igual nos 2 casos. O FSC não tem uma degradação suficiente de performance de forma a que a curva de BER do FSC+PIC descole do RAKE-2D Utilizador Único. Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 1.6.

6.2 Configurações de Diversidade Espacial sem Codificação

A diversidade espacial é conseguida afastando as antenas de forma que os canais resultantes para cada uma delas sejam descorrelacionados. Caso não seja possível afastar as antenas o suficiente (como no sentido descendente na EM) podem-se utilizar outros tipos de diversidade, como diversidade de polarização [178] ou diversidade de diagrama de radiação de cada antena do agregado [179]. Pode-se também utilizar os 3 tipos de diversidade simultaneamente.

A utilização de várias antenas com diversidade espacial, além do ganho devido ao maior SNR, já referido na Secção 6.1, a performance é aumentada também devido ao facto que cada antena contribuir com vários caminhos multipercurso melhorando a diversidade e diminuindo o número de desvanecimentos profundos do sinal depois de combinado². No caso de diversidade espacial a interferência de cada antena soma (combinação espacial) em potência. Nos resultados apresentados nesta secção, foi retirado o ganho devido à melhoria do SNR, para poder-se avaliar melhor os ganhos obtidos com a diminuição de desvanecimentos profundos.

As Figuras 6.12, 6.13 e 6.14 mostram as configurações do detector com FSC para diversidade espacial. Poder-se-á interpretar também que se troca a ordem da combinação espacial, combinação multipercurso e detecção multiutilizador.

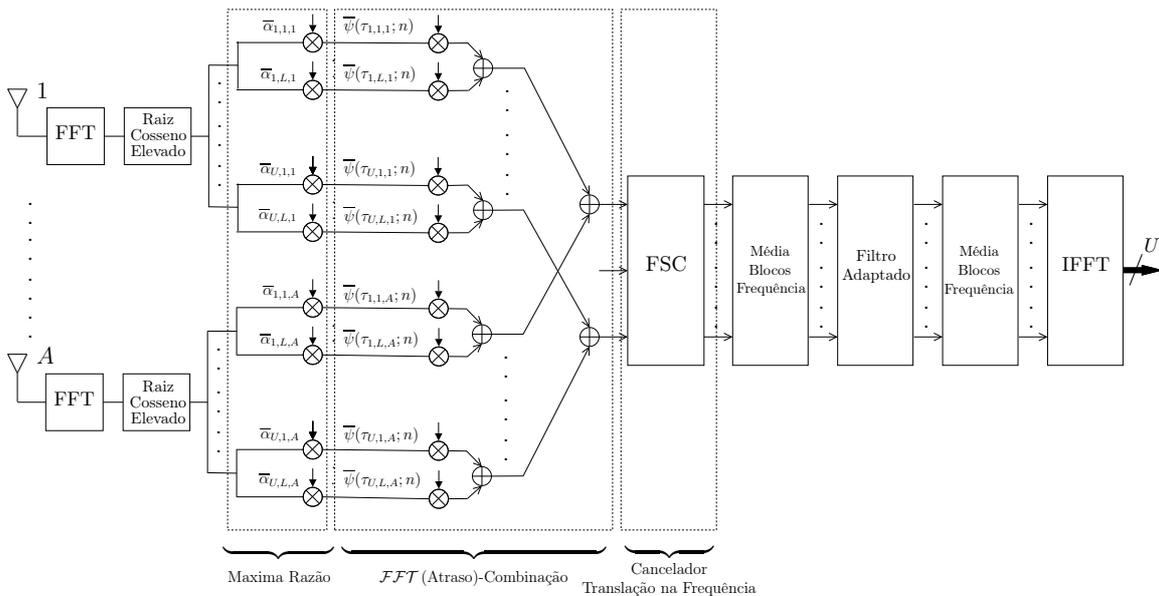


Figura 6.12: Configuração MaxRaz-AtrasoComb-FSC, diversidade espacial

²A probabilidade de dois caminhos multipercurso terem desvanecimentos profundos simultaneamente é menor que único ter.

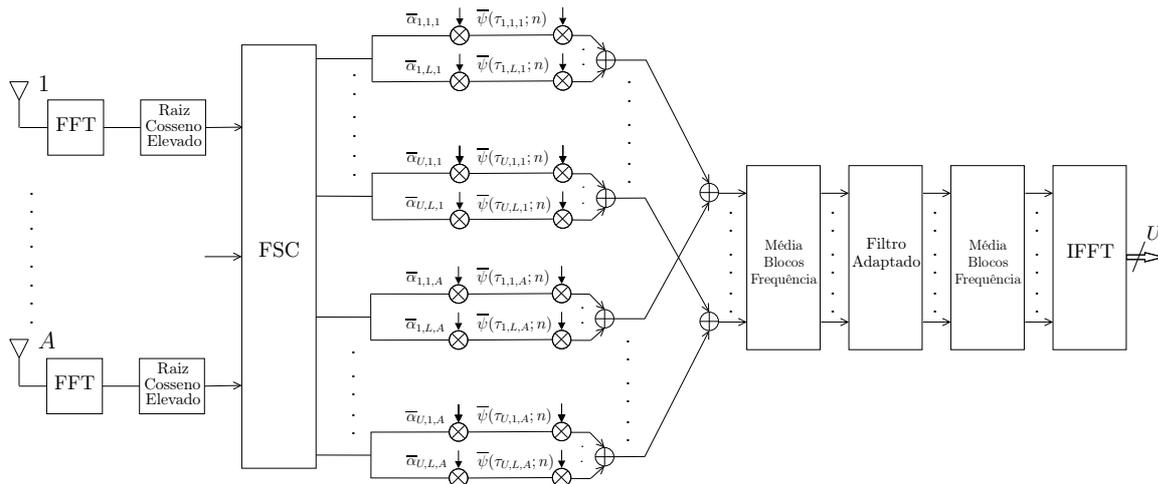


Figura 6.13: Configuração FSC-MaxRaz-AtrasoComb, diversidade espacial

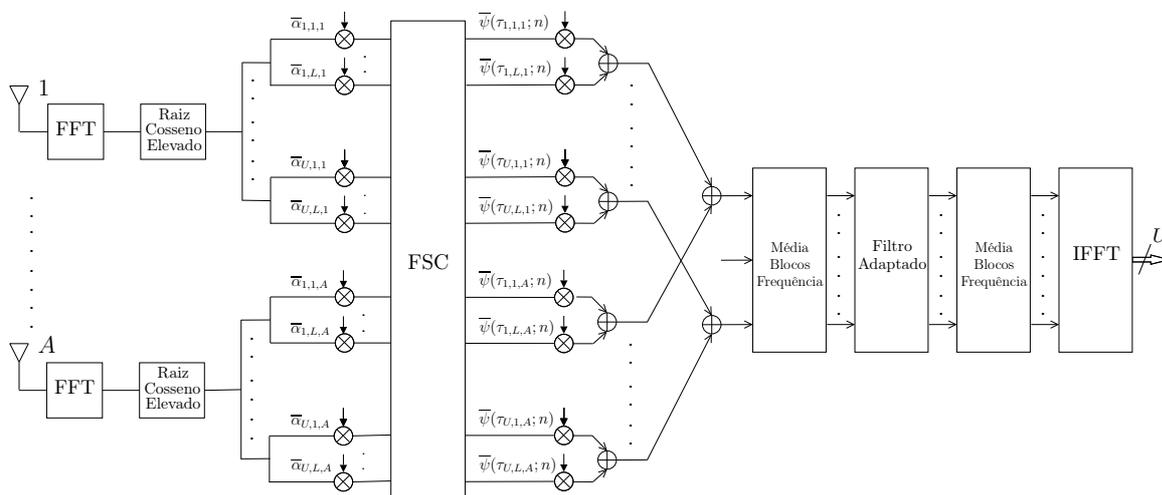


Figura 6.14: Configuração MaxRaz-FSC-AtrasoComb, diversidade espacial

Pode-se identificar na Figuras 6.12 3 macroblocos como *Máxima Razão*, \mathcal{FFT} (Atraso)-Combinação e FSC. Por questões de simplificação vai-se chama-los como blocos MaxRaz, AtrasoComb e FSC. Os outros 2 esquemas podem ser obtidos a partir deste se se trocar a ordem dos macroblocos.

Parte dos blocos destas configurações foram explicadas em detalhe na Secção 5.1, para o cenário de antena única.

O FSC opera de forma idêntica ao cenário de antena única variando somente o filtro FIR estimado que reflecte a resposta de cada utilizador entre o transmissor e a entrada do FSC. Pode-se encontrar a derivação desse filtro e da estimativa da variância do ruído na frequência para a configuração MaxRaz-AtrasoComb-FSC da Figura 6.12 no Apêndice D.

6.2. Configurações de Diversidade Espacial sem Codificação

Verificou-se que a performance depende das posições relativas da combinação espacial e do FSC. As configurações FSC-MaxRaz-AtrasoComb e MaxRaz-FSC-AtrasoComb têm a mesma performance. Tal foi fundamentado com recurso a uma ferramenta de *software* matemática de forma algébrica e numérica, além das simulações. Apesar da configuração MaxRaz-AtrasoComb-FSC ter pior performance, em termos de complexidade esta configuração requer $1/A$ das inversões de matrizes em relação à configuração FSC-MaxRaz-AtrasoComb.

Recomenda-se também uma leitura da Secção 5.2 pois os parâmetros da simulação e o cenário são idênticos ao cenário de antena única.

6.2.1 Modulação QPSK com Estimativas Perfeitas

As Figuras 6.15, 6.16 e 6.17 apresentam as curvas de BER das várias configurações, com modulação QPSK, 2 antenas, sem codificação, canais alinhados e para os utilizadores de FE=16, 8 e 4 respectivamente.

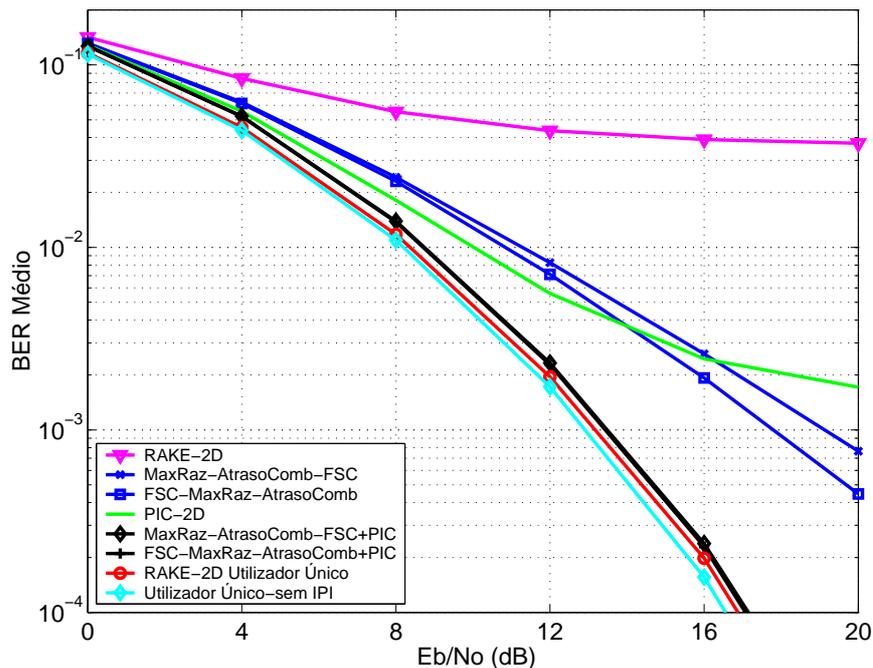


Figura 6.15: Performance (BER) de configuração com 2 antenas com canais descorrelacionados e FE=16

Para um FE=16, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.15 apresentam uma performance perto do RAKE-2D Utilizador Único. Nota-se uma melhoria radical de performance em relação ao cenário de antena única para todos os detectores. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, essa melhoria é de aproximadamente 3 dB. Tal não acontecia em *beamforming*. O PIC-2D apresenta melhor

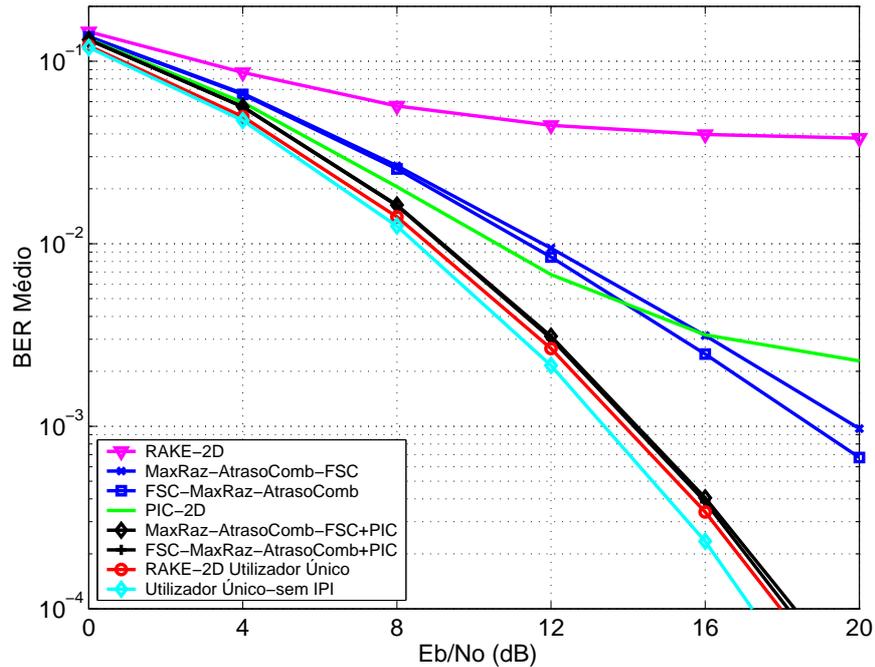


Figura 6.16: Performance (BER) de configuração com 2 antenas com canais descorrelacionados e FE=8

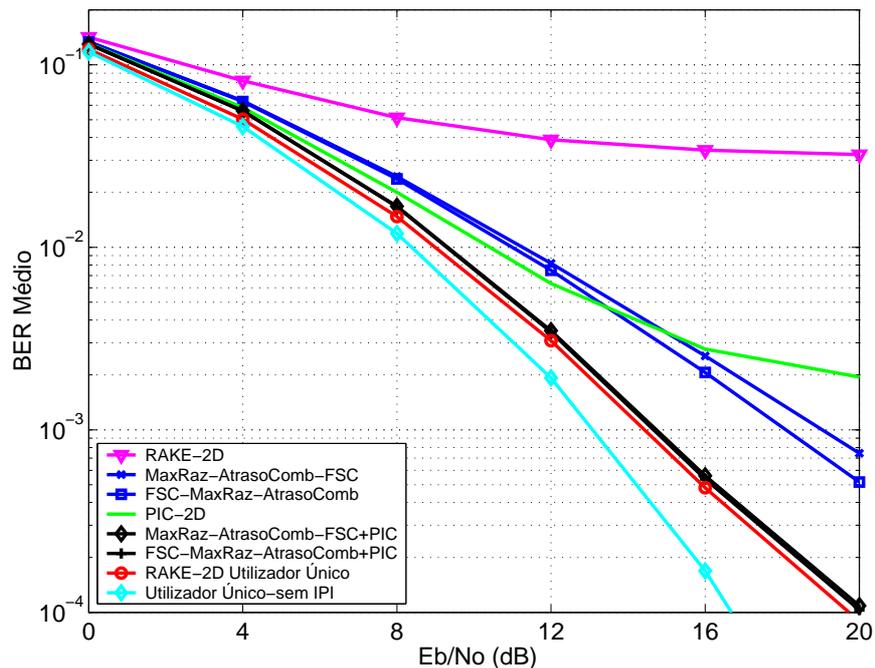


Figura 6.17: Performance (BER) de configuração com 2 antenas com canais descorrelacionados e FE=4

performance do que o FSC para E_b/N_0 inferiores a 14 dB. Tal não acontecia com antena única em o que FSC tinha sempre melhor performance. Excepto o RAKE, todos os detectores atingem uma performance de BER de 10^{-2} . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 3.3.

6.2. Configurações de Diversidade Espacial sem Codificação

Para $FE=8$, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.16 apresentam uma performance perto do RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de antena única é de aproximadamente 2.5 dB . O PIC-2D apresenta melhor performance que o FSC para E_b/N_0 inferiores a 14 dB . Tal não acontecia com antena única em o que FSC tinha sempre melhor performance. Excepto o RAKE, todos os detectores atingem uma performance de BER de 10^{-2} .

Para $FE=4$, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.17 apresentam uma performance perto do RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de antena única é de aproximadamente 2.5 dB . O PIC-2D apresenta melhor performance que o FSC para E_b/N_0 inferiores a 13.5 dB . Tal não acontecia com antena única em o que FSC tinha sempre melhor performance. Excepto o RAKE, todos os detectores atingem uma performance de BER de 10^{-2} . Para um BER igual a 10^{-4} , a performance do FSC+PIC tem uma penalização superior a 3.5 dB devido à IPI. Mas para um BER igual a 10^{-2} essa penalidade é inferior a 1 dB .

As Figuras 6.18, 6.19 e 6.20 apresentam as curvas de BER das várias configurações, com modulação QPSK, 4 antenas, sem codificação, canais alinhados e para os utilizadores de $FE=16$, 8 e 4 respectivamente.

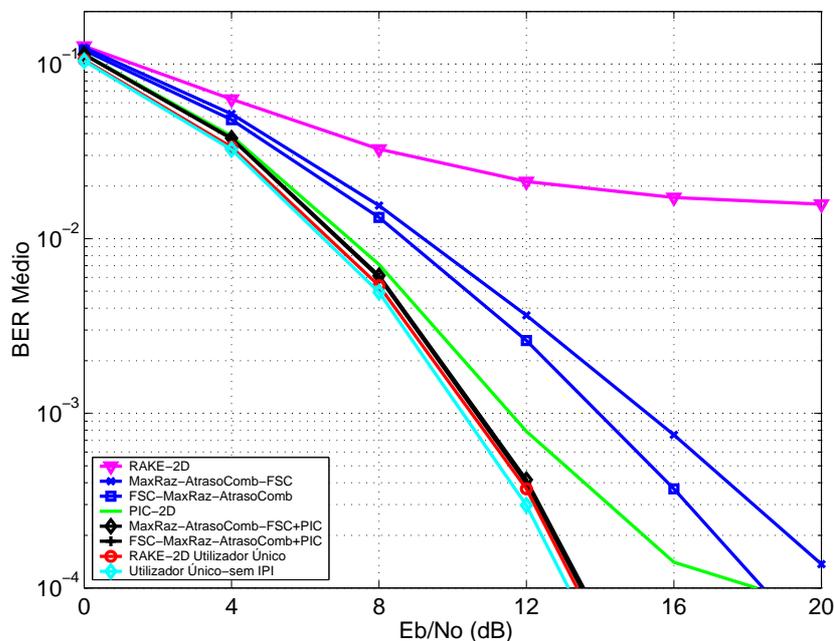


Figura 6.18: Performance (BER) de configuração com 4 antenas com canais descorrelacionados e $FE=16$

Para $FE=16$, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.18 apresentam uma performance perto do RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de 2 antenas é de

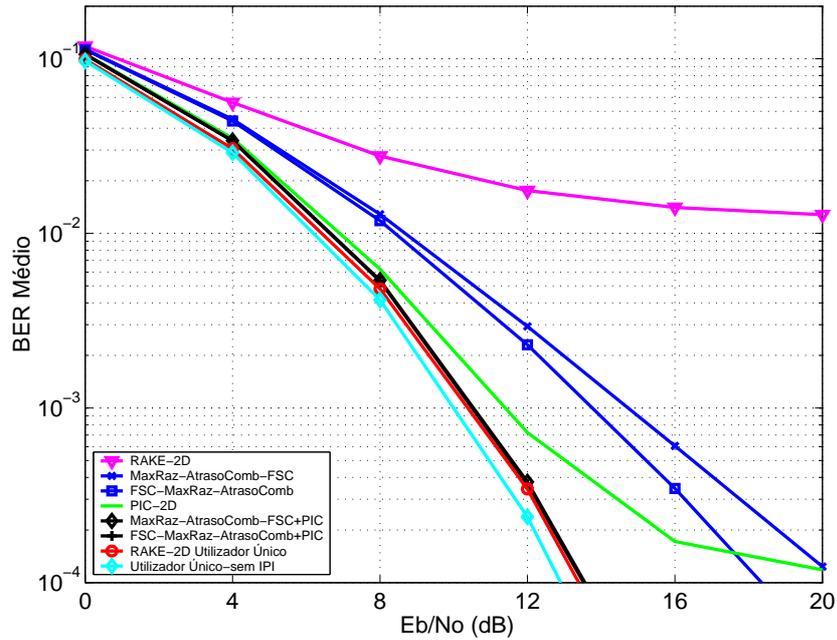


Figura 6.19: Performance (BER) de configuração com 4 antenas com canais descorrelacionados e $FE=8$

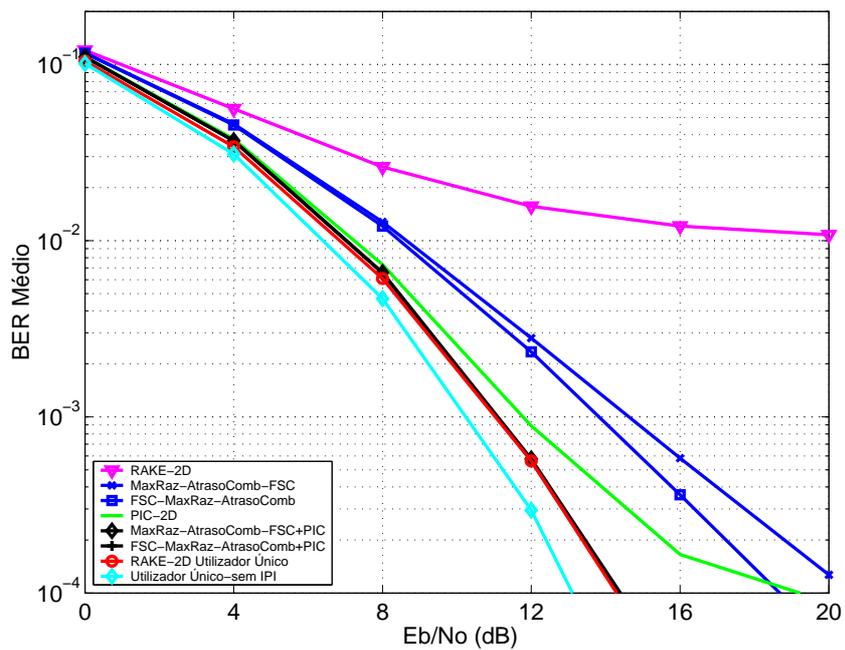


Figura 6.20: Performance (BER) de configuração com 4 antenas com canais descorrelacionados e $FE=4$

aproximadamente 2.5 dB . O PIC-2D apresenta melhor performance que o FSC para E_b/N_0 inferiores a 18 dB . De notar que com o número de antenas a performance do PIC-2D vai-se aproximando do RAKE-2D Utilizador Único. Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 4.

6.2. Configurações de Diversidade Espacial sem Codificação

Para $FE=8$, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.19 apresentam uma performance perto do RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de 2 antenas é de aproximadamente 3 dB . O PIC-2D apresenta melhor performance que o FSC para E_b/N_0 inferiores a 20 dB .

Para $FE=4$, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.20 apresentam uma performance perto do RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de 2 antenas é de aproximadamente 2.5 dB . O PIC-2D apresenta melhor performance que o FSC para E_b/N_0 inferiores a aproximadamente 18 dB . A performance do FSC+PIC tem uma penalização superior a 1 dB para um BER igual a 10^{-4} devido à IPI. Mas para um BER igual a 10^{-2} essa penalidade é inferior a 0.5 dB .

6.2.2 Modulação QPSK e Canais Desalinhados no Tempo

As Figuras 6.21, 6.22 e 6.23 apresentam as curvas de performance no cenário de canais desalinhados, 2 antenas, sem codificação, modulação QPSK, para os utilizadores de $FE=16$, 8 e 4 respectivamente.

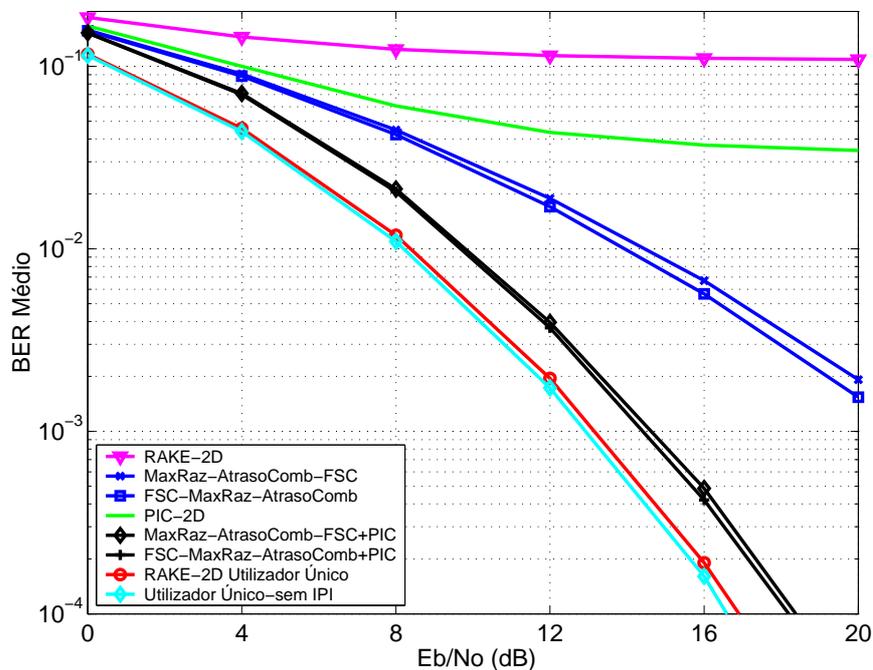


Figura 6.21: Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 2 antenas e $FE=16$

Estatisticamente, as curvas de performance do RAKE-2D Utilizador Único e Utilizador Único sem IPI são idênticas às dos canais alinhados e 2 antenas.

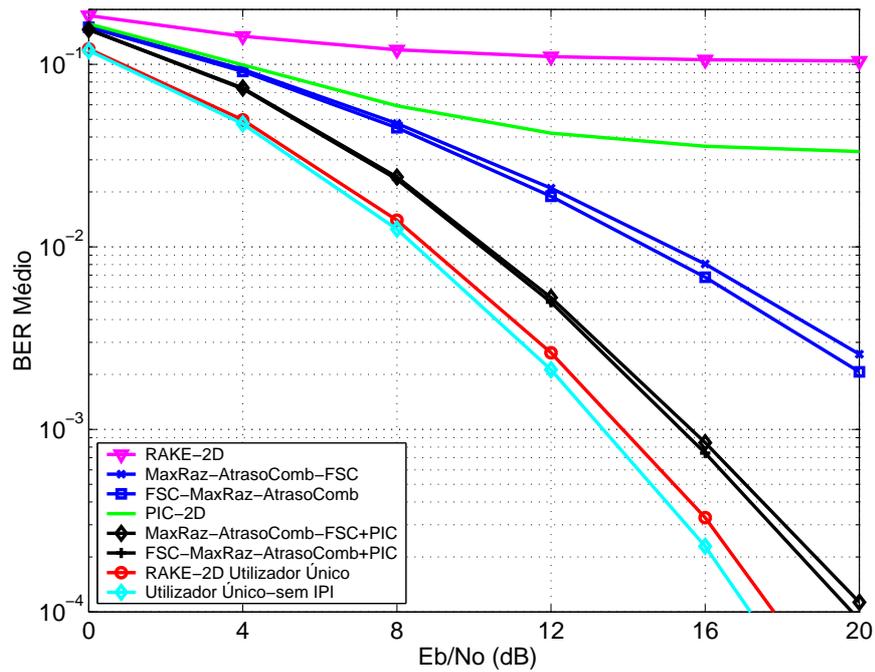


Figura 6.22: Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 2 antenas e FE=8

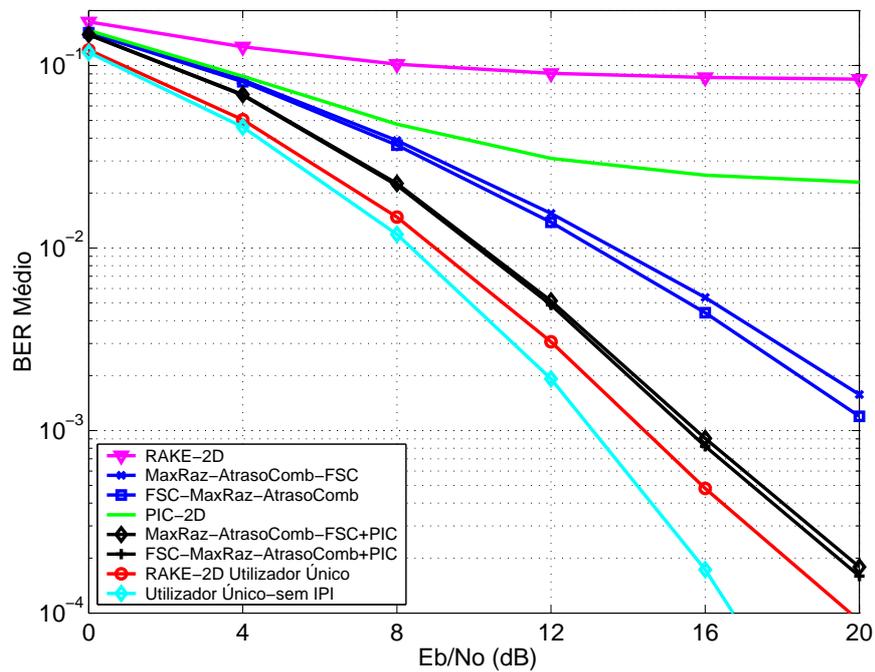


Figura 6.23: Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 2 antenas e FE=4

Para FE=16, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.21 apresentam uma degradação de performance de aproximadamente 1.5 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria

6.2. Configurações de Diversidade Espacial sem Codificação

em relação ao cenário de antena única é de aproximadamente 4 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação ao cenário de canais alinhados é de aproximadamente 1 dB . O PIC-2D não atinge a performance BER de 10^{-2} tal como acontecia com antena única e ao contrário do cenário de canais alinhados. Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 2.8.

Para $FE=8$, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.22 apresentam uma degradação de performance de aproximadamente 1.5 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de antena única é de aproximadamente 3.5 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação ao cenário de canais alinhados é menor que 1 dB . O PIC-2D não atinge a performance BER de 10^{-2} tal como acontecia com antena única e ao contrário do cenário de canais alinhados.

Para $FE=4$, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.23 apresentam uma degradação de performance de aproximadamente 1.5 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de antena única é de mais de 3 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação ao cenário de canais alinhados é menor que 1 dB . O PIC-2D não atinge a performance BER de 10^{-2} tal como acontecia com antena única e ao contrário do cenário de canais alinhados. Para um BER igual a 10^{-4} , a performance do FSC+PIC tem uma penalização superior a 3 dB devido à IPI. Mas para um BER igual a 10^{-2} essa penalidade é inferior a 1 dB .

As Figuras 6.24, 6.25 e 6.26 apresentam as curvas de performance no cenário de canais desalinhados, 4 antenas, sem codificação, modulação QPSK, para os utilizadores de $FE=16$, 8 e 4 respectivamente.

Estatisticamente, as curvas de performance do RAKE-2D Utilizador Único e Utilizador Único sem IPI são idênticas às dos canais alinhados e 4 antenas.

Para $FE=16$, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.24 apresentam uma degradação de performance de aproximadamente 0.5 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de 2 antenas é de aproximadamente 2 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação ao cenário de canais alinhados é de aproximadamente 1 dB . O PIC-2D atinge a performance BER de 10^{-2} . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 4.

