



**Adão Paulo Soares da  
Silva**

**Pré-Filtragem no Espaço-Frequência para o Sistema  
MC-CDMA**



**Adão Paulo Soares da Silva** **Pré-Filtragem no Espaço-Frequência para o Sistema MC-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 Doutor Atílio Gameiro, Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Apoio financeiro da FCT e do FSE no âmbito do III Quadro Comunitário de Apoio.

À minha menina crescida, Inês, e esposa, Bárbara.

*An expert is a man who has made all the  
mistakes that can be made, in narrow field*  
Niels Bohr (1885-1962)

*Knowledge is power*  
Francis Bacon (1561-1626)



## **o júri**

presidente

**Prof. Doutor José Joaquim Costa Cruz Pinto**  
professor catedrático da Universidade de Aveiro

**Prof. Doutora Ana Garcia Armada**  
professora Titular da Universidade Carlos III de Madrid

**Prof. Doutor António José Castelo Branco Rodrigues**  
professor auxiliar do Instituto Superior Técnico da Universidade Técnica de Lisboa

**Prof. Doutor José Joaquim Gomes Fernandes**  
professor auxiliar da Universidade de Aveiro

**Prof. Doutor João Miguel Pissarra Coelho Gil**  
equiparado a professor adjunto do Instituto Politécnico de Leiria

**Prof. Doutor Atílio Manuel da Silva Gameiro**  
professor associado da Universidade de Aveiro

## **agradecimentos**

Primeiramente gostaria de agradecer à minha esposa Bárbara, pelo carinho e incentivo que me deu ao longo desta tese.

Aos meus pais pelo incentivo e apoio que sempre me deram, desde a minha entrada no ensino primário.

Ao Prof. Atílio Gameiro pela sua orientação, dedicação e disponibilidade que sempre demonstrou ao longo desta tese.

A todos os que fazem parte do grupo MOTION, pela partilha de ideias, discussões sempre interessantes e construtivas sobre o trabalho, e disponibilidade prestada. Um agradecimento especial para o Eng. Luís Gonçalves pela ajuda inicial na implementação de algum *software*.

À Função para a Ciência e Tecnologia (FCT) pela bolsa concedida, durante os dois primeiros anos, para a realização desta tese.

À fundação Luso-Americana pelo financiamento concedido, para apresentação de parte deste trabalho, em duas conferências nos Estados Unidos.

Aos projectos Europeus MATRICE e 4MORE e participantes neles envolvidos, que de uma forma indirecta contribuíram para este trabalho, e permitiram apresentar o trabalho desenvolvido, em conferências internacionais da especialidade.

Ao Instituto de Telecomunicações (Pólo de Aveiro) pelas excelentes condições de trabalho que me proporcionou.

**palavras-chave**

Comunicações Móveis, 4G, Sistemas de Portadora Múltipla, MC-CDMA, OFDM, Pré-Filtragem, Codificação no Espaço-Tempo/Frequência, Agregados de Antenas e *Downlink*.

**resumo**

O trabalho desta tese enquadra-se na área de comunicações móveis, mais especificamente em sistemas de portadora múltipla. O MC-CDMA, que combina a modulação OFDM com o espalhamento na frequência, é um dos candidatos mais promissores para a interface-ar dos futuros sistemas de comunicações móveis – 4G. O objectivo desta tese é propor e avaliar técnicas de pré-filtragem e de codificação, projectadas no espaço-frequência/tempo para o sistema MC-CDMA, no sentido descendente (*Downlink*).

Inicialmente, são discutidos conceitos teóricos fundamentais para se compreender o mecanismo físico de propagação inerente às comunicações móveis, apresentando-se depois vários sistemas de portadora múltipla. É dada especial atenção ao sistema convencional MC-CDMA. Este sistema é importante porque serve de referência ao desempenho obtido com as técnicas de transmissão propostas nesta tese. Estas técnicas são projectadas tendo em conta as restrições em termos de complexidade do terminal móvel. Assim, a estação base é equipada com um agregado de antenas e o terminal móvel com uma antena, sendo neste último, apenas implementadas técnicas de detecção mono-utilizador. Assumindo, que a estação base conhece a resposta do canal antes da transmissão, são propostas diferentes estratégias de transmissão: os filtros são projectados no espaço-frequência para o sistema MC-CDMA combinados com ou sem equalização no terminal móvel; e o filtro é projectado apenas na frequência para o sistema MC-CDMA com codificação no espaço-frequência/tempo. O algoritmo é baseado na minimização da potência transmitida sujeita à total eliminação da interferência de acesso múltiplo e das distorções provocadas pelo canal rádio móvel. Todos os esquemas propostos são validados e comparados, através de simulações, em cenários típicos de interiores e exteriores.

Como principal conclusão desta tese, destaca-se a significativa melhoria de desempenho obtido com estas técnicas, relativamente ao sistema convencional MC-CDMA. Além disso, este desempenho é conseguido com um terminal móvel de reduzida complexidade. Assim, estas técnicas permitem aumentar significativamente a capacidade do sistema e, simultaneamente, transferir grande parte da complexidade do terminal móvel para a estação base.



**keywords**

Mobile Communications, 4G, Multicarrier Systems, MC-CDMA, OFDM, Pre-Filtering, Space Time/Frequency Coding, Antenna Array and Downlink.

**abstract**

The scope of this thesis targets multi-carrier modulation techniques for mobile radio communications system. MC-CDMA combining multi-carrier modulation and spreading in the frequency domain is widely viewed as a promising candidate for 4G air interfaces. The aim of this thesis is to propose and evaluate pre-filtering and coding techniques designed in space and frequency/time for the downlink MC-CDMA system.

Initially, the fundamental propagation mechanisms inherent to mobile radio communications are discussed and then several multi-carrier schemes are presented. Furthermore, special attention is given to the conventional MC-CDMA system, since it can be used as the reference benchmark performance for the advanced transmission techniques proposed in this thesis. These transmission schemes are designed taking into account the complexity constraints at the mobile terminal. Hence, the basestation is equipped with an antenna array and the mobile terminal comprises a single antenna and single user detection scheme. Based on the assumption that the basestation has prior channel knowledge, different transmission strategies are proposed: space-frequency pre-filtering schemes combined with single user equalizers at the MT for the MC-CDMA system; frequency pre-filtering scheme for space-frequency/time coding MC-CDMA system. The algorithm is based on the minimization of the transmitted power subject to MAI and channel distortion elimination. The proposed pre-filtering schemes are assessed and compared through simulations in typical indoor and pedestrian scenarios.

This work concluded that with the proposed pre-filtering schemes, we obtain a considerable performance improvement in typical indoor and outdoor scenarios with a low complexity mobile terminal design and allow a transfer of implementation complexity from the mobile to the basestation.

# Índice

---

**Índice de Figuras**

**Índice de Tabelas**

**Lista de Acrónimos**

**Lista de Símbolos**

<b>1</b>	<b>Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1	Evolução dos Sistemas de Comunicação Móveis:1G-3G .....	1
1.2	Os Sistemas de Comunicações Móveis 4G .....	3
1.3	Sistemas de Portadora Múltipla.....	7
1.4	Técnicas com Múltiplas Antenas e Sistemas Orientados pelo Transmissor .....	8
1.5	Organização da Tese.....	11
1.6	Principais Contribuições da Tese .....	13
<b>2</b>	<b>Conceitos Gerais Sobre o Canal Rádio Móvel .....</b>	<b>15</b>
2.1	Fenómenos Físicos de Propagação .....	16
2.2	Modulação Escalar do Canal .....	17
2.3	Espalhamento do Atraso, Banda de Coerência e Selectividade na Frequência... ..	20
2.4	Espalhamento do Doppler, Tempo de Coerência e Selectividade no Tempo .....	22
2.5	Modulação Espacio-Temporal do Canal .....	24
2.6	Correlação do Desvanecimento entre Elementos de um Agregado ULA .....	27
2.7	Capacidade do Canal Rádio Móvel .....	30
2.8	Distribuições Estatísticas para o Desvanecimento Rápido.....	33
2.8.1	Distribuição de Rayleigh.....	33
2.8.2	Distribuição de Rice.....	34
2.9	Cenários Típicos de Propagação num Sistema de Comunicações Móveis .....	34
2.10	Modelos de Canais Propostos pelo HIPERLAN/2 .....	36
<b>3</b>	<b>Sistemas de Comunicações de Portadora Múltipla .....</b>	<b>39</b>
3.1	Conceitos Gerais Sobre Espalhamento de Espectro .....	40

3.2	Sequências de Espalhamento.....	42
3.2.1	Sequências PN.....	43
3.2.2	Códigos de Gold.....	44
3.2.3	Códigos de Walsh-Hadamard .....	44
3.2.4	Códigos de Golay.....	45
3.2.5	Códigos de Zadoff-Chu.....	45
3.3	Técnicas de Acesso Múltiplo.....	46
3.3.1	Discriminação dos Utilizadores na Frequência - FDMA .....	46
3.3.2	Discriminação dos Utilizadores no Tempo - TDMA .....	47
3.3.3	Discriminação dos Utilizadores Pelo Código – CDMA.....	47
3.3.4	Discriminação dos Utilizadores pela sua Localização no Espaço – SDMA .....	47
3.3.5	Modos de Operação.....	48
3.4	O Sistema DS-CDMA .....	49
3.5	Sistemas de Portadora Múltipla.....	52
3.5.1	Princípios Gerais Sobre OFDM .....	52
3.5.2	O Sistema OFDM.....	54
3.5.3	Representação do Canal no Domínio da Frequência .....	57
3.6	Sistemas de Espalhamento de Espectro de Portadora Múltipla.....	59
3.6.1	MC-DS-CDMA.....	60
3.6.1.1	Conceitos Gerais .....	60
3.6.1.2	O Sistema MC-DS-CDMA .....	61
3.6.2	Conceitos Gerais sobre MC-CDMA .....	63
3.7	Sistemas Híbridos de Acesso Múltiplo.....	65
3.7.1	OFDMA .....	65
3.7.2	SS-MC-MA.....	67
3.8	Comparação dos Vários Sistemas .....	68
3.9	Diversidade Espacial para os Sistemas de Portadora Múltipla.....	69
3.9.1	Multiplexagem Espacial.....	69
3.9.2	Diversidade Espacial.....	70
3.9.3	Filtragem Espacial.....	72
<b>4</b>	<b>O Sistema MC-CDMA .....</b>	<b>75</b>
4.1	O Transmissor MC-CDMA.....	76
4.1.1	Representação do Sinal no <i>Downlink</i> .....	77
4.1.2	Representação do Sinal no <i>Uplink</i> .....	77
4.1.3	Espalhamento e Mapeamento dos <i>Chips</i> .....	78

4.1.4	<i>Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)</i> .....	80
4.2	O Receptor MC-CDMA .....	81
4.2.1	Representação do Sinal no <i>Downlink</i> .....	82
4.2.2	Representação do Sinal no <i>Uplink</i> .....	85
4.2.3	Técnicas de Detecção.....	86
4.2.3.1	Detecção Mono-Utilizador.....	86
4.2.3.2	Detecção Multi-Utilizador .....	88
4.3	Pré-Equalização no <i>Uplink</i> .....	92
4.4	Estimação de Canal para o Sistema MC-CDMA .....	95
4.5	Avaliação do Desempenho do Sistema MC-CDMA.....	97
4.5.1	Limites Teóricos para um Sistema Mono-Utilizador .....	99
4.5.2	Avaliação do Desempenho para um Sistema Mono-Utilizador .....	100
4.5.3	Avaliação do Desempenho para um Sistema Multi-Utilizador no DL .....	101
4.5.4	Avaliação do Desempenho para um Sistema Multi-Utilizador no UL .....	105
4.5.5	Conclusões .....	107
<b>5</b>	<b>Técnicas de Pré-Filtragem para o Sistema MC-CDMA no DL .....</b>	<b>109</b>
5.1	Introdução.....	110
5.2	Arquitecturas Propostas para o Sistema MC-CDMA no DL .....	112
5.2.1	Operações de Espalhamento e Pré-Filtragem Separadas .....	112
5.2.2	Combinação da Pré-filtragem com o Espalhamento .....	114
5.3	Pré-Filtragem Baseada em Critérios Mono-Utilizador.....	116
5.3.1	Optimização na Frequência.....	116
5.3.2	Optimização no Espaço.....	118
5.3.3	Técnicas de Pré-Filtragem Mono-Utilizador.....	119
5.4	Pré-Filtragem Baseada em Critérios Multi-Utilizador .....	120
5.4.1	<i>Multi-User Constrained Zero Forcing</i> .....	121
5.4.1.1	Pré-Filtragem Projectada Separadamente da Operação de Espalhamento .....	121
5.4.1.2	Pré-Filtragem Projectada Conjuntamente com a Operação de Espalhamento .....	124
5.4.1.3	Comparação Entre os Dois Esquemas.....	125
5.4.1.4	Considerações Sobre a Limitação da Potência Transmitida.....	126
5.4.2	<i>Joint Maximisation SINR (J-MSINR)</i> .....	129
5.5	Análise do Desempenho dos Vários Esquemas de Pré-Filtragem.....	131
5.5.1	Avaliação do Desempenho para um Sistema Mono-Utilizador .....	132
5.5.2	Avaliação do Desempenho dos Esquemas de Pré-filtragem Mono-Utilizador....	134
5.5.3	Avaliação do Desempenho dos Esquemas de Pré-filtragem Multi-Utilizador....	136

5.5.4	Avaliação do Desempenho para Canais Correlacionados.....	143
5.6	Conclusões.....	146
<b>6</b>	<b>Codificação no Espaço-Tempo/Frequência para o Sistema MC-CDMA.....</b>	<b>149</b>
6.1	Introdução.....	150
6.2	Codificação por Blocos no Espaço-Tempo.....	151
6.2.1	Codificação de Alamouti.....	151
6.2.1.1	Transmissor.....	151
6.2.1.2	Receptor.....	152
6.2.2	Codificação de Tarokh.....	154
6.2.3	Comparação entre os Esquemas de Alamouti e Tarokh.....	157
6.3	Codificação de <i>Trellis</i> no Espaço-Tempo.....	158
6.3.1	Codificador e Decodificador.....	158
6.3.2	Crítérios para o Cálculo dos Coeficientes dos Códigos.....	160
6.3.3	Comparação dos Códigos CBET e CTET.....	164
6.4	Codificação para o Sistema MC-CDMA.....	165
6.4.1	Codificação no Espaço-Tempo.....	165
6.4.2	Codificação no Espaço-Frequência.....	168
6.5	Combinação da Pré-Filtragem com a Codificação no Espaço-Tempo/Frequência.....	171
6.5.1	Pré-filtragem com Codificação no Espaço-Tempo.....	172
6.5.2	Pré-filtragem com Codificação no Espaço-Frequência.....	174
6.5.3	Algoritmo de Pré-Filtragem Multi-Utilizador.....	175
6.5.4	Comparação dos Esquemas de Pré-Filtragem.....	177
6.6	Resultados de Simulação.....	178
6.6.1	Avaliação do Desempenho para um Sistema Mono-Utilizador.....	179
6.6.2	Avaliação do Desempenho dos Esquemas CBET/F.....	180
6.6.3	Avaliação do Desempenho para Diferentes Valores de Eficiência Espectral.....	182
6.6.4	Avaliação do Desempenho para Canais Correlacionados.....	186
6.7	Conclusões.....	188
<b>7</b>	<b>Comparação e Avaliação do Desempenho em Cenários Realistas.....</b>	<b>191</b>
7.1	Codificação e Decodificação de Canal.....	192
7.2	Cenários com Estimativas de Canal Imperfeitas e Mobilidade do TM.....	193
7.3	Parâmetros de Simulação.....	195
7.4	Avaliação do Desempenho com Estimativas de Canal Perfeitas.....	196

7.4.1	Resultados para os Esquemas de Pré-Filtragem no Espaço-Frequência .....	196
7.4.2	Resultados para os Esquemas de CBET/F .....	200
7.4.3	Comparação dos Diferentes Tipos de Esquemas de Pré-Filtragem .....	202
7.5	Resultados em Cenários não Ideais .....	204
7.5.1	Resultados com Estimativas de Canal Imperfeitas .....	204
7.5.2	Resultados em Cenários com Mobilidade do TM.....	208
7.6	Conclusões e Comparação entre Esquemas Implementados.....	209
<b>8</b>	<b>Conclusões e Trabalho Futuro .....</b>	<b>213</b>
8.1	Conclusões.....	213
8.2	Trabalho Futuro .....	216

**Anexos**

**Referências**

**Contribuições da Tese**



## Índice de Figuras

---

Figura 1.1: Visão para o sistema 4G: Integração de sistemas heterogéneos. ....	5
Figura 1.2: Mobilidade em função da taxa de transmissão para vários sistemas sem fios....	7
Figura 2.1: Representação do efeito sombra, perdas de propagação e propagação multipercursos. ....	17
Figura 2.2: Exemplo típico de um cenário de propagação urbano. ....	18
Figura 2.3: Representação de uma possível RI e função de transferência. ....	19
Figura 2.4: Representação genérica de um canal MIMO. ....	24
Figura 2.5: Agregado de antenas ULA – a) sistema de coordenadas $(\phi, \theta)$ , onde $\phi$ representa o ângulo de azimute e $\theta$ o de elevação; b) Representação no plano x-y ( $\theta = 90^\circ$ ). ....	25
Figura 2.6: Cenário onde todos os percursos do TM chegam à EB dentro de uma largura de feixe $\pm \Delta$ em torno do ângulo médio $\phi_{med}$ . ....	27
Figura 2.7: Correlação espacial entre elementos de um agregado ULA para $\phi_{med} = 0^\circ$ ....	29
Figura 2.8: Correlação espacial entre elementos de um agregado ULA para $\phi_{med} = 45^\circ$ ...	30
Figura 2.9: Cobertura típica de um sistema de comunicações móveis. ....	35
Figura 2.10: Espectro da potência do atraso para o modelo BRAN A. ....	38
Figura 2.11: Espectro da potência do atraso para o modelo BRAN E. ....	38
Figura 3.1: DEP do sinal não espalhado (esquerda) e espalhado (direita). ....	41
Figura 3.2: a) Modo FDD; b) Modo TDD; c) Exemplo de uma configuração para o modo TDD do UMTS. ....	48
Figura 3.3: Diagrama de blocos de um sistema DS-CDMA: a) Transmissor; b) Receptor. ....	49
Figura 3.4: Desempenho de receptor RAKE para 1, 8 e 16 utilizadores em função de $E_b/N_0$ . ....	51
Figura 3.5: Modulação OFDM com $N_c$ sub-portadoras. ....	52
Figura 3.6: Densidade de potência normalizada em função da frequência normalizada para cada sub-portadora (em cima) e para o símbolo OFDM (em baixo), $N_c = 8$ . ....	54
Figura 3.7: Sistema de comunicações baseado na modulação OFDM. ....	55
Figura 3.8: Símbolo OFDM com um tempo de guarda $T_G$ ....	55

Figura 3.9: Representação simplificada do sistema OFDM.....	58
Figura 3.10: Representação do símbolo e da frame OFDM.....	59
Figura 3.11: Esquema MC-DS-CDMA considerando apenas um utilizador.....	60
Figura 3.12: Diagrama de blocos genérico do transmissor e receptor MC-DS-CDMA.....	62
Figura 3.13: Esquema MC-CDMA considerando apenas um utilizador.....	63
Figura 3.14: Modificação do esquema MC-CDMA.....	64
Figura 3.15: Diagrama de blocos simplificado de um sistema OFDMA, no sentido do UL. .....	66
Figura 3.16: Diagrama de blocos simplificado do transmissor no DL do sistema SS-MC- MA.....	68
Figura 3.17: Arquitectura V-BLAST para o caso de $M=N$ .....	70
Figura 3.18: Diversidade na recepção para o sistema OFDM considerando 2 antenas.....	71
Figura 3.19: Diversidade obtida a partir do atraso.....	71
Figura 3.20: Filtragem espacial projectada na frequência e no tempo para o sistema OFDM .....	73
Figura 4.1: Diagrama de blocos simplificado do transmissor MC-CDMA no DL.....	76
Figura 4.2: Espalhamento 2D, no tempo e frequência.....	79
Figura 4.3: Mapeamento dos chips na frequência: a) de forma adjacente; b) em posições distantes.....	80
Figura 4.4: Diagrama de blocos simplificado do receptor MC-CDMA no DL.....	81
Figura 4.5: Representação de um PIC, com um estágio e decisão hard.....	92
Figura 4.6: TM com pré-equalização do sistema MC-CDMA no UL.....	93
Figura 4.7: Colocação dos símbolos piloto na frequência (dentro do símbolo OFDM) e tempo (ao longo do tempo de frame).....	97
Figura 4.8: Curvas teóricas do desempenho do OFDM e MC-CDMA num canal descorrelacionado.....	100
Figura 4.9: Avaliação do desempenho com um utilizador activo, para diferentes canais.....	101
Figura 4.10: Avaliação do desempenho para o canal E, $K=32$ e para dois tipos de mapeamento: adjacente (curvas a tracejado) e interleaved (curvas a cheio).....	102
Figura 4.11: Avaliação do desempenho para o canal E, $K=16$ e para dois tipos de mapeamento: adjacente (curvas a tracejado) e interleaved (curvas a cheio).....	103
Figura 4.12: Avaliação do desempenho dos equalizadores MMSEC e EGC para três tipos de canal e dois tipos de mapeamento: adjacente (curvas a tracejado) e interleaved (curvas a cheio).....	104
Figura 4.13: Avaliação do desempenho em função do número de utilizadores activos para um $E_t/N_o=8\text{dB}$ , com interleaving.....	105

Figura 4.14: Avaliação do desempenho para o canal E, $K=32$ e para dois tipos de mapeamento: adjacente (curvas a tracejado) e interleaved (curvas a cheio).....	106
Figura 4.15: Avaliação do desempenho para o canal E, $K=16$ e para dois tipos de mapeamento: adjacente (curvas a tracejado) e interleaved (curvas a cheio).....	107
Figura 5.1: Representação da EB e do TM propostos: sistema MC-CDMA no DL, com pré-filtragem na frequência-espço.....	113
Figura 5.2: Representação da EB, combinação do espalhamento com a pré-filtragem. ...	115
Figura 5.3: Combinação da pré-equalização e equalização na frequência para um sistema mono-utilizador. ....	117
Figura 5.4: Pré-filtragem no espaço, considerando um sistema mono-utilizador. ....	119
Figura 5.5: Avaliação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem com interleaving, para um sistema mono-utilizador, BRAN A. ....	133
Figura 5.6: Avaliação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem sem interleaving, para um sistema mono-utilizador, BRAN A. ....	133
Figura 5.7: Avaliação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem mono-utilizador com interleaving, para $K = 32$ , BRAN A. ....	134
Figura 5.8: Avaliação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem mono-utilizador sem interleaving, para $K = 32$ , BRAN A. ....	135
Figura 5.9: Avaliação do desempenho do esquema de pré-filtragem Pre-MRC, para $K = 16$ e para os dois tipos de mapeamento, BRAN A. ....	136
Figura 5.10: Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem multi-utilizador com operação de interleaving, para $K = 32$ , BRAN A. ....	138
Figura 5.11: Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem multi-utilizador com operação de interleaving, para $K = 16$ , BRAN A.....	139
Figura 5.12: Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem multi-utilizador sem operação de interleaving, para $K = 32$ , BRAN A.....	140
Figura 5.13: Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem mono e multi-utilizador com operação de interleaving, excepto para o Pre-MRC, BRAN A. ....	141
Figura 5.14: $E_t/N_0$ em função do número de utilizadores, que os vários esquemas de pré-filtragem exigem para atingir uma BER alvo de $5.0E-3$ , BRAN A. ....	142
Figura 5.15: Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem mono e multi-utilizador com operação de interleaving, excepto para o Pre-MRC, canal BRAN E. ....	143
Figura 5.16: Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem para um espalhamento angular de $120^0$ . ....	144
Figura 5.17: Avaliação do desempenho do Pre-MRC, para vários valores do espalhamento angular $\sigma_A$ e para o caso em os canais são descorrelacionados, $M=4$ . ....	145
Figura 5.18: Avaliação do desempenho do Pre-JMCZF SD, para vários valores do espalhamento angular e para o caso em os canais são descorrelacionados, $M=4$ . ....	146

Figura 6.1: Diagrama de blocos simplificado do transmissor de Alamouti. ....	152
Figura 6.2: Diagrama de blocos simplificado do receptor de Alamouti.....	153
Figura 6.3: Codificador no espaço-tempo de trellis. ....	159
Figura 6.4: Estrutura de Trellis para o primeiro código da tabela. ....	164
Figura 6.5: Diagrama de blocos simplificado da EB com codificação no espaço-tempo. ....	166
Figura 6.6: Diagrama de blocos do TM com codificação no espaço-tempo. ....	167
Figura 6.7: Diagrama de blocos da EB com codificação no espaço-frequência. ....	169
Figura 6.8: Diagrama de blocos do TM com codificação no espaço-frequência. ....	171
Figura 6.9: Diagrama de blocos simplificado da EB, combinação da pré-filtragem com a codificação no espaço-tempo.....	172
Figura 6.10: Diagrama de blocos simplificado da EB, combinação da pré-filtragem com a codificação no espaço-frequência.....	175
Figura 6.11: Comparação do desempenho dos códigos de Alamouti, do sistema SIMO 1x2 e 1x4 MRC e convencional 1x1 MRC, para um sistema mono-utilizador com interleaving. ....	180
Figura 6.12: Avaliação do desempenho dos códigos de Alamouti combinados com vários equalizadores mono-utilizador, com interleaving, para $K = 32$ e modulação QPSK.....	181
Figura 6.13: Desempenho de vários esquemas com eficiência espectral, $\xi_{st} = 2 \text{ bps} / \text{Hz}$ , com interleaving, para $K = 32$ .....	182
Figura 6.14: Desempenho de vários esquemas com eficiência espectral, $\xi_{st} = 3 \text{ bps} / \text{Hz}$ , com interleaving, para $K = 32$ .....	183
Figura 6.15: Desempenho de vários esquemas com eficiência espectral, $\xi_{st} = 4 \text{ bps} / \text{Hz}$ , com interleaving, para $K = 32$ .....	184
Figura 6.16: Comparação do desempenho para os dois tipos de mapeamento dos chips: adjacentes (tracejado) e interleaved (cheio), para $K = 32$ e $\xi_{st} = 3 \text{ bps} / \text{Hz}$ .....	185
Figura 6.17: Desempenho de vários esquemas com eficiência espectral, $\xi_{st} = 3 \text{ bps} / \text{Hz}$ , com interleaving, para $K = 16$ .....	186
Figura 6.18: Avaliação do desempenho do esquema CBET/F+JMCZF, para vários valores do espalhamento angular e para o caso em que os canais são descorrelacionados. ....	187
Figura 6.19: Avaliação do desempenho do 2x1 CBET/F MMSEC, para vários valores do espalhamento angular e para o caso em que os canais são descorrelacionados. ....	188
Figura 7.1: Blocos de codificação e descodificação de Canal.....	193
Figura 7.2: Atraso entre a estimativa de canal no UL e o seu uso no DL, no modo TDD.....	194
Figura 7.3: Comparação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem para os dois tipos de mapeamento: adjacente (tracejado) e interleaved (cheio), para $K = 32$ .....	197

Figura 7.4: Comparação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem multi/mono-utilizador, adjacente (tracejado) e interleaved (cheio), para $K = 32$ .	198
Figura 7.5: Comparação do desempenho (em termos da FER) dos esquemas de pré-filtragem multi/mono-utilizador, adjacente (tracejado) e interleaved (cheio), para $K = 32$ .	199
Figura 7.6: Comparação do desempenho vários esquemas de CBET/F, com interleaving e para $K = 32$ .	201
Figura 7.7: Comparação do desempenho (em termos da FER) vários esquemas de CBET/F e com interleaving, para $K = 32$ .	201
Figura 7.8: Comparação do desempenho vários esquemas de CBET/F, com interleaving e para $K = 16$ .	202
Figura 7.9: Comparação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem no espaço-frequência com o esquema que combina a pré-filtragem com os CBET/F, $K = 32$ .	203
Figura 7.10: Avaliação do desempenho do esquema Pre-JMCZF SD com estimativas de canal imperfeitas, mapeamento adjacente, $K = 32$ .	205
Figura 7.11: Avaliação do desempenho do esquema Pre-MRC com estimativas de canal imperfeitas, mapeamento adjacente, $K = 32$ .	206
Figura 7.12: Avaliação do desempenho do esquema Pre-JMCZF MRC com estimativas de canal imperfeitas, interleaving, $K = 32$ .	206
Figura 7.13: Avaliação do desempenho dos esquemas CBET/F+JMCZF, CBET/F MMSEC e CBET/F ZFC, com estimativas de canal imperfeitas, interleaving, $K = 32$ .	207
Figura 7.14: Avaliação do desempenho em termos do $E_t/N_0$ necessário para atingir uma BER=1.0E-4, em função do coeficientes de correlação, interleaving (cheio) e adjacente (tracejado), $K = 32$ .	209



## Índice de Tabelas

---

Tabela 1.1: Algumas referências relacionadas com o sistema MC-CDMA.....	8
Tabela 2.1: Medidas típicas a 5 GHz de alguns parâmetros de canal móvel em diferentes cenários.....	36
Tabela 2.2: Algumas características dos modelos de canal do HIPERLAN/2.....	37
Tabela 4.1: Principais parâmetros usados nas simulações. ....	98
Tabela 5.1: Principais parâmetros usados nas simulações. ....	131
Tabela 6.1: Ganho da antena e ordem de diversidade para várias configurações. ....	158
Tabela 6.2: Coeficientes dos códigos obtidos usando o critério da ordem e do determinante, para duas antenas na transmissão. ....	163
Tabela 6.3: Codificação de Alamouti no espaço-frequência. ....	169
Tabela 6.4: Principais parâmetros usados nas simulações. ....	179
Tabela 7.1: Relação entre o coeficiente de correlação e a velocidade do TM, considerando $\tau_{UL \rightarrow DL} = 1ms$ e $\lambda_c = 0.06m$ .....	194
Tabela 7.2: Principais parâmetros usados nas simulações. ....	195
Tabela 7.3: Comparação dos vários esquemas discutidos nesta tese. ....	210



## Lista de Acrónimos

---

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
3GPP2	<i>3rd Generation Partnership Project 2</i>
4MORE	MC-CDMA Multiple Antenna System on Chip for Radio Enhancements
AMPS	<i>Advanced Mobile Phone System</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BE	Banda Estreita
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BG	Banda de Guarda
BL	Banda Larga
BLAST	<i>Bell-Labs Layered Space Time</i>
CBET	Codificação por Blocos no Espaço-Tempo (STBC-Space-Time Block Coding)
CBEF	Codificação por Blocos no Espaço-Frequência(SFBC-Space-freq. Block Cod)
CBET/F	Codificação por Blocos no Espaço-Tempo ou Espaço-Frequência
CC	Canal Conhecido
CCET	Codificação por Camadas no Espaço-Tempo (LSTC-Layered S-T Codes)
CD	Canal Desconhecido
CDM	<i>Code Division Multiplexing</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CI	Cancelamento de Interferência.
CTET	Codificação de Trellis no Espaço-Tempo (STTC- Space-Time Trellis Coding)
CTTET	Codificação Turbo de Trellis no Espaço-Tempo
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
D-AMPS	Digital-AMPS
D-BLAST	<i>Diagonal Bell-Labs Layered Space Time</i>
DCS	<i>Digital Cellular System</i>
DEP	Densidade Espectral de Potência
DL	<i>Downlink</i> (Sentido descendente).
DOA	<i>Direction of Arrival</i>

DS	<i>Direct Sequence</i>
DS-CDMA	<i>Direct Sequence Code Division Multiple Access</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>
DVB-S	<i>Digital Video Broadcasting Satellite</i>
DVB-T	<i>DVB Standard for Terrestrial Broadcasting</i>
EB	<i>Estação Base</i>
EDGE	<i>Enhanced Data Rates for GSM Evolution</i>
EGC	<i>Equal Gain Combining</i>
EGC	<i>Equal Gain Transmission</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standard Institute</i>
FA	<i>Filtro Adaptado (Matched Filter-MF)</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FER	<i>Frame Error Rate</i>
FFH	<i>Fast FH</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FH	<i>Frequency Hopping</i>
FWA	<i>Fixed Wireless Access</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HIPERLAN	<i>High Performance Local Area Network</i>
HIPERMAN	<i>High Performance Metropolitan Area Network</i>
HSDPA	<i>High-Speed Downlink Packet Access</i>
IAM	<i>Interferência de Acesso Múltiplo (Multiple Access Interference - MAI)</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IEP	<i>Interferência Entre Portadoras (Inter Carrier Interference-ICI)</i>
IES	<i>Interferência Entre Símbolos (Inter Symbol Interference-ISI)</i>
IFFT	<i>Inverse FFT</i>
IMT-2000	<i>International Mobile Communications-2000</i>
IOFDM	<i>Inverse Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>

IST	<i>Information Society Technologies</i>
ITU	<i>International Telecommunications Union</i>
JMCZF	<i>Joint Multi-User Constrained Zero Forcing</i>
JTACS	<i>Japan Total Access Communications Systems</i>
LB	<i>Largura de Banda</i>
LANs	<i>Local Area Networks</i>
LDV	<i>Linha de Vista (Line of Sight – LOS)</i>
LMDS	<i>Local Multi-Point Distribution System</i>
MAP	<i>Maximum a Posteriori</i>
MATRICE	<i>MC-CDMA Transmission Techniques for Integrated Broadband Cellular Systems</i>
MC	<i>Multi-Carrier</i>
MC-CDMA	<i>Multi-Carrier CDMA</i>
MC-DS-CDMA	<i>Multi-Carrier DS-CDMA</i>
MCZF	<i>Multi-User Constrained Zero Forcing</i>
MISO	<i>Multiple-Input-Single-Output</i>
MIMO	<i>Multiple-Input- Multiple –Output</i>
ML	<i>Maximum Likelihood</i>
MLSE	<i>Maximum Likelihood Sequence Estimation</i>
MMDS	<i>Microwave Multi-Point Distribution System</i>
MMSEC	<i>Minimum Mean Square Error Combining</i>
MRC	<i>Maximal Ratio Combining</i>
MRC	<i>Maximal Ratio Transmission</i>
MT-CDMA	<i>Multitone CDMA</i>
MU	<i>Mono-Utilizador</i>
MUD	<i>Multi-User Detection</i>
NMT	<i>Nordic Mobile Telephone</i>
NTT	<i>Nippon Telephone and Telegraph</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PEA	<i>Potência Espectral do Atraso</i>

PDC	<i>Personal Digital Cellular</i>
PIC	<i>Parallel Interference Cancellation</i>
PM	Portadora múltipla
PN	<i>Pseudo Noise</i>
Pre-JMCZF	<i>Pre Joint Multi-User Constrained Zero Forcing</i>
Pre- J-MSINR	<i>Pre Joint Maximisation SINR</i>
Pre-MCZF	<i>Pre Multi-User Constrained Zero Forcing</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
REDIS	Rede Digital de Integração de Serviços
RF	Rádio Frequência
RI	Resposta Impulsiva
SCM AHG	<i>Spatial Channel Model (SCM) Ad-Hoc Group (AHG)</i>
SD	<i>Simple Despreading</i>
SDMA	<i>Space Division Multiple Access</i>
SDR	<i>Software Defined Radio</i>
SF	Selectividade na Frequência
SFBC	<i>Space Frequency Block Coding</i>
SFH	<i>Slow FH</i>
SIC	<i>Successive interference Cancellation</i>
SIMO	<i>Single-Input-Multiple-Output</i>
SINR	<i>Signal Interference Noise Ratio</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SS	<i>Spread Spectrum</i>
SS-MC-MA	<i>Spread Spectrum Multi-Carrier Multiple Access</i>
STC	<i>Space Time Coding</i>
SUD	<i>Single User Detection</i>
S-UMTS	<i>Satellite Universal Mobile Telecommunication System</i>
TA	<i>Time Advance</i>
TACS	<i>Total Access Communications Systems</i>

TDD	<i>Time Division Duplex</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TG	Tempo de Guarda
TH	<i>Time Hopping</i>
TM	Terminal Móvel
TS	<i>Time Slot</i>
TS-SCDMA	<i>Time-Division Synchronous CDMA</i>
UCA	Agregado Uniforme com Espaçamento Circular
UL	<i>Uplink</i> (Sentido Ascendente)
ULA	Agregado Uniforme com Espaçamento Linear
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>
US	<i>Uncorrelated Scattering</i>
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>
V-BLAST	<i>Vertical Bell-Labs Layered Space Time</i>
VSF	<i>Variable Spreading Factor</i>
VSF-OFCDM	<i>VSF - Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing</i>
W-CDMA	<i>Wideband CDMA</i>
WINNER	<i>Wireless World Initiative New Radio</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WLL	<i>Wireless Local Loop</i>
WPAN	<i>Wireless Personal Area Network</i>
WSS	<i>Wide Sense Stationary</i>
WSSUS	<i>Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering</i>
WWRF	<i>Wireless World Research Forum</i>
ZFC	<i>Zero Forcing Combining</i>



## Lista de Símbolos

---

$b_k$	Bits de informação do utilizador $k$
$B$	Largura de banda do sinal de informação
$B_c$	Número de bits de saída (codificados) do codificador de canal
$B_{coe.}$	Banda de coerência
$B_{inf.}$	Número de bits de entrada do codificador de canal
$B_n$	Largura de banda do ruído
$B_{OFDM}$	Largura de banda do símbolo OFDM
$B_p$	Número de bits de saída do bloco de <i>puncturing</i>
$B_{ss}$	Largura de banda do sinal espalhado
$c_k$	Vector com o código do utilizador $k$
$\bar{c}_k$	Vector com o código do utilizador $k$ , repetido $M$ vezes
$C$	Capacidade de um canal
$d_e$	Distancia entre dois elementos vizinhos de um ULA
$\det[.]$	Determinante da matriz
$d_k$	Símbolos de dados de informação do utilizador $k$
$d_{k,p}$	Símbolo de dados $p$ do utilizador $k$
$\mathbf{D}_{R_{st}}^M$	Matriz com os símbolos codificados, para $M$ antenas e taxa de codificação $R_{st}$
$e_n$	Erro da estimativa do sub-canal $n$
$E_s$	Energia por símbolo de dados
$E_b$	Energia por bit de dados
$E\{\}$	Esperança matemática
$f_c$	Frequência da portadora
$f_{D,p,l}$	Frequência de Doppler correspondente ao percurso $p$ e ao sub-percurso $l$
$f_{D,max}$	Frequência de Doppler máxima
$f_n$	Frequência da sub-portadora $n$
$h_n$	Coefficiente complexo do sub-canal $n$
$\hat{h}_n$	Coefficiente complexo do sub-canal $n$ estimado
$J_0(\cdot)$	Função de Bessel do primeiro tipo e ordem zero

$I$	Matriz identidade
$I_M$	Matriz identidade de dimensão $M \times M$
$K$	Número de utilizadores activos
$K_{rice}$	Factor de Rice
$L$	Comprimento do código
$L_p$	Número de percursos
$L_{SP}$	Número de sub-percursos
$m_b$	Número de bits transmitidos por cada símbolo de dados
$M$	Número de elementos do agregado na EB
$M_c$	Comprimento da constelação
$N$	Número de elementos do agregado no TM
$N_c$	Número de portadoras ou sub-portadoras
$N_{est.}$	Número de estágios usados nos detectores de CI
$N_g$	Comprimento da sequência de Gold
$N_0$	Densidade espectral do ruído
$N_{OFDM}$	Número de símbolos OFDM que constituem uma <i>frame</i>
$N_p$	Número de períodos necessários para transmitir os símbolos $N_s$
$N_r$	Potência do Ruído
$N_s$	Número de símbolos de dados que constituem um bloco
$N_{sb}$	Número de sub-bandas
$P$	Número de símbolos de dados em cada símbolo OFDM
$P_e$	Probabilidade de erro
$r$	Amplitude do desvanecimento
$r_s$	Amplitude do desvanecimento da componente dominante
$R$	Taxa de codificação de canal global
$R\{\}$	Funções de correlação
$R_c$	Taxa de codificação do codificador de canal
$R_{st}$	Taxa de codificação dos códigos do tipo CBET/F
$T_c$	Tempo de chip
$T_{coe.}$	Tempo de coerência
$T_{fr}$	Duração da <i>frame</i>
$T_{OFDM}$	Duração do símbolo OFDM
$T'_{OFDM}$	Duração do símbolo OFDM, incluindo a duração do TG

$T_s$	Tempo de símbolo
$u$	Memória total do codificador de Trellis
$v$	Velocidade do TM
$v_0$	Velocidade de propagação no vazio
$v_p$	Valores próprios da matriz
$\mathbf{v}_j$	Vector de pré-filtragem para o sistema CBET/F MC-CDMA
$\mathbf{w}_j$	Vector de pré-filtragem para o sistema MC-CDMA
$\alpha_{p,l}$	Amplitude correspondente ao percurso $p$ e ao sub-percurso $l$
$\gamma_b$	Energia por bit sobre $N_o$
$\gamma_c$	Energia por sub-portadora sobre $N_o$
$\gamma_s$	Energia por símbolo sobre $N_o$
$\Delta$	Metade do espalhamento angular máximo
$\Delta f_c$	Espaçamento entre sub-portadoras
$\Delta t$	Intervalo de tempo
$\xi_{st}$	Eficiência espectral dos códigos do tipo CBET/F
$\eta$	Potência da amplitude do desvanecimento
$\eta_p$	Potência da amplitude do desvanecimento relativamente ao percurso $p$
$\theta$	Ângulo de elevação
$\kappa$	Constante usada para limitar a potência de transmissão
$\lambda_c$	Comprimento de onda da portadora
$\phi$	Ângulo de azimute
$\phi_{med}$	Ângulo médio do espalhamento angular
$\varphi_{p,l}$	Fase correspondente ao percurso $p$ e ao sub-percurso $l$
$\psi$	Ângulo que cada sub-percurso faz com a direcção de movimento
$\sigma^2$	Variância do ruído
$\sigma_A$	Espalhamento angular
$\sigma_{cer}^2$	Variância do erro da estimativa de canal
$\sigma_D$	Espalhamento do Doppler
$\sigma_r^2$	Variância do ruído depois do <i>de-spreading</i>
$\sigma_\tau$	Valor quadrático médio do espalhamento do atraso
$\tau$	Atraso
$\bar{\tau}$	Atraso médio
$\tau_e$	Atraso de propagação entre elementos de um ULA
$\tau_{max}$	Atraso máximo

$\tau_p$	Atraso correspondente ao percurso $p$
$\tau_{UL \rightarrow DL}$	Atraso entre a estimativa de UL e o seu uso no DL
$\Omega$	Constante de normalização
$(\cdot)^*$	Complexo conjugado
$(\circ)$	Multiplicação vectorial elemento a elemento

# 1 Introdução

---

---

## 1.1 Evolução dos Sistemas de Comunicação Móveis:1G-3G

As comunicações rádio tiveram origem em 1867 quando Maxwell previu a existência de ondas electromagnéticas [1]. Duas décadas depois, Hertz levou a cabo um conjunto de experiências que demonstraram a sua existência. Desde meados do século passado, quando Marconi mostrou as grandes potencialidades das comunicações rádio, que se tem assistido a um enorme progresso na tecnologia de comunicações sem fios, via rádio.

O conceito celular foi proposto pela primeira vez por D. H. Ring dos laboratórios Bell em 1947 [2]. Em 1970 investigadores desse laboratório desenvolviam o conceito de sistemas móveis celulares [2]. A ideia chave dos primeiros sistemas celulares é a reutilização do espectro. Ao contrário dos primeiros sistemas de comunicação móvel, em que um emissor potente disponibilizava todos os canais do sistema sobre toda a área de cobertura simultaneamente, nos sistemas celulares a área de cobertura é dividida em células, cada qual servida por um emissor de mais baixa potência que localmente disponibiliza apenas um subconjunto da totalidade dos canais do sistema.

Nos sistemas de comunicações móveis o termo geração geralmente denota saltos na tecnologia. Assim, os primeiros sistemas celulares designam-se por sistemas de primeira geração (1G), seguidamente por segunda geração (2G), 3G, 4G e assim sucessivamente.

A especificação dos primeiros sistemas celulares começou em 1969, tendo sido lançados no mercado em 1981 [2]. Os principais sistemas 1G desenvolvidos foram: *Nordic Mobile Telephone* (NMT-450) nos países nórdicos, o *Advanced Mobile Phone System* (AMPS) na

América do norte, o C-450 em Portugal e Alemanha, o *Total Access Communications Systems* (TACS) no Reino Unido. No Japão foram desenvolvidos vários standards: TZ-801, TZ-802 e o TZ-803 pela *Nippon Telephone and Telegraph* (NTT); e o *Japan Total Access Communications Systems* (JTACS). Todos estes sistemas eram analógicos e tinham como principais problemas, a capacidade e a qualidade de serviço, não sendo compatíveis entre si [3].

O aumento da procura e da exigência, em termos de qualidade, de serviços de comunicações móveis tornaram os sistemas 1G obsoletos. Para colmatar estes problemas, iniciou-se o desenvolvimento dos primeiros sistemas de comunicações móveis digitais, também designados por sistemas 2G. As especificações destes sistemas começaram em 1982, tendo sido lançados no mercado no início da década de noventa [2]. Os principais sistemas 2G desenvolvidos foram: o *Global System for Mobile Communications* (GSM) e mais tarde o DCS-1800 na Europa, o Digital AMPS (D-AMPS), o IS-95 nos Estados Unidos e o *Personal Digital Cellular* (PDC) no Japão [4]. Os sistemas GSM, D-AMPS e o PDC usam como técnica de acesso múltiplo o *Time Division Multiple Access* (TDMA) enquanto que o IS-95 usa o *Code Division Multiple Access* (CDMA). O GSM funciona na banda de frequências dos 900 MHz, o DCS-1800 na banda dos 1800 MHz, o D-AMPS e o IS-95 na banda dos 1900 MHz e por último o PDC usa as bandas dos 800 e 1900 MHz. As principais vantagens dos sistemas 2G relativamente aos 1G são [5]: melhor eficiência espectral, uso de codificação de voz e um melhor re-uso de frequências, maior capacidade, menor custo das infra-estruturas e dos terminais móveis, melhor integração com a rede digital de integração de serviços (RDIS), possibilidade de oferecer novos serviços aos utilizadores, tais como dados, fax, serviço de mensagens, *roaming* e maior privacidade. De entre os sistemas 2G, o GSM é sem qualquer dúvida aquele que maior sucesso teve e continua a ter, tendo sido adoptado em mais de 100 países [2]. O crescimento do mercado das comunicações móveis celulares, bem como o aumento do número de utilizadores da Internet, constitui um promissor mercado que combina as comunicações sem fios e serviços de dados. Do ponto de vista do utilizador, os serviços celulares de dados fornecidos pelos sistemas 2G são ineficientes, uma vez que as taxas de transmissão são baixas e o custo por unidade de informação elevado. Com vista a colmatar parcialmente esta ineficiência foram desenvolvidas duas tecnologias para transmissão de pacotes de dados: *General Packet Radio Service* (GPRS) e o *Enhanced Data Rates for GSM Evolution* (EDGE), também designadas por sistemas 2.5G. A primeira oferece taxas de transmissão máximas de 115 Kbps e a segunda 384 Kbps. No entanto, os sistemas 2G continuam a ser concebidos para um serviço: a voz. As elevadas taxas de penetração, em muitos países Europeus superiores a 100%, incluindo Portugal, demonstra bem o sucesso desta tecnologia e a sua influência na vida das pessoas.

A principal motivação para a investigação e desenvolvimento dos sistemas 3G, foi proporcionar mobilidade para serviços que não apenas voz. Isto é, desenvolver um sistema que facilite aplicações multimédia que geralmente usam vários serviços em paralelo: voz, dados, vídeo, etc., e proporcionar uma transição suave dos vários sistemas móveis heterogéneos existentes. Estas motivações levaram ao desenvolvimento de uma nova geração de comunicações móveis, designada pela *International Telecommunications Union* (ITU), por *International Mobile Telecommunications-2000* (IMT-2000). Actualmente existem vários sistemas 3G, os quais formam a IMT-2000, sendo os mais importantes: o Europeu, *Universal Mobile Telecommunications Systems* (UMTS), baseado na tecnologia W-CDMA e especificado pelo *European Telecommunications Standard Institute* (ETSI), o Americano CDMA2000 e o Chinês, *Time-Division Synchronous CDMA* (TS-SCDMA). Estes sistemas e a sua evolução são especificados pelo *Third Generation Partner-Ship Project* (3GPP) [6]. Todos eles são baseados na tecnologia CDMA, e usam a banda próxima dos 2 GHz, com taxas de transmissão desde os 144 Kbps, para alta velocidade, até 2 Mbps em ambientes interiores. No entanto, com a tecnologia *High-Speed Downlink Packet Access* (HSDPA) é possível obter taxas de transmissão de 1.8 ou 3.6 Mbps, dependendo da modulação usada, no *Downlink* (DL). No futuro próximo, espera-se atingir taxas de 14.4 Mbps ou superiores com esta tecnologia. Os primeiros sistemas comerciais baseados na tecnologia 3G foram lançados no Japão em 2001. Actualmente, a sua introdução no mercado continua numa fase inicial na maior parte dos países Europeus, incluindo Portugal.

Paralelamente, foram desenvolvidos vários sistemas *Wireless Local Area Network* (WLAN): IEEE802.11 [7], IEEE802.16 [8] e o HIPERLAN/2 [9], fornecendo serviços com elevadas taxas de transmissão, que podem chegar até aos 54 Mbps, em áreas de cobertura relativamente pequenas; e os sistemas *Wireless Personal Area Network* (WPAN), com exemplo temos o *Bluetooth*, que na versão mais recente, consegue atingir taxas de transmissão por volta dos 3 Mbps para áreas de cobertura até 100m [10].

## 1.2 Os Sistemas de Comunicações Móveis 4G

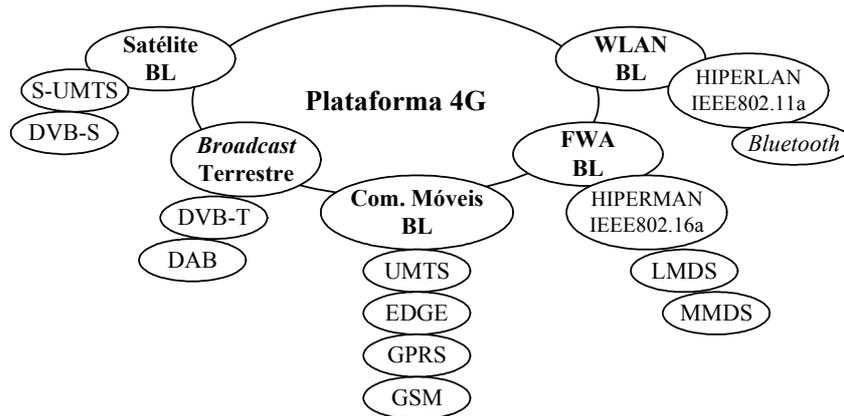
Como se viu, a passagem de uma geração para outra está directamente relacionada com a evolução tecnológica, e da necessidade de novos serviços. A substituição de um sistema analógico para um sistema de comunicações móveis digitais constitui o grande marco, da passagem da primeira para segunda geração, que foi concebida para um serviço. Os sistemas 3G quebraram esse paradigma pelo facto de o sistema deixar de ser uma rede celular para um serviço, mas sim uma rede celular para suporte de serviços. A questão que se coloca actualmente é, como é que serão os futuros sistemas de comunicações móveis?

Qual a direcção de evolução dos actuais sistemas 3G, em termos tecnológicos e de serviços oferecidos?

Tendo como objectivo responder a estas e outras questões, fóruns, como por exemplo o *Wireless World Research Forum* (WWRF) [11] e alguns organismos, como o ETSI e o ITU [12], encetaram um trabalho de discussão e especificação dos futuros sistemas 4G. Na perspectiva do WWRF, os futuros sistemas devem ser desenvolvidos de uma perspectiva do utilizador, i.e., os utilizadores devem ter a possibilidade de interagir com o sistema, o que possibilita o desenvolvimento de novos serviços e aplicações, incluindo tráfego a pedido. Assim, os utilizadores devem poder interagir sobre diferentes tipos de *Local Area Networks* (LANs), ligadas à rede celular. Nesta perspectiva, um dos maiores desafios dos futuros sistemas 4G é a convergência e a interligação dos vários tipos de sistemas, como mostra a Figura 1.1. Caminhando neste sentido está a generalização do *Internet Protocol* (IP) para aplicações móveis, permitindo a convergência ao nível da camada protocolar [13], o *Software Defined Radio* (SDR) facilitando a reconfiguração dos diferentes aparelhos [14].

A visão da ITU compreende dois principais objectivos: integração e interligação dos sistemas existentes e desenvolvimento de um novo sistema de interface-ar para a componente de banda larga (BL), como complemento do IMT-2000 e de outros sistemas. É antecipado que a nova interface-ar para os futuros sistemas 4G, deverá suportar taxas de transmissão até 100 Mbps para alta mobilidade, em grandes áreas de cobertura, e aproximadamente 1 Gbps para baixa mobilidade, em áreas de cobertura bastante reduzidas. A chave desta nova interface é a flexibilidade, i.e., deve ser capaz de fornecer serviços heterogéneos entre diferentes ambientes, por exemplo entre interiores e exteriores. A camada física deve suportar a transmissão de fluxos de *bits* variáveis, com diferentes qualidade de serviço, e ser capaz de suportar tráfego assimétrico com elevadas taxas de transmissão no DL, ex. Internet, vídeo, etc. Isto implica uma migração do sistema clássico orientado para a comutação de circuitos, para um orientado para a comutação de pacotes, o que já acontece parcialmente nos actuais sistemas 3G. De entre as várias tecnologias actualmente consideradas para atingir estes requisitos, alguns tópicos de investigação parecem ser prometedores: codificação e modulação adaptativa, agregados de antenas de forma a atingir taxas de transmissão elevadas, técnicas de portadora múltipla, que oferecem robustez em cenários com propagação multipercuro e elevada eficiência espectral.

Actualmente, existem várias instituições de investigação e empresas, a trabalhar em projectos, que se dedicam a estudar quais as melhores técnicas de interface-ar para os futuros sistemas 4G. As técnicas baseadas em portadoras múltiplas (PM), ou na terminologia inglesa *Multi-Carrier* (MC), surgem como fortes candidatas para os futuros sistemas de comunicações móveis.



**Figura 1.1:** Visão para o sistema 4G: Integração de sistemas heterogêneos.

Técnicas como, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) e esquemas relacionados, como o *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA) e a combinação do OFDM com o CDMA, de onde resulta diferentes esquemas: *Multi-Carrier Code-Division Multiple-Access* (MC-CDMA), *Multi-Carrier Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access* (MC-DS-CDMA) e esquemas híbridos, ex., *Spread-Spectrum Multi-Carrier Multiple-Access* (SS-MC-MA), foram propostas nos últimos anos. De seguida, são apresentados de uma forma simplificada, alguns projectos que se dedicam ou dedicaram-se a investigar os futuros sistemas 4G:

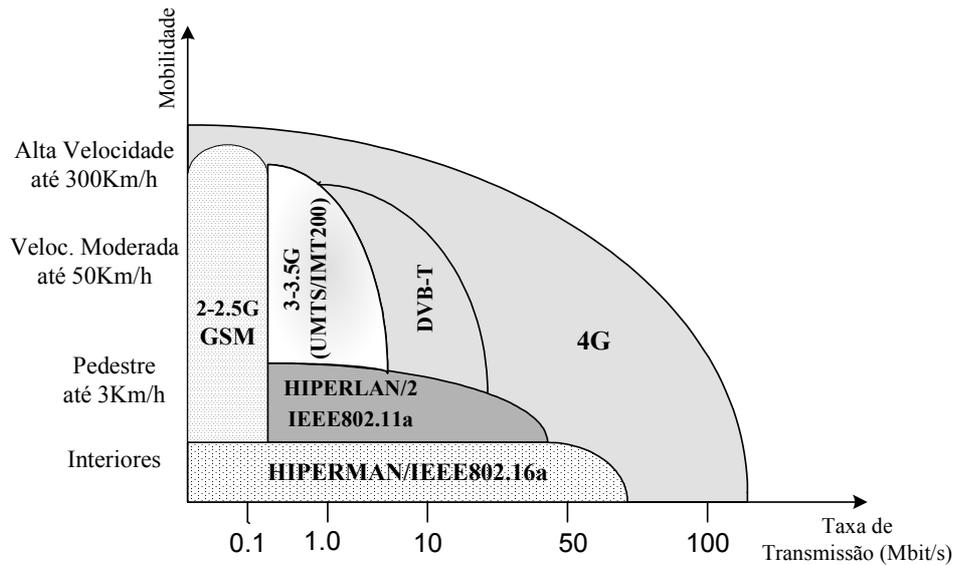
- **Iniciativa do NTT DoCoMo :** No Japão a NTT, desde 1998 tem levado a cabo um conjunto de investigações direccionadas para os sistemas 4G, tendo mesmo feitos os primeiros testes de campo em Outubro de 2002. Taxas de transmissão na ordem dos 100 Mbps no DL e cerca de 20 Mbps no *Uplink* (UL) foram atingidos. A interface-ar proposta neste sistema para o DL é baseada no MC-CDMA, sendo designada por *Variable Spreading Factor Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing* (VSF-OFCDM), e no UL o MC-DS-CDMA [15].
- **Projecto Europeu MATRICE (2002-2004):** Na Europa alguns projectos, financiados pela União Europeia através do *Information Society Technologies* (IST), iniciaram a investigação dos futuros sistemas 4G. O projecto MC-CDMA *Transmission Techniques for Integrated Broadband Cellular System* (MATRICE), foi constituído por vários parceiros, entre os quais o IT-Aveiro. Teve como principal objectivo definir e validar esquemas de acesso e transmissão baseados na tecnologia MC-CDMA, para a componente de interface-ar dos futuros sistemas 4G. O trabalho desenvolvido compreendeu dois pontos essenciais [16]:
  - Investigar e avaliar novas arquitecturas baseadas no MC-CDMA, usando combinações de técnicas de processamento de sinal avançadas, tais como

codificação no espaço-tempo, processamento com agregados de antenas, detecção multi-utilizador, sincronização, etc.

- Definir uma interface entre as camadas um e dois, e uma rede de transporte IP, incluindo questões relacionadas com qualidade de serviço para transmissão de vídeo e voz sobre IP.
- **Projecto Europeu 4MORE (2004-2006):** O projecto, 4G MC-CDMA *Multiple Antenna System on Chip for Radio Enhancements* (4MORE), surgiu no seguimento do MATRICE, tendo sido levado a cabo pelo mesmo consórcio deste projecto. O principal objectivo foi, aproveitando a experiência obtida no MATRICE e na iniciativa do NTT DoCoMo, avançar na implementação de um terminal 4G em *chip*, com múltiplas antenas. A interface-ar usada neste projecto foi o MC-CDMA para DL e o SS-MC-MA para o UL [17]. Neste projecto e no MATRICE, os sistemas são baseados no modo *Time Division Duplex* (TDD), contrariamente ao primeiro que é baseado no *Frequency Division Duplex* (FDD).
- **Projecto Europeu WINNER (2004-):** O projecto *Wireless World Initiative New Radio* (WINNER) é constituído por vários parceiros de todo mundo, e tem como principal objectivo desenvolver um novo conceito de acesso rádio. A ideia subjacente é que o desenvolvimento de novos sistemas de comunicações móveis, para diferentes propósitos, não compatíveis, não é uma solução apropriada para os futuros sistemas 4G. Seguindo as orientações da ITU, soluções mais globais e com um maior grau de convergência são esperadas no futuro. Este projecto coloca especial ênfase na procura da melhor combinação das várias componentes individuais da interface rádio, tais como agregados de antenas, esquemas de acesso múltiplo, codificação, etc. [18].