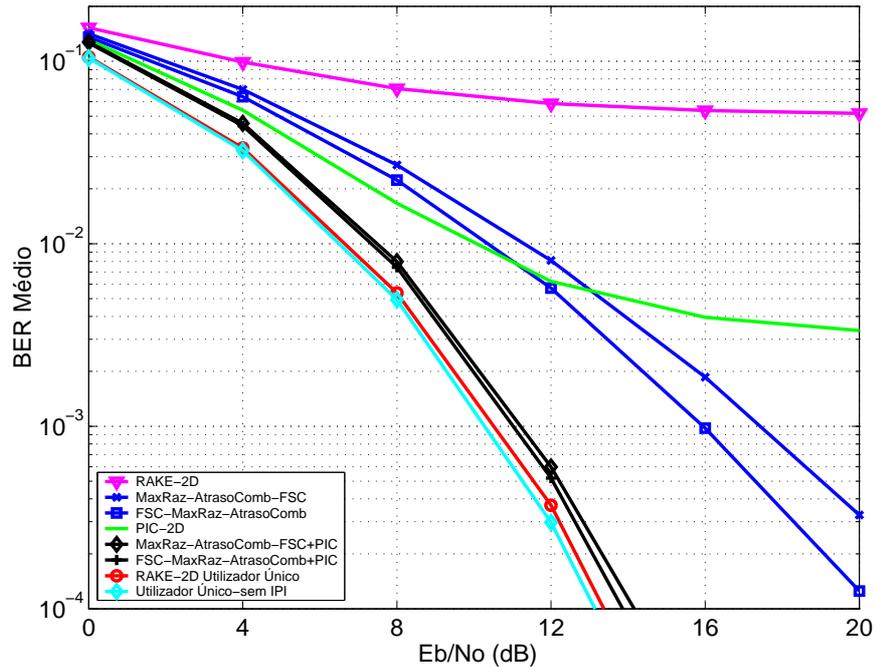


Figura 6.24: Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 4 antenas e FE=16

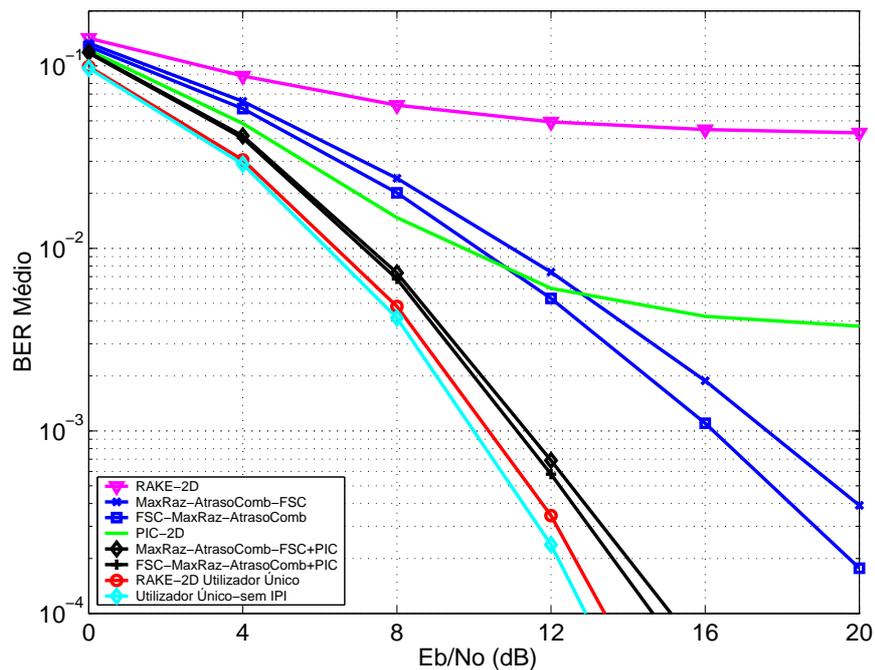


Figura 6.25: Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 4 antenas e FE=8

Para FE=8, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.25 apresentam uma degradação de performance de mais de 0.5 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação

6.2. Configurações de Diversidade Espacial sem Codificação

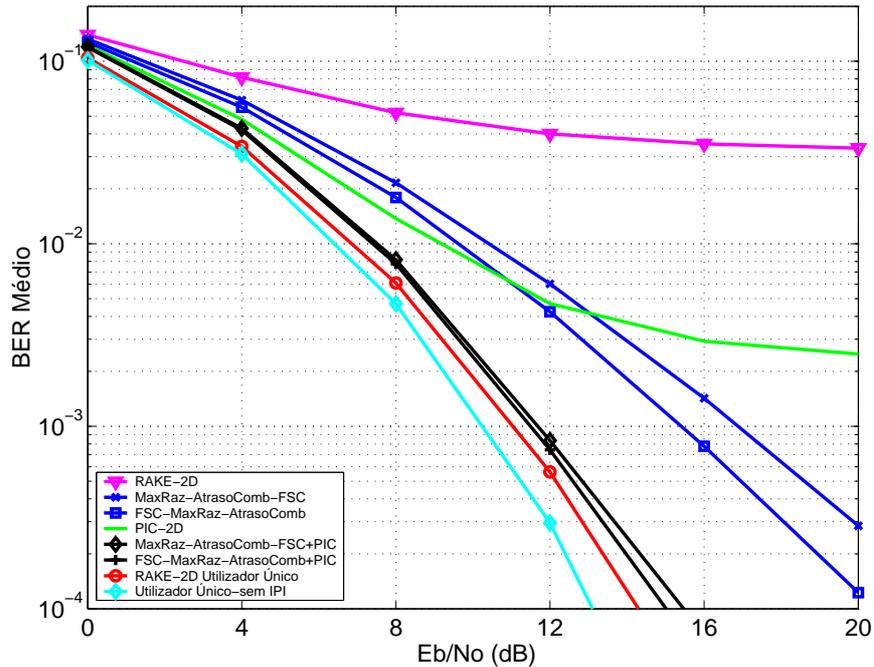


Figura 6.26: Performance (BER) de sistema com canais desalinhados no tempo, diversidade espacial, 4 antenas e $FE=4$

ao cenário de 2 antenas é de aproximadamente 3 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação ao cenário de canais alinhados é aproximadamente 1 dB . O PIC-2D atinge a performance BER de 10^{-2} .

Para $FE=4$, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.26 apresentam uma degradação de performance de menos de 0.5 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de duas antenas é de mais de 2.5 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação ao cenário de canais alinhados é menor que 0.5 dB . O PIC-2D atinge a performance BER de 10^{-2} . Para um BER igual a 10^{-4} , a performance do FSC+PIC tem uma penalização aproximadamente de 2 dB devido à IPI. Mas para um BER igual a 10^{-2} essa penalidade é de aproximadamente 0.5 dB .

6.2.3 Modulação 8-PSK e Estimativas Perfeitas

O UMTS-TDD, *Release 5* é baseado em modulação QPSK. Até agora este trabalho baseou-se nas especificações da *Release 5* e implementa a cadeia de simulação para os casos de se ter um avanço no tempo perfeito ou com imperfeições. Vai-se experimentar de seguida a aplicação das configurações propostas com FSC no caso de se ter uma cadeia de simulação idêntica mas com modulação 8-PSK.

Nas Figuras 6.27, 6.28 e 6.29 são apresentadas as curvas de performance para o cenário de um sistema com modulação 8-PSK, 2 antenas, canais alinhados e sem codificação.

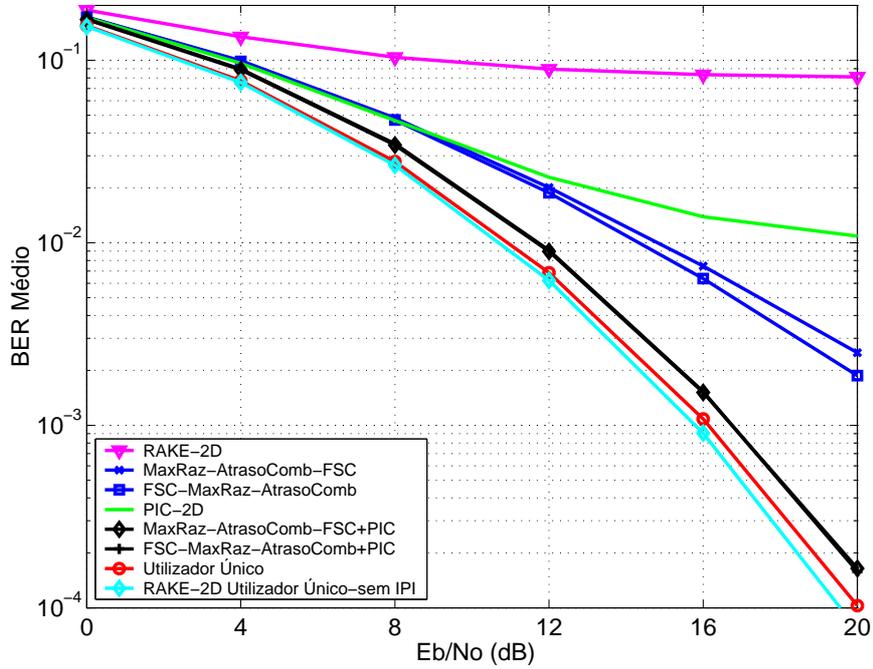


Figura 6.27: Performance (BER) para 8-PSK para FE=16 e 2 antenas com canais decorrelacionados

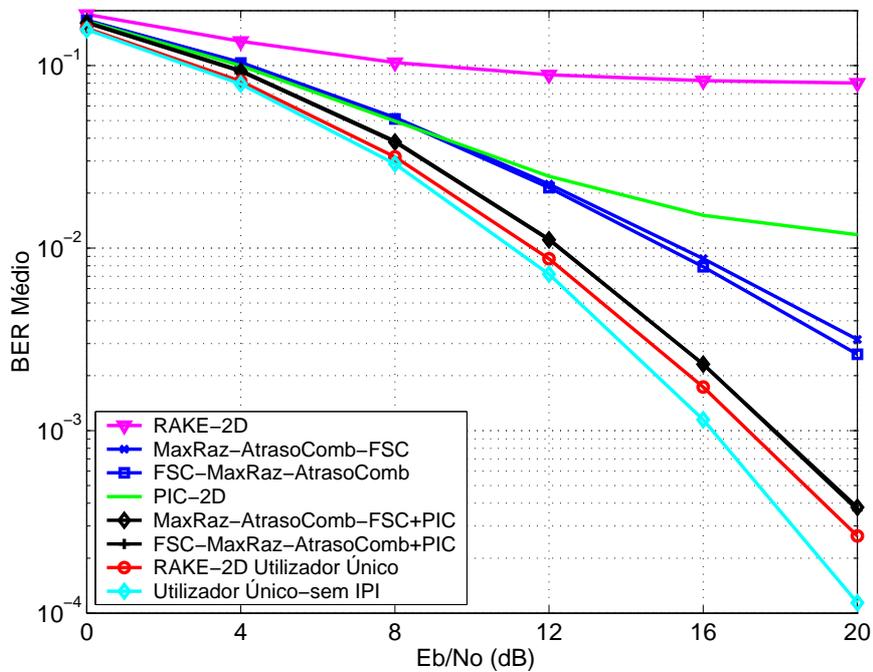


Figura 6.28: Performance (BER) para 8-PSK para FE=8 e 2 antenas com canais decorrelacionados

6.2. Configurações de Diversidade Espacial sem Codificação

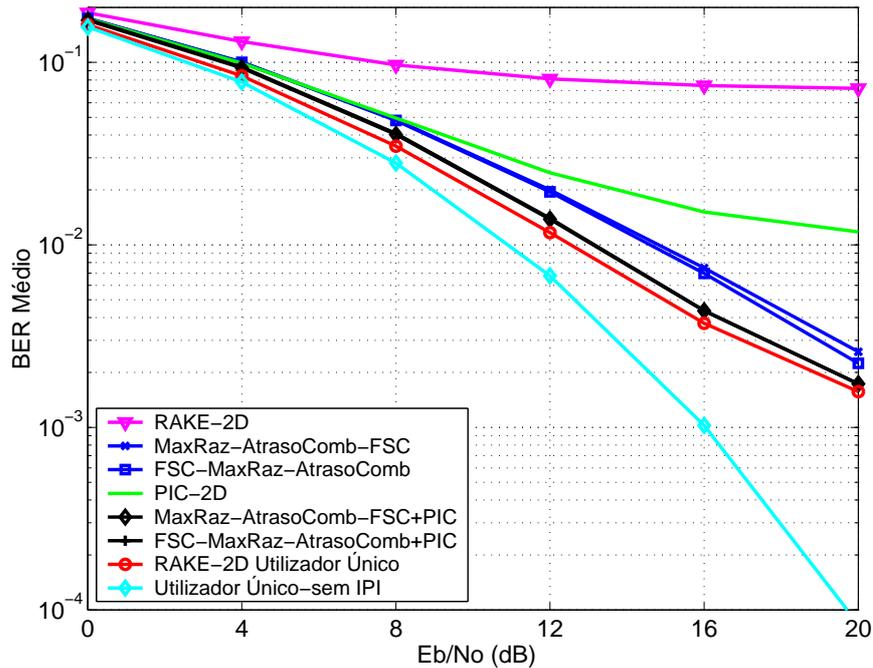


Figura 6.29: Performance (BER) para 8-PSK para FE=4 e 2 antenas com canais descorrelacionados

Para FE=16, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.27 apresentam uma degradação de performance de aproximadamente 0.5 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de antena única é de aproximadamente 2.5 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é de aproximadamente 3 dB . A performance do PIC-2D satura aproximadamente em 10^{-2} e tem pior performance que o FSC para todos os E_b/N_0 como já acontecia com antena única. Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 2.4.

Para FE=8, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.28 apresentam uma degradação de performance de aproximadamente 0.5 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de antena única é de aproximadamente 2 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é maior do que 2.5 dB . A performance do PIC-2D satura aproximadamente em 10^{-2} e tem pior performance que o FSC para todos os E_b/N_0 como já acontecia com antena única.

Para FE=4, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.29 apresentam uma degradação de performance menor do que 0.5 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação

ao cenário de antena única é de aproximadamente 2.5 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é aproximadamente 4 dB . Esta degradação é mais acentuada para o FE=4 pois a modulação 8-PSK é mais susceptível à IPI. A performance do PIC-2D satura aproximadamente em 10^{-2} e tem pior performance que o FSC para todos os E_b/N_0 como já acontecia com antena única. Para FE=4 e para um BER igual a 10^{-4} , a performance do FSC+PIC tem uma penalização superior a 3 dB devido à IPI. Mas para um BER igual a 10^{-2} essa penalidade é inferior a 1 dB . A performance do FSC+PIC satura aproximando-se da performance do FSC pois é limitado por IPI.

Nas Figuras 6.30, 6.31 e 6.32 são apresentados as curvas de performance para o cenário de um sistema com modulação 8-PSK, 4 antenas, canais alinhados e sem codificação.

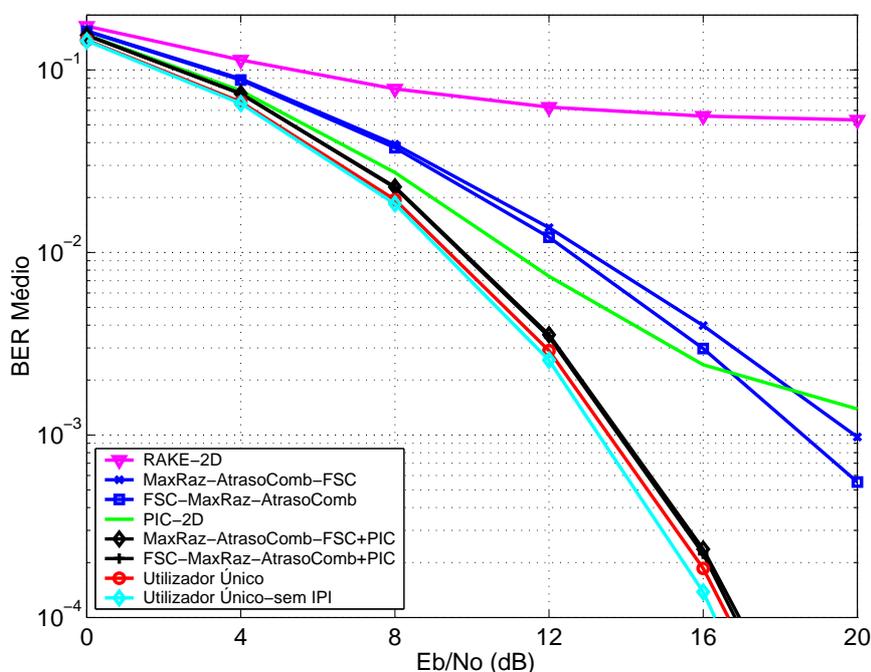


Figura 6.30: Performance (BER) para 8-PSK para FE=16 e 4 antenas com canais decorrelacionados

Para FE=16, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.30 apresentam uma degradação de performance diminuta em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de 2 antenas é de aproximadamente 2 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é de aproximadamente 3.5 dB . O PIC-2D tem melhor performance que o FSC para E_b/N_0 inferiores a 17 dB . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 4.2.

6.2. Configurações de Diversidade Espacial sem Codificação

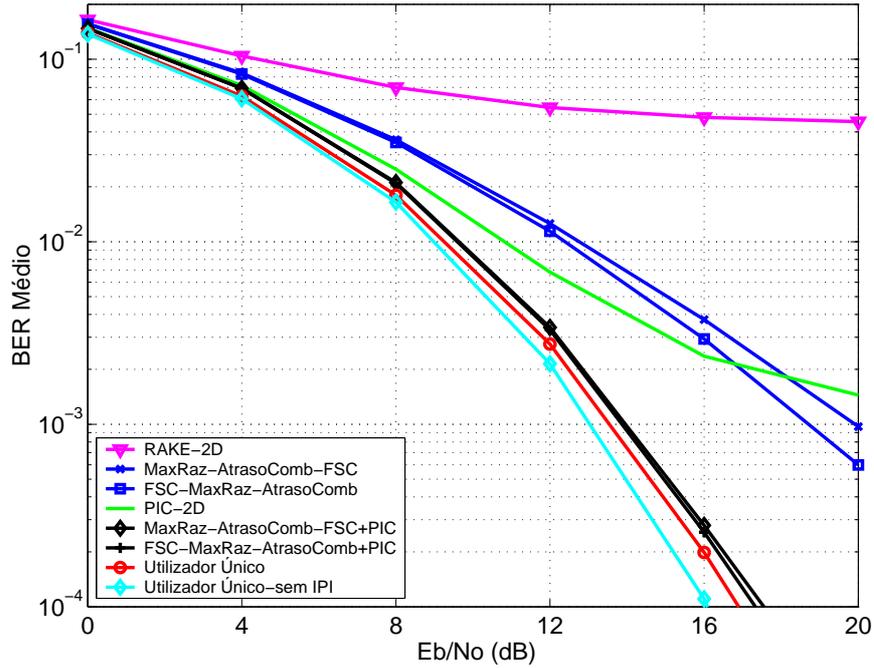


Figura 6.31: Performance (BER) para 8-PSK para FE=8 e 4 antenas com canais decorrelacionados

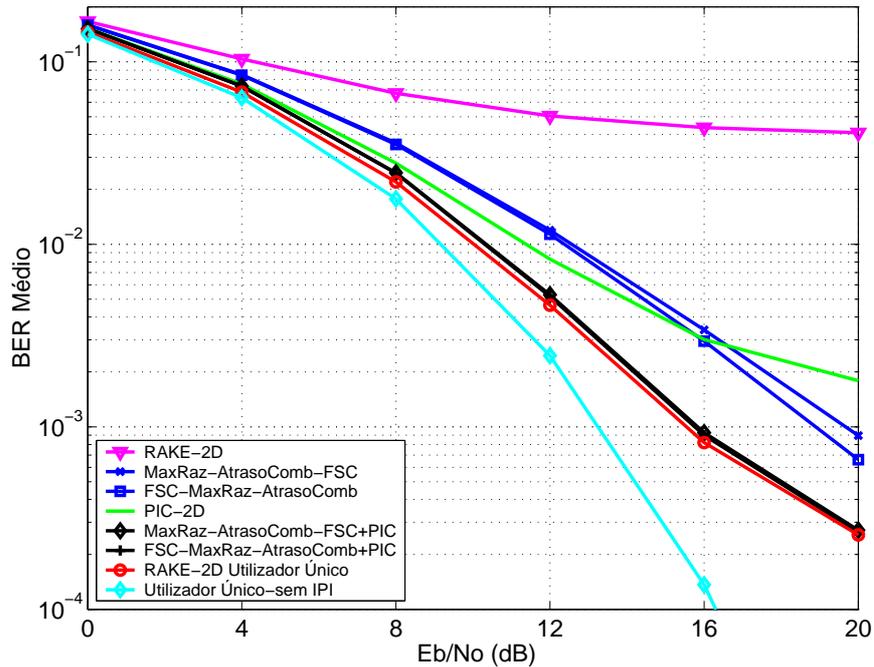


Figura 6.32: Performance (BER) para 8-PSK para FE=4 e 4 antenas com canais decorrelacionados

Para FE=8, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.31 apresentam uma degradação de performance mínima em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao

cenário de 2 antenas é de aproximadamente 2.5 dB. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é aproximadamente 3 dB. O PIC-2D tem melhor performance que o FSC para E_b/N_0 inferiores a 17 dB.

Para FE=4, para um BER de 10^{-2} e para FSC+PIC, as curvas da Figura 6.32 apresentam uma degradação de performance mínima em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de 2 antenas é de aproximadamente 3 dB. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é aproximadamente 3 dB. Esta degradação é mais acentuada para o FE=4 pois a modulação 8-PSK é mais susceptível à IPI. O PIC-2D tem melhor performance que o FSC para E_b/N_0 inferiores a 16 dB. Para FE=4 e para um BER igual a 10^{-3} , a performance do FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 3 dB devido à IPI. Mas para um BER igual a 10^{-2} essa penalidade é superior a 1 dB. A performance do FSC+PIC tem tendência a saturar aproximando-se da performance do FSC pois é limitado por IPI.

6.2.4 Modulação 16-QAM e Estimativas Perfeitas

O UMTS-TDD, *Release 5* é baseado em modulação QPSK. Até agora baseou-se nas especificações da *Release 5* para implementar a cadeia de simulação para os casos que se tem um avanço no tempo perfeito ou com imperfeições. Vai-se experimentar de seguida a aplicação das configurações propostas com FSC no caso de ter-se uma cadeia de simulação idêntica mas com modulação 16-QAM.

Nas Figuras 6.33, 6.34 e 6.35 são apresentados as curvas de performance para o cenário de um sistema com modulação 16-QAM, 2 antenas e canais alinhados.

Para FE=16, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.33 apresentam uma degradação de performance de aproximadamente 1 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria para 2 antenas em relação ao cenário de antena única é de aproximadamente 3 dB. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é de aproximadamente 4 dB. A performance do PIC-2D satura aproximadamente em 3×10^{-2} e tem pior performance que o FSC para todos os E_b/N_0 como já acontecia com antena única. Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 2.2.

Para FE=8, para um BER de 10^{-2} e para FSC+PIC, as curvas da Figura 6.34 apresentam uma degradação de performance de aproximadamente 1 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de antena única é de aproximadamente 2.5 dB. Para um BER

6.2. Configurações de Diversidade Espacial sem Codificação

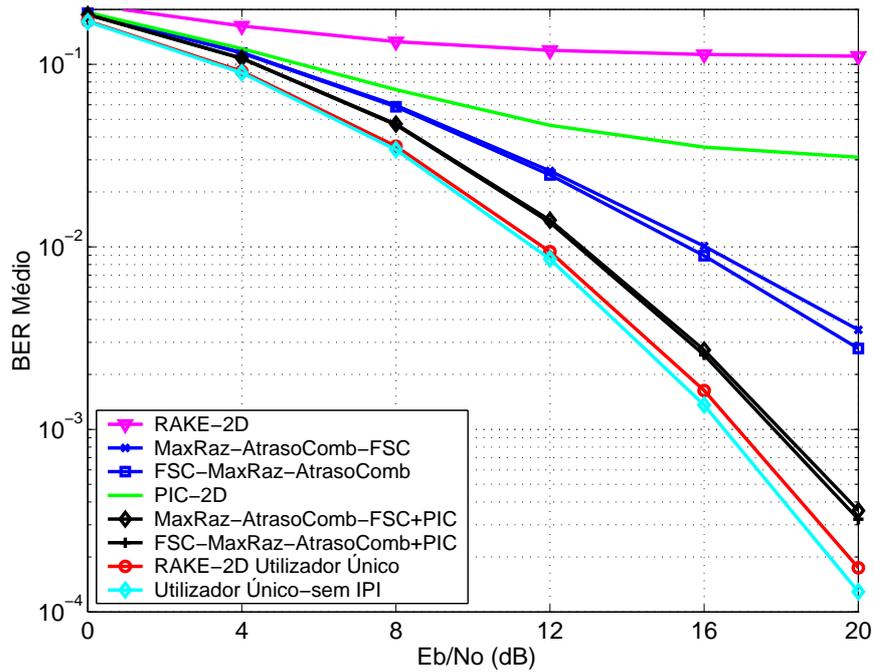


Figura 6.33: Performance (BER) para 16-QAM para FE=16 e 2 antenas com canais decorrelacionados

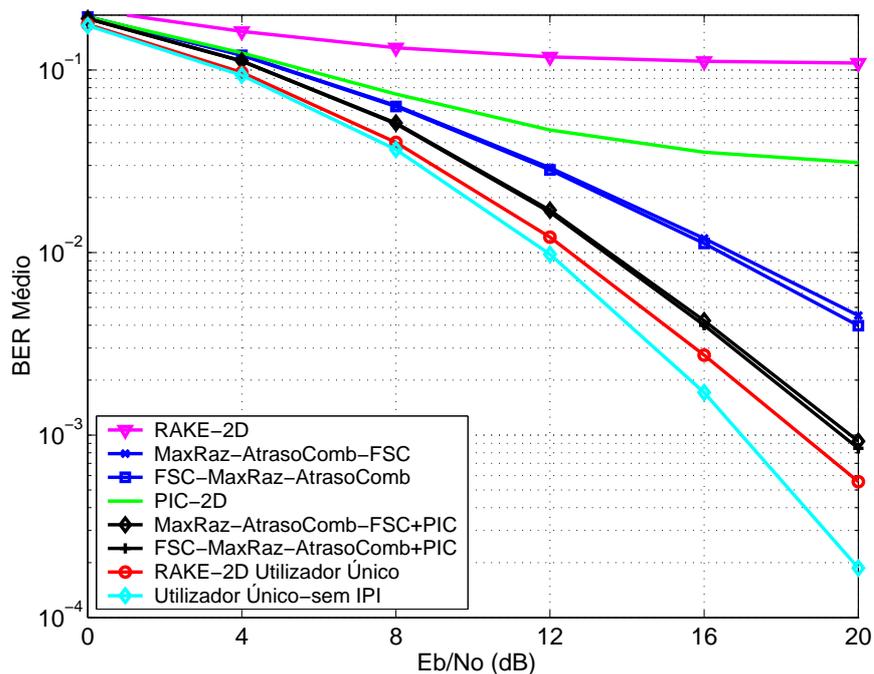


Figura 6.34: Performance (BER) para 16-QAM para FE=8 e 2 antenas com canais decorrelacionados

de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é de aproximadamente 4 dB . A performance do PIC-2D satura aproximadamente em 3×10^{-2} e tem pior performance que o FSC para todos os E_b/N_0 como já acontecia com antena única.

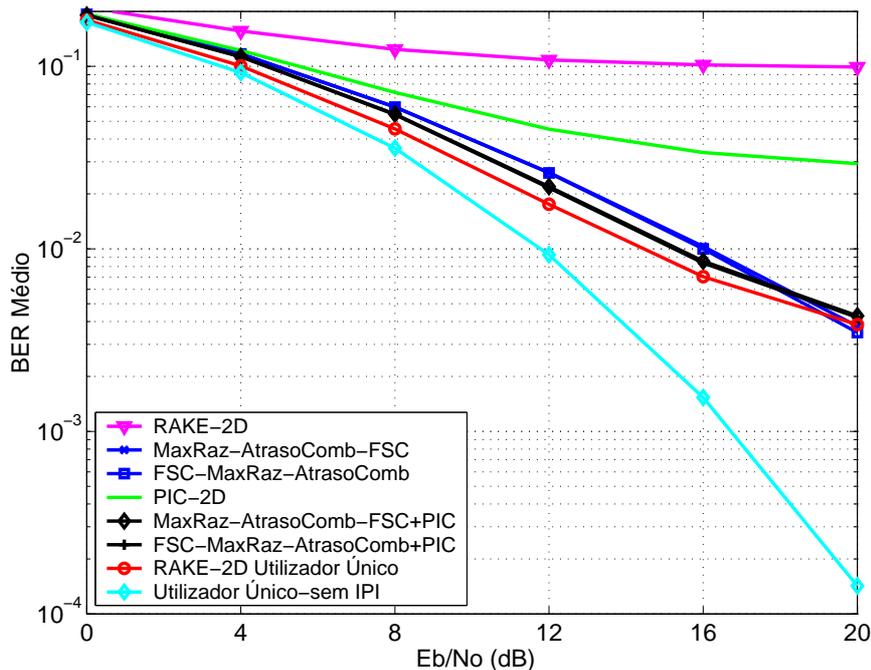


Figura 6.35: Performance (BER) para 16-QAM para FE=4 e 2 antenas com canais decorrelacionados

Para FE=4, para um BER de 10^{-2} e para FSC+PIC, as curvas da Figura 6.35 apresentam uma degradação de performance menor do que 0.5 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de antena única é de aproximadamente 6 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é aproximadamente 6 dB . Esta degradação é mais acentuada para o FE=4 pois a modulação 16-QAM é mais susceptível à IPI. A performance do PIC-2D satura aproximadamente em 3×10^{-2} e tem pior performance que o FSC para todos os E_b/N_0 como já acontecia com antena única. Para um BER igual a 10^{-2} , a performance do FSC+PIC tem uma penalização superior a 3 dB devido à IPI. A performance do FSC+PIC satura sendo pior que a do FSC para E_b/N_0 superiores a 20 dB .

Nas Figuras 6.36, 6.37 e 6.38 são apresentados as curvas de performance para o cenário de um sistema com modulação 16-QAM, 4 antenas e canais alinhados.

Para FE=16, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.36 apresentam uma degradação de aproximadamente 0.5 dB em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de 2 antenas é de aproximadamente 2.5 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é de aproximadamente 4 dB .

6.2. Configurações de Diversidade Espacial sem Codificação

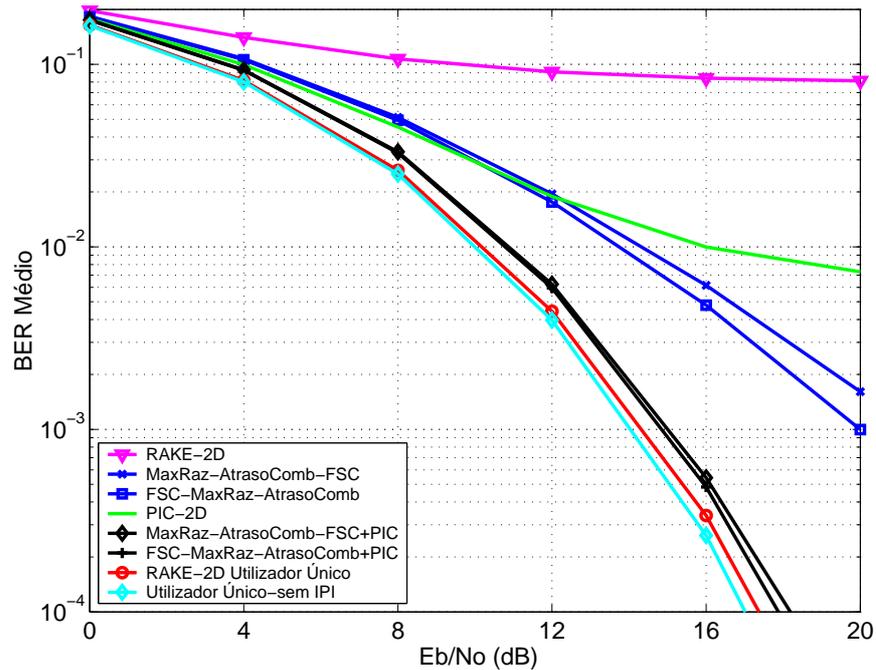


Figura 6.36: Performance (BER) para 16-QAM para FE=16 e 4 antenas com canais decorrelacionados

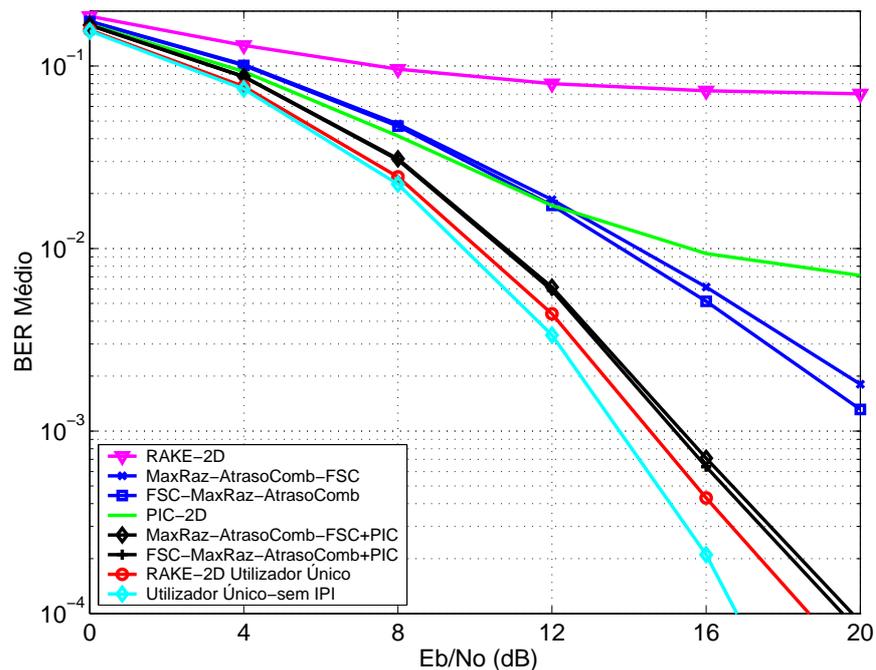


Figura 6.37: Performance (BER) para 16-QAM para FE=8 e 4 antenas com canais decorrelacionados

O PIC-2D tem melhor performance que o FSC para E_b/N_0 inferiores a 12 dB. Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 3.6.

Para FE=8, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.37 apresentam uma degradação de performance de aproximadamente 0.5 dB em relação

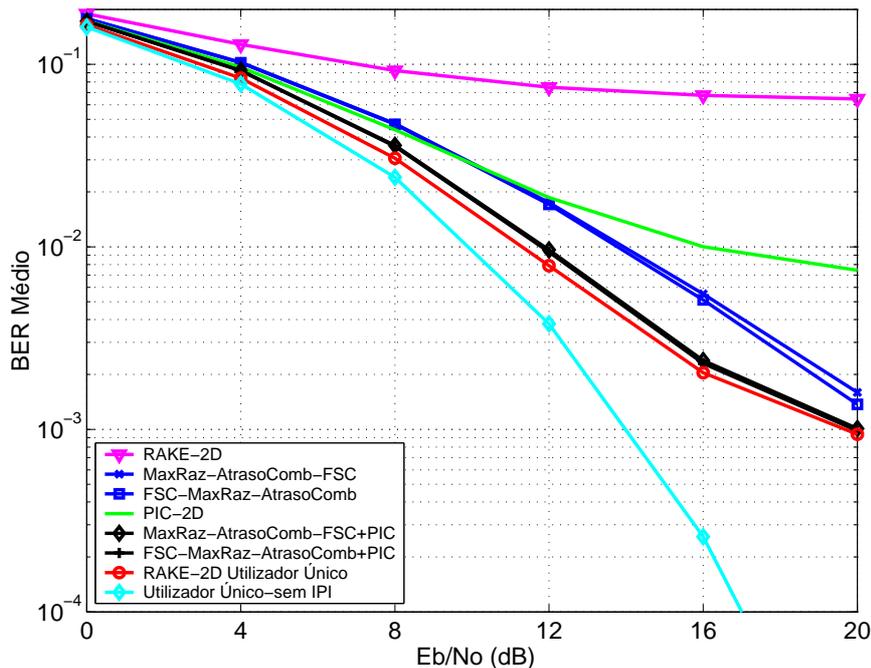


Figura 6.38: Performance (BER) para 16-QAM para $FE=4$ e 4 antenas com canais decorrelacionados

ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de 2 antenas é de aproximadamente 3 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é aproximadamente 4 dB . O PIC-2D tem melhor performance que o FSC para E_b/N_0 inferiores a 12 dB .

Para $FE=4$, para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, as curvas da Figura 6.38 apresentam uma degradação de performance mínima em relação ao RAKE-2D Utilizador Único. Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a melhoria em relação ao cenário de 2 antenas é de aproximadamente 3 dB . Para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC, a degradação em relação à modulação QPSK é aproximadamente 3.5 dB . O PIC-2D tem melhor performance que o FSC para E_b/N_0 inferiores a 10 dB . Para $FE=4$ e para BER igual a 10^{-2} , a performance do FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 2 dB devido à IPI. A performance do FSC+PIC tem tendência a saturar aproximando-se da do FSC por ser limitado pelo IPI.

6.3 Configurações de Diversidade Espacial com codificação

Para uma leitura correcta desta secção recomenda-se a leitura primeiro da Secção 5.3. Os parâmetros da codificação de canal são idênticos aos referidos na Secção 5.3 só variando o sistema de recepção que é com 2 e 4 antenas o que não afecta a codificação de canal. Os parâmetros da simulação estão em conformidade com a Tabela 5.1.

6.3.1 Modulação QPSK com Codificação

As Figuras 6.39, 6.41 e 6.43 apresentam as curvas de performance BER para modulação QPSK, 2 antenas, canais alinhados, codificação e para os utilizadores com $FE=16$, 8 e 4 respectivamente. As Figuras 6.40, 6.42 e 6.44 apresentam as respectivas curvas de performance BLER.

A curva a azul claro correspondente à legenda FSC-MaxRaz-AtrasoComb+PIC s.C. trata-se da curva de performance do detector FSC-MaxRaz-AtrasoComb+PIC sem codificação. O detector Sequência Única - sem IPI corresponde à performance do RAKE-2D com um único utilizador, com um única sequência de espalhamento e IPI nula.

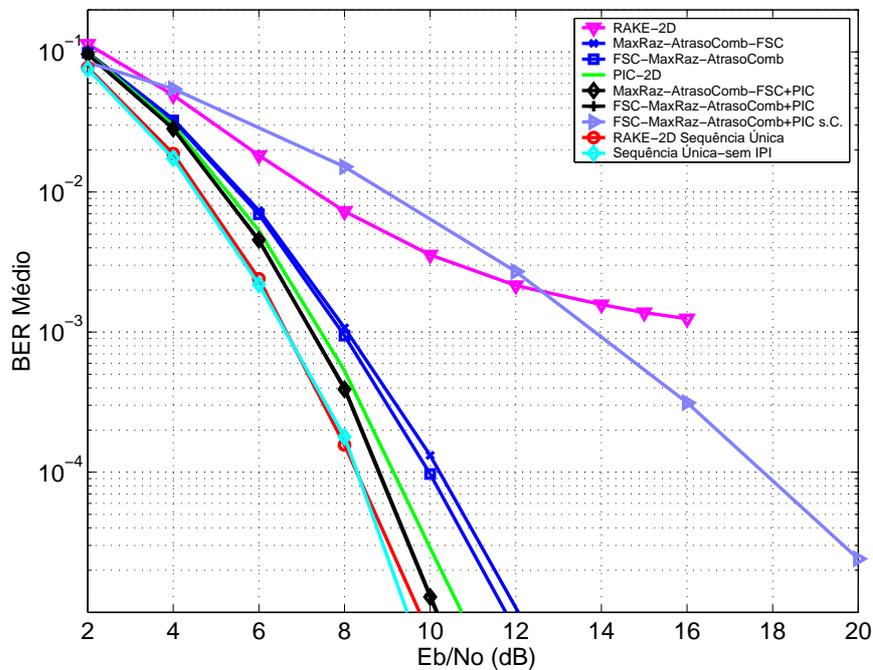


Figura 6.39: Performance (BER) para QPSK para $FE=16$ e 2 antenas com codificação

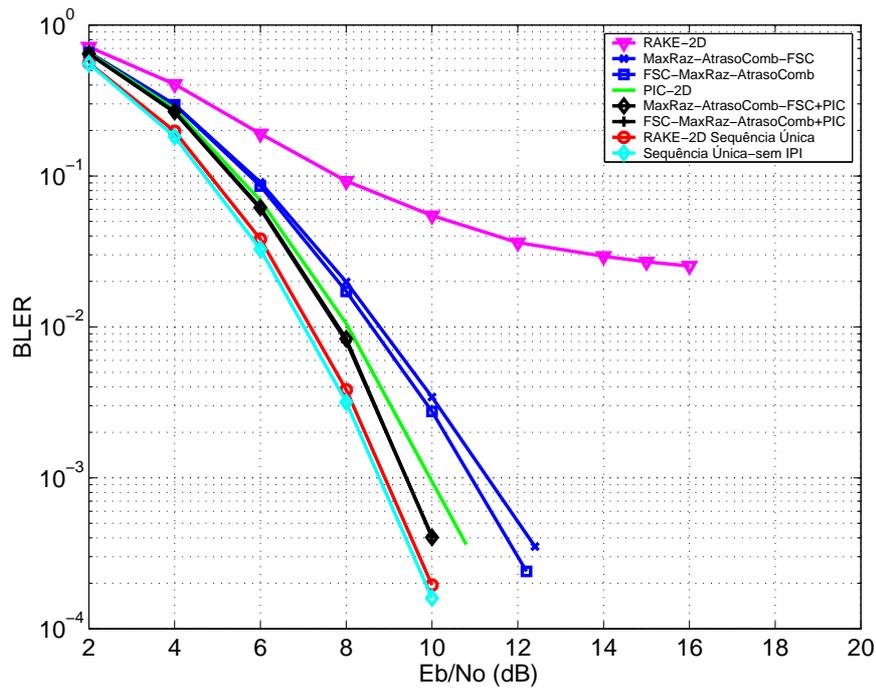


Figura 6.40: Performance (BLER) para QPSK para FE=16 e 2 antenas com codificação

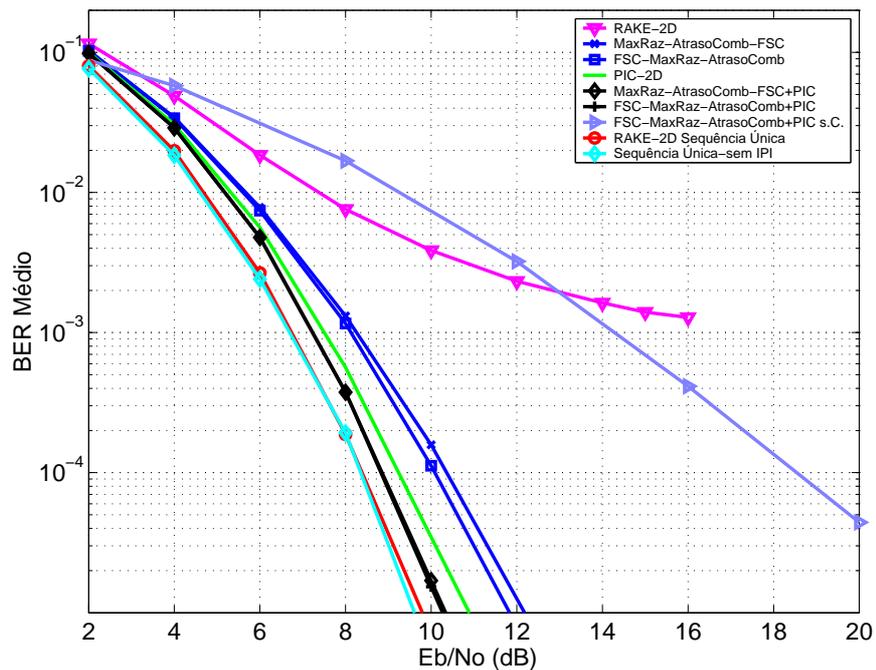


Figura 6.41: Performance (BER) para QPSK para FE=8 e 2 antenas com codificação

Para FE=16 e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.39 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização inferior a 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. Em relação ao cenário de antena única representa uma melhoria de 5 dB . Para um BER

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

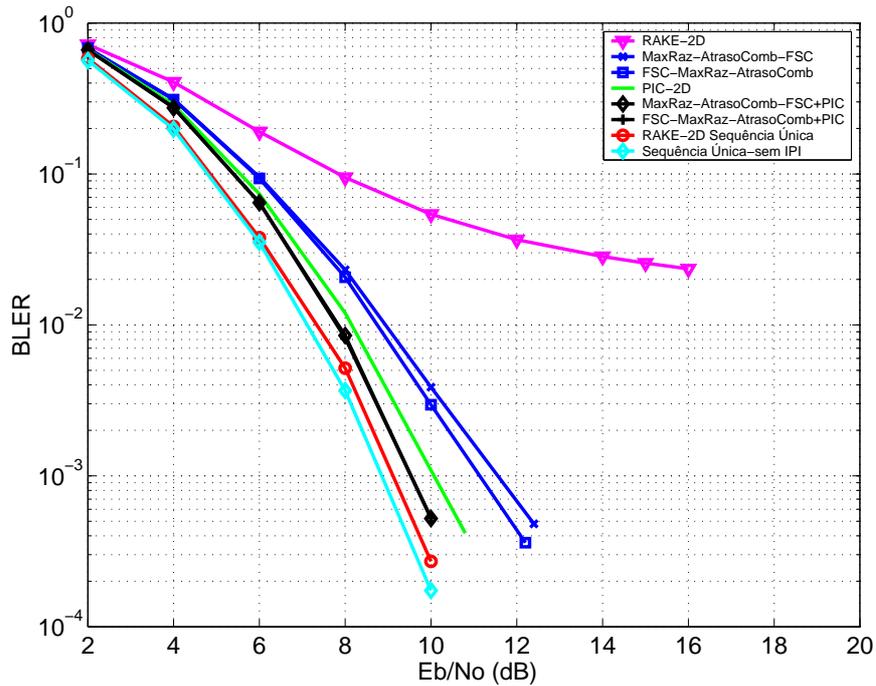


Figura 6.42: Performance (BLER) para QPSK para FE=8 e 2 antenas com codificação

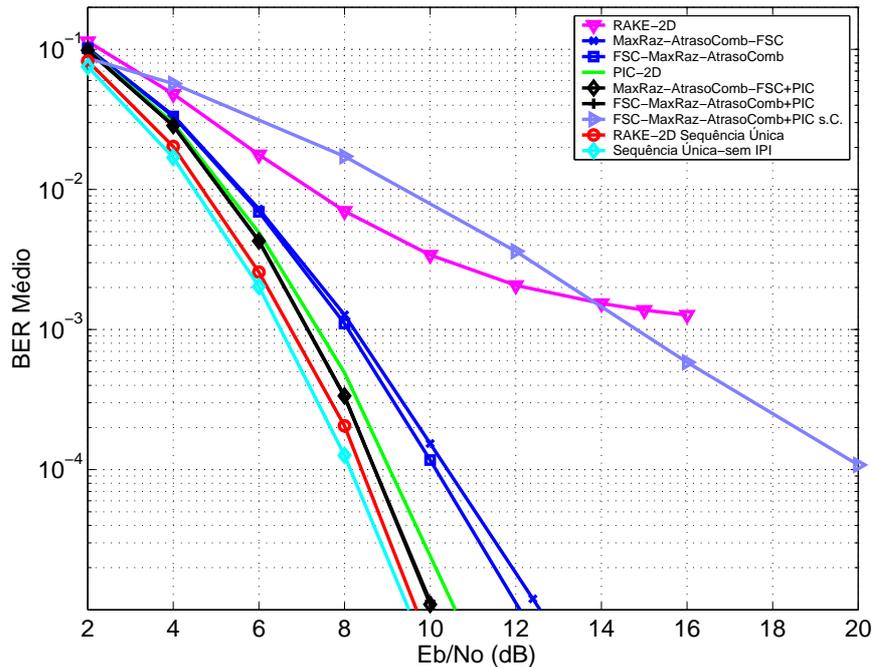


Figura 6.43: Performance (BER) para QPSK para FE=4 e 2 antenas com codificação

de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente de 1.5 dB. O PIC-2D atinge o BER alvo de 10^{-5} com uma penalização inferior a 1 dB do FSC+PIC. Para um BER de 10^{-4} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 9 dB. Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 7.4.

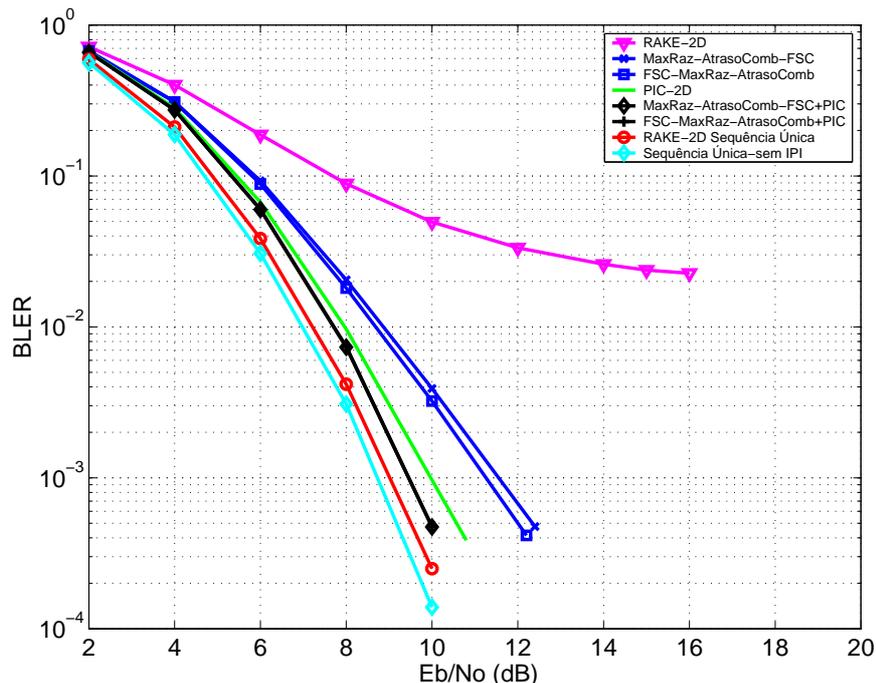


Figura 6.44: Performance (BLER) para QPSK para FE=4 e 2 antenas com codificação

Para FE=16 e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.40 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização inferior a 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 1.5 dB .

Para FE=8 e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.41 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização menor do que 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido aproximadamente para $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. Representa uma melhoria de 4.5 dB em relação ao cenário de antena única. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 1.5 dB . O PIC-2D atinge o BER alvo de 10^{-5} com uma degradação mínima de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BER de 10^{-4} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 10 dB .

Para FE=8 e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.42 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização mínima em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização mínima de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 1.5 dB .

Para FE=4 e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.43 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização menor do que 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. Representa uma

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

melhoria de 4.5 dB em relação ao cenário de antena única. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 2 dB . O PIC-2D atinge o BER alvo de 10^{-5} com uma penalização mínima de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BER de 10^{-4} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 11.5 dB .

Para $FE=4$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.44 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização menor que 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização mínima de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 2 dB .

Dos comentários acima pode-se concluir que o PIC-2D é o detector que mais vantagens oferece para ser utilizado neste cenário.

As Figuras 6.45, 6.47 e 6.49 apresentam as curvas de performance BER para modulação QPSK, 4 antenas, canais alinhados, codificação e para os utilizadores com $FE=16, 8$ e 4 respectivamente. As Figuras 6.46, 6.48 e 6.50 apresentam as respectivas curvas de performance BLER.

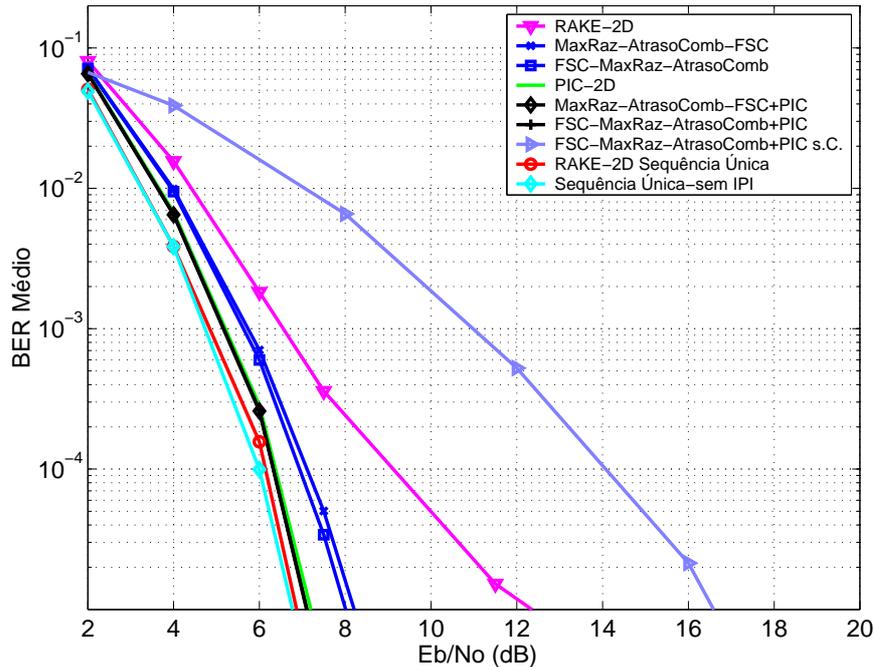


Figura 6.45: Performance (BER) para QPSK para $FE=16$ e 4 antenas com codificação

Para $FE=16$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.45 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização mínima em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 7\text{ dB}$. Em relação ao cenário de 2 antenas representa uma melhoria de 3 dB . Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 1 dB . O PIC-2D

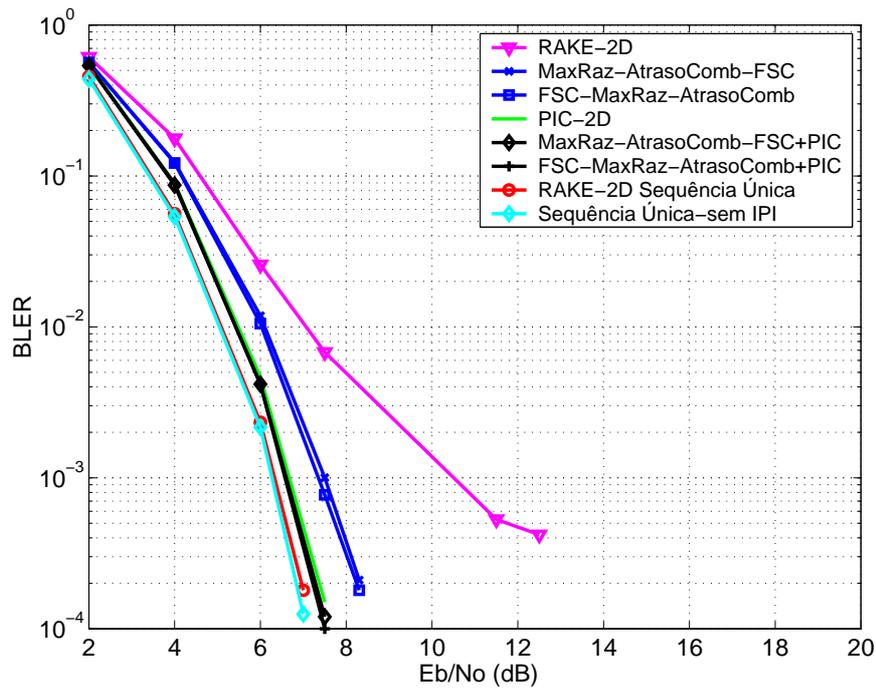


Figura 6.46: Performance (BLER) para QPSK para FE=16 e 4 antenas com codificação

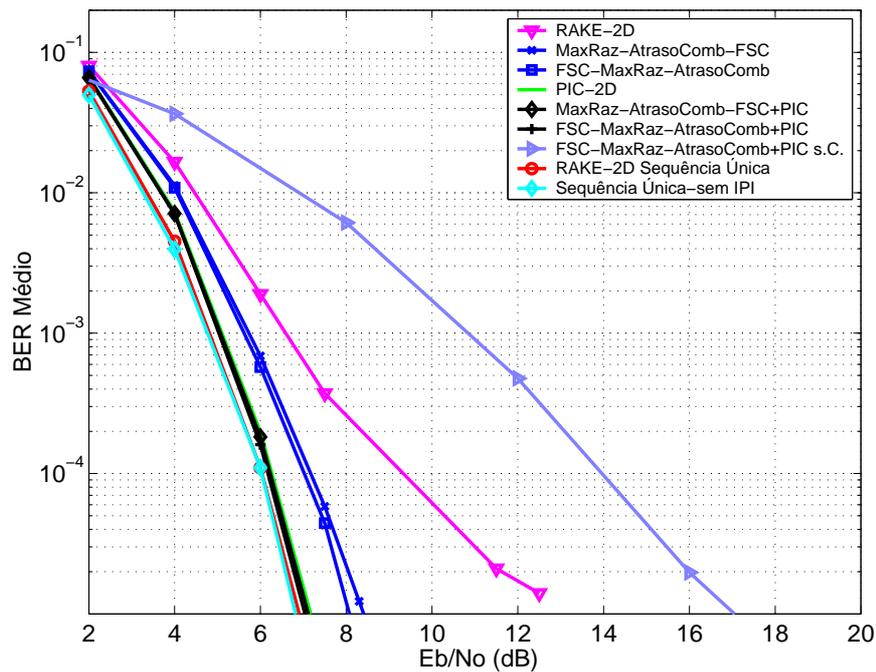


Figura 6.47: Performance (BER) para QPSK para FE=8 e 4 antenas com codificação

atinge o BER alvo de 10^{-5} com uma penalização mínima em relação ao FSC+PIC. Para um BER de 10^{-5} , o ganho de codificação do FSC+PIC é aproximadamente de 9.5 dB . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 12.9.

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

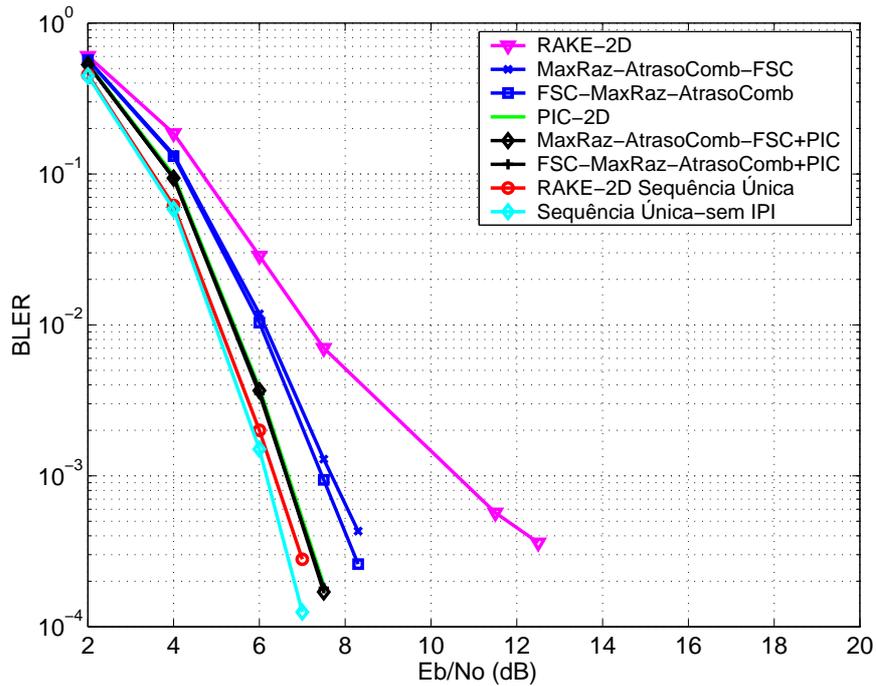


Figura 6.48: Performance (BLER) para QPSK para FE=8 e 4 antenas com codificação

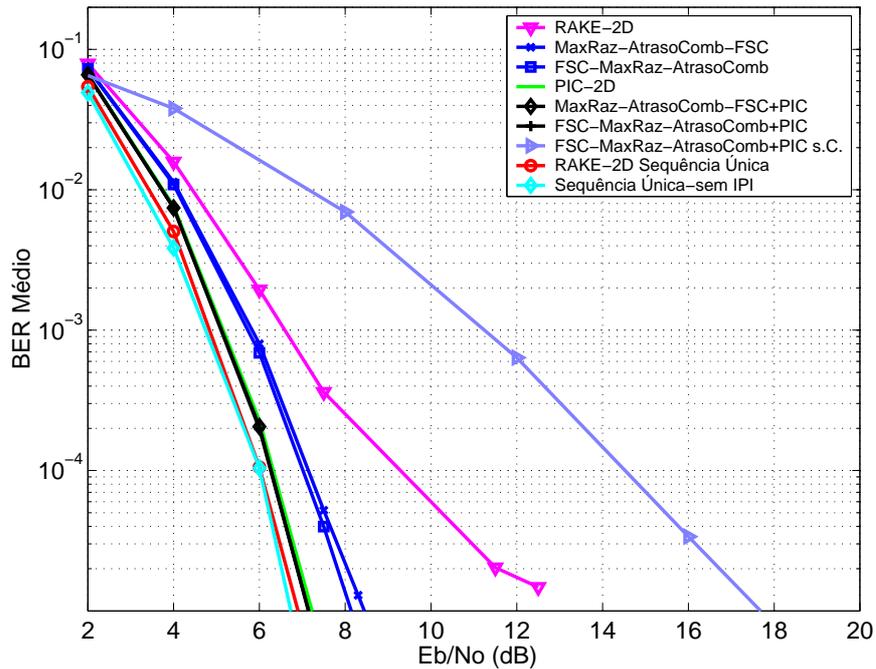


Figura 6.49: Performance (BER) para QPSK para FE=4 e 4 antenas com codificação

Para FE=16 e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.46 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização mínima em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização mínima em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação

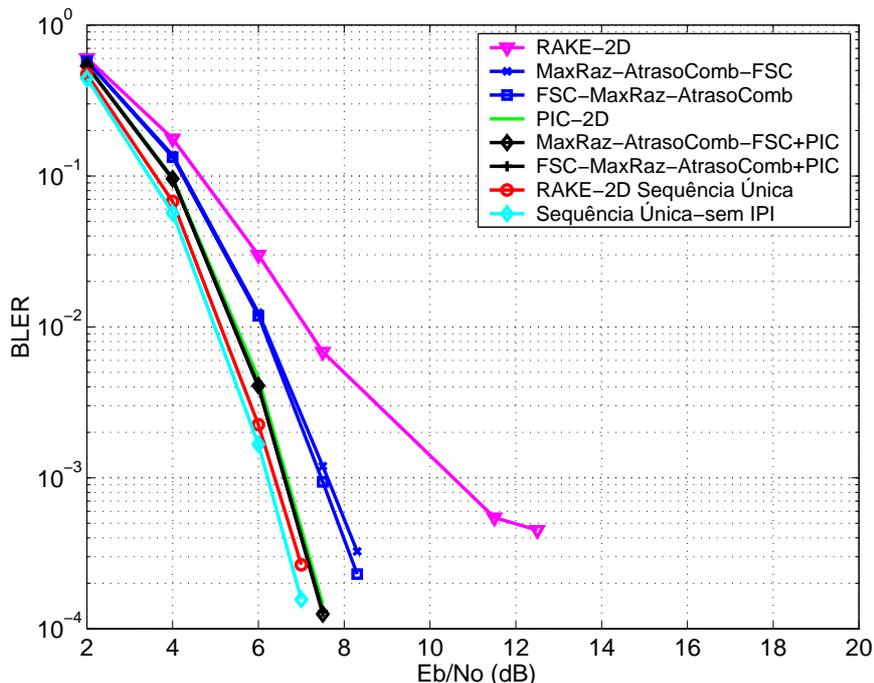


Figura 6.50: Performance (BLER) para QPSK para FE=4 e 4 antenas com codificação

ao FSC+PIC de aproximadamente 1 dB. O RAKE-2D atinge o BLER de 10^{-3} com uma penalização de aproximadamente 4 dB em relação ao FSC+PIC.

Para FE=8 e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.47 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização mínima em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 7$ dB. Representa uma melhoria de 3 dB em relação ao cenário de 2 antenas. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 1 dB. O PIC-2D atinge o BER alvo de 10^{-5} com uma degradação diminuta de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BER de 10^{-5} , o ganho de codificação do FSC+PIC é aproximadamente 10 dB.