Apesar das taxas de transmissão oferecidas pelos actuais sistemas 3G, a previsível crescente procura de serviços de Internet nos terminais móveis, aumentará a necessidade de serviços que exigem grandes taxas de transmissão em comunicações sem fios, ex. vídeo a pedido, televisão de alta definição e serviços multimédia em geral, o que os actuais sistemas 3G não poderão de forma alguma satisfazer. Daí a necessidade de desenvolver uma nova interface-ar que suporte estas taxas de transmissão elevadas. Assim, o MC-CDMA aparece como um dos esquemas mais promissores para atingir estes requisitos, sobretudo no DL. A Figura 1.2 dá uma ideia da mobilidade em função da taxa de transmissão para vários sistemas sem fios.

Esta tese pretende dar um contributo para a componente de banda larga dos futuros sistemas 4G. O principal objectivo é propor e avaliar esquemas de processamento de sinal, projectados na frequência e espaço, para o sistema MC-CDMA no DL. O trabalho foi todo ele desenvolvido no âmbito dos projectos Europeus MATRICE e 4MORE.



**Figura 1.2:** Mobilidade em função da taxa de transmissão para vários sistemas sem fios.

### 1.3 Sistemas de Portadora Múltipla

O princípio geral dos sistemas de portadora múltipla é dividir um fluxo de dados em vários sub-fluxos em paralelo, os quais são depois transmitidos em diferentes frequências ou sub-portadoras. Apesar da transmissão de dados sobre várias portadoras ser conhecida há décadas, apenas com o desenvolvimento dos sistemas digitais, é que a transmissão de dados em várias portadoras ganhou importância e teve sucesso no domínio dos sistemas de comunicação sem fios [19]. A principal razão para este sucesso está relacionada com a simplicidade de equalização exigida e robustez em cenários com propagação multipercurso. Actualmente, existem diversos sistemas comerciais de portadora múltipla, baseados na modulação OFDM [19][20][21][22][23]: WLAN [7][9], WLL [8], DAB [24] e DVB-T [25]. A opção por um esquema MC faz mesmo parte das especificações dos actuais sistemas 3G, nomeadamente no Americano CDMA2000. Neste sistema, como é sabido, é usado o *Direct-Sequence* (DS-SS), onde os símbolos de dados são espalhados com um código, transmitindo-se várias versões desse símbolo em série. A opção MC consiste em transmitir um sistema DS-SS em 3 portadoras diferentes [26].

O sucesso das técnicas de espalhamento de espectro, usadas nos sistemas de comunicações móveis de segunda geração e do OFDM, também usado em várias aplicações comerciais, motivou a combinação destas duas técnicas. A combinação do DS-SS com o OFDM foi proposto por vários investigadores independentes em 1993 [27][28][29][30][31][32][33]. Desta combinação resultaram três diferentes esquemas: MC-SS, *Multitone* SS (MT-SS) e o MC-SS ou também conhecido por

OFDM-CDMA. O primeiro consiste na conversão série-paralelo dos símbolos de dados originais em alguns sub-fluxos, sendo depois espalhados no tempo com um código específico para cada utilizador, i.e., é efectuado individualmente o DS-SS-SS em cada uma das portadoras. O MT-SS-SS, pode ser considerado um caso particular do MC-SS-SS-SS, sendo baseado na sobreposição das portadoras. O espalhamento também é feito no tempo e usa um número reduzido de portadoras sobrepostas com uma grande largura de banda. O último esquema, é constituído por um número elevado de sub-portadoras ortogonais com largura de banda reduzida, tendo geralmente por base a modulação OFDM. Contrariamente aos dois primeiros esquemas, o espalhamento é feito no domínio da frequência, i.e., os *chips* obtidos depois do espalhamento são transmitidos em diferentes sub-portadoras. Estes esquemas são apresentados em detalhe no capítulo 3. O sistema MC-SS-SS-SS convencional, implementado nesta tese, é detalhadamente apresentado no capítulo 4. A Tabela 1.1 apresenta algumas referências, que dão uma ideia geral do estado da arte no campo do MC-SS-SS-SS, sobretudo para o DL. Convém no entanto referir que ao longo da tese são dadas mais referências, para este sistema, e para determinados aspectos específicos. O grande tópico desta tese é a pré-filtragem ou pré-equalização, projectada para o sistema MC-SS-SS-SS no DL. Do conhecimento do autor, aquando do início desta tese, não havia publicações relacionadas com este tópico para o sistema MC-SS-SS-SS no DL. Apenas tinha sido publicado um esquema de pré-equalização relevante, projectado na frequência, para o sistema *Single Input Single Output* (SISO) MC-SS-SS-SS no UL [34].

**Tabela 1.1:** Algumas referências relacionadas com o sistema MC-SS-SS-SS.

Aspectos gerais e livros	[23][35][36][37][38]
Questões de implementação e medidas de campo.	[15][39][40][41]
Pré-Equalização ( <i>Uplink</i> )	[34]
Projectos Europeus	[16][17]

O trabalho desta tese foi desenvolvido para o sistema MC-SS-SS-SS no DL, onde medidas de campo já mostram a eficiência de esquemas baseados no MC-SS-SS-SS [40]. Os projectos Europeus [16][17] consideraram o MC-SS-SS-SS para a interface-ar dos futuros sistemas 4G, de forma a se conseguir elevadas taxas de transmissão. Esta nova interface-ar tem como objectivo servir de complemento aos sistemas já existentes, de acordo com as recomendações da ITU.

## 1.4 Técnicas com Múltiplas Antenas e Sistemas Orientados pelo Transmissor

No início das comunicações rádio, os sistemas eram apenas projectados a uma dimensão, o *tempo*. Os sinais eram modulados, equalizados e detectados no domínio do tempo. O

sucesso das comunicações digitais por um lado, e o avanço no processamento de sinal digital por outro, abriram a porta a uma outra dimensão, a *frequência*. O uso desta dimensão para modular sinais, separar sistemas ou para assegurar a ligação nos dois sentidos, DL e UL, não é uma ideia recente. No entanto, a necessidade de sistemas de banda larga de portadora múltipla, descritos nas secções anteriores, iniciou uma nova era nas comunicações rádio. A terceira dimensão, absolutamente fundamental nos futuros sistemas de comunicações móveis, é a *espacial*. Esta dimensão pode ser usada, implementando múltiplas antenas no transmissor, no receptor ou em ambos os terminais [42].

As vantagens do uso da dimensão espacial nos sistemas de comunicações móveis são múltiplas. Dependendo da aplicação, do cenário de propagação e da complexidade permitida, podem ser adoptadas diferentes estratégias: multiplexagem espacial, pura diversidade espacial (ou combinação espacial), e filtragem espacial ou *beamforming*. A multiplexagem espacial tem como principal objectivo aumentar a taxa de transmissão do sistema. O princípio da combinação espacial é bem conhecido, sendo usado frequentemente nos sistemas de comunicações rádio [43]. O objectivo desta técnica é combater o desvanecimento do canal rádio móvel, o que é conseguido, transmitindo os mesmos dados através de canais descorrelacionados, obtendo-se no receptor diferentes réplicas, com diferentes desvanecimentos, dos símbolos de dados. Um outro tipo de esquemas recentemente propostos, e que também podem ser considerados de pura diversidade, são os chamados esquemas de codificação por blocos no espaço-tempo (CBET) [44][45]. O objectivo destes esquemas é transmitir os símbolos de dados sobre as diferentes antenas e períodos de símbolo consecutivos, com uma estrutura tal, que permita atingir a ordem máxima de diversidade e que possam ser detectados com um filtro adaptado sem interferência entre símbolos (IES). Na recepção, é usado um esquema linear de decodificação conjuntamente com um equalizador. Contrariamente a estas técnicas, a filtragem espacial ou *beamforming* consiste na separação espacial dos utilizadores. O objectivo destes esquemas é formatar o padrão de feixe do agregado, de forma a apontar o máximo para o utilizador desejado, e colocar nulos nos outros, reduzindo desta forma a interferência de acesso múltiplo (IAM). Todas estas técnicas, que exploram a dimensão espacial, são discutidas com mais detalhe no capítulo 4.

No DL, a estação base (EB) transmite os sinais para o terminal móvel (TM). Este terminal, num sistema de comunicações móveis comercial, é limitado em termos de tamanho, custo e consumo de potência. A maior contribuição desta tese é investigar estratégias de transmissão, de forma a que o TM possa ser implementado com um nível de complexidade bastante reduzido. Nos sistemas de comunicações tradicionais, o transmissor transforma a informação de dados a transmitir, por forma a ser bem adaptada para a transmissão, sobre um determinado tipo de canal. Neste caso, o receptor extrai a informação de dados do sinal

recebido, depois de ter efectuado uma compensação das distorções provocadas pelo canal e da eliminação da IAM. Para o fazer, o receptor necessita da resposta impulsiva do canal. Esta abordagem clássica, é geralmente referida na literatura inglesa como *transmitter-oriented*, i.e., as especificações são feitas no transmissor e o receptor tem que se adaptar ao sinal transmitido e ao estado do canal. No DL, e considerando um sistema de comunicações móveis, esta abordagem clássica não será a melhor, uma vez que para eliminar a IAM e compensar as distorções provocadas pelo canal, é necessário efectuar um processamento de sinal multi-utilizador no TM. Além disso, para explorar a dimensão espacial, seria necessário equipar este terminal com um agregado de antenas, o que do ponto de vista prático é pouco interessante. Uma solução alternativa existe, e consiste em transferir grande parte do processamento necessário para eliminara a IAM e as distorções provocadas pelo canal, do TM para a EB, onde a complexidade é mais tolerável. Assim, o sinal é formatado no transmissor, tendo em conta a resposta do canal, de formar a simplificar a detecção no receptor. Esta abordagem, é geralmente referida na literatura inglesa como *receiver-oriented*, i.e., as especificações são feitas no receptor e o transmissor formata o sinal transmitido, tendo em conta o estado actual do canal.

Como facilmente se percebe este tipo de sistemas, *receiver-oriented*, exige o conhecimento da resposta impulsiva do canal, antes da transmissão. A resposta do canal pode ser obtida de duas formas: pode ser estimada na EB no UL ou obtida através de um canal de *feedback* do TM para a EB. Geralmente a primeira opção é usada em sistemas baseados no TDD e a segunda no modo FDD. Em ambas as situações é fundamental que as variações do canal sejam suficientemente lentas, para que a diferença entre a resposta do canal estimado e o estado do canal na transmissão seja insignificante. No modo TDD, a frequência da portadora é a mesma no UL e DL. Logo, se as variações do canal forem suficientemente lentas, pode-se considerar que o canal é o mesmo no UL e no *Time Slot* (TS) de DL seguinte.

Um dos grandes objectivos desta tese é manter o TM com uma complexidade reduzida. Assim, o TM considerado está equipado com apenas uma antena, enquanto que a EB está equipada com um conjunto de antenas. No TM, são usados dois tipos de detecção: simples *de-spreading* (sem equalização) ou equalização mono-utilizador linear. É também assumido que ambos os terminais conhecem a resposta do canal, uma vez que, a implementação de técnicas de estimação de canal está fora do âmbito desta tese. Considerando estes pressupostos, são propostos e avaliados esquemas de transmissão, projectados a duas dimensões, para o sistema MC-CDMA no DL.

## 1.5 Organização da Tese

A restante tese é constituída por mais sete capítulos, cujo seu conteúdo e principais contribuições de cada um deles, são sumariadas de seguida:

No capítulo 2, são apresentados conceitos teóricos fundamentais para se compreender o mecanismo físico que está por trás das comunicações móveis, em especial as de banda larga. Começa-se por analisar os fenómenos físicos de propagação, de seguida caracteriza-se o canal multipercurso de banda larga, usando inicialmente uma representação escalar, fazendo-se depois a extensão para uma representação vectorial de forma a inserir a componente espacial. São apresentados cenários tipo, usados nos sistemas móveis, sendo depois discutido um modelo de canal prático de banda larga proposto pelo HIPERLAN/2. Este canal tem a vantagem de ser de fácil implementação e exigir baixa complexidade de simulação. No entanto, está modulado apenas no domínio temporal, pelo que é proposto a sua extensão para o domínio espaço-temporal, de forma a avaliar os esquemas de transmissão, discutidos nesta tese.

No capítulo 3, é feita uma introdução aos sistemas de portadora múltipla. Inicialmente, faz-se uma abordagem genérica do conceito de espalhamento de espectro, sendo depois apresentados e discutidos alguns dos códigos usados neste tipo de sistemas. Depois, são enumerados os principais esquemas de acesso múltiplo, em que a discriminação de sinais pode ser feita de várias formas: na frequência, por código e ainda no espaço. É também feita uma breve análise ao sistema DS-CDMA de portadora única, sendo actualmente usado nos sistemas de segunda e terceira geração. A partir daqui, são discutidos esquemas de portadora múltipla. Começa-se com uma análise à modulação OFDM, que serve de base a praticamente todos os sistemas de portadora múltipla. De seguida, inicia-se uma discussão sobre os sistemas de espalhamento de espectro de portadora múltipla, tais como o MC-DS-CDMA e o MC-CDMA. São também discutidos sistemas de acesso múltiplo híbridos, tais como o OFDMA e o SS-MC-MA. Finalmente, são enumeradas as principais conclusões que resultam da comparação dos vários esquemas, discutidos ao longo deste capítulo, e que foram apresentadas por vários autores ao longo da última década.

No capítulo 4, é feita uma análise detalhada do sistema MC-CDMA convencional, i.e., um sistema onde é feita equalização mono-utilizador no TM, e em que ambos os terminais estão equipados com uma antena. A correcta caracterização deste esquema é importante uma vez que depois serve de referência para os esquemas propostos nos capítulos seguintes, projectados a duas dimensões tempo/frequência e espaço. É dada especial ênfase à relação de compromisso entre a diversidade na frequência e a interferência de acesso

múltiplo, uma vez que é uma das questões mais sensíveis no projecto do sistema MC-CDMA convencional, sendo por isso discutidas duas estratégias que podem ser usadas no mapeamento dos *chips*. São apresentadas técnicas mono-utilizador, i.e., simples equalizadores, e multi-utilizador, que tomam em conta os sinais dos vários utilizadores. De seguida, é feita uma breve introdução a técnicas de pré-equalização mono-utilizador para o UL. São apresentados resultados obtidos através de expressões teóricas e por simulação, para o caso de um sistema mono-utilizador. É também feita uma avaliação do desempenho do sistema no DL e UL, considerando vários detectores mono e multi-utilizador e para vários tipos de canais. Finalmente, são discutidas técnicas com múltiplas antenas, que usam a dimensão espacial, que podem ser usadas nos sistemas MC-CDMA.

No capítulo 5, inicialmente é feita uma introdução sobre os esquemas de pré-equalização, sendo apresentadas algumas referências consideradas relevantes. São também discutidos critérios óptimos na frequência e no espaço para um sistema MC-CDMA mono-utilizador, com pré-filtragem e com equalização. Depois, são apresentados os esquemas de pré-filtragem projectados no espaço e na frequência para o sistema MC-CDMA. Por último, é feita uma comparação em termos do desempenho e da complexidade dos vários esquemas propostos.

No capítulo 6, inicialmente é feita uma introdução sobre os esquemas de codificação no espaço-tempo. De seguida, são apresentados com algum detalhe duas grandes famílias de códigos: codificação no espaço-tempo por blocos e a codificação no espaço-tempo de *trellis* (CETT). É também apresentado em detalhe a implementação dos primeiros códigos no sistema MC-CDMA convencional, discutido no capítulo 4, sendo depois discutidos dois esquemas alternativos, em que num a codificação é feita no espaço-tempo e no outro no espaço-frequência. De seguida, é apresentado um esquema de pré-filtragem, projectado na frequência, e combinado com esquemas de codificação por blocos no espaço-tempo e espaço-frequência, para o sistema MC-CDMA. Por fim, são enumeradas as principais conclusões, relativamente ao desempenho e complexidade, dos esquemas discutidos.

No capítulo 7, é feita uma avaliação do desempenho de todos os esquemas discutidos nos capítulos 4, 5 e 6, em cenários mais realistas, i.e., com codificação de canal, estimativas de canal imperfeitas e tomando em conta a mobilidade do TM. No fim deste capítulo, faz-se uma comparação dos vários esquemas analisados, em termos de implementação e complexidade, e são enunciadas as principais conclusões referentes aos resultados obtidos nos cenários deste capítulo.

Finalmente, no capítulo 8 são enumeradas as principais conclusões desta tese e identificados alguns aspectos que poderão ser objecto de trabalho futuro.

## 1.6 Principais Contribuições da Tese

As contribuições mais importantes, deste tese, são sumariadas de seguida:

- São propostas duas arquitecturas para o sistema MC-CDMA com pré-filtragem: na primeira as operações de pré-filtragem e de espalhamento são feitas separadamente, na segunda são optimizadas.
- São derivados esquemas de pré-filtragem multi-utilizador e mono-utilizador, projectados no espaço e na frequência para o sistema MC-CDMA. O filtro para o esquema multi-utilizador é obtido a partir da minimização da potência transmitida sujeita à eliminação da IAM e das distorções provocadas pelo canal.
- É proposto a combinação desta técnica de pré-filtragem com três esquemas de equalização no TM: simples *de-spreading* (SD), *Equal Gain Combining* (EGC) e *Maximal Ratio Combining* (MRC).
- São discutidas várias estratégias que podem ser usadas para limitar a potência transmitida a um determinado nível.
- É proposto um esquema que combina a pré-filtragem multi-utilizador com a codificação por blocos no espaço-tempo e no espaço-frequência para o sistema MC-CDMA.
- No TM, é proposto um equalizador mono-utilizador, que é uma modificação do esquema EGC. O objectivo desta alteração é evitar IES no processo de descodificação.
- É feita uma comparação analítica dos esquemas de pré-filtragem propostos no capítulo 5 com o proposto no capítulo 6.
- É feita uma avaliação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem discutidos e propostos nesta tese, em diversos cenários.



## 2 Conceitos Gerais Sobre o Canal Rádio Móvel

---

---

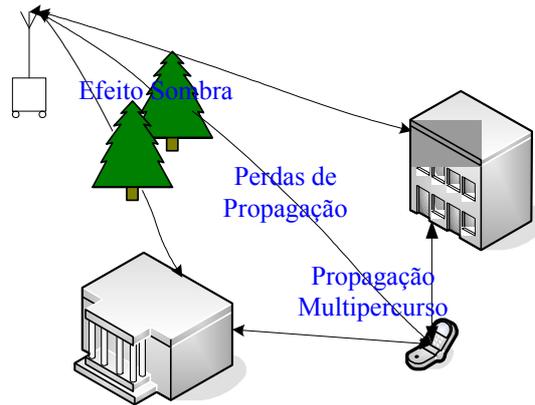
O principal objectivo deste capítulo é apresentar, de uma forma simples, conceitos teóricos fundamentais para se compreender todo o mecanismo físico de propagação inerente às comunicações móveis, em especial as de banda larga. De uma forma geral, o canal de propagação rádio é a parte do sistema de comunicação sem fios vista entre a antena transmissora e a antena receptora. A sua correcta caracterização é absolutamente fundamental para se conseguir projectar globalmente qualquer sistema de comunicações móveis. Neste capítulo, começa-se por analisar os fenómenos físicos de propagação, de seguida caracteriza-se o canal multipercurso de banda larga usando inicialmente uma representação escalar, fazendo-se depois a extensão para uma representação vectorial de forma a inserir a componente espacial. Na secção 2.6, é feita uma análise da correlação do desvanecimento entre elementos de um agregado. Na secção 2.7, apresentam-se os limites da capacidade do canal rádio móvel, sendo depois discutidas algumas das mais importantes distribuições estatísticas usadas para modular o desvanecimento rápido do sinal. Finalmente, são apresentados cenários tipo usados nos sistemas móveis, sendo depois discutido um modelo de canal prático de banda larga proposto pelo HIPERLAN/2.

## 2.1 Fenómenos Físicos de Propagação

Antes de mais, convém analisar os principais mecanismos de propagação. Os fenómenos físicos de propagação rádio são complexos e diversos, mas podem geralmente resumirem-se a: reflexão, difracção e espalhamento por reflexão em superfícies rugosas, conhecido na literatura inglesa por *scattering* [46]. Estes fenómenos de propagação produzem três efeitos básicos que podem ser observados quando o sinal atravessa o canal [47], como mostra a Figura 2.1:

- Propagação multipercurso, ocorre devido aos três mecanismos de propagação referidos. O sinal recebido pode ser visto como a soma vectorial de várias ondas que chegam ao receptor de diferentes direcções com diferentes amplitudes, atrasos e fases. Devido à mobilidade do TM e dos obstáculos ao longo do canal de propagação as ondas sofrem variações de amplitude e de fase, levando a flutuações na potência instantânea do sinal. Estas variações do sinal são designadas por desvanecimento rápido (*fast fading*).
- Efeito sombra (*shadowing*), é essencialmente causado pela obstrução das ondas de transmissão por obstáculos, tais como, edifícios, paredes, montanhas, etc., resultando numa atenuação, que pode ser significativa, do sinal. Este efeito geralmente causa flutuações no valor médio do sinal, sendo referido como desvanecimento lento (*slow fading*), e é frequentemente descrito através de uma distribuição log-normal [47].
- Perdas de propagação, resultam da atenuação do sinal devido à distância entre o TM e a EB. No espaço livre a potência média do sinal decresce com o quadrado da distância. Num canal rádio móvel, onde geralmente não há linha de vista (LDV) entre o TM e a EB, a potência do sinal decresce com uma potência maior que dois, tipicamente entre 3 a 5 [48].

As variações de potência do sinal recebido, devido ao efeito sombra e às perdas de propagação podem ser compensadas através do mecanismo de controlo de potência [46]. De uma forma geral, no DL, a EB ajusta a potência transmitida para cada TM de forma a compensar essas variações na potência média do sinal. Geralmente, esse ajuste é feito com base na informação que o TM fornece a EB da qualidade do sinal recebido. Nesta tese é assumido que as perdas de propagação e o efeito sombra são compensados pelos mecanismos de controlo de potência. Assim, a partir daqui o canal rádio móvel é descrito considerando apenas o desvanecimento rápido.



**Figura 2.1:** Representação do efeito sombra, perdas de propagação e propagação multipercurso.

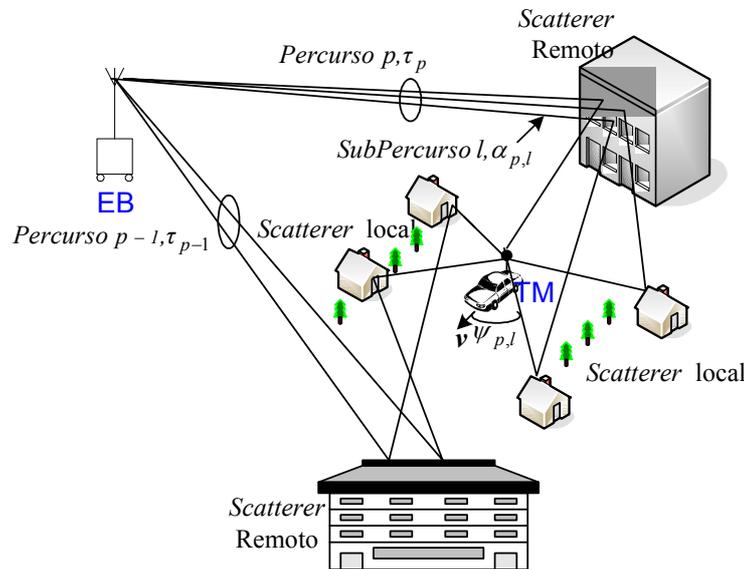
## 2.2 Modulação Escalar do Canal

Os primeiros modelos clássicos propostos para o canal rádio móvel, desenvolvidos para sistemas de banda estreita (BE), apenas forneciam informação da distribuição da amplitude do sinal, e dos desvios de Doppler [49][50][51]. No entanto, nos sistemas de comunicações móveis de banda larga, torna-se necessário caracterizar o canal de forma adequada, e conceitos como atraso, espalhamento do atraso, banda de coerência, etc., foram introduzidos nos modelos de canal [46]. Nesta secção, é feita uma breve caracterização do canal multipercurso considerando um sistema de comunicações em que a EB e o TM estão equipados com apenas uma antena, sendo referido na literatura como SISO, pelo que o canal pode ser modulado por funções escalares. As características do canal são altamente dependentes do tipo de cenário de propagação. Para a derivação do modelo de canal multipercurso é usado um cenário típico de propagação urbana onde quase nunca existe linha de vista como mostra a Figura 2.2.

De uma forma geral existem três tipos de modelos usados para descrever o canal:

- Modelos Estatísticos; que usam variáveis aleatórias para descrever o comportamento do canal, são de fácil implementação, permitindo simulações com alguma rapidez.
- Modelos determinísticos; baseados na propagação de ondas electromagnéticas, o que devido à sua complexidade de aplicação ao meio real em que as comunicações móveis são utilizadas são de difícil implementação.
- Modelos Híbridos; partem de um conjunto de medidas feitas em zonas de cobertura celular típica, geralmente, classificadas em: zonas urbanas, suburbana e rurais, ou, no caso de ambientes interiores, salas de vários tipos. A partir destes dados tenta-se por processos matemáticos de aproximação inferir curvas que se ajustem às medidas experimentais.

Opta-se por uma descrição estatística do canal multipercorso [52], uma vez que como referido são de fácil implementação.



**Figura 2.2:** Exemplo típico de um cenário de propagação urbano.

O canal de propagação pode ser visto como um filtro linear que introduz distorção no sinal transmitido [52]. Este filtro caracteriza-se no domínio do tempo através da resposta impulsiva (RI) complexa  $h(t, \tau)$ , onde  $t$  é a variável tempo e  $\tau$  representa o atraso com que uma determinada réplica chega ao receptor, relativamente ao instante de chegada do raio mais curto. A RI relaciona a envolvente complexa à saída do filtro  $y(t)$ , com a envolvente complexa do sinal de entrada  $x(t)$ , através da seguinte convolução,

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (2.1)$$

Fisicamente  $h(t, \tau)$  pode ser interpretada como a resposta do canal no tempo a um impulso atrasado  $\tau$ . Considera-se que o canal rádio móvel possui estatísticas de desvanecimento que podem ser assumidas estacionárias ao longo de pequenos intervalos de tempo ou numa pequena área espacial, geralmente designados por *Wide Sense Stationary* (WSS) [52]. De uma forma geral, o sinal à saída do canal multipercorso consiste num conjunto de réplicas do sinal transmitido, recebidas através de  $L_p$  diferentes percursos. Cada réplica é constituída pela soma de várias sub-réplicas que chegam ao receptor por diferentes  $L_{sp}$  sub-percursos, podendo a sua RI em banda base ser representada por,

$$h(t, \tau) = \sum_{p=1}^{L_p} \left( \sum_{l=1}^{L_{sp}} \alpha_{p,l} e^{j(2\pi f_{D,p,l} t + \varphi_{p,l})} \right) \delta(\tau - \tau_p) \quad (2.2)$$

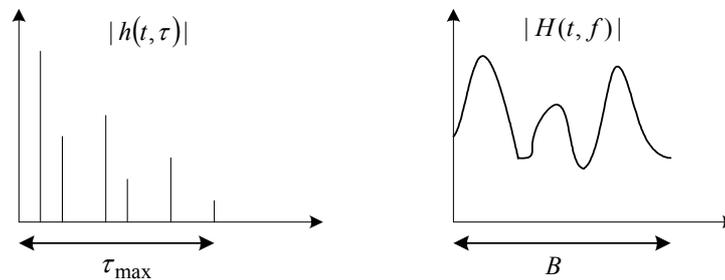
sendo  $\alpha_{p,l}$ ,  $\varphi_{p,l}$ ,  $f_{D,p,l}$  a amplitude, a fase e a frequência de Doppler associados ao percurso  $p$  e ao sub-percurso  $l$ , respectivamente. De referir que em (2.2) é assumido que a diferença dos atrasos de cada um dos  $L_{sp}$  sub-percursos é insignificante, quando comparado com tempo de amostragem do sistema, e por isso considera-se que chegam ao receptor com o mesmo atraso  $\tau_p$ . A frequência de Doppler de cada uma das sub-réplicas é dada por,

$$f_{D,p,l} = \frac{v}{\lambda_c} \cos(\psi_{p,l}) \quad (2.3)$$

onde  $v$ ,  $\lambda_c$  e  $\psi_{p,l}$  representam a velocidade do TM, o comprimento de onda da portadora e o ângulo que cada sub-percurso faz com a direcção de movimento do TM, respectivamente. É ainda possível caracterizar o canal através da sua função transferência em função do tempo  $H(t, f)$ , que não é mais que a transformada de Fourier de  $h(t, \tau)$  em relação á variável  $\tau$ , e definida numa determinada largura de banda (LB)  $B$ , sendo dada por,

$$H(t, f) = \sum_{p=1}^{L_p} \sum_{l=1}^{L_{sp}} \alpha_{p,l} e^{j(2\pi(f_{D,p,l} t - f\tau_p) + \varphi_{p,l})} \quad (2.4)$$

Esta função permite caracterizar o desvanecimento multipercurso selectivo no tempo se se considerar uma frequência única. A amplitude de possíveis funções  $h(t, \tau)$  e  $H(t, f)$ , estão representadas na Figura 2.3, onde  $\tau_{\max}$  representa o tempo máximo de atraso.



**Figura 2.3:** Representação de uma possível RI e função de transferência.

### 2.3 Espalhamento do Atraso, Banda de Coerência e Selectividade na Frequência

De forma a caracterizar o desvanecimento rápido do canal rádio móvel é conveniente definir a função de autocorrelação da RI, dada por [52],

$$R(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E \{ h(t, \tau_1) h^*(t + \Delta t, \tau_2) \} \quad (2.5)$$

Em que  $(\cdot)^*$  e  $E\{\cdot\}$  representam o complexo conjugado e a esperança matemática, respectivamente. Em muitos casos é possível considerar que não existe correlação entre as amplitudes e fases das réplicas individuais com atrasos  $\tau_1$  e  $\tau_2$ . Se os ecos que chegam via diferentes percursos são não correlacionados, o canal diz-se de espalhamento não correlacionado (*US-Unrelated Scattering*). Neste caso (2.5) pode ser simplificada, sendo dada por,

$$R(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \rho(\Delta t, \tau_1) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.6)$$

onde  $\rho(\Delta t, \tau)$  representa a densidade espectral de potência-cruzada do atraso [52]. Felizmente a maior parte dos canais rádio móvel são estacionários em sentido lato na variável tempo (WSS) e simultaneamente de espalhamento não correlacionado na variável atraso (US). Da combinação destas duas propriedades resulta uma classe de canais designados por estacionários em sentido lato de espalhamento não correlacionado (WSSUS), caracterizados por (2.6). A transformada de Fourier de  $\rho(\Delta t, \tau)$  em ordem a  $\Delta t$  dá origem a função de espalhamento (*scattering*) [52], que descreve o canal simultaneamente no domínio do atraso e do desvio de Doppler, dada por,

$$S(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\Delta t, \tau) e^{-j2\pi f_D \Delta t} d\Delta t \quad (2.7)$$

Esta função é real e representa uma medida da potência média, por unidade de frequência em  $f_D$ , à saída do canal em função do atraso. Integrando a função de espalhamento em ordem à frequência de Doppler, obtemos a potência espectral do atraso (PEA),

$$\rho(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, f_D) df_D \quad (2.8)$$

sendo idêntica a  $\rho(\Delta t, \tau)$  para  $\Delta t$  igual a zero. Esta função representa a potência média à saída do canal em função do atraso podendo ser vista como uma média da função de espalhamento dada por (2.7) sobre todos os desvios da frequência de Doppler.

A partir de (2.8) podem ser definidos dois momentos estatísticos relevantes para o projecto de sistemas [53]: o tempo de atraso médio  $\bar{\tau}$  e o valor quadrático médio de espalhamento de atraso  $\sigma_{\tau}$ . O tempo de atraso médio é o primeiro momento da PEA, que pode ser dado por,

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\infty} \tau \rho(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} \rho(\tau) d\tau} \quad (2.9)$$

O valor quadrático médio de espalhamento de atraso é a raiz quadrada do segundo momento da PEA, sendo dado por,

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 \rho(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} \rho(\tau) d\tau}} \quad (2.10)$$

No caso do perfil de potência de atraso consistir em  $L_p$  componentes multipercurso distintas, as equações (2.9) e (2.10) podem ser escritas no domínio discreto da seguinte forma,

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{p=1}^{L_p} \eta_p \tau_p}{\sum_{p=1}^{L_p} \eta_p} \quad (2.11)$$

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_{p=1}^{L_p} \eta_p (\tau_p - \bar{\tau})^2}{\sum_{p=1}^{L_p} \eta_p}} \quad (2.12)$$

onde  $\eta_p$  representa a potência recebida normalizada do percurso  $p$  e  $\tau_p$  o atraso desse percurso. O  $\bar{\tau}$  está relacionado com a gama de erro de fase e o  $\sigma_{\tau}$  é uma indicação da potencial interferência entre símbolos que limita o desempenho do sistema de comunicações. Consoante a duração do tempo de símbolo transmitido  $T_s$  o mesmo canal pode ser considerado de banda estreita ou de banda larga. Num canal de BE,  $T_s \gg \tau_{\max}$ , sendo neste caso a IES reduzida, ao contrário, nos sistemas de BL  $T_s \ll \tau_{\max}$ , podendo neste caso a IES ser considerável. Geralmente, nos sistemas de comunicações este efeito é

combatido inserindo um tempo de guarda (TG) entre cada TS de transmissão de dados. No domínio da frequência a distinção entre canal de BL e de BE está associada ao conceito de banda de coerência do canal  $B_{coe.}$ . A banda de coerência dum canal é uma medida da largura de banda ao longo da qual todas as componentes espectrais são afectadas por um ganho aproximadamente igual e fase linear, estando relacionada com valor quadrático médio de espalhamento de atraso ou com o atraso máximo. É geralmente aceite que a  $B_c$  corresponde à separação entre frequências a partir da qual o factor de correlação é menor que 0.5, sendo aproximadamente dada por,

$$B_{coe.} \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} [46] \quad \text{ou} \quad B_{coe.} \approx \frac{1}{\tau_{\max}} [43] \quad (2.13)$$

O sinal de banda larga tem a sua potência distribuída por uma vasta banda, o que faz com que atravesse várias bandas de coerência ( $B \gg B_{coe.}$ ). Para uma separação superior à largura de banda de coerência, o desvanecimento pode ser considerado descorrelacionado, sendo neste caso o canal designado por selectivo na frequência. Num canal de banda estreita, a largura de banda geralmente é muito menor que a banda de coerência do canal ( $B \ll B_{coe.}$ ), sendo tipicamente não selectivo na frequência ou de desvanecimento uniforme (*flat fading*). A banda de coerência é uma característica do canal de grande importância pois permite projectar técnicas de *interleaving* na frequência de forma a explorar a diversidade na frequência inerente do canal rádio móvel. No caso dos sistemas de portadora múltipla, que serão estudados no próximo capítulo, a diversidade na frequência é explorada quando as diferentes cópias do símbolo de dados são transmitidas em sub-portadoras cuja separação na frequência excede a largura de banda de coerência do canal.

Apesar de na literatura o canal ser muitas vezes designado de BL ou BE, convém referir que, não é efectivamente o canal que é de BL ou BE. A largura de banda do sinal é que exige uma caracterização de BL ou BE.

## 2.4 Espalhamento do Doppler, Tempo de Coerência e Selectividade no Tempo

A selectividade no tempo do canal multipercurso é determinada pelo movimento do TM e de obstáculos que se encontram em seu redor. Uma vez que estamos interessados no desvanecimento rápido apenas interessam as variações do sinal devido ao desvio de Doppler. A cada percurso está associada uma frequência de Doppler que depende do ângulo que ele faz com a direcção de movimento do TM. O valor máximo da frequência de Doppler é obtida de (2.3) para os ângulos de zero e  $\pi$ . Dependendo do cenário de

propagação, o TM pode estar rodeado de vários objectos dando origem a uma grande variedade de ângulos e conseqüentemente diferentes desvios de Doppler, o que faz com um sinal de banda estreita, enviado pelo canal, seja espalhado na frequência pelos diferentes desvios de Doppler.

Da mesma forma que no caso do atraso, também se pode definir potência espectral do Doppler  $\rho_D(f_D)$  e espalhamento do Doppler  $\sigma_D$ , do canal multipercurso, que obviamente dependem da distribuição dos ângulos de incidência dos diferentes sub-percursos [43][51]. Para o caso particular de um cenário com um grande número de sub-percursos, com os respectivos ângulos distribuídos uniformemente no intervalo  $[0, 2\pi[$ , a potência espectral do Doppler pode facilmente ser calculada. Neste caso, o espectro do Doppler pode ser obtido para cada percurso  $p$  ou para um canal não selectivo na frequência. A função de autocorrelação espacio-temporal para um determinado percurso  $p$  é dada por,

$$R(\Delta t) = \frac{1}{2} E \left\{ h(t, \tau_p) h^*(t + \Delta t, \tau_p) \right\} \quad (2.14)$$

A função normalizada é dada por [53],

$$R_{nom}(\Delta t) = J_0(2\pi f_{D_{max}} \Delta t) \quad (2.15)$$

sendo  $J_0(\cdot)$  a função de Bessel modificada do primeiro tipo e ordem zero. A dedução de (2.15) encontra-se no anexo A. A potência espectral do Doppler é obtida através da transformada de Fourier de  $R_{nom}(\Delta t)$ , sendo dada por,

$$\rho_D(f_D) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_{D_{max}} \sqrt{1 - (f_D/f_{D_{max}})^2}} & \forall f_D \in ]-f_{D_{max}}, f_{D_{max}}[ \\ 0 & \text{outras} \end{cases} \quad (2.16)$$

Na literatura este espectro da potência do Doppler é muitas vezes chamado de espectro clássico de Jakes [48]. O espalhamento do Doppler pode ser definido por,

$$\sigma_D \leq 2|f_{D_{max}}| \quad (2.17)$$

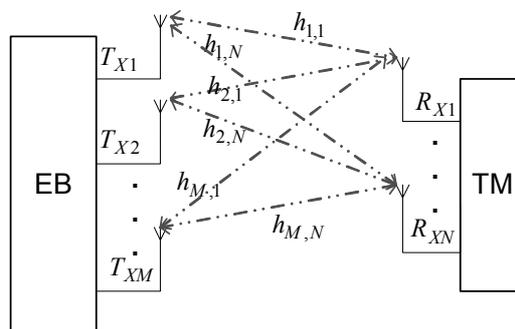
Da mesma forma que a largura de banda de coerência, também se pode definir tempo de coerência  $T_{coe.}$ , como sendo a duração temporal sobre o qual as características do canal não variam. É geralmente aceite que o  $T_{coe.}$  corresponde a separação temporal a partir da qual o factor de correlação é menor que 0.5, sendo aproximadamente dado por,

$$T_{coe.} = \frac{1}{2f_{D_{max}}} [43] \quad \text{ou} \quad T_{coe.} = \frac{9}{16\pi f_{D_{max}}} [54] \quad (2.18)$$

No caso em que a duração do símbolo transmitido é muito maior que o tempo de coerência  $T_s \gg T_{coe.}$ , o canal é designado por selectivo no tempo. O tempo de coerência do canal é um parâmetro de grande importância, uma vez que a partir dele, podem ser projectadas técnicas de *interleaving* e codificação de canal que exploram a diversidade temporal do canal. Para tal, é necessário que as várias cópias de um determinado símbolo de dados sejam transmitidas em instantes diferentes, com separação superior ao tempo de coerência do canal. O ideal é projectar um sistema que explore simultaneamente a diversidade na frequência e no tempo. Convém referir que existem sistemas que exploram também outro tipo de diversidade tais como a angular e de polarização [55].

## 2.5 Modulação Espacio-Temporal do Canal

Nos futuros sistemas de comunicações móveis, o uso de múltiplas antenas é fundamental por forma a aumentar a sua capacidade, pelo que é importante estender o modelo de canal discutido da secção 2.2, para um que tome em conta a dimensão espacial. Dependendo do número de antenas usadas em ambos os terminais podem ser definidos quatro tipo de configurações: SISO já definida atrás em que apenas uma antena é usada em ambos os terminais; *Multiple-Input-Single-Output* (MISO) neste caso é usado um conjunto de antenas no transmissor e apenas uma no receptor; *Single-Input-Multiple-Output* (SIMO) esta configuração é oposta a anterior, i.e., é usado um conjunto de antenas no receptor; *Multiple-Input-Multiple-Output* (MIMO) é o caso mais geral que usa um conjunto de antenas em ambos os terminais, como representado na Figura 2.4.

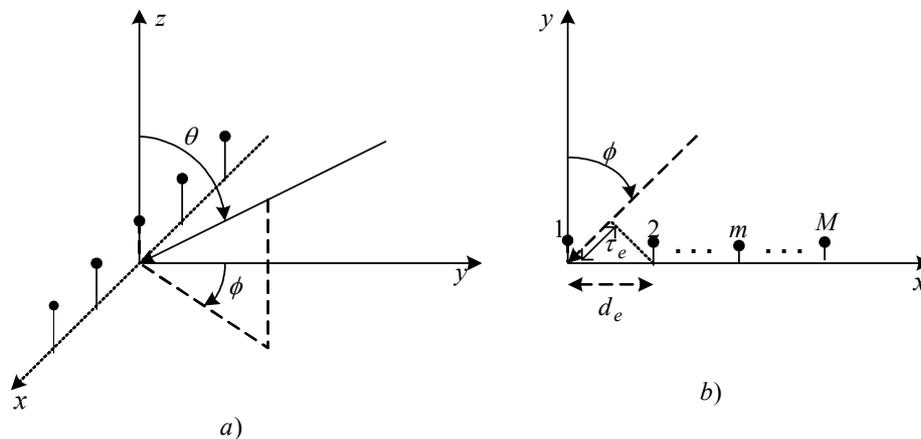


**Figura 2.4:** Representação genérica de um canal MIMO.

Nesta secção, é feita uma extensão do modelo escalar apresentado na secção 2.2, para o que geralmente se designa na literatura por modelo vectorial do canal, podendo ser

aplicado às configurações MISO e SIMO. A sua extensão para um modelo matricial, usado para descrever a configuração MIMO, é relativamente simples. Como referido, nesta tese são propostos algoritmos de pré-filtragem para a configuração MISO, daí o interesse na modulação do canal vectorial para esta configuração. Em [56][57][58][59], podem ser encontrados alguns modelos propostos para a modulação do canal vectorial.

De forma a simplificar a análise na modulação do canal vectorial são feitas algumas suposições relativamente ao agregado de antenas [59]: o espaçamento entre os elementos é suficientemente pequeno de forma a considerar que não há variação de amplitude do sinal recebido em diferentes elementos, não existe acoplamento mútuo entre elementos, é também assumido que o TM está localizado no que geralmente se designa campo longínquo (*far-field*), que o TM e a EB estão no mesmo plano e finalmente assume-se o que se designa por modelo de banda estreita, i.e., a frequência da portadora é muito maior que a LB do sinal. Este modelo, é usado uma vez que, a suposição de que a envolvente do sinal varia muito lentamente é satisfeita, se a largura de banda do sinal for pequena relativamente à frequência da portadora. No entanto, este pressuposto pode ser na mesma satisfeito para sinais de banda larga, uma vez que a resposta em frequência em cada elemento pode ser considerada constante ou com pouca variação e que o tempo de propagação ao longo do agregado é pequeno quando comparado com o inverso da largura de banda do sinal.



**Figura 2.5:** Agregado de antenas ULA – **a)** sistema de coordenadas  $(\phi, \theta)$ , onde  $\phi$  representa o ângulo de azimute e  $\theta$  o de elevação; **b)** Representação no plano x-y ( $\theta = 90^\circ$ ).

Existem dois tipos de agregados bastante usados: agregado uniforme de espaçamento linear (ULA) e o de espaçamento circular (UCA). Nesta secção, é apenas considerado o primeiro, representado na Figura 2.5, que como se pode ver consiste num agregado com  $M$  elementos linearmente espaçados. O espaçamento entre elementos e o atraso de

propagação entre elementos são representados por  $d_e$  e  $\tau_e$ , respectivamente. O atraso de propagação entre dois elementos vizinhos vem dado por,

$$\tau_e = \frac{d_e}{v_0} \text{sen}(\phi) \quad (2.19)$$

onde  $v_0$  representa a velocidade da luz. Considerando o primeiro elemento como referência, a resposta vectorial do agregado de antenas é dado por,

$$\mathbf{a}(\phi) = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{j2\pi f_c m \tau_e} \\ \vdots \\ e^{j2\pi f_c M \tau_e} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Substituindo (2.19) em (2.20)  $\mathbf{a}(\phi)$  vem dado por,

$$\mathbf{a}(\phi) = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{j2\pi m \frac{d_e}{\lambda_c} \text{sen}(\phi)} \\ \vdots \\ e^{j2\pi M \frac{d_e}{\lambda_c} \text{sen}(\phi)} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

onde  $f_c$  representa a frequência da portadora. O número de elementos de um agregado determina o número de graus de liberdade. Num agregado em que os elementos estão uniformemente espaçados (linearmente ou circularmente), se o espaçamento entre elementos exceder  $\lambda_c/2$  começam a surgir máximos secundários [59], que podem amplificar o ruído e a interferência de acesso múltiplo. O agregado ULA é muito utilizado em algoritmos de formatação de feixe ou na terminologia inglesa de *beamforming*, sendo geralmente usado em sectores de  $120^\circ$ . Uma das grandes vantagens deste tipo de agregados é terem boas propriedades que facilitam a estimação dos ângulos de incidência dos vários sub-percursos que chegam a EB [60].

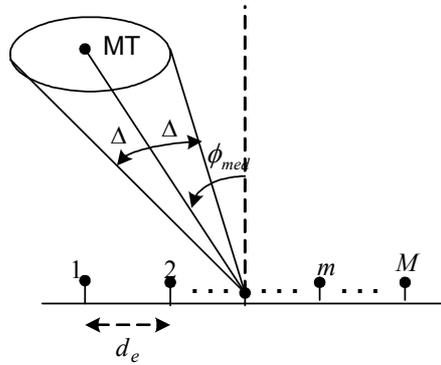
O modelo vectorial do canal pode ser obtido inserindo a resposta vectorial do agregado de antenas  $\mathbf{a}(\phi)$  no modelo escalar dado por (2.2). Cada sub-percurso geralmente tem uma direcção de chegada diferente representada por  $\phi_{p,l}$ , na literatura inglesa este ângulo é referido por *Direction-Of-Arrival* (DOA), tendo a sua própria resposta vectorial do agregado. Assim, inserindo  $\phi_{p,l}$  em (2.2) a resposta vectorial do canal vem dada por,

$$\mathbf{h}(t, \tau) = \sum_{p=1}^{L_p} \left( \sum_{l=1}^{L_{sp}} \mathbf{a}(\phi_{p,l}) \alpha_{p,l} e^{j(2\pi f_{D,p,l} t + \varphi_{p,l})} \right) \delta(\tau - \tau_p) \quad (2.22)$$

Convém referir que agora  $\mathbf{h}(t, \tau)$  é um vector de  $M$  elementos que representa a resposta temporal variante em cada um dos elementos do agregado.

## 2.6 Correlação do Desvanecimento entre Elementos de um Agregado ULA

A correlação dos canais entre os elementos de um agregado de antenas com espaçamento linear e uniforme tem sido bastante discutida na literatura [57][61][62]. Esta questão é importante, uma vez que, o desempenho dos esquemas que exploram a diversidade espacial depende bastante da correlação dos canais entre os elementos do agregado. Dependendo do cenário de propagação, o canal visto em cada um dos elementos do agregado pode ser consideravelmente diferente. Este fenómeno está relacionado com o facto do sinal ser recebido em diferentes direcções, dar origem ao que geralmente se designa por selectividade espacial [61]. Tal como para o caso do atraso e dos desvios de Doppler, também é possível definir alguns parâmetros relacionados com a DOA: potência espectral do azimute [63], e o espalhamento angular em torno de um ângulo médio de incidência [62][64], tal como mostra a Figura 2.6.



**Figura 2.6:** Cenário onde todos os percursos do TM chegam à EB dentro de uma largura de feixe  $\pm \Delta$  em torno do ângulo médio  $\phi_{med}$ .

O espalhamento angular é um parâmetro importante no projecto de um sistema com múltiplas antenas, uma vez que determina a correlação do desvanecimento entre os elementos do agregado. Este parâmetro pode ser definido a partir da Figura 2.6 por,

$$\sigma_A \leq 2\Delta \quad (2.23)$$

onde  $2\Delta$  representa a máxima separação angular. A correlação espacial é um factor importante na escolha da estratégia que deve ser adoptada de forma a usar a dimensão espacial do canal rádio móvel. A correlação do desvanecimento entre dois elementos de um agregado ULA com espaçamento  $d_e$  é uma função do espalhamento angular e do ângulo médio de incidência  $\phi_{med}$ . A dedução da correlação geralmente é feita assumindo-se um canal não selectivo na frequência ou de banda estreita, assim o canal visto num determinado elemento  $m$  do agregado é dado por,

$$h_m(t, \tau) = \sum_{p=1}^{L_p} \alpha_p e^{j2\pi \frac{d_e}{\lambda_c} m \text{sen}(\phi_p)} e^{j(2\pi f_p t + \phi_p)} \delta(\tau) \quad (2.24)$$

Neste caso particular de canal de banda estreita a dispersão temporal é muito pequena, comparativamente com o tempo de símbolo, pelo que é uma boa aproximação considerar que o canal é composto por  $L_p$  percursos que chegam ao receptor todos com o mesmo atraso. A função de correlação espacial entre dois elementos adjacentes é dada por,

$$R(d_e) = \frac{1}{2} E\{h_m(t, \tau) h_{m+1}^*(t, \tau)\} \quad (2.25)$$

Assumindo ainda um número infinito de percursos ( $L_p \rightarrow \infty$ ), a correlação da parte real e imaginária entre dois elementos é dada por [65],

$$\begin{cases} \text{Real}(R(d_e)) = \int_{-\pi/2+\phi_{med}}^{\pi/2+\phi_{med}} \cos(2\pi(d_e/\lambda_c)\text{sen}(\phi_p - \phi_{med})) p(\phi_p) d\phi_p \\ \text{Imag}(R(d_e)) = \int_{-\pi/2+\phi_{med}}^{\pi/2+\phi_{med}} \text{sen}(2\pi(d_e/\lambda_c)\text{sen}(\phi_p - \phi_{med})) p(\phi_p) d\phi_p \end{cases} \quad (2.26)$$

onde  $p(\phi_p)$  representa a função densidade de probabilidade do ângulo de chegada para um determinado percurso  $p$ . Em [65] é proposta a seguinte função densidade de probabilidade,

$$p(\phi_p) = \frac{\Omega}{\pi} \cos^n(\phi_p - \phi_{med}) \quad -\frac{\pi}{2} + \phi_{med} \leq \phi_p \leq \frac{\pi}{2} + \phi_{med} \quad (2.27)$$

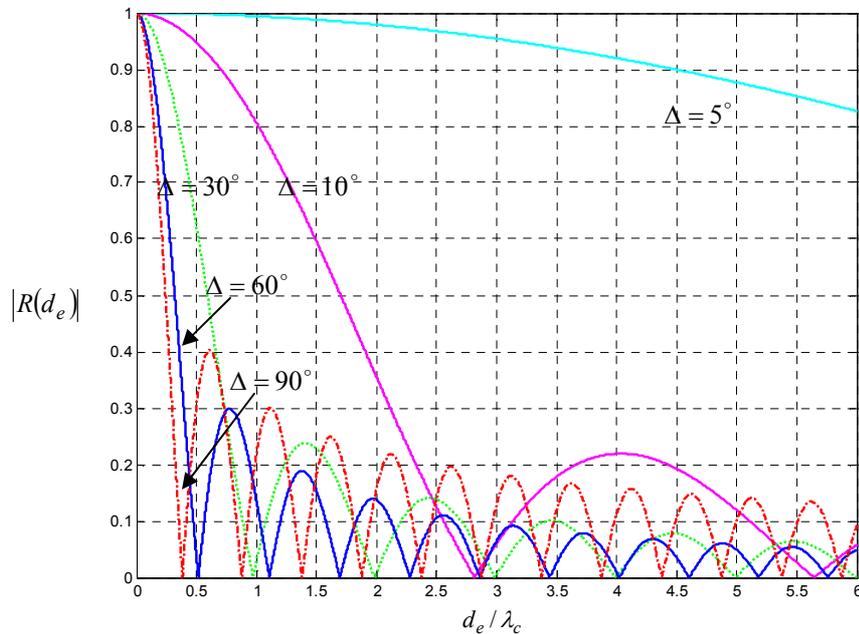
onde  $n$  é um número inteiro impar de forma a escolher a largura de feixe e  $\Omega$  é uma constante de normalização para tornar  $p(\phi_p)$  uma função densidade. Infelizmente (2.26) apenas pode ser avaliada numericamente. Em [57], é mostrado que em vez de (2.27) se se usar uma função densidade de probabilidade uniforme dada por,

$$p(\phi_p) = \begin{cases} \frac{1}{2\Delta} & -\Delta + \phi_{med} \leq \phi_p \leq \Delta + \phi_{med} \\ 0 & \text{Qualquer} \end{cases} \quad (2.28)$$

é possível derivar uma expressão fechada, usando (2.26), para a correlação entre dois elementos de um agregado ULA, dada por [57],

$$\begin{cases} \text{Real}(R(d_e)) = J_0\left(2\pi \frac{d_e}{\lambda_c}\right) + 2 \sum_{i=1}^{\infty} J_{2i}\left(2\pi \frac{d_e}{\lambda_c}\right) \cos(2i\phi_{med}) \frac{\text{sen}(2i\Delta)}{2i\Delta} \\ \text{Imag}(R(d_e)) = 2 \sum_{i=0}^{\infty} J_{2i+1}\left(2\pi \frac{d_e}{\lambda_c}\right) \text{sen}((2i+1)\phi_{med}) \frac{\text{sen}((2i+1)\Delta)}{(2i+1)\Delta} \end{cases} \quad (2.29)$$

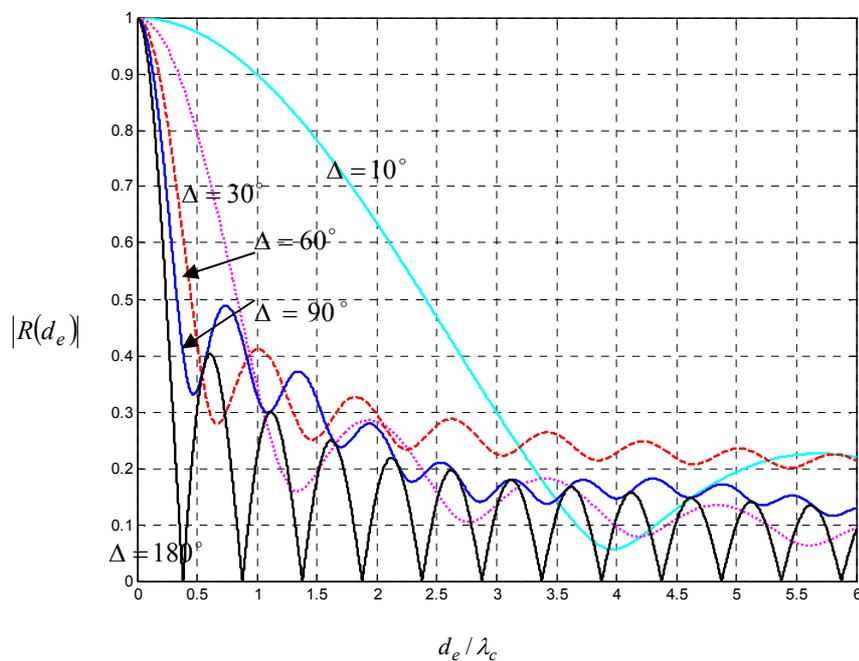
A Figura 2.7 e Figura 2.8 apresentam o módulo da correlação espacial  $|R(d_e)|$  entre os elementos do agregado, para  $\phi_{med} = 0^\circ$  e  $\phi_{med} = 45^\circ$ , em função de  $d_e / \lambda_c$ . Como se pode verificar, para um determinado valor de  $\phi_{med}$ , a correlação depende do espaçamento entre os elementos e do espalhamento angular, que neste caso é dado por  $(2\Delta)$ . Verifica-se que quanto maior o espalhamento angular, menor é a distância entre elementos necessária, para que a correlação do desvanecimento seja nula.



**Figura 2.7:** Correlação espacial entre elementos de um agregado ULA para  $\phi_{med} = 0^\circ$ .

Observa-se também que para um espalhamento angular de  $120^\circ$  e para o caso de  $\phi_{med} = 0^\circ$ , a correlação é de zero para  $d_e / \lambda_c \approx 0.5$ . No entanto, se o espalhamento angular diminuir para  $60^\circ$  a correlação é zero apenas para  $d_e / \lambda_c \approx 1.0$ .

É interessante verificar que a correlação também depende bastante da direcção do ângulo médio de incidência. Para  $\phi_{med} = 45^\circ$ , apenas para um espalhamento angular de  $360^\circ$  é que o modulo da correlação é zero para  $d_e / \lambda_c$  ligeiramente inferior a 0.5. Para espalhamentos angulares inferiores o modulo da correlação nunca se anula para a gama de valores de  $d_e / \lambda_c$  apresentados.



**Figura 2.8:** Correlação espacial entre elementos de um agregado ULA para  $\phi_{med} = 45^\circ$ .

## 2.7 Capacidade do Canal Rádio Móvel

O objectivo desta secção é apresentar alguns conceitos gerais sobre a capacidade de transmissão de um sistema de comunicações através de um canal rádio móvel, com especial ênfase para o sistema MISO. Em [42][66][67] pode ser encontrada uma análise mais detalhada sobre esta questão.

A capacidade de transmissão do canal foi definida por Shannon em 1948, como o número máximo de *bits* por segundo que pode ser transmitido através de um canal com uma

probabilidade de erro arbitrariamente pequena [43]. No caso simples de um canal afectado apenas por ruído Gaussiano a capacidade normalizada é dada por,

$$C = \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{N_r} \right) \text{ bps/Hz} \quad (2.30)$$

onde  $P_s$  e  $N_r$  representam a potência do sinal e ruído, respectivamente. A energia por símbolo  $E_s$ , é dada por  $E_s = P_s T_s$  e a potência do ruído  $N_r = (N_0 / 2) * 2B_n$ , onde  $B_n$  e  $N_0$  representam a LB e a densidade espectral do ruído, respectivamente. Para o caso particular de  $T_s = 1 / B_n$  vem que  $P_s / N_r = E_s / N_0 = \gamma_s$ , que não é mais que a relação sinal ruído conhecida na literatura inglesa por *Signal to Noise Ratio* (SNR). De uma forma geral a SNR, para este caso, pode ser definida como a energia por símbolo ou por *bit* do sinal a dividir pela energia do ruído,

$$\gamma_s = \frac{E_s}{N_0} \quad \text{ou} \quad \gamma_b = \frac{E_b}{N_0} \quad (2.31)$$

Assim, para o caso particular referido em cima a capacidade normalizada é dada por,

$$C = \log_2(1 + \gamma_s) \text{ bps/Hz} \quad (2.32)$$

A partir da Figura 2.4 pode-se definir o canal rádio, entre as  $M$  antenas do transmissor e as  $N$  antenas do receptor, numa matriz de  $N$  linhas e  $M$  colunas da seguinte forma,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & & h_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1} & h_{N,2} & \cdots & h_{N,M} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Admitindo um canal não selectivo na frequência e que a sua RI não seja conhecida no transmissor a capacidade normalizada é dada por [67],

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{I}_N + \frac{E_s}{MN_0} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (2.34)$$

sendo  $\det[\cdot]$  o determinante da matriz e  $\mathbf{I}_N$  a matriz identidade de dimensão  $N \times N$ . No caso particular da matriz do canal ser quadrada  $M = N$ , ortogonal  $\mathbf{H} \mathbf{H}^H = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ , de ordem completa, i.e., com determinante não nulo, e ainda se os elementos da diagonal de  $\mathbf{H}$  forem iguais a um (neste caso  $\|\mathbf{H}\|^2 = M^2$ ) a capacidade normalizada vem dada por,

$$C = M \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{N_0} \right) \quad (2.35)$$

Ou seja a capacidade de um canal MIMO ortogonal é  $M$  vezes maior que a capacidade de um canal Gaussiano. A máxima capacidade de um canal MIMO é atingida se o desvanecimento do canal visto em cada elemento do agregado da EB e do TM for decorrelacionado. Assim, a capacidade de um canal MIMO é a capacidade de  $\min(M, N)$  canais SISO independentes. Note-se que (2.32) pode ser obtida a partir de (2.34) fazendo  $M = N = 1$  e  $h_{1,1} = 1$ . A dedução da capacidade para o caso em que a RI seja conhecida no transmissor pode ser encontrada em [67].

Para o caso particular de sistema MISO, de especial interesse para esta tese, em que o TM móvel está equipado com apenas uma antena  $N = 1$ , o canal pode ser representado num vector da seguinte forma,

$$\mathbf{h} = [h_1 \quad h_2 \quad \dots \quad h_M]^T \quad (2.36)$$

Neste caso  $\mathbf{h}^H \mathbf{h} = \sum_{i=1}^M |h_i|^2$ , de (2.34) obtém-se,

$$C = \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{MN_0} \mathbf{h}^H \mathbf{h} \right) \quad (2.37)$$

Se os coeficientes do canal forem iguais e normalizados de forma a que  $\mathbf{h}^H \mathbf{h} = M$ , facilmente se verifica que a capacidade de um sistema MISO é dada por (2.32). Assim, a capacidade é igual à de um canal SISO afectado por ruído Gaussiano. Este resultado é para o caso em que o transmissor não conhece a RI do canal e por isso o ganho do agregado é unitário. Este ganho pode ser definido com o aumento médio da SNR no receptor devido à combinação coerente das múltiplas antenas no receptor, transmissor ou ambos. No caso da RI ser conhecida no transmissor e no caso particular dos coeficientes do canal serem iguais e normalizados  $\mathbf{h}^H \mathbf{h} = M$ , demonstra-se que a capacidade normalizada é dada por [67],

$$C = \log_2 \left( 1 + M \frac{E_s}{N_0} \right) \quad (2.38)$$

Considerando agora o caso de um sistema com desvanecimento selectivo na frequência ou de banda larga, a largura de banda pode ser dividida em  $N_{sb}$  sub-bandas não selectivas na frequência, podendo-se depois somar a capacidade de cada um desses sub-canais.

Admitindo que a RI não seja conhecida no transmissor a capacidade normalizada, neste caso, é aproximadamente dada por,

$$C \approx \frac{B}{N_{sb}} \sum_{i=1}^{N_{sb}} \log_2 \left( \mathbf{I}_N + \frac{E_s}{MN_0} \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \right) \quad (2.39)$$

É fácil verificar que se  $\mathbf{H}_i = \mathbf{H}$  ( $i=1,2,\dots,N_{sb}$ ), (2.39) transforma-se em (2.34), i.e., na capacidade de um canal não selectivo na frequência.

## 2.8 Distribuições Estatísticas para o Desvanecimento Rápido

Várias distribuições aleatórias têm sido propostas na literatura com o objectivo de modular o desvanecimento rápido do sinal. Geralmente a distribuição a usar é escolhida em função dos diferentes cenários de propagação que serão discutidos mais à frente. Nesta secção são abordadas apenas as duas distribuições mais usadas: a distribuição de Rayleigh e Rice.

### 2.8.1 Distribuição de Rayleigh

Uma das distribuições mais conhecidas para modular as variações rápidas da amplitude,  $r(t) = |h(t,0)|$ , do sinal resultante da propagação multipercurso é a distribuição de Rayleigh. Para um número de sub-percursos suficientemente elevado e pelo teorema do limite central as componentes real e complexa do canal podem ser consideradas processos Gaussianos independentes caracterizados pelo seu valor médio e pela função de autocorrelação. No caso de não haver linha de vista, ou da presença de um percurso dominante os processos são de média nula. A função densidade de probabilidade da amplitude  $r$  é então dada por [46],

$$f_r(r) = \frac{2r}{\eta} e^{-r^2/\eta} \quad r \geq 0 \quad (2.40)$$

onde  $\eta = E\{r^2\}$  representa a potência média do sinal. A fase é uniformemente distribuída no intervalo  $[0, 2\pi[$ . Integrando a  $f_r(r)$  obtém-se a função cumulativa de distribuição, dada por,

$$p(r \leq R) = \int_0^R f_r(r) dr = 1 - e^{-R^2/2\sqrt{\eta}} \quad (2.41)$$

Como referido, esta distribuição é usada para modular o desvanecimento rápido em cenários onde não existe LDV entre a EB e o TM, como geralmente acontece em ambientes urbanos.

### 2.8.2 Distribuição de Rice

Quando no conjunto dos vários percursos recebidas há um com uma componente dominante ou existe LDV o desvanecimento rápido já não pode ser modulado com uma distribuição de Rayleigh, neste caso é usada uma distribuição de Rice. A função densidade de probabilidade da amplitude  $r$  é dada por [46],

$$f_r(r) = \frac{r}{\eta} e^{-\frac{(r^2+r_s^2)}{2\eta}} J_0\left(\frac{rr_s}{\eta}\right) \quad (2.42)$$

Em que  $r_s$  é a amplitude da componente dominante. A fase é também uniformemente distribuída no intervalo  $[0, 2\pi[$ . A distribuição de Rice é caracterizada em termos dum parâmetro  $K_{rice}$  (factor de Rice) definido como o quociente entre a potência da componente dominante e a potência média de propagação multipercurso,  $K_{rice} = r_s^2 / 2\eta$ . Quando  $r_s \rightarrow 0$  o raio dominante é eliminado e então  $K_{rice} \rightarrow 0$ . Nestas condições, é fácil verificar de (2.42) que a distribuição de Rice degenera numa distribuição de Rayleigh de parâmetro  $\eta$ . Por outras palavras, a distribuição de Rayleigh é um caso particular da distribuição de Rice. Se pelo contrário a componente dominante  $r_s$  é consideravelmente mais forte que a componente de propagação multipercurso,  $r$  é aproximadamente Gaussiano, com média  $r_s$ . Como referido, esta distribuição é geralmente usada para modular o desvanecimento rápido em cenários onde existe LDV entre a EB e o TM.

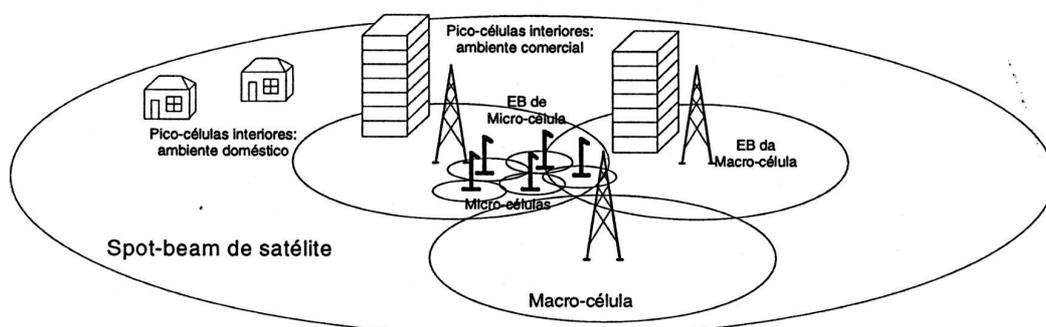
## 2.9 Cenários Típicos de Propagação num Sistema de Comunicações Móveis

A Figura 2.9 mostra uma cobertura típica de um sistema de comunicações móveis. Geralmente, a área de operação é dividida em diferentes células, cada uma com uma EB que pode servir vários TM. Dependendo do cenário de propagação e do número de utilizadores a serem servidos, as células podem variar de tamanho de modo a suportar vários tipos de serviços, sendo geralmente definidos quatro tipos de células [46]:

- **Macro-células:** tipicamente usadas em espaços suburbanos e rurais. Têm dimensões que variam entre algumas centenas de metros e vários quilómetros de raio. A antena da EB está geralmente localizada acima do nível dos telhados dos

edifícios, onde o efeito dos *scatterers* locais é desprezável. O TM desloca-se a média/alta velocidade que poderá atingir 300Km/h para comboios de alta velocidade. Neste tipo de cenários raramente existe LDV, sendo caracterizados por um relativamente alto espalhamento do atraso, do Doppler e ainda um pequeno ou moderado espalhamento angular na EB.

- **Micro-células:** para serem usadas nos centros urbanos. As suas dimensões variam desde algumas dezenas a poucas centenas de metros, com capacidade elevada. A antena da EB está geralmente localizada abaixo do nível dos telhados dos edifícios, onde o efeito dos *scatterers* locais é relevante. O TM móvel desloca-se a uma velocidade que pode chegar ao 50Km/h, algumas vezes pode existir LDV, sendo caracterizado por um moderado espalhamento do atraso, do Doppler e do espalhamento angular na EB.
- **Pico-células:** células destinadas a suportarem as comunicações móveis em espaços interiores: dentro de edifícios públicos, por exemplo.: estações de comboios, aeroportos, etc., habitações particulares, zonas comerciais (escritórios, empresas, etc.). A sua capacidade depende do domínio específico, sendo elevada para os comerciais, e baixa ou média para interiores privados domésticos. Geralmente apenas existe LDV se a EB e o TM estiverem no mesmo local o que normalmente não acontece. Ambos os terminais estão próximos de um grande número de *scatterers*. A velocidade do TM é bastante reduzida não ultrapassando os 3Km/h. Neste caso o espalhamento do atraso e do Doppler é muito reduzido, verificando-se um espalhamento angular acentuado na EB.
- **Spot-beams dos satélites:** sobrepondo-se a toda a cobertura terrestre, geralmente de capacidade reduzida. É especialmente vocacionado para as regiões não abrangidas pela cobertura das redes terrestres.



**Figura 2.9:** Cobertura típica de um sistema de comunicações móveis.

Ao longo dos últimos anos várias campanhas de medidas têm sido levadas a cabo, para os diferentes cenários discutidos, de forma a caracterizar o canal a 5 GHz e com larguras de

banda que podem ir até aos 200MHz [68][69][70][71][72][73]. A Tabela 2.1 apresenta algumas dessas medidas para 5GHz. Os valores da terceira coluna foram calculados a partir de (2.3), para velocidades típicas destes cenários. Na quarta coluna os valores da banda de coerência foram calculados usando a definição proposta em [46].

**Tabela 2.1:** Medidas típicas a 5 GHz de alguns parâmetros de canal móvel em diferentes cenários

Cenário	Espalhamento do Atraso (ns)	Espalhamento angular (Graus)	Freq. Doppler Máxima (Hz)	Larg. Banda de Coerência (MHz)
Macro-Células	Até 500	5	1400	0.4
Micro-Células	60 - 250	10 - 30	230	3.3 - 1.33
Pico-Células	10 - 60	360	14	20 - 3.3

## 2.10 Modelos de Canais Propostos pelo HIPERLAN/2

Nesta secção, é descrito o modelo de canal usado nas simulações desta tese. A escolha deste modelo teve haver com questões práticas tais como: baixa complexidade de implementação, frequência da portadora (5 GHz) e cenários tipo. Este modelo foi usado na especificação do HIPERLAN/2 [73][74][75], sendo baseado em medidas efectuadas em diversos cenários de propagação com e sem linha de vista [73]. Dependendo dos cenários, existem cinco tipos de canais designados por: A, B, C, D e E. Nesta tese são usados os modelos A e E, em que as medidas foram efectuadas numa sala de um edifício de 12x40 m e numa área aberta no exterior de dimensões de 90x90 m, rodeada por edifícios, respectivamente. Em ambos os cenários sem linha de vista. A resposta impulsiva deste modelo é dada por [74],

$$h(t, \tau) = \sum_{p=1}^{L_p} \alpha_p(t) e^{j\varphi(t)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (2.43)$$

Sendo assumido que cada percurso contem um grande número de sub-percursos e que a amplitude  $\alpha_p(t)$  varia no tempo seguindo uma distribuição de Rayleigh, de variância  $\eta_p$ . A fase  $\varphi(t)$  segue uma distribuição uniforme no intervalo  $[0, 2\pi[$ . O espectro de potência do Doppler para cada percurso é o dado por (2.16). O espectro da potência do atraso, i.e., as variâncias  $\eta_p$  e os atrasos  $\tau_p$  foram obtidos com base nas medidas efectuadas para os diferentes cenários [75]. A Tabela 2.2 resume algumas das principais características dos cinco modelos, neste caso a banda de coerência foi calculada com base na definição proposta em [43]. Na Figura 2.10 e na Figura 2.11 são mostrados, o espectro de potência do atraso dos modelos A e E, respectivamente. De referir que as variâncias dos diferentes percursos são dadas em relação ao percurso com maior variância.

**Tabela 2.2:** Algumas características dos modelos de canal do HIPERLAN/2

Modelo	Espalhamento do Atraso (ns)	Atraso máximo $\tau_{\max}$ ( $\mu\text{s}$ )	Banda de Coerência (MHz)
A	50	0.39	2.56
B	100	0.73	1.37
C	150	1.05	0.95
D	140	1.05	0.95
E	250	1.76	0.57

Uma das principais limitações deste modelo é o facto de ter sido obtido apenas para os sistemas SISO. De forma a estender este modelo para o caso MISO é inserido em (2.43) a resposta vectorial do agregado, i.e., é gerado um ângulo de chegada para cada percurso. Assim (2.43) pode ser colocada da seguinte forma,

$$\mathbf{h}(t, \tau) = \sum_{p=1}^{L_p} \mathbf{a}(\phi_p) \alpha_p(t) e^{j\varphi(t)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (2.44)$$

É assumido que o espalhamento angular dos sub-percursos que chegam à EB com o mesmo atraso é desprezável. São usados dois tipos de configuração do agregado de antenas: o espaçamento entre elementos é de 0.5 comprimentos de onda, neste caso os ângulos  $\phi_p$  são gerados usando uma distribuição uniforme no intervalo  $[-\Delta + \phi_{med}, \Delta + \phi_{med}]$ ; o espaçamento entre elementos é suficientemente grande, pelo que é assumido que o desvanecimento em cada elemento é descorrelacionado, i.e., gera-se  $M$  canais independentes para cada utilizador.

Convém referir que este modelo de canal sendo de fácil implementação, não toma em conta a distribuição angular relativamente ao espectro de potência do atraso, uma vez que os ângulos são atribuídos independentemente da potência de cada um dos percursos. Um modelo bastante mais realista que assegura a consistência temporal e espacial, podendo ser usado para os sistemas MIMO, foi proposto pelo 3GPP/3GPP2 *Spatial Channel Model (SCM) Ad-Hoc Group (AHG)* [76]. Contrariamente ao modelo anterior, neste os sub-percursos são explicitamente modulados, i.e., as amplitudes, fases e ângulos de cada sub-percurso são gerados aleatoriamente usando determinadas distribuições estatísticas que são escolhidas em função do cenário de propagação. Este modelo foi adoptado nos projectos Europeus MATRICE e 4MORE, tendo sido adaptado para os cenários de propagação a 5GHz [16][17]. Uma das desvantagens deste modelo é a sua complexidade de implementação e o elevado tempo de simulação que exige.

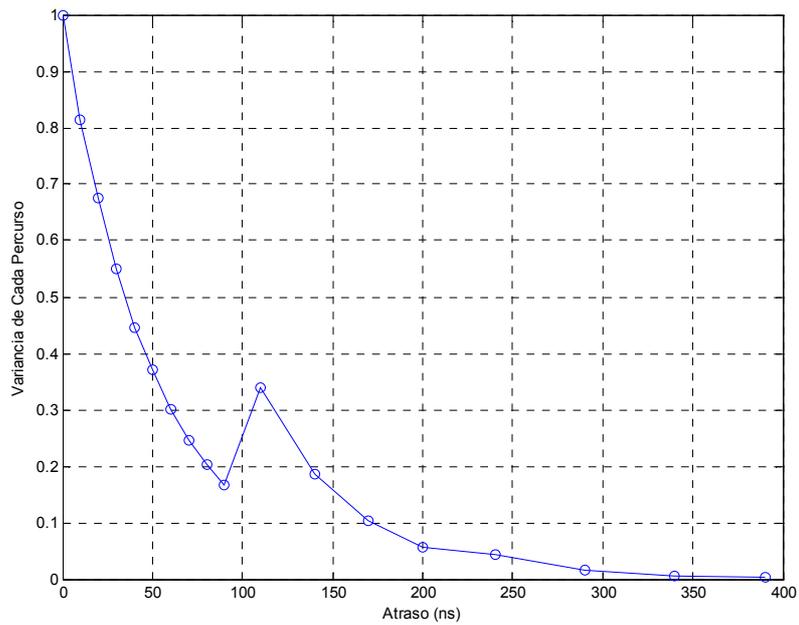


Figura 2.10: Espectro da potência do atraso para o modelo BRAN A.

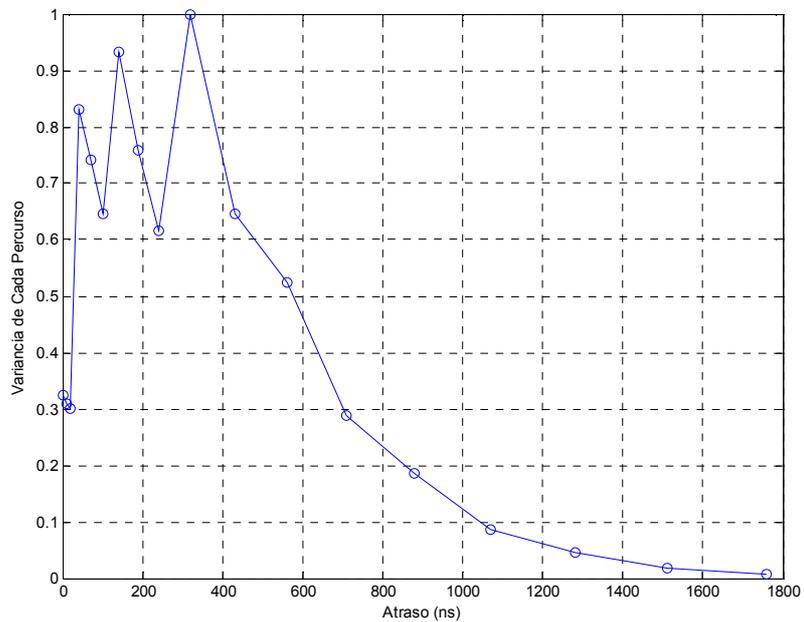


Figura 2.11: Espectro da potência do atraso para o modelo BRAN E.

## 3 Sistemas de Comunicações de Portadora Múltipla

---

---

O principal objectivo deste capítulo é fazer uma introdução aos sistemas de portadora múltipla. Contudo, inicialmente é feita uma abordagem genérica do conceito de espalhamento de espectro. De seguida, são apresentados e discutidos alguns dos códigos usados neste tipo de sistemas. Esta questão é importante uma vez que o código tem influência directa no desempenho do sistema. Depois, são enumerados os principais esquemas de acesso múltiplo, em que a discriminação de sinais pode ser feita de várias formas: na frequência, por código e ainda no espaço. Na secção 3.4, é feita uma breve análise ao sistema DS-CDMA de portadora única, sendo actualmente usado nos sistemas de segunda e terceira geração. A partir daqui são discutidos esquemas de portadora múltipla. Começa-se com uma análise à modulação OFDM, que serve de base a praticamente todos os sistemas de portadora múltipla. Depois, inicia-se uma discussão sobre os sistemas de espalhamento de espectro de portadora múltipla, tais como o MC-DS-CDMA e o MC-CDMA. Na secção 3.7, é feita uma abordagem bastante genérica de sistemas de acesso múltiplo híbridos, dos quais se destacam os sistemas OFDMA e SS-MC-MA. Finalmente, são enumeradas as principais conclusões que resultam da comparação dos vários esquemas, discutidos ao longo deste capítulo, e que foram apresentadas por vários autores ao longo da última década.

### 3.1 Conceitos Gerais Sobre Espalhamento de Espectro

As ideias básicas de espalhamento de espectro foram introduzidas por Claude Shannon e Robert Pierce em 1949 [77]. A tecnologia de espalhamento de espectro, designada na literatura inglesa por *Spread Spectrum* (SS), teve origem em aplicações militares. Os dois principais objectivos desta tecnologia eram: resolver o problema da interferência intencional (*jamming*) provocada pelo inimigo e “esconder” o sinal desse mesmo inimigo. Ambos os objectivos podiam ser alcançados espalhando o espectro do sinal, tornando-o virtualmente indistinguível do ruído [77][78]. Antes de mais, seria útil definir adequadamente a técnica SS. Assim, uma possível definição, que reflecte adequadamente as características desta técnica, é [79]:

“Espalhamento de espectro é um meio de transmissão no qual o sinal ocupa uma LB maior de que aquela seria estritamente necessária para a transmissão da informação. Também a LB de transmissão é determinada por uma função independente do sinal de informação o que faz com que o processo de espalhamento de banda seja diferente de outros métodos que tentam levar a um aumento de largura de banda, como por exemplo o FM”

A partir desta definição duas características fundamentais podem ser enumeradas:

- A LB usada para a transmissão dos sinais de informação é muito maior do que aquela que seria necessária de acordo com o critério de Nyquist.
- O aumento (expansão) da LB é ditado por uma função independente do sinal de transporte de informação.

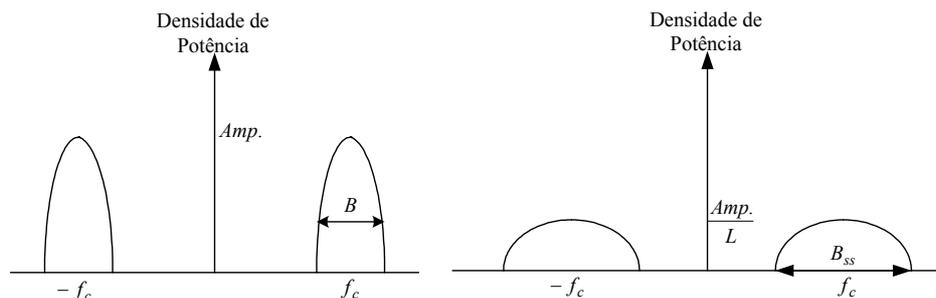
Os métodos tradicionais de modulação são dimensionados para atingirem eficiência espectral e eficiência de potência, enquanto que a técnica de SS é baseada numa concepção completamente diferente – o espalhar o sinal sobre a totalidade da banda de frequências atribuídas. Os sinais de informação são então espalhados em LB de um factor multiplicativo, designado por factor de espalhamento ou ganho. Existem diferentes tipos de sistemas por espalhamento de espectro. A maioria dos sistemas pode ser catalogado numa das seguintes categorias:

- Espalhamento do espectro por sequência directa – DS-SS.
- Espalhamento do espectro por salto na frequência, *Frequency Hopping* – FH-SS.
- Espalhamento do espectro por salto no tempo, *Time Hopping* – TH-SS
- Técnicas híbridas, podendo combinar varias técnicas anteriores.

Em aplicações civis a técnica mais frequente é a DS-SS, geralmente usada em sistemas celulares, pelo que é aqui apresentada com mais detalhe. No entanto, o FH-SS também é usado em algumas aplicações comerciais, nomeadamente em redes locais sem fios. O DS-SS de uma forma geral consiste em efectuar uma segunda modulação usando um sinal de banda muito maior que a do sinal de informação e independente deste. O método tem designação “directa” pelo facto do código  $c(t)$  juntamente com a informação modularem directamente uma portadora RF. O factor de espalhamento é definido como a relação entre a LB do sinal espalhado  $B_{ss}$ , e a LB do sinal de informação não espalhado  $B$ , o que no sistema DS-SS resulta na relação entre a duração de símbolo  $T_s$ , e a duração de cada símbolo da sequência de espalhamento, i.e., duração de *chip*  $T_c$ . Assim, o factor de espalhamento é dado por,

$$L = \frac{B_{ss}}{B} = \frac{T_s}{T_c} \quad (3.1)$$

Para valores de  $L$  elevados, a LB do sinal espalhado é muito grande e o sinal pode ser transmitido abaixo do nível de ruído parecendo-se com ele. Como exemplo de um sistema que usa um factor de espalhamento muito elevado temos o *Ultra Wide Band* (UWB) [80]. A Figura 3.1 ilustra a densidade espectral de potência (DEP) de um sinal não espalhado e espalhado. Considerando  $c(t)=\pm 1$ , a potência transmitida é a mesma quer com espalhamento quer sem espalhamento e conseqüentemente o aumento da largura de banda deve ser compensado por uma redução do mesmo factor nas amplitudes da densidade espectral de potência.



**Figura 3.1:** DEP do sinal não espalhado (esquerda) e espalhado (direita).

De uma forma geral, as principais vantagens dos sistemas SS relativamente às técnicas convencionais são [81]:

- Baixa probabilidade de interceptação, devido à sua baixa densidade espectral de potência, que é conseguida com um ganho de processamento elevado. Se o factor de espalhamento for muito elevado, a amplitude da DEP do sinal SS pode ser muito

baixa podendo mesmo ficar abaixo do nível do ruído, não sendo possível a um determinado interceptor detectar a presença do sinal.

- Resistência a Interferências, considerando-se a interferência de um sinal de banda estreita, neste caso apenas uma risca, num sistema convencional. Ao efectuar a desmodulação, os espectros passa-banda vão ser transladados para banda base, e a risca continua a distorcer o sinal de informação. Se a potência interferidora for elevada, a distorção pode ser considerável. Ao ser multiplicado com uma sequência pseudo-aleatória  $c(t)$ , o espectro do sinal SS é comprimido, mas a sinusóide é espalhada. Com uma filtragem passa-banda destinada a passar apenas o sinal desespalhado, a maior parte da potência da interferência é eliminada se o factor de espalhamento for elevado. Assim, facilmente se conclui que um sistema DS-SS pode combater interferências de banda estreita quer estas sejam intencionais ou não, usando ganhos de processamento elevados.
- Interferência multipercurso, Se a sequência do código tem uma função de autocorrelação ideal, então a função de correlação é zero fora do intervalo  $[-T_c, T_c]$ . Isto significa que se o sinal de informação desejado e uma versão atrasada desse mesmo sinal chegar ao receptor com um atraso maior que  $2T_c$  o receptor tratará a versão atrasada como interferência, colocando apenas uma pequena parte da potência dessa replica na banda de informação. No entanto pode-se usar um receptor do tipo RAKE, que será discutido mais à frente, de forma a aproveitar a informação das várias componentes multipercurso.
- Privacidade, pode-se dizer que o DS-SS tem uma segurança inerente que garante privacidade relativamente a alguém que capte o sinal casualmente. Uma vez que, alguém que pretenda escutar o sinal, além de o desmodular, precisa ainda de decodificar o código. Como  $c(t)$  tem propriedades que o assemelham a uma sequência aleatória, tal decodificação não é trivial. Contudo, também não é impossível uma vez que  $c(t)$  é determinístico. De facto, tipicamente  $c(t)$  tem complexidade linear e pode ser facilmente decodificado por um receptor sofisticado. No entanto, garante privacidade contra escutas não intencionais.

### 3.2 Sequências de Espalhamento

Nos sistemas de espalhamento de espectro a escolha da sequência de espalhamento assume uma importância crucial uma vez que o tipo de código usado, o seu comprimento e *chip rate* impõem limites na capacidade do próprio sistema. Existem vários tipos de sequências de espalhamento que podem ser distinguidas por: propriedades de correlação, pela sua

ortogonalidade, complexidade de implementação e relação entre potência máxima e média do sinal, conhecida na literatura inglesa por *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR), este conceito é discutido detalhadamente no próximo capítulo. A selecção do tipo de sequência a usar depende do cenário em causa. No DL, em que geralmente a transmissão é síncrona, isto é, existe coordenação dos vários utilizadores, as sequências ortogonais são as mais indicadas uma vez que conseguem uma maior redução da interferência de acesso múltiplo, quando comparadas com as sequências não ortogonais. Contudo, no UL as sequências ortogonais não são as mais indicadas uma vez que perdem facilmente a ortogonalidade, porque que cada código sofre diferentes distorções causadas pelo canal. Neste caso, podem ser escolhidas sequências pseudo-aleatórias ou códigos PN. Em transmissões assíncronas os códigos de Gold podem ser uma boa escolha, já que apresentam boas propriedades de correlação cruzada. Um aspecto importante a ter em conta na escolha do código está relacionado com a influência que este pode ter na PAPR. Sobretudo no UL, a PAPR pode ser consideravelmente reduzida escolhendo códigos de Golay ou Zadoff-Chu. Recentemente vários tipos de códigos têm sido estudados em sistemas de portadora múltipla [82][83][84][85].

### 3.2.1 Sequências PN

As sequências binárias de comprimento máximo ou sequências  $m$  são uma das classes mais importantes de sequências PN. Estas sequências são geradas por meio de registos de deslocamento compostos por um número finito de estados binários com  $m$  unidades de memória. O número máximo de estados diferentes de zero é  $n = 2^m - 1$ , que é igual ao período máximo da sequência de saída do registo de deslocamento. Por definição os códigos de comprimento máximo são os códigos mais longos que podem ser gerados por um registo de deslocamento de um dado comprimento. A sequência tem um período de comprimento  $n$  e cada período contém  $2^{m-1}$  uns e  $2^{m-1} - 1$  zeros [43]. De entre as suas propriedades destaca-se principalmente as boas propriedades de autocorrelação. Uma das desvantagens que não encoraja o uso de sequências  $m$  é o facto dos códigos não possuírem boas características de correlação cruzada, o que faz com a sua utilização em sistemas práticos de acesso múltiplo seja inviável. As sequências  $m$  conferem alguma privacidade, uma vez que se assemelham a sequências puramente aleatórias. No entanto, como estas sequências são geradas por métodos lineares sobre um corpo finito, e dada a sua simplicidade de geração, a quebra do código também é relativamente simples para um interceptor sofisticado.

### 3.2.2 Códigos de Gold

Os códigos Gold resultam da combinação de um subconjunto específico de sequências de comprimento máximo [43]. Os códigos de Gold surgiram especificamente para aplicações de acesso múltiplo em sistemas SS. São gerados através da adição módulo 2 de um par de sequências  $m$  do mesmo comprimento somadas *chip a chip* mantendo a mesma relação de fase e o mesmo comprimento das sequências  $m$ , não sendo contudo de comprimento máximo. Para gerar sequências de Gold de comprimento  $N_g$  é necessário que as sequências  $m$  sejam pares preferenciais. Isto porque, alguns pares de sequências  $m$  têm valores relativamente elevados de correlação cruzada e portanto não são adequados para usar na mesma série de sequências. O valor de correlação cruzada deve-se manter pequeno para todos os deslocamentos relativos para que a interferência mútua entre utilizadores seja baixa, o que é conseguido com o uso de pares preferências das sequências  $m$ . Estes pares são os que apresentam uma correlação cruzada de três valores:  $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$ .

$$t(m) = \begin{cases} 1 + 2^{-\frac{m+1}{2}} & m \text{ ímpar} \\ 1 + 2^{-\frac{m+2}{2}} & m \text{ par} \end{cases} \quad (3.2)$$

Os geradores de Gold são úteis já que existe a possibilidade de produzir um grande número de códigos a partir de dois registos de deslocamento com um pequeno número de baixadas. Um conjunto de  $N_g + 2$  sequências de Gold de comprimento  $N_g$  pode ser construído a partir de um par preferencial de sequências  $m$  de comprimento  $N_g$ . A família de códigos completa é obtida usando sequências iniciais diferentes em qualquer dos registos de deslocamento.

### 3.2.3 Códigos de Walsh-Hadamard

Neste tipo de códigos as sequências são completamente ortogonais para atrasos relativos nulos. Para atrasos diferentes de zero as propriedades de correlação cruzada são bastante más. Assim, estes códigos apresentam bom desempenho em sistemas síncronos. No entanto, o desempenho dos códigos ortogonais depende bastante do comportamento do canal, i.e., do espalhamento do atraso e das perdas multipercurso. Em canais com desvanecimento estes códigos perdem parte da sua ortogonalidade, o que limita o seu desempenho.

Os códigos de Walsh-Hadamard são um tipo de códigos ortogonais, tendo sido usados no sistema americano IS-95. Estes códigos são formados por um número par de *chips*, sendo o número de códigos igual ao número de *chips*. Por exemplo existem 128 códigos de comprimento 128. Um código de Walsh-Hadamard de comprimento  $L$  pode ser dividido em dois códigos de comprimento  $L/2$ . Todos os códigos de comprimento  $L/2$  gerados a partir do código de comprimento  $L$  são ortogonais entre si. Os códigos de Walsh-Hadamard podem ser construídos iterativamente a partir das seguintes matrizes:

$$\mathbf{C}_L = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{L/2} & \mathbf{C}_{L/2} \\ \mathbf{C}_{L/2} & -\mathbf{C}_{L/2} \end{bmatrix}, \quad \forall L = 2^m, \quad m \geq 1, \quad \mathbf{C}_1 = 1 \quad (3.3)$$

O número máximo de códigos disponíveis é  $L$  o que determina que o número máximo de utilizadores activos também seja  $L$ .

Outro tipo de códigos ortogonais é os códigos com uma estrutura em árvore, como proposto em [86], em que a ortogonalidade entre diferentes factores de espalhamento é conseguida, sendo precisamente estes códigos os usados nos sistemas 3G.

### 3.2.4 Códigos de Golay

Os códigos ortogonais complementares de Golay podem ser gerados recursivamente da seguinte forma,

$$\mathbf{C}_L = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{L/2} & \bar{\mathbf{C}}_{L/2} \\ \mathbf{C}_{L/2} & -\bar{\mathbf{C}}_{L/2} \end{bmatrix}, \quad \forall L = 2^m, \quad m \geq 1, \quad \mathbf{C}_1 = 1 \quad (3.4)$$

onde a matriz complementar  $\bar{\mathbf{C}}_L$  é definida a partir da matriz  $\mathbf{C}_L$ . Se  $\mathbf{C}_L$  é dada por

$$\mathbf{C}_L = [\mathbf{A}_L \quad \mathbf{B}_L] \quad (3.5)$$

sendo  $\mathbf{A}_L$  e  $\mathbf{B}_L$  matrizes de dimensão  $L \times L/2$ , então  $\bar{\mathbf{C}}_L$  é dado por,

$$\bar{\mathbf{C}}_L = [\mathbf{A}_L \quad -\mathbf{B}_L] \quad (3.6)$$

### 3.2.5 Códigos de Zadoff-Chu

Os códigos de Zadoff-Chu têm excelentes propriedades de correlação, podendo ser definidos da seguinte forma,

$$c_l^k = \begin{cases} e^{j2\pi k(ql+l^2/2)/L} & L \text{ Par} \\ e^{j2\pi k(ql+l(l+1)/2)/L} & L \text{ Impar} \end{cases} \quad (3.7)$$

onde  $q$  é um qualquer inteiro e  $k$  é um inteiro, primo com  $L$ . Se  $L$  é um número primo, então um conjunto de códigos Zadoff-Chu é constituído por  $L-1$  seqüências. Estes códigos apresentam uma função de autocorrelação periódica óptima e apenas uma pequena amplitude constante da função de correlação cruzada periódica.

### 3.3 Técnicas de Acesso Múltiplo

Como é sabido em comunicações móveis a escassez de espectro é um dos principais problemas. Assim, torna-se imperioso usar o espectro disponível da forma mais eficiente possível fornecendo alta capacidade em termos de número máximo de utilizadores permitido pelo sistema. A escolha adequada de técnicas de modulação e acesso múltiplo para canais rádio é pois fulcral para atingir esse objectivo. Define-se um sistema de acesso múltiplo como um sistema com vários utilizadores os quais usam um meio de transmissão comum para comunicar com um nó central. Nas técnicas de acesso múltiplo a discriminação de sinais pode ser feita de várias formas: na frequência, no tempo, por código ou ainda no espaço.

#### 3.3.1 Discriminação dos Utilizadores na Frequência - FDMA

O FDMA é uma técnica de acesso múltiplo bastante usada em satélites, cabo e redes de rádio. Neste caso a LB disponível é dividida em  $N_{sb}$  sub-bandas, as quais estão disponíveis durante todo o tempo de transmissão, sendo atribuído a cada utilizador uma dessa sub-bandas. Assim, se houver uma filtragem adequada não há interferência de um utilizador sobre o outro. No entanto, é necessário uma largura de banda de guarda suficiente entre sub-bandas adjacentes de forma a ter em conta os desvios de frequência dos osciladores locais e minimizar a interferência entre canais adjacentes. As principais vantagens desta técnica são: requer baixa potência de transmissão e não necessita de equalização de canal ou usa uma, que geralmente é mais simples, do que as que são necessárias usar noutras técnicas. Contudo, apresenta como desvantagem o facto de num sistema celular ser necessário implementar  $N_{sb}$  moduladores e desmoduladores na EB.

### 3.3.2 Discriminação dos Utilizadores no Tempo - TDMA

No caso do TDMA, a cada utilizador é atribuído um intervalo temporal que ele usa para enviar/receber informação. Em rigor no TDMA em cada instante apenas um utilizador está a transmitir/receber informação. No entanto, essa "reserva" do canal ocorre apenas durante um TS, e não para um período correspondente à duração de toda a mensagem. Para a mesma informação transmitida o FDMA usa uma banda estreita e um longo período de tempo, enquanto que o TDMA usa uma banda bastante maior e um curto período de tempo, o que faz com que no TDMA seja necessário o uso de técnicas de equalização mais complexas, sobretudo para aplicações com grandes taxas de transmissão. Estes dois esquemas apresentam como desvantagem a pouca flexibilidade, i.e., se um determinado utilizador não transmite, uma parte do tempo ou da frequência não podem ser usados. Além disso no TDMA, a potência transmitida é relativamente elevada nos períodos activos e nula nos períodos sem transmissão, o que leva a picos de interferência em sistemas multicelulares, i.e., os utilizadores podem causar interferência em células vizinhas. Esta técnica é bastante usada em vários *standards*, tais como o HIPERLAN/2 [9] e o IEEE 802.11 [7].

### 3.3.3 Discriminação dos Utilizadores Pelo Código – CDMA

Contrariamente aos esquemas apresentados em cima, no CDMA os utilizadores activos transmitem ao mesmo tempo sobre a mesma portadora e usando uma LB maior do que os sistemas baseados em TDMA. Os sinais dos vários utilizadores são discriminados pela atribuição de um código a cada utilizador com boas propriedades de correlação cruzada. As principais vantagens deste esquema são: imunidade contra distorções multipercurso, facilidade no planeamento de frequências, resistência a interferências e grande flexibilidade, i.e., permite taxas de transmissão variáveis. Apresenta como principal desvantagem a limitação da capacidade devido à interferência de acesso múltiplo.

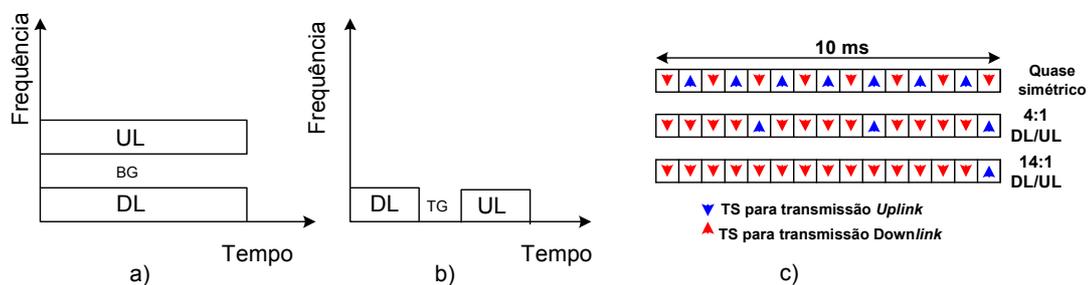
### 3.3.4 Discriminação dos Utilizadores pela sua Localização no Espaço – SDMA

A partir de um agregado de antenas é possível usar um novo esquema de acesso múltiplo, designado na literatura inglesa por *Space Division Multiple Access* (SDMA). A discriminação é feita pela posição angular do utilizador dentro de um determinado sector ou célula. A EB comunica com vários utilizadores usando para cada um deles um padrão de feixe de antena diferente, i.e., um *beam*. Recentemente foram propostos sistemas mais sofisticados que usam agregados de antenas adaptativos com padrões de feixes que seguem o movimento dos utilizadores. Contrariamente aos outros esquemas de acesso múltiplo,

este não separa os sinais dos utilizadores, mas antes explora o facto de eles estarem em posições diferentes dentro da célula.

### 3.3.5 Modos de Operação

De uma forma geral, existem dois modos de operação para estabelecer uma ligação bidireccional, i.e., UL→DL e DL→UL: TDD em que a ligação bidireccional é conseguida atribuindo-se períodos de tempo (TS) para o UL e para o DL; FDD em a ligação é conseguida atribuindo-se uma faixa de frequências para o UL e outra para o DL. Estes dois modos estão representados na Figura 3.2.



**Figura 3.2:** a) Modo FDD; b) Modo TDD; c) Exemplo de uma configuração para o modo TDD do UMTS.

O modo TDD requer um tempo de sincronização bastante preciso da EB e do TM de forma a assegurar que a ordem do TS no UL e DL seja respeitada. É necessário o uso de um tempo de guarda (TG) entre TS adjacentes. Este modo é particularmente bem adaptado em ambientes com grande densidade de tráfego, onde as aplicações exigem grandes taxas de transmissão e tendem a criar grande assimetria, isto é, grande parte da transmissão é apenas efectuada num sentido UL ou DL, ex. Internet, como mostra a Figura 3.2 c) [87]. No entanto, devido à grande exigência em termos de sincronismo o seu uso está praticamente limitado a ambientes interiores e a micro e pico-células. Uma vez que, neste modo o UL e DL usam a mesma portadora, o canal entre TS consecutivos de UL e de DL, pode ser considerado idêntico, admitindo que a duração desses TS consecutivos é inferior ao tempo de coerência do canal. Neste caso, o sistema pode beneficiar da reciprocidade do canal, i.e., usa as estimativas do canal no UL para formatar o sinal no DL, tendo como objectivo eliminar as distorções provocadas no sinal pelo canal e eliminar a IAM.

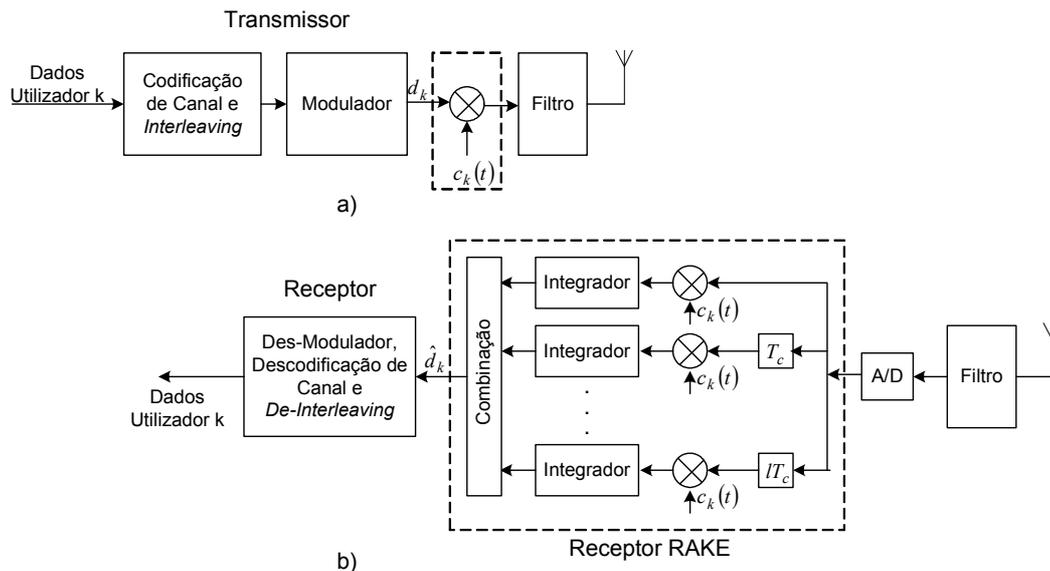
No modo FDD as bandas de frequências são separadas por uma banda de guarda (BG), o que significa perda de LB e alguma perda de flexibilidade pelo facto de uma determinada LB estar sempre atribuída ao UL e ao DL, independentemente das condições de tráfego no sistema. Uma vantagem é a facilidade de sincronização, sendo usado em macro-células com taxas de transmissão moderadas e a média/alta velocidade. Neste modo o

desvanecimento do canal difere consideravelmente na ligação UL e DL, uma vez que a BG entre as duas ligações geralmente é superior à LB de coerência do canal. Neste caso, a pré-filtragem exige o uso de um canal de *feedback* entre o TM e a EB. Convém referir, que alguns parâmetros do canal podem ser considerados idênticos nas duas ligações, por exemplo a DOA. Uma discussão mais detalhada, sobre estes dois modos de operação, pode ser encontrada em [88].

### 3.4 O Sistema DS-CDMA

Nesta secção, é discutido o sistema DS-CDMA, de portadora única, os sistemas de portadora múltipla são analisados nas próximas secções. Como exemplo de sistemas de comunicações móveis actuais que usam a técnica DS-CDMA temos o sistema IS-95 [89], de segunda geração, e mais recentemente o sistema UMTS [6].

A Figura 3.3 a) mostra de uma forma simplificada o diagrama de blocos do transmissor de um sistema DS-CDMA [43] para o utilizador  $k$  ( $k=1, \dots, K$ ), onde  $K$  representa o número total de utilizadores activos numa célula.



**Figura 3.3:** Diagrama de blocos de um sistema DS-CDMA: a) Transmissor; b) Receptor.

O princípio base do sistema DS-CDMA é o de espalhar os símbolos de dados  $d_k$ , com um código  $c_k(t)$  de comprimento  $L$ , sobre uma LB maior do que a LB do sinal de informação. O código  $c_k(t)$  pode ser representado da seguinte forma,

$$c_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} c_{k,l} p_{T_c}(t - lT_c) \quad (3.8)$$

onde  $c_{k,l}$  representa o *chip*  $l$  do código atribuído ao utilizador  $k$ . O impulso rectangular  $p_{T_c}(t)$  é dado por,

$$p_{T_c}(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T_c \\ 0 & \text{outro} \end{cases} \quad (3.9)$$

O sinal multi-utilizador, assumindo um sistema síncrono e considerando o caso de DL, é dado por,

$$x(t) = \sum_{k=1}^K d_k c_k(t) \quad 0 \leq t < T_s \quad (3.10)$$

em que  $T_s$  representa o tempo de símbolo e é dado por  $T_s = LT_c$ . Como referido, a escolha adequada do código de espalhamento é essencial nos sistemas DS-CDMA, uma vez que a IAM depende bastante da função de correlação cruzada da sequência de espalhamento. De forma a minimizar a IAM os valores da função de correlação cruzada devem ser os mais baixos possíveis [90].

O sinal recebido é dado pela convolução da RI do canal  $h(t)$  com o sinal dado por (3.10),

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t) = \sum_{k=1}^K r_k(t) + n(t) \quad (3.11)$$

onde  $r_k(t) = x_k(t) \otimes h(t)$  representa o sinal recebido do utilizador  $k$ ,  $n(t)$  é o ruído branco Gaussiano e  $(\otimes)$  representa a operação de convolução. O sinal recebido depois do filtro adaptado (FA), para o utilizador  $k$  é dado por,

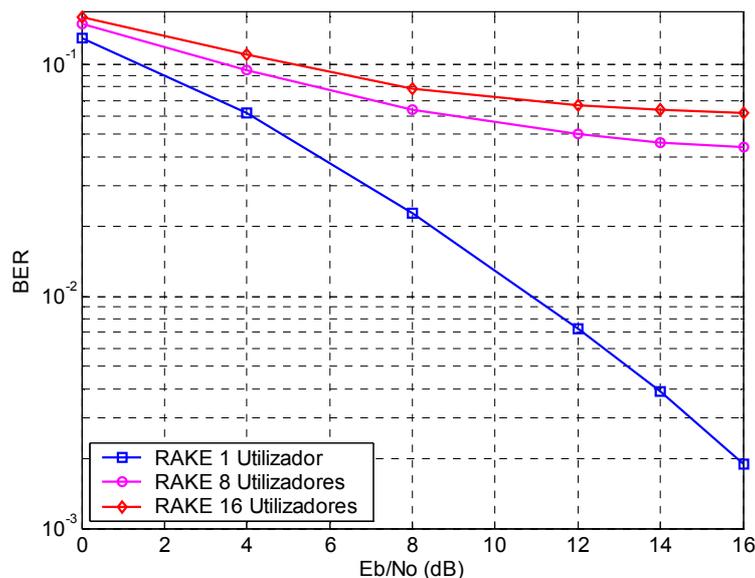
$$z_k(t) = r_k(t) \otimes h_{k,FA}(t) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K r_i(t) \otimes h_{i,FA}(t) + n(t) \otimes h_{k,FA}(t) \quad (3.12)$$

sendo  $h_{k,FA}(t) = c_k^*(-t) \otimes h^*(-t)$  a RI do FA correspondente ao utilizador  $k$ . A decisão para o utilizador  $k$ , no instante de amostragem  $t = 0$ , é dada por,

$$z_k(0) = \int_0^{T_s + \tau_{\max}} r_k(\tau) h_{k,FA}(\tau) d\tau + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \int_0^{T_s + \tau_{\max}} r_i(\tau) h_{i,FA}(\tau) d\tau + \int_0^{T_s + \tau_{\max}} n(\tau) h_{k,FA}(\tau) d\tau \quad (3.13)$$

Depois, o limiar de detecção é efectuado em (3.13) para obter uma estimativa do símbolo de informação. O primeiro termo do lado direito de (3.13) representa o sinal desejado do utilizador  $k$ , o segundo corresponde à IAM e o terceiro ao ruído AWGN. Note-se que devido à IAM o *bit* de informação pode estar errado com uma certa probabilidade, mesmo

para relações de SNR elevadas, dando origem ao que geralmente se designa por patamar de erro (*error-floor*) bastante característico das curvas de *Bit Error Rate* (BER) dos sistemas DS-CDMA. Idealmente, o FA discrimina todas as componentes multipercurso do canal, em termos práticos uma boa aproximação do FA é usar o receptor RAKE [77][43], como mostra a Figura 3.3 b). Este receptor consiste num conjunto de correladores, um para cada componente multipercurso discriminada. Em cada braço o sinal  $y(t)$  é atrasado e correlacionado com o código  $c_k(t)$  atribuído ao utilizador  $k$ . Depois, as várias cópias do sinal de informação podem ser combinadas, usando por exemplo o MRC. Evidentemente que tanto maior é o ganho conseguido com esta técnica quanto maior for a decorrelação entre as várias componentes multipercurso. O número de braços a usar depende da complexidade que o receptor pode suportar. No entanto, este receptor apresenta algumas limitações quando usado num sistema multi-utilizador com LB limitada, uma vez que o seu desempenho degrada-se bastante quando o número de utilizadores aumenta, como mostra a Figura 3.4. Isto porque, a capacidade do sistema DS-CDMA, com um factor de espalhamento moderado (LB limitada), é limitada pela IAM. Para discriminar todas as componentes multipercurso é necessário usar um FA aproximado pelo RAKE com um número de braços relativamente elevado, aumentando a complexidade do sistema e além disso requer um controlo de potência bastante preciso. De forma a ultrapassar estas limitações foram propostos vários algoritmos de detecção multi-utilizador [91][92][93][94]. Em aplicações práticas terá que haver um compromisso entre a complexidade que estes detectores exigem e o seu desempenho. Foram também discutidos e propostos algoritmos de detecção multi-utilizador, projectados especificamente de forma a obedecer às especificações do UMTS-TDD [95][96][97].



**Figura 3.4:** Desempenho de receptor RAKE para 1, 8 e 16 utilizadores em função de  $E_b/N_0$ .

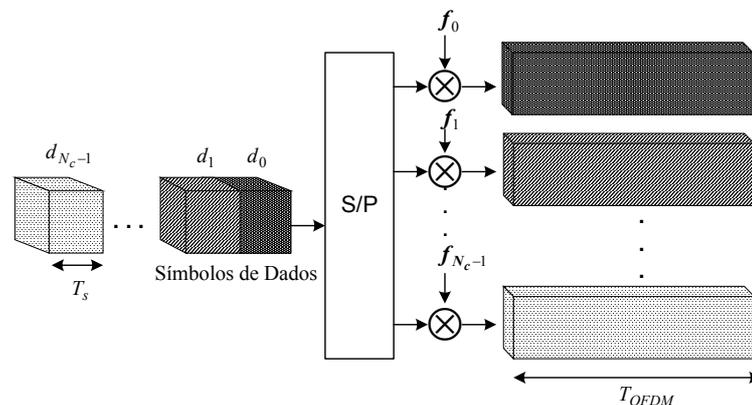
Os principais parâmetros de simulação usados para obter os resultados apresentados na Figura 3.4 foram: número de percursos  $L_p = 2$ , velocidade de 50Km/h, atraso máximo do canal  $\tau_{\max} = 2\mu s$ , comprimento do código  $L = 16$ , não foi usado qualquer esquema codificação de canal e considerou-se que o TM e a EB estão equipados com apenas uma antena. Mais detalhes sobre outros parâmetros de simulação, nomeadamente o tipo de canal, podem ser consultados em [95][96].

### 3.5 Sistemas de Portadora Múltipla

Nesta secção, é feita uma análise à modulação OFDM de portadora múltipla, de especial relevância para esta tese, uma vez que os sistemas de espalhamento de espectro de portadora múltipla, como o MC-CDMA, foram projectados tendo por base a modulação OFDM.

#### 3.5.1 Princípios Gerais Sobre OFDM

O princípio base duma transmissão de portadora múltipla é converter um fluxo de símbolos de dados com uma taxa de transmissão elevada ou com um tempo de símbolo pequeno em múltiplos sub-fluxos paralelos, cada um modulado com uma sub-portadora diferente, com uma taxa de transmissão mais baixa do que o fluxo original [19][20][21][22][23], como mostra a Figura 3.5.



**Figura 3.5:** Modulação OFDM com  $N_c$  sub-portadoras.

Um sistema de comunicações com modulação OFDM transmite  $N_c$  símbolos de dados  $d_n$  ( $n = 0, \dots, N_c - 1$ ) em paralelo modulados com uma sub-portadora  $f_n$ . Assim, a duração do símbolo OFDM, constituído por  $N_c$  símbolos de dados, é dado por,

$$T_{OFDM} = N_c T_s \quad (3.14)$$

O objectivo do OFDM é modular os  $N_c$  símbolos de dados nas  $N_c$  sub-portadoras com espaçamento entre elas dado por,

$$\Delta f_c = \frac{1}{T_{OFDM}} \quad (3.15)$$

de forma a que os sinais nas diferentes sub-portadoras sejam ortogonais, considerando um impulso rectangular. A envolvente complexa do símbolo OFDM pode ser dada por,

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{n=0}^{N_c-1} d_n e^{j2\pi f_n t} \quad 0 \leq t \leq T_{OFDM} \quad (3.16)$$

onde  $f_n$  representa as frequências das  $N_c$  sub-portadoras em banda base, que são dadas por,

$$f_n = \frac{n}{T_{OFDM}} = n\Delta f_c \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (3.17)$$

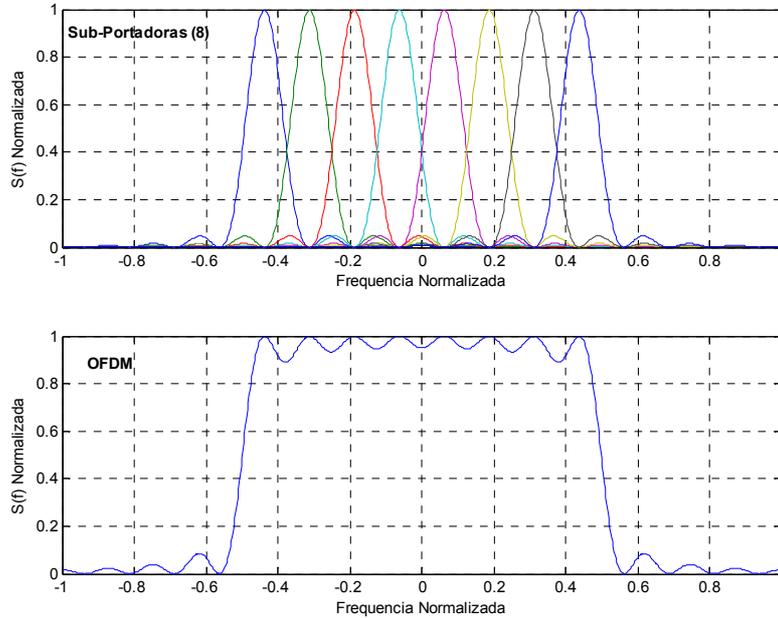
A densidade espectral de potência  $S(f)$  do símbolo OFDM é dado pela soma das densidades espectrais de potência das  $N_c$  sub-portadoras moduladas independentemente numa frequência  $f_n$ . Assumindo que os símbolos  $d_n$  são independentes,  $S(f)$  é dada por,

$$S(f) = E\{|X(f)|^2\} = \frac{T_{OFDM}^2}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} E\{|d_n|^2\} \text{sinc}(fT_{OFDM} - n)^2 \quad (3.18)$$

A densidade de potência normalizada do símbolo OFDM e das suas sub-portadoras em função da frequência normalizada é mostrado na Figura 3.6, considerando que o símbolo OFDM é constituído por 8 sub-portadoras. É assumido que os símbolos  $d_n$  são transmitidos com a mesma potência. A ortogonalidade entre sub-portadoras é conseguida pelo facto da densidade espectral de potência de cada sub-portadora ter zeros no máximo da densidade espectral de potência das outras sub-portadoras como mostra a Figura 3.6 (em cima). Para valores elevados de  $N_c$ , a densidade espectral de potência do sinal OFDM é uniforme na banda de frequências que contem as sub-portadoras, o que não se verifica na Figura 3.6, uma vez que apenas se considerou oito sub-portadoras. Para valores elevados de  $N_c$ , a LB do símbolo OFDM é aproximadamente dada por,

$$B_{OFDM} \approx \frac{N_c}{T_{OFDM}} = N_c \Delta f_c \quad (3.19)$$

Apenas alguma potência das sub-portadoras laterais fica de fora da banda de transmissão. No entanto, à medida que  $N_c$  aumenta a densidade espectral de potência aproxima-se da dada pela modulação de portadora única com um filtro de Nyquist ideal [43].



**Figura 3.6:** Densidade de potência normalizada em função da frequência normalizada para cada sub-portadora (em cima) e para o símbolo OFDM (em baixo),  $N_c = 8$ .

### 3.5.2 O Sistema OFDM

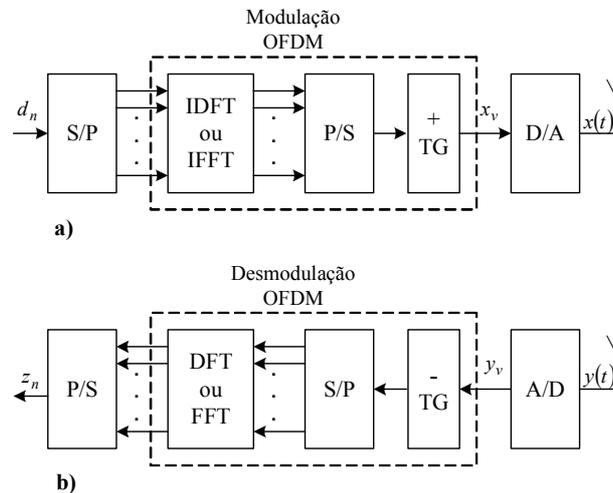
A Figura 3.7 mostra o diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicações, transmissor e receptor, baseado na modulação OFDM. No transmissor é usada uma IFFT seguido da inserção de um tempo de guarda, enquanto que no receptor é em primeiro lugar removido o TG e depois é efectuada uma FFT. A grande vantagem do OFDM está no facto da modulação de portadora múltipla poder ser implementada no domínio discreto por uma IDFT ou ainda mais eficiente do ponto de vista computacional por uma IFFT.