Para FE=8 e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.48 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização mínima em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização diminuta de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 1 dB. O RAKE-2D atinge o BLER de 10^{-3} com uma penalização de 4 dB em relação ao FSC+PIC.

Para FE=4 e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.49 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização diminuta em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 7 \text{ dB}$. Representa uma melhoria de 3 dB em relação ao cenário de 2 antenas. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 1 dB . O PIC-2D atinge o BER alvo de 10^{-5} com uma penalização diminuta de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BER de 10^{-5} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 10 dB .

Para $FE=4$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.50 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização diminuta em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização mínima de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 1 dB . O RAKE-2D atinge o BLER de 10^{-3} com uma penalização de 4 dB em relação ao FSC+PIC.

Dos comentários acima pode-se concluir que o PIC-2D é o detector que mais vantagens oferece para ser utilizado neste cenário.

6.3.2 Modulação QPSK com Codificação e Canais Desalinhados

As Figuras 6.51, 6.53 e 6.55 apresentam as curvas de performance BER para modulação QPSK, 2 antenas, canais desalinhados, codificação e para os utilizadores de $FE=16$, 8 e 4 respectivamente. As Figuras 6.52, 6.54 e 6.56 apresentam as respectivas curvas de performance BLER.

Para $FE=16$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.51 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 10.5 \text{ dB}$. Sofre apenas uma degradação de 0.5 dB em relação ao cenário de canais alinhados e 2 antenas. Em relação ao cenário de antena única e canais desalinhados representa uma melhoria de 5.5 dB . Para o BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 3 dB . O PIC-2D e o RAKE-2D não atingem o BER alvo de 10^{-5} . Para um BER de 10^{-4} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 9.5 dB . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 7.2.

Para $FE=16$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.52 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 2.5 dB .

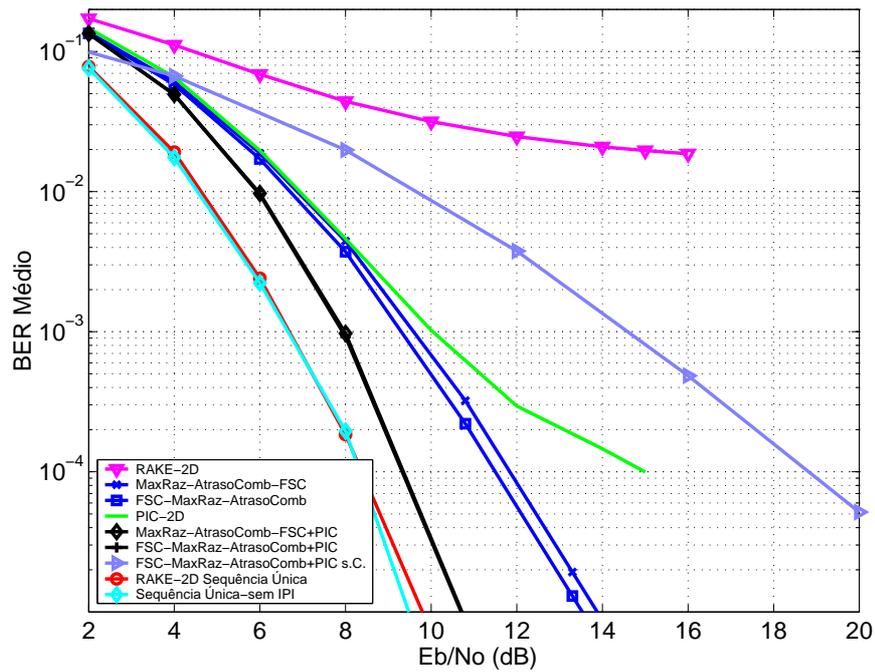


Figura 6.51: Performance (BER) para QPSK para FE=16, 2 antenas com codificação e canais não alinhados

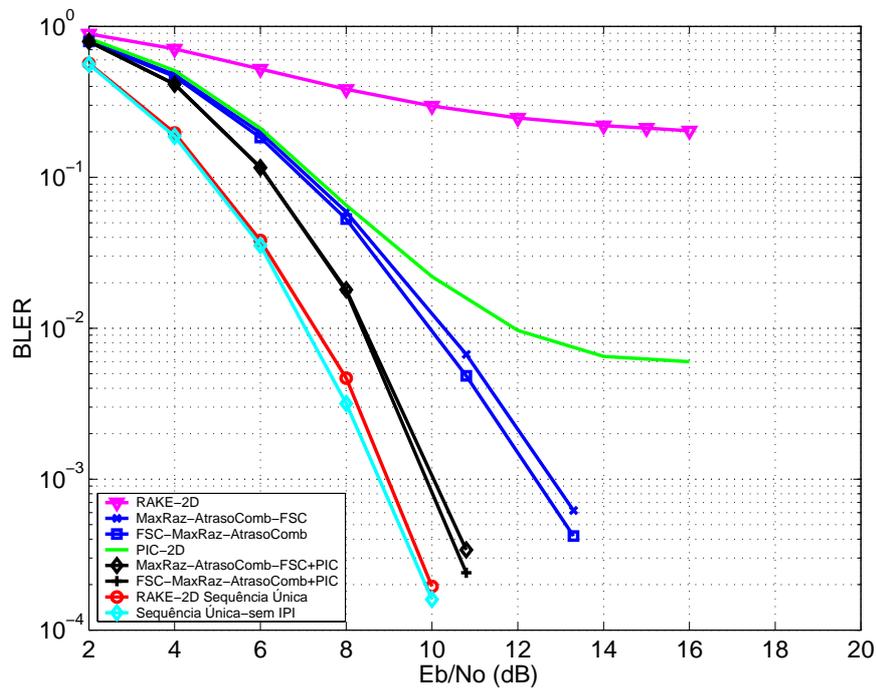


Figura 6.52: Performance (BLER) para QPSK para FE=16, 2 antenas com codificação e canais não alinhados

Para FE=8 e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.53 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 11$ dB. Sofre apenas

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

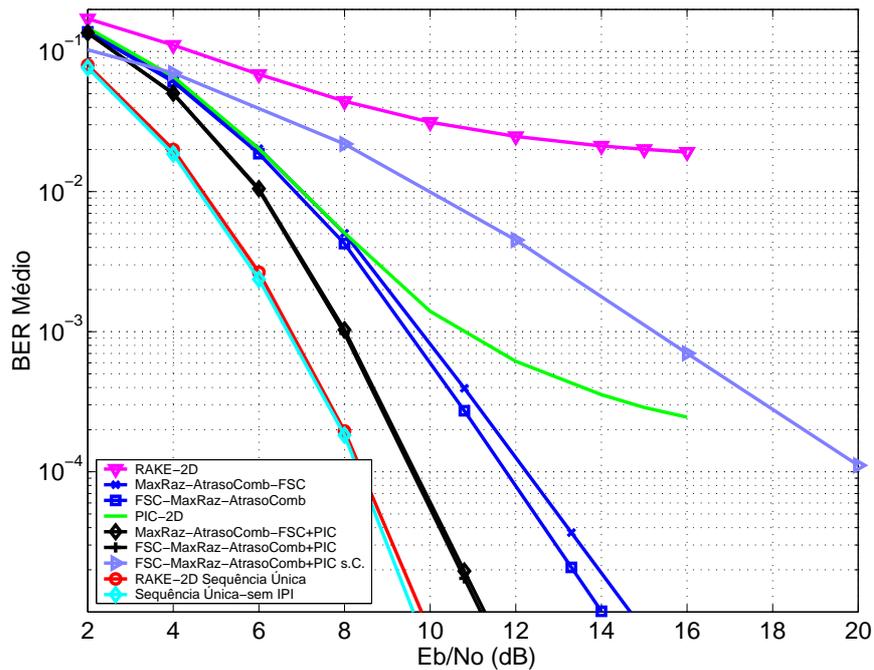


Figura 6.53: Performance (BER) para QPSK para FE=8, 2 antenas com codificação e canais não alinhados

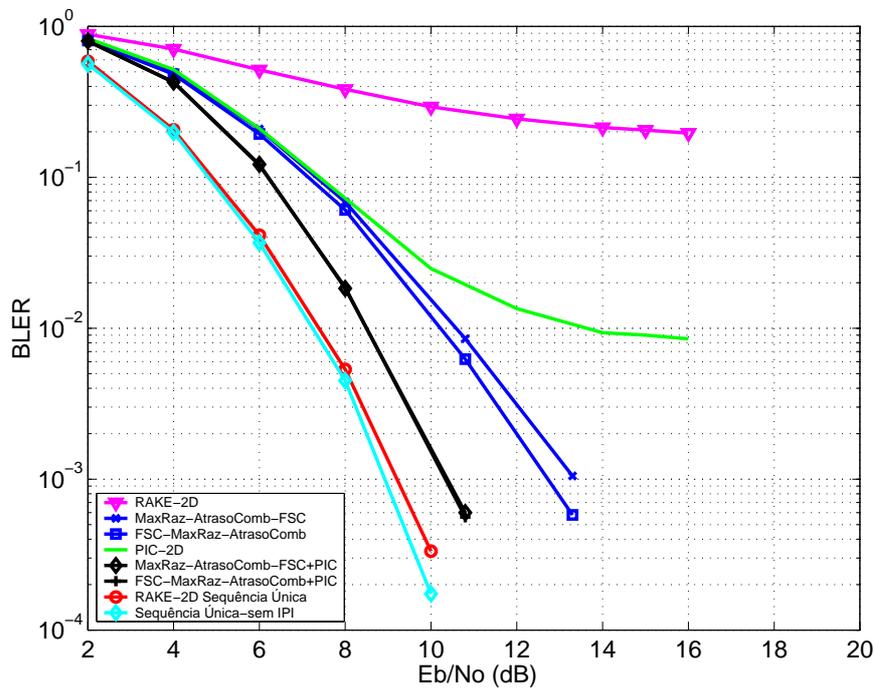


Figura 6.54: Performance (BLER) para QPSK para FE=8, 2 antenas com codificação e canais não alinhados

uma pequena degradação de 1 dB em relação ao cenário de canais alinhados e duas antenas. Representa uma melhoria de 4 dB em relação ao cenário de antena única e canais desalinhados. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação

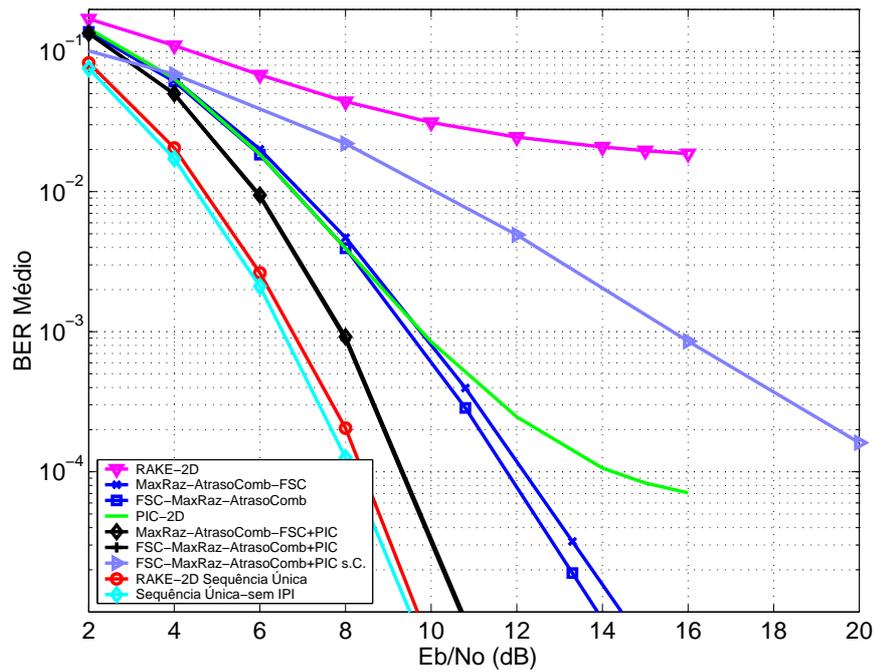


Figura 6.55: Performance (BER) para QPSK para FE=4, 2 antenas com codificação e canais não alinhados

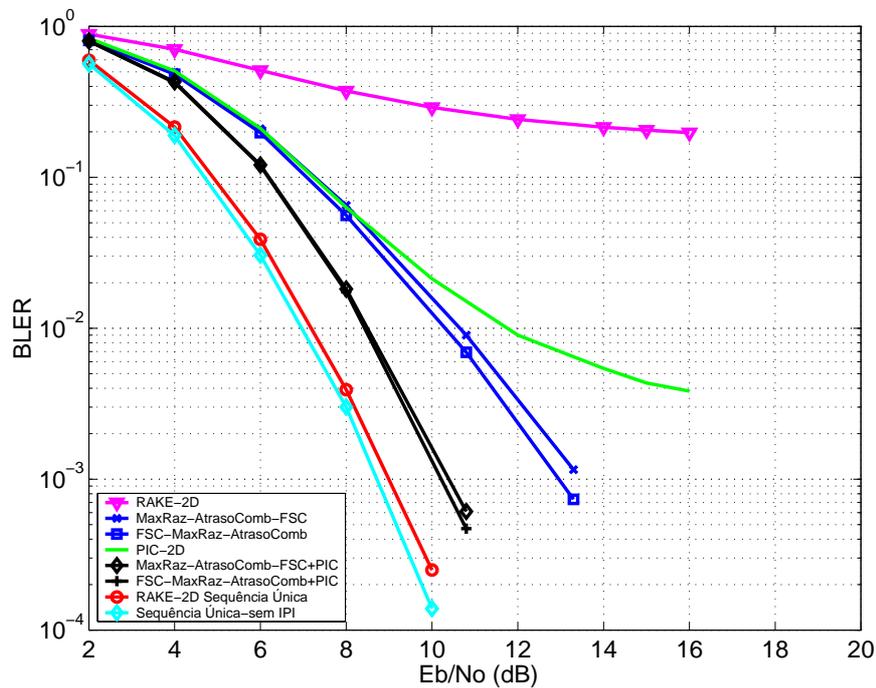


Figura 6.56: Performance (BLER) para QPSK para FE=4, 2 antenas com codificação e canais não alinhados

ao FSC+PIC de aproximadamente 3 dB. O PIC-2D e o RAKE-2D não atingem o BER alvo de 10^{-5} . Para um BER de 10^{-5} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 10.5 dB.

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

Para $FE=8$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.54 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de mais de 2.5 dB .

Para $FE=4$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.55 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 10.5\text{ dB}$. Sofre apenas uma degradação de 0.5 dB em relação ao cenário de canais alinhados e duas antenas. Representa uma melhoria de aproximadamente 5.5 dB em relação ao cenário de antena única e canais desalinhados. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 3.5 dB . O PIC-2D e o RAKE-2D não atingem o BER alvo de 10^{-5} . Para um BER de 2×10^{-5} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 10.5 dB .

Para $FE=4$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.56 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de mais de 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de mais de 3 dB .

Dos comentários acima pode-se concluir que o FSC+PIC é o detector que mais vantagens oferece para ser utilizado neste cenário.

As Figuras 6.57, 6.59 e 6.61 apresentam as curvas de performance BER para modulação QPSK, 4 antenas, canais desalinhados, codificação e para os utilizadores de $FE=16$, 8 e 4 respectivamente. As Figuras 6.58, 6.60 e 6.62 apresentam as respectivas curvas de performance BLER.

Para $FE=16$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.57 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 7.5\text{ dB}$. Representa uma degradação de aproximadamente 0.5 dB em relação ao cenário de canais alinhados e 4 antenas. Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de 2 antenas e canais desalinhados representa uma melhoria de 3 dB . Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 1.5 dB . O PIC-2D atinge o BER alvo de 10^{-5} com uma penalização mínima em relação ao FSC+PIC. Para um BER de 10^{-5} , o ganho de codificação do FSC+PIC é aproximadamente de 9.5 dB . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 12.2.

Para $FE=16$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.58 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de menos que 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D

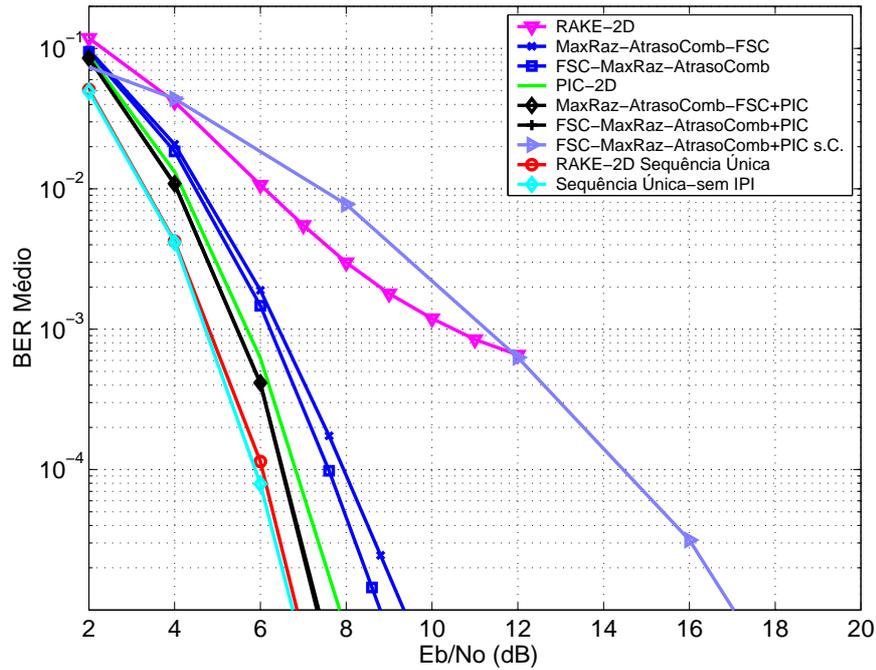


Figura 6.57: Performance (BER) para QPSK para FE=16, 4 antenas com codificação e canais não alinhados

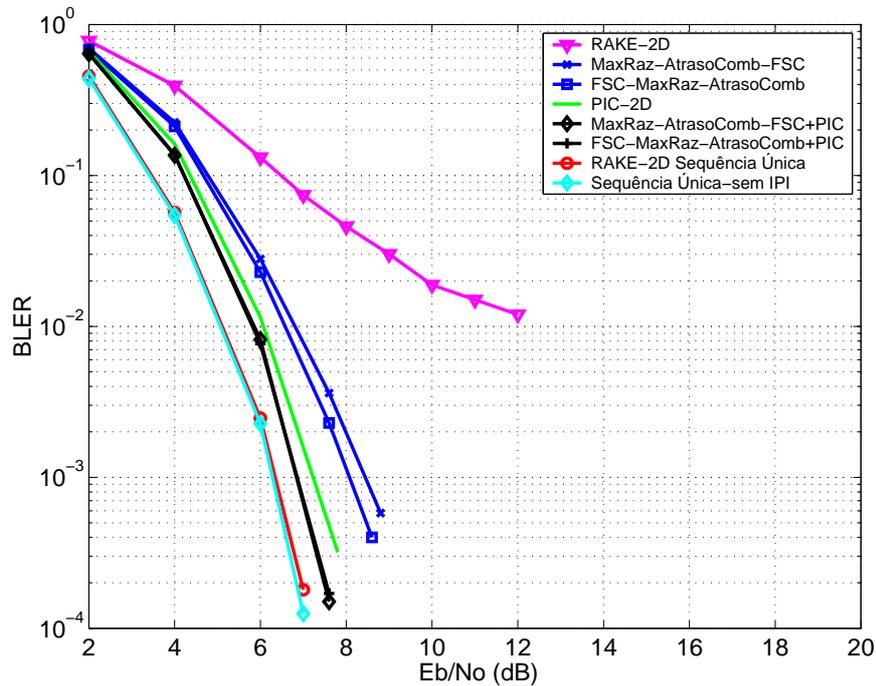


Figura 6.58: Performance (BLER) para QPSK para FE=16, 4 antenas com codificação e canais não alinhados

Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10⁻³ com uma penalização mínima em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10⁻³, o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 1.5 dB.

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

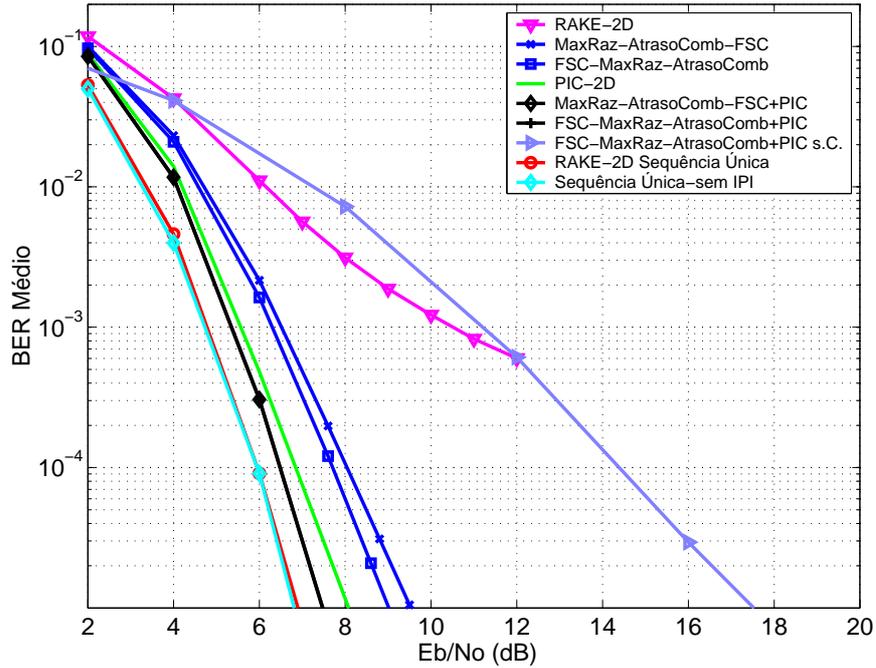


Figura 6.59: Performance (BER) para QPSK para FE=8, 4 antenas com codificação e canais não alinhados

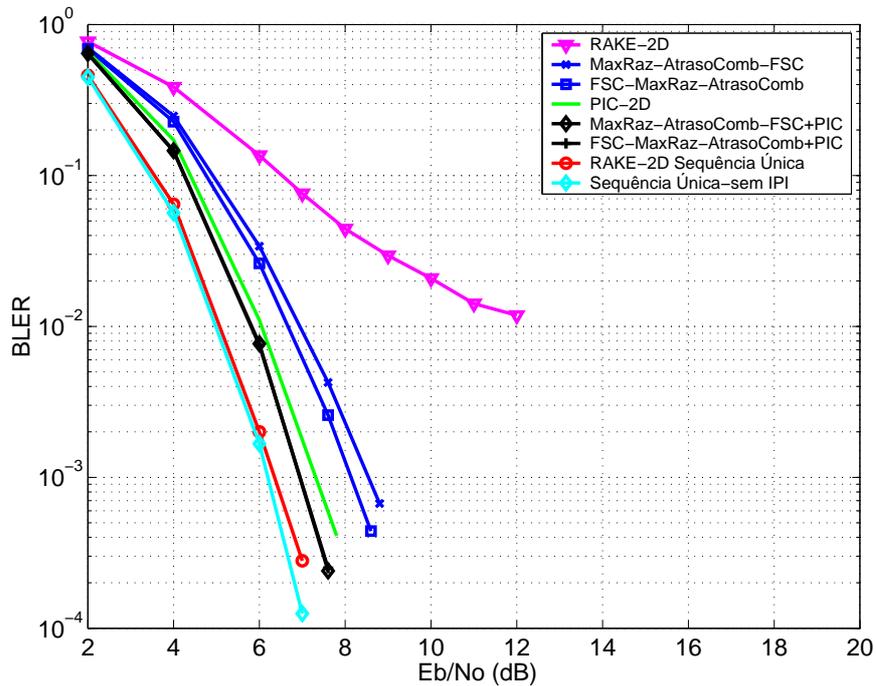


Figura 6.60: Performance (BLER) para QPSK para FE=8, 4 antenas com codificação e canais não alinhados

Para FE=8 e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.59 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 7.5 \text{ dB}$. Representa uma

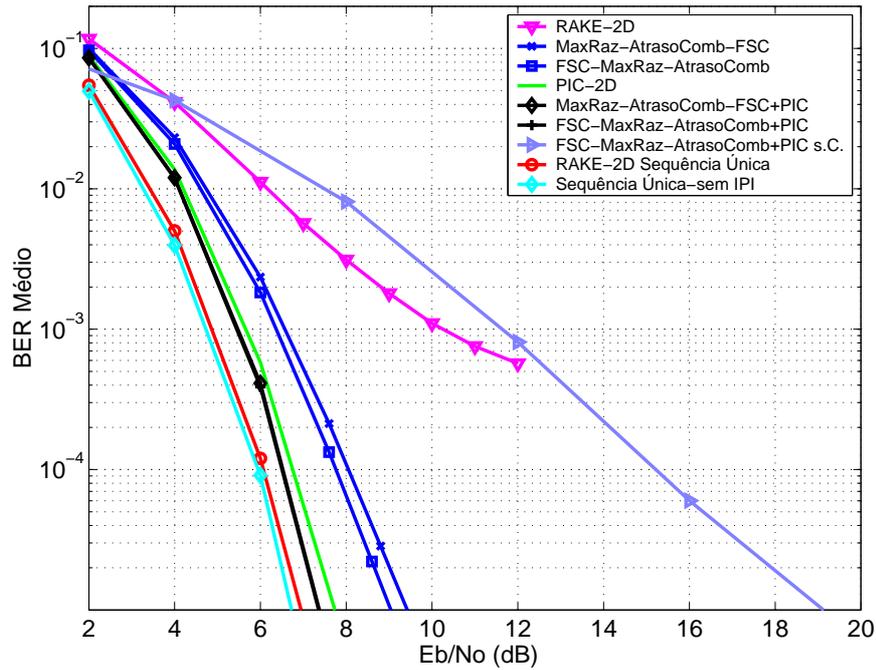


Figura 6.61: Performance (BER) para QPSK para FE=4, 4 antenas com codificação e canais não alinhados

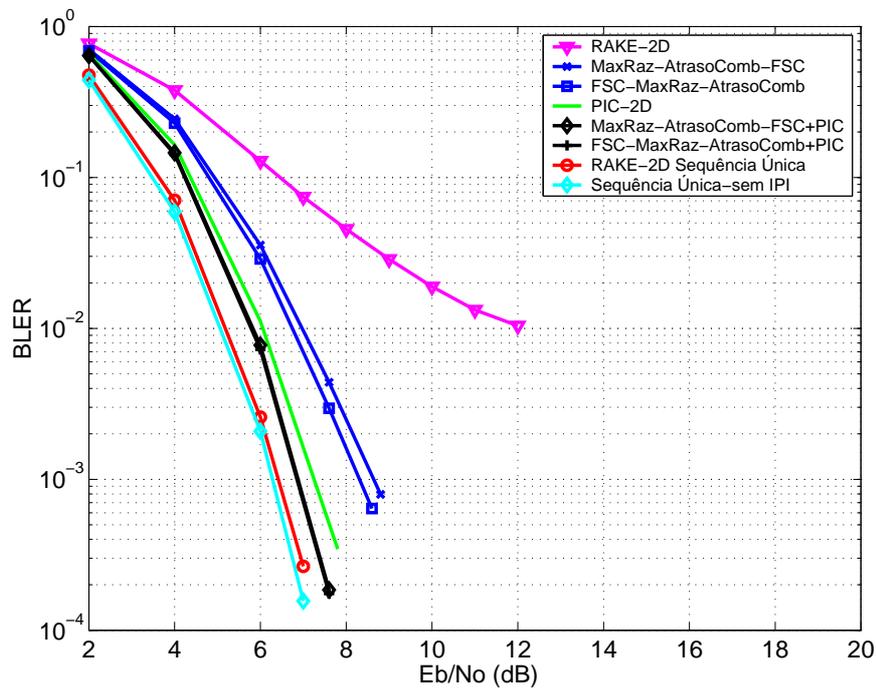


Figura 6.62: Performance (BLER) para QPSK para FE=4, 4 antenas com codificação e canais não alinhados

degradação de aproximadamente 0.5 dB em relação ao cenário de canais alinhados e 4 antenas. Representa uma melhoria de 3.5 dB em relação ao cenário de 2 antenas. Para um BER de 10⁻⁵, o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 1.5 dB. O

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

PIC-2D atinge o BER alvo de 10^{-5} com uma degradação diminuta de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BER de 10^{-5} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 10 dB .

Para $FE=8$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.60 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização diminuta de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 1.5 dB .

Para $FE=4$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.61 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido aproximadamente para $E_b/N_0 = 8\text{ dB}$. Representa uma degradação de aproximadamente 1 dB em relação ao cenário de canais alinhados e 4 antenas. Representa uma melhoria de 2.5 dB em relação ao cenário de 2 antenas. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 1.5 dB . O PIC-2D atinge o BER alvo de 10^{-5} com uma penalização diminuta de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BER de 10^{-5} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 11 dB .

Para $FE=4$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.62 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de mais de 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização mínima de performance em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 1.5 dB .

Dos comentários acima pode-se concluir que o PIC-2D é o detector que mais vantagens oferece para ser utilizado neste cenário pois tem performance próxima do FSC+PIC com uma complexidade menor.

6.3.3 Análise Parcial dos Resultados

As Figuras 6.63, 6.64 e 6.65 apresentam os diagramas com as performances relativas, para os respectivos BER com modulação QPSK, entre o cenário de canais alinhados e desalinhados, para os utilizadores de $FE=16$, 8 e 4 respectivamente para o FSC+PIC.

As setas apontam no sentido de pior performance e as legendas correspondem a diferenças de performance em dB para os BER indicados.

Pode-se concluir que a imprecisão no avanço de tempo não degrada a performance em mais de 1.5 dB para caso do FSC+PIC. Uma implementação com o PIC num cenário de canais não alinhados representa uma grande degradação de performance para o caso

de 2 antenas e uma antena.