Quando a envolvente complexa do símbolo OFDM é amostrada a um ritmo de  $1/T_{OFDM}$  as amostras são dadas por,

$$x_v = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{n=0}^{N_c-1} d_n e^{j2\pi n v / N_c} \quad v = 0, \dots, N_c - 1 \quad (3.20)$$

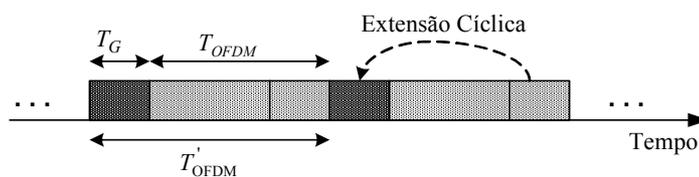
O sinal à saída da FFT, no receptor, é dada pela sequência de amostras de portadora múltipla desmoduladas, que correspondem a  $N_c$  valores complexos dados por,

$$z_n = \sum_{v=0}^{N_c-1} y_v e^{-j2\pi n v / N_c} \quad n = 0, \dots, N_c \quad (3.21)$$



**Figura 3.7:** Sistema de comunicações baseado na modulação OFDM.

Uma vez que o tempo de símbolo em cada sub-portadora é muito maior que o tempo de símbolo de dados da fonte, os efeitos do espalhamento do atraso, i.e. IES, decresce significativamente, podendo-se reduzir de uma forma significativa a complexidade do equalizador. Os sistemas de PM, baseados na modulação OFDM podem ser projectados de forma a considerar que o canal temporal não varia durante a duração do símbolo OFDM e que o desvanecimento em cada sub-portadora é não selectivo. Assim, a duração do símbolo OFDM deve ser inferior ao tempo de coerência do canal por um lado e por outro a LB das sub-portadoras deve ser menor que a LB de coerência do canal. No entanto, para eliminar por completo o efeito da IES, mantendo a ortogonalidade entre os sinais nas diferentes sub-portadoras, é comum inserir um  $T_G$  maior que o atraso máximo do canal  $T_G > \tau_{\max}$ , entre símbolos OFDM consecutivos como mostra a Figura 3.8.



**Figura 3.8:** Símbolo OFDM com um tempo de guarda  $T_G$ .

O tempo de guarda não é mais que uma extensão cíclica de cada símbolo OFDM como mostra a Figura 3.8. Assim a duração do novo símbolo OFDM é dada por,

$$T'_{OFDM} = T_{OFDM} + T_G \quad (3.22)$$

Convém referir que a inserção do tempo de guarda reduz a eficiência espectral, uma vez que diminui a taxa de transmissão. Geralmente, o  $T_G$  é dimensionado de forma a ser menor que 20% a 25% do tempo de duração do símbolo OFDM, o que corresponde a um aumento de potência de transmissão menor que 1dB [21]. Logo o tamanho do  $T_G$  deve ser dimensionado de forma a limitar ao mínimo a redução da eficiência espectral por um lado, mas por outro dever ter em conta o atraso máximo do canal para eliminar por completo a IES. Um outro aspecto a considerar no dimensionamento de um sistema OFDM está relacionado com a interferência entre portadoras (IEP). De forma a eliminar este efeito, o espaçamento entre sub-portadoras dever ser muito maior que o espalhamento de Doppler  $\Delta f \gg 2|f_{D,\max}|$ , ver secção 2.4. Além disso, deve-se ter presente que um espaçamento pequeno entre sub-portadoras faz com que o sistema fique mais sensível a variações de frequência e de ruído de fase [21].

As principais vantagens da modulação de portadora múltipla baseada no OFDM são: elevada eficiência espectral devido ao facto de se conseguir um espectro na frequência quase rectangular, sobretudo para valores elevados de  $N_c$ ; eficiência de implementação computacional através do uso de FFTs; requer receptores de baixa complexidade pelo facto de poder ser projectado de forma a eliminar por completo a IES e a IEP. No entanto, também apresenta algumas desvantagens tais como: à medida que o número de sub-portadoras aumenta a PAPR também aumenta o que requer uma implementação mais complexa ao nível da amplificação; perda de eficiência espectral pelo facto de se inserir o  $T_G$ ; apresenta maior sensibilidade aos desvios de Doppler do que os sistemas de portadora única, como por exemplo o DS-CDMA; ruído de fase causado por imperfeições dos osciladores do receptor e transmissor, o que influencia o desempenho do sistema; e requer uma sincronização no tempo e frequência bastante precisa.

Em termos de acesso múltiplo o OFDM pode ser combinado com o TDMA, sendo designado por MC-TDMA ou OFDM-TDMA. O MC-TDMA tem tido grande sucesso, sendo correntemente usado em vários sistemas de elevadas taxas de transmissão, como já referido no capítulo 1. A transmissão no MC-TDMA é feita de forma semelhante aos sistemas que usam apenas o TDMA. Cada tempo de *frame* é constituído por  $K$  TS, cada um atribuído a um utilizador. Cada TS pode ser constituído por vários símbolos OFDM. A atribuição dos TS a cada utilizador é controlada pela EB. Neste sistema, a IAM pode ser evitada quando a interferência entre símbolos OFDM adjacentes é eliminada, quer pelo uso

do TG ou pelo mecanismo de controlo de avanço no tempo, designado na literatura inglesa por *Time Advance* (TA). O sistema também pode ser projectado de forma a que os utilizadores sejam separados na frequência, no que geralmente é designado por MC-FDMA. Mais à frente neste capítulo são apresentados dois esquemas OFDM em que a separação dos utilizadores é feita na frequência.

### 3.5.3 Representação do Canal no Domínio da Frequência

Os sistemas de portadora múltipla podem ser simulados no domínio temporal ou de uma forma mais eficiente, do ponto de vista computacional, no domínio da frequência. Esta representação no domínio da frequência apenas é válida no caso de ausência completa de IES e IEP, do desvanecimento ser não selectivo por sub-portadora e o canal não variar durante o tempo do símbolo OFDM. Na prática, o sistema OFDM é projectado tendo em conta estas considerações. A função de transferência do canal, cuja representação continua a ser dada por (2.4), quando amostrada nas frequências  $n\Delta f$ , e para cada símbolo OFDM com duração  $iT'_{OFDM}$  é dada por,

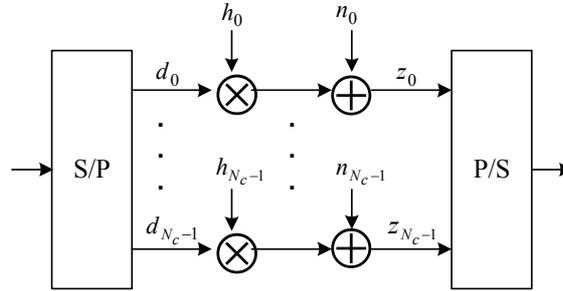
$$\begin{aligned} H_{n,i} = H(n\Delta f, iT'_{OFDM}) &= \sum_{p=1}^{L_p} \sum_{l=1}^{L_{sp}} \alpha_{p,l} e^{j(2\pi(f_{D,p,l}iT'_{OFDM} - n\Delta f\tau_P) + \varphi_{p,l})} \\ &= \alpha_{n,i} e^{j\varphi_{n,i}} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Assim, um símbolo de dados transmitido na sub-portadora  $n$  do símbolo OFDM  $i$  é simplesmente multiplicado pela amplitude  $\alpha_{n,i}$  e pela fase  $\varphi_{n,i}$ . A grande vantagem desta representação está na simplificação da implementação da plataforma de simulação dos sistemas de PM, uma vez que é substituído as operações de IFFT, FFT, a convolução temporal do sinal com a RI do canal, a inserção e remoção do TG, por uma simples multiplicação complexa dos símbolos de dados com a resposta em frequência do canal, como mostra a Figura 3.9. Assim, o sinal recebido pode ser representado no domínio da frequência, sendo dado por,

$$z_n = h_n d_n + n_n \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (3.24)$$

onde  $h_n$  e  $n_n$  representam a resposta em frequência complexa e o ruído da sub-portadora  $n$ , respectivamente. É assumido que a parte real e imaginária das componentes do ruído são estatisticamente independentes, de distribuição Gaussiana com média nula e de igual variância, dada por,

$$\sigma^2 = E\{|n_n|^2\}, \quad n=0, \dots, N_c - 1 \quad (3.25)$$



**Figura 3.9:** Representação simplificada do sistema OFDM.

De seguida faz-se uma representação matricial do sistema, que depois será usada sempre que possível nos capítulos seguintes. Ao longo desta tese os vectores são representados por letras minúsculas a cheio e as matrizes por letras maiúsculas também a cheio e os elementos do vector ou matriz a letra minúscula normal. Assim, o sinal recebido em termos matriciais é dado por,

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (3.26)$$

em que  $\mathbf{d} = [d_0 \ d_1 \ \dots \ d_{N_c-1}]^T$  contem os  $N_c$  símbolos de dados transmitidos num símbolo OFDM,  $\mathbf{n}$  as  $N_c$  amostras de ruído e  $\mathbf{H}$  representa a matriz do canal dada por,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & & 0 \\ 0 & h_1 & & 0 \\ & & \ddots & \\ 0 & 0 & & h_{N_c-1} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

de dimensão  $N_c \times N_c$  e diagonal. Ao longo dos próximos capítulos será usada esta representação do sistema no domínio da frequência. No entanto, convém salientar que ela só é válida nas condições referidas em cima.

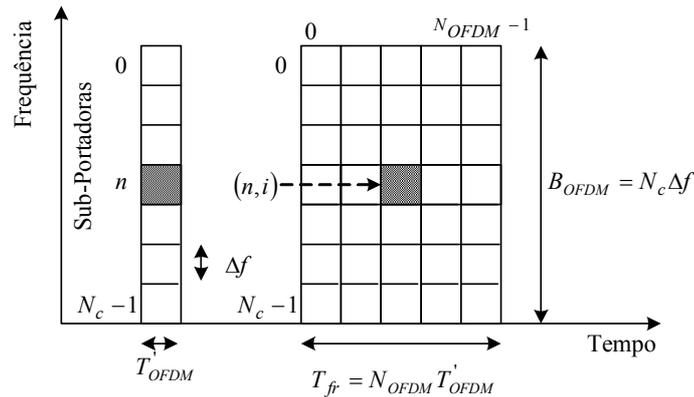
Também é comum representar o símbolo e a *frame* OFDM no tempo e na frequência como mostra a Figura 3.10. Uma *frame* é constituída por um conjunto de  $N_{OFDM}$  símbolos OFDM, com duração  $T_{fr}$  dada por,

$$T_{fr} = N_{OFDM} T_{OFDM} \quad (3.28)$$

Este sistema geralmente é projectado de forma a explorar a diversidade na frequência e no tempo. Isso consegue-se, inserindo no sistema redundância nos dois domínios. Para obter o

máximo ganho de diversidade é conveniente que os símbolos de dados redundantes sejam transmitidos em posições da *frame* OFDM que não sejam correlacionas nem na frequência nem no tempo. O grau máximo de diversidade que se pode atingir  $D_0$ , pode ser aproximadamente dado pelo produto da diversidade máxima no tempo  $D_T$  e na frequência  $D_F$  [23],

$$D_0 = D_T D_F, \text{ com } D_T = T_{fr} / T_{coe.} \text{ e } D_F = B / B_{coe.} \quad (3.29)$$



**Figura 3.10:** Representação do símbolo e da *frame* OFDM.

Um esquema de *interleaving*, simultaneamente no tempo e na frequência com grande profundidade, leva a que as várias cópias de um determinado símbolo de dados sejam transmitidas em posições descorrelacionadas. Neste contexto, e de forma a reduzir ainda mais a complexidade de implementação do canal no domínio da frequência, outro tipo de canais, designados por canais descorrelacionados com desvanecimento não selectivo por sub-portadora, podem ser usados, i.e., os sub-canais entre sub-portadoras são descorrelacionados mas são não selectivos em cada sub-portadora. A amplitude de desvanecimento pode ser modulada a partir de uma determinada distribuição, dependendo do tipo de célula, e a fase segue uma distribuição uniforme no intervalo  $[0, 2\pi]$ . Os coeficientes complexos são então gerados independentemente para cada sub-portadora.

### 3.6 Sistemas de Espalhamento de Espectro de Portadora Múltipla

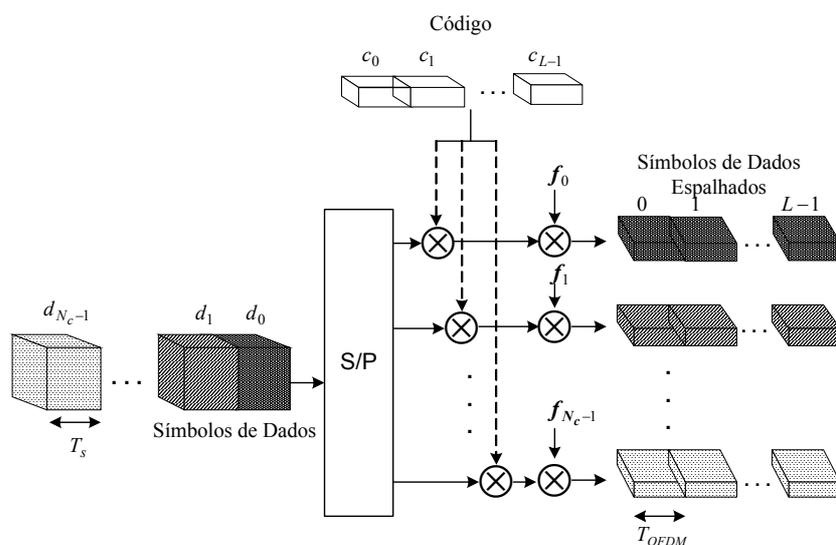
Nesta secção, é discutido o sistema MC-DS-CDMA e apenas são enunciados os princípios gerais do MC-CDMA, já que o capítulo seguinte será todo ele dedicado ao sistema MC-CDMA. Relativamente ao esquema MT-CDMA, que pode ser considerado um caso particular do MC-DS-CDMA, uma discussão detalhada pode ser encontrada em [32][35].

### 3.6.1 MC-DS-CDMA

#### 3.6.1.1 Conceitos Gerais

De uma forma geral, o MC-DS-CDMA consiste na conversão série-paralelo dos símbolos de dados originais em  $N_c$  sub-fluxos, sendo depois espalhados no tempo com um código específico para cada utilizador, i.e., é efectuado individualmente o DS-CDMA em cada uma das  $N_c$  sub-portadoras, como mostra a Figura 3.11. Como facilmente se percebe o sistema MC-DS-CDMA com apenas uma sub-portadora  $N_c = 1$  reduz-se ao sistema DS-CDMA. Num sistema MC-DS-CDMA o espaçamento entre sub-portadoras é proporcional ao inverso do tempo de *chip*. Esta condição garante a ortogonalidade entre o espectro das diferentes sub-portadoras [98]. Neste sistema cada símbolo de dados é espalhado em largura de banda dentro da sua sub-portadora, contrariamente aos sistemas DS-CDMA onde o símbolo é espalhado sobre a totalidade da LB de transmissão.

É comum dividir os sistemas MC-DS-CDMA em duas categorias: sistemas com sub-canais de banda larga, selectivos por sub-canal, que tipicamente usam apenas algumas sub-portadoras e onde cada sub-canal poder ser visto como um sistema DS-CDMA com uma taxa de transmissão menor e com uma IES reduzida; e sistemas com sub-canais de banda estreita, não selectivos por sub-canal, que tipicamente usam um número elevado de sub-portadoras e que pode ser realizado com uma modulação OFDM. Neste caso, é possível usar detectores de baixa complexidade. No primeiro caso em que o desvanecimento por sub-canal é selectivo a IES aparece no sistema e é necessário o uso de detectores mais complexos. O MC-DS-CDMA é de especial interesse para os sistemas assíncronos no UL, devido à sua semelhança com o sistema DS-CDMA assíncrono.



**Figura 3.11:** Esquema MC-DS-CDMA considerando apenas um utilizador.

### 3.6.1.2 O Sistema MC-DS-CDMA

A Figura 3.12 mostra, de uma forma simplista, o receptor e o transmissor de um sistema MC-DS-CDMA. A sequência de  $N_c$  símbolos de dados complexos  $d_{k,n}$ ,  $n=0, \dots, N_c - 1$  do utilizador  $k$ , com uma taxa de transmissão de  $1/T_s$ , são convertidos de série para paralelo em  $N_c$  sub-fluxos, passando a taxa de transmissão dos símbolos em cada sub-fluxo para  $1/T_s N_c$ . Em cada sub-fluxo, os símbolos de dados são espalhados no tempo com um código específico para cada utilizador de comprimento  $L$  dado por,

$$c_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} c_{k,l} p_{T_c}(t - lT_{OFDM}) \quad (3.30)$$

onde  $p_{T_c}(t)$  representa a forma do impulso tal como nos sistema DS-CDMA. Geralmente, para descrever este sistema usa-se uma representação contínua no tempo, já que o MC-DS-CDMA, como já referido, é normalmente apontado para os sistemas assíncronos. Neste caso o OFDM não é necessariamente a melhor escolha para a modulação de portadora múltipla como acontece com os sistemas MC-CDMA. A duração do *chip* dentro de cada sub-fluxo é dada por,

$$T_c = T_{OFDM} = \frac{N_c T_s}{L} \quad (3.31)$$

Logo, no sistema MC-DS-CDMA cada símbolo de dados é espalhado sobre  $L$  símbolos OFDM, cada um com duração  $T_{OFDM}$ . A sequência complexa depois do espalhamento é dada por,

$$x_k(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} d_{k,n} c_k(t) e^{j2\pi f_n t} \quad 0 \leq t \leq LT_{OFDM} \quad (3.32)$$

A frequência de cada sub-portadora é dada por,

$$f_n = \frac{(1 + \zeta_r)n}{T_{OFDM}} \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (3.33)$$

sendo  $0 \leq \zeta_r \leq 1$ . A escolha de  $\zeta_r$  depende da forma do impulso  $p_{T_c}(t)$ , sendo tipicamente escolhido para que as  $N_c$  sub-portadoras não estejam sobrepostas. No caso da escolha do OFDM,  $\zeta_r$  é igual a zero e  $p_{T_c}(t)$  tem uma forma rectangular. Dependendo do valor de  $\zeta_r$ , a separação entre sub-portadoras é dada por,

$$\Delta f \geq \frac{L}{N_c T_s} \quad (3.34)$$

Considerando um sistema no DL síncrono, o sinal dos  $K$  utilizadores activos são somados no transmissor e o sinal resultante é dado por,

$$x(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t) \quad (3.35)$$

O sinal recebido no receptor é simplesmente dado por,

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (3.36)$$

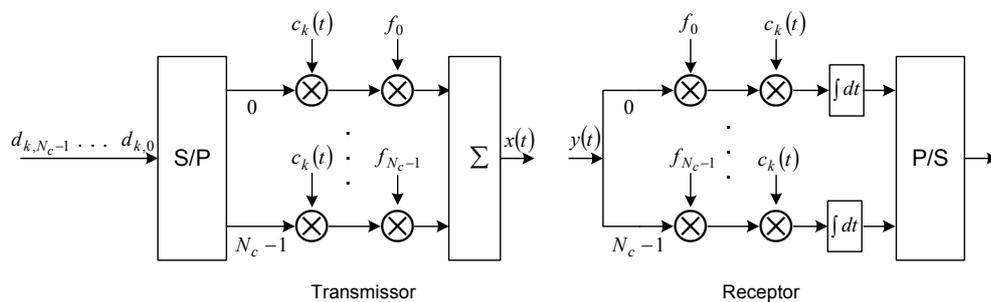
Uma vez que no DL existe sincronismo, a IES e a IEP podem ser evitados inserindo um TG. Além disso, se o sistema for projectado de forma que os  $N_c$  sub-canais sejam de banda estreita, é possível implementar receptores de baixa complexidade. No UL, o sinal recebido para o utilizador  $k$  é dado por,

$$y_k(t) = x_k(t) \otimes h_k(t) + n_k(t) \quad (3.37)$$

E o sinal multi-utilizador recebido é dado por,

$$y(t) = \sum_{k=1}^K y_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (3.38)$$

onde  $\tau_k$  representa o atraso de cada utilizador, no caso de um sistema síncrono  $\tau_k = 0 \forall k, k = 1, \dots, K$ . Da mesma forma que no DL, se os sub-canais forem não selectivos na frequência, também é possível projectar técnicas de detecção de baixa complexidade.



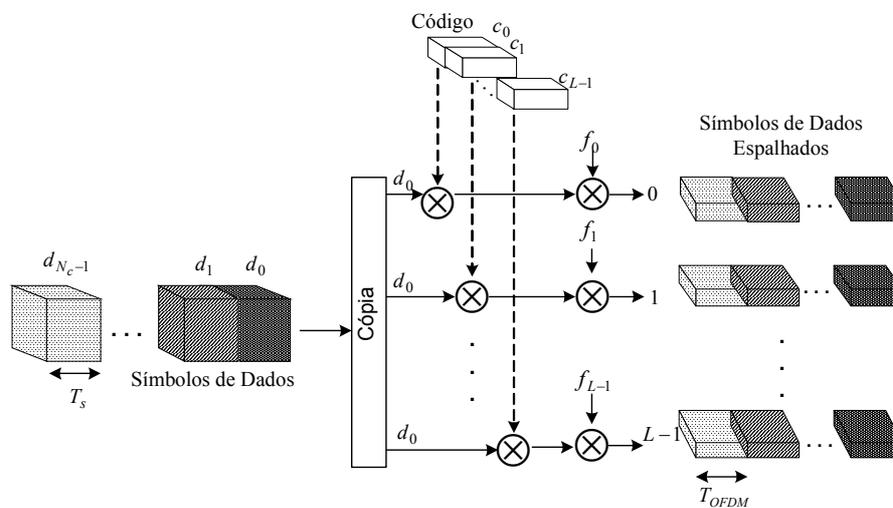
**Figura 3.12:** Diagrama de blocos genérico do transmissor e receptor MC-DS-CDMA.

Este sistema apresenta como principais vantagens: baixa PAPR no UL, porque geralmente são usadas menos sub-portadoras; elevada diversidade temporal pelo facto do espalhamento ser no tempo. Apresenta como principal desvantagem baixa eficiência

espectral quando são usados esquemas de modulação de portadora múltipla, que não o OFDM.

### 3.6.2 Conceitos Gerais sobre MC-CDMA

No sistema MC-CDMA, cada símbolo de dados é copiado  $L$  vezes antes de ser espalhado por um código de comprimento  $L$ , específico de cada utilizador. Depois, cada *chip* é modulado por uma sub-portadora, sendo transmitidos em paralelo [27][29][30][33], como mostra a Figura 3.13.



**Figura 3.13:** Esquema MC-CDMA considerando apenas um utilizador.

Neste sistema, o espalhamento é feito na frequência, contrariamente ao MC-DS-CDMA, que como se viu o espalhamento é feito no tempo. O facto dos *chips* serem mapeados na frequência permite o uso de detectores muito simples no receptor, i.e., simples equalizadores onde geralmente é efectuado apenas uma multiplicação e/ou divisão por cada sub-canal. No entanto, é necessário que o número de sub-portadoras seja relativamente elevado para que o desvanecimento seja não selectivo em cada sub-canal. Além disso, tal como no caso do OFDM, é necessário a inserção de um TG entre símbolos OFDM adjacentes de forma a eliminar a IES ou considerar que o tempo de símbolo OFDM seja bastante superior à dispersão temporal do canal. Neste esquema, a duração do símbolo OFDM é igual à duração dos símbolos de dados  $T_{OFDM} = T_s$ , uma vez que  $N_c = L$ .

O esquema MC-CDMA permite muita flexibilidade no projecto do sistema, uma vez que o comprimento do código pode ser inferior ao número total de sub-portadoras. Neste caso, é possível transmitir vários símbolos de dados em paralelo, para cada utilizador, como

mostra a Figura 3.14. Com esta modificação, designada por modificação- $M$  [29], mantém-se constante a LB de transmissão, o comprimento do código e o número máximo de utilizadores, aumentando o número de sub-portadoras. Logo a duração do símbolo OFDM aumenta e por isso diminui a perda na eficiência espectral devido à inserção do TG. Além disso, como a LB de cada sub-canal diminui, faz com o desvanecimento se torne não selectivo por sub-canal. Assim, neste esquema cada utilizador transmite simultaneamente  $P$  símbolos de dados por cada símbolo OFDM e o número total de sub-portadoras é igual a  $N_c = PL$ . Neste caso a duração do símbolo OFDM é dado por,

$$T_{OFDM} = \frac{N_c T_s}{L} = P T_s \quad (3.39)$$

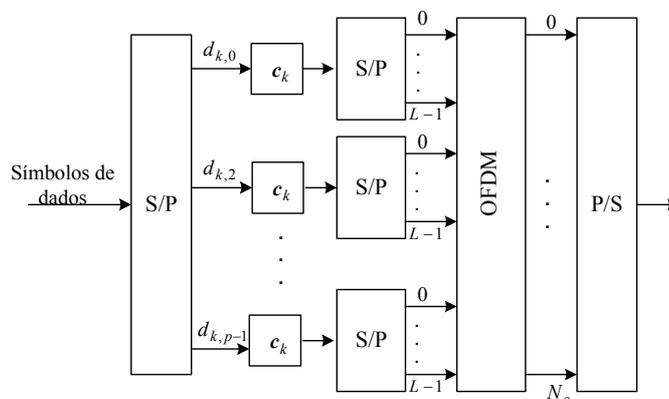
o tempo de símbolo aumenta  $P$  vezes relativamente ao esquema original e consequentemente a separação entre portadoras diminui o mesmo factor,

$$\Delta f_c = \frac{L}{N_c T_s} = \frac{1}{P T_s} \quad (3.40)$$

A duração do símbolo, tomando em conta o TG, é dado por,

$$T'_{OFDM} = P T_s + T_G \quad (3.41)$$

Para os sistemas MC-DS-CDMA e MC-CDMA, quando  $N_c = 1$  e  $L = 1$ , reduzem-se aos sistemas DS-CDMA e OFDM, respectivamente. Em ambos os sistemas o acesso múltiplo é feito através do CDMA. As principais vantagens do sistema MC-CDMA são: simples implementação através da aplicação de FFTs; possibilidade de usar receptores de baixa complexidade; eficiência espectral e diversidade na frequência elevadas. Apresenta como principais desvantagens: elevada PAPR especialmente no UL e requer transmissão síncrona.



**Figura 3.14:** Modificação do esquema MC-CDMA.

Comparando o MC-CDMA e o MC-DS-CDMA, duas principais conclusões podem ser enumeradas: a elevada eficiência espectral e a possibilidade de usar receptores de baixa complexidade, faz do MC-CDMA um bom candidato para os sistemas celulares no DL; a baixa PAPR dos sistemas MC-DS-CDMA torna-os mais apropriados para o UL.

### 3.7 Sistemas Híbridos de Acesso Múltiplo

Combinando o espalhamento de espectro e o salto na frequência (FH) com a transmissão por portadora múltipla é possível projectar esquemas alternativos de acesso múltiplo: OFDMA [99][100] e o OFDMA com *Code Division Multiplexing* (CDM), geralmente designado por SS-MC-MA [101]. Nesta secção, é feita apenas uma breve descrição destes dois esquemas, mais detalhes podem ser encontrados nas respectivas referências.

#### 3.7.1 OFDMA

De uma forma geral o OFDMA consiste na atribuição de uma ou várias sub-portadoras a cada utilizador, com a condição de que o espaçamento entre sub-portadoras seja igual ao espaçamento do OFDM, dado por  $1/T_{OFDM}$ . Na descrição do sistema OFDMA é assumido que é atribuído a cada utilizador apenas uma sub-portadora e que a única fonte de interferência é o ruído AWGN, i.e., assume-se que a IAM é nula. Num sistema deste tipo o número máximo de utilizadores permitidos é igual ao número de sub-portadoras  $N_c = K$ . É também assumido que a sub-portadora é permanentemente atribuída a um utilizador. A Figura 3.15 mostra de uma forma simplificada o transmissor (TM) e o receptor (EB) de um sistema OFDMA. No TM, é efectuado uma modulação de portadora única, podendo ser de portadora múltipla no caso de serem atribuídas várias sub-portadoras ao mesmo utilizador, podendo-se neste caso usar a modulação OFDM. Na EB, contrariamente ao esquema de acesso múltiplo FDMA, apenas um desmodulador é utilizado para converter o sinal para banda base, sendo depois usada uma DFT com  $N_c$  pontos, para recuperar os sinais dos  $K$  utilizadores. Tendo em conta as condições assumidas em cima, o sinal de cada utilizador  $k$ ,  $k = 1, \dots, K$  é dado por,

$$x_k(t) = \text{Re} \left\{ d_k(t) e^{j2\pi f_k t} e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (3.42)$$

com  $f_k = \frac{k-1}{T_{OFDM}}$  e os símbolos de dados transmitidos  $d_k(t)$ , para um utilizador  $k$ , são dados por,

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} d_k^i \text{rect}(t - iT_{OFDM}) \quad (3.43)$$

sendo  $\text{rect}(t)$  um impulso rectangular no intervalo  $[0, T_{OFDM}]$ . O sinal recebido antes da conversão para banda base é dado por,

$$\bar{r}(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t) + n_{rf}(t) \quad (3.44)$$

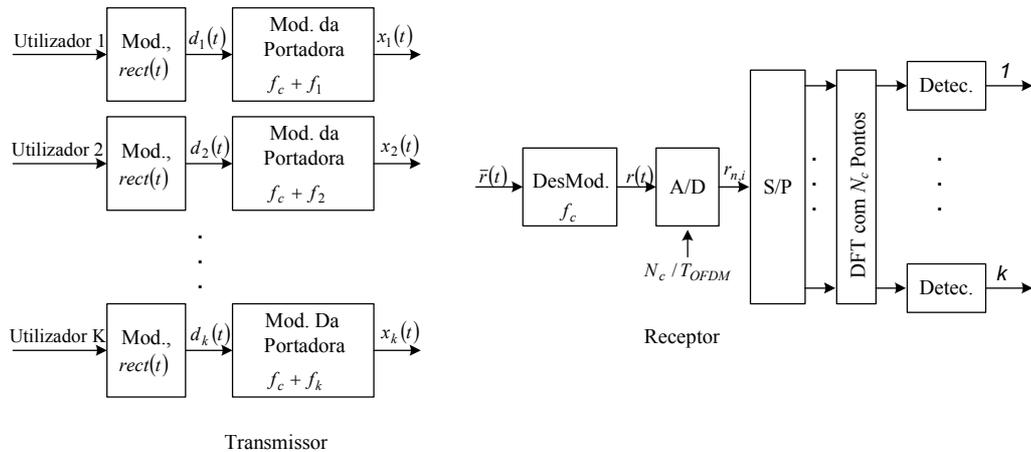
onde  $n_{rf}(t)$  representa o ruído. Depois da conversão para banda base, que é efectuada com um oscilador local com frequência de portadora  $f_c$ , o sinal é dado por,

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^K d_k^i(t) e^{j2\pi f_c t} + n(t) \quad (3.45)$$

em que  $n(t)$  representa o ruído equivalente em banda base. O sinal desmodulado é depois amostrado a uma taxa de  $N_c / T_{OFDM}$ , e um bloco de  $N_c$  amostras é gerado durante o tempo de símbolo  $T_{OFDM}$ . Num tempo de símbolo OFDM  $i$ , são então gerados  $d_{k,i}$  amostras dadas por,

$$r_{n,i} = \sum_{k=1}^{K=N_c} d_{k,i} e^{j2\pi kn / N_c} + n_{n,i} \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (3.46)$$

Facilmente se verifica que a menos de um factor de normalização, a equação (3.46) é uma versão da IDFT da sequência  $d_{k,i}$  corrompida com ruído. Isto indica que os símbolos de dados podem ser recuperados usando uma DFT com  $N_c$  pontos.



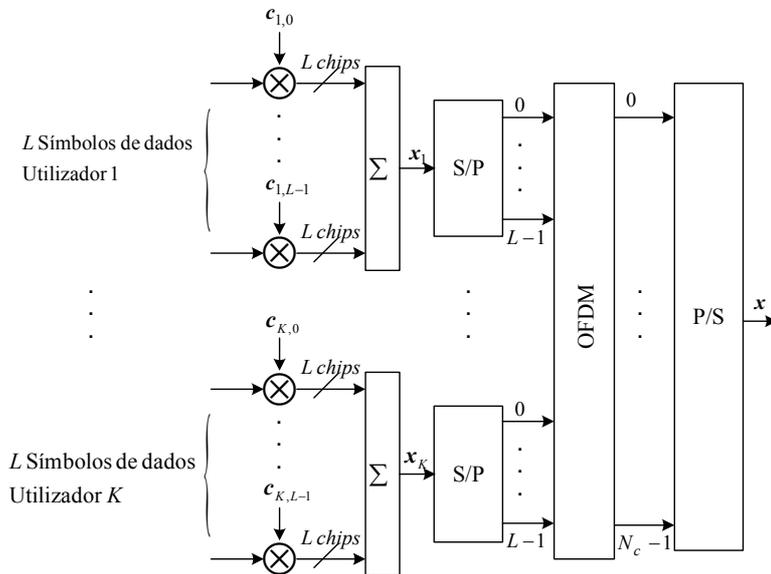
**Figura 3.15:** Diagrama de blocos simplificado de um sistema OFDMA, no sentido do UL.

A atribuição de sub-portadoras a cada utilizador poder ser fixa ou dinâmica. Na prática, para aumentar a diversidade na frequência, é preferível uma atribuição dinâmica, i.e., salto na frequência [102][103]. Neste caso, o OFDMA torna-se muito semelhante ao MC-CDMA uma vez que a atribuição de frequências pode ser feita com um código que determina o padrão do salto. Uma desvantagem do esquema OFDMA é o facto de requerer uma sincronização bastante precisa de forma a assegurar ortogonalidade entre os sinais dos  $K$  utilizadores. Assim, num sistema síncrono, o TM é sincronizado (relógio e frequência) com o sinal da EB, transmitido no DL e recebido por todos os terminais móveis.

### 3.7.2 SS-MC-MA

O esquema SS-MC-MA resulta da combinação do OFDMA com o CDM [101][104]. O OFDMA é usado para a separação dos utilizadores e adicionalmente é efectuado um espalhamento dos símbolos de dados de cada utilizador, de forma a aumentar o ganho de diversidade. Da mesma forma que o MC-CDMA, o SS-MC-MA também explora as vantagens dadas pela combinação do espalhamento de espectro com a modulação de portadora múltipla. Este esquema é muito semelhante ao MC-CDMA com a modificação- $M$ , sendo ambos os transmissores idênticos. A diferença está na forma como os utilizadores são separados. Neste caso, os diferentes utilizadores são mapeados num conjunto de  $L$  sub-portadoras. No MC-CDMA, com modificação- $M$ , os símbolos de dados depois de espalhados, são mapeados em  $P$  conjuntos de  $L$  de sub-portadoras, onde cada grupo é partilhado pelos diferentes utilizadores. Apesar da diferença na estratégia de mapeamento dos  $K$  utilizadores, os sistemas SS-MC-MA e o MC-CDMA apresentam algumas semelhanças: ambos exploram a diversidade na frequência através do espalhamento de cada símbolo de dados num grupo de  $L$  de sub-portadoras; em cada grupo podem ser usados as mesmas técnicas de detecção e em ambos os sistemas a IES e a IEP podem ser eliminadas através da inserção de um TG o que possibilita o uso de detectores muito simples. No entanto, também podem ser identificadas algumas diferenças: no SS-MC-CDMA, o CDM é usado de forma a ser possível transmitir vários símbolos de dados sobre o mesmo grupo de sub-portadoras, enquanto que no MC-CDMA a componente CDM é usada para transmitir símbolos de dados dos vários utilizadores sobre o mesmo grupo de sub-portadoras. Assim, no primeiro sistema o acesso múltiplo é baseado no OFDMA e no segundo é baseado no CDMA; a IAM está presente no sistema MC-CDMA enquanto que no SS-MC-CDMA não existe. Contudo, neste último existe interferência entre os símbolos de dados que partilham o mesmo grupo de sub-portadoras. No SS-MC-MA, cada sub-portadora é usada exclusivamente por um único utilizador o que facilita a estimação de canal, sobretudo no UL. No MC-CDMA, cada sub-portadora partilha os símbolos dos vários utilizadores, o que aumenta a complexidade do bloco de estimação de canal. No

receptor, qualquer técnica de detecção usada no sistema MC-CDMA, que serão discutidas no próximo capítulo, podem ser usadas no sistema SS-MC-MA, para detectar os diferentes símbolos de dados que ocupam o grupo de sub-portadoras atribuído ao um determinado utilizador.



**Figura 3.16:** Diagrama de blocos simplificado do transmissor no DL do sistema SS-MC-MA.

### 3.8 Comparação dos Vários Sistemas

Na última década surgiram várias publicações que comparam todos os esquemas discutidos neste capítulo: DS-CDMA, OFDMA, MC-CDMA, MC-DS-CDMA e SS-MC-MA. A comparação pode ser feita em termos de desempenho, eficiência espectral e complexidade de implementação. Além disso, o desempenho depende por exemplo do tipo de codificação de canal, do *interleaving* no tempo e/ou na frequência, do tipo de modulação, dos detectores usados, etc., daí a importância da comparação ser feita nas mesmas condições.

Em [38][105][106] é mostrado que o desempenho do MC-CDMA é melhor que o obtido com o sistema DS-CDMA, em termos de BER, e apresenta uma maior eficiência espectral para o caso de um sistema síncrono no DL. A principal razão para esta melhoria no desempenho está relacionado com o facto do sistema MC-CDMA eliminar a IES e a IEP, permitindo uma eficiente e simples separação dos utilizadores. No entanto, em [107] é mostrado que o desempenho destes dois sistemas é idêntico, quando se usa códigos de comprimento elevado. É também mostrado que quando se usa codificação de canal o MC-CDMA oferece maior flexibilidade que o DS-CDMA na exploração de diversidade. Em [39][40] é feita uma comparação entre o DS-CDMA, MC-DS-CDMA e o MC-CDMA para o DL e UL, considerando uma LB de aproximadamente 100MHz. É mostrado que no UL,

o DS-CDMA é o que apresenta melhor desempenho e o MC-CDMA é claramente aquele que apresenta melhor desempenho no DL.

Em [36][108][109][110] é feita uma comparação entre os sistemas OFDM (OFDMA e MC-TDMA), MC-CDMA e o SS-MC-MA. Duas principais conclusões podem ser enumeradas:

- De uma forma geral, o MC-CDMA é aquele que apresenta melhor desempenho para o DL. Contudo, exige uma maior complexidade do que o OFDM, devido ao espalhamento e à exigência de técnicas de detecção eficientes.
- De uma forma geral, o SS-MC-CDMA é aquele que apresenta melhor desempenho para o UL. No entanto, também exige uma maior complexidade quando comparado com OFDM.

São precisamente os resultados destas comparações a principal motivação para considerar o MC-CDMA um forte candidato para a componente de banda larga dos sistemas celulares sem fios de quarta geração, sobretudo no DL. Como referido na introdução, o MC-CDMA foi escolhido no projecto Europeu MATRICE [16] como esquema de acesso para o DL e UL e no projecto Europeu 4MORE [17] para o DL, tendo sido escolhido o SS-MC-MA para o UL.

### **3.9 Diversidade Espacial para os Sistemas de Portadora Múltipla**

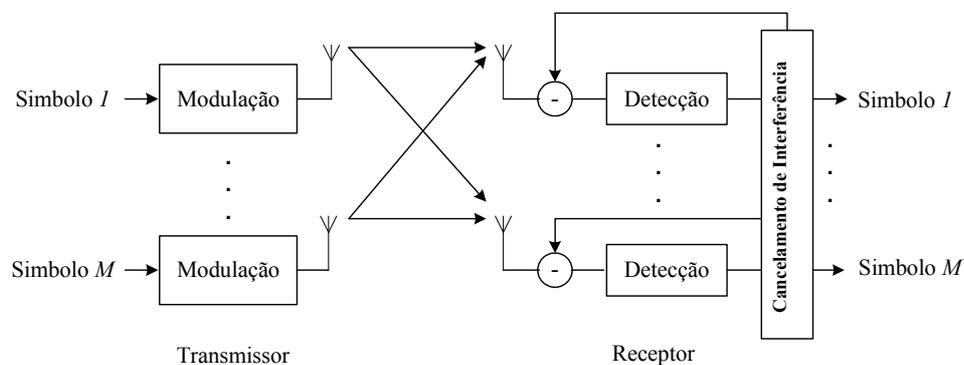
Nas secções anteriores, foram discutidos sistemas de portadora múltipla em que ambos os terminais estão equipados com apenas uma antena. De forma, a ir ao encontro das exigências dos futuros sistemas de comunicações móveis, torna-se fundamental estender estes sistemas para um, onde a EB e/ou o TM estejam equipados com um conjunto de antenas, i.e., estender o sistema SISO para os sistemas MISO, SIMO ou MIMO (ver secção 2.7). Com facilidade se percebe, do ponto de vista prático, é mais interessante usar um agregado na EB e apenas uma antena no TM. De uma forma geral, a dimensão espacial do canal rádio móvel pode ser usada de três formas diferentes: através da multiplexagem espacial, usando técnicas de pura diversidade espacial, ou ainda através da filtragem espacial.

#### **3.9.1 Multiplexagem Espacial**

A multiplexagem espacial explora a capacidade do canal MIMO transmitindo vários símbolos de dados em paralelo, aumentando desta forma a taxa de transmissão do sistema.

O número máximo de símbolos que podem ser transmitidos em paralelo num sistema MIMO é  $N_s = \min(M, N)$ . No caso particular de  $N_s = M = N$ , o transmissor transmite  $N_s$  símbolos de dados em paralelo em cada uma das  $M$  antenas, os quais aparecem somados em cada antena do receptor. Este esquema leva ao chamado *cross-talk* entre os símbolos de dados, o que é completamente diferente do sistema OFDM onde os símbolos transmitidos em paralelo não interferem uns com os outros, isto assumindo que o sistema é projectado tendo em conta a eliminação da IEP. No caso da multiplexagem, o detector tem que extrair os símbolos de dados a partir do sinal recebido, onde os símbolos estão sobrepostos, o que é conseguido, com detectores de elevada complexidade, sobretudo para serem implementados no TM. A arquitectura de multiplexagem espacial mais conhecida é a *Bell-Labs Layered Space Time* (BLAST) [111]. Existem duas principais variantes da arquitectura BLAST: diagonal BLAST (D-BLAST) e vertical BLAST (V-BLAST). A única diferença entre elas é que no V-BLAST, uma determinada antena transmissora é atribuída, durante todo o tempo, a um determinado fluxo de dados, enquanto que no D-BLAST essa atribuição varia periodicamente. A Figura 3.17 mostra o diagrama de blocos simplificado da arquitectura V-BLAST.

A aplicação da multiplexagem espacial no sistema MC-CDMA é sugerida em [112]. No entanto, o receptor é demasiado complexo, uma vez que ele tem que lidar com dois tipos de interferência: a IAM e o *cross-talk*. Uma outra importante desvantagem deste esquema reside no facto de ser necessário um número elevado de antenas na recepção, o que não é realizável num pequeno terminal móvel.

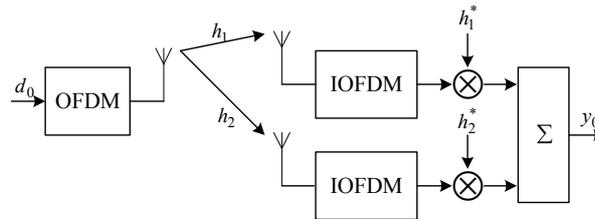


**Figura 3.17:** Arquitectura V-BLAST para o caso de  $M=N$ .

### 3.9.2 Diversidade Espacial

Contrariamente ao esquema anterior, os esquemas de pura diversidade espacial não têm como objectivo aumentar directamente a taxa de transmissão do sistema. O objectivo é combater o desvanecimento do canal rádio móvel, o que é conseguido, transmitindo os

mesmos dados através de diferentes canais e/ou percursos, obtendo-se no receptor diferentes réplicas, com desvanecimentos decorrelacionados. Na recepção, as técnicas de diversidade espacial são semelhantes aos esquemas usados na combinação dos *chips*, no sistema MC-CDMA. Logo, os sinais recebidos nas diferentes antenas podem ser combinados usando o MRC, uma vez que é o que maximiza a SNR. A Figura 3.18 ilustra este esquema para sistema OFDM.

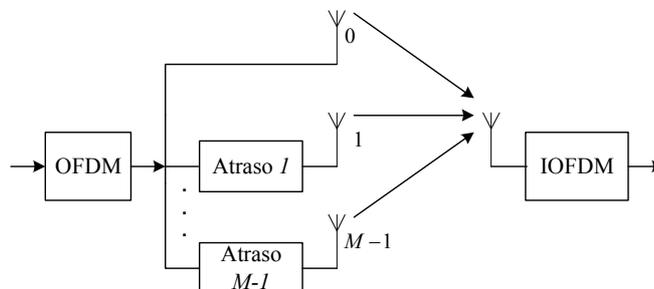


**Figura 3.18:** Diversidade na recepção para o sistema OFDM considerando 2 antenas.

Considerando o MRC como técnica de combinação dos sinais nas duas antenas, o sinal recebido é dado por,

$$y_0 = (|h_1|^2 + |h_2|^2)d_0 + h_1^*n_1 + h_2^*n_2 \quad (4.56)$$

O uso da diversidade na transmissão, quando não é conhecida a resposta do canal no transmissor, é mais complicado e o seu estudo é mais recente. No entanto, alguns exemplos de esquemas de diversidade na transmissão, usados no OFDM, são discutidos em [113]. Estes esquemas são particularmente interessantes quando o canal rádio apresenta um baixo grau de diversidade na frequência, como por exemplo no caso de haver linha de vista, e por conseguinte o canal apresentar um atraso máximo muito baixo. O esquema mais simples e conhecido consiste em introduzir um atraso artificial no sinal transmitido em cada antena, como mostra a Figura 3.19. Como é evidente a soma do atraso máximo introduzido e o atraso do canal deve ser menor que o TG do sistema.



**Figura 3.19:** Diversidade obtida a partir do atraso.

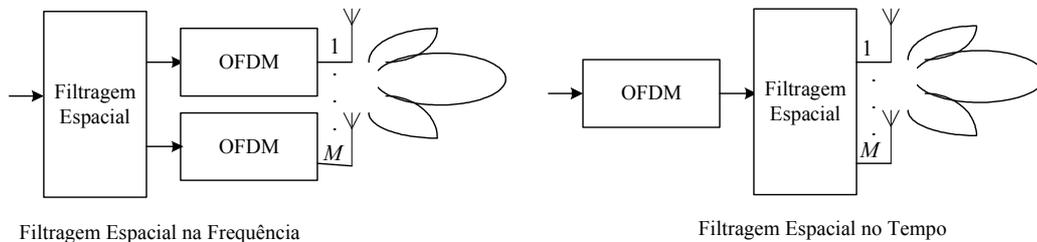
Outro tipo de esquemas recentemente propostos, que podem também serem considerados de pura diversidade, e que não necessitam de conhecer o canal no transmissor, são os chamados esquemas de codificação no espaço-tempo. O objectivo destes esquemas é transmitir os símbolos de dados sobre as diferentes antenas e períodos de símbolo consecutivos, com uma estrutura tal, que permita atingir a ordem máxima de diversidade e que possam ser detectados com um filtro adaptado sem interferência entre símbolos (IES). Na recepção, é usado um esquema linear de descodificação conjuntamente com um equalizador. O esquema mais simples usa duas antenas na transmissão e apenas uma na recepção e foi proposto por Alamouti, sendo designado por esquema de Alamouti [44]. A grande vantagem, destes esquemas, é que podem ser implementados com apenas uma antena no terminal móvel e conjugado com o facto de na recepção se poder usar apenas um equalizador mono-utilizador, fazem deles muito interessantes para implementações práticas em comunicações móveis. O capítulo 6 é todo ele dedicado à aplicação deste tipo de esquemas ao sistema MC-CDMA no DL.

### 3.9.3 Filtragem Espacial

A filtragem espacial ou *beamforming* consiste na separação espacial dos utilizadores. O objectivo é, otimizar a direcção do padrão de feixe do agregado de antena, i.e., apontar a sua energia para o utilizador desejado e colocar, eventualmente, nulos nos outros [59][60]. Estes esquemas, para além de reduzir a interferência de acesso múltiplo, permitem também reduzir a interferência entre células. A filtragem espacial pode ser usada na recepção, transmissão (geralmente designada por pré-filtragem espacial) e em ambos, i.e., num sistema SIMO, MISO e MIMO, respectivamente. Nos dois primeiros, a filtragem espacial transforma os múltiplos canais, correspondentes às múltiplas antenas, num único canal, obtendo-se um sistema SISO com um canal equivalente. No caso do sistema MIMO, múltiplos sub-canais SISO são obtidos em paralelo. A filtragem espacial exige o conhecimento da resposta espacial das características do canal. Dependendo do esquema considerado, o filtro ou os pesos podem ser obtidos a partir da resposta instantânea do canal em cada antena ou apenas das características espaciais do canal a *long-term*, tais como as DOAs dos vários percursos. Nos sistemas SIMO, estes parâmetros têm que ser estimados no receptor. Nos sistemas MISO, e considerando o modo TDD, a resposta do canal é estimada na EB, sendo depois usada para formatar o sinal no DL, aproveitando a reciprocidade do canal (ver secção 3.3.5). No modo FDD, os parâmetros do canal têm que ser enviados do TM para a EB, através de um canal de *feedback*. No caso do sistema MIMO, aplicando a filtragem espacial na transmissão e recepção, pode-se atingir a capacidade máxima do canal, se vários fluxos em paralelo são transmitidos e recebidos, cada um com um par de filtros distintos [114].

Quando aplicada aos sistemas OFDM, a filtragem espacial pode ser implementada na frequência ou no tempo. No primeiro caso o processamento é feito antes da modulação OFDM no transmissor e/ou depois da desmodulação OFDM no receptor [115]. No segundo, é feita de forma inversa [116]. Para o primeiro esquema é necessário usar uma modulação OFDM para cada antena, enquanto que o segundo, apenas exige uma modulação OFDM para todas as antenas, como mostra a

Figura 3.20. No entanto, num sistema multi-utilizador, é necessário usar um filtro espacial para cada utilizador, o que faz com que seja necessário usar uma modulação OFDM para cada utilizador, para o segundo esquema. Ora, como geralmente o número de utilizadores é maior que o número de antenas, o primeiro esquema é mais eficiente em termos de complexidade. Recentemente, e no âmbito do projecto Europeu MATRICE, foram propostos esquemas de *beamforming*, para o sistema MISO MC-CDMA [117][118], em que o filtro é aplicado antes da modulação OFDM.



**Figura 3.20:** Filtragem espacial projectada na frequência e no tempo para o sistema OFDM



## 4 O Sistema MC-CDMA

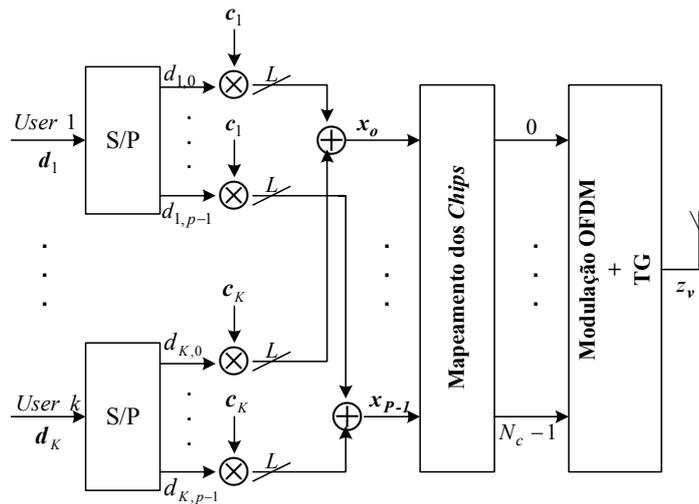
---

---

Neste capítulo, é feita uma análise detalhada ao sistema MC-CDMA convencional, i.e., um sistema em que ambos os terminais estão equipados com uma antena e onde é usado um detector mono-utilizador no TM. A correcta caracterização deste esquema é importante uma vez que depois serve de referência para os esquemas avançados, propostos nos capítulos seguintes, projectados a duas dimensões tempo/frequência e espaço. Inicialmente é discutido em detalhe o transmissor MC-CDMA no UL e no DL. Ainda nesta secção, são discutidas estratégias para o mapeamento dos *chips*, sendo também considerado o problema da PAPR e a sua relação com o tipo de código usado. Na secção 4.2, é feita uma análise do receptor, também no UL e DL, sendo discutidas várias técnicas de detecção que podem ser usadas nos sistemas MC-CDMA. São apresentadas técnicas mono-utilizador, i.e., simples equalizadores, e multi-utilizador, que tomam em conta os sinais dos vários utilizadores. Na secção 4.3, é feita uma introdução a técnicas de pré-equalização mono-utilizador, geralmente usadas no UL. Depois, são discutidos os conceitos gerais sobre estimação de canal para os sistemas de portadora múltipla. Na secção 4.5, são apresentados resultados obtidos através de expressões teóricas e por simulação, para um sistema mono-utilizador. É também feita uma avaliação do desempenho do sistema MC-CDMA multi-utilizador no DL e UL, considerando vários detectores mono e multi-utilizador e para vários tipos de canais. Finalmente, são discutidas técnicas com múltiplas antenas, que usam a dimensão espacial, e que podem ser implementadas nos sistemas MC-CDMA.

### 4.1 O Transmissor MC-CDMA

O diagrama de blocos simplificado do transmissor de um sistema MC-CDMA convencional está representado na Figura 4.1. No DL este transmissor corresponde à EB, no UL e fazendo  $K = 1$  corresponde ao TM.



**Figura 4.1:** Diagrama de blocos simplificado do transmissor MC-CDMA no DL.

O esquema usado corresponde ao transmissor MC-CDMA com a modificação- $M$  (ver secção 3.6.2). Neste esquema cada utilizador  $k$  transmite  $P$  símbolos de dados em cada símbolo OFDM. Inicialmente os  $P$  símbolos de dados, de cada utilizador, são convertidos de série para paralelo, sendo depois espalhados com um código normalizado de comprimento  $L$ , dado por,

$$c_k = \frac{1}{\sqrt{L}} [c_{k,0} \quad c_{k,1} \quad \dots \quad c_{k,L-1}]^T \quad (4.1)$$

de dimensão  $L \times 1$  e onde  $c_{k,l}$  representa o *chip*  $l$  do utilizador  $k$ . A normalização é usada para garantir que a potência do símbolo espalhado seja a mesma que a do símbolo antes de se efectuar o espalhamento. A sequência de espalhamento pode ser escolhida de uma das apresentadas na secção 3.2. O objectivo deste código, é separar os sinais dos diferentes utilizadores para que eles possam ser discriminados no receptor. Geralmente, neste sistema são usados códigos ortogonais, pelo que nesta tese, optou-se pelo uso de códigos de Walsh-Hadamard.

#### 4.1.1 Representação do Sinal no *Downlink*

No DL, os símbolos de dados dos  $K$  utilizadores, depois de espalhados, são somados *chip* a *chip* como mostra a Figura 4.1. Note-se que, é mais eficiente do ponto de vista computacional somar os utilizadores antes da modulação OFDM do que depois dela, uma vez que assim, apenas é necessário efectuar uma IFFT. O sinal multi-utilizador de um determinado grupo  $p$  de  $L$  sub-portadoras, antes da operação de mapeamento, pode ser representado por um vector de comprimento  $L$  dado por,

$$\mathbf{x}_p = \sum_{k=1}^K d_{k,p} \mathbf{c}_k = [x_{p,0} \quad x_{p,1} \quad \cdots \quad x_{p,L-1}]^T \quad (4.2)$$

onde  $d_{k,p}$  representa o símbolo de dados  $p$  do utilizador  $k$ . O mesmo código é usado para espalhar os  $P$  símbolos de dados de um determinado utilizador, uma vez eles ocupam bandas de frequências diferentes dentro do símbolo OFDM. Em termos matriciais (4.2) pode ser escrita da seguinte forma,

$$\mathbf{X}_p = \mathbf{C} \mathbf{d}_p \quad (4.3)$$

sendo  $\mathbf{d}_p = [d_{1,p} \quad d_{2,p} \quad \cdots \quad d_{K,p}]^T$  um vector com os  $K$  símbolos de dados atribuídos ao grupo  $p$  de  $L$  sub-portadoras e  $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \quad \mathbf{c}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{c}_K]$  representa a matriz dos  $K$  códigos de dimensão  $L \times K$ , cada coluna representa o código de cada utilizador. Depois da soma dos sinais dos  $K$  utilizadores, os  $N_c$  *chips* são distribuídos pelas  $N_c$  sub-portadoras que constituem o símbolo OFDM. Os  $L$  *chips* de cada símbolo de dados podem ser mapeados em  $L$  posições adjacentes ou alternativamente em posições separadas dentro do símbolo OFDM, i.e., é feito o que geralmente se designa por *interleaving* na frequência. Esta questão é discutida em detalhe mais à frente neste capítulo. Convém referir, que este último mapeamento só é possível se o número de sub-portadoras for superior ao comprimento do código, i.e.,  $N_c > L$ . Por último, é feita uma modulação OFDM e inserção do tempo de guarda, que deve ser maior que o atraso máximo do canal de forma a eliminar a IES.

#### 4.1.2 Representação do Sinal no *Uplink*

No UL, os sinais dos  $K$  utilizadores são transmitidos pelos seus respectivos terminais móveis, cada um percorrendo canais independentes entre o TM e a EB. Assim, o sinal transmitido, antes da operação de mapeamento, num determinado TM é obtido a partir de (4.2) considerando apenas um utilizador  $k$ ,

$$\mathbf{x}_p = d_{k,p} \mathbf{c}_k \quad (4.4)$$

Da mesma forma que no DL, os *chips* são também mapeados nas  $N_c$  sub-portadoras, sendo depois feita uma modulação OFDM e a inserção do TG.

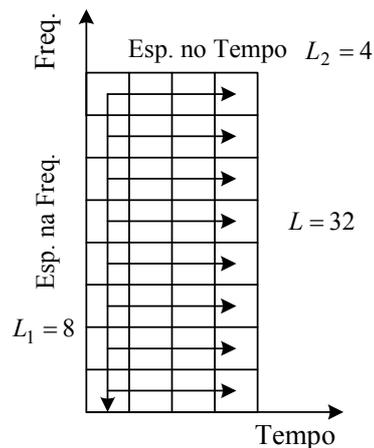
#### 4.1.3 Espalhamento e Mapeamento dos *Chips*

O espalhamento nos sistemas MC-CDMA pode ser feito na frequência, tempo ou simultaneamente no tempo e frequência, este último é designado por espalhamento a duas dimensões (2D), e os dois primeiros casos a uma dimensão(1D).

- **Frequência:** neste caso os  $L$  *chips* do símbolo espalhado são atribuídos a  $L$  sub-portadoras/posições dentro do mesmo símbolo OFDM. Este esquema pode beneficiar de uma elevada ordem de diversidade na frequência se os *chips*, correspondentes a um símbolo de dados, forem colocados no símbolo OFDM com uma separação na frequência maior que a banda de coerência. No entanto, o preço a pagar é o aumento da IAM no sistema, pelo que é necessário o uso de técnicas de pré-equalização/equalização mais sofisticadas.
- **Tempo:** neste caso os  $L$  *chips* do símbolo espalhado são atribuídos a uma sub-portadora em  $L$  símbolos OFDM, obtendo-se um esquema idêntico ao MC-DS-CDMA. Na prática, o espalhamento no tempo origina uma correlação elevada entre os diferentes *chips* de um determinado símbolo de dados, uma vez que o tempo de coerência do canal geralmente engloba vários símbolos OFDM. Esta elevada correlação preserva a ortogonalidade entre os sinais dos diferentes utilizadores. Contudo, a diversidade temporal que se consegue é muito pobre. Neste caso, é necessário o uso de codificação de canal muito potente e um *interleaving* dos bits bastante eficiente.
- **Frequência e Tempo:** o espalhamento a duas dimensões tem a vantagem de explorar a diversidade no tempo e frequência simultaneamente. Este tipo de espalhamento pode ser feito por códigos projectados a duas dimensões ou simplesmente usando dois códigos a uma dimensão em cascata. Com dois códigos 1D, o espalhamento é feito em primeiro lugar numa direcção com um código de comprimento  $L_1$ , de seguida os *chips* são novamente espalhados na outra direcção com um código de comprimento  $L_2$ , como mostra a Figura 4.2. Neste caso o factor de espalhamento total,  $L$ , é o produto do factor de espalhamento no tempo e na frequência dado por,

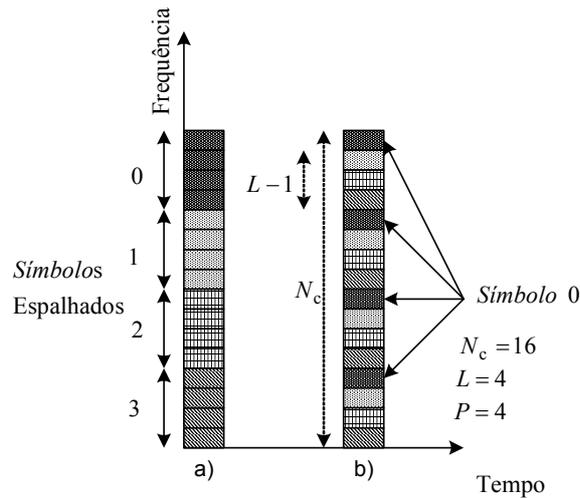
$$L = L_1 L_2. \quad (4.5)$$

Se  $L_1$  e  $L_2$  são dois códigos 1D de Walsh-Hadamard, o código 2D resultante  $L$  é também do mesmo tipo. Em [119][120] é mostrado que, para valores elevados de  $L$ , o desempenho do sistema MC-CDMA sem codificação de canal, é melhor no caso em que é feito um espalhamento 2D relativamente ao caso em que o espalhamento é feito numa direcção. No espalhamento 2D o ganho máximo de diversidade é conseguido através do uso de um código de comprimento longo de tal forma que  $L \geq D_0$ , onde  $D_0$  é o grau máximo de diversidade nas duas direcções (ver secção 3.5.3).



**Figura 4.2:** Espalhamento 2D, no tempo e frequência.

De uma forma geral, o mapeamento dos *chips*, do símbolo de dados espalhado, consiste na atribuição de  $L$  posições/sub-portadoras na frequência dentro do símbolo OFDM e/ou no tempo ao longo de vários símbolos OFDM. Essa atribuição pode ser feita de forma adjacente ou em posições distantes, como mostra a Figura 4.3, para o caso particular em que o espalhamento é apenas feito da frequência. São considerados quatro símbolos de dados  $P = 4$ , espalhados com um código de comprimento quatro  $L = 4$ , e o símbolo OFDM constituído por 16 sub-portadoras,  $N_c = 16$ . No primeiro caso, uma vez que grande parte dos *chips* do mesmo símbolo de dados estão dentro da banda de coerência do canal, existe forte correlação entre eles, e a ortogonalidade é parcialmente preservada, podendo-se neste caso usar equalizadores de baixa complexidade. A desvantagem é o baixo grau de diversidade que se consegue. No segundo, uma vez que a distância entre os *chips* do mesmo símbolo de dados é geralmente maior que a banda de coerência do canal, a correlação entre os *chips* é muito baixa ou mesmo nula, conseguindo-se elevados ganhos de diversidade. A desvantagem é a perda de ortogonalidade entres os sinais dos vários utilizadores aumentando a IAM no sistema, o que exige o uso de equalizadores de maior complexidade, geralmente de detecção multi-utilizador.



**Figura 4.3:** Mapeamento dos *chips* na frequência: a) de forma adjacente; b) em posições distantes.

#### 4.1.4 Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)

A modulação OFDM produz um tipo de sinal cuja envolvente da forma de onda não é constante. Este sinal pode apresentar valores de pico elevados, sobretudo para um grande número de sub-portadoras. Devido a este facto, os sistemas de portadora múltipla são mais sensíveis a não linearidades dos amplificadores de potência. Assim, estes sistemas exigem amplificadores com uma grande gama linear, de forma a não distorcer o sinal. Amplificadores projectados com estas características apresentam uma eficiência pobre. No entanto, existem pelo menos duas formas de reduzir os efeitos dessas não linearidades: i) adaptar o sinal transmitido às características do amplificador, usando métodos de pré-distorção; ii) encontrar códigos que reduzam a PAPR.

A variação da envolvente do sinal de portadora múltipla pode ser definida como a razão entre a potência de pico e a potência média das  $N_c$  amostras,

$$PAPR = \frac{\max |z_v|^2}{\frac{1}{N_c} \sum_{v=0}^{N_c-1} |z_v|^2} \quad (4.6)$$

onde  $z_v$ ,  $v=0, \dots, N_c - 1$  representa as amostras do símbolo OFDM no domínio do tempo (ver equação 3.20). Escolhendo de forma apropriada o tipo de código, é possível reduzir a PAPR do sinal de portadora múltipla [83][84][121]. A redução da PAPR é especialmente útil no UL, onde é exigido um baixo consumo de potência no TM.

No UL, o limite superior da PAPR para os diferentes tipos de códigos é dado por [82],

$$PAPR \leq \frac{2 \max \left| \sum_{l=0}^{L-1} c_{k,l} e^{j2\pi l t / T_{OFDM}} \right|^2}{L} \quad (4.7)$$

para o caso de  $N_c = L$ . Por exemplo o limite superior da PAPR, do sistema MC-CDMA no UL, dos códigos de Golay e Zadoff-Chu é independente do comprimento do código, sendo dado por  $PAPR \leq 4$  e  $PAPR = 2$ , respectivamente. Quando  $N_c$  é um múltiplo de  $L$ , o limite superior da PAPR dos códigos de Walsh-Hadamard é  $PAPR \leq 2L$ , logo dependente do comprimento do código.

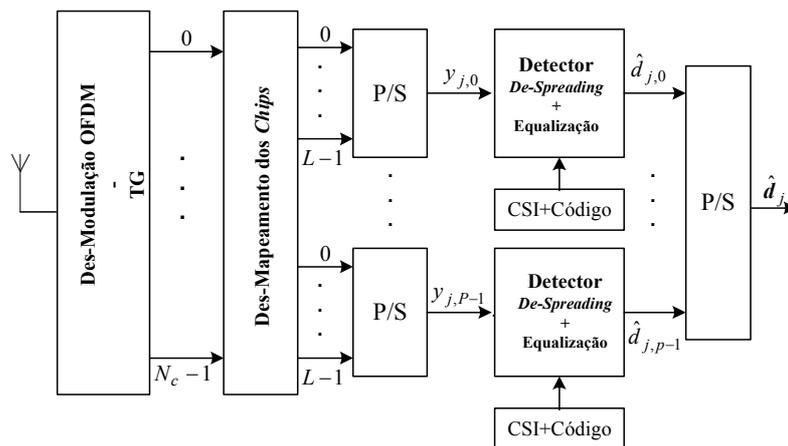
No DL, o limite superior da PAPR do sistema MC-CDMA com  $K$  utilizadores é dado por [82],

$$PAPR \leq \frac{2 \max \sum_{k=1}^K \left| \sum_{l=0}^{L-1} c_{k,l} e^{j2\pi l t / T_{OFDM}} \right|^2}{L} \quad (4.8)$$

considerando também  $N_c = L$ .

## 4.2 O Receptor MC-CDMA

O diagrama de blocos simplificado do receptor, de um sistema MC-CDMA convencional, está representado na Figura 4.4.



**Figura 4.4:** Diagrama de blocos simplificado do receptor MC-CDMA no DL.

No DL, este receptor corresponde ao TM, enquanto que no UL corresponde á EB. Inicialmente é feita uma desmodulação OFDM, i.e., uma FFT, e eliminação do TG. Depois, no caso de ser ter feito um *interleaving* dos *chips* no transmissor, é efectuada a

operação de *de-interleaving*. De seguida, os  $P$  símbolos de dados são detectados. Geralmente no caso do DL são usados simples equalizadores, enquanto que no UL são usados detectores multi-utilizador, uma vez que as questões de complexidade são menos rígidas na EB. Depois da equalização, é feita a operação de *de-spreading* obtendo-se uma estimativa dos símbolos de dados recebidos  $\hat{d}_{j,p}$ , em cada TM.

#### 4.2.1 Representação do Sinal no *Downlink*

No DL, os sinais de todos utilizadores transmitidos da EB para um determinado TM  $j$  atravessam o mesmo canal. Considerando que o desvanecimento é não selectivo em cada sub-portadora (ver secção 3.5.3), o canal multipercurso no domínio da frequência pode ser representado por um simples coeficiente complexo em cada uma das  $N_c$  posições do símbolo OFDM. Assim, os coeficientes complexos do canal referentes ao símbolo  $p$ , no domínio da frequência, entre a EB e o TM  $j$  podem ser representados por um vector de dimensão  $L \times 1$ , dado por,

$$\mathbf{h}_{j,p} = [h_{j,p,0} \quad h_{j,p,1} \quad \cdots \quad h_{j,p,L-1}]^T \quad (4.9)$$

em que  $h_{j,p,l}$  representa o coeficiente complexo associado ao TM  $j$ , do símbolo  $p$  e da sub-portadora  $l$ .

O sinal recebido no TM  $j$ , relativo ao símbolo de dados  $p$ , depois das operações de OFDM, eliminação do TG e *de-interleaving*, é dado por,

$$\mathbf{y}_{j,p} = \mathbf{h}_{j,p} \circ \left( \sum_{k=1}^K d_{k,p} \mathbf{c}_k \right) + \mathbf{n} \quad (4.10)$$

em que  $(\circ)$  representa a multiplicação vectorial elemento a elemento e  $\mathbf{n}$  é um vector que representa o ruído AWGN em cada sub-portadora. Em termos matriciais (4.10) pode ser escrita da seguinte forma,

$$\mathbf{y}_{j,p} = \mathbf{H}_{j,p} \mathbf{C} \mathbf{d}_p + \mathbf{n} \quad (4.11)$$

onde  $\mathbf{H}_{j,p} = \text{diag}\{h_{j,p,0} \quad h_{j,p,1} \quad \cdots \quad h_{j,p,L-1}\}$  é uma matriz diagonal de dimensão  $L \times L$ , cujos elementos da diagonal são os elementos do vector  $\mathbf{h}_{j,p}$ . Para a descrição das técnicas de detecção multi-utilizador, discutidas mais à frente, é útil escrever (4.11) da seguinte forma,

$$\mathbf{y}_{j,p} = \mathbf{A}_{j,p} \mathbf{d}_p + \mathbf{n} \quad (4.12)$$

sendo  $\mathbf{A}_{j,p}$  uma matriz de dimensão  $L \times K$ , que combina a resposta em frequência do canal com o código de cada utilizador, dada por,

$$\mathbf{A}_{j,p} = \mathbf{H}_{j,p} \mathbf{C} = [\mathbf{h}_{j,p} \circ \mathbf{c}_1 \quad \mathbf{h}_{j,p} \circ \mathbf{c}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{h}_{j,p} \circ \mathbf{c}_K] \quad (4.13)$$

No caso em que o desvanecimento do canal entre sub-portadoras não é totalmente correlacionado, a ortogonalidade dos sinais dos diferentes utilizadores é quebrada. Como consequência, o sinal obtido depois da operação de *de-spreading* é dado pela soma do sinal desejado, da interferência dos sinais dos outros  $K - 1$  utilizadores, i.e., da IAM e do ruído, como representado em (4.15). A estimativa do símbolo  $p$  no TM  $j$  é dada por,

$$\hat{\mathbf{d}}_{j,p} = \mathbf{q}_{j,p}^T \mathbf{y}_{j,p} \quad (4.14)$$

substituindo (4.11) em (4.14) obtém-se,

$$\hat{\mathbf{d}}_{j,p} = \underbrace{d_{j,p} \mathbf{q}_{j,p}^T \mathbf{H}_{j,p} \mathbf{c}_j}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^K d_{k,p} \mathbf{q}_{j,p}^T \mathbf{H}_{j,p} \mathbf{c}_k}_{\text{IAM}} + \underbrace{\mathbf{q}_{j,p}^T \mathbf{n}_j}_{\text{Ruído}} \quad (4.15)$$

onde  $\mathbf{q}_{j,p} = [q_{j,p,0} \quad q_{j,p,1} \quad \cdots \quad q_{j,p,L-1}]^T$  é um vector com dimensão  $L \times 1$ , que representa simultaneamente a operação de equalização e de *de-spreading*, dado por,

$$\mathbf{q}_{j,p} = \mathbf{G}_{j,p} \mathbf{c}_j^* \quad (4.16)$$

sendo  $\mathbf{G}_{j,p} = \text{diag}\{g_{j,p,0} \quad g_{j,p,1} \quad \cdots \quad g_{j,p,L-1}\}$  uma matriz diagonal de dimensão  $L \times L$ , cujos elementos da diagonal representam os coeficientes do equalizador, que serão definidos mais à frente neste capítulo.

A SNR média por sub-portadora à entrada do receptor é definida por,

$$\gamma_c = \frac{E\left\{\left|h_{j,p,l} x_{p,l}\right|^2\right\}}{\sigma^2} \quad (4.17)$$

onde  $\sigma^2$  representa a variância do ruído definida em (3.25). Considerando o canal normalizado, i.e.,  $E\left\{\left|h_{j,p,l}\right|^2\right\} = 1$ , e que  $x_{p,l}$  é estatisticamente independente de  $h_{j,p,l}$  para todo o  $l$ , a SNR média por sub-portadora vem dada por,

$$\gamma_c = \frac{E\{|x_{p,l}|^2\}}{\sigma^2} \quad (4.18)$$

Assumindo que no DL os símbolos de dados de todos os utilizadores são transmitidos com a mesma energia média  $E\{|d_{k,p}|^2\}$ , a SNR média por símbolo de dados,  $\gamma_s$  relaciona-se com a SNR média por sub-portadora  $\gamma_c$  da seguinte forma,

$$\gamma_s = \frac{L}{K} \gamma_c = \frac{E\{|d_{k,p}|^2\}}{\sigma^2} \quad (4.19)$$

ou seja,  $\gamma_c$  é dada pela divisão de  $\gamma_s$  pelo comprimento do código, devido ao espalhamento do símbolo de dados sobre  $L$  *chips*, e multiplicada por  $K$  uma vez que os sinais dos  $K$  utilizadores são sobrepostos. Assumindo que a potência média dos símbolos de dados transmitidos é unitária, i.e.,  $E\{|d_{k,p}|^2\} = 1$ , o inverso da SNR média por sub-portadora é dado por,

$$\frac{1}{\gamma_c} = \frac{L}{K} \sigma^2 \quad (4.20)$$

A SNR média por *bit*  $\gamma_b$  está relacionada com a SNR média por símbolo  $\gamma_s$ , da seguinte forma,

$$\gamma_b = \frac{\gamma_s}{R m_b} \quad (4.21)$$

em que  $m_b = \log_2 M_c$  representa o número de *bits* por cada símbolo de dados,  $M_c$  o comprimento da constelação e  $R$  a taxa de codificação de canal, definida da seguinte forma,

$$R = \frac{\text{Número de bits de informação}}{\text{Número de bits codificados}} \quad (4.22)$$

Num sistema sem codificação de canal  $R = 1$ .

### 4.2.2 Representação do Sinal no Uplink

No UL, os sinais dos  $K$  utilizadores são transmitidos por cada TM, chegando à EB através de  $K$  canais independentes. O sinal recebido na EB é dado pela soma dos sinais dos diferentes utilizadores. Considera-se um sistema síncrono, em que o atraso entre os diferentes utilizadores pode ser compensado pelo TA. Assumindo que o TG absorve o atraso residual entre os sinais dos diferentes utilizadores, eles podem ser desmodulados conjuntamente usando o OFDM. Assim, o sinal recebido é dado por,

$$\mathbf{y}_p = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{k,p} \mathbf{c}_k d_{k,p} + \mathbf{n} \quad (4.23)$$

Usando a mesma notação que em (4.12), (4.23) fica,

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (4.24)$$

neste caso  $\mathbf{A}_p$ , é também uma matriz de dimensão  $L \times K$ , mas agora dada por,

$$\mathbf{A}_p = [\mathbf{h}_1 \circ \mathbf{c}_1 \quad \mathbf{h}_2 \circ \mathbf{c}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{h}_K \circ \mathbf{c}_K] \quad (4.25)$$

Neste caso a estimativa do símbolo de dados  $p$  do utilizador  $j$  é dada por,

$$\hat{d}_{j,p} = \underbrace{d_{j,p} \mathbf{q}_{j,p}^T \mathbf{H}_{j,p} \mathbf{c}_j}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^K d_{k,p} \mathbf{q}_{j,p}^T \mathbf{H}_{k,p} \mathbf{c}_k}_{\text{IAM}} + \underbrace{\mathbf{q}_{j,p}^T \mathbf{n}_j}_{\text{Ruído}} \quad (4.26)$$

A principal diferença entre (4.15) e (4.26) está no termo referente à IAM. No DL, o canal é o mesmo para todos os utilizadores, enquanto que no UL a cada utilizador corresponde um canal independente. Esta diferença tem um impacto significativo na IAM. No DL, a ortogonalidade poder ser parcialmente restabelecida usando simples equalizadores de baixa complexidade, enquanto que no UL torna-se necessário o uso de detectores multi-utilizador de maior complexidade. O ruído depois da equalização e do *de-spreading* continua a ser Gaussiano, no entanto a sua variância é modificada pela operação de equalização, sendo dada por

$$\sigma_r^2 = \sigma^2 (\mathbf{q}_j^H \mathbf{q}_j) \quad (4.27)$$

### 4.2.3 Técnicas de Detecção

De uma forma geral, as técnicas de detecção podem ser classificadas em mono-utilizador, designadas na literatura inglesa por *Single-User Detection* (SUD) ou multi-utilizador (MUD). Nas primeiras é detectado o sinal desejado sem tomar em conta qualquer informação acerca da IAM provocada pelos outros utilizadores. No caso particular dos sistemas MC-CDMA, as técnicas SUD consistem em simples equalizadores, onde simplesmente é feita uma multiplicação complexa por cada sub-portadora, considerando que o desvanecimento por sub-portadora é não selectivo. Pelo contrário, nas técnicas MUD a detecção é feita tomando em conta a interferência de todos os utilizadores. No entanto, geralmente a melhoria no desempenho destas técnicas é conseguida à custa de um aumento, que pode ser considerável, na complexidade. No caso do detector óptimo [91], a complexidade aumenta exponencialmente com o número de utilizadores. Dentro das técnicas MUD, as de cancelamento de interferência (CI), são aquelas que apresentam uma melhor relação entre desempenho/complexidade. Dentro desta classe os esquemas mais conhecidos são: *Parallel Interference Cancellation* (PIC) e *Successive Interference Cancellation* (SIC).

#### 4.2.3.1 Detecção Mono-Utilizador

No sistema MC-CDMA é comum usar quatro tipos diferentes de equalizadores mono-utilizador: MRC, EGC, *Zero Forcing Combining* (ZFC) e *Minimum Mean Square Error Combining* (MMSEC).

- **MRC**

Neste esquema os coeficientes do equalizador são simplesmente obtidos a partir do complexo conjugado da resposta em frequência do canal,

$$g_{j,p,l} = h_{j,p,l}^*, \quad l = 0, \dots, L-1 \quad (4.28)$$

Este esquema é óptimo para o caso de apenas existir um utilizador activo no sistema [122]. Em [43], é demonstrado que num canal com desvanecimento descorrelacionado entre sub-portadoras, o desempenho do MRC é igual ao obtido com um canal AWGN quando  $L \rightarrow \infty$ . Num cenário multi-utilizador o desempenho degrada-se bastante com o aumento do número de utilizadores, uma vez que a ortogonalidade entre os códigos é destruída, devido às variações da amplitude dos coeficientes do canal, o que aumenta a IAM no sistema.

- **EGC**

Este esquema compensa apenas a rotação de fase causada pelo canal, cujos coeficientes dão dados por,

$$g_{j,p,l} = \frac{h_{j,p,l}^*}{|h_{j,p,l}|}, \quad l = 0, \dots, L-1 \quad (4.29)$$

Esta técnica é a menos complexa, uma vez que apenas precisa da informação da fase dos coeficientes do canal, o que a torna particularmente interessante nos DL, já que o móvel apenas precisa de estimar a fase do canal.

- **ZFC**

Os coeficientes deste equalizador são dados por,

$$g_{j,p,l} = \frac{h_{j,p,l}^*}{|h_{j,p,l}|^2}, \quad l = 0, \dots, L-1 \quad (4.30)$$

Este esquema restaura a ortogonalidade entre os diferentes utilizadores, forçando a IAM a zero. Apresenta como principal desvantagem o facto de amplificar o ruído, sobretudo para os coeficientes do canal com baixa amplitude. Modificações deste esquema, designados por equalização controlada, foram propostos em [23]. O objectivo é evitar demasiada amplificação do ruído, descartando os *chips* afectados por desvanecimentos mais profundos ou simplesmente usando o EGC nesse *chips*.

- **MMSEC**

Neste esquema os coeficientes são obtidos minimizando o erro quadrático médio entre o sinal transmitido, antes da modulação OFDM, e o sinal à saída do equalizador em cada sub-portadora. Assim, o erro é dado por,

$$\varepsilon_{j,p,l} = x_{p,l} - g_{j,p,l} y_{j,p,l} \quad (4.31)$$

O erro quadrático médio, dado por,

$$J_l = E\left\{|\varepsilon_{j,p,l}|^2\right\} \quad (4.32)$$

pode ser minimizado usando o principio de ortogonalidade [43], que diz que o erro quadrático médio  $J_l$  é mínimo se o coeficiente do equalizador  $g_{j,p,l}$  for escolhido de forma a que o erro  $\varepsilon_{j,p,l}$  seja ortogonal ao sinal recebido, i.e.,  $E\{\varepsilon_{j,p,l}y_{j,p,l}^*\}=0$ . A partir de (4.17), (4.31) e (4.32), os coeficientes deste esquema são dados por,

$$g_{j,p,l} = \frac{h_{j,p,l}^*}{|h_{j,p,l}|^2 + 1/\gamma_c}, \quad l=0, \dots, L-1 \quad (4.33)$$

É fácil verificar que para  $\gamma_c \rightarrow \infty$  o equalizador MMSE é idêntico ao ZFC. Substituindo (4.20) em (4.33), os coeficientes são dados por,

$$g_{j,p,l} = \frac{h_{j,p,l}^*}{|h_{j,p,l}|^2 + \frac{K}{L}\sigma^2} \quad (4.34)$$

Esta equação mostra que os coeficientes do equalizador MMSE exigem a estimativa da variância ruído  $\sigma^2$ , o que aumenta a complexidade do TM comparativamente com os esquemas anteriores. Esse parâmetro pode ser estimado a partir de símbolos piloto, geralmente usados para estimação de canal e sincronização ou transmitindo símbolos nulos [123], i.e., um símbolo OFDM sem dados no início de cada *frame* OFDM. Nesta tese, é assumido que a estimação do ruído no TM é perfeita. De forma a ultrapassar a complexidade adicional na estimação da variância, em [124] foi proposto um esquema MMSEC sub-óptimo de menor complexidade, cujos coeficientes são dados por,

$$g_{j,p,l} = \frac{h_{j,p,l}^*}{|h_{j,p,l}|^2 + \lambda_j} \quad (4.35)$$

onde  $\lambda_j$  é um valor real, que têm que ser calculado no projecto inicial do sistema. Evidentemente que o preço a pagar é a degradação do desempenho quando comparado com o MMSEC.

#### 4.2.3.2 Detecção Multi-Utilizador

O detector óptimo de detecção multi-utilizador é projectado a partir do critério de *Maximum a Posteriori* (MAP) [43] ou o critério de máxima verosimilhança, na terminologia inglesa designado por *Maximum Likelihood* (ML) [91]. Nesta secção, é apresentado, de uma forma simples, o algoritmo de detecção óptima baseado no critério de

máxima verosimilhança, designado por *Maximum Likelihood Sequence Estimation* (MLSE), cujo objectivo é estimar optimamente a sequência de dados transmitida  $\mathbf{d} = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_K]^T$ , onde o índice  $p$  é omitido por simplicidade. É relativamente simples estender a sequência do estimador MLSE para a sequência do estimador MAP, tomando em conta a probabilidade à *posteriori* da sequência transmitida. Quando todas as sequências transmitidas têm a mesma probabilidade à *posteriori*, o estimador baseado no critério MAP e no ML são idênticos. Assumindo que o comprimento da constelação  $M_c$  dos  $K$  utilizadores é o mesmo, o número de possíveis vectores de dados transmitidos  $\mathbf{d}_\mu$ ,  $\mu = 0, \dots, (M_c)^K - 1$  é igual a  $(M_c)^K$ .

#### □ MLSE

O MLSE minimiza a probabilidade de erro do vector de símbolos de dados ou de forma equivalente maximiza a probabilidade condicional  $P\{\mathbf{d}_\mu | \mathbf{y}\}$ , que  $\mathbf{d}_\mu$  foi transmitido dado o vector recebido  $\mathbf{y}$ . A estimativa do vector de dados obtida com o MSLE é dada por,

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg \max_{\mathbf{d}_\mu} P\{\mathbf{d}_\mu | \mathbf{y}\} \quad (4.36)$$

onde *arg* representa o argumento da função. No caso particular do ruído ser Gaussiano, (4.36) é equivalente a encontrar o vector de símbolos de dados que minimiza o quadrado da distância Euclidiana entre o sinal recebido e todas as possíveis sequências transmitidas,

$$\Delta^2(\mathbf{d}_\mu, \mathbf{y}) = \|\mathbf{y} - A\mathbf{d}_\mu\|^2 \quad (4.37)$$

O vector de dados transmitido mais provável é então obtido por,

$$\hat{\mathbf{d}} = \arg \min_{\mathbf{d}_\mu} \Delta^2(\mathbf{d}_\mu, \mathbf{y}) \quad (4.38)$$

De salientar que o MSLE exige a avaliação de  $(M_c)^K$  distâncias Euclidianas quadradas para a estimação do vector de símbolos de dados. Logo, a complexidade aumenta muito rapidamente com o número de utilizadores, o que torna este tipo de detectores pouco interessantes para aplicações práticas em tempo-real.

#### □ Detecção Linear

A detecção multi-utilizador linear é sub-óptima, mas de menor complexidade, baseada no conhecimento da matriz  $A_p$  no receptor. Neste esquema os coeficientes dos  $K$

utilizadores são obtidos a partir do cálculo de uma matriz  $\mathbf{Q}_p = [\mathbf{q}_{1,p} \quad \mathbf{q}_{2,p} \quad \cdots \quad \mathbf{q}_{K,p}]$  de dimensão  $L \times K$ , em que cada coluna corresponde aos  $L$  coeficientes de cada utilizador. Assim, o vector  $\hat{\mathbf{d}}_p = [\hat{d}_{1,p} \quad \hat{d}_{2,p} \quad \cdots \quad \hat{d}_{K,p}]^T$  estimado, é obtido a partir do vector recebido por,

$$\hat{\mathbf{d}}_p = \mathbf{Q}_p^T \mathbf{y}_p = \mathbf{Q}_p^T \mathbf{A}_p \mathbf{d}_p + \mathbf{Q}_p^T \mathbf{n} \quad (4.39)$$

De uma forma geral, existem dois esquemas para calcular a matriz dos coeficientes: ZF-MUD, que não é mais que uma extensão do equalizador ZF-SU e o MMSEC-MUD que é também idêntico ao MMSEC-SU.

No primeiro caso a interferência é completamente removida, escolhendo  $\mathbf{Q}_p^T$  igual à pseudo-inversa da matriz  $\mathbf{A}_p$  [125],

$$\text{ZF-MUD:} \quad \mathbf{Q}_p^T = (\mathbf{A}_p^H \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{A}_p^H \quad (4.40)$$

Este esquema tal como o ZF-SU também apresenta como principal desvantagem o aumento do ruído.

No caso do segundo esquema, os coeficientes são obtidos minimizando o MSE entre o vector de dados estimado e o transmitido. Estes coeficientes foram obtidos por vários autores usando diferentes formulações [126][127][128],

$$\text{MMSEC-MUD:} \quad \mathbf{Q}_p^T = (\mathbf{A}_p^H \mathbf{A}_p + \sigma^2 \mathbf{I}_K)^{-1} \mathbf{A}_p^H \quad (4.41)$$

Este esquema é uma solução de compromisso entre o cancelamento de interferência e o aumento do ruído, maximizando a relação sinal-interferência mais ruído (SINR). Note-se que, ambos os esquemas multi-utilizador são de especial interesse para o UL, no entanto também podem ser usados no DL. Neste caso a matriz  $\mathbf{A}_p$  é substituída pela matriz  $\mathbf{A}_{j,p}$  em (4.40) e (4.41), cuja diferença é que a primeira toma em conta os canais de todos os utilizadores enquanto que a segunda é constituída apenas pelo canal do TM  $j$ . No entanto, estes esquemas multi-utilizador não têm grande interesse prático para o DL, uma vez que é necessário inverter uma matriz de dimensão  $K \times K$  o que aumenta a complexidade no TM para níveis proibitivos. Por último, como se verá mais à frente, nos sistemas MC-CDMA o seu desempenho é idêntico aos equalizadores de mono-utilizador discutidos na secção anterior.

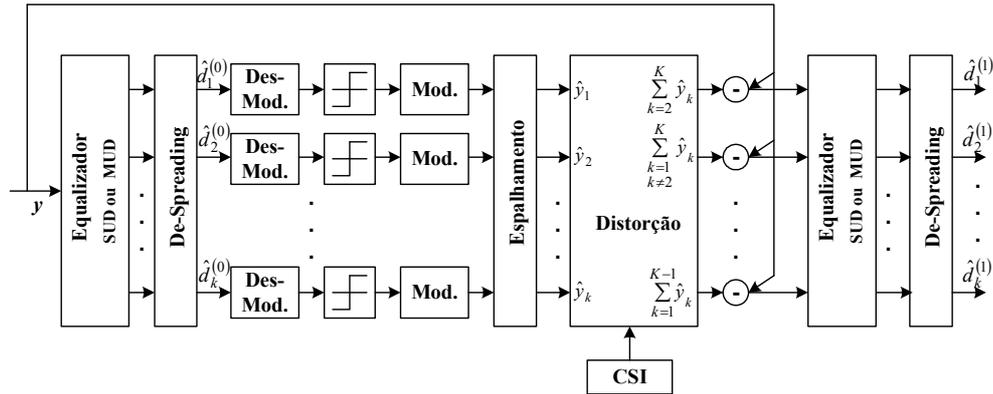
### □ Cancelamento de Interferência

As técnicas CI são umas das mais interessantes para implementações práticas, uma vez que aprestam uma boa relação de compromisso entre desempenho e complexidade, e por isso têm sido largamente estudadas nos mais variados sistemas de comunicações móveis. De uma forma geral, a ideia básica por detrás destas técnicas é estimar a IAM e depois subtraí-la ao sinal recebido. Se for efectuada decisão à saída do bloco de *de-spreading*, como no caso da Figura 4.5, o algoritmo é designado por *hard* (HD). Se não for usada decisão para estimar a interferência o algoritmo é designado por *soft* (SD). Existem várias formas de estimar a interferência de acesso múltiplo, dando origem a duas principais técnicas de CI: PIC e SIC. Estas técnicas de cancelamento permitem o uso de vários estágios de cancelamento de forma a reduzir sucessivamente a IAM. O objectivo é melhorar em cada estágio, as estimativas dos símbolos dos vários utilizadores. Existem vários esquemas de CI diferentes que combinam o PIC e o SIC, designados por esquemas de CI híbridos, em [95] são apresentados vários esquemas de técnicas de CI.

A Figura 4.5 mostra o diagrama de blocos de um PIC, com decisão *hard* e um estágio de cancelamento de interferência, no estágio zero apenas é feita a detecção. De uma forma geral, o detector PIC estima e subtrai toda a IAM, causada por todos utilizadores, em paralelo. Este esquema é usado em sistemas onde os vários utilizadores apresentam uma potência semelhante. Como se pode ver pela Figura 4.5, inicialmente os utilizadores são detectados em paralelo, podendo-se usar um equalizador mono ou multi-utilizador. De seguida, é feita a operação de *de-spreading*, obtendo-se as primeiras estimativas *soft* de todos os utilizadores  $\hat{d}_k^{(0)}$ , sendo depois feita a decisão, o índice  $p$  é omitido por simplicidade. A partir dos símbolos estimados, os sinais recebidos de todos os utilizadores são regenerados  $\hat{y}_k$ , usando as estimativas dos canais dos diferentes utilizadores. Para cada utilizador é feita a soma dos outros  $K - 1$  sinais regenerados, que depois é subtraído ao sinal recebido, obtendo-se uma estimativa do sinal recebido para cada utilizador, com menos interferência do que os sinais regenerados em estágios anteriores. Assim, o sinal estimado para um determinado utilizador  $k$ , considerando  $N_{est.}$  estágios, é dado iterativamente por,

$$\hat{d}_k^{(n)} = \mathbf{c}_k^H \mathbf{G}_k^{(n)} \left( \mathbf{y} - \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_j \mathbf{c}_j d_j^{(n-1)} + \mathbf{n} \right), \quad n = 1, \dots, N_{est.} \quad (4.42)$$

Esta expressão não é válida para o estágio zero, onde é feita a primeira.



**Figura 4.5:** Representação de um PIC, com um estágio e decisão *hard*.

Diferentes técnicas de detecção, geralmente as de mono-utilizador apresentadas na secção anterior, podem ser usadas em cada estágio [127][129]. Na detecção inicial pode ser usado um detector MUD para obter uma primeira estimativa dos dados o mais fiel possível, nos estágios posteriores o detector MRC parece ser aquele que apresenta melhores resultados. Um dos principais problemas destes esquemas é quando a estimativa inicial dos dados é má, o que faz com que os erros se propaguem nos estágios seguintes.

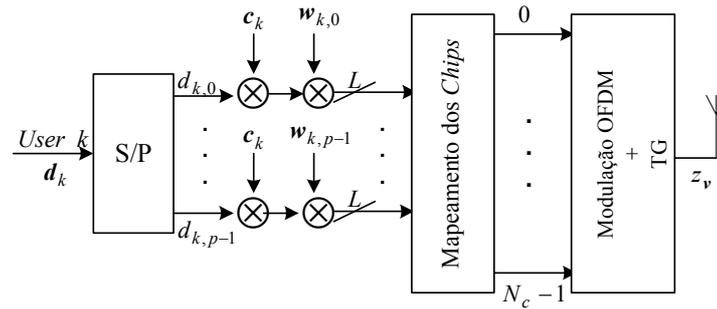
No esquema SIC, a IAM é eliminada de uma forma sucessiva. Contrariamente ao esquema PIC, em que todos utilizadores são detectados, decididos e regenerados simultaneamente, o detector SIC detecta, regenera e subtrai um utilizador de cada vez ao sinal recebido, de forma a que os restantes utilizadores possam “ver” menos IAM. Este esquema é usado em cenários onde os utilizadores têm potências diferentes, em que primeiro é detectado o utilizador com maior potência e em último o com menor potência. Ao detectar e subtrair, em primeiro lugar, os utilizadores com maior potência, beneficia-se os restantes utilizadores com menor potência. O resultado deste algoritmo é que o utilizador com maior potência não beneficia de qualquer redução da interferência. Contudo, entanto os restantes utilizadores “vêm” uma redução considerável da IAM. Assim, o detector SIC combate de forma eficaz o que geralmente se designa por efeito *near-far*.

O desempenho deste tipo de detectores pode ser indiscutivelmente melhorado, combinando-os com um agregado de antenas [130][131]. Estes esquemas também podem usar codificação de canal na estimativa dos dados em cada estágio, diminuindo de forma significativa a propagação de erros, aumentando o seu desempenho [132].

### 4.3 Pré-Equalização no *Uplink*

A pré-equalização pode ser usada no UL e no DL, embora com objectivos diferentes. No DL é usada para reduzir a complexidade do TM, enquanto que no UL é usada de forma a

eliminar a estimação de canal na EB. Nesta secção, é apenas discutida a pré-equalização para o UL, uma vez que o capítulo seguinte é todo ele dedicado à pré-equalização no DL. Dois dos maiores problemas do sistema MC-CDMA no UL são: i) a elevada IAM que surge no sistema devido à perda quase completa da ortogonalidade dos sinais dos diferentes utilizadores; ii) exige a estimação dos  $K$  canais entre os terminais móveis e a EB, que geralmente é feita usando símbolos piloto, o que aumenta de forma considerável a sobrecarga do sistema. Com o objectivo de resolver estes problemas, a pré-equalização foi recentemente proposta para o MC-CDMA no UL e para o modo TDD, uma vez que neste a pré-equalização pode beneficiar da reciprocidade do canal (ver secção 3.3.5). Assim, estes esquemas teoricamente permitem que não seja necessário estimar o canal na EB e ao mesmo tempo levam a uma redução da IAM [34][133]. Assim, o TM móvel estima a resposta em frequência do canal, que depois serve para ser usada na equalização, para detectar os dados transmitidos pela EB, bem como na pré-equalização, de forma a formatar o sinal transmitido. A Figura 4.6 mostra o TM, com pré-equalização, de um sistema MC-CDMA no UL. A pré-equalização consiste numa simples multiplicação de cada *chip* por um peso calculado a partir da resposta em frequência do canal.



**Figura 4.6:** TM com pré-equalização do sistema MC-CDMA no UL.

Neste caso particular o sinal recebido no UL é dado por,

$$\mathbf{y}_p = \sum_{k=1}^K (\mathbf{w}_{k,p} \circ \mathbf{h}_{k,p} \circ \mathbf{c}_k) d_{k,p} + \mathbf{n} \quad (4.43)$$

sendo  $\mathbf{w}_{k,p} = [w_{k,p,0} \ w_{k,p,1} \ \dots \ w_{k,p,L-1}]^T$  um vector de dimensão  $L \times 1$ , em que  $w_{k,p,l}$  representa o peso usado no TM  $k$ , símbolo  $p$  e *chip*  $l$ . A estimativa do símbolo  $p$  na EB, para o utilizador  $j$  é dada por,

$$\hat{d}_{j,p} = \underbrace{d_{j,p} \mathbf{c}_j^H (\mathbf{w}_{j,p} \circ \mathbf{h}_{j,p} \circ \mathbf{c}_j)}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^K d_{k,p} \mathbf{c}_j^H (\mathbf{w}_{k,p} \circ \mathbf{h}_{k,p} \circ \mathbf{c}_k)}_{\text{IAM}} + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \mathbf{n}_j}_{\text{Ruído}} \quad (4.44)$$

Convém referir que na EB é apenas feita a operação de *de-spreading*, não sendo necessário o uso de equalização. Escolhendo os coeficientes dos pesos da seguinte forma,

$$w_{k,p,l} = \frac{1}{h_{k,p,l}}, \quad l=0,\dots,L \quad (4.45)$$

i.e., simplesmente invertendo o canal em cada sub-portadora, a IAM pode ser completamente removida e a estimativa do símbolo é apenas afectada pelo ruído. Na prática, este esquema não pode ser usado, uma vez a potência transmitida poderia ser demasiado elevada, sobretudo nos casos em que os sub-canais estejam afectados por desvanecimentos profundos. Assim, torna-se necessário limitar a potência transmitida [34]. Geralmente, é feita uma normalização de forma a que a potência transmitida com pré-equalização se mantenha igual à potência que seria necessária sem pré-equalização. De uma forma geral, os detectores de detecção mono-utilizador discutidos na secção 4.2.3.1, podem ser usados na pré-equalização:

- Pre-MRC:  $w_{j,p,l} = \kappa_{j,p} h_{j,p,l}^*$ ,  $l = 0, \dots, L-1$  (4.46)

- Pre-EGC:  $w_{j,p,l} = \frac{h_{j,p,l}^*}{|h_{j,p,l}|}$ ,  $l = 0, \dots, L-1$  (4.47)

- Pre-ZF:  $w_{j,p,l} = \kappa_{j,p} \frac{h_{j,p,l}^*}{|h_{j,p,l}|^2}$ ,  $l = 0, \dots, L-1$  (4.48)

- Pre-SINR:  $w_{j,p,l} = \kappa_{j,p} \frac{h_{j,p,l}^*}{(K-1)|h_{j,p,l}|^2 + L\sigma^2}$ ,  $l = 0, \dots, L-1$  (4.49)

onde a constante  $\kappa_{j,p}$  é usada para normalizar os pesos. Por exemplo, para manter a mesma potência que no caso sem pré-equalização, a constante  $\kappa_{j,p}$  para o esquema Pre-MRC é dada por,

$$\kappa_{j,p} = \sqrt{\frac{L}{\sum_{l=0}^{L-1} |h_{j,p,l}|^2}} \quad (4.50)$$

O esquema de pré-equalização Pre-SINR, proposto em [34], é o que apresenta melhor desempenho. No entanto, exige a estimativa do ruído à entrada da EB, e posteriormente que esse valor seja enviado para o TM, aumentando a complexidade do sistema. Este

esquema pode ser visto como uma aproximação ao equalizador MMSE mono-utilizador. O desempenho do sistema MC-CDMA no UL, usando apenas estes esquemas é muito pobre. De salientar que, não é possível usar esquemas de pré-equalização multi-utilizador no TM uma vez que cada TM apenas conhece o seu canal, e mesmo que os outros canais fossem conhecidos, por questões de complexidade o seu uso não seria praticável. É possível melhorar o desempenho destes esquemas inserindo a componente espacial no sistema, o que implica no caso da pré-equalização no UL, usar um agregado de antenas no TM [133], o que do ponto de vista prático não é muito interessante. Para aumentar ainda mais o desempenho, é possível combinar a pré-equalização com um esquema de equalização MUD na EB. Em [134] foi proposto a combinação destes esquemas de pré-equalização, com o detector PIC. A desvantagem deste esquema é a necessidade da estimação de canal no UL. Neste caso, a pré-equalização já não tem como objectivo eliminar a necessidade da estimação de canal, mas antes ajudar na eliminação da IAM, aumentando o desempenho global do sistema.

#### 4.4 Estimação de Canal para o Sistema MC-CDMA

O objectivo desta secção é apresentar noções muito gerais sobre técnicas de estimação de canal, uma abordagem mais detalhada pode ser encontrada nas referências dadas ao longo desta secção. Nesta tese, são apenas discutidas técnicas de detecção coerente [43], que como se sabe, exigem o conhecimento da resposta do canal, pelo que tem que ser estimada no receptor e/ou transmissor. Como alternativa existem as técnicas de detecção e modulação diferencial, em que a informação é codificada nas transições entre símbolos de dados consecutivos. Estas técnicas evitam a necessidade de estimação de canal em cada *chip*, o preço a pagar é o menor desempenho relativamente à detecção coerente [43]. O uso destes esquemas no sistema MC-CDMA não é trivial, uma vez que têm impacto directo na ortogonalidade dos sinais dos diferentes utilizadores. Em [135] foi proposto um esquema de detecção diferencial para o sistema MC-CDMA no DL. Como referido, nesta tese é assumido que o canal é conhecido em ambos os terminais. Por forma a avaliar os algoritmos em cenários com estimativas imperfeitas, é usada uma distribuição Gaussiana com média nula e variância, com valores que dependem do nível de erro que se pretende adicionar à resposta em frequência do canal.

As técnicas de estimação de canal para o sistema MC-CDMA são em tudo semelhante às usadas no sistema OFDM, e de uma forma geral podem dividir-se em técnicas cegas e baseadas em símbolos piloto, também designados de sequências de treino.

**Técnicas cegas:** geralmente são baseadas em propriedades estatísticas do sinal transmitido [136][137]. Apresentam como vantagem o facto de não ser necessário transmitir

sequências de treino. A desvantagem é a pouca qualidade das estimativas obtidas e normalmente são técnicas iterativas demasiado complexas para serem usadas em sistemas de comunicações móveis.

**Com símbolos piloto:** geralmente são colocados símbolos conhecidos em posições piloto dentro do símbolo OFDM, a partir dos quais é possível estimar a resposta do canal em cada *chip* [138]. Os sistemas de portadora múltipla permitem que a estimação de canal possa ser feita nas duas dimensões: tempo e frequência [139], como mostra a Figura 4.7. As técnicas mais simples começam por estimar o canal na posição dos símbolos piloto e depois fazem uma interpolação no tempo/frequência para estimar o canal na posição dos dados. Com uma estrutura de pilotos adequada consegue-se boas estimativas do canal rádio. No entanto, é necessário escolher adequadamente as distâncias entre os símbolos piloto, de forma a garantir que sejam menores que a banda e tempo de coerência do canal. Logo, a estrutura de pilotos óptima depende da velocidade do terminal móvel e do espalhamento do atraso do canal rádio. Considerando que o sinal recebido durante uma *frame* OFDM é dado por,

$$y_{n,i} = h_{n,i}d_{n,i} + n_{n,i} \quad n=0, \dots, N_c - 1, i=0, \dots, N_{OFDM} - 1 \quad (4.51)$$

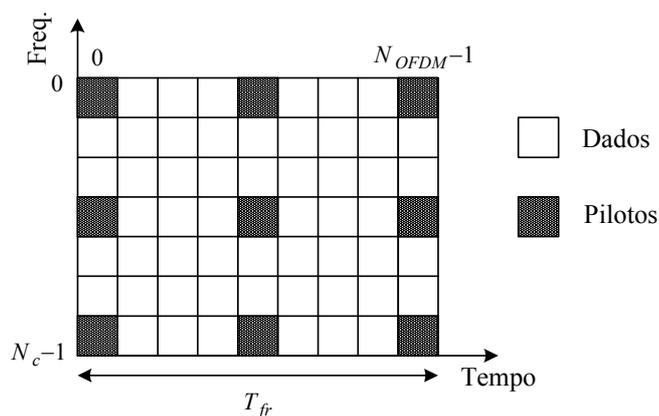
em que  $(n,i)$  representa a posição dos símbolos de dados na estrutura dada pela Figura 4.7. Inicialmente é obtida a primeira estimativa da resposta do canal nas posições onde estão localizados os símbolos piloto  $\check{h}_{\check{n},\check{i}}$ , que é simplesmente dada pela divisão do sinal recebido nas posições dos símbolos piloto  $y_{\check{n},\check{i}}$ , pelo símbolo piloto transmitido originalmente  $d_{\check{n},\check{i}}$ ,

$$\check{h}_{\check{n},\check{i}} = \frac{y_{\check{n},\check{i}}}{d_{\check{n},\check{i}}} \quad (4.52)$$

onde  $(\check{n},\check{i})$  representa a posição dos símbolos piloto. Depois, as estimativas finais da função de transferência, correspondente à *frame* OFDM, são obtidas através de uma interpolação ou filtragem, que pode ser a uma ou a duas dimensões.

É possível aproveitar a coerência temporal e na frequência do canal para melhorar essas estimativas, usando filtros de Wiener, o que naturalmente aumenta a complexidade do estimador [140]. Estes filtros são projectados de forma a minimizar o erro quadrático médio da estimativa de erro, que é dada pela diferença entre a resposta do canal e a sua estimativa. Existem técnicas que usam filtros de Wiener adaptativos [141], que melhoram a qualidade da estimativa, mas à custa de um aumento da complexidade. Recentemente, foram também propostas técnicas que exploram os dados descodificados para melhorar a

estimativa de canal obtida previamente com as sequências de treino [142]. Num sistema MIMO com  $M \times N$  canais, a dificuldade de estimação de todos esses canais aumenta, uma vez que a energia dos pilotos tem que ser neste caso dividida pelas  $M$  antenas transmissoras. Em MIMO o número de canais que necessitam de ser estimados simultaneamente aumenta com o número de antenas, o que torna o problema mais complexo. No entanto, pode-se usar alguma correlação entre antenas para melhorar a estimativa [143]. Estas técnicas, baseadas em pilotos, apresentam como principal desvantagem a diminuição da eficiência espectral devido à transmissão de sequências piloto intercaladas no tempo/frequência com as sequências de dados. Logo, terá sempre que haver um compromisso entre complexidade computacional, eficiência espectral e a qualidade da estimativa obtida. No caso do sistema MC-CDMA no UL, a estimação de canal requer um conjunto de símbolos piloto para cada utilizador de forma a estimar os seus respectivos canais. Isto conduz a uma maior sobrecarga de símbolos piloto, quando comparado com a estimação no DL.



**Figura 4.7:** Colocação dos símbolos piloto na frequência (dentro do símbolo OFDM) e tempo (ao longo do tempo de *frame*).

#### 4.5 Avaliação do Desempenho do Sistema MC-CDMA

O principal objectivo desta secção é avaliar o desempenho do sistema MC-CDMA convencional no UL e DL. Como já referido, de uma forma geral entende-se por sistema MC-CDMA convencional, aquele em que ambos os terminais estão equipados com apenas uma antena e são usados simples equalizadores mono-utilizador no TM ou EB. Os resultados deste sistema são importantes pois servem de referência para os resultados obtidos com os algoritmos propostos nos próximos capítulos. Os principais parâmetros usados nas simulações estão resumidos na Tabela 4.1. Estes parâmetros são semelhantes aos usados recentemente no projecto Europeu MATRICE. São considerados três modelos de canal: dois do HIPERLAN/2 (A e E), cujas tabelas com o respectivo perfil de potência

de atraso, adaptado para uma frequência de amostragem (FA) de 80MHz, encontra-se no anexo A.2. Para esta FA o canal A fica reduzido a 16 percursos, uma vez que dois deles não podem ser discriminados pelo sistema, pelo que é como se chegassem somados ao receptor. Para estes dois canais são considerados dois mapeamentos de *chips*: adjacentes e *interleaved* (ver secção 4.1.3). São também apresentados resultados para um canal descorrelacionado de forma a ter uma noção da máxima ordem de diversidade que pode ser obtida, bem como o nível máximo de IAM que se pode ter no sistema. Neste caso, é como se a profundidade do *interleaving* fosse de tal forma, que as  $L$  cópias de cada símbolo de dados fossem transmitidas em  $L$  sub-canais independentes. Em todos os canais o desvanecimento é modulado com uma distribuição de Rayleigh. As variações de Doppler não são consideradas neste capítulo. O canal é estático durante um símbolo OFDM, mas varia de símbolo para símbolo de forma independente. A codificação de canal também não é considerada, de forma a claramente identificar os efeitos da diversidade e da IAM. A avaliação do desempenho com codificação de canal é feita no capítulo 7. É também assumido que o receptor estima a resposta em frequência do canal sem erros. São apresentadas curvas da BER em função do número de utilizadores e de  $E_t / N_0$ , em que  $E_t$  representa a energia por *bit* transmitida, uma vez que geralmente é este o parâmetro usado nos sistemas com pré-equalização. Nos sistemas multi-utilizador é apresentado a BER média, i.e., é feita uma média das BERs de todos os utilizadores do sistema.

**Tabela 4.1:** Principais parâmetros usados nas simulações.

Número de Portadoras, $N_c$	1024
Comprimento do Código, $L$	32
Número de Utilizadores, $K$	1 até 32
Largura de Banda (LB)	64MHz
Duração do símbolo OFDM, $T'_{OFDM}$	16 $\mu$ s
Duração do Tempo de Guarda, TG	3.2 $\mu$ s
Frequência de Amostragem, (FA)	80MHz
Espaçamento entre Sub-portadoras, $\Delta f_c$	78.125KHz
Modulação	QPSK
Mapeamento dos <i>Chips</i>	Adjacentes ou <i>Interleaved</i>
Codificação de Canal	Não usada
Modelos de Canal	HIPERLAN/2 <input type="checkbox"/> BRAN A, Rayleigh <input type="checkbox"/> BRAN E, Rayleigh Descorrelacionado, Rayleigh

#### 4.5.1 Limites Teóricos para um Sistema Mono-Utilizador

Antes de apresentar as curvas de desempenho obtidas para os diferentes canais por simulação, convém apresentar algumas curvas teóricas que servem como limites inferior e superior da BER. Estas curvas são derivadas estatisticamente e dão uma indicação da probabilidade de erro  $P_e$ , que podem servir de comparação com as curvas da BER obtidas por simulação. O limite inferior ou minorante da BER é dado pelo canal AWGN, i.e., um canal que apenas adiciona ruído Gaussiano ao sinal recebido. No caso de se usar modulação QPSK, esse limite é dado por [42],

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_t}{N_0}} \right) \quad (4.53)$$

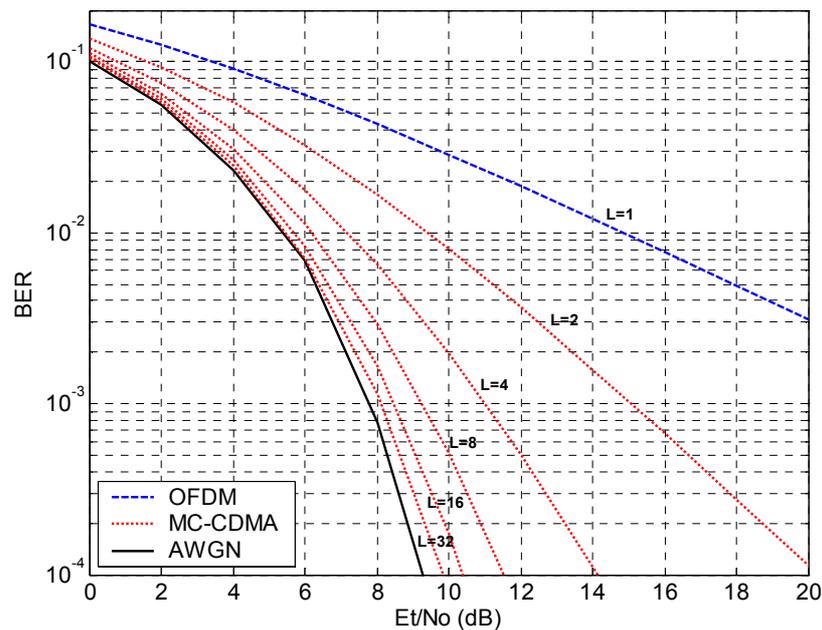
onde  $\operatorname{erfc}(x)$  representa a função de erro complementar. Como referido, os sistemas MC-CDMA exploram a diversidade na frequência, uma vez que o mesmo símbolo é transmitido sobre  $L$  sub-portadoras. Combinando o espalhamento com um esquema de *interleaving* na frequência com grande profundidade, é possível transmitir as diferentes cópias sobre sub-canais descorrelacionados, obtendo-se uma diversidade na ordem do factor de espalhamento  $D_0 = L$ . Nestas condições e considerando que o equalizador usado é o MRC, que o código é normalizado como em (4.1) e que o canal é modulado com desvanecimento de Rayleigh, o desempenho do sistema (sem codificação de canal) é dado por [42],

$$P_e = \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{1+L\sigma^2}} \right)^L \sum_{l=0}^{L-1} \binom{L-1+l}{l} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{1+L\sigma^2}} \right)^l \quad (4.54)$$

em que  $\binom{n}{k}$  representa o coeficiente binominal. Esta equação é importante porque a partir dela pode-se obter vários limites inferiores da BER para cada comprimento do código. Convém referir que, o equalizador MRC é aquele que apresenta melhor desempenho no caso de um sistema MC-CDMA mono-utilizador. O limite superior da BER é obtido para um canal correlacionado, i.e., os sub-canais entre sub-portadoras são correlacionados. Neste caso, o espalhamento dos símbolos não acrescenta qualquer diversidade, obtendo-se um desempenho idêntico ao sistema OFDM, em que cada símbolo é transmitido em apenas uma sub-portadora. A curva teórica obtém-se de (4.54) fazendo  $L = 1$ ,

$$P_e = \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{1+L\sigma^2}} \right) \quad (4.55)$$

A Figura 4.8 mostra o desempenho dos sistemas OFDM e MC-CDMA para vários valores de  $L$ . A curva para  $L=1$  pode ser vista como o majorante da BER e a curva AWGN o minorante. Como se pode observar à medida que  $L$  aumenta a ordem de diversidade também aumenta, obtendo-se para  $L=32$ , um desempenho muito próximo do dado pela curva AWGN. De referir que, estas curvas também tomam em conta as perdas devido à inserção do TG, que corresponde a um deslocamento das curvas da  $10\log((1024 + 256)/1024) \approx 1.0\text{dB}$ , de forma a facilitar a comparação com as curvas da BER obtidas por simulação.

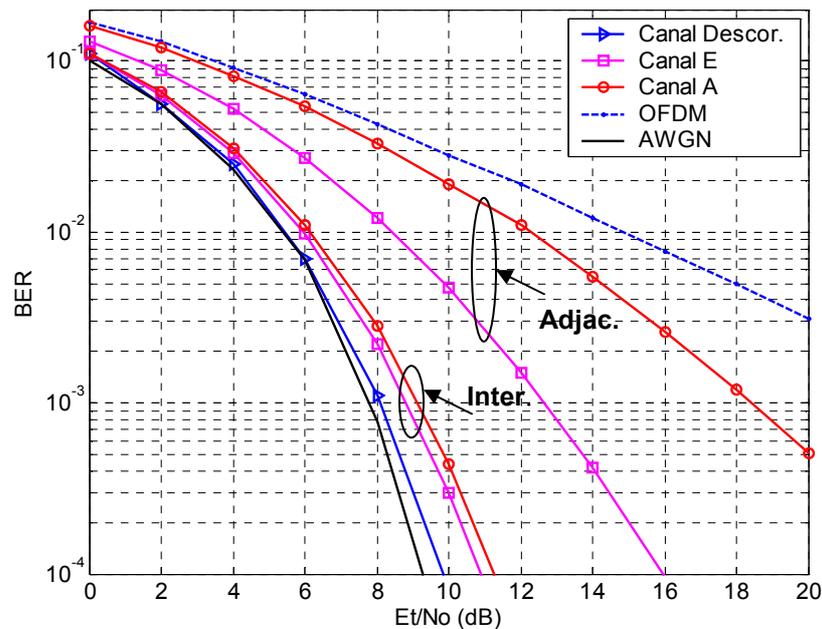


**Figura 4.8:** Curvas teóricas do desempenho do OFDM e MC-CDMA num canal descorrelacionado.

#### 4.5.2 Avaliação do Desempenho para um Sistema Mono-Utilizador

Nesta secção, apresenta-se o desempenho do sistema MC-CDMA mono-utilizador, i.e., com apenas um utilizador activo. Neste caso não existe diferença no desempenho para o UL e DL, uma vez que os sistemas são idênticos. Na Figura 4.9, são apresentadas as curvas obtidas por simulação, para o sistema OFDM e para o canal AWGN, que representam o limite superior e inferior para os sistemas MC-CDMA. Como se pode ver, são idênticas às respectivas curvas obtidas analiticamente. Esta figura também mostra o desempenho de um sistema MC-CDMA para os canais BRAN A e E, considerando dois mapeamentos de *chip*: adjacente e *interleaved*. Para melhor perceber a diferença de desempenho destes dois canais convém calcular o grau máximo de diversidade que pode ser atingido em cada um

deles. Esses valores são dados por  $L\Delta f_c / B_c \approx 1$  e  $L\Delta f_c / B_c \approx 4$  para o canal A e E, respectivamente. Isto significa que no caso em que os *chips* são mapeados de forma adjacente, o canal A não oferece quase nenhuma diversidade na frequência, uma vez que todas as cópias de cada símbolo são transmitidas dentro da banda de coerência. Com o canal E, é possível alcançar um grau de diversidade próximo de 4, o que significa que cada 8 sub-canais consecutivos estão correlacionados. Analisando as curvas da Figura 4.9, verifica-se que quando os *chips* são mapeados de forma adjacente a diversidade conseguida é reduzida, sobretudo para o canal A, em que o desempenho anda próximo do OFDM. Para o canal E, verifica-se que o desempenho é próximo do dado pela curva correspondente a  $L=4$  da figura anterior, i.e., o grau de diversidade é próximo de 4. Com a operação de *interleaving*, o desempenho obtido com os dois canais é semelhante e aproxima-se do obtido com o canal descorrelacionado. Isto porque, usando este esquema de mapeamento, consegue-se transmitir cada cópia em sub-canais quase descorrelacionados.