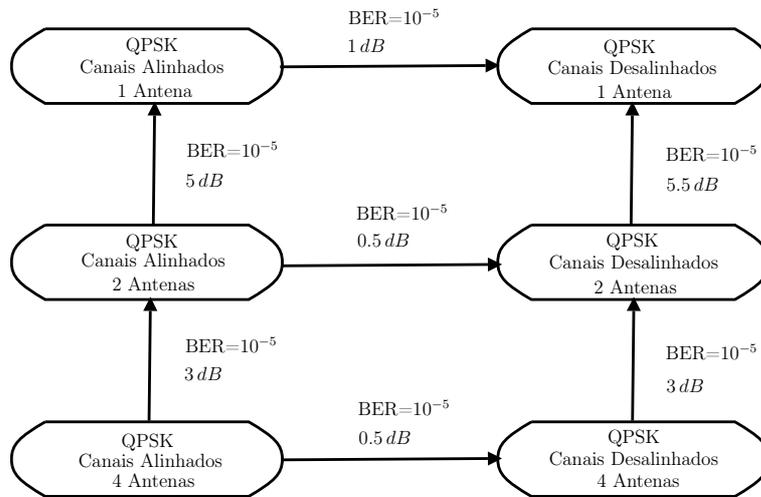


Figura 6.63: Diagrama de relação entre performances para FE=16 e com codificação, modulação QPSK, entre o cenário de canais alinhados e desalinhados

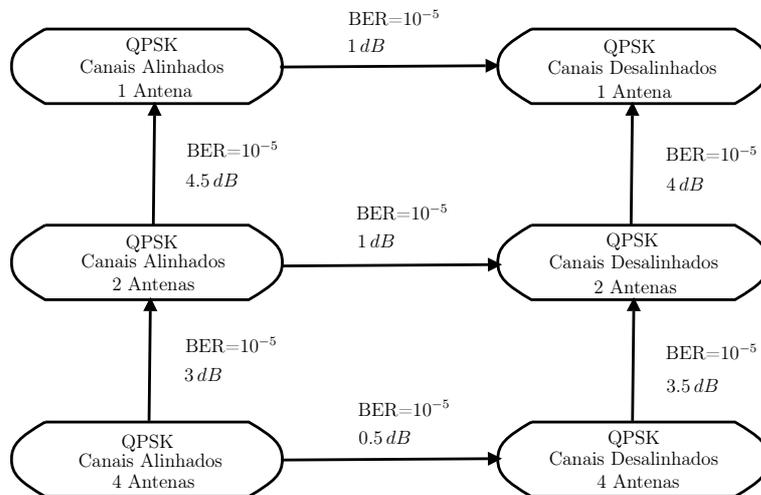


Figura 6.64: Diagrama de relação entre performances para FE=8 e com codificação, modulação QPSK, entre o cenário de canais alinhados e desalinhados

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

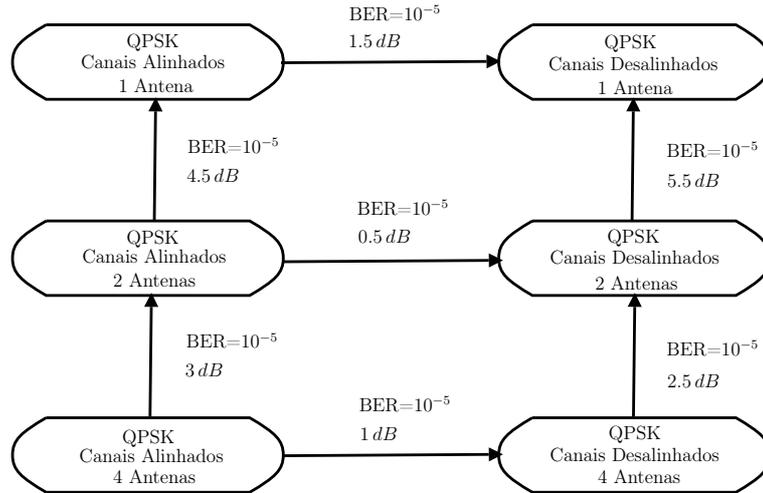


Figura 6.65: Diagrama de relação entre performances para FE=4 e com codificação, modulação QPSK, entre o cenário de canais alinhados e desalinhados

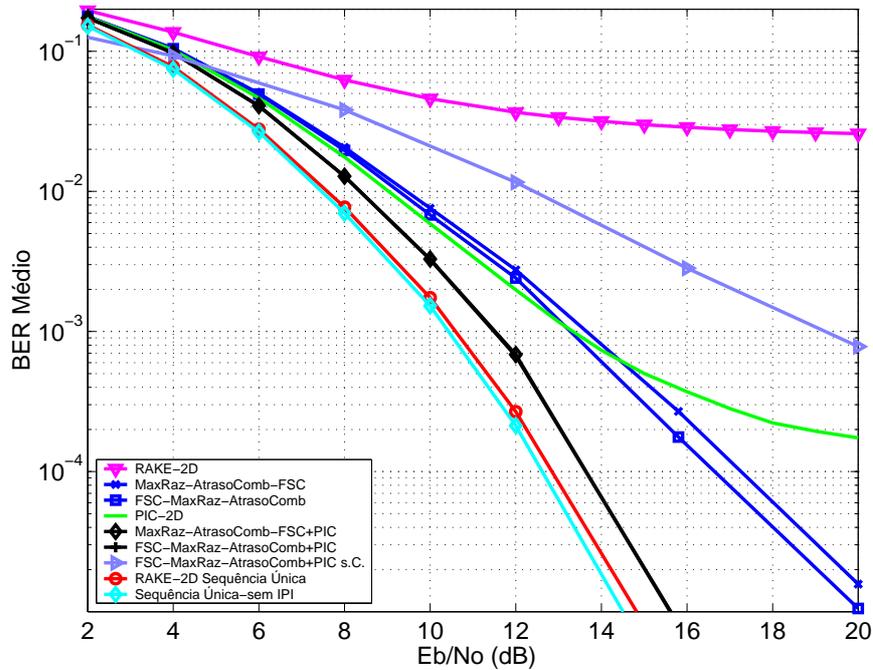


Figura 6.66: Performance (BER) para 8-PSK para FE=16, 2 antenas com codificação e canais alinhados

6.3.4 Modulação 8-PSK com Codificação e Canais Alinhados

As Figuras 6.66, 6.68 e 6.70 apresentam as curvas de performance BER para modulação 8-PSK, 2 antenas, canais alinhados, codificação e para os utilizadores com FE=16, 8 e 4 respectivamente. As Figuras 6.67, 6.69 e 6.71 apresentam as respectivas curvas de performance BLER.

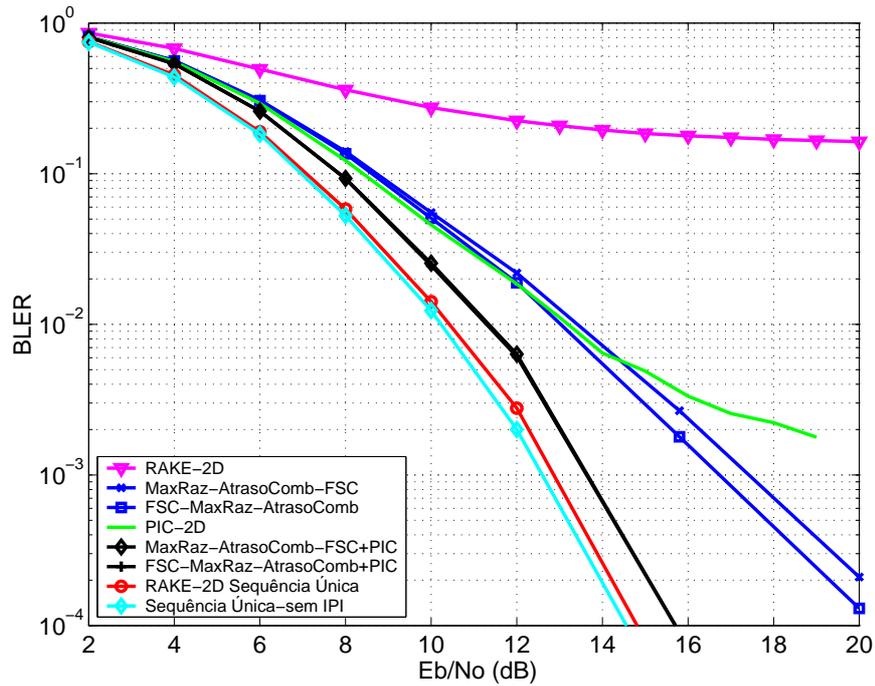


Figura 6.67: Performance (BLER) para 8-PSK para FE=16, 2 antenas com codificação e canais alinhados

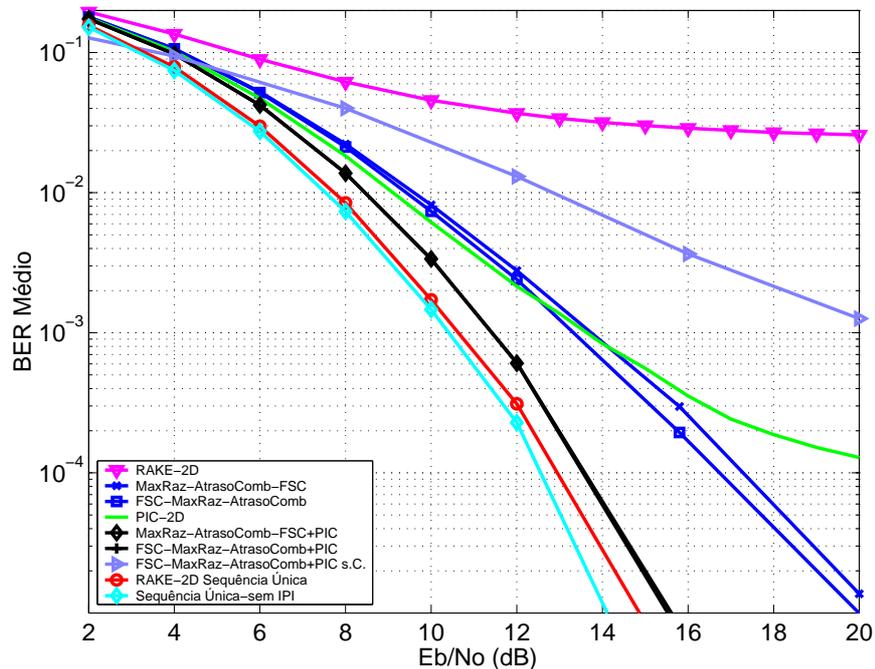


Figura 6.68: Performance (BER) para 8-PSK para FE=8, 2 antenas com codificação e canais alinhados

Para FE=16 e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.66 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 15.5$ dB. Para um BER de 10^{-5} , em relação

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

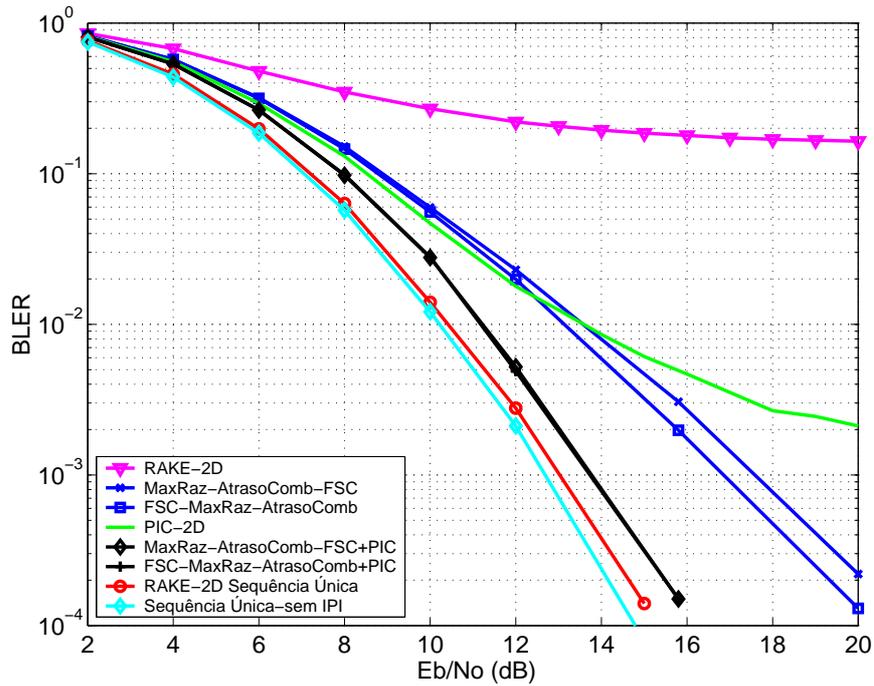


Figura 6.69: Performance (BLER) para 8-PSK para FE=8, 2 antenas com codificação e canais alinhados

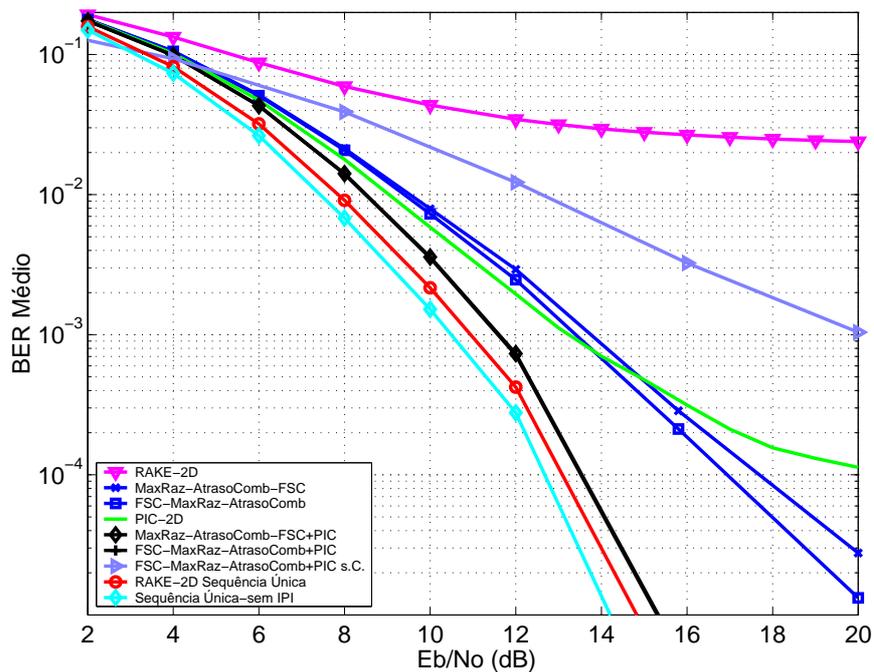


Figura 6.70: Performance (BER) para 8-PSK para FE=4, 2 antenas com codificação e canais alinhados

ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 5.5 dB. Para um BER de 10⁻⁴, em relação ao cenário de modulação 8-PSK, 1 antena e codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de 5 dB. Para um BER de 10⁻⁵, o FSC

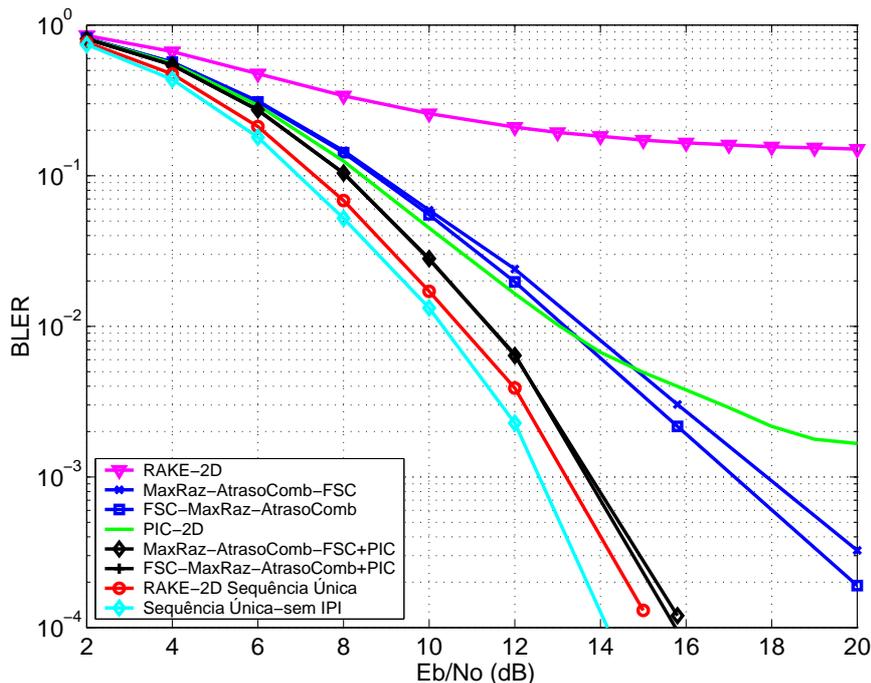


Figura 6.71: Performance (BLER) para 8-PSK para $FE=4$, 2 antenas com codificação e canais alinhados

tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 4.5 dB . A performance do PIC-2D satura para BER superior a 10^{-4} . Para um BER de 10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 8 dB . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 5.

Para $FE=16$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.67 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 3 dB .

Para $FE=8$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.68 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 15.5 \text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 5.5 dB . Para um BER de 10^{-4} , em relação ao cenário de modulação 8-PSK, 1 antena e codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de 5 dB . Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 4.5 dB . A performance do PIC-2D satura para BER superior a 10^{-4} . Para um BER de 2×10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de aproximadamente 7.5 dB .

Para $FE=8$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.69 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 0.5 dB relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 3 dB .

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

Para $FE=4$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.70 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 15.5\text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de 5.5 dB . Para um BER de 10^{-4} , em relação ao cenário de modulação 8-PSK, 1 antena e codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de 6 dB . Para um BER de 2×10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 4.5 dB . A performance do PIC-2D satura para BER superior a 10^{-4} . Para um BER de 10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de aproximadamente 8.5 dB . Pode-se verificar não haver uma penalização muito grande devido à IPI. Os pontos da curvas com codificação correspondem a pontos nas curvas sem codificação em que não se faz sentir ainda essa penalização.

Para $FE=4$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.71 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D não atinge o BLER alvo de 10^{-3} . Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 3.5 dB .

Dos comentários acima pode-se concluir que o FSC-PIC é o detector que mais vantagens oferece para ser utilizado neste cenário.

As Figuras 6.72, 6.74 e 6.76 apresentam as curvas de performance BER para modulação 8-PSK, 4 antenas, canais alinhados, codificação e para os utilizadores com $FE=16$, 8 e 4 respectivamente. As Figuras 6.73, 6.75 e 6.77 apresentam as respectivas curvas de performance BLER.

Para $FE=16$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.72 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização diminuta em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 11\text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 4 dB . Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação 8-PSK, 2 antenas e codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de aproximadamente 4.5 dB . Para o BER de 10^{-5} , o PIC-2D tem uma penalização diminuta em relação ao FSC+PIC. Para um BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 2.5 dB . Para um BER de 10^{-4} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 10 dB . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 7.2.

Para $FE=16$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.73 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização diminuta em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização diminuta em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 2 dB .

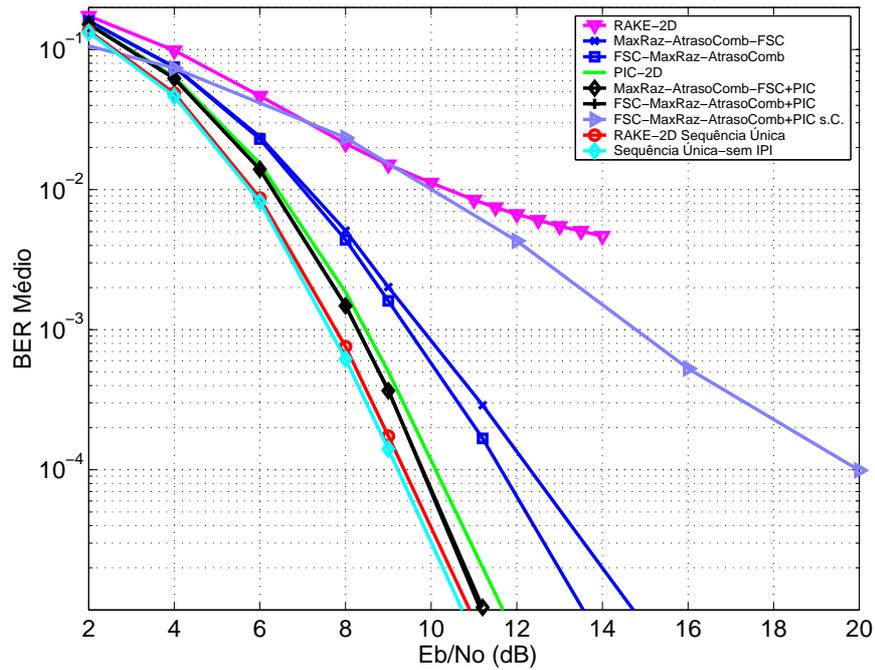


Figura 6.72: Performance (BER) para 8-PSK para FE=16, 4 antenas com codificação e canais alinhados

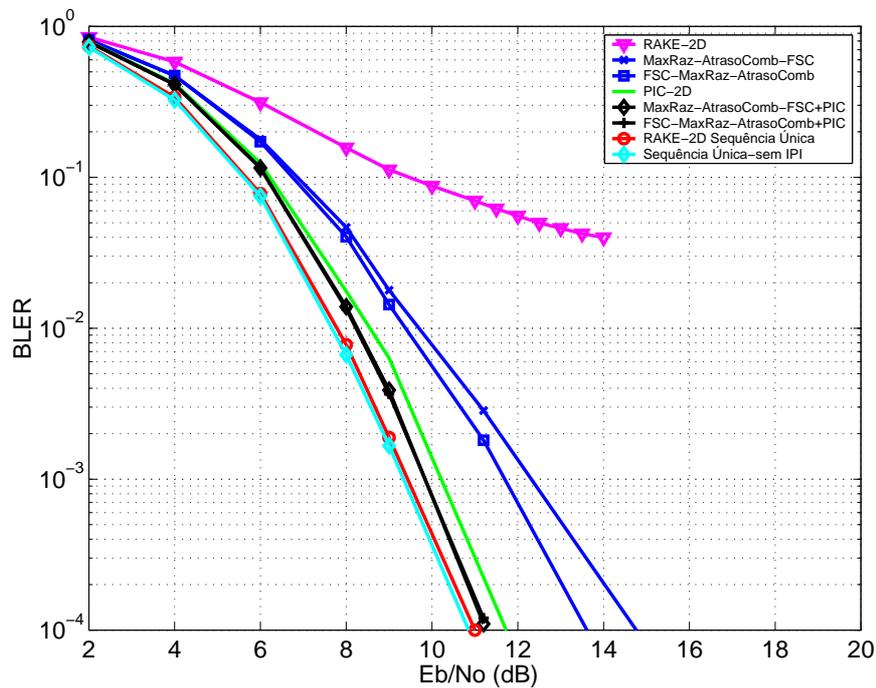


Figura 6.73: Performance (BLER) para 8-PSK para FE=16, 4 antenas com codificação e canais alinhados

Para FE=8 e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.74, para FE=8, mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 11$ dB. Para um BER de 10^{-5} ,

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

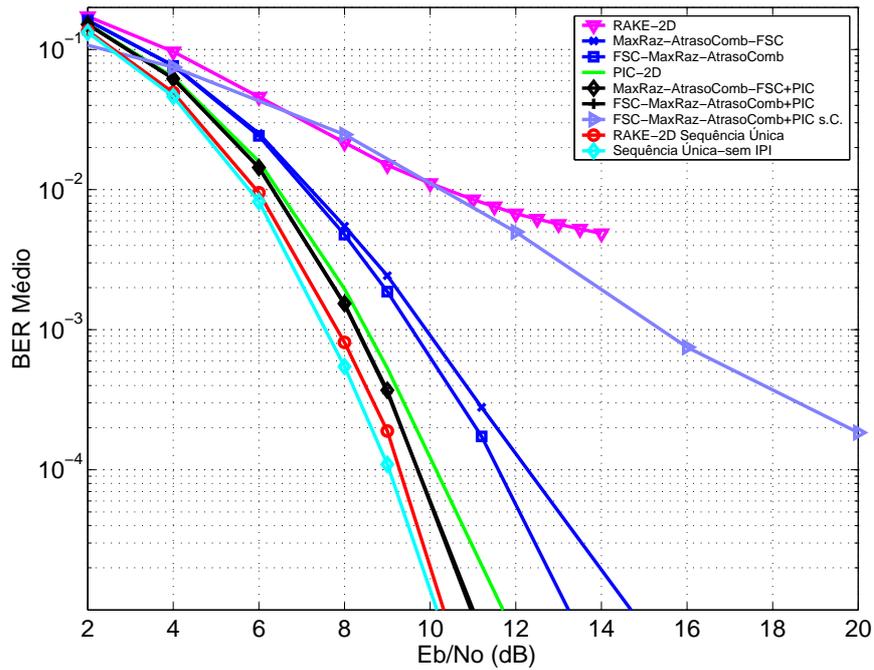


Figura 6.74: Performance (BER) para 8-PSK para FE=8, 4 antenas com codificação e canais alinhados

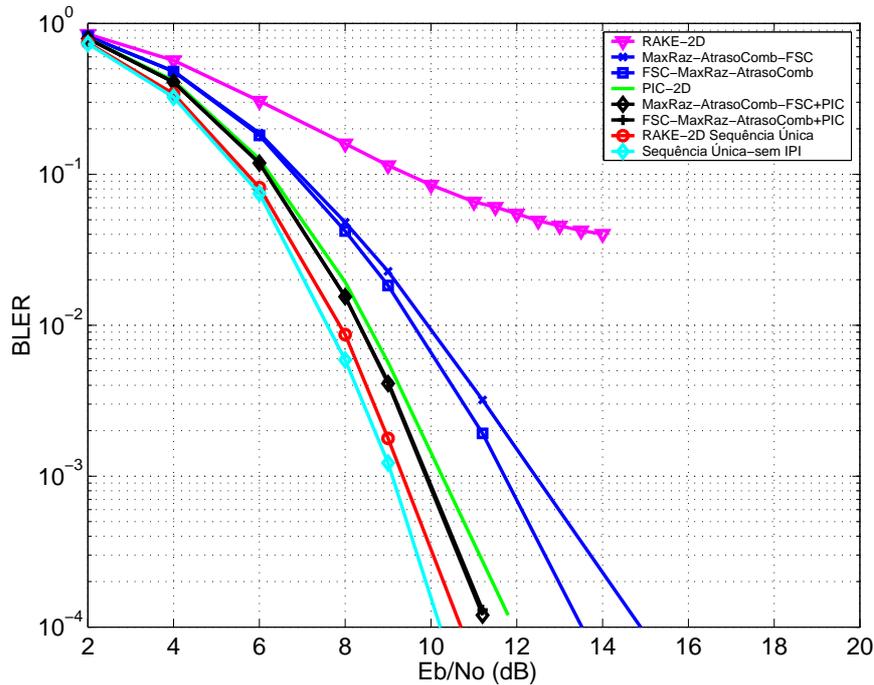


Figura 6.75: Performance (BLER) para 8-PSK para FE=8, 4 antenas com codificação e canais alinhados

em relação ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 4 dB. Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação 8-PSK, 2 antenas e codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de aproximadamente 4.5 dB.

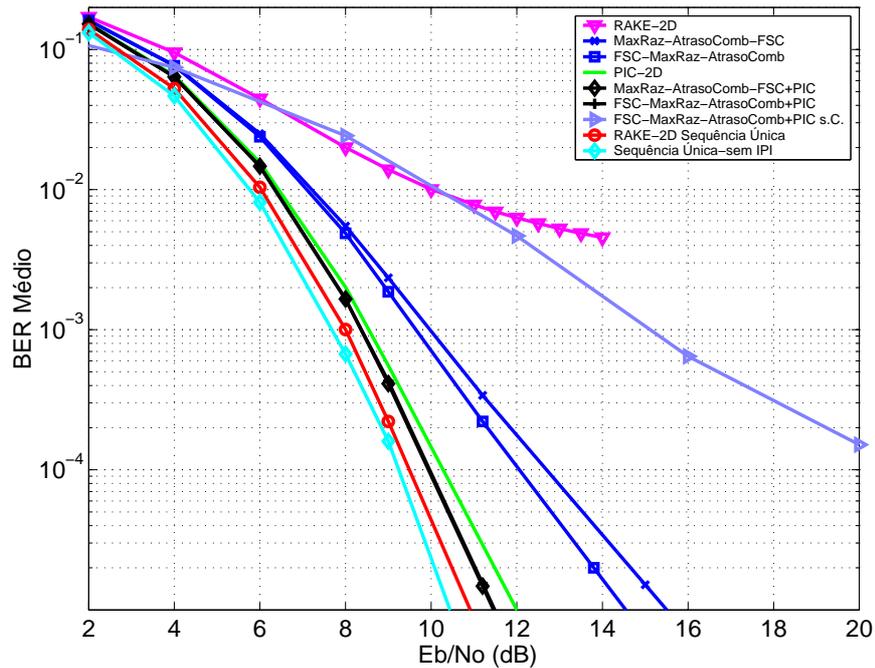


Figura 6.76: Performance (BER) para 8-PSK para FE=4, 4 antenas com codificação e canais alinhados

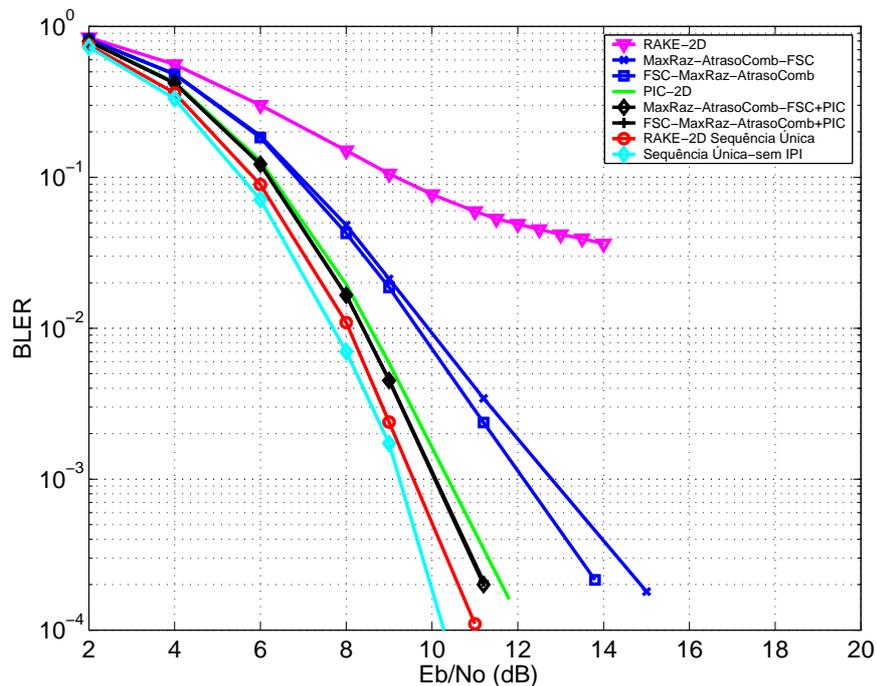


Figura 6.77: Performance (BLER) para 8-PSK para FE=4, 4 antenas com codificação e canais alinhados

Para BER de 10^{-5} , a performance do FSC tem uma penalização de 2 dB em relação FSC+PIC. Para BER de 10^{-5} , a performance do PIC-2D tem uma penalização menor do que 1 dB em relação FSC+PIC. Para um BER de 2×10^{-4} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de aproximadamente 10.5 dB.

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

Para $FE=8$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.75 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização diminuta em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 2 dB .

Para $FE=4$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.76 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 0.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 11.5\text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 4.5 dB . Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação 8-PSK, 2 antenas e codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de aproximadamente 4 dB . Para BER de 10^{-5} , a performance do FSC tem uma penalização de 2.5 dB em relação FSC+PIC. Para BER de 10^{-5} , a performance do PIC-2D tem uma penalização mínima em relação FSC+PIC. Para um BER de 2×10^{-4} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 10 dB . Pode-se verificar não haver uma penalização muito grande devido à IPI. Os pontos da curvas com codificação correspondem a pontos nas curvas sem codificação em que não se faz sentir ainda essa penalização.

Para $FE=4$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.77 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização mínima em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização mínima em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 2 dB .

Dos comentários acima pode-se concluir que o PIC-2D é o detector que mais vantagens oferece para ser utilizado neste cenário.

6.3.5 Modulação 16-QAM com Codificação e Canais Alinhados

As Figuras 6.78, 6.80 e 6.82 apresentam as curvas de performance BER para modulação 16-QAM, 2 antenas, canais alinhados, codificação e para os utilizadores com $FE=16$, 8 e 4 respectivamente. As Figuras 6.79, 6.81 e 6.83 apresentam as respectivas curvas de performance BLER.