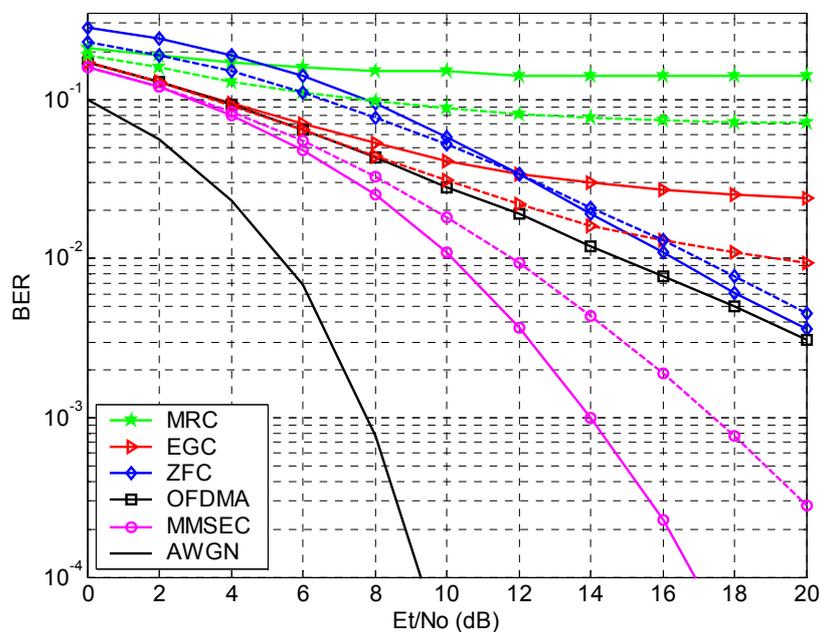


**Figura 4.9:** Avaliação do desempenho com um utilizador activo, para diferentes canais.

### 4.5.3 Avaliação do Desempenho para um Sistema Multi-Utilizador no DL

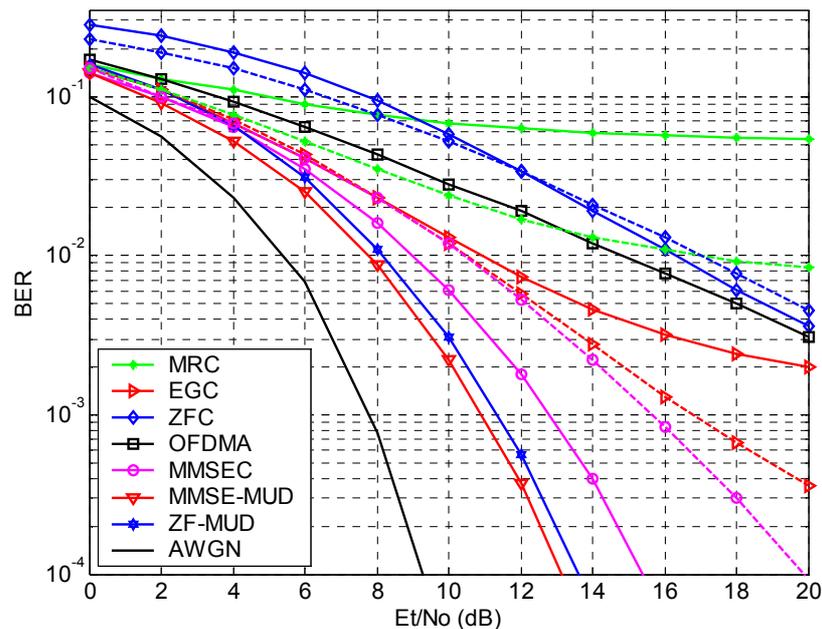
A Figura 4.10 apresenta curvas da BER em função de  $E_t/N_0$ , para 32 utilizadores activos, o que corresponde ao número máximo de utilizadores que o sistema permite, i.e.,  $K = L$ . São apresentadas curvas de desempenho para os diferentes equalizadores mono-utilizador discutidos na secção 4.2.3.1, para o canal E, e para os dois tipos de mapeamento já discutidos. As curvas a tracejado correspondem ao mapeamento adjacente dos *chips* e a

cheio ao caso em que é feita a operação de *interleaving*. Pelos resultados da Figura 4.10, verifica-se que o equalizador MMSEC é aquele que apresenta melhor desempenho para os dois tipos de mapeamento. Observa-se ainda, que o desempenho deste equalizador, é melhor com a operação de *interleaving*, para o qual se obtém um ganho de cerca de 4 dB relativamente ao sistema OFDM, considerando uma BER=1.0E-2. Para os outros três equalizadores o desempenho é pior que no sistema OFDMA. Pode ver-se que, aquele que apresenta pior desempenho é o MRC. O ZFC apenas apresenta melhor desempenho que o EGC para valores elevados de  $E_t/N_o$ . Verifica-se que, à medida que  $E_t/N_o$  aumenta o desempenho do ZFC aproxima-se do MMSEC. Um outro aspecto importante que pode ser observado é que, contrariamente ao MMSEC, o desempenho dos outros equalizadores é melhor para o caso em que o mapeamento é adjacente. Isto acontece porque, com o *interleaving*, a diversidade no sistema aumenta, mas num sistema multi-utilizador também a IAM aumenta, uma vez que a ortogonalidade dos códigos é quebrada. Ora, se o equalizador tiver capacidade de eliminar a IAM, o sistema beneficia da diversidade introduzida pelo esquema de *interleaving*, com acontece no caso do MMSEC. Se não a tiver, o desempenho degrada-se e não tira partido da diversidade introduzida, como acontece com os equalizadores MRC, EGC e ZFC. Daqui se conclui que não tem interesse introduzir diversidade no sistema, se depois o detector não tiver capacidade de eliminar a IAM adicional que essa operação de *interleaving* provoca no sistema.



**Figura 4.10:** Avaliação do desempenho para o canal E,  $K=32$  e para dois tipos de mapeamento: adjacente (curvas a tracejado) e *interleaved* (curvas a cheio).

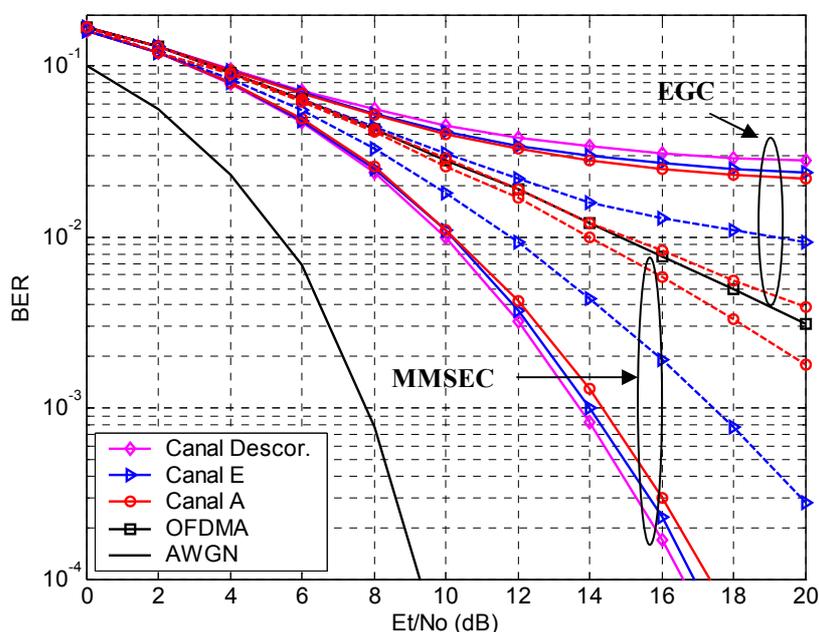
Os resultados da Figura 4.11 são obtidos usando os mesmos parâmetros da figura anterior, com excepção do número de utilizadores que é reduzido para metade. De uma forma geral, podem-se tirar as mesmas conclusões que as obtidas para o caso anterior. Como principal diferença, verifica-se que o desempenho melhora para todos os equalizadores, o que era esperado uma vez que a IAM no sistema diminui. Nesta figura, também são apresentados curvas de desempenho para os equalizadores de detecção múltipla MMSE-MUD e ZF-MUD, com *interleaving*, discutidos na secção 3.2.3.2. Pela figura, observa-se que o desempenho de ambos os detectores multi-utilizador é semelhante, e que é melhor que o obtido com o equalizador mono-utilizador MMSEC. No entanto, devido à complexidade envolvida, a sua utilização no TM é praticamente impossível. Além disso, o equalizador MMSE-MUD, para o pior caso  $K=L$ , tem um desempenho semelhante ao obtido pelo equalizador mono-utilizador MMSEC. Esta curva não é mostrada na Figura 4.10, apenas por uma questão de legibilidade da mesma. Este facto, associando à sua complexidade, faz com que este tipo de detectores multi-utilizador não tenha grande interesse prático para os sistemas MC-CDMA no DL.



**Figura 4.11:** Avaliação do desempenho para o canal E,  $K=16$  e para dois tipos de mapeamento: adjacente (curvas a tracejado) e *interleaved* (curvas a cheio).

A Figura 4.12 apresenta curvas de desempenho para dois equalizadores mono-utilizador: MMSEC e EGC. Os resultados são obtidos para os três canais discutidos: BRAN A, E e decorrelacionado. O número de utilizadores activos é 32. Pelos resultados desta figura, verifica-se que o desempenho dos dois equalizadores é idêntico para os três canais, com a

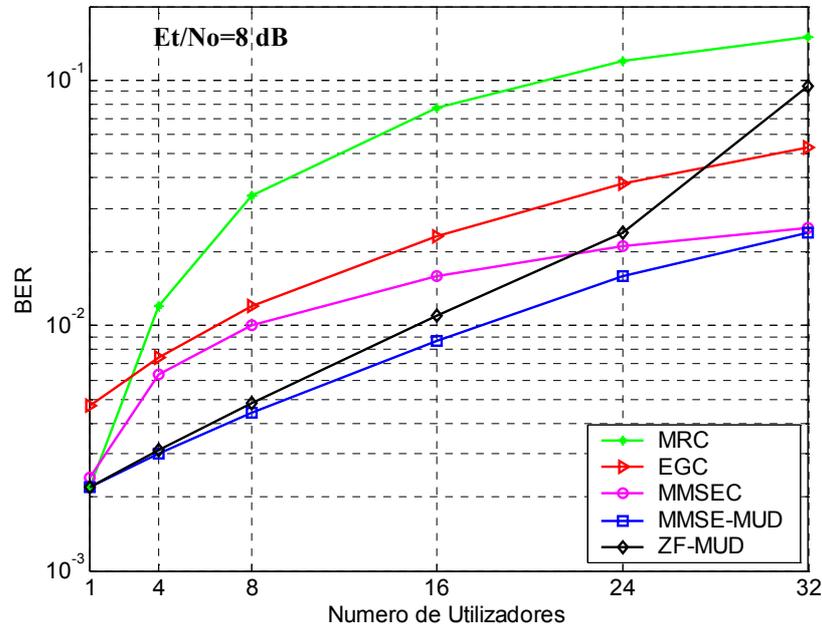
operação de *interleaving*. Tal como seria de esperar, o MMSEC apresenta uma ligeira melhoria no desempenho com o canal descorrelacionado, enquanto que o EGC pelo contrário apresenta melhor desempenho com o canal A. Para o caso em que o mapeamento é adjacente, o desempenho de ambos os detectores é semelhante para o canal A. O que acontece é que neste caso existe forte correlação entre os sub-canais e por isso a ortogonalidade é mantida. No entanto, a diversidade na frequência que se consegue é quase nula. Logo, o desempenho de ambos os detectores, neste caso, é muito próximo do obtido para o sistema OFDMA, i.e., um sistema sem IAM mas com diversidade na frequência nula.



**Figura 4.12:** Avaliação do desempenho dos equalizadores MMSEC e EGC para três tipos de canal e dois tipos de mapeamento: adjacente (curvas a tracejado) e *interleaved* (curvas a cheio)

A Figura 4.13 apresenta curvas de desempenho para os vários equalizadores, em função do número de utilizadores, considerando um  $E_t/N_0=8\text{dB}$ . Pela figura, observa-se que o desempenho dos vários equalizadores é idêntico, para um sistema mono-utilizador, com excepção do EGC, que é o que apresenta pior desempenho. O MRC é aquele que apresenta um desempenho ligeiramente melhor. Verifica-se que à medida que o número de utilizadores activos aumenta, o desempenho para todos os equalizadores degrada-se. No entanto, essa degradação é mais pronunciada para o MRC e o ZF-MUD, e menos para o EGC e para os detectores baseados no MMSE. Como já mencionado em cima, e esta figura mostra isso claramente, o desempenho do equalizador MMSEC é semelhante ao obtido para o MMSE-MUD para o pior e melhor caso,  $K=L$  e  $K=1$ , respectivamente. Relativamente ao ZF-MUD, o desempenho é semelhante ao obtido com o MMSE-MUD

para um número de utilizadores até  $L/2$ , mas a partir daí degrada-se rapidamente, apresentando um desempenho pior que o EGC e próximo do MRC, para  $K=32$ .

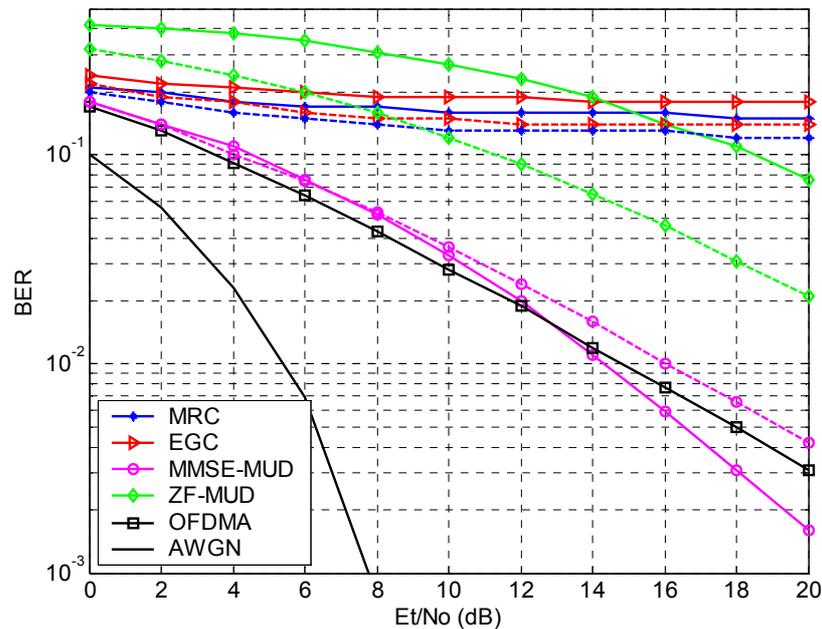


**Figura 4.13:** Avaliação do desempenho em função do número de utilizadores activos para um  $E_t/N_o=8\text{dB}$ , com *interleaving*.

#### 4.5.4 Avaliação do Desempenho para um Sistema Multi-Utilizador no UL

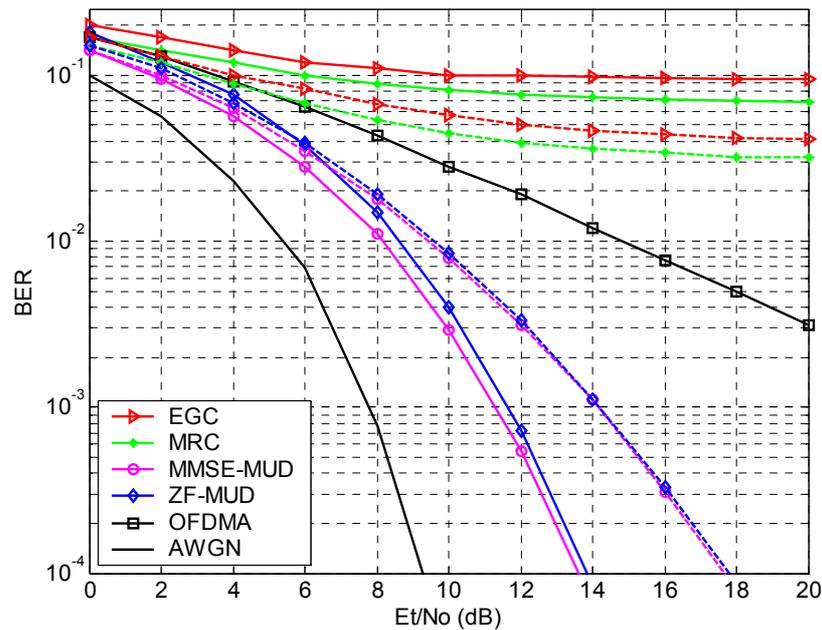
Nesta secção, são apresentados os resultados para o UL, obtidos nas mesmas condições e para os mesmos equalizadores que no DL. A Figura 4.14 e a Figura 4.15, apresentam curvas da BER em função de  $E_t/N_o$ , para 32 e 16 utilizadores activos, respectivamente. O canal usado foi o BRAN E. No UL, o impacto da IAM no desempenho do sistema é bastante maior que no DL, devido ao facto do sinal recebido na EB estar afectado de  $K$  canais independentes. Logo, os equalizadores mono-utilizadores MMSEC e ZFC, que tentam restaurar a ortogonalidade não são os mais adequados para o UL, pelo que nesta secção, são apresentadas curvas de desempenho para o MRC, EGC, ZF-MUD e MMSE-MUD. Convém salientar que agora estes últimos detectores são implementados na EB, pelo que a questão da complexidade já não assume uma importância tão relevante. Pelos resultados da Figura 4.14, verifica-se que o desempenho do EGC e MRC é muito pobre e não melhora com o aumento do  $E_t/N_o$ . Neste caso, o desempenho do MRC é ligeiramente melhor que o obtido com o EGC, o que é contrário ao que se verificou para o DL. Para o UL, é fulcral o uso de detectores multi-utilizador e mesmo assim o desempenho fica longe

do limite inferior dado pelo canal AWGN. Observa-se, que o desempenho do MMSE-MUD, mesmo usando um esquema de *interleaving*, é muito semelhante ao obtido pelo sistema OFDMA. No caso do ZF-MUD o desempenho é muito pobre, sendo mesmo pior que o EGC e MRC para valores baixos de  $E_t/N_0$ . O desempenho deste aproxima-se do obtido pelo MMSE-MUD à medida que o  $E_t/N_0$  aumenta, da mesma forma que no caso dos detectores mono-utilizadores. Este mau desempenho para baixos valores de  $E_t/N_0$  deve-se ao facto de, com este cenário, o número de graus de liberdade é igual ao número de condições o que faz com que o ruído seja significativamente amplificado.



**Figura 4.14:** Avaliação do desempenho para o canal E,  $K=32$  e para dois tipos de mapeamento: adjacente (curvas a tracejado) e *interleaved* (curvas a cheio).

As curvas de desempenho para  $K = L/2$  estão representadas na Figura 4.15. Para este caso, o desempenho dos detectores mono-utilizador melhora ligeiramente relativamente ao caso anterior. No entanto, é ainda muito pobre. Usando os detectores multi-utilizador o desempenho melhora consideravelmente, sobretudo para o detector ZF-MUD. Outra questão interessante é que, para este caso, o desempenho dos dois detectores multi-utilizador é muito semelhante, contrariamente ao obtido para o cenário da figura anterior. Isto porque neste cenário o número de condições é metade do número de graus de liberdade e por isso a amplificação do ruído é menos acentuada.



**Figura 4.15:** Avaliação do desempenho para o canal E,  $K=16$  e para dois tipos de mapeamento: adjacente (curvas a tracejado) e *interleaved* (curvas a cheio).

#### 4.5.5 Conclusões

Nesta secção, são enumeradas as principais conclusões, que podem ser tiradas dos resultados obtidos nas secções anteriores:

- Num sistema mono-utilizador, o desempenho aumenta consideravelmente com a operação de *interleaving*. Isto porque, o sistema consegue beneficiar de uma elevada ordem de diversidade na frequência, uma vez que não existe IAM.
- Num sistema multi-utilizador, dependendo do equalizador usado e do número de utilizadores activos, o sistema pode ou não beneficiar da diversidade na frequência, obtida com a operação de *interleaving*.
- O equalizador mono-utilizador MMSEC é o que apresenta melhor desempenho para o DL. No entanto, é também o mais complexo, uma vez que exige a estimação da potência do ruído no TM.
- No UL, o desempenho obtido com os equalizadores mono-utilizador é muito pobre. O mesmo acontece para os equalizadores multi-utilizador, sobretudo para o pior caso, i.e.,  $K = L$ .



## **5 Técnicas de Pré-Filtragem para o Sistema MC-CDMA no DL**

---

---

Neste capítulo, são derivados esquemas de pré-filtragem ou pré-equalização, projectados na frequência e no espaço para o sistema MC-CDMA no DL. Inicialmente, é feita uma introdução sobre os esquemas de pré-equalização, sendo apresentadas algumas referências consideradas relevantes. De seguida, são discutidas duas arquitecturas para o sistema MC-CDMA com pré-filtragem: na primeira as operações de pré-filtragem e de espalhamento são feitas separadamente, na segunda são optimizadas. Depois, são discutidos critérios óptimos na frequência e no espaço para um sistema MC-CDMA mono-utilizador, com pré-filtragem e com equalização. Na secção 5.4, são derivados os esquemas de pré-filtragem, projectados no espaço e frequência, propostos nesta tese. Depois, são discutidas várias estratégias que podem ser usadas para limitar a potência transmitida a um determinado valor. Na secção 5.5, é feita uma avaliação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem discutidos neste capítulo, para diversos cenários. Finalmente, é feita uma comparação em termos do desempenho e da complexidade dos vários esquemas.

## 5.1 Introdução

Um dos principais problemas dos sistemas baseados no CDMA é a interferência de acesso múltiplo, que aparece no sistema devido à quebra da ortogonalidade dos códigos dos diferentes utilizadores, provocada pelo desvanecimento do canal rádio móvel. Aliás, o impacto da IAM na degradação do desempenho do sistema MC-CDMA convencional ficou bem patente no capítulo anterior. Técnicas de detecção mono e multi-utilizador, que tentam eliminar a IAM no receptor, têm sido largamente estudadas [91][144][145]. Como referido no capítulo 1, nesta abordagem clássica, o sistema é orientado pelo transmissor.

No DL, e considerando um sistema de comunicações móveis, esta abordagem clássica não será a melhor, uma vez que para eliminar a IAM e compensar as distorções provocadas pelo canal, é necessário efectuar um processamento de sinal multi-utilizador no TM. Além disso, para explorar a dimensão espacial, seria necessário equipar este terminal com um agregado de antenas, o que do ponto de vista prático é pouco interessante. Uma solução alternativa existe, e consiste em transferir a maior parte do processamento necessário, para eliminar a IAM e as distorções provocadas pelo canal, do TM para a EB, onde o nível de complexidade tolerado é menos restritivo. Assim, o sinal é formatado no transmissor, tendo em conta a resposta do canal, de formar a simplificar a detecção no receptor. Evidentemente, este tipo de esquemas exige o conhecimento da resposta do canal antes da transmissão. Contrariamente à abordagem clássica, nesta o sistema é orientado pelo receptor.

O conceito de pré-equalização, apenas nos últimos anos, despertou o interesse da comunidade científica. A maior parte dos esquemas de pré-equalização propostos na literatura, foram projectados para o sistema SISO DS-CDMA [146][147][148][149]. Em [146], é proposto um esquema de pré-equalização mono-utilizador bastante simples, designado por pré-RAKE. Neste esquema, como o nome indica, o processamento relativo ao receptor RAKE é transferido para o transmissor. No entanto, esta técnica não toma em conta a IAM, apresentando um desempenho muito pobre num sistema multi-utilizador. Um dos primeiros esquemas, de pré-equalização multi-utilizador, pode ser encontrado em [147]. Este esquema é projectado de forma a minimizar o erro quadrático médio entre o sinal recebido e um bloco de símbolos de dados. Esta técnica, apenas apresenta resultados satisfatórios se usada em conjunto com um receptor RAKE. Em [148], o filtro é projectado a partir da minimização da potência transmitida de um bloco de símbolos, sujeita à condição de eliminação da IAM. O filtro para estes últimos dois esquemas é derivado para um bloco de  $N_s$  símbolos de dados, sendo por isso necessário a inversão de uma matriz de dimensão  $KN_s \times KN_s$ , onde  $K$  representa o número de utilizadores. Mesmo tendo em conta que o processamento é feito na EB, este nível de complexidade pode não ser tolerável num

sistema comercial de comunicações móveis. O esquema de pré-equalização proposto em [149], é baseado na maximização da SNR no TM, sujeita à condição de eliminação da IAM. O filtro é derivado individualmente para cada símbolo de dados. Esta abordagem permite, que para o cálculo do filtro, seja necessário inverter uma matriz de dimensão  $K \times K$ , reduzindo significativamente a complexidade de processamento. Estes últimos dois esquemas são derivados de forma que não seja necessário o uso de equalização no TM. O desempenho destes dois esquemas tende para o obtido com o receptor RAKE, à medida que o número de utilizadores tende para o comprimento do código. Esquemas de pré-equalização não lineares foram também propostos em [150], para um sistema SISO, os quais geralmente tomam em conta os símbolos de dados dos diferentes utilizadores. Contudo, devido à sua complexidade de processamento, o seu uso em sistemas de tempo real é pouco interessante, pelo que este tipo de esquemas não é abordado nesta tese.

Num sistema MISO, a pré-equalização pode ser projectada a duas dimensões: espaço e tempo ou frequência, sendo neste caso geralmente designada por pré-filtragem. O objectivo do uso da dimensão espacial, é aumentar o número de graus de liberdade, permitindo projectar esquemas de pré-filtragem de forma mais eficiente. Nos sistemas de portadora única, os esquemas de pré-filtragem são geralmente projectados no espaço e tempo. Em [151], é derivado um esquema projectado nestes dois domínios. O critério para obter o filtro é idêntico ao usado em [148], sendo também necessário inverter uma matriz de dimensão  $KN_s \times KN_s$ . No entanto, para estes sistemas, o processamento também pode ser feito na frequência, como proposto em [152].

Nos sistemas MC-CDMA, e considerando um sistema MISO, é mais adequado projectar a pré-filtragem no espaço-frequência do que no espaço-tempo. No caso da transmissão ser feita sobre um canal com desvanecimento não selectivo na frequência, a pré-filtragem apenas explora a dimensão espacial. Num sistema mono-utilizador, este esquema pode ser visto com um esquema de pura diversidade ou pré-diversidade espacial [153][154]. Num sistema selectivo na frequência, é possível projectar um esquema de pré-filtragem que explore simultaneamente a diversidade na frequência e no espaço. Neste capítulo, são derivados esquemas lineares de pré-filtragem no espaço-frequência para o sistema MISO MC-CDMA no DL. Estes esquemas exigem o conhecimento da resposta completa do canal, pelo que são mais indicados para sistemas baseados no modo TDD. Neste caso, tendo em conta o princípio da reciprocidade do canal no UL e DL, a resposta do canal pode ser estimada na EB, durante o TS de UL.

## 5.2 Arquitecturas Propostas para o Sistema MC-CDMA no DL

Nesta secção, são discutidas duas arquitecturas para o sistema MC-CDMA no DL, com pré-filtragem projectada na frequência e espaço: na primeira as operações de espalhamento e de filtragem são feitas de forma separada, na segunda estas operações são optimizadas.

### 5.2.1 Operações de Espalhamento e Pré-Filtragem Separadas

A Figura 5.1 mostra o sistema MC-CDMA proposto, i.e., com pré-filtragem projectada na frequência e espaço, os blocos de codificação de canal e de modulação são omitidos por simplicidade. Como se pode ver, para cada utilizador os símbolos de dados são convertidos de série para paralelo, sendo transmitidos  $P = N_c / L$  símbolos de dados  $d_{k,p}$  ( $k = 1, \dots, K$  e  $p = 1, \dots, P$ ) por cada símbolo OFDM. Depois, cada símbolo é copiado  $M$  vezes e espalhado com um código ortogonal de comprimento  $L$ , obtendo-se  $ML$  versões dos símbolos de dados originais, os quais são filtrados na frequência e no espaço. O filtro pode ser representado pelo vector  $\mathbf{w}_{k,p} = [\mathbf{w}_{k,p,1}^T \quad \mathbf{w}_{k,p,2}^T \quad \dots \quad \mathbf{w}_{k,p,M}^T]^T$  de dimensão  $ML \times 1$ , onde  $\mathbf{w}_{k,p,m} = [w_{k,p,m,0} \quad w_{k,p,m,1} \quad \dots \quad w_{k,p,m,L-1}]^T$  é um vector de dimensão  $L \times 1$  que representa o filtro da antena  $m$ , e  $w_{k,p,m,l}$  representa o coeficiente complexo do filtro da sub-portadora  $l$ . Estes filtros são calculados a partir da resposta em frequência dos canais e dos códigos de todos os utilizadores. Como se pode ver, a filtragem é feita na frequência, antes da modulação OFDM, e no espaço. Assim, o sinal de cada utilizador é afectado por um filtro específico, em cada sub-portadora e antena. Depois, os sinais de todos utilizadores são somados *chip a chip* em cada antena. De seguida, é feito o mapeamento dos *chips*, do sinal multi-utilizador, dentro do símbolo OFDM e em cada antena (ver secção 4.1.3). Finalmente, em cada antena é feita uma modulação OFDM e é inserido um TG, maior que o atraso máximo do canal para eliminar a IES.

O sinal transmitido no domínio da frequência (antes da operação de mapeamento), para o símbolo  $p$ , é dado por,

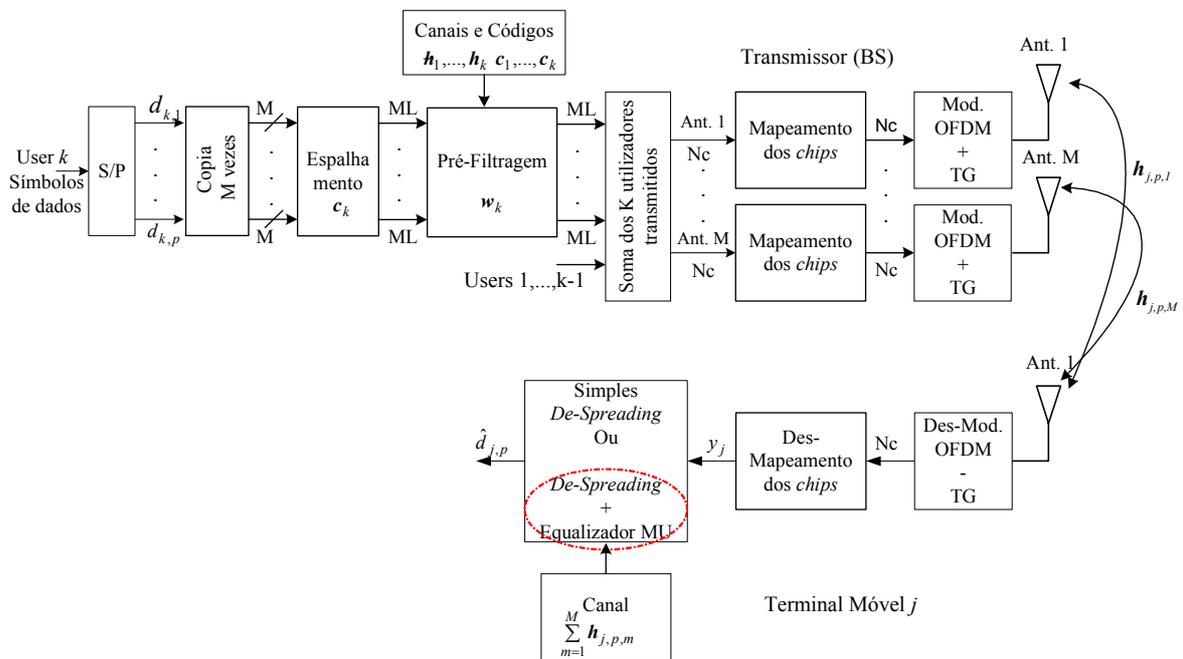
$$\mathbf{x}_p = \sum_{k=1}^K d_{k,p} (\bar{\mathbf{c}}_k \circ \mathbf{w}_{k,p}) \quad (5.1)$$

onde  $\bar{\mathbf{c}}_k = [\mathbf{c}_k^T \quad \mathbf{c}_k^T \quad \dots \quad \mathbf{c}_k^T]^T$  é um vector de dimensão  $ML \times 1$ , que representa o espalhamento nas  $M$  antenas. Convém referir, que o mesmo código é usado em cada antena. No TM, a antena implicitamente recombina os sinais transmitidos das  $M$  antenas

da EB. Assim, depois da desmodulação OFDM e da eliminação do tempo de guarda, o sinal recebido no TM  $j$  é dado por,

$$\mathbf{y}_{j,p} = \sum_{k=1}^K d_{k,p} \sum_{m=1}^M (\mathbf{c}_k \circ \mathbf{w}_{k,p,m} \circ \mathbf{h}_{j,p,m}) + \mathbf{n}_j \quad (5.2)$$

sendo  $\mathbf{h}_{j,p} = [\mathbf{h}_{j,p,1}^T \quad \mathbf{h}_{j,p,2}^T \quad \cdots \quad \mathbf{h}_{j,p,M}^T]^T$  um vector de dimensão  $ML \times 1$ , que representa a resposta em frequência entre a EB e o TM  $j$ ,  $\mathbf{h}_{j,p,m} = [h_{j,p,m,0} \quad h_{j,p,m,1} \quad \cdots \quad h_{j,p,m,L-1}]^T$  é um vector de dimensão  $L \times 1$  que representa o canal entre a antena  $m$  e o TM  $j$ ,  $h_{j,p,m,l}$  representa o coeficiente complexo do canal na sub-portadora  $l$  e  $\mathbf{n}_j$  representa as amostras de ruído AWGN adicionadas em cada *chip*.



**Figura 5.1:** Representação da EB e do TM propostos: sistema MC-CDMA no DL, com pré-filtragem na frequência-espço.

A decisão do símbolo de dados  $p$  no TM  $j$ , à entrada do desmodulador é dada por,

$$\hat{d}_{j,p} = \underbrace{d_{j,p} \mathbf{q}_{j,p}^T \sum_{m=1}^M (\mathbf{c}_j \circ \mathbf{w}_{j,p,m} \circ \mathbf{h}_{j,p,m})}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\mathbf{q}_{j,p}^T \left( \sum_{k=1, k \neq j}^K d_{k,p} \sum_{m=1}^M (\mathbf{c}_k \circ \mathbf{w}_{k,p,m} \circ \mathbf{h}_{j,p,m}) \right)}_{\text{IAM}} + \underbrace{\mathbf{q}_{j,p}^T \mathbf{n}_j}_{\text{Ruído}} \quad (5.3)$$

onde  $\mathbf{q}_{j,p} = [q_{j,0} \quad q_{j,1} \quad \cdots \quad q_{j,L-1}]^T$  é um vector de dimensão  $L \times 1$ , que representa as operações de *de-spreading* e equalização. O sinal dado por (5.3), é constituído por três

termos: o sinal desejado, a IAM causada pela quebra de ortogonalidade e pelo ruído. Para manter o TM com baixa complexidade, são considerados dois tipos de detectores:

- Simples *de-spreading* (SD), neste caso o vector  $\mathbf{q}_{j,p}$  reduz-se ao vector  $\mathbf{c}_j$ , o que significa que não é feita equalização no móvel, não sendo por isso necessário implementar um algoritmo de estimação de canal no TM.
- Equalizadores mono-utilizador, neste caso o vector  $\mathbf{q}_{j,p}$  é dado por,

$$\mathbf{q}_{j,p} = \mathbf{G}_{j,p} \mathbf{c}_j^* \quad (5.4)$$

onde  $\mathbf{G}_{j,p} = \text{diag}\{g_{j,p,0} \quad g_{j,p,1} \quad \cdots \quad g_{j,p,L-1}\}$  é uma matriz diagonal de dimensão  $L \times L$ , em que os seu elementos dependem do equalizador usado. Para o caso do MRC e do EGC, os coeficientes são dados por,

$$g_{j,p,l} = \left( \sum_{m=1}^M h_{j,p,m,l} \right)^* \quad l = 0, \dots, L-1 \quad (5.5)$$

$$g_{j,p,l} = \frac{\left( \sum_{m=1}^M h_{j,p,m,l} \right)^*}{\left| \sum_{m=1}^M h_{j,p,m,l} \right|} \quad l = 0, \dots, L-1 \quad (5.6)$$

respectivamente. Estes coeficientes para o caso em que  $M=1$ , reduzem-se aos apresentados na secção 4.2.3.

## 5.2.2 Combinação da Pré-filtragem com o Espalhamento

A pré-filtragem no sistema MC-CDMA pode ser otimizada, i.e., as operações de pré-filtragem e de espalhamento podem ser combinadas. A consequência disso é a redução da complexidade na EB. Para além de apenas ser necessário a multiplicação dos símbolos de dados uma vez, também no cálculo do filtro é necessário construir menos matrizes, como se verá mais à frente. Em termos de desempenho, também facilmente se demonstra, que as duas aproximações são semelhantes.

Como se pode ver pela Figura 5.2, nesta arquitectura os símbolos de dados são copiados  $ML$  vezes, sendo depois multiplicados directamente por cada coeficiente complexo do filtro. Neste caso, a pré-filtragem é feita na frequência e espaço mas conjuntamente com o espalhamento. A partir daqui as operações no transmissor são as mesmas da arquitectura anterior. Além disso, o TM móvel também é o mesmo da arquitectura anterior.

Neste caso, o sinal transmitido no domínio da frequência, para o símbolo  $p$ , é simplesmente dado por,

$$\mathbf{x}_p = \sum_{k=1}^K d_{k,p} \mathbf{w}_{k,p} \quad (5.7)$$

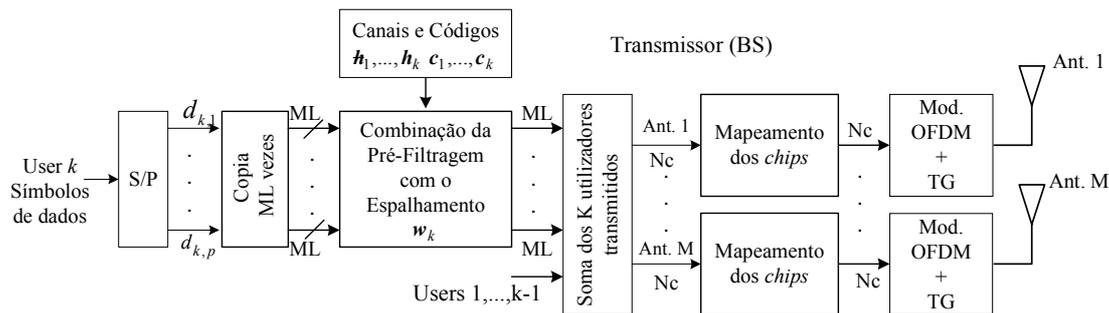
E o sinal recebido, depois da desmodulação OFDM e da eliminação do tempo de guarda, no TM  $j$ , é dado por,

$$\mathbf{y}_{j,p} = \sum_{k=1}^K d_{k,p} \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_{j,p,m} \mathbf{w}_{k,p,m} + \mathbf{n}_j \quad (5.8)$$

em que  $\mathbf{H}_{j,p,m} = \text{diag}\{h_{j,p,m,0} \quad h_{j,p,m,1} \quad \dots \quad h_{j,p,m,L-1}\}$  é uma matriz diagonal de dimensão  $L \times L$ , cujos seus elementos são os mesmos do vector  $\mathbf{h}_{j,p,m}$  definido na secção anterior. Neste caso, a decisão do símbolo de dados  $p$  no TM  $j$ , à entrada do desmodulador é dada por,

$$\hat{d}_{j,p} = \underbrace{d_{j,p} \mathbf{q}_{j,p}^T \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_{j,p,m} \mathbf{w}_{j,p,m}}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\mathbf{q}_{j,p}^T \left( \sum_{k=1, k \neq j}^K d_{k,p} \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_{j,p,m} \mathbf{w}_{k,p,m} \right)}_{\text{IAM}} + \underbrace{\mathbf{q}_{j,p}^T \mathbf{n}_j}_{\text{Ruído}} \quad (5.9)$$

Os detectores usados são os mesmos da arquitectura anterior, pelo que o vector  $\mathbf{q}_{j,p}^T$  é o mesmo da secção anterior. Observando as equações (5.3) e (5.9) é fácil verificar que o termo correspondente à IAM, é agora dado em função da resposta em frequência do canal e do filtro de cada utilizador.



**Figura 5.2:** Representação da EB, combinação do espalhamento com a pré-filtragem.

De salientar, que no sistema MC-CDMA convencional, discutido no capítulo anterior, a IAM é dada apenas em função do canal, que é o mesmo para todos os utilizadores em cada TM. Quando se usa pré-filtragem, o canal equivalente, dado pela multiplicação da resposta em frequência do canal e do filtro, deixa de ser o mesmo para todos os utilizadores em

cada TM, i.e., em termos grosseiros é como que se o DL fosse transformado no UL. Ora, este facto tem um impacto bastante importante no comportamento da IAM. Assim, é fundamental projectar o filtro de forma eficiente, caso contrario a pré-filtragem pode contribuir para o aumento a IAM, em vez de a eliminar do sistema.

### 5.3 Pré-Filtragem Baseada em Critérios Mono-Utilizador

Nesta secção, são apresentados esquemas de pré-filtragem mono-utilizador, projectados na frequência e espaço. Contudo, inicialmente é feita uma análise teórica, de forma a perceber qual a melhor estratégia na frequência e no espaço, i.e., qual o critério que maximiza a SNR no TM, num cenário mono-utilizador. Estas curvas servem depois de limite inferior da BER relativamente a outros esquemas de pré-filtragem multi-utilizador.

#### 5.3.1 Optimização na Frequência

No domínio da frequência, a melhor estratégia consiste em combinar a pré-equalização e a equalização no transmissor e receptor, respectivamente, como mostra a Figura 5.3. O esquema óptimo, i.e., o que maximiza a SNR, é baseado na aplicação do critério da selectividade na frequência (SF) no transmissor e receptor. Este critério, aplicado à equalização no receptor e à pré-equalização no transmissor individualmente, foi introduzido e analisado detalhadamente em [122]. Nesta referência, é mostrado que neste caso o critério da SF apresenta pior desempenho que o MRC quando aplicado isoladamente, i.e., quando é usado apenas equalização no receptor ou pré-equalização no transmissor. Esta técnica consiste em seleccionar a sub-portadora que apresenta um maior ganho e atribuir a essa sub-portadora toda a potência disponível, i.e., o sinal é transmitido apenas nessa sub-portadora. Este critério é semelhante à maximização da capacidade, que é conseguida transmitindo múltiplas cópias de símbolos de dados em paralelo usando o chamado princípio de *water-filling* [155].

Para o sistema da Figura 5.3, a SNR por símbolo de dados (os índices  $k$  e  $p$  são omitidos por simplicidade) é dada por,

$$\gamma_s = \frac{E_s \left| \sum_{l=0}^{L-1} c_l w_l h_l q_l \right|^2}{\sigma^2 \sum_{l=0}^{L-1} |q_l|^2} = \frac{E_s \left| \sum_{l=0}^{L-1} c_l w_l h_l q_l \right|^2}{\sigma^2} \quad (5.10)$$

sendo assumido que a variância do ruído depois da combinação é mantida constante, o que é conseguido fazendo,

$$\sum_{l=0}^{L-1} |q_l|^2 = 1 \quad (5.11)$$

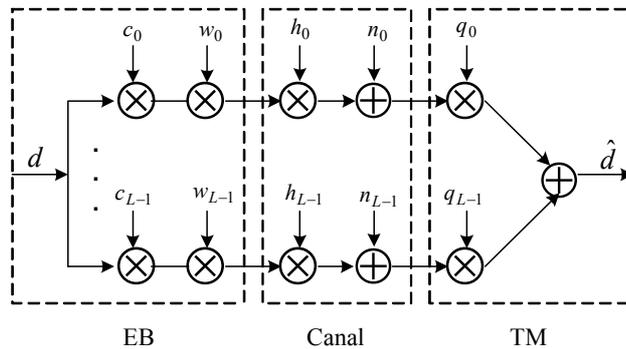
A SNR dada por (5.10) é maximizada, usando o critério baseado na SF, em que os coeficientes no transmissor são dados por,

$$w_l = \begin{cases} \kappa h_l^* & \text{para } l = l_{\max} \\ 0 & \text{outros} \end{cases} \quad (5.12)$$

e no receptor,

$$q_l = \begin{cases} c_l^* & \text{para } l = l_{\max} \\ 0 & \text{outros} \end{cases} \quad (5.13)$$

onde  $l_{\max} = \max(|h_l|)$ ,  $l = 0, \dots, L-1$  e  $\kappa = \sqrt{L/|h_l|^2}$ . Esta constante assegura que a potência transmitida seja a mesma que no caso em que não é usada pré-equalização. A compensação de fase dos coeficientes do canal pode ser feita no transmissor ou receptor, sendo aqui feita no transmissor.



**Figura 5.3:** Combinação da pré-equalização e equalização na frequência para um sistema mono-utilizador.

A partir de (5.10), (5.12) e (5.13) é fácil verificar que a SNR é simplesmente dada por,

$$\gamma_s = \max_{l=0, \dots, L-1} |h_l|^2 \frac{E_s}{\sigma^2} \quad (5.14)$$

Quando  $L \rightarrow \infty$  e para o caso em que o desvanecimento entre sub-portadoras é decorrelacionado, a SNR tende teoricamente para infinito.

É mais ou menos intuitivo que para o caso em que um símbolo de dados é transmitido em paralelo sobre várias portadoras, transmitindo esse símbolo sobre a melhor sub-portadora e atribuindo-lhe a potência total, a SNR no receptor é maximizada. É fácil verificar que,

usando a SF no sistema da Figura 5.3, este fica reduzido a um sistema de portadora única. Além disso, num cenário multi-utilizador, usando o critério baseado na SF, vários utilizadores podem escolher a mesma sub-portadora para transmitir, levando a um nível de IAM inaceitável para um sistema prático. Assim, este esquema apenas tem interesse do ponto de vista teórico, pois pode ser usado para determinar um limite inferior da BER.

### 5.3.2 Optimização no Espaço

Neste caso, o critério óptimo é também aquele que maximiza a SNR no TM. Uma vez que o ruído não depende do filtro, como se pode ver por (5.3), a maximização da SNR é equivalente a maximizar a potência do sinal desejado sujeita à condição de potência transmitida limitada a um determinado nível.

Como se pode ver pela Figura 5.4, os sinais transmitidos sobre as  $M$  antenas são combinados implicitamente na antena do TM, podendo-se adaptar o filtro no transmissor de forma a maximizar a SNR por cada símbolo de dados, que é neste caso particular dada por,

$$\gamma_s = \frac{E_s |q|^2 \left| \sum_{m=1}^M w_m h_m \right|^2}{|q|^2 \sigma^2} = \frac{E_s \left| \sum_{m=1}^M w_m h_m \right|^2}{\sigma^2} \quad (5.15)$$

Verifica-se neste caso, que a SNR é independente do equalizador usado na recepção. A maximização da SNR pode ser demonstrada recorrendo à conhecida desigualdade de Cauchy-Schwarz, aplicada ao numerador de (5.15) [122],

$$\left| \sum_{m=1}^M w_m h_m \right|^2 \leq \sum_{m=1}^M |w_m|^2 \sum_{m=1}^M |h_m|^2 \quad (5.16)$$

sendo fácil de verificar que a solução do filtro que maximiza a SNR é dada por,

$$w_m = \kappa h_m^* \quad (5.17)$$

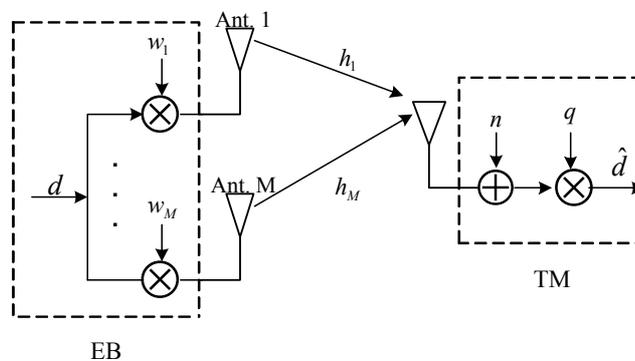
onde  $\kappa$  é uma constante real diferente de zero. Logo a SNR máxima é dada por,

$$\gamma_{s,\max} = \frac{E_s \sum_{m=1}^M |h_m|^2}{\sigma^2} = \gamma_{s,0} \sum_{m=1}^M |h_m|^2 \quad (5.18)$$

onde  $\gamma_{s,0}$  representa a SNR para o caso de um sistema SISO. Este critério é semelhante ao usado na técnica de combinação linear MRC, usada no receptor para explorar a diversidade espacial [122]. Quando aplicado no transmissor é designado por MRT [153][154]. A partir de (5.18) pode-se facilmente constatar que a SNR aumenta com o número de antenas. O que mostra que o MRT é a estratégia óptima, num cenário mono-utilizador. Para o caso de canais correlacionados, embora não se consiga qualquer ganho de diversidade, consegue-se o que geralmente se designa por ganho do agregado, obtendo-se por isso melhor desempenho que num sistema SISO. Considerando  $|h_m|^2 = 1 \Rightarrow \sum_{m=1}^M |h_m|^2 = M$ , é fácil verificar de (5.18) que esse ganho é dado por,

$$G_{ant.} = 10 \log_{10}(M) \text{ dB} \quad (5.19)$$

Para o caso de canais descorrelacionados, o MRT permite a combinação coerente do desvanecimento em cada antena sem aumentar o número de fontes de ruído, o que é uma diferença relativamente à diversidade espacial na recepção. De salientar que, o desempenho da maior parte dos esquemas de diversidade espacial na transmissão tende para o obtido com um canal AWGN, à medida que o número de antenas aumenta. Contudo, o desempenho do MRT não é limitado por esse nível.



**Figura 5.4:** Pré-filtragem no espaço, considerando um sistema mono-utilizador.

### 5.3.3 Técnicas de Pré-Filtragem Mono-Utilizador

Combinando os esquemas óptimos anteriores projectados na frequência e no espaço, obtém-se a solução óptima, para o caso em que as duas dimensões são exploradas. Esta solução consiste em efectuar um MRT sobre a melhor sub-portadora, i.e., a SF é feita sobre a SNR obtida em cada sub-portadora usando o MRT. No entanto, como referido, esta solução não é a melhor num sistema multi-utilizador, pelo que em termos práticos as técnicas de pré-filtragem mono-utilizador são idênticas às usadas no UL e já apresentadas

no capítulo anterior. A diferença é que agora é usada a componente espacial, i.e., o filtro é aplicado na frequência e no espaço. Assim, para o esquema MRT ou Pre-MRC os coeficientes do filtro para um determinado TM  $j$  são dados por,

$$\text{Pre-MRC: } \mathbf{w}_{j,p} = \kappa_{j,p} \mathbf{h}_{j,p}^* \quad (5.20)$$

de dimensão  $ML \times 1$ , e  $\kappa_{j,p} = \sqrt{\frac{L}{\mathbf{h}_{j,p}^H \mathbf{h}_{j,p}}}$  de forma a limitar a potência ao mesmo valor que a

usada num sistema MC-CDMA convencional. Observando (5.3), e assumindo que não é feita equalização no TM, o critério dado por (5.20) é o que maximiza a SNR na recepção para um cenário mono-utilizador. Num cenário multi-utilizador, este esquema maximiza apenas a componente do sinal desejado, aumentando no entanto a componente da IAM.

Para o caso do EGT ou Pre-EGC os coeficientes do filtro para um determinado TM  $j$  são dados por,

$$\text{Pre-EGC: } \mathbf{w}_{j,p} = \frac{\mathbf{h}_{j,p}^*}{|\mathbf{h}_{j,p}|} \quad (5.21)$$

Neste caso não é necessário normalizar a potência transmitida uma vez que apenas é feita uma compensação de fase.

Como se viu no capítulo anterior, os equalizadores mono-utilizador baseados no critério MMSE ou zeros forçados, que tentam restaurar a ortogonalidade, não são os mais indicados no sistema MC-CDMA para o UL. Como já referido, o uso de equalizadores mono-utilizador “transforma” o DL no UL, pelo que estes dois esquemas são também pouco interessantes para o DL.

## 5.4 Pré-Filtragem Baseada em Critérios Multi-Utilizador

Nesta secção, é apresentado de forma detalhada o algoritmo de pré-filtragem proposto nesta tese. Uma vez que o canal equivalente (canal + filtro) no DL é diferente para cada utilizador num determinado TM, o filtro tem que ser projectado de forma eficiente e em conjunto para todos os utilizadores. A partir da expressão da estimativa do símbolo de dados, dada por (5.3), pode ver-se que o termo da IAM num determinado TM depende do filtro de todos os utilizadores. De salientar que, o ideal seria otimizar conjuntamente os coeficientes do filtro no transmissor e no receptor. Em [156], é feita uma análise geral do problema de optimização conjunta do transmissor e receptor, onde são assumidas transformações lineares em ambos os lados. No entanto, é mostrado que tal aproximação

conduz a uma solução iterativa bastante complexa, não sendo possível derivar uma expressão fechada, o que torna estes esquemas pouco interessantes para implementações práticas. Uma vez que, um dos desafios desta tese é propor esquemas que possam ser implementados nos futuros sistemas 4G, o objectivo é propor esquemas de pré-filtragem com expressões fechadas, e ao mesmo tempo projectar o TM com uma complexidade bastante reduzida, i.e., apenas com a operação de *de-spreading* ou com simples equalizadores mono-utilizador. Para este último caso, o filtro é calculado tendo em conta o equalizador usado no TM, pelo que pode ser visto como um esquema conjunto de pré-filtragem e equalização sub-óptimo.

São então apresentados dois esquemas de pré-filtragem: i) o primeiro proposto nesta tese, e que é baseado na minimização da potência transmitida sujeita à eliminação do termo da IAM (da expressão (5.3) ou (5.9)) e das distorções provocadas pelo canal no sinal desejado, em todos os TM, tendo sido designado na terminologia inglesa por *Multi-User Constrained Zero Forcing* (MCZF) [157][158][159]; ii) o segundo baseado na maximização da SINR em todos os TM, tendo sido designado por *Joint Maximisation SINR* (J-MSINR) [159][160][161]. Este último, foi proposto sensivelmente na mesma altura que o desta tese, no âmbito do projecto Europeu MATRICE. No projecto de qualquer esquema de pré-filtragem, a limitação da potência transmitida é uma questão da maior importância, pelo que no fim desta secção são discutidas várias estratégias que podem ser usadas na limitação da potência na EB.

#### 5.4.1 *Multi-User Constrained Zero Forcing*

Nesta secção, são derivados dois esquemas de pré-filtragem, um para cada uma das arquitecturas propostas na secção 5.2. O algoritmo é baseado na minimização da potência transmitida sujeita à condição de eliminação do termo da IAM em (5.3) ou (5.9), dependendo da arquitectura. Para a primeira arquitectura o esquema é designado por Pre-MCZF, enquanto que para a segunda por *Pre-Joint* MCZF (Pre-JMCZF).

##### 5.4.1.1 Pré-Filtragem Projectada Separadamente da Operação de Espalhamento

A partir de (5.3), é fácil verificar que a interferência que o sinal de um determinado utilizador  $j$  causa num determinado TM  $k$ , relativamente ao símbolo  $p$ , é dada por,

$$IAM(j \rightarrow k) = \mathbf{q}_{k,p}^T \sum_{m=1}^M (\mathbf{c}_j \circ \mathbf{w}_{j,p,m} \circ \mathbf{h}_{k,p,m}) \quad (5.22)$$

O filtro  $\mathbf{w}_{j,p}$  do utilizador  $j$  e do símbolo  $p$  é então determinado a partir do seguinte conjunto de  $K$  condições,

$$\begin{cases} \mathbf{q}_{j,p}^T \sum_{m=1}^M (\mathbf{c}_j \circ \mathbf{h}_{j,p,m} \circ \mathbf{w}_{j,p,m}) = \kappa_{j,p} \\ \mathbf{q}_{k,p}^T \sum_{m=1}^M (\mathbf{c}_j \circ \mathbf{h}_{k,p,m} \circ \mathbf{w}_{j,p,m}) = 0 \quad \forall k \neq j \end{cases} \quad (5.23)$$

onde se pode ver que o termo do sinal desejado do TM  $j$  é forçado a uma constante, ao mesmo tempo que a IAM causada por esse símbolo  $p$ , do utilizador  $j$ , noutros símbolos  $p$  dos outros terminais móveis é forçada a zero.

De (5.23) é possível observar que o canal multi-utilizador é transformado em  $K$  canais AWGN, em paralelo, afectados por um ganho de transmissão dado pela constante  $\kappa_{j,p}$ . A forma como esta constante é calculada será discutida mais à frente. O objectivo do algoritmo é remover as distorções provocadas pelo canal no símbolo de dados do utilizador  $j$  no TM  $j$ , e simultaneamente eliminar a IAM que esse símbolo de dados provoca nos outros  $K-1$  terminais móveis. Assim, para calcular o filtro do TM  $j$  é necessário resolver o seguinte sistema de  $K$  equações dadas na forma matricial por,

$$\mathbf{A}_{j,p} \mathbf{w}_{j,p} = \kappa_{j,p} \mathbf{b}_j \quad (5.24)$$

Sendo  $\mathbf{A}_{j,p}$  uma matriz construída a partir da resposta em frequência e dos códigos dos  $K$  utilizadores, da seguinte forma,

$$\mathbf{A}_{j,p} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1^T \circ \mathbf{h}_{1,p,1}^T \circ \mathbf{c}_j^T & \mathbf{q}_1^T \circ \mathbf{h}_{1,p,2}^T \circ \mathbf{c}_j^T & \cdots & \mathbf{q}_1^T \circ \mathbf{h}_{1,p,M}^T \circ \mathbf{c}_j^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{q}_j^T \circ \mathbf{h}_{j,p,1}^T \circ \mathbf{c}_j^T & \mathbf{q}_j^T \circ \mathbf{h}_{j,p,2}^T \circ \mathbf{c}_j^T & \cdots & \mathbf{q}_j^T \circ \mathbf{h}_{j,p,M}^T \circ \mathbf{c}_j^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{q}_K^T \circ \mathbf{h}_{K,p,1}^T \circ \mathbf{c}_j^T & \mathbf{q}_K^T \circ \mathbf{h}_{K,p,2}^T \circ \mathbf{c}_j^T & \cdots & \mathbf{q}_K^T \circ \mathbf{h}_{K,p,M}^T \circ \mathbf{c}_j^T \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

de dimensão  $K \times ML$ . No caso de não ser feita qualquer equalização no TM a matriz é dada por,

$$\mathbf{A}_{j,p} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^H \circ \mathbf{h}_{1,p,1}^T \circ \mathbf{c}_j^T & \mathbf{c}_1^H \circ \mathbf{h}_{1,p,2}^T \circ \mathbf{c}_j^T & \cdots & \mathbf{c}_1^H \circ \mathbf{h}_{1,p,M}^T \circ \mathbf{c}_j^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{j,p,1}^T & \mathbf{h}_{j,p,2}^T & \cdots & \mathbf{h}_{j,p,M}^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{c}_K^H \circ \mathbf{h}_{K,p,1}^T \circ \mathbf{c}_j^T & \mathbf{c}_K^H \circ \mathbf{h}_{K,p,2}^T \circ \mathbf{c}_j^T & \cdots & \mathbf{c}_K^H \circ \mathbf{h}_{K,p,M}^T \circ \mathbf{c}_j^T \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

O vector  $\mathbf{b}_j$  é simplesmente dado por,

$$\mathbf{b}_j = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \leftarrow \text{posição } j \quad (5.27)$$

de dimensão  $K \times 1$ , em que todas as posições são colocadas a zero, excepto a posição  $j$  que é preenchida a um.