Para $FE=16$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.78 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 3.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 20\text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 10 dB . Para um BER de 10^{-4} , em relação ao cenário de modulação 16-QAM, 1 antena e

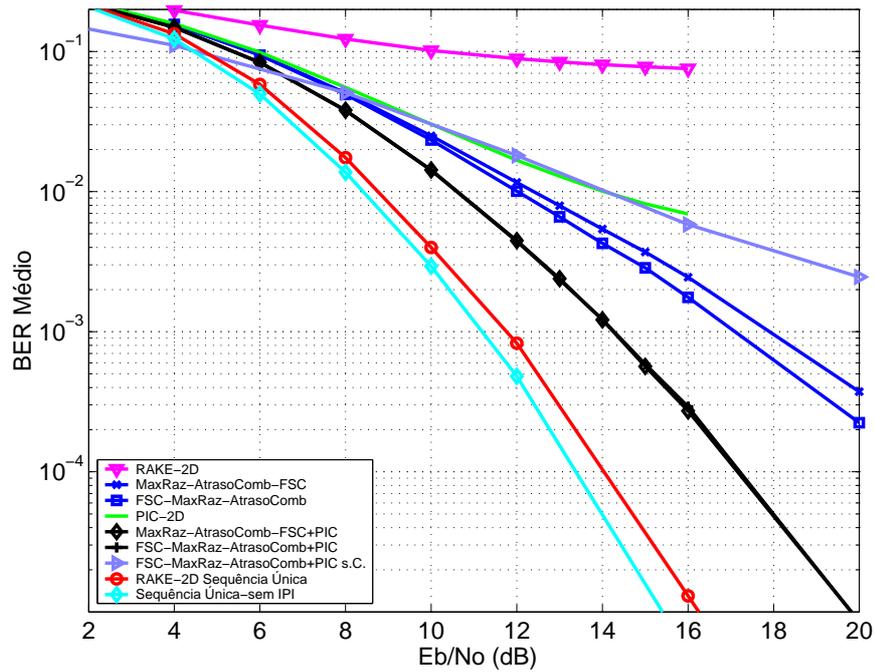


Figura 6.78: Performance (BER) para 16-QAM para FE=16, 2 antenas com codificação e canais alinhados

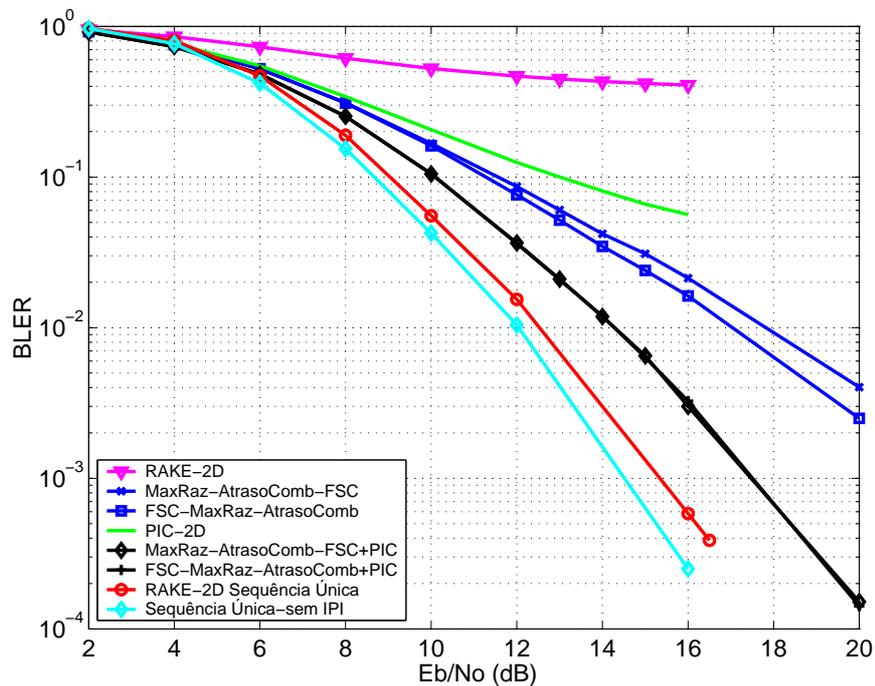


Figura 6.79: Performance (BLER) para 16-QAM para FE=16, 2 antenas com codificação e canais alinhados

codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de aproximadamente 7 dB . A performance do PIC-2D satura acima do BER de 6×10^{-3} . Para um BER de 3×10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é superior a 6.5 dB . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 3.8.

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

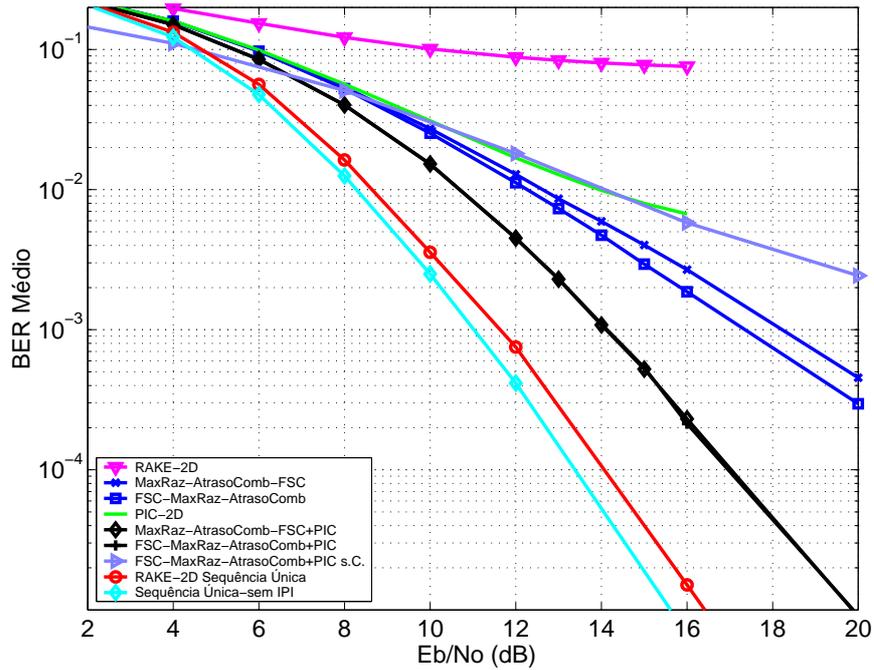


Figura 6.80: Performance (BER) para 16-QAM para FE=8, 2 antenas com codificação e canais alinhados

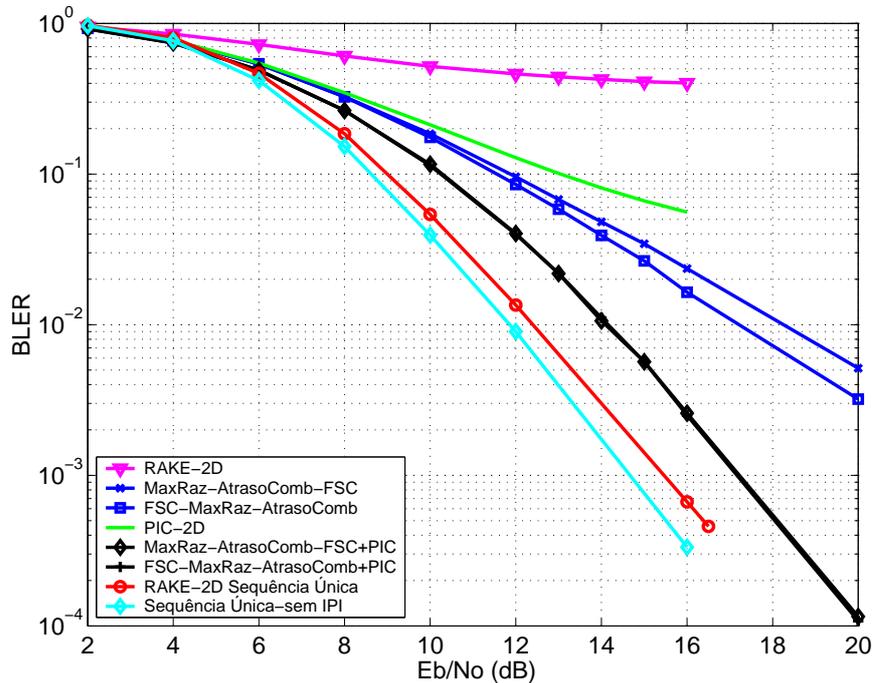


Figura 6.81: Performance (BLER) para 16-QAM para FE=8, 2 antenas com codificação e canais alinhados

Para FE=16 e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.79 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 2 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D não atinge o BLER alvo de 10^{-3} .

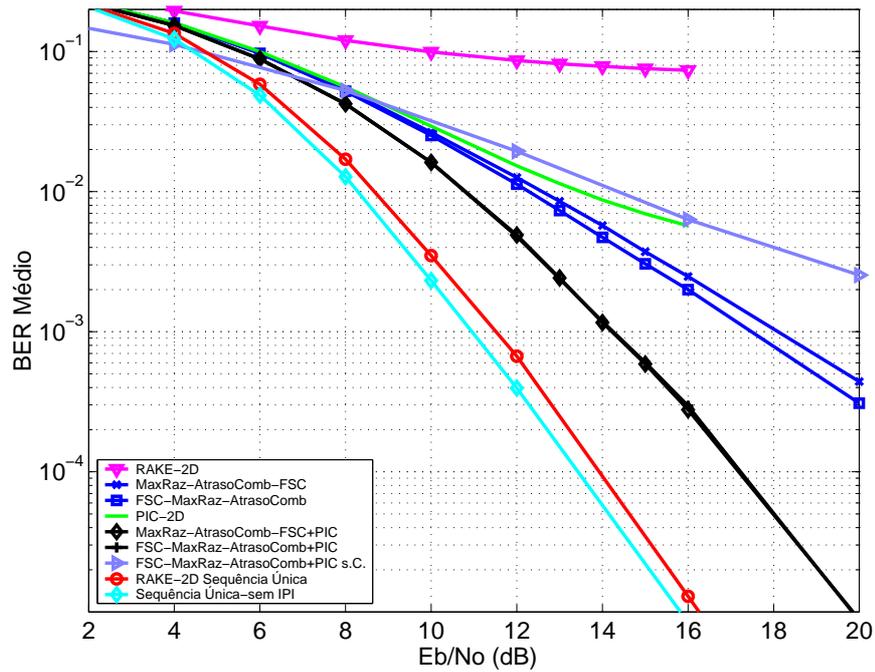


Figura 6.82: Performance (BER) para 16-QAM para FE=4, 2 antenas com codificação e canais alinhados

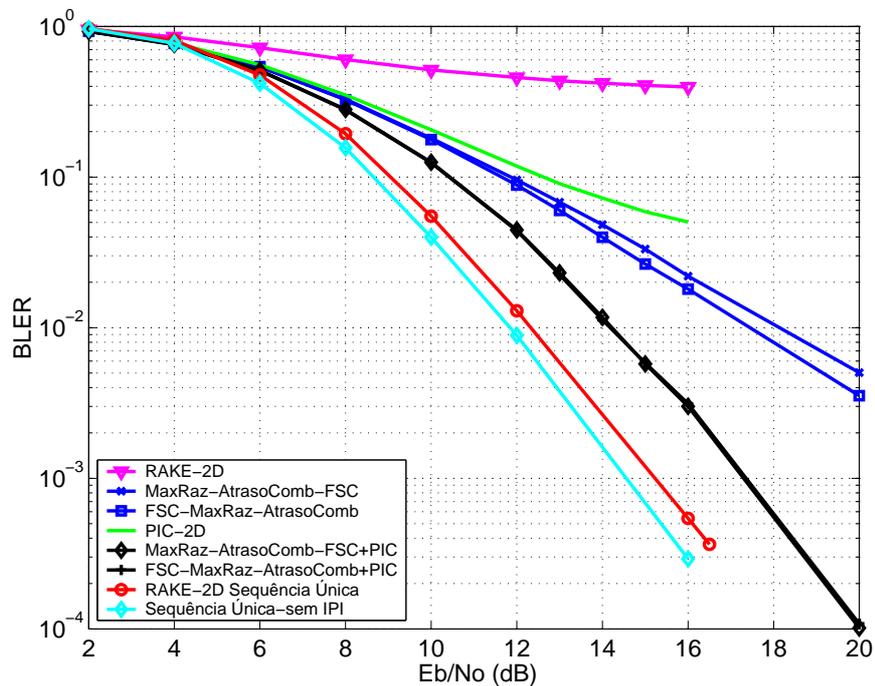


Figura 6.83: Performance (BLER) para 16-QAM para FE=4, 2 antenas com codificação e canais alinhados

Para FE=8 e para um BER de 10⁻⁵, as curvas da Figura 6.80 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 4 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 20$ dB. Para um BER de

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

10^{-5} , em relação ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 10 dB . Para um BER de 10^{-4} , em relação ao cenário de modulação 16-QAM, 1 antena e codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de aproximadamente 7 dB . A performance do PIC-2D satura acima do BER de 6×10^{-3} . Para um BER de 3×10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de aproximadamente 6 dB .

Para $FE=8$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.81 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 2 dB relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D não atinge o BLER alvo de 10^{-3} .

Para $FE=4$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.82 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 4 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para aproximadamente $E_b/N_0 = 20\text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 10 dB . Para um BER de 2×10^{-4} , em relação ao cenário de modulação 16-QAM, 1 antena e codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de 7 dB . A performance do PIC-2D satura acima do BER de 4×10^{-3} . Para um BER de 3×10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de aproximadamente 6 dB . Pode-se verificar não haver uma penalização muito grande devido à IPI. Os pontos da curvas com codificação correspondem a pontos nas curvas sem codificação em que não se faz sentir ainda essa penalização.

Para $FE=4$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.83 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 2 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única.

Dos comentários acima pode-se concluir que o FSC-PIC é o detector que mais vantagens oferece para ser utilizado neste cenário.

As Figuras 6.84, 6.86 e 6.88 apresentam as curvas de performance BER para modulação 16-QAM, 4 antenas, canais alinhados, codificação e para os utilizadores com $FE=16$, 8 e 4 respectivamente. As Figuras 6.85, 6.87 e 6.89 apresentam as respectivas curvas de performance BLER.

Para $FE=16$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.84 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 2.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 13.5\text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 6.5 dB . Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação 16-QAM, 2 antenas e codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de aproximadamente 6.5 dB . Para o BER de 10^{-5} , o FSC tem uma penalização em relação ao

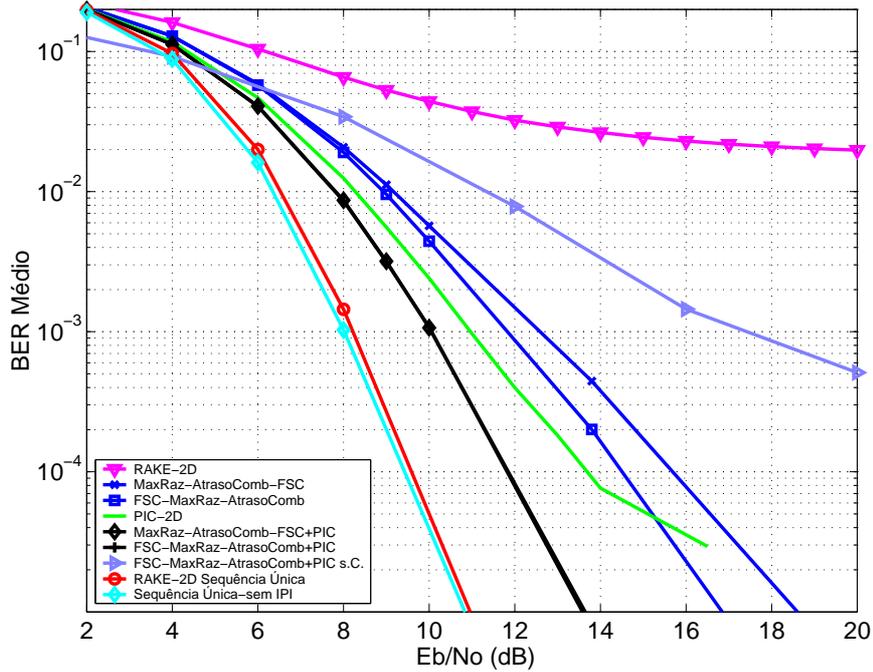


Figura 6.84: Performance (BER) para 16-QAM para FE=16, 4 antenas com codificação e canais alinhados

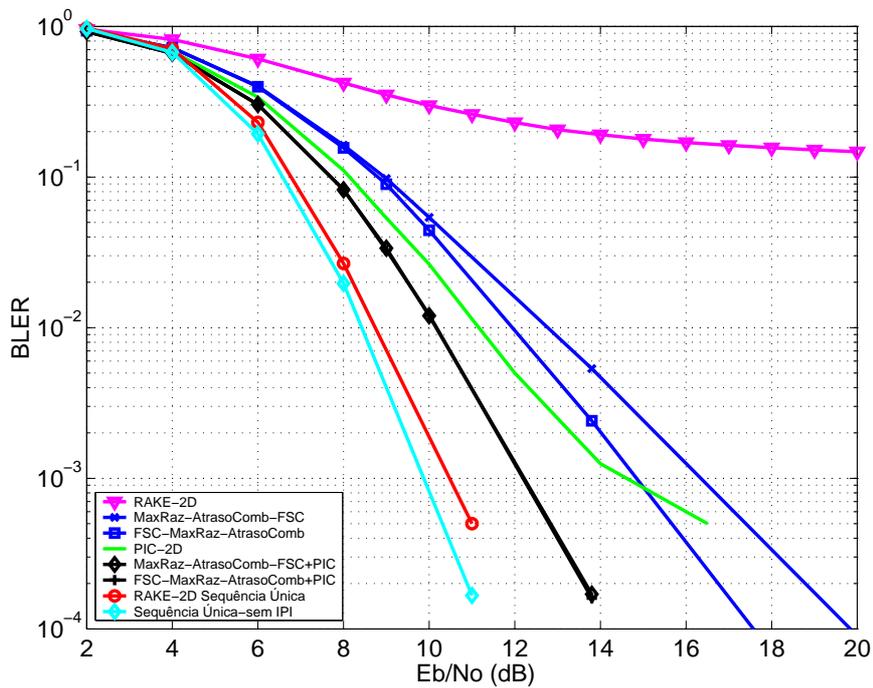


Figura 6.85: Performance (BLER) para 16-QAM para FE=16, 4 antenas com codificação e canais alinhados

FSC+PIC de aproximadamente 3 dB . Para um BER de 10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de 7.5 dB . Para o FSC+PIC, a Ordem de Diversidade é superior a 5.6.

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

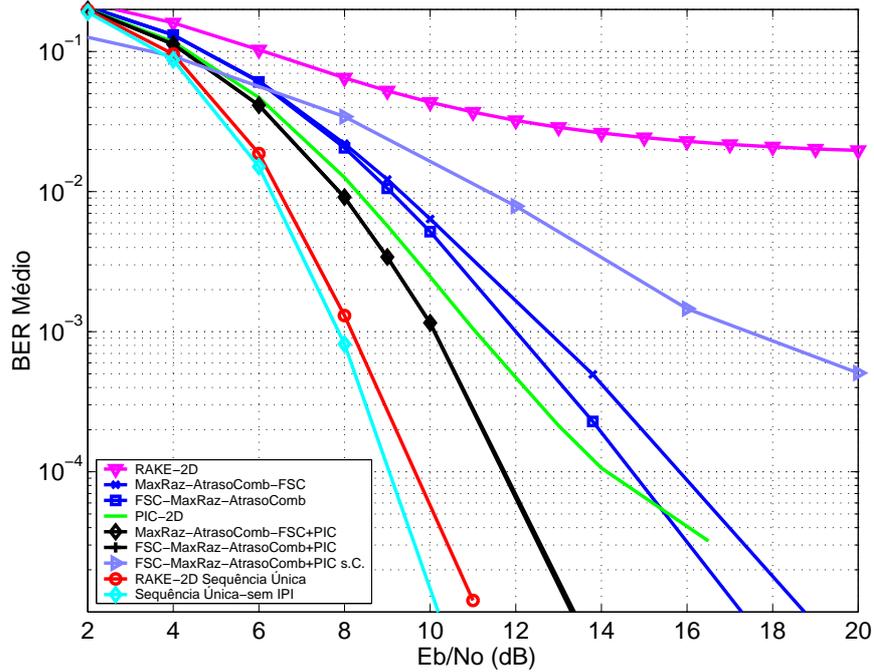


Figura 6.86: Performance (BER) para 16-QAM para FE=8, 4 antenas com codificação e canais alinhados

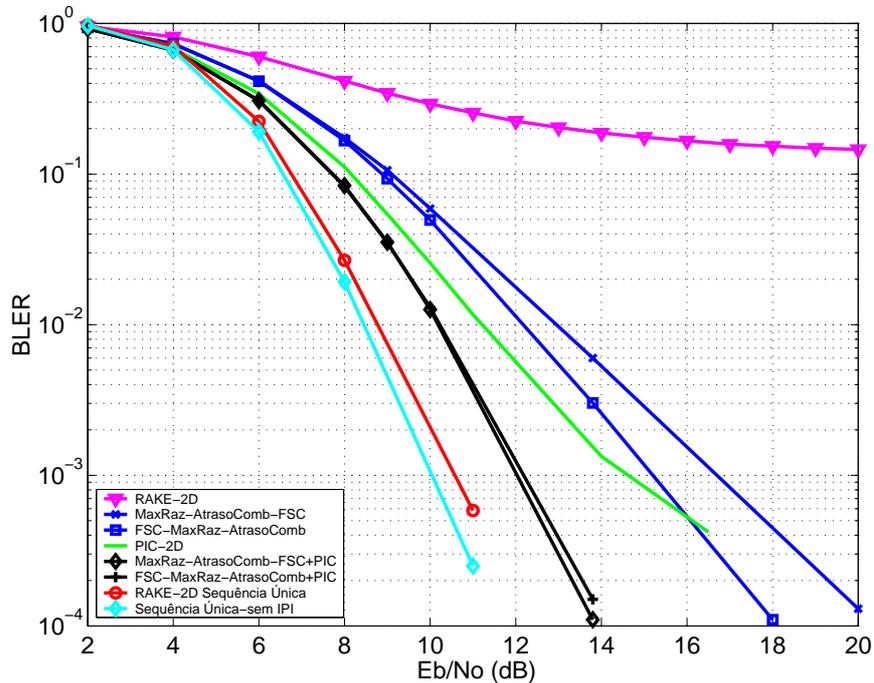


Figura 6.87: Performance (BLER) para 16-QAM para FE=8, 4 antenas com codificação e canais alinhados

Para FE=16 e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.85 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 2 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma

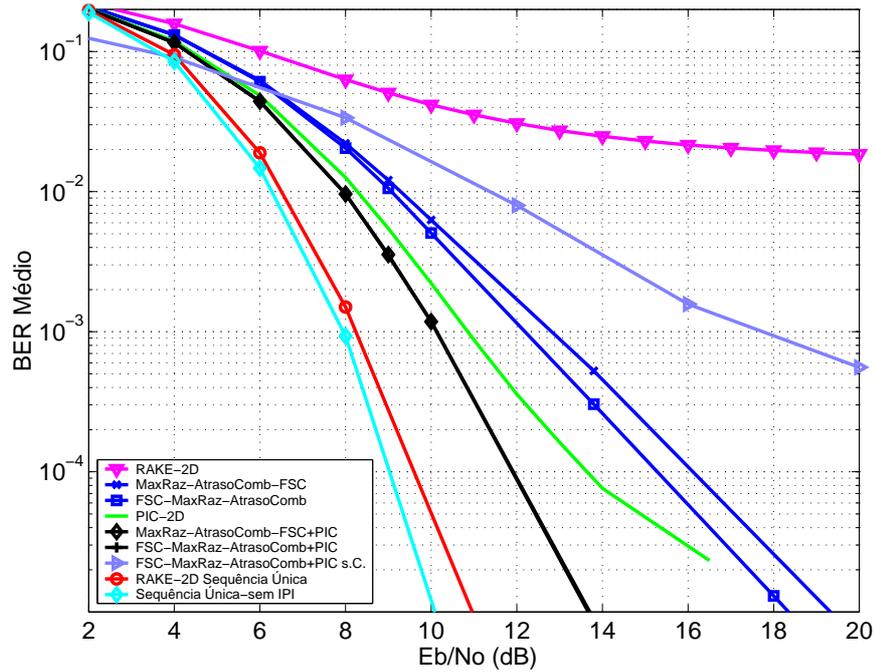


Figura 6.88: Performance (BER) para 16-QAM para FE=4, 4 antenas com codificação e canais alinhados

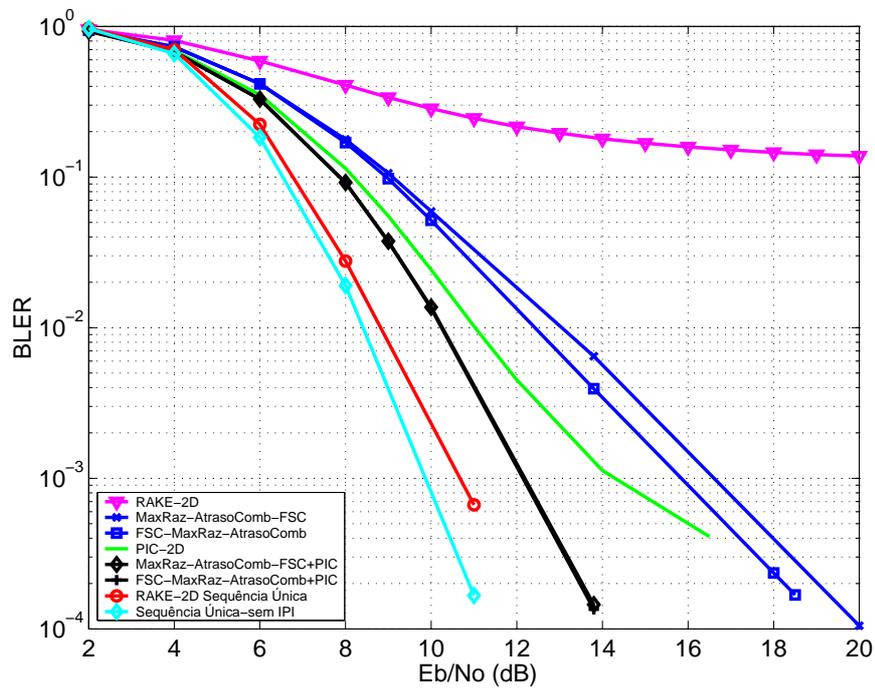


Figura 6.89: Performance (BLER) para 16-QAM para FE=4, 4 antenas com codificação e canais alinhados

penalização de aproximadamente 2.5 dB em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de aproximadamente 3 dB.

6.3. Configurações de Diversidade Espacial com codificação

Para $FE=8$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.86 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 2 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 13\text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 6 dB . Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação 16-QAM, 2 antenas e codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de aproximadamente 7 dB . Para um BER de 10^{-5} , a performance do FSC tem uma penalização de 4 dB em relação FSC+PIC. Para um BER de 10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de aproximadamente 7.5 dB .

Para $FE=8$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.87 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização de aproximadamente 2.5 dB em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 3 dB .

Para $FE=4$ e para um BER de 10^{-5} , as curvas da Figura 6.88 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 2.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. Esse BER é atingido para $E_b/N_0 = 13.5\text{ dB}$. Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação QPSK o FSC+PIC tem uma penalização de aproximadamente 6.5 dB . Para um BER de 10^{-5} , em relação ao cenário de modulação 16-QAM, 2 antenas e codificação o FSC+PIC tem uma melhoria de aproximadamente 6.5 dB . Para BER de 10^{-5} , a performance do FSC tem uma penalização de 4.5 dB em relação FSC+PIC. Para um BER de 10^{-3} , o ganho de codificação do FSC+PIC é de aproximadamente 8 dB . Pode-se verificar não haver uma penalização muito grande devido à IPI. Os pontos da curvas com codificação correspondem a pontos nas curvas sem codificação em que não se faz sentir ainda essa penalização.

Para $FE=4$ e para um BLER de 10^{-3} , as curvas da Figura 6.89 mostram que o FSC+PIC tem uma penalização de 1.5 dB em relação ao limiar do RAKE-2D Sequência Única. O PIC-2D atinge o BLER alvo de 10^{-3} com uma penalização de 2 dB em relação ao FSC+PIC. Para um BLER de 10^{-3} , o FSC tem uma penalização em relação ao FSC+PIC de 4 dB .

Dos comentários acima pode-se concluir que o FSC-PIC é o detector que mais vantagens oferece para ser utilizado neste cenário.

6.3.6 Análise Parcial dos Resultados

As Figuras 6.90, 6.91 e 6.92 apresentam os diagramas com as performances relativas, para os respectivos BER entre as várias modulações e na mesma modulação variando o número de antenas, para os utilizadores de FE=16, 8 e 4 respectivamente para o FSC+PIC.

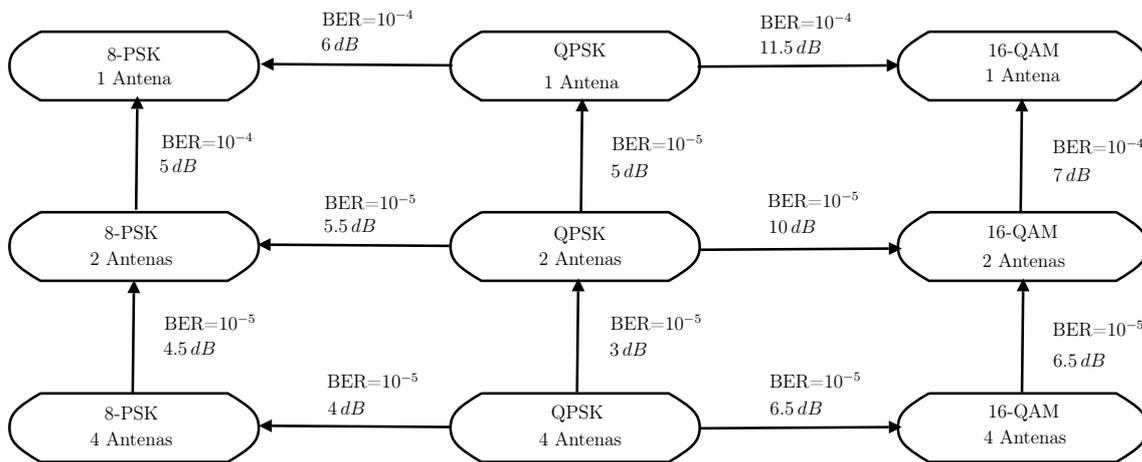


Figura 6.90: Diagrama de relação entre performances para FE=16 e com codificação, entre as várias modulações e dentro da mesma modulação variando o número de antenas

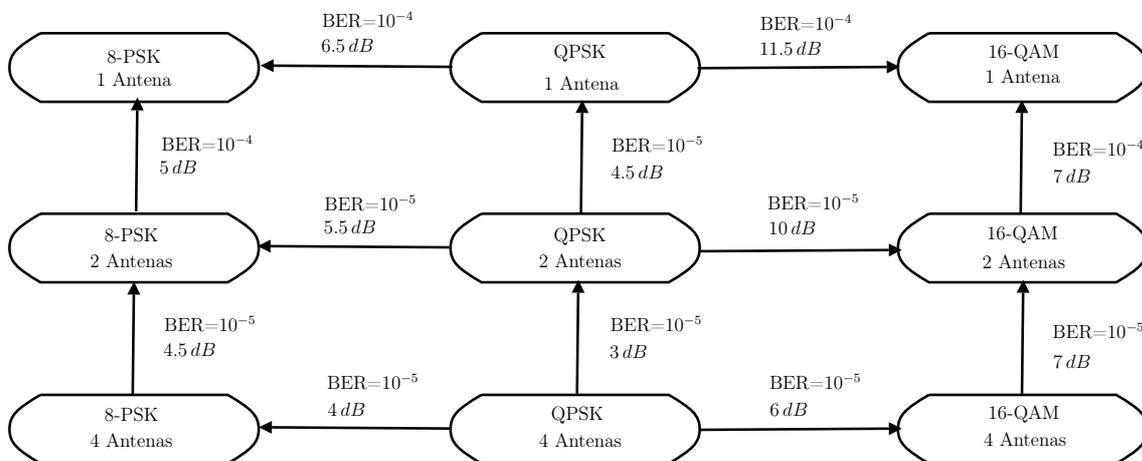


Figura 6.91: Diagrama de relação entre performances para FE=8 e com codificação, entre as várias modulações e dentro da mesma modulação variando o número de antenas

Pode-se concluir que a diferença de performance, para o FSC+PIC, entre a modulação 8-PSK e 16-QAM vai diminuindo com o número de antenas.

Verifica-se que o incremento no aumento de performance com o número de antenas diminui.

6.4. Conclusões

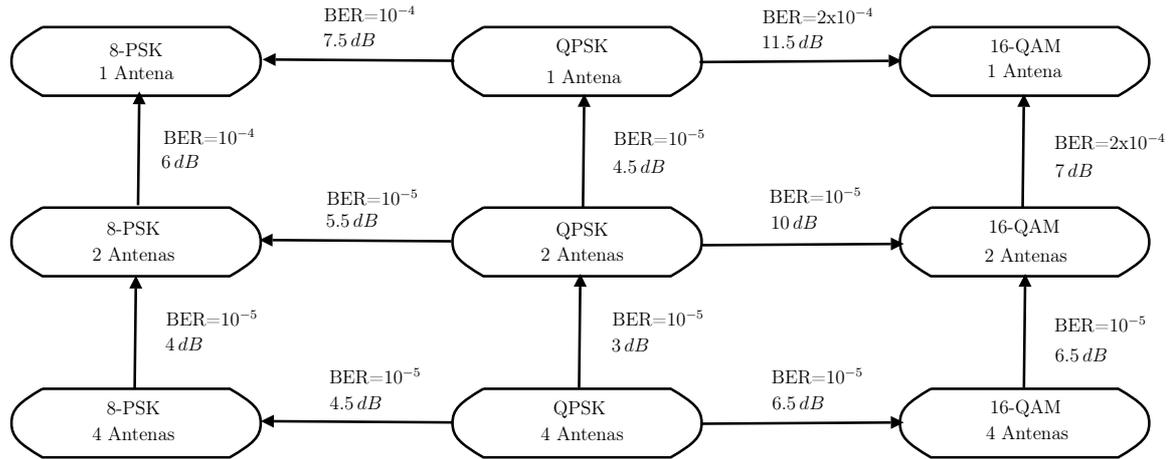


Figura 6.92: Diagrama de relação entre performances para $FE=4$ e com codificação, entre as várias modulações e dentro da mesma modulação variando o número de antenas

6.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as várias configurações com antena múltipla envolvendo o cancelador FSC. Constatou-se que somente 2 das configurações apresentavam performance diferente. Verificou-se que o que diferia nas configurações diferentes era a ordem entre a detecção multiutilizador e a combinação espacial.

Pelo facto das modulações 8-PSK e 16-QAM terem as constelações mais compactas são mais sensíveis a interferência. Para essas modulações e para $FE=4$, atendendo que o FSC não é limitado por IPI e o FSC+PIC é, a performance do FSC+PIC não melhora tanto com o E_b/N_0 aproximando-se assim da do FSC.

Na generalidade, verifica-se que o incremento no aumento de performance com o número de antenas diminui.

Com codificação, verifica-se que para o cenário de canais desalinhados não há uma degradação muito acentuada de performance, para modulação QPSK e para o FSC+PIC não acontecendo o mesmo com o PIC-2D. Recomenda-se por isso que para sistemas com avanço de tempo imperfeito a utilização de detecção multiutilizador melhor que o PIC-2D para duas antenas.

Com codificação, exceptuando para 16-QAM verifica-se que a performance do FSC+PIC está próxima do RAKE+2D Utilizador Único.

Para o FSC+PIC, a diferença de performance entre a modulação 8-PSK e 16-QAM vai diminuindo com o número de antenas.

Constatou-se que quanto maior a ordem de modulação, é mais necessário uma melhor detecção multiutilizador. Em 16-QAM é recomendado o FSC+PIC para todos os números de antenas. Para 8-PSK é recomendado o FSC+PIC para uma e 2 antenas. Para QPSK para 2 e 4 antenas é recomendado o PIC-2D. No entanto para QPSK, para canais desalinhados, 2 antenas é recomendado o FSC+PIC devido à degradação de performance do PIC-2D.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalho Futuro

Pretende-se com este capítulo dar ao leitor uma perspectiva alargada do trabalho realizado, contribuições e propostas de continuação futura do mesmo. Assim, começa-se por fazer uma descrição sumária do trabalho efectuado que percorre os tópicos de cada secção dos Capítulos 4, 5 e 6. Seguidamente, são apresentadas as contribuições mais importantes desta tese. As principais conclusões deste trabalho são compiladas na Secção 7.3. Por fim, são apresentadas as propostas de direcções futuras de trabalho.

7.1 Descrição Sumária do Trabalho Efectuado

No **Capítulo 4** foi apresentado a caracterização de sinais cicloestacionários e as aplicações que exploram essas propriedades. Seguidamente foi determinada a relação entre duas bandas de um sinal SS e as respectivas bandas das *signatures waveforms*. Tomando partido dessa relação é provado que é possível a separação de dois sinais SS na ausência de ruído. No caso de ter-se ruído ou o número de bandas redundantes de sinal SS serem menores que o número de sinais envolvidos não se conseguia fazer um cancelamento completo. Para conseguir-se aplicar este conceito no cancelamento de sinais para qualquer número de bandas e no caso de existência de ruído é usado um critério da minimização da potência da interferência mais ruído à saída da operação de cancelamento. Assim é apresentado o princípio do cancelador FSC baseado nesse critério. O cancelador é definido para um conjunto de sinais SS de FE máximo, e para um conjunto de sinais SS de FE diferentes. É demonstrada a linearidade do cancelador e apresentada a relação de Energia do Sinal com o Ruído. Atendendo que o cancelador foi definido no domínio contínuo é explicada a transposição para o domínio discreto em que foi implementado. Por fim é apresentado um diagrama de fluxo da implementação do processamento de um *burst* de um utilizador para o FE máximo.

No **Capítulo 5** foram apresentados os detectores com cancelador FSC de antena única. Foram testadas três configurações de detectores com o FSC que diferiam na troca a ordem da combinação multipercurso e detecção multiutilizador. Esses detectores eram também avaliados concatenados com um PIC. Foram apresentados resultados do RAKE e do PIC. Como detectores de referência foram usados o RAKE com utilizador único e um detector análogo ao RAKE mas que não é afectado por IPI também para utilizador único. Foram feitas simulações¹ sem incluir codificação para modulação QPSK (UMTS-TDD), modulação 8-PSK e modulação 16-QAM. Para modulação QPSK foram avaliados cenários de canais de transmissão entre utilizadores não alinhados (para modelar a imprecisão no processo de avanço no tempo do UMTS-TDD) e com estimativas imperfeitas de canal em relação aos parâmetros de amplitude, fase e atraso. No caso de se incluir codificação (Turbo) avaliou-se² os detectores anteriormente citados com modulações QPSK, 8-PSK e 16-QAM. No caso de QPSK foi também simulado o cenário de canais não alinhados. Em todos os casos foram comentados as performances relativas entre as modulações e entre o caso de canais alinhados e não alinhados. No caso de se incluir codificação apresentou-se o ganho de performance da codificação em relação ao caso de sem codificação. Também foram apresentados as ordens de diversidade dos detectores que incluem o FSC concatenados com o PIC. Apontou-se, entre o PIC e o detectores que incluem o FSC concatenados com o PIC, aquele que seria o mais adequado a uma implementação.

No **Capítulo 6** foram apresentados os detectores com cancelador FSC de antena múltipla. Foram testadas três configurações envolvendo o FSC com *beamforming* que diferiam na troca da ordem da combinação multipercurso, detecção multiutilizador e combinação espacial. Os detectores avaliados são os correspondentes aos de antena única mas com combinação espacial (agora RAKE-2D em vez de RAKE). Foi comentado a evolução da performance com o número de antenas e a performance no caso de canais não alinhados para modulação QPSK (UMTS-TDD) e sem codificação. Foram testadas três configurações envolvendo o FSC com diversidade espacial que diferiam, como no caso do *beamforming*, na troca da ordem da combinação multipercurso, detecção multiutilizador e combinação espacial. Como a diversidade espacial oferecia mais vantagens em termos de performance em relação ao *beamforming* foi mais extensivamente simulada. Assim, para o caso de não haver codificação, foram simuladas as modulações QPSK (UMTS-TDD), 8-PSK e 16-QAM para 2 e 4 antenas. Para a modulação QPSK foi simulado com canais de transmissão não alinhados entre utilizadores para 2 e 4 antenas. No caso de se incluir codificação (Turbo) avaliou-se os

¹A métrica de performance utilizada foi o BER.

²As métricas de performance utilizadas foram o BER e o BLER.

detectores com modulações QPSK, 8-PSK e 16-QAM para 2 e 4 antenas. No caso de QPSK foi também simulado o cenário de canais não alinhados para 2 e 4 antenas. Em todos os casos foram comentados as performances relativas entre as modulações e entre o caso de canais alinhados e não alinhados. Também foram comentados a evolução de performance com o incremento do número de antenas. No caso de se incluir codificação apresentou-se o ganho de performance da codificação em relação ao caso de sem codificação. Também foram apresentados as ordens de diversidade dos detectores que incluem o FSC concatenados com o PIC. Apontou-se, entre o PIC e o detectores que incluem o FSC concatenados com o PIC, aquele que seria o mais adequado a uma implementação.

7.2 Contributos da Tese

É sabido que a próxima geração móvel (B3G) terá de coexistir com as anteriores gerações, segunda e terceira geração. A estrutura da rede, hierárquica numa primeira fase, e plana numa segunda será partilhada pelas várias gerações. A única estrutura da EB não partilhada pelas várias gerações serão os *transceivers* de rádio frequência. Um dos blocos constituintes na próxima geração, tanto na EB como EM, implementado a nível de ASIC, será a FFT. Essa operação será então acelerada. Então o cancelador proposto nesta tese será adequado na implementação de detecção multiutilizador em sistemas de terceira geração nesses sistemas de gerações múltiplas, pois funciona no domínio discreto da frequência através de uma FFT. É particularmente adequado a implementar em casos que o número de utilizadores simultâneos é pequeno pois assim a dimensão da matriz a inverter é pequena resultando numa complexidade moderada. Tal enquadra-se no caso de sistemas UMTS-TDD de terceira geração. No caso da utilização em casos de maior número de utilizadores simultâneos recomenda-se uma implementação em ASIC com estruturas sistólicas.

Nesta tese foi proposto um novo cancelador linear que opera no domínio da frequência. Embora se baseie numa estrutura comum a outras implementações (FRESH), o novo cancelador é implementado no domínio da frequência. Essa estrutura é habitualmente implementada de uma forma adaptativa ao nível do símbolo. Neste caso, a implementação foi efectuada ao nível do *chip* e de uma forma óptima. Além desta abordagem nova, são contribuições desta tese, toda a forma de implementação, tal como o tipo de matrizes a inverter e a prova que a solução (dessa inversão) ser única. Como contribuições encontra-se também a aplicação do cancelador a sinais SS com múltiplas taxas de símbolos.

O estudo deste cancelador em várias configurações com ordens diferentes entre a detecção multiutilizador, a combinação multipercorso e combinação espacial, pode servir de referência para o estudo de outros detectores. Apesar deste estudo se basear num estudo preliminar feito para o Descorrelador [17], e para o MMSE [18] só aqui são feitas conclusões acerca da equivalência entre configurações em termos de performance. Em princípio estas conclusões são válidas para outros detectores lineares como o Descorrelador ou o MMSE. A prova está fora do âmbito desta tese.

Os principais resultados deste trabalho foram publicados [32, 33]. Não se encontra na literatura a avaliação deste cancelador para sistemas de terceira geração sem ou com codificação. Uma das contribuições desta tese e dos artigos publicados é pôr os filtros FRESH no mapa da detecção multiutilizador. Tanto como nos é dado conhecer, ao contrário de outros detectores como o MMSE ou o PIC o FSC não se encontra estudado como detector multiutilizador em sistemas reais (UMTS-TDD).

Considera-se também como contribuição a avaliação do cancelador para ordens superiores de modulação como o 8-PSK e 16-QAM. Todas as modulações foram testadas com Codificação Turbo para melhor determinar o detector que melhor se adapta à implementação em termos da relação performance/complexidade.

7.3 Conclusões

No **Capítulo 4** foi apresentado um cancelador de Translação na Frequência (FSC). Na definição deste cancelador foi provado, e publicado em [32], que as matrizes a inverter são Hermitianas definidas positivas. A sua inversão é feita através da decomposição de Cholesky e a sua solução é única. Verificou-se que o ruído à saída do cancelador, no caso do ruído à entrada ser branco, era colorido com a densidade espectral directamente proporcional à potência espectral média do sinal de interesse. As singularidades podem ser evitadas detectando os zeros do espectro das *signatures waveforms* com um canal de um único caminho multipercorso constante. Esses zeros podem ser preprogramados no sistema. No entanto é necessário detectar os zeros introduzidos pelo canal numa forma dinâmica.

A implementação do FSC pode ser feita tanto na EB como EM pois a detecção é realizada utilizador a utilizador.

No **Capítulo 5** foram apresentadas 3 configurações com antena única envolvendo o cancelador FSC. Constatou-se que para as configurações de antena única a performance era idêntica para todas. Tal deve-se ao facto que podemos obter umas configurações a partir das outras através da modificação da ordem de blocos lineares. Em todas as

7.3. Conclusões

simulações, sem codificação (QPSK canais com perfis alinhados e desalinhados, 8-PSK e 16-QAM) com estimativas perfeitas foram conseguidas performances próximas do utilizador único excepto em canais com perfis desalinhados. Nas estimativas imperfeitas de canal, sem codificação, com modulação QPSK para um BER alvo de 10^{-2} e para FSC concatenado com o PIC (FSC+PIC), verificou-se que se podia ter estimativas imperfeitas de amplitude com 5% e 10% de desvio padrão, estimativas imperfeitas de fase com 10° de desvio padrão e estimativas imperfeitas de atraso com 0.05 de período de *chip* de desvio padrão. Constatou-se que para modulações como 8-PSK e 16-QAM, sem codificação e FE=4 o FSC ultrapassava a performance do FSC+PIC pois ao contrário deste não é limitado pela IPI. Em todos os casos, com codificação, e em todas as modulações verificou-se a necessidade de utilização do FSC+PIC em relação ao PIC já que este não atingia a performance alvo (10^{-3} para o BLER). O RAKE não é de todo utilizável pois a sua performance satura num BER (ou BLER) elevados. Para QPSK, o FSC apresentava performances susceptíveis de ser utilizável (Penalização de 3 dB em relação ao FSC+PIC para um BER de 10^{-5}).

No **Capítulo 6**, foram apresentadas 3 configurações com *beamforming* e 3 configurações com diversidade espacial envolvendo o cancelador FSC. Constatou-se que somente 2 das configurações apresentavam performance diferente em ambos os casos. Verificou-se que o que diferia nas configurações diferentes era a ordem entre a detecção multiutilizador e a combinação espacial. O aumento de performance com o número de antenas do *beamforming* é diminuto para as configurações envolvendo o FSC+PIC³. De referir que o FSC+PIC têm, independente do número de antenas, performance proxima ao do RAKE-2D Utilizador Único. A melhoria de performance do FSC com o número de antenas é pequeno. O cancelamento conjunto do FSC e do *beamforming* será pouco maior que o do FSC sozinho. Mas para o RAKE-2D é obtido ganhos significativos com o número de antenas e por isso o mesmo acontece com o PIC-2D. Enquanto a performance do FSC+PIC está limitada inferiormente pelo a do RAKE-2D Utilizador Único⁴ o RAKE-2D pode aproveitar a selectividade do diagrama de radiação das antenas para cancelar a MAI (Pois é muito limitado pela MAI). A performance do PIC-2D aproxima-se muito do RAKE-2D Utilizador Único, com o número de antenas. Para diversidade espacial, sem codificação, as performances de referência do RAKE-2D Utilizador Único são bastante melhores que para *beamforming*. A melhoria de performance em relação ao *beamforming* é de aproximadamente 3.5 dB para 2 antenas e 5 dB para 4 antenas para um BER de 10^{-2} e para o FSC+PIC. Na generalidade consegue-se performance do FSC+PIC próximo (menor que 1 dB) do RAKE-2D Utilizador Único.

³Não considerando o ganho que se obtém na combinação espacial pelo facto da amplitude dos sinais somarem em amplitude e o ruído somar em potência.

⁴Cuja performance não depende do cancelamento da MAI.

Para diversidade espacial, sem codificação, constata-se que para as modulações mais elevadas e $FE=4$, o FSC+PIC é limitado por IPI pelo facto das constelações serem mais compactas. Verifica-se, na generalidade, que o aumento de performance com o número de antenas diminui. Com codificação, constata-se que para o caso de canais desalinhados não há uma degradação muito acentuada de performance, para modulação QPSK e para o FSC+PIC. Verifica-se uma performance do FSC+PIC próximo do RAKE+2D Utilizador Único, exceptuando para 16-QAM. A diferença de performance, para o FSC+PIC, entre a modulação 8-PSK e 16-QAM vai diminuindo com o número de antenas. Em 16-QAM é recomendado, no caso de implementação, o FSC+PIC para todos os números de antenas. Para 8-PSK é recomendado o FSC+PIC para uma e 2 antenas. Para QPSK para 2 e 4 antenas é recomendado o PIC-2D. No entanto para QPSK, para canais desalinhados, 2 antenas é recomendado o FSC+PIC devido à degradação de performance do PIC-2D.

Assim, para um número de antenas fixo, com o aumento da ordem de modulação, era necessário melhor detecção multiutilizador e assim a utilização das configurações envolvendo o FSC concatenado com o PIC. Com uma modulação fixa, o aumento do número de antenas implica a não necessidade de tão boa detecção multiutilizador, bastando o PIC como detector. No conjunto destas 2 tendências, é de referir que para o caso de ter-se 16-QAM e 4 antenas a detecção multiutilizador adequada é a que envolve as configurações com o FSC concatenado com o PIC.

7.4 Direcções Futuras de Trabalho

Considerando o trabalho efectuado sugerem-se as seguintes actividades inovadoras:

- Um tema que de momento está a ser investigado é o uso de antenas distribuídas. O método de acesso preferencial para esses sistemas é o DS-CDMA [180]. Poderá-se avaliar estes sistemas utilizando o FSC.
- De forma a aumentar a capacidade no sentido descendente do UMTS-FDD e cdma2000 foram propostas famílias de códigos [46,47] que alteravam e extendiam a família de sequências de *Walsh*. Pretende-se estudar a capacidade do sistema UMTS-TDD no sentido descendente utilizando uma família idêntica usando um cancelador como o FSC.
- Implementação do cancelador proposto num ASIC através de uma estrutura sistólica.

Apêndice A

Calculo do Gradiente e Hessiana

A função a ser minimizada em (4.34) é

$$F\left(\{\varepsilon_i\}_{i \in \{-I, \dots, I\}}\right) = L_s \sum_{u=2}^U \left| \sum_{i=-I}^I \left(\varepsilon_i \frac{G_{iB}^{(u)}}{G_{iB}^{(1)}} \right) \right|^2 + \sum_{i=-I}^I \left(|\varepsilon_i|^2 \frac{\eta_{in_{iB}}}{|G_{iB}^{(1)}|^2} \right) \quad (\text{A.1})$$

Assuma-se a seguinte constante complexa e constante real positiva

$$Z_i^u = \frac{G_{iB}^{(u)}}{G_{iB}^{(1)}} \quad (\text{A.2})$$

$$X_i = \frac{\eta_{in_{iB}}}{|G_{iB}^{(1)}|^2} \quad (\text{A.3})$$

Dada uma função complexa P então $|P|^2 = P\bar{P}$ (Podem ser identificadas tais funções em (A.1)) então por inspeção de (A.1) F é uma função real de variáveis complexas $\{\varepsilon_i\}$ e $\{\bar{\varepsilon}_i\}$. Neste tipo de funções os pontos estacionários podem ser calculados com o gradiente em relação $\{\varepsilon_i\}$ ou $\{\bar{\varepsilon}_i\}$ [181]. O gradiente em relação a $\{\bar{\varepsilon}_i\}$ é preferível porque o gradiente resultante é dependente das variáveis ε_i .

É dada a seguinte equação $\frac{K(\{z_i, \bar{z}_i\}_i)}{\partial \bar{z}_k} = \frac{1}{2} \left[\frac{\partial K}{\partial x_k} + j \frac{\partial K}{\partial y_k} \right]$ em que $z_k = x_k + jy_k$ [181] e K é uma função real de variáveis complexas.

Cada elemento do vector gradiente é

$$\frac{\partial F(\{\varepsilon_i\}_{i \in \{-I, \dots, I\}})}{\partial \bar{\varepsilon}_k} = L_s \sum_{u=2}^U \left(\overline{Z}_k^u \sum_{i=-I}^I (Z_i^u \varepsilon_i) \right) + \varepsilon_k X_k \quad (\text{A.4})$$

em que o vector gradiente é $\nabla F(\{\varepsilon_i\}_{i \in \{-I, \dots, I\}}) = \left[\frac{\partial F(\{\varepsilon_i\}_{i \in \{-I, \dots, I\}})}{\partial \bar{\varepsilon}_k} \right]_{k \in \{-I, \dots, I\}}$.

A matriz Hessiana é dada por

$$\mathbf{He} = \left[\frac{\partial F(\{\varepsilon_i\}_{i \in \{-I, \dots, I\}})}{\partial \varepsilon_c \partial \bar{\varepsilon}_k} \right]_{k \in \{-I, \dots, I\}, c \in \{-I, \dots, I\}} \quad (\text{A.5})$$

Os coeficientes da matriz Hessiana são

$$\frac{\partial F(\{\varepsilon_i\}_{i \in \{-I, \dots, I\}})}{\partial \varepsilon_c \partial \bar{\varepsilon}_k} = L_s \sum_{u=2}^U Z_c^u \overline{Z}_k^u + X_k \quad c = k \quad (\text{A.6})$$

e

$$\frac{\partial F(\{\varepsilon_i\}_{i \in \{-I, \dots, I\}})}{\partial \varepsilon_c \partial \bar{\varepsilon}_k} = L_s \sum_{u=2}^U Z_c^u \overline{Z}_k^u \quad c \neq k \quad (\text{A.7})$$

A prova que a Hessiana é definida positiva é conseguida pela definição de matriz definida positiva. Então dado o vector, $\mathbf{x} = [x_{-I}, \dots, x_0, \dots, x_I]^T$ a seguinte desigualdade é sempre verdadeira para $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{2I+1}/\mathbf{0}$

$$[\mathbf{x}^{\mathbf{H}} [\mathbf{He}] \mathbf{x}] = L_s \sum_{u=2}^U \left| \sum_{k=-I}^I x_k Z_k^u \right|^2 + \sum_{k=-I}^I X_k |x_k|^2 > 0 \quad (\text{A.8})$$

em que o sobrescrito \mathbf{H} significa transposta-conjugada. Então a matriz \mathbf{He} é Hermitiana definida positiva e pode ser invertida pela decomposição de Cholesky. A matriz Hessiana é Hermitiana definida positiva em todo domínio de $\{\varepsilon_i\}$ e por isso a função F é estritamente convexa [182]. Pelo mesmo processo pode-se provar que matriz Hessiana da função F com restrição $\sum_{i=-I}^I \varepsilon_i(f) = 1$ (só se provou para F) é estritamente convexa e por isso o mínimo em (4.36) é global.

Apêndice B

Operação Equivalente no Domínio da Frequência à Amostragem no Domínio do Tempo

Uma operação de decimação com factor de D amostras num *burst* de M amostras, com M e D múltiplo de 2 é

$$s'(n) = s(nD) \quad n = 0, 1, 2, \dots, \frac{M}{D} - 1 \quad (\text{B.1})$$

corresponde no domínio da frequência à operação

$$S'(n) = \frac{1}{D} \sum_{i=0}^{D-1} S\left(i\frac{M}{D} + n\right) \quad (\text{B.2})$$

Nesta última operação no domínio da frequência verifica-se que o conjunto de amostras do sinal resultante é uma média de D conjuntos de M/D amostras consecutivas.

Apêndice C

Resposta Impulsional do Canal de Transmissão no Domínio do Tempo e da Frequência

De seguida é deduzida a resposta impulsional do canal tanto no domínio do tempo como frequência para um cenário geral de antenas múltiplas.

A resposta impulsional do canal, tomando em conta as energias dos utilizadores, em cada *burst* e correspondente realização do canal é dada por

$$h_c^{(u,a)}(n) = \sum_{l'=1}^L \alpha_{u,l',a} \gamma(\theta_{u,l'}; a) \delta_{kr}(n - \tau_{u,l',a}) \quad (\text{C.1})$$

em que $\alpha_{u,l',a}$ é a amplitude complexa do caminho multipercurso, $\tau_{u,l',a}$ é o atraso do caminho multipercurso em amostras, δ_{kr} é o impulso de Kroneker e $\gamma(\theta_{u,l'}; a)$ é no caso de *beamforming* a amplitude complexa de modulo unitário e fase dependente do ângulo de chegada do caminho multipercurso $\theta_{u,l'}$ e da geometria e elemento do agregado. A variável u é o índice do utilizador, l' é o índice do caminho multipercurso e a é o índice da antena. No caso de *beamforming* descarta-se a dependência da antena a em $\alpha_{u,l',a}$ e $\tau_{u,l',a}$ porque esses parâmetros são iguais em todas as antenas para o mesmo utilizador e caminho multipercurso. Nas configurações com *beamforming*, o agregado de antenas é uma agregado circular¹ com espaçamento $d_A = 0.45\lambda$ entre elementos (correspondente a 0.5λ de arco entre elementos). Em tal caso [177]

$$\gamma(\theta_{u,l'}; a) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_c \cos(\theta_{u,l'} - \frac{2\pi(a-1)}{A})} \quad (\text{C.2})$$

¹As vantagens do agregado circular podem-se encontrar em [183].

em que A é o número de elementos do agregado, $a \in \{1, \dots, A\}$ é o índice da antena, R_c é o raio da antena e λ é o comprimento de onda. $\theta_{u,l'}$ é dada pela soma do ângulo que a EM faz em relação a uma linha de referência a sair da estação EB base, $\varpi_{u,0}$, e o ângulo gerado pela função densidade do ângulo de chegada de um caminho multipercorso (3.12). R_c é dado por

$$R_c = \frac{d_A}{2 \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{A}\right)} \quad (\text{C.3})$$

em que d_a é a distância entre elementos consecutivos do agregado circular.

Nas configurações com diversidade espacial, as antenas estão suficientemente espaçadas tal que os canais de transmissão em cada elemento são descorrelacionados uns dos outros. Nessa situação $\gamma(\theta_{u,l'}; a) = 1$ e a resposta em frequência do canal é

$$H_c^{(u,a)}(n) = \sum_{l'=1}^L \alpha_{u,l',a} e^{-j2\pi\tau_{u,l',a}n/N} \gamma(\theta_{u,l'}; a) = \sum_{l'=1}^L \alpha_{u,l',a} \psi(\tau_{u,l',a}; n) \gamma(\theta_{u,l'}; a) \quad (\text{C.4})$$

em que N é o número de pontos da FFT.

Apêndice D

Filtro FIR Correspondente à Resposta Impulsional desde o Transmissor até à Entrada do FSC

De seguida vai-se calcular como obter os parâmetros relacionados com o canal de transmissão que se deve fornecer ao FSC neste caso para uma configuração com diversidade espacial. Atendendo a (4.38) o FSC precisa como parâmetros a versão discreta da resposta linear do sistema desde dos transmissores até à sua entrada, ou seja, a concatenação da resposta impulsional do canal (com as energias dos utilizadores incluída) com o filtro raiz do cosseno elevado e os blocos MaxRaz, AtrasoComb. Por exemplo para a configuração da Fig. 6.12 tem-se

$$h^{(b,u)}(n) = \sum_{a=1}^A \sum_{f=1}^F \sum_{l'=1}^L \alpha_{u,l',a} \bar{\alpha}_{b,f,a} \delta_{kr} (n - \tau_{u,l',a} + \tau_{b,f,a}) * Irrrc(n) \quad (D.1)$$

em que b pode tomar os valores $b \in \{1, \dots, U\}$ representando cada *burst* de entrada no FSC correspondendo a cada utilizador a ser recuperado. Cada *burst* tem componentes de sinal de todos os utilizadores. Cada utilizador em cada *burst* é representado por $u \in \{1, \dots, U\}$. A letra L representa o número de caminhos multipercurso do canal de transmissão (para cada utilizador e antena) e F representa o número de dedos (*fingers*) dos blocos MaxRaz e AtrasoComb (para cada antena e *burst*). No esquemático 6.12 $F = L$. A função $Irrrc(n)$ é a resposta impulsional da raiz do cosseno elevado. A transformada discreta de Fourier de $h^{(b,u)}(n)$ pode ser calculada de uma forma linear.

Para a configuração da Figura 6.12 a variância do ruído no domínio da frequência é dado por

$$\eta_{in}^{(b)} = \sum_{a=1}^A |H_c^{(b,a)}(n)|^2 |RRC(n)|^2 \eta^{(a)}(n) \quad (D.2)$$

em que $\eta^{(a)}(n)$ é a variância do ruído no domínio da frequência em cada antena, $RRC(n)$ é resposta em frequência do filtro raiz do cosseno elevado e $H_c^{(b,a)}(n)$ é definido em (C.4). Par os outros casos as expressões correspondentes a (D.1) e (D.2) podem facilmente ser encontradas (tanto para antena única, *beamforming* como diversidade espacial).