O algoritmo consiste em minimizar a potência transmitida sujeita às  $K$  condições dadas por (5.24). Assim, matematicamente o problema de optimização pode ser formulado da seguinte forma,

$$\min_{\mathbf{w}_j} (\mathbf{w}_{j,p}^H \mathbf{w}_{j,p}), \text{ sujeita a } \mathbf{A}_{j,p} \mathbf{w}_{j,p} = \kappa_{j,p} \mathbf{b}_j \quad (5.28)$$

De referir que, a optimização é feita conjuntamente na frequência e no espaço, uma vez que a matriz  $\mathbf{A}_{j,p}$  é construída nas duas dimensões. Logo, em vez de se calcular o filtro  $\mathbf{w}_{j,p,m}$  na antena  $m$ , calcula-se conjuntamente o filtro das  $M$  antenas  $\mathbf{w}_{j,p}$ . Observando (5.28) é fácil verificar que quando o número de condições, dadas pelo número de utilizadores, é igual ao número de graus de liberdade  $ML$ , existe apenas uma solução, admitindo que o determinante da matriz é diferente de zero. No entanto, se o número de graus de liberdade for maior que o número de condições  $ML > K$ , o filtro pode ser obtido a partir da optimização de uma determinada função de custo, nesta tese a potência transmitida sujeita à eliminação da IAM. Este problema de optimização pode ser resolvido usando o método dos multiplicadores de Lagrange [162], como mostrado no anexo B. A solução para este problema é dada pela pseudo-inversa da matriz  $\mathbf{A}_{j,p}$ . Assim, o filtro Pre-MCZF projectado na frequência e espaço, para o TM  $j$  é dado por,

$$\mathbf{w}_{j,p} = \kappa_{j,p} \mathbf{A}_{j,p}^H (\mathbf{A}_{j,p} \mathbf{A}_{j,p}^H)^{-1} \mathbf{b}_j = \kappa_{j,p} \bar{\mathbf{w}}_{j,p} \quad (5.29)$$

onde  $(\mathbf{A}_{j,p} \mathbf{A}_{j,p}^H)$  é uma matriz complexa, quadrada e Hermitiana, pelo que podem ser usados algoritmos eficientes na sua inversão [125]. A partir de (5.29), é fácil de verificar que a maior parte da complexidade necessária para calcular o filtro advém da inversão da matriz. No entanto, a dimensão dessa matriz é de apenas  $K \times K$ , independentemente do número de antenas e do comprimento do código, o que torna esta solução bastante interessante para os futuros sistemas de comunicações móveis 4G.

### 5.4.1.2 Pré-Filtragem Projectada Conjuntamente com a Operação de Espalhamento

Nesta secção, é derivado o filtro usado no esquema da Figura 5.2, em que as operações de pré-filtragem e espalhamento são feitas em conjunto. O algoritmo é o mesmo do caso anterior, no entanto a formulação matemática é diferente, levando a uma redução da complexidade de implementação na EB.

Neste caso, a partir de (5.9), é também fácil verificar que a interferência que o sinal de um determinado utilizador  $j$  causa num determinado TM  $k$ , relativamente ao símbolo  $p$ , é dada por,

$$IAM(j \rightarrow k) = \mathbf{q}_{k,p}^T \sum_{m=1}^M (\mathbf{H}_{k,p,m} \mathbf{w}_{j,p,m}) \quad (5.30)$$

Assim, as equações dadas em (5.23), podem ser postas da seguinte forma,

$$\begin{cases} \mathbf{q}_{j,p}^T \sum_{m=1}^M (\mathbf{H}_{j,p,m} \mathbf{w}_{j,p,m}) = \kappa_{j,p} \\ \mathbf{q}_{k,p}^T \sum_{m=1}^M (\mathbf{H}_{k,p,m} \mathbf{w}_{j,p,m}) = 0 \quad \forall k \neq j \end{cases} \quad (5.31)$$

Tal como no caso anterior, (5.31) pode ser escrita da seguinte forma,

$$\mathbf{A}_p \mathbf{w}_{j,p} = \kappa_{j,p} \mathbf{b}_j \quad (5.32)$$

onde  $\mathbf{A}_p$  é agora dada por,

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1^T \mathbf{H}_{1,p,1} & \mathbf{q}_1^T \mathbf{H}_{1,p,2} & \cdots & \mathbf{q}_1^T \mathbf{H}_{1,p,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{q}_j^T \mathbf{H}_{j,p,1} & \mathbf{q}_j^T \mathbf{H}_{j,p,2} & \cdots & \mathbf{q}_j^T \mathbf{H}_{j,p,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{q}_K^T \mathbf{H}_{K,p,1} & \mathbf{q}_K^T \mathbf{H}_{K,p,2} & \cdots & \mathbf{q}_K^T \mathbf{H}_{K,p,M} \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

A partir daqui, o procedimento para obter a expressão do filtro é o mesmo do esquema anterior. Assim, o filtro no espaço-frequência Pre-JMCZF, para o TM  $j$  é dado por,

$$\mathbf{w}_{j,p} = \kappa_{j,p} \mathbf{A}_p^H (\mathbf{A}_p \mathbf{A}_p^H)^{-1} \mathbf{b}_j = \kappa_{j,p} \bar{\mathbf{w}}_{j,p} \quad (5.34)$$

De salientar que, neste caso para calcular o filtro para cada utilizador, é apenas necessário construir uma matriz  $A_p$ , logo o índice referente ao utilizador é omitido, o que contrasta com o esquema anterior onde é necessário construir uma matriz para cada utilizador.

#### 5.4.1.3 Comparação Entre os Dois Esquemas

Nesta secção, é feita uma comparação do desempenho e da complexidade dos dois esquemas de pré-filtragem derivados. Em termos de desempenho facilmente se demonstra que são equivalentes. O desempenho dos filtros está directamente relacionado com a potência de transmissão antes da normalização. Assim, os dois esquemas têm o mesmo desempenho se a potência transmitida for igual, sendo para o primeiro esquema dada por,

$$P_{t,j,p} = \mathbf{w}_{j,p}^H \mathbf{w}_{j,p} = \mathbf{b}_j^H \left( \mathbf{A}_{p,j} \mathbf{A}_{p,j}^H \right)^{-1} \mathbf{b}_j \quad (5.35)$$

admitindo que a potência dos símbolos de dados é unitária. A partir de (5.25) e (5.33) é fácil verificar que,

$$\mathbf{A}_{p,j} = \mathbf{A}_p \mathbf{C}_j \quad (5.36)$$

sendo  $\mathbf{C}_j = \text{diag}\{c_{j,0}^1, \dots, c_{j,L-1}^1, \dots, c_{j,0}^M, \dots, c_{j,L-1}^M\}$  de dimensão  $ML \times ML$ , em que os seus elementos da diagonal, são os  $L$  chips do código do utilizador  $j$ , repetidos  $M$  vezes. Para provar que a potência é a mesma é necessário mostrar que  $\left( \mathbf{A}_{p,j} \mathbf{A}_{p,j}^H \right)^{-1} = \left( \mathbf{A}_p \mathbf{A}_p^H \right)^{-1}$ . Assim,

$$\begin{aligned} \left( \mathbf{A}_{p,j} \mathbf{A}_{p,j}^H \right)^{-1} &= \left( \mathbf{A}_p \mathbf{C}_j \mathbf{C}_j^H \mathbf{A}_p^H \right)^{-1} \\ &= \left( \mathbf{A}_p \mathbf{I}_{ML} \mathbf{A}_p^H \right)^{-1} \\ &= \left( \mathbf{A}_p \mathbf{A}_p^H \right)^{-1} \end{aligned} \quad (5.37)$$

o que prova que a potência de transmissão, antes da normalização, é a mesma em ambos os esquemas, onde  $\mathbf{I}_{ML}$  representa a matriz identidade de dimensão  $ML$ . Em termos de complexidade, o segundo esquema é mais eficiente, uma vez que neste caso, é apenas necessário construir uma matriz  $A_p$  para todos os utilizadores, contrariamente ao esquema anterior em que é necessário construir uma matriz para cada utilizador. No entanto, em ambos os esquemas é apenas necessário inverter uma matriz para todos os utilizadores e como a maior parte da complexidade está na inversão da matriz, o segundo esquema é ligeiramente menos complexo que o primeiro.

#### 5.4.1.4 Considerações Sobre a Limitação da Potência Transmitida

A pré-filtragem, dependendo do cenário e dos parâmetros usados, pode contribuir para o aumento da potência transmitida na EB. O que não é desejável em sistemas práticos de comunicações móveis, uma vez que isso implicaria um aumento da interferência na outras células vizinhas. Assim, é importante limitar a potência transmitida a um determinado valor, pelo que nesta secção são discutidas diversas formas de o fazer. Essa limitação é feita através da constante  $\kappa_{j,p}$ . Substituindo os filtros dados por (5.29) e (5.34) em (5.3) e (5.9), respectivamente, a decisão do símbolo  $p$  no TM  $j$  é dada por,

$$\hat{d}_{j,p} = \kappa_{j,p} d_{j,p} + n_j \quad (5.38)$$

É fácil verificar de (5.38), que para o caso particular em que  $\kappa_{j,p} = 1$ , a estimativa do símbolo toma o mesmo valor que teria para o caso um canal AWGN. O que significa que a potência recebida é limitada a um, mas por outro lado a potência transmitida não é limitada. Se o número de graus de liberdade,  $ML$ , for suficiente, a potência transmitida pode ser mesmo inferior à transmitida pelo sistema MC-CDMA sem pré-filtragem. Se no entanto, o número de graus de liberdade  $ML$  não for suficientemente elevado, para determinados canais, a potência transmitida pode ser excessivamente elevada. Assim, torna-se necessário usar uma constante  $\kappa_{j,p}$  diferente de um, de forma a limitar a potência transmitida a um determinado nível. Neste caso, em que o número de graus de liberdade não é suficiente, normalizando a potência transmitida, aumenta-se a atenuação do sinal no TM. É fácil verificar de (5.38), que se a potência de transmissão antes da normalização for superior a 1, a constante  $\kappa_{j,p}$  é menor que um, o que reduz a potência recebida num factor de  $\kappa_{j,p}^2$ . Verifica-se também, que a solução que minimiza a potência de transmissão antes da normalização é aquela que maximiza a SNR no TM depois da normalização. Uma vez a IAM completamente eliminada através dos filtros derivados em cima, podem ser usadas diferentes estratégias para limitar a potência transmitida a uma constante [163]:

##### a) Maximização do Somatório das Capacidades

A partir de (5.38), verifica-se que a soma da capacidade normalizada de cada TM é dada por,

$$R_p = \sum_{k=1}^K \log_2 \left( 1 + \frac{\kappa_{k,p}^2}{\sigma^2} \right) \quad (5.39)$$

Usando o princípio de *water-filling* [114], é possível maximizar (5.39) sujeita à condição dada por,

$$\sum_{k=1}^K \kappa_{k,p}^2 \|\bar{\mathbf{w}}_{k,p}\|^2 = K \quad (5.40)$$

ou seja, a soma da potência de todos os utilizadores é limitada a  $K$  e onde  $\|\cdot\|$  representa a norma Euclidiana. Usando, o método dos multiplicadores de Lagrange, pode-se escrever a seguinte função de custo,

$$J_1 = \sum_{k=1}^K \log_2 \left( 1 + \frac{\kappa_{k,p}^2}{\sigma^2} \right) + \varepsilon \left( K - \sum_{k=1}^K \kappa_{k,p}^2 \|\bar{\mathbf{w}}_{k,p}\|^2 \right) \quad (5.41)$$

A constante  $\kappa_{j,p}^2$  para o TM  $j$ , é determinada calculando a derivada parcial de  $J_1$  em relação a  $\kappa_{j,p}$  e igualando a zero,  $\nabla_{\kappa_{j,p}} J_1 = 0$ . Depois de algumas manipulações matemáticas, o valor óptimo de  $\kappa_{j,p}^2$  é dado por,

$$\kappa_{j,p}^2 = \left( \frac{\gamma}{\|\mathbf{w}_{j,p}\|^2} - \sigma^2 \right)^+ \quad (5.42)$$

onde  $a^+$  representa  $\max(a,0)$  e  $\gamma = 1/\varepsilon \log 2$  que pode ser determinado substituindo (5.42) em (5.40). A equação (5.42) mostra que o argumento  $(\cdot)^+$  pode tomar valores negativos, o que implica que a maximização da soma das capacidades, pode em determinados cenários, fazer com que os utilizadores com piores canais não possam transmitir. Assim, facilmente se percebe que esta solução é pouco interessante num sistema de comunicações prático.

#### b) Minimização da Probabilidade de Erro Média

O segundo critério consiste em minimizar a probabilidade de erro média ou da BER. A probabilidade de erro de um determinado símbolo  $p$  do TM  $j$  é a partir de (5.38) dada por,

$$P_e(\kappa_{j,p}) = Q \left( \frac{\kappa_{j,p}}{\sigma} \right) \quad (5.43)$$

com  $Q(x) = \left(1/\sqrt{2\pi}\right) \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ . Seguindo a mesma metodologia que no critério anterior, é também possível minimizar a probabilidade de erro média  $\sum_{k=1}^K P_e(\kappa_{j,p})/K$ , sujeita à condição dada por (5.40). Assim, a função de custo pode ser escrita da seguinte forma,

$$J_2 = \sum_{k=1}^K P_e(\kappa_{k,p})/K + \varepsilon \left( K - \sum_{k=1}^K \kappa_{k,p}^2 \|\bar{\mathbf{w}}_{k,p}\|^2 \right) \quad (5.44)$$

Mais uma vez a constante  $\kappa_{j,p}^2$  para o TM  $j$ , é determinada calculando a derivada parcial de  $J_2$  em relação a  $\kappa_{j,p}$  e igualando a zero,  $\nabla_{\kappa_{j,p}} J_2 = 0$ . No entanto, este critério leva a um problema de otimização não linear complicado, que tanto quanto se sabe, não é possível obter uma expressão fechada e por essa razão também não tem grande interesse prático.

### c) Expressões Fechadas para a Constante $\kappa_{j,p}$

O objectivo desta secção é apresentar expressões simples, que embora sejam sub-óptimas, possam ser expressas numa forma fechada, sendo de fácil implementação em sistemas de comunicações móveis comerciais. De uma forma geral, existem duas formas de o fazer: normalizar a potência de cada utilizador individualmente por forma a que a potência transmitida seja unitária  $P_{t,j,p} = 1 \quad \forall j = 1, \dots, K$ , neste caso a constante  $\kappa_{j,p}$  é dada por,

$$\kappa_{j,p} = \sqrt{\frac{1}{\|\bar{\mathbf{w}}_{j,p}\|^2}} \quad (5.45)$$

ou alternativamente normalizar a soma da potência de todos os utilizadores a  $K$ ,

$\sum_{k=1}^K \|\bar{\mathbf{w}}_{k,p}\|^2 = K$ , logo a constante  $\kappa_{j,p}$  é dada por,

$$\kappa_{j,p} = \sqrt{\frac{K}{\sum_{k=1}^K \|\bar{\mathbf{w}}_{k,p}\|^2}} \quad (5.46)$$

Intuitivamente, o desempenho do sistema é melhor quando usada a constante dada por (5.46), para o caso em que o número de graus de liberdade não é suficiente, para minimizar a potência de todos os utilizadores. Neste caso, normalizando a potência de todos os utilizadores a 1, pode acontecer que um canal tenha uma atenuação elevada, conduzindo a

uma degradação média no desempenho do sistema mais elevada do que no caso em que se usa a constante dada por (5.46). Isto porque, a última constante redistribui melhor a potência entre os utilizadores. No entanto, se o sistema tiver um número de graus de liberdade suficiente, a potência transmitida antes da normalização é semelhante para todos os utilizadores, o que implica que a SNR, em cada TM, depois da normalização é também sensivelmente a mesma. Assim, o desempenho do sistema é idêntico para qualquer uma das duas normalizações apresentadas em cima. Em [163], são apresentadas curvas de desempenho para o esquema Pre-JMCZF SD com estas duas constantes, onde se pode ver que o seu desempenho é semelhante, sobretudo quando se usa codificação de canal. Neste tese, todos os esquemas de pré-filtragem são normalizados com a constante dada por (5.45).

#### 5.4.2 Joint Maximisation SINR (J-MSINR)

Nesta secção, é feita uma análise muito genérica do esquema de pré-filtragem proposto em [159][160]. Este esquema é também projectado conjuntamente na frequência e espaço. Contrariamente ao esquema derivado em cima, este toma em conta a variância do ruído, sendo baseado na maximização da SINR em cada TM. Assumindo que, a potência dos símbolos de dados é unitária, a potência da interferência do símbolo  $p$  do utilizador  $k$  no TM  $j$  é dada por,

$$P_{IAM}(k \rightarrow j) = \left| \bar{\mathbf{c}}_j^H (\mathbf{h}_{j,p} \circ \mathbf{w}_{k,p} \circ \bar{\mathbf{c}}_k) \right|^2 = \mathbf{w}_{k,p}^H \mathbf{l}_{j,k,p} \mathbf{l}_{j,k,p}^H \mathbf{w}_{k,p} \quad (5.47)$$

em que  $\mathbf{l}_{j,k,p} = \bar{\mathbf{c}}_{j,p}^* \circ \mathbf{h}_{j,p} \circ \bar{\mathbf{c}}_{k,p}$  é um vector de dimensão  $ML \times 1$ . A partir de (5.3), é possível verificar que a SINR no TM  $j$  é dada por,

$$SINR_j = \frac{\left| \mathbf{w}_{j,p}^H \mathbf{h}_{j,p} \right|^2}{\sum_{k=1, k \neq j}^K P_{IAM}(k \rightarrow j) + \sigma_r^2} \quad (5.48)$$

Um critério baseado na SINR resulta numa optimização conjunta das SINRs de todos os terminais móveis, uma vez que a potência da interferência no TM  $j$  depende dos filtros de todos os utilizadores. Este critério conduz a um problema conjunto de optimização complexo, e que se conheça, não existe uma solução fechada. Assim, foi proposto uma modificação da SINR definida em (5.48), onde a IAM criada pelo utilizador  $k$  no TM  $j$   $P_{IAM}(k \rightarrow j)$ , é substituída pela IAM que o utilizador  $j$  causa nos outros terminais móveis

$P_{LAM}(j \rightarrow k)$ . Esta metodologia é semelhante à usada para derivar o algoritmo proposto na secção anterior. Assim, a expressão da SINR modificada é dada por,

$$m\_SINR_j = \frac{|\mathbf{w}_{j,p}^H \mathbf{h}_{j,p}|}{\sum_{k=1, k \neq j}^K P_{LAM}(j \rightarrow k) + \sigma_r^2} = \frac{|\mathbf{w}_{j,p}^H \mathbf{h}_{j,p}|^2}{\mathbf{w}_{j,p}^H \left( \sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{v}_{k,j,p} \mathbf{v}_{k,j,p}^H \right) \mathbf{w}_{j,p} + \sigma_r^2} \quad (5.49)$$

De referir que, contrariamente à SINR dada por (5.48), a  $m$ -SINR apenas depende do filtro do utilizador  $j$ , e portanto a optimização pode ser feita para cada utilizador separadamente. O filtro J-MSINR é obtido maximizando (5.49) sujeito à condição de potência transmitida limitada a uma determinada constante, cuja solução é dada por,

$$\mathbf{w}_{j,p} = \kappa_{j,p} \left( \sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{v}_{k,j,p} \mathbf{v}_{k,j,p}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}_{ML} \right)^{-1} \mathbf{h}_{j,p} \quad (5.50)$$

sendo  $\kappa_{j,p}$  dado por (5.45). Convém realçar, que para calcular o filtro é necessário inverter uma matriz de dimensão  $ML \times ML$ , independentemente do número de utilizadores no sistema, o que torna este algoritmo bastante ineficiente em termos de complexidade e por isso pouco interessante para aplicações comerciais. Como exemplo, considera-se um sistema com  $L = 32$  e  $M = 4$ , parâmetros perfeitamente realistas num sistema prático. Para este cenário, seria necessário inverter uma matriz de  $128 \times 128$  mesmo que o sistema apenas tivesse 1 utilizador activo, enquanto que, para obter o filtro proposto nesta tese MCZF, apenas seria necessário inverter uma matriz de dimensão  $1 \times 1$ . No entanto, e baseado na formulação proposta para obter o filtro MCZF, os autores conseguiram reduzir a complexidade do filtro J-MSINR para uma nível próximo do MCZF, sendo o filtro neste caso obtido através da seguinte equação [161],

$$\mathbf{w}_{j,p} = \kappa_{j,p} \mathbf{A}_{j,p}^H \left( \mathbf{A}_{j,p} \mathbf{A}_{j,p}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}_k \right)^{-1} \mathbf{b}_j \quad (5.51)$$

onde  $\mathbf{A}_{j,p}$  já foi definida em (5.26). Este esquema foi deduzido considerando que não é feita equalização no TM e que as operações de filtragem e espalhamento na EB são feitas separadamente. É fácil verificar que quando  $\sigma_r^2 \rightarrow 0$ , (5.51) tende para o filtro MCZF dado por (5.29). O uso de filtros que tomam em conta o ruído na EB apresenta a desvantagem, relativamente ao MCZF, de ser necessário estimar o ruído no TM, o que aumenta a sua complexidade. Em termos de desempenho, é mais ou menos conhecido que para um sistema SISO, os equalizadores baseados no MMSE, geralmente apresentam melhor desempenho que os baseados no critério de zeros forçados, para baixos valores da SNR

(ver secção 4.5.4 do capítulo anterior). No entanto, para um sistema MISO não é fácil encontrar artigos que façam essa comparação. Em [159][164] foi feita uma comparação do desempenho entre estes dois esquemas de pré-filtragem, onde se verifica que para um sistema MISO com quatro antenas, e para os cenários usados nos artigos, o desempenho de ambos é semelhante para qualquer valor da SNR.

## 5.5 Análise do Desempenho dos Vários Esquemas de Pré-Filtragem

Nesta secção, são apresentados os resultados obtidos por simulação, para os vários esquemas de pré-filtragem discutidos neste capítulo. Sempre que possível é feita uma comparação com os resultados obtidos para o sistema MC-CDMA convencional e já apresentados no capítulo anterior. Os principais parâmetros usados nas simulações estão sumariados na Tabela 4.1. Estes parâmetros são semelhantes aos usados no sistema convencional. Neste capítulo, são obtidos resultados para os canais BRAN A e E. No entanto, a maioria dos resultados foram obtidos com o primeiro canal. São também, considerados dois mapeamentos de *chips*: adjacentes e *interleaved*. Da mesma forma que no capítulo anterior, as variações de Doppler não são consideradas nem a codificação de canal. É também assumido que a resposta em frequência do canal, quando necessária, é estimada sem erros em ambos os terminais.

**Tabela 5.1:** Principais parâmetros usados nas simulações.

Número de Portadoras, $N_c$	1024
Comprimento do Código, $L$	32
Número de Utilizadores, $K$	1 até 32
Largura de Banda (LB)	64MHz
Duração do símbolo OFDM, $T'_{OFDM}$	16 $\mu$ s
Duração do Tempo de Guarda, TG	3.2 $\mu$ s
Frequência de Amostragem, (FA)	80MHz
Espaçamento entre Sub-portadoras, $\Delta f_c$	78.125KHz
Modulação	QPSK
Mapeamento dos <i>Chips</i>	Adjacentes ou <i>Interleaved</i>
Codificação de Canal	Não usado
Modelos de Canal	HIPERLAN/2 <input type="checkbox"/> BRAN A, Rayleigh <input type="checkbox"/> BRAN E, Rayleigh
Espaçamento entre elementos da Antena	$d_e > 10\lambda$ e $d_e = 0.5\lambda$
Espalhamento Angular	$\sigma_A = 30^0$ , $\sigma_A = 60^0$ e $\sigma_A = 120^0$

São considerados dois tipos de separação entre os elementos do agregado: i) a distância entre eles é suficientemente grande para considerar que o desvanecimento entre cada elemento é independente (tipicamente  $d_e > 10\lambda$ ), ii) espaçamento de  $d_e = 0.5\lambda$ . Para este caso são considerados três valores para o desvio padrão do espalhamento angular:  $\sigma_A = 30^\circ$ ,  $\sigma_A = 60^\circ$  e  $\sigma_A = 120^\circ$ . As DOAs para cada percurso são geradas com uma distribuição uniforme no intervalo de  $[-15^\circ 15^\circ]$ ,  $[-30^\circ 30^\circ]$  e  $[-60^\circ 60^\circ]$ , respectivamente. Da mesma forma que no capítulo anterior, as curvas a cheio e a tracejado correspondem aos resultados obtidos com e sem a operação de *interleaving*, respectivamente.

### 5.5.1 Avaliação do Desempenho para um Sistema Mono-Utilizador

Nesta secção, são apresentados resultados para o sistema MC-CDMA, com pré-filtragem mono-utilizador, obtidos num sistema mono-utilizador. São apresentadas curvas para os esquemas Pre-MRC, Pre-EGC e para o caso óptimo em que a pré-filtragem é combinada com a equalização no receptor, aqui designada por Pre-MRC SF (ver secção 5.3). Nos esquemas Pre-MRC e Pre-EGC não é feita qualquer equalização no TM. Os resultados são apresentados em termos da BER em função do  $E_t/N_0$ , para uma, duas e quatro antenas na EB. É assumido que os canais entre antenas são descorrelacionados.

São apresentados resultados para os dois tipos de mapeamento dos *chips*: *interleaving*, Figura 5.5 e adjacentes, Figura 5.6. No caso do Pre-MRC SF não faz sentido falar em mapeamento dos *chips* uma vez que a informação é transmitida na melhor sub-portadora, pelo que as curvas são as mesmas nas duas figuras. Observando a Figura 5.5, é fácil verificar que o esquema Pre-MRC SF é aquele que apresenta melhor desempenho para qualquer número de antenas. Apresenta mesmo melhor desempenho com uma antena, que os esquemas Pre-MRC e Pre-EGC com duas antenas. Para quatro antenas, os ganhos conseguidos relativamente aos esquemas Pre-EGC e Pre-MRC são de cerca de 4dB e 3dB, para uma BER=1.0e-3, respectivamente. Comparando estes últimos dois esquemas, o Pre-MRC, é que apresenta melhor desempenho, porque é que maximiza a SNR no TM, nos casos em que é apenas feita a pré-equalização ou a equalização. Comparando a Figura 5.5 com a Figura 4.9 (capítulo anterior) é fácil verificar que o esquema Pre-MRC apresenta o mesmo desempenho que o MRC para uma antena. Convém novamente salientar, que o esquema Pre-MRC SF apenas tem interesse do ponto de vista teórico, uma vez que transformaria o sistema baseado em portadoras múltiplas num sistema de portadora única e o seu desempenho degrada-se severamente num sistema multi-utilizador.

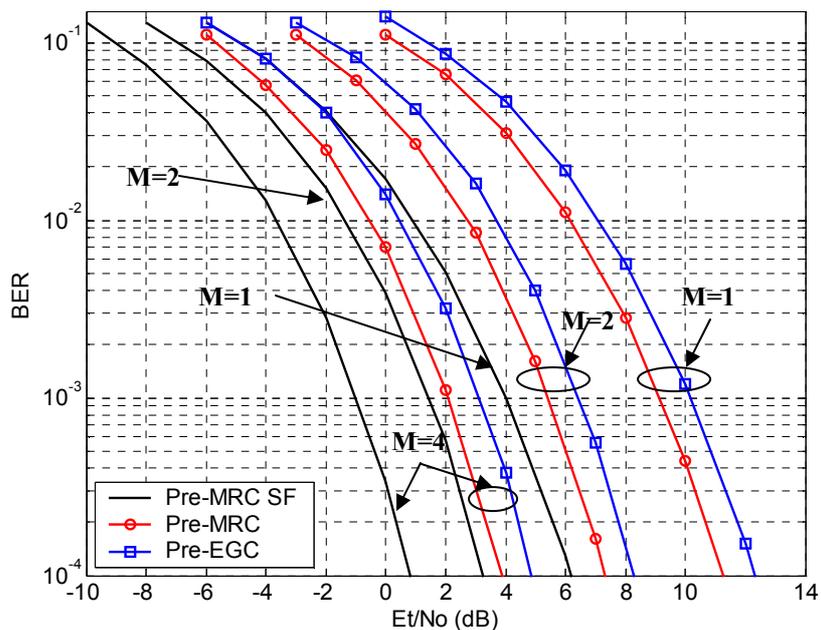


Figura 5.5: Avaliação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem com *interleaving*, para um sistema mono-utilizador, BRAN A.

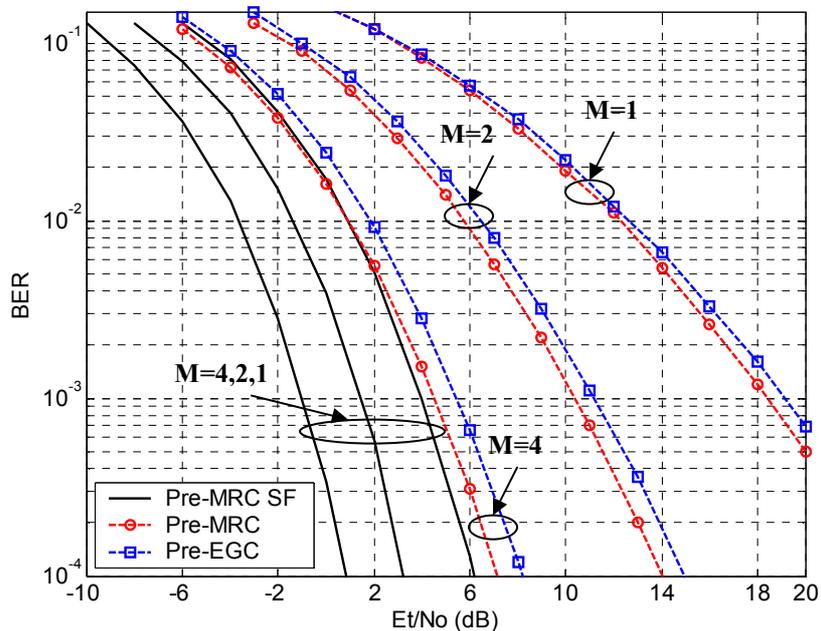


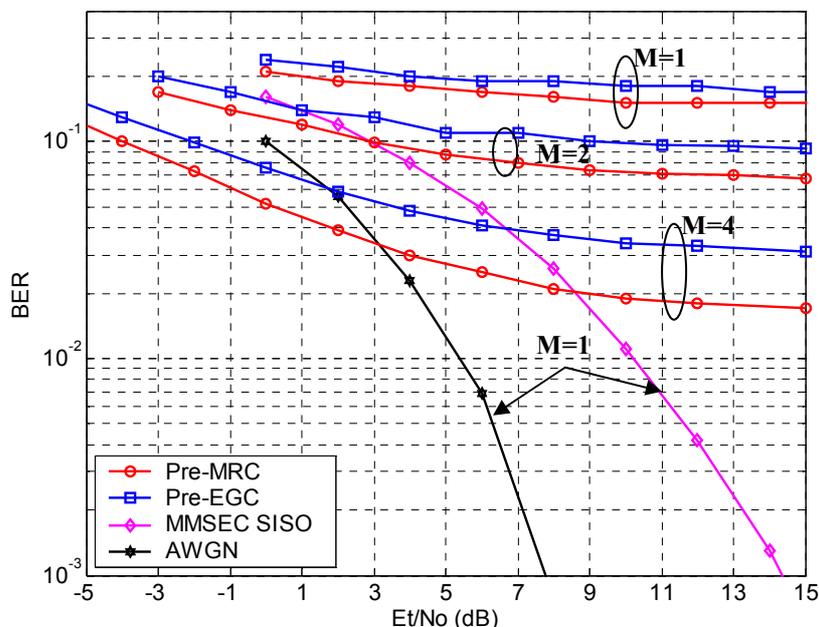
Figura 5.6: Avaliação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem sem *interleaving*, para um sistema mono-utilizador, BRAN A.

Observando os resultados apresentados na Figura 5.6, verifica-se uma maior diferença no desempenho do esquema Pre-MRC SF, quando comparado com os outros dois. Para quatro

antenas, o ganho relativamente ao Pre-MRC é de cerca de 6.5dB (BER=1.0e-3). Neste caso, como não se usa a operação de *interleaving*, a diversidade na frequência é muito pobre, sendo quase só explorada a diversidade espacial. Verifica-se, que o desempenho do Pre-MRC é ligeiramente melhor que o dado pelo esquema Pre-EGC. Observa-se também, que o desempenho do Pre-MRC SF com apenas uma antena é semelhante ao obtido com o Pre-MRC com quatro antenas.

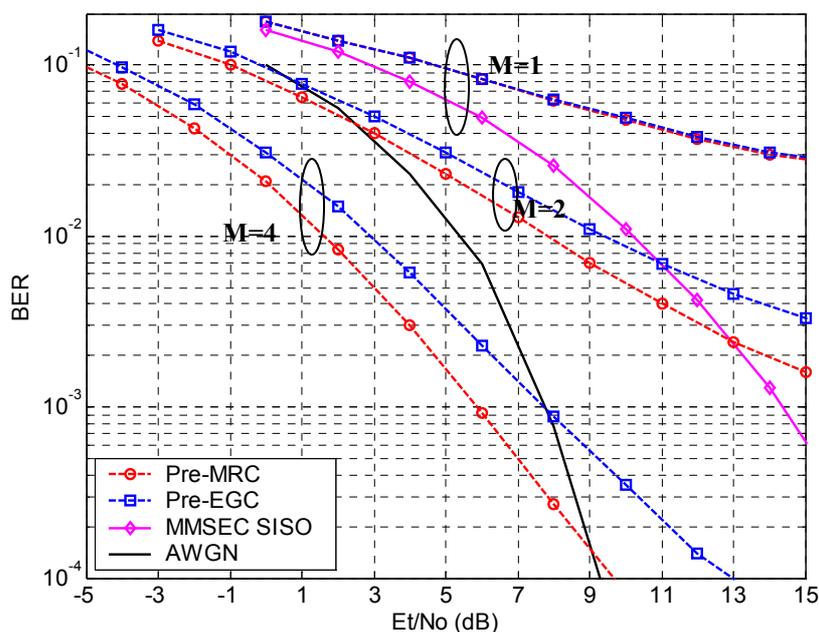
### 5.5.2 Avaliação do Desempenho dos Esquemas de Pré-filtragem Mono-Utilizador

Nesta secção, são apresentados os resultados obtidos para o sistema MC-CDMA com pré-filtragem mono-utilizador, com  $K=32$ , Figura 5.7 e Figura 5.8, e  $K=16$ , Figura 5.9. Assume-se também que os canais entre antenas são descorrelacionados. Os esquemas usados são o Pre-MRC e o Pre-EGC, sendo também apresentadas as curvas para o sistema MC-CDMA convencional e do canal AWGN. É usado o equalizador MMSEC, com *interleaving* dos *chips*, para comparação com os esquemas de pré-filtragem, uma vez que é este, o que apresenta melhor desempenho para o sistema SISO MC-CDMA. No entanto, convém notar que este equalizador mono-utilizador é o mais complexo dos apresentados, já que para além de ser necessário estimar o canal é também preciso estimar a variância do ruído no TM.



**Figura 5.7:** Avaliação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem mono-utilizador com *interleaving*, para  $K=32$ , BRAN A.

Os resultados da Figura 5.7 foram obtidos com a operação de *interleaving* dos *chips*. Observando esta figura verifica-se que o desempenho dos esquemas Pre-MRC e Pre-EGC é bastante pobre, mesmo com um agregado de quatro elementos. Neste caso, devido à operação de *interleaving*, a IAM no sistema é elevada. Como estes esquemas, não têm capacidade de a eliminar, mesmo no caso em que a dimensão espacial é usada, a degradação é elevada. Verifica-se que, apenas para valores de  $E_t/N_0$  baixos, os esquemas de pré-filtragem projectados com 4 antenas, apresentam melhor desempenho que o esquema SISO MMSEC.

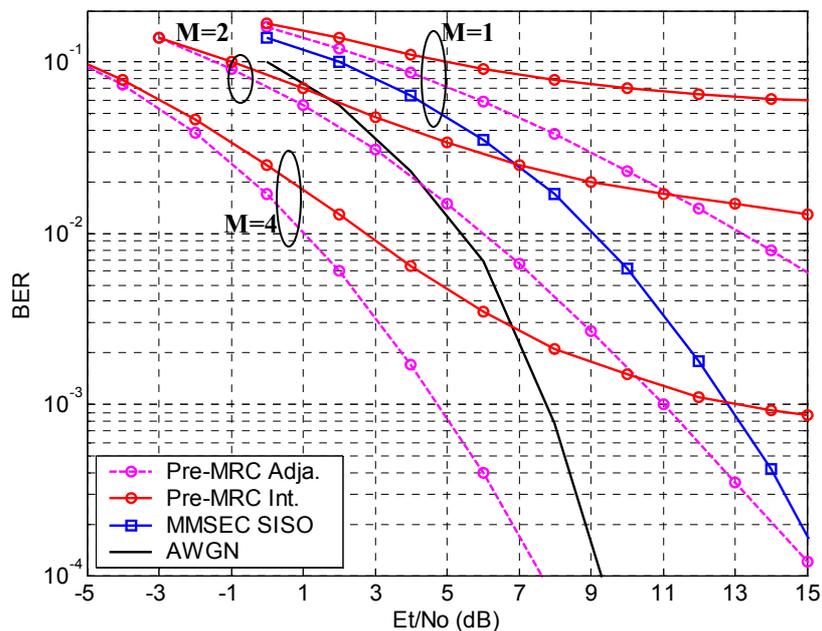


**Figura 5.8:** Avaliação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem mono-utilizador sem *interleaving*, para  $K = 32$ , BRAN A.

Na Figura 5.8 são apresentados os resultados obtidos sem a operação de *interleaving*, para os mesmos esquemas da figura anterior. Verifica-se uma melhoria considerável no desempenho quando comparado com o caso anterior. Como neste caso não se usa a operação de *interleaving*, a diversidade na frequência é baixa, mas em contrapartida a IAM no sistema é bastante moderada. No entanto, apesar da diversidade na frequência ser baixa, é explorada a diversidade espacial e como a IAM é reduzida, consegue-se obter um desempenho bastante interessante. De referir que, estes resultados contrastam com os apresentados no capítulo anterior para estes equalizadores, em que não era explorada a componente espacial, e por isso os resultados obtidos sem a operação de *interleaving* eram idênticos aos obtidos com o sistema OFDMA. Observa-se que o Pre-MRC com quatro antenas apresenta melhor desempenho que o obtido com o canal AWGN, para valores de  $E_t/N_0$  até 9dB. Além disso, quando se usa a componente espacial, o esquema Pre-MRC

apresenta melhor desempenho do que o Pre-EGC. Como principal conclusão, a retirar destes resultados, é o facto destes esquemas mono-utilizador apresentarem resultados interessantes em canais com correlação elevada entre sub-portadoras. Contudo, para canais descorrelacionados entre sub-portadoras o desempenho é bastante pobre, devido ao facto, de não terem capacidade para eliminar a IAM adicional, causada pela operação de *interleaving*, mesmo usando a componente espacial.

Na Figura 5.9 são apresentados os resultados para o esquema Pre-MRC com  $K = 16$ , e para os dois tipos de mapeamento. Verifica-se que mesmo para meia carga, o desempenho do Pre-MRC é bastante melhor, quando não se usa a operação de *interleaving*. Observa-se um ganho, relativamente ao caso em que essa operação é feita, de cerca de 3 e 4 dB, para duas e quatro antenas, respectivamente (para uma  $BER=1.0e-3$ ). No caso em que se usa a operação de *interleaving*, as curvas da BER são limitadas a um determinado valor. Observa-se que, para  $M=4$ , a BER é limitada para valores próximos de  $1.0e-3$ . Os resultados da figura mostram ainda que com o Pre-MRC, sem a operação de *interleaving*, obtém-se um ganho de aproximadamente de 8 e 4 dB (para uma  $BER=1.0e-2$ ), quando comparado com o MMSEC e com o AWGN, respectivamente



**Figura 5.9:** Avaliação do desempenho do esquema de pré-filtragem Pre-MRC, para  $K = 16$  e para os dois tipos de mapeamento, BRAN A.

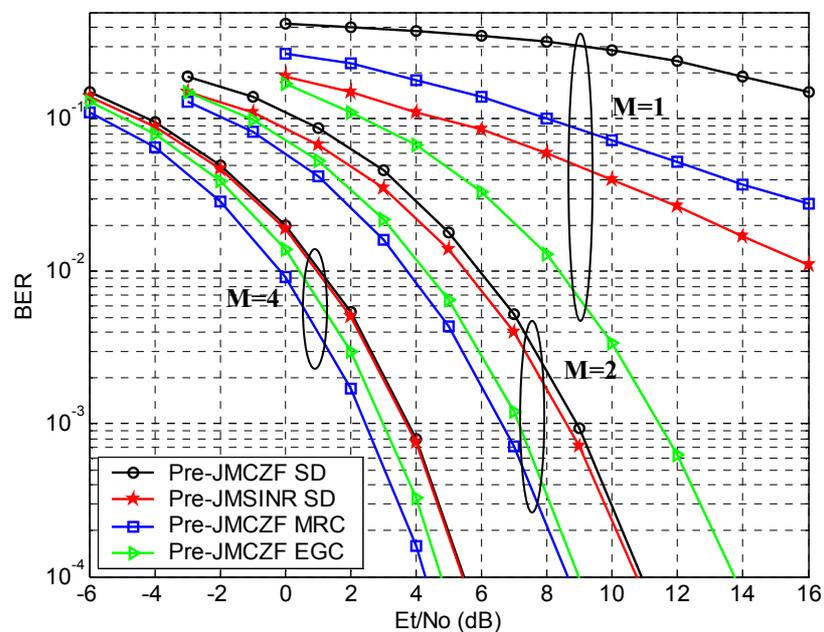
### 5.5.3 Avaliação do Desempenho dos Esquemas de Pré-filtragem Multi-Utilizador

Nesta secção, são apresentados os resultados obtidos para os esquemas de pré-filtragem multi-utilizador propostos nesta tese: Pre-JMCZF SD, onde não é necessário estimar o

canal no TM, e os esquemas Pre-JMCZF MRC e Pre-JMCZF EGC, em que o TM usa os equalizadores MRC e EGC, respectivamente. É também apresentada a curva de desempenho para o esquema Pre-JMSINR SD proposto em [160]. Da mesma forma que na secção anterior, é considerado que os canais entre antenas são descorrelacionados. As Figura 5.10, 5.12 e 5.13 apresentam os valores da BER em função do  $E_t/N_o$ , enquanto que a Figura 5.14 apresenta os valores do  $E_t/N_o$ , em função do número de utilizadores, para uma BER alvo de  $5.0e-3$ . Os resultados apresentados em todas estas figuras foram obtidos com o canal BRAN A.

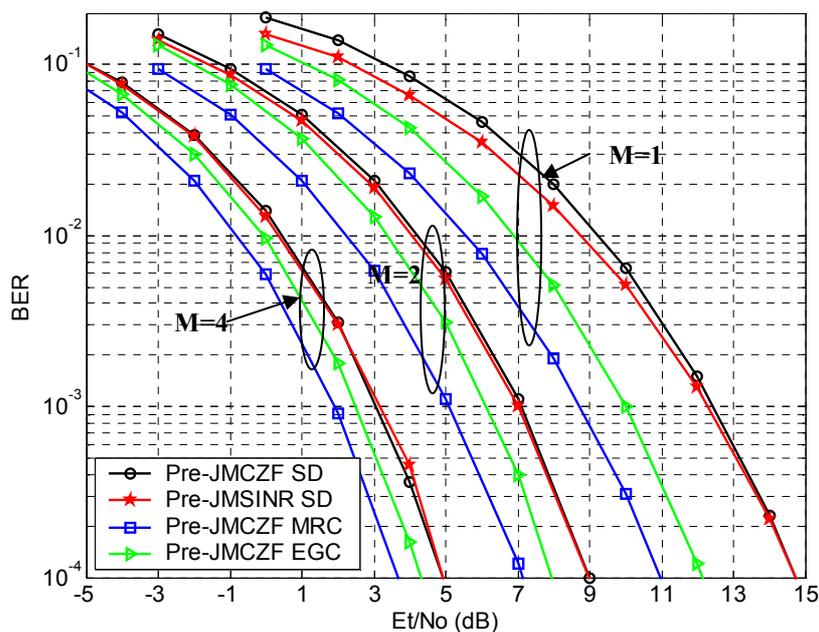
A Figura 5.10 mostra os resultados dos esquemas propostos e do Pre-JMSINR SD, para  $K=32$ , e com a operação de *interleaving*. Considerando apenas uma antena, verifica-se que o desempenho do esquema Pre-JMCZ SD é bastante pobre. Isto porque neste caso o número de graus de liberdade é igual ao número de condições, o que faz com que exista apenas uma solução (admitindo que o determinante da matriz seja diferente de zero) não sendo possível minimizar a potência transmitida. Já o esquema Pre-JMSINR SD, como não impõe uma eliminação completa da IAM, consegue neste caso, gerir a potência transmitida de forma mais eficiente, e por isso o seu desempenho é melhor que o obtido com o Pre-JMCZ SD. Contudo, é possível observar que mesmo para este esquema o desempenho é ainda muito pobre. Da mesma forma que no caso dos esquemas de pré-filtragem mono-utilizador, também para os baseados em critérios multi-utilizador, em que no TM apenas é feito a operação de *de-spreading*, o desempenho é muito pobre quando projectados apenas na frequência. No entanto, combinado o Pre-JMCZF com o detector EGC no TM, o desempenho melhora significativamente. Para este caso o filtro é real, pelo que é feita apenas uma pré-amplitude equalização na EB, e uma compensação de fase no TM. Para um agregado de 2 antenas, em que agora é explorada a diversidade na frequência e no espaço, verifica-se que o esquema Pre-JMCZF MRC é o que apresenta melhor desempenho, logo de seguida o Pre-JMCZF EGC. Estes resultados contrastam com os obtidos para o caso de uma antena, em que o esquema Pre-JMCZF EGC era o que apresentava melhores resultados. Observa-se que o desempenho do Pre-JMCZF SD e do Pre-JMSINR SD é idêntico, sendo o deste último ligeiramente melhor para valores de  $E_t/N_o$  baixos. Convém salientar, que para este caso o número de graus de liberdade é o dobro do número de condições. Para um agregado de quatro antenas, o desempenho de ambos os esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-JMSINR SD é idêntico, para qualquer valor de  $E_t/N_o$ . Neste caso, o número de graus de liberdade é suficiente para eliminar a IAM de forma eficiente, i.e., à custa de uma menor potência de transmissão (antes da normalização), o que implica uma maior SNR no TM (depois da normalização). Verifica-se ainda que, o esquema Pre-JMCZF MRC é também o que apresenta melhor desempenho. Observa-se um ganho de aproximadamente de 1dB, relativamente ao Pre-JMCZF SD, para uma BER= $1.0e-2$ . Os esquemas multi-utilizador Pre-JMCZF MRC e Pre-JMCZF EGC

combinam a pré-filtragem com a equalização no TM, o que faz com que estes esquemas consigam eliminar a IAM de uma forma mais eficiente do que o esquema Pre-JMCZF SD, sem equalização no TM. Um aspecto importante a reter destes resultados, é o facto de que quando se usa um agregado de antenas (aumentando o número de graus de liberdade) o desempenho dos esquemas de pré-filtragem Pre-JMCZF SD e Pre-JMSINR SD é semelhante. O primeiro esquema apresenta a vantagem, em relação ao segundo, de não ser necessário estimar a variância do ruído no TM, o que diminui a sua complexidade. Além disso, os resultados para o esquema Pre-JMSINR SD foram obtidos, assumindo que a variância do ruído é estimada sem erros, o que num sistema prático não acontece, pelo que neste caso ainda ter-se-ia que considerar uma penalização no desempenho devido a esse erro.



**Figura 5.10:** Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem multi-utilizador com operação de *interleaving*, para  $K = 32$ , BRAN A.

A Figura 5.11 mostra os resultados obtidos para os mesmos esquemas de pré-filtragem da figura anterior e para os mesmos parâmetros, com excepção do número de utilizadores que é reduzido para metade,  $K = 16$ . Ao reduzir o número de utilizadores, reduz-se o número de condições mantendo-se o número de graus de liberdade, como consequência o desempenho de todos os esquemas de pré-filtragem melhora. Observa-se, que o desempenho do Pre-JMCZF SD e do Pre-JMSINR SD é semelhante, mesmo para uma antena. Verifica-se ainda que o desempenho destes esquemas, que não usam equalização no TM, é mais próximo do desempenho obtido com os esquemas que usam equalização, Pre-JMCZF MRC e Pre-JMCZF EGC.



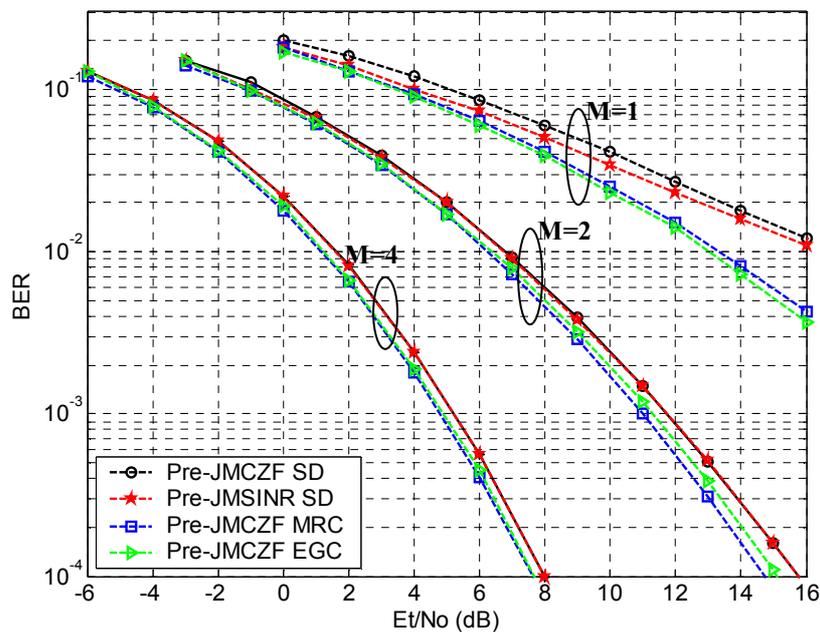
**Figura 5.11:** Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem multi-utilizador com operação de *interleaving*, para  $K = 16$ , BRAN A.

Os resultados da Figura 5.12 foram obtidos para os mesmos esquemas e parâmetros da Figura 5.10, mas sem a operação de *interleaving*. Verifica-se que neste caso, o desempenho de todos os esquemas é muito semelhante, sobretudo para um agregado de antenas com quatro elementos. Mesmo para uma antena, o desempenho dos esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-JMSINR SD é semelhante, observando-se uma pequena melhoria para os esquemas Pre-JMCZF MRC e Pre-JMCZF EGC, relativamente aos primeiros. Comparando os resultados desta figura com os obtidos na Figura 5.10, verifica-se uma melhoria no desempenho dos esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-JMSINR SD quando se usa a operação de *interleaving*, com exceção para o caso de uma antena em que se verifica o contrário. A melhoria no desempenho é sobretudo visível para valores do  $E_t/N_o$  moderadamente elevados. Para valores baixos do  $E_t/N_o$ , o desempenho é ligeiramente pior com a operação de *interleaving*.

Num sistema MISO, com *interleaving*, apesar da IAM ser elevada, a ordem de diversidade é também elevada, e o esquema Pre-JMCZF SD consegue eliminar a IAM e usar a diversidade do canal de forma mais eficiente que no caso em que não se usa o *interleaving*, sobretudo para valores de  $E_t/N_o$  moderadamente elevados. Sem esta operação, existe uma maior diferença dos canais, em termos de desvanecimento, dos vários utilizadores e por isso a gama de variação da potência de transmissão (antes da normalização) ou da SNR no TM (depois da normalização) é maior. Para valores baixos do  $E_t/N_o$ , a BER média é comandada pelos utilizadores com maior SNRs, e como estes têm SNRs maiores que as obtidas quando se usa *interleaving*, o desempenho global é melhor sem essa operação. No

entanto, para valores do  $E_t/N_0$  mais elevados a BER média passa a ser comandada pelos utilizadores com menores valores de SNRs, e como estes apresentam SNRs menores que as SNRs obtidas quando se usa *interleaving*, o desempenho global é melhor com esta operação.

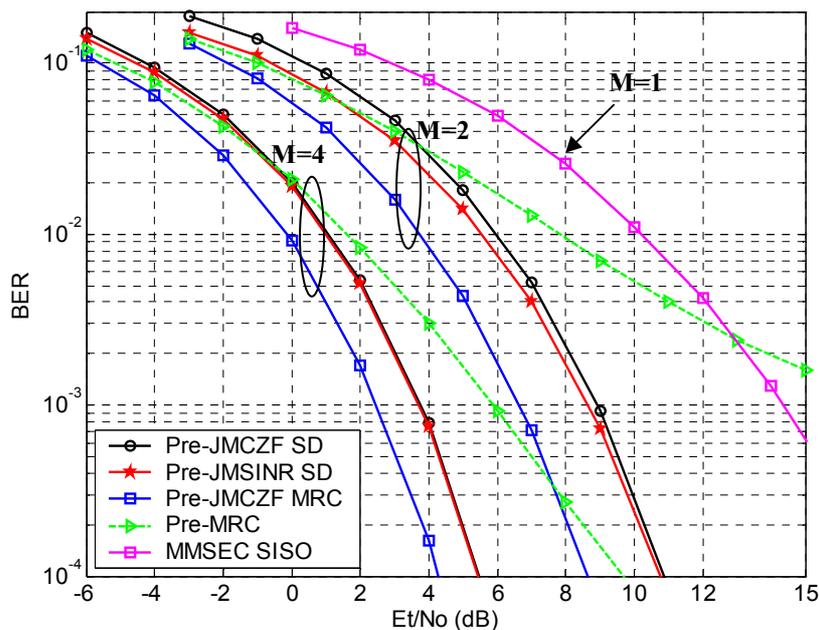
Comparando os esquemas Pre-JMCZF MRC e Pre-JMCZF EGC, verifica-se que o desempenho é melhor com a operação de *interleaving*, mesmo para valores baixos de  $E_t/N_0$ . Estes esquemas conseguem eliminar a IAM de forma mais eficiente no caso em que é feita a operação de *interleaving*, para qualquer gama de valores do  $E_t/N_0$ .



**Figura 5.12:** Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem multi-utilizador sem operação de *interleaving*, para  $K = 32$ , BRAN A.

A Figura 5.13 compara o desempenho dos esquemas Pre-JMCZF SD, Pre-JMSINR SD, Pre-JMCZF MRC, MMSEC SISO e Pre-MRC, em função do  $E_t/N_0$ . Para este último esquema de pré-filtragem mono-utilizador, os resultados foram obtidos sem *interleaving*, uma vez que como se viu este apresenta melhor desempenho sem esta operação. Todas as outras curvas foram obtidas com *interleaving*. O objectivo desta figura é comparar os esquemas multi-utilizador discutidos em cima com o filtro Pre-MRC, e ainda com o sistema MC-CDMA convencional. Para duas antenas, os esquemas multi-utilizador apresentam claramente melhor desempenho que o Pre-MRC, sobretudo para valores de  $E_t/N_0$  a partir de 5dB. Considerando quatro antenas, o desempenho do Pre-MRC é ligeiramente melhor que o obtido para aos esquemas multi-utilizador, Pre-JMCZF e SD, Pre-JMSINR SD, para valores de  $E_t/N_0$  até -1dB. A partir desse valor, o desempenho do

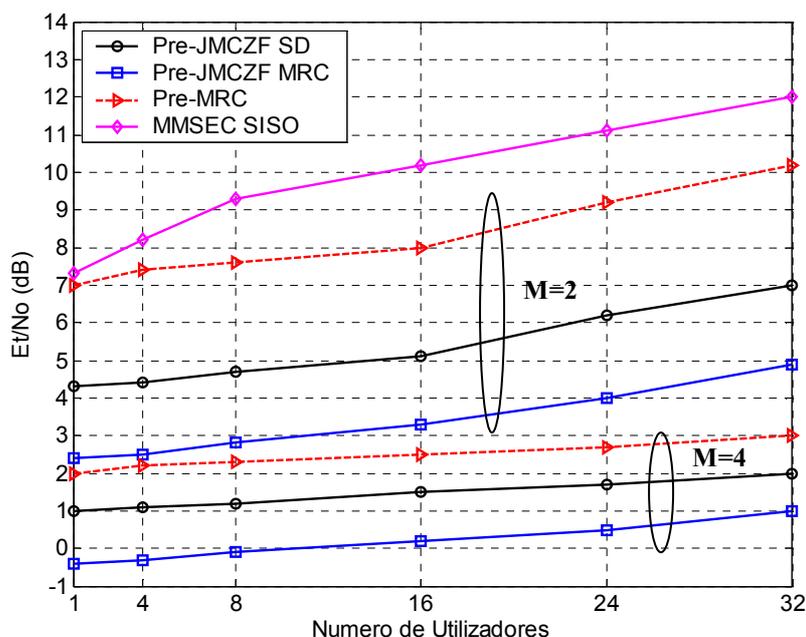
Pre-MRC começa a divergir, aproximando-se do desempenho obtido para os esquemas multi-utilizador com duas antenas. Outro aspecto importante, que se pode observar a partir desta figura, é a melhoria significativa no desempenho dos esquemas de pré-filtragem, mesmo os de mono-utilizador, comparativamente ao equalizador MMSEC SISO. Por exemplo, observa-se um ganho de aproximadamente de 10dB do Pre-JMCZF MRC, com um agregado de 4 antenas, relativamente ao MMSEC SISO (BER=1.0e-2).



**Figura 5.13:** Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem mono e multi-utilizador com operação de *interleaving*, excepto para o Pre-MRC, BRAN A.