Referências

- [1] R. Kohno, R. Meidan, and L. B. Milstein, “Spread Spectrum Access Methods for Wireless Communications,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, pp. 58–67, January 1995. (Citado na página 1)
- [2] S. Verdú, “Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels,” *IEEE Transactions of Information Theory*, vol. 32, pp. 85–96, January 1986. (Citado nas páginas 1 e 30)
- [3] Z. Xie, R. T. Short, and C. K. Rushforth, “A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multiuser Communications,” *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 8, pp. 683–690, May 1990. (Citado na página 2)
- [4] A. Klein and P. W. Baier, “Linear Unbiased Data Estimation in Mobile Radio Systems Applying CDMA,” *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 11, pp. 1058–1066, September 1993. (Citado na página 2)
- [5] A. Duel-Hallen, “A Family of Multiuser Decision-Feedback Detectors for Asynchronous Code-Division Multiple-Access Channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, pp. 421–434, February/March/April 1995. (Citado na página 2)
- [6] D. Guo, *Linear Parallel Interference Cancellation in CDMA*. M.Eng. Thesis, National University of Singapore, Dec. 1998. (Citado nas páginas 2 e 32)
- [7] D. Divsalar, M. K. Simon, and D. Raphaeli, “Improved Parallel Interference Cancellation for CDMA,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 258–268, February 1998. (Citado nas páginas 2 e 31)
- [8] W. A. Gardner, *Cyclostationarity in Communications and Signal Processing*. IEEE PRESS, 1994. (Citado nas páginas 2 e 68)
- [9] W. A. Gardner, “Cyclic Wiener Filtering: Theory and Method,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41, pp. 151–163, January 1993. (Citado nas páginas 2 e 65)
- [10] J. Zhang, K. M. Wong, Z. Q. Luo, and P. C. Ching, “Blind Adaptive FRESH Filtering for Signal Extraction,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 47, pp. 1397–1402, May 1999. (Citado na página 2)

- [11] J. Whitehead and F. Takawira, “Blind Adaptive Multiuser Detection for Periodically Time Varying Interference Suppression,” in *IEEE Wireless Communication and Networking Conference*, (New Orleans, LA, USA), 13-17 March 2005. (Citado na página 2)
- [12] J. H. Cho, Y. K. Jeong, and J. S. Lehnert, “Linear Suppression of Wideband Data-Like Interference in DS/SS Communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, pp. 973–983, May 2005. (Citado na página 2)
- [13] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, “Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 20, pp. 58–66, April 2002. (Citado na página 2)
- [14] A. Klein, “Data Detection Algorithms Specially Designed for the Downlink of CDMA Mobile Radio Systems,” in *IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, (Phoenix, Arizona, USA), 4-7 May 1997. (Citado na página 3)
- [15] J. H. Winters, “Smart Antennas for Wireless Systems,” *IEEE Personal Communications*, vol. 5, pp. 23–27, February 1998. (Citado na página 3)
- [16] L. C. Godara, “Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations,” *Proceedings of IEEE*, vol. 85, pp. 1031–1060, July 1997. (Citado na página 3)
- [17] H. C. Huang, *Combined Multipath Processing, Array Processing, and Multiuser Detection for DS-CDMA Channels*. PhD Thesis, Faculty of Princeton, Princeton, USA, 1996. (Citado nas páginas 3 e 190)
- [18] M. Latva-Aho, *Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems*. PhD Thesis, University of Oulu, Oulu, Finland, 1998. (Citado nas páginas 3 e 190)
- [19] K. Raith and J. Uddenfeldt, “Capacity of Digital Cellular TDMA Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, pp. 323–332, May 1991. (Citado na página 4)
- [20] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, and C. E. W. III, “On the Capacity of Cellular CDMA System,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, pp. 303–312, May 1991. (Citado na página 4)
- [21] S. Chia, T. Gill, L. Ibbetson, D. Lister, A. Pollard, R. Irmer, D. Almodovar, N. Holmes, and S. Pike, “3G Evolution,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 9, pp. 52–63, August 2008. (Citado na página 4)
- [22] “3GPP TR 25.876,” *Technical Specification Group Radio Access Network: Multiple-Input Multi-Output in UTRA*, October 2005. (Citado na página 5)
- [23] W. W. Lu, *Broadband Wireless Mobile 3G and Beyond*. John Wiley & Sons, 2002. (Citado na página 5)
- [24] J. Jiang, M. Buehrer, and W. H. Tranter, “Antenna Diversity in Multiuser Data Networks,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, pp. 490–497, March 2004. (Citado na página 6)

- [25] S. Parkvall, E. Englund, M. Lundevall, and J. Torsner, “Evolving 3G Mobile Systems: Broadband and Broadcast Services in WCDMA,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 44, pp. 68–74, February 2006. (Citado na página 6)
- [26] “EDGE, HSPA and LTE The Mobile Broadband Advantage,” tech. rep., Rysavy Research and 3G Americas, September 2007. (Citado nas páginas 7 e 41)
- [27] D. C. Cox and H. Lee, “Physical Relationships,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 9, pp. 89–94, August 2008. (Citado na página 7)
- [28] R. Price, “Further Notes and Anecdotes on Spread-Spectrum Origins,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 31, pp. 85–97, January 1983. (Citado nas páginas 8, 9, e 10)
- [29] R. A. Scholtz, “The Origins of Spread-Spectrum Communications,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, pp. 822–854, May 1982. (Citado nas páginas 9 e 10)
- [30] R. A. Scholtz, “Notes on Spread-Spectrum History,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 31, pp. 82–84, January 1983. (Citado na página 10)
- [31] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice Hall, 1999. (Citado nas páginas 11, 47, 57, 58, e 64)
- [32] L. Gonçalves and A. Gameiro, “Multi-Sensor Frequency Domain Multiple Access Interference Canceller for DS-CDMA Systems,” *European Transactions on Telecommunications, John Wiley & Sons, Ltd*, vol. 18, pp. 263–273, Abril 2007. (Citado nas páginas 12, 88, e 190)
- [33] L. Gonçalves and A. Gameiro, “Erratum: Multi-Sensor Frequency Domain Multiple Access Interference Canceller for DS-CDMA Systems,” *European Transactions on Telecommunications, John Wiley & Sons, Ltd*, vol. 19, p. 495, June 2008. (Citado nas páginas 12 e 190)
- [34] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, “Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, pp. 855–884, May 1982. (Citado na página 15)
- [35] C. E. Cook and H. S. Marsh, “An Introduction to Spread Spectrum,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 21, pp. 8–16, March 1983. (Citado na página 15)
- [36] A. J. Viterbi, “Spread Spectrum Communications: Myths and Realities,” *IEEE Communications Magazine, 50th Anniversary Commemorative Issue*, vol. 40, pp. 34–41, May 2002. (Citado na página 15)
- [37] A. J. Viterbi, “When Not to Spread Spectrum - a Sequel,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 23, pp. 12–17, April 1985. (Citado na página 15)
- [38] G. L. Turin, “Introduction to Spread-Spectrum AntiMultipath Techniques and their Application to Urban Digital Radio,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, pp. 328–353, March 1980. (Citado na página 15)

- [39] S. Haykin, *Communication Systems*. John Wiley & Sons, fourth ed., 2001. (Citado nas páginas 15 e 36)
- [40] F. Nadal, S. Sezginer, and H. Sari, “Peak-to-Average Power Ratio Reduction in CDMA Systems Using Metric-Based Symbol Predistortion,” *IEEE Communications Letters*, vol. 10, pp. 577–579, August 2006. (Citado na página 17)
- [41] K. S. Zigangirov, *Theory of Code Division Multiple Access Communication*. John Wiley & Sons, IEEE Press, 2004. (Citado na página 17)
- [42] S. N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A. Stamoulis, and A. R. Calderbank, “Great Expectations: The Value of Spatial Diversity in Wireless Networks,” *Proceedings of IEEE*, vol. 92, pp. 219–270, February 2004. (Citado nas páginas 17, 27, 53, e 54)
- [43] D. V. Sarwate and M. B. Pursley, “Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, pp. 593–619, May 1980. (Citado na página 18)
- [44] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications Handbook*. McGraw-Hill, 1994. (Citado na página 18)
- [45] M. C. Reed, C. B. Schlegel, P. D. Alexander, and J. A. Asenstorfer, “Iterative Multiuser Detection for CDMA with FEC: Near-Single-User Performance,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 1693–1699, December 1998. (Citado na página 18)
- [46] H. D. Schotten and H. Hadinejad-Mahram, “Analysis of a CDMA Downlink with Nonorthogonal Spreading Sequences for Fading Channels,” in *IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings-Spring*, (Tokyo, Japan), 15-18 May 2000. (Citado nas páginas 20 e 192)
- [47] A. G. Shanbhag and J. Holtzman, “Optimal QPSK Modulated Quasi-Orthogonal Functions for IS-2000,” in *IEEE 6th International Symposium Spread Spectrum Techniques and Applications*, (Parsippany, New Jersey, USA), 6-8 September 2000. (Citado nas páginas 20 e 192)
- [48] K. Yang, Y.-K. Kim, and P. V. Kumar, “Quasi-Orthogonal Sequences for Code-Division Multiple-Access Systems,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, pp. 982–993, May 2000. (Citado na página 20)
- [49] L. R. Welch, “Lower Bounds on the Maximum Cross Correlation of Signals,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-20, pp. 397–399, May 1974. (Citado na página 21)
- [50] P. V. Kumar, T. Helleseth, A. R. Calderbank, and J. A. Rojer Hammons, “Large Families of Quaternary Sequences with Low Correlation,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, pp. 579–592, March 1996. (Citado na página 21)
- [51] P. V. Kumar, H. F. F. Lu, T. Helleseth, and D.-J. Shin, “On the Large Family of Low Correlation Quaternary Sequences $S(2)$,” in *IEEE International Symposium on Personal Wireless Communications*, (Hyderabad, India), 17-20 December 2000. (Citado na página 21)

- [52] X. Zeng, J. Qingchong, and L. Hu, “Generalized Kasami Sequences: The Large Set,” *IEEE Transactions of Information Theory*, vol. 56, pp. 2587–2597, July 2007. (Citado na página 23)
- [53] J. S. Dyer and B. Natarajan, “Designing DS-CDMA Spreading Sequences via a Low-Complexity Deterministic Approach,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, pp. 302–312, January 2007. (Citado na página 23)
- [54] P. Cota, “On the Optimal Sequences and Total Weighted Square Correlation of Synchronous CDMA Systems in Multipath Channels,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, pp. 2063–2072, July 2007. (Citado na página 24)
- [55] B. J. Peiris, K. R. Narayanan, and S. L. Miller, “A Spectral Domain Approach to Design Spreading Sequences for DS-CDMA Systems in Frequency Selective Fading Channels,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, pp. 2386–2395, September 2006. (Citado na página 24)
- [56] S. Verdú, *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, 1998. (Citado nas páginas 25, 36, e 38)
- [57] R. Lupas and S. Verdú, “Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, pp. 496–508, April 1990. (Citado nas páginas 25 e 26)
- [58] W. Ye, X. C. Bernstein, and A. M. Haimovich, “Near-Far Resistance of Space-time Processing for Wireless CDMA Communications,” *IEEE Communications Letters*, vol. 1, pp. 105–107, July 1997. (Citado na página 26)
- [59] Z. Zvonar and D. Brady, “Multiuser Detection in Single-Path Fading Channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, pp. 1729–1739, February/March/April 1994. (Citado na página 26)
- [60] X. Yue and H. H. Fan, “Near-Far Resistance under Multipath: Optimum and Suboptimum detectors,” in *The 35th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computer*, (Asilomar Conference Grounds), November 2001. (Citado na página 26)
- [61] A. S. Dakdouki, V. L. Banket, N. K. Mykhaylov, and A. A. Skopa, “Downlink Processing Algorithms for Multi-Antenna Wireless Communications,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, pp. 122–127, January 2005. (Citado na página 27)
- [62] L. Zheng and D. N. C. Tse, “Diversity and Multiplexing: A Fundamental Trade-off in Multiple-Antenna Channels,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 1073–1096, May 2003. (Citado na página 27)
- [63] S. Verdú and S. Shamai, “Spectral Efficiency of CDMA with Random Spreading,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, pp. 622–640, March 1999. (Citado nas páginas 27 e 33)
- [64] R. Price and P. E. Green, “A Communication Technique for Multipath Channels,” *Proceedings of the IRE*, vol. 46, pp. 555–570, March 1958. (Citado na página 28)

- [65] J. C. Silva, N. Souto, A. Correia, F. Cercas, and A. Rodrigues, “Multipath Interference Canceller for High Speed Downlink Packed Access in Enhanced UMTS Networks,” in *IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, (Sydney, Australia), 30 Aug.- 2 Sept. 2004. (Citado nas páginas 28 e 91)
- [66] C. Unger, R. Irmer, and G. P. Fettweis, “On Interpath Interference Suppression by MLSE Detection in DS/SS systems,” in *The 14th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 7-10 Sept. 2003. (Citado nas páginas 28 e 91)
- [67] K. Hooli, M. Juntti, and M. Latva-aho, “Interpath Interference Suppression in WCDMA Systems with low Spreading Factors,” in *50th IEEE Vehicular Technology Conference, Fall*, vol. 1, (Amsterdam, Netherlands), pp. 421–425, 19-22 September 1999. (Citado nas páginas 28 e 91)
- [68] G. E. Bottomley, T. Ottosson, and Y.-P. E. Wang, “A Generalized RAKE Receiver for Interference Suppression,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, pp. 1536–1545, August 2000. (Citado na página 29)
- [69] M. Vollmer, M. Haardt, and J. Götze, “Comparative Study of Joint-Detection Techniques for TD-CDMA Based Mobile Radio Systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, pp. 1461–1475, August 2001. (Citado nas páginas 30 e 38)
- [70] M. Honig and M. K. Tsatsanis, “Adaptive Techniques for Multiuser CDMA Receivers,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 17, pp. 49–61, May 2000. (Citado na página 31)
- [71] G. Woodward and B. S. Vucetic, “Adaptive Detection for DS-CDMA,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, pp. 1413–1434, July 1998. (Citado na página 31)
- [72] E.-L. Kuan and L. Hanzo, “Burst-by-Burst Adaptive Multiuser Detection CDMA: A Framework for Existing and Future Wireless Standards,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 91, pp. 278–302, February 2003. (Citado nas páginas 31 e 33)
- [73] J. Li, G. Wei, and F. Chen, “On Minimum-BER Linear Multiuser Detection for DS-CDMA Channels,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, pp. 1093–1103, March 2007. (Citado na página 31)
- [74] S. Buzzi, M. Lops, and H. V. Poor, “Code-Aided Interference Suppression for DS/CDMA Overlay Systems,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, pp. 394–435, March 2002. (Citado na página 31)
- [75] A. Host-Madsen and K.-S. Cho, “MMSE/PIC Multiuser Detection for DS/CDMA Systems with Inter- and Intra-Cell Interference,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, pp. 291–299, February 1999. (Citado na página 31)
- [76] V. Tikiya, S. Manohar, and A. Chockalingam, “SIR-Optimized Weighted Linear Parallel Interference Canceller on Fading Channels,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, pp. 1998–2003, August 2006. (Citado na página 31)

- [77] H. Cheng-hua, L. Shao-qian, T. You-xi, and L. Zhong-ling, “Performance and Optimization of Multistage Partial Parallel Interference Cancellation for Wideband CDMA Systems in Multipath Fading Channels,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, pp. 1137–1158, July 2006. (Citado na página 31)
- [78] C.-L. Wang and C.-H. Chen, “On the Selection of Partial Cancellation Factors for a Hard-Decision Partial PIC Scheme in DS-CDMA Systems,” *IEEE Communications Letters*, vol. 11, pp. 668–670, August 2007. (Citado na página 31)
- [79] D. Guo, L. K. Rasmussen, S. Sun, and T. J. Lim, “A Matrix-Algebraic Approach to Linear Parallel Interference Cancellation in CDMA,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, pp. 152–161, January 2000. (Citado na página 32)
- [80] L. K. Rasmussen, T. J. Lim, and A.-L. Johansson, “A Matrix-Algebraic Approach to Successive Parallel Interference Cancellation in CDMA,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, pp. 145–151, January 2000. (Citado na página 32)
- [81] Y. Cho and J. H. Lee, “Analysis of an Adaptive SIC for Near-Far Resistant DS-CDMA,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 1429–1432, November 1998. (Citado na página 32)
- [82] X. Wang and H. V. Poor, *Wireless Communication Systems: Advanced Techniques for Signal Reception*. Prentice Hall, 2004. (Citado na página 32)
- [83] H. V. Poor, “Iterative Multiuser Detection,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, pp. 81–88, January 2004. (Citado na página 32)
- [84] M. L. Honig and W. Veerakachen, “Performance Variability of Linear Multiuser Detection for DS-CDMA,” in *46th IEEE Vehicular Technology Conference*, (Atlanta, Georgia, Usa), April 28th -May 1st 1996. (Citado na página 33)
- [85] J. Duniak and C. Suprin, “Multiuser CDMA with a Chip-Level Interference Cancellation Technique,” in *IEEE Military Communications Conference, MILCOM*, (Boston, USA), 13-16 October 2003. (Citado na página 33)
- [86] M. K. Varanasi, C. T. Mullis, and A. Kapur, “On the Limitation of Linear MMSE Detection,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, pp. 4282–4286, September 2006. (Citado na página 33)
- [87] A. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, “Multiuser Detection for CDMA Systems,” *IEEE Personal Communications*, vol. 2, pp. 46–58, April 1995. (Citado na página 33)
- [88] S. Moshavi, “Multi-User Detection for DS-CDMA Communications,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 34, pp. 124–136, October 1996. (Citado na página 33)
- [89] S. Haykin, *Blind Deconvolution*. Prentice Hall, 1994. (Citado na página 34)
- [90] A. Cichocki and S. Amari, *Adaptive Blind Signal and Image Processing*. John Wiley & Sons, 2003. (Citado na página 34)
- [91] S. Glisic and B. Vucetic, *Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications*. Artech House Publishers, 1997. (Citado na página 34)

- [92] M. R. Karim and M. Sarraf, *W-CDMA and cdma2000 for 3G Mobile Networks*. McGraw-Hill, 2002. (Citado na página 34)
- [93] H. V. Poor and S. Verdú, “Probability of Error in MMSE Multiuser Detection,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 43, pp. 858–871, May 1997. (Citado na página 36)
- [94] A. Boariu and R. E. Ziemer, “Multiuser Detection in Multipath Environments for Variable Spreading-Factor CDMA Systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 1520–1524, September 2001. (Citado na página 38)
- [95] A. Sabharwal, U. Mitra, and R. Moses, “MMSE Receivers for Multirate DS-CDMA Systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 2184–2197, December 2001. (Citado na página 38)
- [96] R. M. Buehrer and S. P. Nicoloso, “Comments on “Partial Parallel Interference Cancellation for CDMA”,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, pp. 658–661, May 1999. (Citado na página 39)
- [97] M. Golanbari, G. E. Ford, and M. J. Ready, “Simulation Study of a Successive Interference Cancellation Receiver for Signal Monitoring on a CDMA Downlink,” *European Transactions on Telecommunications, John Wiley & Sons, Ltd*, vol. 20, no. 1, pp. 65–79, 2009. (Citado na página 40)
- [98] M. Garzon, *Models of Massive Parallelism: Analysis of Cellular Automata and Neural Networks*. Springer, 1995. (Citado na página 41)
- [99] X. Wang and H. V. Poor, “Adaptive Joint Multiuser Detection and Channel Estimation in Multipath Fading CDMA Channels,” *Wireless Networks*, vol. 4, pp. 453–470, October 1998. (Citado na página 41)
- [100] C.-C. Lu, J.-Y. Hsu, and C.-C. Cheng, “Systolic Array Implementation of a Real-Time Symbol-Optimum Multiuser Detection Algorithm,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, pp. 1718–1728, October 2005. (Citado na página 41)
- [101] S. G. Johnson and M. Frigo, “A Modified Split-Radix FFT With Fewer Arithmetic Operations,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, pp. 111–119, January 2007. (Citado na página 42)
- [102] M. Frigo and S. G. Johnson, “The Design and Implementation of FFTW3,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, pp. 216–231, February 2005. (Citado na página 42)
- [103] H. Jiang, H. Luo, J. Tian, and W. Song, “Design of an Efficient FFT Processor for OFDM Systems,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 51, pp. 1099–1103, November 2005. (Citado na página 42)
- [104] L. Yang, K. Zhang, H. Liu, J. Huang, and S. Huang, “An Efficient Locally Pipelined FFT Processor,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 53, pp. 585–589, July 2006. (Citado na página 42)
- [105] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, “Broadband CDMA Techniques,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 12, pp. 8–18, April 2005. (Citado na página 43)

- [106] G. Ye, J. Li, A. Huang, and H.-H. Chen, “A Novel ZCZ Code Based on m-Sequences and its Applications in CDMA Systems,” *IEEE Communications Letters*, vol. 11, pp. 465–467, June 2007. (Citado na página 43)
- [107] P. Z. Fan, N. Suehiro, N. Kuroyanagi, and X. Deng, “Class of Binary Sequences with Zero Correlation Zone,” *IEE Electronic Letters*, vol. 35, pp. 777–778, May 1999. (Citado na página 43)
- [108] D. Li, “The Perspectives of Large Area Synchronous CDMA Technology for the Fourth-Generation Mobile Radio,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, pp. 114–118, March 2003. (Citado na página 43)
- [109] H. Wei and L. Hanzo, “On the Uplink Performance of LAS-CDMA,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, pp. 1187–1196, May 2006. (Citado na página 43)
- [110] H. Wei, L.-L. Yang, and L. Hanzo, “Interference-Free Broadband Single and Multicarrier DS-CDMA,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, pp. 68–73, February 2005. (Citado na página 44)
- [111] H.-H. Chen, H.-W. Chiu, and M. Guizani, “Orthogonal Complementary Codes for Interference-Free CDMA Technologies,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 13, pp. 68–79, February 2006. (Citado na página 44)
- [112] K. Li, X. Wang, and L. Ping, “Analysis and Optimization of Interleave-Division Multiple-Access Communication Systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, pp. 1973–1983, May 2007. (Citado na página 44)
- [113] C.-M. Chang and K.-C. Chen, “Frequency-Domain Approach to Multiuser Detection in DS-CDMA Communications,” *IEEE Communications Letters*, vol. 4, pp. 331–333, November 2000. (Citado na página 44)
- [114] T. Frank, A. Klein, and E. Costa, “IFDMA: A Scheme Combining the Advantages of OFDMA and CDMA,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 14, pp. 9–17, June 2007. (Citado na página 44)
- [115] P. Frenger, P. Orten, and T. Ottosson, “Code-Spread CDMA Using Maximum Free Distance Low-Rate Convolutional Codes,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, pp. 135–144, January 2000. (Citado na página 44)
- [116] R. Esmailzadeh and M. Nakagawa, *TDD-CDMA for Wireless Communications*. Artech House, 2003. (Citado nas páginas 47 e 48)
- [117] W. J. Welch, “Reciprocity Theorems for Electromagnetic Fields Whose Time Dependence is Arbitrary,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 8, pp. 68–73, January 1960. (Citado na página 48)
- [118] P. W. C. Chan, E. S. Lo, R. R. Wang, E. K. S. Au, V. K. N. Lau, R. S. Cheng, W. H. Mow, R. D. Murch, and K. B. Letaief, “The Evolution Path of 4G Networks: FDD or TDD?,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 44, pp. 42–50, December 2006. (Citado na página 48)

- [119] H. Holma and A. Toskala, *WCDMA for UMTS*. John Wiley & Sons, Ltd, Third ed., 2004. (Citado nas páginas 48 e 52)
- [120] S. Kourtis, “New UTRA-TDD System Characteristics,” in *IEE 3G Mobile Communication Technologies*, (London, UK), 26-28 March 2001. (Citado na página 49)
- [121] M. Morelli, U. Mengali, and A. Masiarelli, “Pilot-Assisted Channel Estimation for the Downlink of the UMTS-TDD Component,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, pp. 595–604, April 2004. (Citado na página 49)
- [122] M. Haardt, A. Klein, S. Oestreich, M. Purat, V. Sommer, and T. Ulrich, “The Physical Layer of UTRA TDD,” in *IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings-Spring*, (Tokyo, Japan), 15-18 May 2000. (Citado na página 52)
- [123] R. Piechocki and G. Tsoulos, “Combined GWSSUS and GBSR Channel Model with Temporal Variations,” in *Proc. of COST259/260 Joint Workshop on Spatial Channel Models and Adaptive Antennas*, (Vienna, Austria), April 1999. (Citado na página 52)
- [124] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. IEEE Press, reedition from edition of 1974 ed., 1994. (Citado nas páginas 53 e 55)
- [125] A. Alexiou and M. Haardt, “Smart Antenna Technologies for Future Wireless Systems: Trends and Challenges,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, pp. 90–97, September 2004. (Citado na página 54)
- [126] R. H. Clarke, “A Statistical Theory of Mobile Radio Reception,” *Bell System Technical Journal*, vol. 47, pp. 957–1000, July-August 1968. (Citado na página 55)
- [127] M. Pätzold, *Mobile Fading Channels*. John Wiley & Sons, 2002. (Citado na página 55)
- [128] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, “Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes,” in *IEEE International Conference on Communications, 1993. ICC 93. Geneva*, 23-26 May 1993. (Citado na página 59)
- [129] B. Sklar, “A Primer on Turbo Code Concepts,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, pp. 94–102, December 1997. (Citado na página 59)
- [130] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice Hall, Second ed., 2001. (Citado na página 59)
- [131] M. C. Valenti and J. Sun, “The UMTS Turbo Code and an Efficient Decoder Implementation Suitable for Software-Defined Radios,” *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 8, pp. 203–215, October 2001. (Citado na página 61)
- [132] F. Dowla, *Handbook of RF and Wireless Technologies*. Newnes Press, 2004. (Citado na página 61)
- [133] “3GPP TS 25.222,” *Multiplexing and Channel Coding (TDD)*, May 2007. (Citado na página 61)

- [134] K. Gracie and M. H. Hamon, “Turbo and Turbo-Like Codes Principles and Applications in Telecommunications,” *Proceedings of IEEE*, vol. 95, pp. 1228–1252, June 2007. (Citado na página 61)
- [135] J. D. Andersen, “Turbo Codes Extended with Outer BCH Code,” *IEE Electronics Letters*, vol. 32, pp. 2059–2060, October 1996. (Citado na página 62)
- [136] E. Biglieri, *Coding for Wireless Channels*. Springer, 2005. (Citado na página 62)
- [137] C. Berrou, “The Ten-Year-Old Turbo Codes are Entering into Service,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, pp. 110–116, August 2003. (Citado na página 62)
- [138] L. C. Perez, J. Seghers, and D. J. Costello, “A Distance Spectrum Interpretation of Turbo Codes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, pp. 1698–1709, November 1996. (Citado nas páginas 62 e 102)
- [139] T. J. Richardson and R. L. Urbanke, “The Capacity of Low-Density Parity-Check Codes under Message-Passing Decoding,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, pp. 599–618, February 2001. (Citado na página 63)
- [140] S.-Y. Chung, G. D. F. Jr., T. J. Richardson, and R. Urbanke, “On the Design of Low-Density Parity-Check Codes within 0.0045 dB of the Shannon Limit,” *IEEE Communications Letters*, vol. 5, pp. 58–60, February 2001. (Citado na página 63)
- [141] S. ten Brink, “Convergence Behavior of Iteratively Decoded Parallel Codes,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 1727–1737, October 2001. (Citado na página 63)
- [142] A. Ashikhmin, G. Kramer, and S. ten Brink, “Extrinsic Information Transfer Functions: Model and Erasure Channel Properties,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, pp. 2657–2673, November 2004. (Citado na página 63)
- [143] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*. John Wiley & Sons, second ed., 2006. (Citado na página 63)
- [144] R. G. Gallager, *Information Theory and Reliable Communication*. John Wiley & Sons, 1968. (Citado na página 63)
- [145] X. Qi, S. Zhou, M. Zhao, and J. Wang, “Design of Constellation Labelling Maps for Iteratively Demapped Modulation Schemes Based on the Assumption of Hard-Decision Virtual Channels,” *IEEE Proceedings-Communications*, vol. 152, pp. 1139–1148, December 2005. (Citado na página 63)
- [146] W. A. Gardner, “Exploitation of Spectral Correlation in Cyclostationary Signals,” in *IEEE Fourth Annual ASSP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling*, (Minneapolis, Minnesota, USA), 3-5 Aug. 1988. (Citado na página 66)
- [147] C. M. Spooner and W. A. Gardner, “The Cumulant Theory of Cyclostationary Time-Series, Part II: Development and Applications,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, pp. 3409–3429, Dec 1994. (Citado na página 67)

- [148] W. A. Gardner and C. M. Spooner, “The Cumulant Theory of Cyclostationary Time-Series, Part I: Foundation,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, pp. 3387–3408, Dec 1994. (Citado na página 67)
- [149] J. M. Mendel, “Tutorial on Higher-Order Statistics (Spectra) in Signal Processing and System Theory: Theoretical Results and Some Applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 79, pp. 278–305, March 1991. (Citado na página 67)
- [150] W. A. Gardner, A. Napolitano, and L. Paura, “Cyclostationarity: Half a Century of Research,” *Signal Processing, Elsevier*, vol. 86, pp. 639–697, April 2006. (Citado nas páginas 68 e 71)
- [151] F. Gini and G. B. Giannakis, “Frequency Offset and Symbol Timing Recovery in Flat-Fading Channels: A Cyclostationary Approach,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 400–411, March 1998. (Citado na página 70)
- [152] T. Fusco, L. Izzo, A. Napolitano, and M. Tanda, “On the Second-Order Cyclostationarity Properties of Long-Code DS-SS Signals,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 54, pp. 1741–1746, October 2006. (Citado na página 70)
- [153] A. Raad, J. Antoni, and M. Sidahmed, “Indicators of Cyclostationarity: Proposal, Statistical Evaluation and Application to Diagnostics,” in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 6, (Hong-Kong, R. P. China), pp. 757–760, 6-10 April 2003. (Citado na página 70)
- [154] Y. Zhang, “Order Bispectrum Based Gearbox Fault Diagnosis During Speed-up Process,” in *The Sixth World Congress on Intelligent Control and Automation, WCICA 2006*, (Dalian, P.R. China), 21-23 June 2006. (Citado na página 70)
- [155] S. R. Seydnejad and R. I. Kitney, “Detection of Nonlinearity in HRV Using Cyclostationary Analysis,” in *First Joint BMES/EMBS Conference: Serving Humanity Advancing Technology*, (Atlanta, USA), Oct. 13-16 1999. (Citado na página 70)
- [156] C. L. Nikias and M. R. Raghuveer, “Bispectrum Estimation: A Digital Signal Processing Framework,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 75, pp. 869–891, July 1987. (Citado na página 70)
- [157] T. Matsuoka and T. J. Ulrych, “Phase Estimation using the Bispectrum,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, pp. 1403–1411, October 1984. (Citado na página 70)
- [158] W. Hongyi, X. Yang, L. Yongxiu, L. Yansu, and Y. Dezhong, “Study of Epileptic rat’s EEG using Bispectrum Analysis,” in *First International Conference on Neural Interface and Control*, (Wuhan, P.R. China), May 26-28 2005. (Citado na página 70)
- [159] M. Parts, T. Lipping, J. Lass, and H. Hinrikus, “Bispectrum for the Detection of the Effect of Photic and Microwave Stimulation on Human EEG,” in *25th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, (Cancun, Mexico), 17-21 September 2003. (Citado na página 70)

- [160] L. Tong, G. Xu, and T. Kailath, “Blind Identification and Equalization Based on Second-Order Statistics: A Time Domain Approach,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 40, pp. 340–349, March 1994. (Citado na página 70)
- [161] L. Tong, G. Xu, B. Hassibi, and T. Kailath, “Blind Channel Identification and Equalization Based on Second-Order Statistics: A Frequency Domain Approach,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 41, pp. 329–334, January 1995. (Citado na página 70)
- [162] D. Hatzinakos, “Nonminimum Phase Channel Deconvolution using the Complex Cepstrum of the Cyclic Autocorrelation,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, pp. 3026–3042, November 1994. (Citado na página 70)
- [163] J. Altuna and B. Mulgrew, “A Comparison of Cyclostationary Blind Equalization Algorithms in the Mobile Radio Environment,” *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, John Wiley & Sons, Ltd*, vol. 12, pp. 267–282, May 1998. (Citado na página 70)
- [164] F. Mazzenga and F. Vatalaro, “Parameter Estimation in CDMA Multiuser Detection using Cyclostationary Statistics,” *IEE Electronics Letters*, vol. 32, pp. 179–181, February 1th 1996. (Citado na página 70)
- [165] H. Zhitao, Z. Yiyu, and J. Wenli, “Angle-of-Arrival Estimation Based on Weighted Cyclic Spectrum,” in *Cie International Conference on Radar Proceedings*, (Beijing, China), October 15-18 2001. (Citado na página 71)
- [166] E. S. Sousa and S. Pasupathy, “Pulse Shape Design for Teletext Data Transmission,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 31, pp. 871–878, July 1983. (Citado na página 72)
- [167] H. Guo, G. A. Sitton, and C. S. Burrus, “The Quick Discrete Fourier Transform,” in *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing 1994*, (Adelaide, Australia), April 1994. (Citado na página 82)
- [168] C. D. Murphy, “Low-Complexity FFT Structures for OFDM Transceivers,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, pp. 1878–1881, December 2002. (Citado na página 82)
- [169] “3GPP TS 25.223,” *Spreading and Modulation (TDD)*, Jan 2004. (Citado na página 88)
- [170] M. C. Jeruchim, P. Balaban, and K. S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems: modeling, methodology and techniques*. Kluwer, New York, Second ed., 2000. (Citado na página 88)
- [171] W.-C. Wu and K.-C. Chen, “Identification of Active Users in Synchronous CDMA Multiuser Detection,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1723–1735, Dec 1998. (Citado na página 89)
- [172] C.-J. Wang and Y.-A. Liu, “User Identification Detector Based on Power of R Technique,” in *10th Asia-Pacific on Communications and 5th International Symposium on Multi-Dimensional Mobile Communications*, vol. 1, (Beijing, R. P. China), pp. 479–483, 29 August - 1 September 2004. (Citado na página 89)

- [173] S. Crozier, P. Guinand, and A. Hunt, “Estimating the Minimum Distance of Turbo-Codes Using Double and Triple Impulse Methods,” *IEEE Communications Letters*, vol. 9, pp. 631–633, July 2005. (Citado nas páginas 102 e 111)
- [174] S. Crozier, P. Guinand, and A. Hunt, “Estimating the Minimum Distance of Turbo-Codes Using Iterative Multiple-Impulse Methods,” in *4th International Symposium on Turbo Codes & Related Topics*, (Munich, Germany), April 3-7 2006. (Citado nas páginas 102 e 111)
- [175] A. Nimbalkar, Y. Blankenship, B. Classon, and T. K. Blankenship, “ARP and QPP Interleavers for LTE Turbo Coding,” in *IEEE Wireless Communications & Networking Conference, WCNC 2008*, (Las Vegas, USA), 31 March - 3 April 2008. (Citado na página 102)
- [176] D. G. Brennan, “Linear Diversity Combining Techniques,” *Proceedings of the IEEE, Reprint from June 1959*, vol. 91, pp. 331–356, February 2003. (Citado na página 122)
- [177] J. Litva and T. K.-Y. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*. Artech House Publishers, First ed., 1996. (Citado nas páginas 122 e 197)
- [178] T. W. C. Brown, S. R. Saunders, S. Stavrou, and M. Fiacco, “Characterization of Polarization Diversity at the Mobile,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, pp. 2440–2447, September 2007. (Citado na página 129)
- [179] C. B. Dietrich Jr, *Adaptive Arrays and Diversity Antenna Configurations for Handheld Wireless Communication Terminals*. PhD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2000. (Citado na página 129)
- [180] S. Zhou, M. Zhao, X. Xu, J. Wang, and Y. Yao, “Distributed Wireless Communication System: A New Architecture for Future Public Wireless Access,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, pp. 108–113, March 2003. (Citado na página 192)
- [181] B. A. D. H. Brandwood, “A Complex Gradient Operator and its Application in Adaptive Array Theory,” *IEE Proceedings, Parts F and H*, vol. 130, pp. 11–16, February 1983. (Citado na página 193)
- [182] B. Pchénitchny and Y. Daniline, *Méthodes Numériques dans les Problèmes D’Extrémum*. Éditions MIR, Moscou, 1977. (Citado na página 194)
- [183] P. Ioannides and C. A. Balanis, “Uniform Circular Arrays for Smart Antennas,” in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*, vol. 3, (Monterey, California, USA), pp. 2796–2799, 20-25 June 2004. (Citado na página 197)