A Figura 5.14 mostra os resultados obtidos para os mesmos esquemas de pré-filtragem da figura anterior, mas agora é apresentado o Et/No em função do número de utilizadores activos. O objectivo é mostrar qual o Et/No necessário, que cada esquema precisa, para atingir uma BER alvo de 5.0e-3. Tal como no caso anterior, apenas a curva referente ao esquema Pre-MRC foi obtida sem a operação de *interleaving*. Nesta figura, não são apresentadas as curvas para o esquema Pre-JMSINR SD por uma questão de legibilidade da mesma, uma vez que o desempenho é aproximadamente o mesmo que o obtido para o Pre-JMCZF SD, e por isso as curvas dos dois esquemas ficam sobrepostas. Pelos resultados obtidos, é fácil verificar que para duas ou quatro antenas o Pre-JMCZF MRC é o que exige um valor de Et/No mais baixo para atingir uma BER=5.0e-3, independentemente do número de utilizadores. Estes resultados já tinham sido observados para o caso de 16 e 32 utilizadores. Para quatro antenas, obtém-se um ganho de aproximadamente 1 e 2 dB, quando comparado com o Pre-JMCZF SD e Pre-MRC, respectivamente. Para duas antenas, o ganho é aproximadamente de 2 e 5 dB, respectivamente. Ainda para este caso, verifica-se

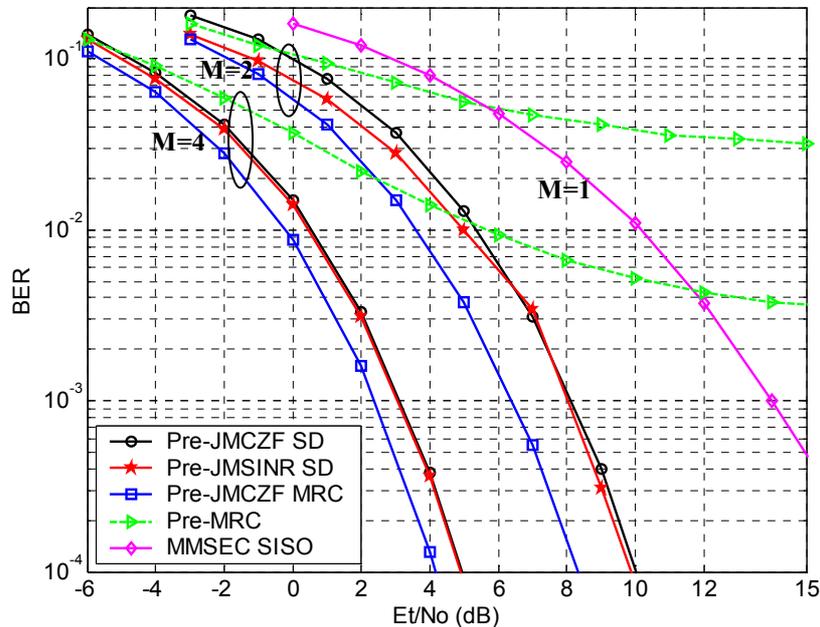
que o desempenho do Pre-MRC é bastante modesto, ficando próximo do obtido para o sistema SISO MC-CDMA com o MMSEC, sobretudo para um número de utilizadores reduzido. No entanto, para quatro antenas, beneficia de uma elevada ordem de diversidade espacial e o seu desempenho aproxima-se do obtido com o Pre-JMCZF SD. Observa-se, uma penalidade em relação a este de cerca de 1 dB.



**Figura 5.14:**  $E_t/N_0$  em função do número de utilizadores, que os vários esquemas de pré-filtragem exigem para atingir uma BER alvo de  $5.0E-3$ , BRAN A.

A Figura 5.15 mostra o desempenho, dos mesmos esquemas apresentados na Figura 5.13, para o canal BRAN E. Observando os resultados desta figura, verifica-se que o desempenho obtido para os esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-JMSINR SD e Pre-JMCZF MRC é semelhante ao obtido com o canal BRAN A, para duas e quatro antenas. O que era de esperar, uma vez que os resultados para estes esquemas foram obtidos com a operação de *interleaving*, e como se viu no capítulo 4, os dois canais com esta operação apresentam basicamente a mesma ordem de diversidade. No entanto, a maior diferença de desempenho obteve-se para o esquema de pré-filtragem mono-utilizador Pre-MRC. Verifica-se que para este canal o desempenho é muito pior que o obtido com o canal BRAN A. Isto acontece porque, o canal BRAN E, sem a operação de *interleaving*, e como também se viu no capítulo 4, é mais selectivo na frequência que o BRAN A, o que faz com que o termo da IAM aumente devido à perda de ortogonalidade dos códigos. O que leva a uma degradação considerável do desempenho deste esquema, quando comparado com o desempenho obtido com o canal BRAN A. Estes resultados mostram que o esquema Pre-MRC, apresenta um

desempenho interessante em canais pouco selectivos, mas degrada-se bastante em canais selectivos na frequência.

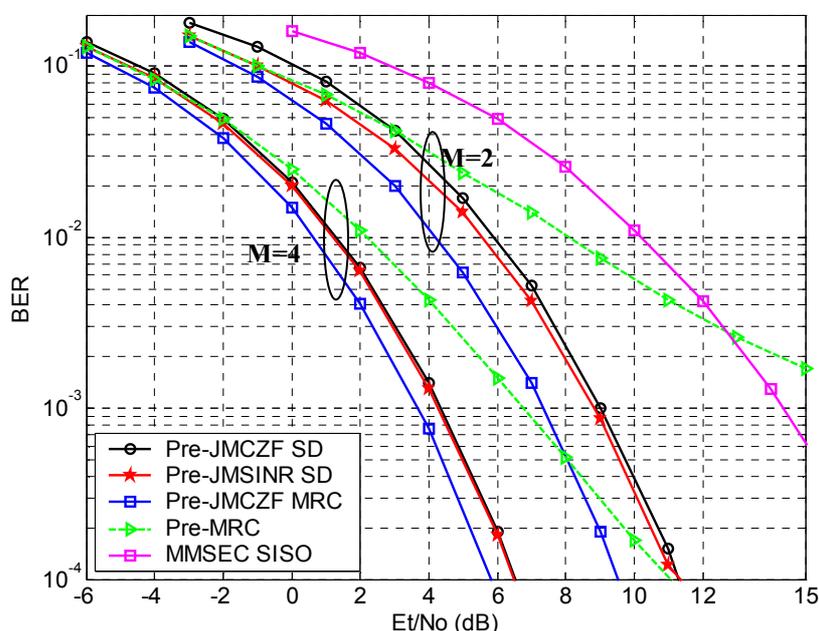


**Figura 5.15:** Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem mono e multi-utilizador com operação de *interleaving*, excepto para o Pre-MRC, canal BRAN E.

#### 5.5.4 Avaliação do Desempenho para Canais Correlacionados

Nesta secção, são apresentados os resultados obtidos com os esquemas de pré-filtragem anteriores, mas agora em cenários onde o desvanecimento entre antenas não é decorrelacionado. Todos os resultados desta secção, foram obtidos com o canal BRAN A. O grau de correlação depende do espalhamento angular (maior espalhamento menor correlação) e do ângulo médio de incidência (ver secção 2.6). Como já referido, a pré-filtragem tem especial interesse em cenários de baixa velocidade, tais como interiores ou pico-células. Ora nestes cenários, como se viu no capítulo 2, o espalhamento angular é elevado, podendo chegar aos  $360^{\circ}$ . Num sistema celular, as células são geralmente divididas em três sectores. Neste sentido, o espalhamento angular com maior interesse do ponto de vista prático é o de  $120^{\circ}$ . No entanto, são também apresentados resultados com espalhamentos angulares de  $60^{\circ}$  e  $30^{\circ}$ , de forma a se ter uma ideia do seu desempenho em cenários com espalhamentos angulares inferiores, como acontece por exemplo nas micro/macro-células.

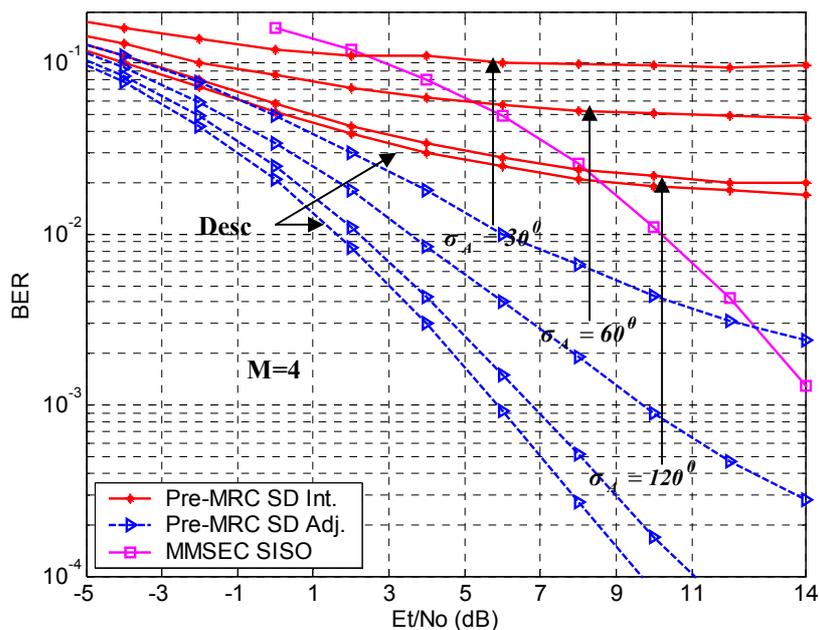
A Figura 5.16 mostra os resultados obtidos para os mesmos esquemas apresentados na Figura 5.13, mas agora considerando um espalhamento angular de  $120^\circ$ . Como se pode ver, os resultados são muito semelhantes aos obtidos na Figura 5.13. O que era de esperar, uma vez que com este espalhamento angular e com um espaçamento entre elementos da antena de  $0.5\lambda$ , a correlação do desvanecimento entre antenas é quase nula, como se pode ver pela Figura 2.8 do capítulo 2. Observa-se, uma penalidade no desempenho, dos vários esquemas, inferior a 1dB, para BERs na zona dos  $1.0e-3$ . No entanto, a diferença de desempenho entre os vários esquemas é sensivelmente a mesma que a observada para o caso da Figura 5.13.



**Figura 5.16:** Comparação do desempenho dos vários esquemas de pré-filtragem para um espalhamento angular de  $120^\circ$ .

A Figura 5.17 mostra os resultados obtidos com o esquema mono-utilizador Pre-MRC, para quatro antenas, e para vários valores do espalhamento angular:  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  e  $120^\circ$ . É também apresentada a curva obtida para o caso em que não existe correlação entre os canais das antenas. São mostrados resultados para os dois tipos de mapeamento dos *chips*. Pelos resultados da figura, observa-se que para um espalhamento angular de  $120^\circ$  a penalidade no desempenho é moderada quando comparada com o caso em que não existe correlação. No entanto, à medida que o espalhamento angular diminui, a degradação aumenta consideravelmente. Sem a operação de *interleaving*, observa-se uma degradação no desempenho de cerca de 0.5, 2.2 e 6.2 dB para um espalhamento angular de  $120^\circ$ ,  $60^\circ$  e  $30^\circ$  (para uma BER= $5.0e-3$ ), respectivamente. Com a diminuição do espalhamento angular

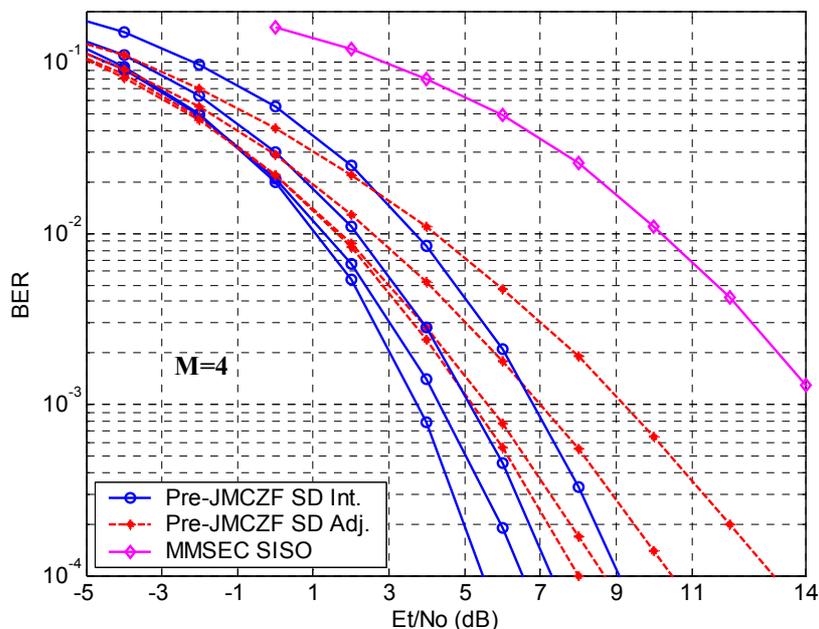
a correlação entre os canais dos vários elementos da antena aumenta, diminuindo consideravelmente a diversidade espacial e que aliado ao facto de neste caso a diversidade na frequência ser também muito reduzida, leva a uma degradação considerável do desempenho. Com *interleaving*, a diversidade na frequência aumenta, mas faz com a IAM também aumente, e como este esquema não tem capacidade para a remover, a degradação é ainda maior.



**Figura 5.17:** Avaliação do desempenho do Pre-MRC, para vários valores do espalhamento angular  $\sigma_A$  e para o caso em os canais são descorrelacionados,  $M=4$ .

A Figura 5.18 apresenta os resultados para o esquema multi-utilizador Pre-JMCZF SD, para as mesmas condições da figura anterior. Os valores do espalhamento angular não estão representados na figura por uma questão de legibilidade, já que as curvas estão muito próximas. No entanto, são de fácil identificação, uma vez que o desempenho diminui à medida que o espalhamento angular aumenta. Pela figura, observa-se que a degradação do desempenho, é muito mais moderada que no caso anterior. Sobretudo, para o cenário em que se usa a operação de *interleaving*. Apesar da diversidade espacial diminuir com a diminuição do espalhamento angular, este esquema é capaz de remover a IAM de forma mais eficiente, e deste modo beneficiar da diversidade na frequência que a operação de *interleaving* oferece. Observa-se uma penalidade no desempenho de cerca 0,2, 1,0 e 2,5 dB para um espalhamento angular de  $120^\circ$ ,  $60^\circ$  e  $30^\circ$  (para uma  $BER=5.0e-3$ ), respectivamente. Sem a operação de *interleaving*, a penalidade é maior porque a diversidade na frequência é reduzida. Não foram apresentados resultados para os outros

esquemas multi-utilizador: Pre-JMCZF MRC e Pre-JMSINR SD, de forma não sub-carregar o capítulo com demasiadas figuras. E também porque, o comportamento do desempenho com a variação do espalhamento angular é idêntico ao observado para o esquema Pre-JMCZF SD.



**Figura 5.18:** Avaliação do desempenho do Pre-JMCZF SD, para vários valores do espalhamento angular e para o caso em os canais são descorrelacionados,  $M=4$ .

## 5.6 Conclusões

Nesta secção, são enunciadas as principais conclusões dos esquemas de pré-filtragem apresentadas neste capítulo. Estas conclusões são baseadas nos resultados obtidos e na complexidade de cada esquema.

### Desempenho

- Em canais selectivos, o sistema beneficia de uma elevada ordem de diversidade na frequência, como mostram os resultados da secção 5.5.1. Contudo, num sistema multi-utilizador a IAM é elevada e por isso a pré-filtragem mono-utilizador, Pre-EGC e Pre-MRC, apresenta resultados muito pobres. No entanto, em canais pouco selectivos, a IAM no sistema é moderada e por conseguinte os esquemas mono-utilizador, apresentam resultados muito interessantes. Sobretudo, para canais descorrelacionados entre antenas, onde a ordem de diversidade espacial é maior.

- Os esquemas de pré-filtragem multi-utilizador propostos apresentam excelentes resultados em canais descorrelacionados entre sub-portadoras. Isto porque, exploram a diversidade nas duas dimensões, permitindo de forma eficiente, eliminar a IAM do sistema. Verificou-se que, os esquemas Pre-JMCZF SD e o Pre-JMSINR SD apresentam um desempenho muito semelhante. Sobretudo, para o caso em que o número de graus de liberdade, é maior que o dobro do número de condições.
- Combinando o Pre-JMCZF SD com um equalizador mono-utilizador no TM, EGC ou MRC, consegue-se melhorar o desempenho do sistema. Isto porque, como também se faz equalização no TM, é exigido um menor esforço, em termos de potência de transmissão (antes da normalização), para remover a IAM do sistema.
- De salientar, que para qualquer um dos cenários descritos em cima, o desempenho dos esquemas de pré-filtragem, mono ou multi-utilizador, apresentam resultados muito pobres quando projectados apenas na frequência. Logo, um esquema eficiente de pré-filtragem terá forçosamente de ser projectado a duas dimensões.
- A principal conclusão a retirar destes resultados, é o enorme ganho de desempenho obtido, com os esquemas de pré-filtragem propostos, relativamente ao sistema MC-CDMA convencional com o equalizador MMSEC.

### Complexidade

Em termos de complexidade os esquemas mono-utilizador, Pre-MRC e Pre-EGC, são claramente os menos complexos, já que não precisam de inverter nenhuma matriz. No entanto, para obter os coeficientes dos esquemas multi-utilizador propostos nesta tese, apenas é necessário inverter uma matriz de dimensão  $K \times K$ , independentemente do número de antenas, o que torna estes esquemas multi-utilizador também interessantes para aplicações em tempo real. Comparando o esquema, Pre-JMCZF SD com o Pre-JMSINR SD, o primeiro é menos complexo já que não é necessário estimar a potência do ruído em cada TM. Os esquemas que exigem maior complexidade no TM são os que combinam a pré-filtragem na EB com a equalização no TM, Pre-JMCZF MRC e Pre-JMCZF EGC. Mesmo nestes, a complexidade no TM é moderada uma vez que apenas se usa equalização mono-utilizador.

Convém referir, que os esquemas de pré-filtragem foram avaliados num cenário sem codificação de canal e foi assumido estimativas do canal perfeitas em ambos os terminais. Além disso, considerou-se que o canal no UL é o mesmo que no DL. Ora, num sistema prático existe codificação de canal, erros na estimação do canal e variações do canal entre TS consecutivos no UL e DL, devido à mobilidade do TM (em cenários exteriores). No

capítulo 7, estes esquemas serão novamente avaliados num cenário que tome em conta estas questões.

## 6 Codificação no Espaço-Tempo/Frequência para o Sistema MC-CDMA

---

---

Neste capítulo, são apresentados os esquemas de codificação por blocos projectados no espaço-tempo ou espaço-frequência para o sistema MC-CDMA no DL. Inicialmente é feita uma introdução sobre os esquemas de codificação no espaço-tempo. De seguida, são apresentados com algum detalhe duas grandes famílias de códigos: codificação por blocos no espaço-tempo e a codificação no espaço-tempo de *trellis*. Na secção 6.4, é apresentado em detalhe a implementação dos primeiros códigos no sistema MC-CDMA convencional, apresentado no capítulo 4. São discutidos dois esquemas alternativos em que num a codificação é feita no espaço-tempo e no outro no espaço-frequência. Na secção 6.5, é proposto um esquema que combina a pré-filtragem multi-utilizador com a codificação por blocos, para o sistema MC-CDMA. Para este caso, são também discutidos os dois esquemas alternativos em que a codificação é feita no espaço-tempo ou frequência. Na secção 6.6, é feita uma avaliação do desempenho dos vários esquemas discutidos ao longo do capítulo. Por fim, são enumeradas as principais conclusões, relativamente ao desempenho e complexidade, dos esquemas avaliados.

## 6.1 Introdução

De uma forma geral, a codificação no espaço-tempo consiste em introduzir redundância num fluxo de símbolos de dados original, de forma que a informação codificada, seja transmitida em diferentes antenas e em tempos de símbolo consecutivos. Essa redundância é usada para explorar o desvanecimento do canal e por conseguinte minimizar os erros de transmissão no receptor. Neste tipo de esquemas, o transmissor está equipado com múltiplas antenas, podendo o receptor ter uma ou várias antenas. Existem vários esquemas de codificação no espaço-tempo: Codificação por Blocos no Espaço-Tempo (CBET) [44][45][165], que permitem alcançar a máxima ordem de diversidade espacial usando apenas um simples esquema conjunto de descodificação e equalização linear; Codificação de *Trellis* no Espaço-Tempo (CTET) [166][167], onde as operações de codificação de canal, modulação e esquemas de transmissão e recepção de diversidade são feitas conjuntamente, obtendo-se um maior ganho mas à custa de uma maior complexidade; Codificação Turbo de *Trellis* no Espaço-Tempo (CTTET) [168][169], que de uma forma geral usam técnicas iterativas de descodificação à semelhança da codificação de canal turbo, obtendo-se ganhos elevados mas também com elevada complexidade; e Codificação por Camadas no Espaço-Tempo (CCET) [111], cujo objectivo principal não é combater o desvanecimento do canal como nos códigos anteriores, mas antes melhorar o ganho de multiplexagem, através da transmissão  $M$  fluxos de dados independentes, i.e., um por cada antena de transmissão. Uma diferença fundamental entre estes esquemas de codificação no espaço-tempo relativamente às técnicas de pré-filtragem apresentadas no capítulo 5, é que não necessitam de conhecer a resposta do canal no transmissor.

Dada a baixa complexidade dos códigos CBET, a sua implementação em sistemas práticos é bastante atractiva, pelo que têm sido largamente analisados nos mais variados sistemas de comunicações móveis [170][171][172][173][174]. Os códigos de Alamouti fazem mesmo parte das especificações do UMTS-WCDMA [175]. Recentemente, no âmbito do projecto Europeu MATRICE, foram publicados alguns artigos [176][177][178], onde é feita a combinação dos códigos CBET com o sistema MC-CDMA. A codificação por blocos no espaço-tempo exige que os coeficientes do canal se mantenham constantes durante a duração de alguns símbolos de dados, que no caso do esquema de Alamouti são dois. Esta condição pode ser complicada de satisfazer nos sistemas OFDM, onde como é sabido, a duração do símbolo OFDM é  $N_c$  vezes maior que a duração de símbolo de dados. Como alternativa a codificação pode ser feita ao nível das sub-portadoras, i.e., o que é codificado são sub-portadoras adjacentes e não símbolos de dados, sendo geralmente designada por Codificação por Blocos no Espaço-Frequência CBEF [179]. Neste caso, é apenas necessário a recepção de um símbolo OFDM para detectar os símbolos de dados, reduzindo o atraso no processo de detecção.

A combinação de esquemas de pré-equalização mono-utilizador com a codificação de Alamouti, para o sistema MC-CDMA no UL, foi proposto em [180]. Este esquema apresenta uma melhoria no desempenho, relativamente aos esquemas de pré-equalização mono-utilizador para o UL, discutidos no capítulo 4.

Neste capítulo, é proposto um esquema que combina a pré-filtragem multi-utilizador com o sistema CBET/F MC-CDMA para o DL. Este esquema é apenas projectado na frequência, contrariamente aos esquemas de pré-filtragem discutidos no capítulo 5. A dimensão espacial é usada pela codificação no espaço-tempo/frequência. Para calcular o filtro, este esquema, exige apenas o conhecimento da resposta parcial do canal na EB. Assim, é também interessante para ser implementado em sistemas baseados no modo FDD, uma vez que exige um canal de *feedback*, com uma taxa de transmissão relativamente baixa. Convém referir que, os esquemas de pré-filtragem discutidos no capítulo anterior exigem o conhecimento da resposta completa do canal, pelo que seria necessário um canal de *feedback* com uma taxa de transmissão bastante maior do que a necessária para o esquema proposto neste capítulo.

## 6.2 Codificação por Blocos no Espaço-Tempo

Nesta secção, são apresentados os fundamentos básicos da codificação por blocos no espaço-tempo. Inicialmente, são discutidos os códigos de Alamouti para duas antenas na transmissão e uma na recepção [44]. De seguida, são apresentados os códigos de Tarokh para quatro antenas na transmissão e uma na recepção [45][165]. A extensão destes códigos para um sistema com várias antenas no receptor é relativamente simples e pode ser encontrado nas respectivas referências.

### 6.2.1 Codificação de Alamouti

#### 6.2.1.1 Transmissor

A Figura 6.1 mostra o diagrama de blocos simplificado de um transmissor com codificação de Alamouti. Como se pode ver, cada bloco de dois símbolos de dados,  $d_1$  e  $d_2$ , é codificado em duas antenas e em dois instantes diferentes de acordo com a seguinte matriz,

$$\mathbf{D}_1^2 = \begin{bmatrix} d_1 & -d_2^* \\ d_2 & d_1^* \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Em que o índice superior de  $\mathbf{D}$  corresponde ao número de antenas na transmissão e o inferior à taxa de codificação do código, que será definida mais à frente. As colunas da

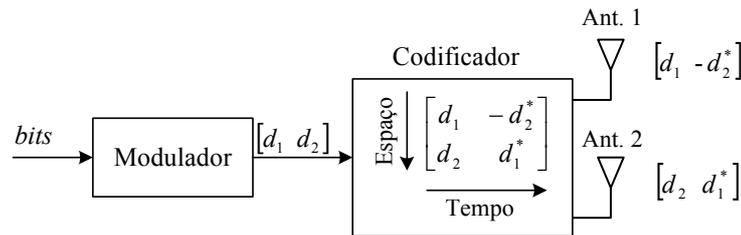
matriz correspondem aos dois instantes de transmissão e as linhas aos símbolos de dados codificados em cada antena. Assim, durante o primeiro período de símbolo, as antenas 1 e 2 transmitem os símbolos de dados  $d_1$  e  $d_2$ , respectivamente. Durante o segundo período, as antenas 1 e 2 transmitem os símbolos de dados  $-d_2^*$  e  $d_1^*$ , respectivamente. Um aspecto da maior importância do esquema de Alamouti é o facto das sequências de símbolos de dados codificados, transmitidas por cada antena serem ortogonais. Considerando-se os seguintes dois vectores,

$$\mathbf{x}_1 = [d_1 \quad -d_2^*] \text{ e } \mathbf{x}_2 = [d_2 \quad d_1^*] \quad (6.2)$$

que correspondem às sequências transmitidas por cada antena, é fácil verificar que o produto interno dado por (6.3) é nulo.

$$\mathbf{x}_1 * \mathbf{x}_2^T = d_1 d_2^* - d_2^* d_1 = 0 \quad (6.3)$$

É precisamente este princípio que permite que a resposta impulsiva dos canais, entre as duas antenas da EB e a antena do TM, possam ser estimadas no receptor.



**Figura 6.1:** Diagrama de blocos simplificado do transmissor de Alamouti.

### 6.2.1.2 Receptor

A Figura 6.2 mostra, de uma forma simplificada, o diagrama de blocos do receptor de Alamouti. O sinal recebido no instante  $t$  e  $t + T_s$  é dado por,

$$\begin{aligned} y(t) &= h_1(t)d_1 + h_2(t)d_2 + n(t) \\ y(t + T_s) &= -h_1(t + T_s)d_2^* + h_2(t + T_s)d_1^* + n(t + T_s) \end{aligned} \quad (6.4)$$

Assumindo que o desvanecimento do canal é constante durante a duração de dois símbolos consecutivos, i.e.,  $h_1(t) = h_1(t + T_s) = h_1$  e  $h_2(t) = h_2(t + T_s) = h_2$ , as equações de cima podem então ser reescritas da seguinte forma,

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 d_1 + h_2 d_2 + n_1 \\ y_2 &= -h_1 d_2^* + h_2 d_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (6.5)$$

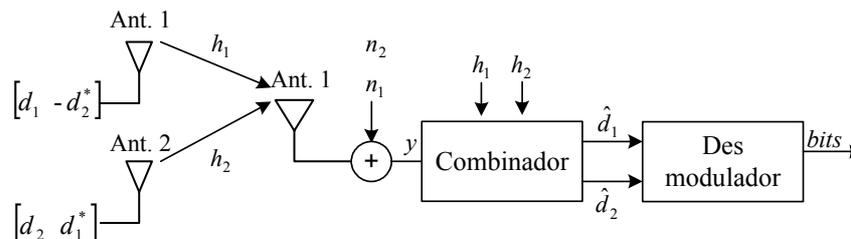
onde  $y_1$  e  $n_1$  representam o sinal recebido e o ruído no instante  $t$ ,  $y_2$  e  $n_2$  o sinal recebido e o ruído no instante  $t + T_s$ . As estimativas dos símbolos de dados à saída do bloco de combinação de Alamouti são dadas por,

$$\begin{aligned} \hat{d}_1 &= h_1^* y_1 + h_2 y_2^* \\ \hat{d}_2 &= h_2^* y_1 - h_1 y_2^* \end{aligned} \quad (6.6)$$

Substituindo (6.5) em (6.6), e após algumas manipulações matemáticas, obtém-se,

$$\begin{aligned} \hat{d}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) d_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \hat{d}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) d_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1 \end{aligned} \quad (6.7)$$

Comparando estas equações com a equação dada por (4.56), que corresponde à estimativa dos símbolos de dados, para um sistema com uma antena na transmissão e duas na recepção, em que o MRC é usado como técnica de combinação dos sinais nas duas antenas (1x2 MRC), verifica-se que são equivalentes. Existe apenas uma diferença de fase das componentes do ruído, mas que não afecta a SNR. Assim, conclui-se que a ordem de diversidade que se pode obter com o esquema de Alamouti, é a mesma que a obtida para um sistema com uma antena na transmissão e duas na recepção, em que os sinais são combinados com o MRC. No entanto, há uma importante diferença entre estes dois esquemas em termos de desempenho. Apesar do esquema de Alamouti ter a mesma ordem de diversidade do esquema 1x2 MRC, apresenta um desempenho 3dB inferior. Isto porque, considerando que a potência transmitida nos dois esquemas é normalizada a 1, a potência transmitida por antena é metade da transmitida no esquema 1x2 MRC, o que faz com que a SNR no esquema de Alamouti seja 3dB inferior ao esquema 1x2 MRC. De uma forma geral, o esquema de Alamouti com 2 antenas na transmissão e  $N$  na recepção, apresenta a mesma ordem de diversidade que o esquema 1x2 $N$  MRC, com uma antena na transmissão e 2 $N$  na recepção [181].



**Figura 6.2:** Diagrama de blocos simplificado do receptor de Alamouti

### 6.2.2 Codificação de Tarokh

Como referido em cima, o ponto fundamental do esquema de Alamouti é a ortogonalidade entre as sequências de símbolos codificados transmitidas por cada antena. O esquema de Alamouti foi estendido para um número arbitrário de antenas na transmissão através da aplicação do princípio da ortogonalidade [45]. Estes códigos, conhecidos por códigos de Tarokh, conseguem atingir uma ordem de diversidade igual ao número de antenas na transmissão, e da mesma forma que o esquema de Alamouti, permitem o uso de detectores de baixa complexidade, baseados num processamento linear dos sinais recebidos [45].

O transmissor para estes códigos é idêntico ao do esquema de Alamouti da Figura 6.1. A diferença está no número de antenas de transmissão e por consequência na matriz de codificação. De uma forma geral, a dimensão dessa matriz depende do número de antenas na transmissão,  $M$ , e do número de períodos necessários para transmitir o bloco de símbolos de dados codificados,  $N_p$ . Neste esquema, é codificado um bloco de  $N_s$  símbolos de dados originais, em  $M$  sequências de símbolos codificados de comprimento  $N_p$ , o que faz com a matriz  $\mathbf{D}$ , de codificação, tenha a dimensão  $M \times N_p$ . Assim, estas sequências são transmitidas em paralelo através das  $M$  antenas de transmissão ao longo de  $N_p$  períodos. Como facilmente se percebe e contrariamente ao esquema de Alamouti, estes podem ter uma taxa de codificação do código inferior a um. Esta taxa,  $R_{st}$ , é definida como a razão entre o número de símbolos à entrada do codificador e o número de símbolos codificados, transmitidos por cada antena [67],

$$R_{st} = \frac{N_s}{N_p} \quad (6.8)$$

A eficiência espectral  $\xi_{st}$  do código é dada por,

$$\xi_{st} = \frac{N_s m_b}{N_p} \quad \text{bps / Hz} \quad (6.9)$$

onde  $m_b$  representa o número de bits por cada símbolo de dados. A matriz de codificação é construída a partir da teoria da ortogonalidade de forma a que [45],

$$\mathbf{D}\mathbf{D}^H = \zeta \left( |d_1|^2 + |d_2|^2 + \dots + |d_{N_s}|^2 \right) \mathbf{I}_M \quad (6.10)$$

em que  $\zeta$  é uma constante e  $\mathbf{I}_M$  a matriz identidade de dimensão  $M \times M$ . A matriz  $\mathbf{D}$  é construída de forma a que as suas linhas sejam ortogonais entre si, i.e., o produto interno entre duas quaisquer linhas é nulo. Se a condição (6.10) é satisfeita, então é possível obter

uma ordem de diversidade igual ao número de antenas na transmissão. A taxa de codificação do código depende da forma como a matriz é construída. Para o esquema de Alamouti,  $R_{st} = 1$ , não havendo por isso expansão da largura de banda. Para códigos com  $R_{st} < 1$ , implica uma expansão na largura de banda de um factor  $1/R_{st}$ . Códigos com taxas de codificação unitárias,  $R_{st} = 1$ , são relativamente fáceis de encontrar, para matrizes reais, i.e., para constelações reais. No entanto, para matrizes complexas o mesmo já não se verifica, com excepção para o esquema de Alamouti. Nesta tese, apenas são discutidas matrizes de codificação complexas, uma vez que os símbolos de dados transmitidos são complexos. Matrizes reais de codificação para 2, 4 e 8 antenas podem ser encontradas em [67].

O esquema de Alamouti é o único, para matrizes complexas, em que a taxa de codificação é unitária, para todos os outros códigos com matrizes complexas a taxa de codificação é inferior a 1. Nesta secção, são apresentadas matrizes de codificação para quatro antenas de transmissão e para dois valores de taxa de codificação:  $R_{st} = 1/2$  e  $R_{st} = 3/4$ , uma vez que, foram estas as implementadas na cadeia de simulação. No anexo C.1, são apresentadas matrizes de codificação para três antenas e para as mesmas taxas de codificação.

A matriz de codificação para  $M = 4$  e  $R_{st} = 1/2$  é dada por [67],

$$\mathbf{D}_{1/2}^4 = \begin{bmatrix} d_1 & -d_2 & -d_3 & -d_4 & d_1^* & -d_2^* & -d_3^* & -d_4^* \\ d_2 & d_1 & d_4 & -d_3 & d_2^* & d_1^* & d_4^* & -d_3^* \\ d_3 & -d_4 & d_1 & d_2 & d_3^* & -d_4^* & d_1^* & d_2^* \\ d_4 & d_3 & -d_2 & d_1 & d_4^* & d_3^* & -d_2^* & d_1^* \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

É fácil verificar que o produto interno entre quaisquer duas linhas desta matriz é nulo, conseguindo-se uma ordem de diversidade igual quatro. De salientar que, cada quatro símbolos de dados é codificado em oito símbolos, transmitidos em oito períodos diferentes, em cada antena, logo  $R_{st} = 4/8 = 1/2$ .

A matriz de codificação para  $M = 4$  e  $R_{st} = 3/4$  é dada por [67],

$$\mathbf{D}_{3/4}^4 = \begin{bmatrix} d_1 & -d_2 & \frac{d_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{d_3^*}{\sqrt{2}} \\ d_2 & d_1 & \frac{d_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{d_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{d_3}{\sqrt{2}} & \frac{d_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-d_1 - d_1^* + d_2 - d_2^*)}{2} & \frac{(d_2 + d_2^* + d_1 - d_1^*)}{2} \\ \frac{d_3}{\sqrt{2}} & -\frac{d_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-d_2 - d_2^* + d_1 - d_1^*)}{2} & -\frac{(d_1 + d_1^* + d_2 - d_2^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Como se pode ver por esta matriz, taxas superiores a 0.5 conduz a um processamento linear mais complexo. Neste caso, cada três símbolos de dados são codificados em quatro símbolos, transmitidos em quatro períodos diferentes em cada antena, logo  $R_{st} = 3/4$ .

O processo de descodificação no receptor para estes códigos é idêntico ao usado no esquema de Alamouti. Nesta secção, é apresentado o processo de descodificação para o esquema com  $M = 4$  e  $R_{st} = 1/2$ .

Assumindo que os coeficientes do canal  $h_m(t)$ ,  $m=1,\dots,M$  são constantes durante os  $N_p$  períodos de transmissão, i.e.,

$$h_m(t) = h_m(t + nT_s) = h_m \quad n=1,\dots,N_p \quad (6.13)$$

Os sinais recebidos nos oito instantes são dados por,

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 d_1 + h_2 d_2 + h_3 d_3 + h_4 d_4 + n_1 \\ y_2 &= -h_1 d_2 + h_2 d_1 - h_3 d_4 + h_4 d_3 + n_2 \\ y_3 &= -h_1 d_3 + h_2 d_4 + h_3 d_1 - h_4 d_2 + n_3 \\ y_4 &= -h_1 d_4 - h_2 d_3 + h_3 d_2 + h_4 d_1 + n_4 \\ y_5 &= h_1 d_1^* + h_2 d_2^* + h_3 d_3^* + h_4 d_4^* + n_5 \\ y_6 &= -h_1 d_2^* + h_2 d_1^* - h_3 d_4^* + h_4 d_3^* + n_6 \\ y_7 &= -h_1 d_3^* + h_2 d_4^* + h_3 d_1^* - h_4 d_2^* + n_7 \\ y_8 &= -h_1 d_4^* - h_2 d_3^* + h_3 d_2^* + h_4 d_1^* + n_8 \end{aligned} \quad (6.14)$$

As estimativas dos símbolos de dados são obtidas, usando a seguinte combinação dos diferentes sinais recebidos multiplicados pelos canais das diferentes antenas,

$$\begin{aligned} \hat{d}_1 &= y_1 h_1^* + y_2 h_2^* + y_3 h_3^* + y_4 h_4^* + y_5^* h_1 + y_6^* h_2 + y_7^* h_3 + y_8^* h_4 \\ \hat{d}_2 &= y_1 h_2^* - y_2 h_1^* - y_3 h_4^* + y_4 h_3^* + y_5^* h_2 - y_6^* h_1 - y_7^* h_4 + y_8^* h_3 \\ \hat{d}_3 &= y_1 h_3^* + y_2 h_4^* - y_3 h_1^* - y_4 h_2^* + y_5^* h_3 + y_6^* h_4 - y_7^* h_1 - y_8^* h_2 \\ \hat{d}_4 &= -y_1 h_4^* - y_2 h_3^* + y_3 h_2^* - y_4 h_1^* - y_5^* h_4 - y_6^* h_3 + y_7^* h_2 - y_8^* h_1 \end{aligned} \quad (6.15)$$

Com este esquema de combinação é possível recuperar os quatro símbolos transmitidos sem que haja qualquer interferência entre eles. Substituindo (6.14) em (6.15) obtém-se,

$$\begin{aligned}
\hat{d}_1 &= \left( 2 \sum_{m=1}^4 |h_m|^2 \right) d_1 + n_1 h_1^* + n_2 h_2^* + n_3 h_3^* + n_4 h_4^* + n_5^* h_1 + n_6^* h_2 + n_7^* h_3 + n_8^* h_4 \\
\hat{d}_2 &= \left( 2 \sum_{m=1}^4 |h_m|^2 \right) d_2 + n_1 h_2^* - n_2 h_1^* - n_3 h_4^* + n_4 h_3^* + n_5^* h_2 - n_6^* h_1 - n_7^* h_4 + n_8^* h_3 \\
\hat{d}_3 &= \left( 2 \sum_{m=1}^4 |h_m|^2 \right) d_3 + n_1 h_3^* + n_2 h_4^* - n_3 h_1^* - n_4 h_2^* + n_5^* h_3 + n_6^* h_4 - n_7^* h_1 - n_8^* h_2 \\
\hat{d}_4 &= \left( 2 \sum_{m=1}^4 |h_m|^2 \right) d_4 - n_1 h_4^* - n_2 h_3^* + n_3 h_2^* - n_4 h_1^* - n_5^* h_4 - n_6^* h_3 + n_7^* h_2 - n_8^* h_1
\end{aligned} \tag{6.16}$$

Para o caso em que  $R_{st} = 3/4$  o processo de decodificação é apresentado no anexo C.2. Para três antenas na transmissão, o esquema de combinação para  $R_{st} = 1/2$  e  $R_{st} = 3/4$ , pode ser encontrado em [67].

### 6.2.3 Comparação entre os Esquemas de Alamouti e Tarokh

Comparando os códigos de Alamouti com os de Tarokh pode-se tirar algumas conclusões:

- Os códigos de Tarokh exigem uma complexidade ligeiramente maior que os de Alamouti, uma vez que usam um maior número de antenas. No entanto, ambos exigem um simples processamento linear no TM.
- O atraso nos códigos de Tarokh, dependendo matriz de codificação, pode ser proibitivo em sistemas comerciais. Por exemplo, o código para  $M = 4$  e  $R_{st} = 1/2$ , cuja matriz de codificação é dada em (6.11), exige 8 períodos de transmissão para transmitir quatro símbolos de dados, enquanto que os de Alamouti precisa de apenas 4, para transmitir os mesmos símbolos de dados.
- A ordem de diversidade para ambos é igual ao número de antenas, e como os de Tarokh são projectados para um maior número de antenas, apresentam uma ordem diversidade maior que os de Alamouti. No entanto, eles só podem ser comparados em termos de desempenho para a mesma eficiência espectral. Ora, para os códigos de Tarokh apresentarem a mesma eficiência espectral que os de Alamouti é necessário usar uma ordem de modulação superior. Por exemplo, usando (6.9), verifica-se que a eficiência espectral do código de Alamouti com modulação QPSK é 2 bps/Hz. Enquanto que para o código de Tarokh com  $M = 4$  e  $R_{st} = 1/2$ , para obter a mesma eficiência espectral seria necessário usar a modulação 16-QAM. Como é sabido, modulações de ordens superior conduzem a um maior número de erros. Logo, como se verá na secção de resultados, o ganho adicional de diversidade obtido com os códigos de Tarokh, é anulado pela penalidade obtida com modulações mais elevadas.

A Tabela 6.1 apresenta o ganho da antena e a ordem de diversidade que podem ser atingidas, para os sistemas MISO e para dois casos: a resposta do canal é conhecida (CC), e quando é desconhecida (CD) no transmissor.

**Tabela 6.1:** Ganho da antena e ordem de diversidade para várias configurações.

Configurações	Ganho da Antena	Ordem de Diversidade
MISO(CC)	M	M
MISO(CD)	1	M

M: número de antenas na transmissão

O sistema MISO (CC), corresponde aos esquemas de pré-filtragem apresentados no capítulo 5, onde o ganho da antena e a ordem de diversidade que se pode atingir é igual ao número de antenas na transmissão. O sistema MISO (CD) corresponde aos esquemas apresentados em cima, onde o ganho de antena é 1, e a ordem de diversidade é também igual ao número de antenas na transmissão.

Convém referir que, nos sistemas MC-CDMA, para além da diversidade espacial existe também diversidade na frequência, uma vez que os símbolos são espalhados na frequência com um código de comprimento  $L$ . Logo, se os  $L$  sub-canais são independentes a ordem de diversidade na frequência é  $L$ , e a diversidade total no espaço-frequência para o sistema MISO MC-CDMA é  $ML$ .

### 6.3 Codificação de *Trellis* no Espaço-Tempo

Como se viu na secção anterior, com a codificação por blocos no espaço-tempo é possível alcançar a máxima ordem de diversidade, com um simples processamento linear no receptor, sendo por isso interessante para aplicações práticas. No entanto, estes códigos não conseguem fornecer ganhos de codificação. De forma a consegui-lo, torna-se necessário projectar o esquema de codificação no espaço-tempo conjuntamente com a codificação de canal, modulação e esquemas de transmissão e recepção de diversidade. Estes esquemas são interessantes porque simultaneamente oferecem ganho de codificação com eficiência espectral e diversidade máxima em canais com desvanecimento. Este ganho de codificação não deve ser confundido com o ganho de codificação de canal, é obtido intrinsecamente através da estrutura dos esquemas de CTET [166].

#### 6.3.1 Codificador e Decodificador

O codificador faz o mapeamento de dados binários em símbolos modulados, em que a função de mapeamento é descrita através do diagrama de *trellis*. Considerando o caso

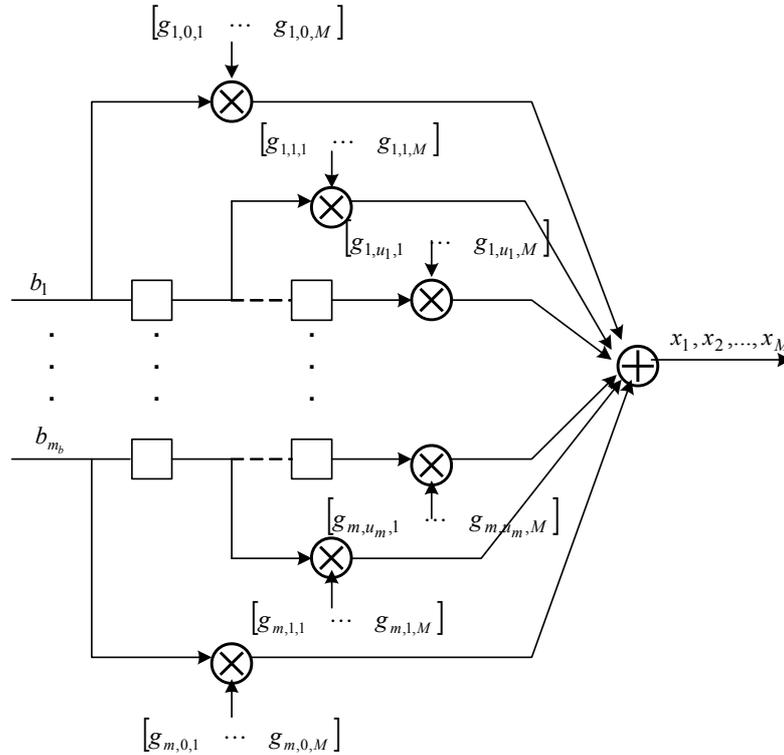
particular em que os bits são mapeados em símbolos  $M_c$ -PSK e em  $M$  antenas de transmissão, como mostrado na Figura 6.3. O fluxo de *bits* de dados é dado por,

$$\mathbf{b} = [b_0 \quad b_1 \quad b_2 \quad \dots \quad b_t \quad \dots] \quad (6.17)$$

onde  $b_t$  corresponde a  $m_b = \log_2 M_c$  bits de informação no instante  $t$ , sendo dado por  $\mathbf{b}_t = [b_{t,1} \quad b_{t,2} \quad \dots \quad b_{t,m_b}]$ . A sequência de símbolos  $M_c$ -PSK modulados à saída do codificador pode ser representada por,

$$\mathbf{x} = [x_0 \quad x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_t \quad \dots] \quad (6.18)$$

onde  $x_t$  é um vector de dimensão  $M$ , que representa os símbolos de dados transmitidos no instante  $t$ , sendo dado por  $\mathbf{x}_t = [x_{t,1} \quad x_{t,2} \quad \dots \quad x_{t,M}]$ .



**Figura 6.3:** Codificador no espaço-tempo de *trellis*.

Como se pode observar pela Figura 6.3, a sequência de entrada  $\mathbf{b}_k = [b_{k,0} \quad b_{k,1} \quad \dots \quad b_{k,t} \quad \dots]$ ,  $k=1,2,\dots,m_b$  passa através dos  $m_b$  registos de deslocamento, sendo multiplicada pelos coeficientes do código. Em cada multiplicador são efectuadas  $M$  multiplicações, uma para cada antena. Os sinais à saída de todos os multiplicadores são adicionados em módulo  $M_c$ , obtendo-se assim os símbolos

codificados para cada uma das antenas de transmissão. Os coeficientes usados nos  $m_b$  registos de deslocamento podem ser representados por,

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_1 &= \left[ (g_{1,0,1}, g_{1,0,2}, \dots, g_{1,0,M}), \dots, (g_{1,u_1,1}, g_{1,u_1,2}, \dots, g_{1,u_1,M}) \right] \\ \mathbf{g}_2 &= \left[ (g_{2,0,1}, g_{2,0,2}, \dots, g_{2,0,M}), \dots, (g_{2,u_2,1}, g_{2,u_2,2}, \dots, g_{2,u_2,M}) \right] \\ &\vdots \\ \mathbf{g}_{m_b} &= \left[ (g_{m_b,0,1}, g_{m_b,0,2}, \dots, g_{m_b,0,M}), \dots, (g_{m_b,u_{m_b},1}, g_{m_b,u_{m_b},2}, \dots, g_{m_b,u_{m_b},M}) \right] \end{aligned} \quad (6.19)$$

sendo  $g_{k,j,i}$ ,  $k=1,2,\dots,m_b$ ,  $j=1,2,\dots,u_k$ ,  $i=1,2,\dots,M$ , um elemento da constelação  $M_c$ -PSK e  $u_k$  a memória do registo de deslocamento  $k$ . O símbolo à saída do codificador no instante  $t$  e para a antena de transmissão  $i$ , é então calculado da seguinte forma,

$$x_{t,i} = \sum_{k=1}^{m_b} \sum_{j=0}^{u_k} g_{k,j,i} b_{k,t-j} \bmod M_C, \quad i=1,2,\dots,M \quad (6.20)$$

Os códigos no espaço-tempo de *trellis*, para o caso de se considerar modulação do tipo  $M_c$ -PSK, apresentam uma eficiência espectral de  $\xi_{st} = m$  bps/Hz. A memória total do codificador é dada por,

$$u = \sum_{k=1}^{m_b} u_k \quad (6.21)$$

i.e., é simplesmente a soma da memória de todos os  $m_b$  registos de deslocamento. O número total de estados é igual  $2^u$ .

Assumindo uma estimativa de canal perfeita, o descodificador para este tipo de códigos consiste em calcular as distâncias Euclidianas quadradas entre o sinal efectivamente recebido  $r$  e o sinal hipoteticamente recebido  $hx$ , dadas por,

$$\left| r_t - \sum_{i=1}^M h_{t,i} x_{t,i} \right|^2 \quad (6.22)$$

assumindo que o TM móvel está equipado com apenas uma antena. O algoritmo de Viterbi selecciona o melhor caminho, com a mais baixa distância acumulada.

### 6.3.2 Critérios para o Cálculo dos Coeficientes dos Códigos

Nesta secção, são enunciados os critérios geralmente usados para obter os coeficientes dos códigos. Contudo, para melhor se perceber esses critérios convém apresentar algumas

definições. Na análise, é assumido que cada *frame* consiste em  $N_f$  símbolos de dados codificados, transmitidos por cada antena. Define-se a seguinte matriz, no espaço-tempo dos símbolos codificados, de dimensão  $M \times N_f$ ,

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & \cdots & x_{1,N_f} \\ x_{2,1} & x_{2,2} & \cdots & x_{2,N_f} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M,1} & x_{M,2} & \cdots & x_{M,N_f} \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

em que  $x_{M,N_f}$  corresponde ao símbolo codificado, transmitido na antena  $M$  e no instante  $N_f$ . As linhas da matriz correspondem a cada uma das  $M$  antenas de transmissão e as colunas aos  $N_f$  símbolos da *frame*, correspondente a  $N_f$  instantes de transmissão. Define-se também, a seguinte matriz diferença,

$$\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \begin{bmatrix} x_{1,1} - \hat{x}_{1,1} & x_{1,2} - \hat{x}_{1,2} & \cdots & x_{1,N_f} - \hat{x}_{1,N_f} \\ x_{2,1} - \hat{x}_{2,1} & x_{2,2} - \hat{x}_{2,2} & \cdots & x_{2,N_f} - \hat{x}_{2,N_f} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M,1} - \hat{x}_{M,1} & x_{M,2} - \hat{x}_{M,2} & \cdots & x_{M,N_f} - \hat{x}_{M,N_f} \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

i.e., cada elemento é dado pela diferença entre o símbolo transmitido num determinado instante e antena, pela sua hipotética estimativa no receptor. Convém ainda definir  $\Theta(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ , de dimensão  $M \times M$ ,

$$\Theta(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \mathbf{B}^H(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \quad (6.25)$$

De uma forma geral, existem dois conjuntos de critérios que dependem do valor do produto da ordem da matriz  $\Theta(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  com o número de antenas na recepção  $r_\Theta \cdot N$ . O majorante da probabilidade  $P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ , i.e., a probabilidade do decodificador seleccionar a sequência errada  $\hat{\mathbf{X}}$ , quando de facto foi transmitida  $\mathbf{X}$ , para valores pequenos de  $r_\Theta \cdot N$  (tipicamente menor que quatro,  $r_\Theta \cdot N < 4$ ), é dada por [181],

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \left( \prod_{i=1}^M \frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_0} v_{p,i}} \right)^N \quad (6.26)$$

assumindo um canal com desvanecimento de Rayleigh e onde  $v_p$  representa os valores próprios da matriz  $\Theta(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ . Para valores elevados da SNR, (6.26) reduz-se a,

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \left( \prod_{i=1}^M v_{p,i} \right)^{-N} \left( \frac{E_s}{4N_0} \right)^{-r_\Theta N} \quad (6.27)$$

Para o caso em que  $r_\Theta \cdot N \geq 4$ , o majorante da probabilidade  $P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  é dada por [166][181],

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \frac{1}{2} \exp \left( \frac{1}{2} \left( \frac{E_s}{4N_0} \right)^2 N \sum_{i=1}^{r_\Theta} v_{p,i}^2 - \frac{E_s}{4N_0} N \sum_{i=1}^{r_\Theta} v_{p,i} \right) \cdot \mathcal{Q} \left( \frac{E_s}{4N_0} \sqrt{N \sum_{i=1}^{r_\Theta} v_{p,i}^2} - \frac{\sqrt{N} \sum_{i=1}^{r_\Theta} v_{p,i}}{\sum_{i=1}^{r_\Theta} v_{p,i}^2} \right) \quad (6.28)$$

Pelas equações (6.26) e (6.28) verifica-se que o critério para obter os coeficientes dos códigos depende do valor de  $r_\Theta \cdot N$ . O valor máximo possível de  $r_\Theta \cdot N$  é  $M \cdot N$ , i.e., quando a ordem da matriz é igual ao número de antenas de transmissão. Para valores pequenos de  $M \cdot N$ , o que corresponde a um número de sub-canais independentes pequeno, a probabilidade para valores elevados de SNR (6.27) é dominada pela ordem mínima da matriz  $\Theta(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ , sobre todos os pares dos símbolos codificados destinos. O produto da ordem mínima com o número de antenas recebidas  $r_\Theta \cdot N$ , é geralmente designado pelo ganho ou ordem de diversidade que se pode obter do código.

Para o primeiro caso,  $r_\Theta \cdot N < 4$ , o conjunto de critérios usados é [166][181]:

- Maximizar a ordem mínima  $r_\Theta$  obtida da matriz  $\Theta(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  sobre todos os pares dos símbolos codificados distintos.
- Maximizar o produto mínimo,  $\prod_{i=1}^{r_\Theta} v_{p,i}$  obtido, da matriz  $\Theta(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  ao longo de todos os pares dos símbolos codificados distintos com ordem mínima.

O primeiro é conhecido pelo critério da ordem e o segundo pelo critério do determinante, ou na terminologia inglesa, *rank & determinant criteria*. No caso do produto  $r_\Theta \cdot N$  ser maior ou igual a quatro,  $r_\Theta \cdot N \geq 4$ , deve ser usado o seguinte critério [166][181],

- Maximizar a soma mínima dos elementos da diagonal,  $\sum_{i=1}^{r_\Theta} v_{p,i}$ , da matriz  $\Theta(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ , ao longo de todos os pares dos símbolos codificados distintos.

Este último, é geralmente designado por critério da soma dos elementos da diagonal, ou na terminologia inglesa, *trace criterion*. Na formulação destes critérios foi assumido que o desvanecimento do canal é constante durante a duração da *frame*. Para o caso em que o

desvanecimento do canal é constante durante a duração do símbolo de transmissão, mas varia de símbolo para símbolo dentro da *frame*, os critérios são semelhantes e podem ser consultados em [166][181].

Como exemplo, a Tabela 6.2 apresenta alguns códigos no espaço-tempo de *trellis* obtidos usando o critério da ordem e do determinante. O anexo C.3 apresenta alguns códigos obtidos a partir do critério da soma dos elementos da diagonal. Outros códigos obtidos para outros parâmetros e usando o primeiro e/ou o segundo critério podem ser consultados em [181]. Estes códigos geralmente são obtidos recorrendo a simulações computacionais intensivas. Como exemplo considera-se o primeiro código apresentado na Tabela 6.2, com modulação QPSK, quatro estados e duas antenas na transmissão. O diagrama de *trellis* para este código está representado na Figura 6.4. O diagrama tem quatro estados e de cada um parte quatro braços correspondendo a quatro diferentes símbolos de entrada, onde  $b_{t,1} b_{t,2} / x_{t,1} x_{t,2}$  representa um par de *bits* na entrada versus dois símbolos QPSK transmitidos nas duas antenas.

**Tabela 6.2:** Coeficientes dos códigos obtidos usando o critério da ordem e do determinante, para duas antenas na transmissão.

Modulação	Memória, $u$	Coeficientes	Ordem, $r_{\Theta}$	Det.
QPSK	2	$\mathbf{g}_1 = [(0,2), (2,0)]$ $\mathbf{g}_1 = [(0,1), (1,0)]$	2	4
QPSK	4	$\mathbf{g}_1 = [(0,2), (2,0), (0,2)]$ $\mathbf{g}_1 = [(0,1), (1,2), (2,0)]$	2	12
8-PSK	3	$\mathbf{g}_1 = [(0,4), (4,0)]$ $\mathbf{g}_1 = [(0,2), (2,0)]$ $\mathbf{g}_3 = [(0,1), (5,0)]$	2	2
8-PSK	4	$\mathbf{g}_1 = [(0,4), (4,4)]$ $\mathbf{g}_1 = [(0,2), (2,2)]$ $\mathbf{g}_3 = [(0,1), (5,1), (1,5)]$	2	3.52

Como exemplo considera-se que a sequência de *bits* na entrada do codificador é,

$$\mathbf{b} = [10, 01, 11, 00, 01, \dots] \quad (6.29)$$

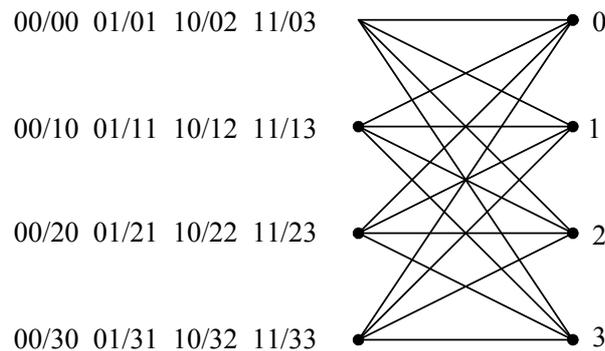
Logo, a sequência gerada pelo codificador é dada por,

$$\mathbf{x} = [02, 21, 13, 30, 01, \dots] \quad (6.30)$$

O que significa que os símbolos QPSK transmitidos pelas duas antenas são,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1 &= [0, 2, 1, 3, 0, \dots] \\ \mathbf{x}_2 &= [2, 1, 3, 0, 1, \dots] \end{aligned} \quad (6.31)$$

Sendo fácil de verificar que este código corresponde ao esquema de diversidade discutido na secção 4.6.2, onde a diversidade é obtida através da introdução de um atraso em cada antena. A sequência transmitida pela primeira antena é uma versão atrasada da sequência transmitida pela segunda.



**Figura 6.4:** Estrutura de *Trellis* para o primeiro código da tabela.

Os resultados obtidos em [166][181], sugerem que o desempenho deste tipo de códigos aumenta com o aumento do número de estados e do número de antenas na recepção.

### 6.3.3 Comparação dos Códigos CBET e CTET

Os códigos CBET são projectados a partir do princípio da ortogonalidade. Com estes códigos consegue-se atingir a ordem máxima de diversidade, sendo apenas necessário um simples processamento linear no receptor para os descodificar. Contudo, com estes códigos não se consegue obter ganho de codificação. Com os códigos CTET é possível obter ganhos de diversidade e de codificação. No entanto, estes exigem uma complexidade elevada na descodificação, e os seus coeficientes são de difícil obtenção. Em ambos os casos a obtenção de códigos para um valor elevado de antenas na transmissão continua uma questão em aberto e a ser investigada, pela comunidade científica, nos próximos anos. Em [182], foi feita uma comparação do desempenho destes dois códigos, com modulação QPSK, para um sistema com 2 antenas de transmissão e 1, 2 e 4 na recepção. Pelos resultados desse artigo, é possível verificar que o desempenho dos códigos CTET é idêntico aos CBET, para duas antenas na transmissão e uma na recepção, e para quatro estados. No entanto, aumentando o número de estados e de antenas na recepção os códigos de *trellis* apresentam melhor desempenho que os CBET.

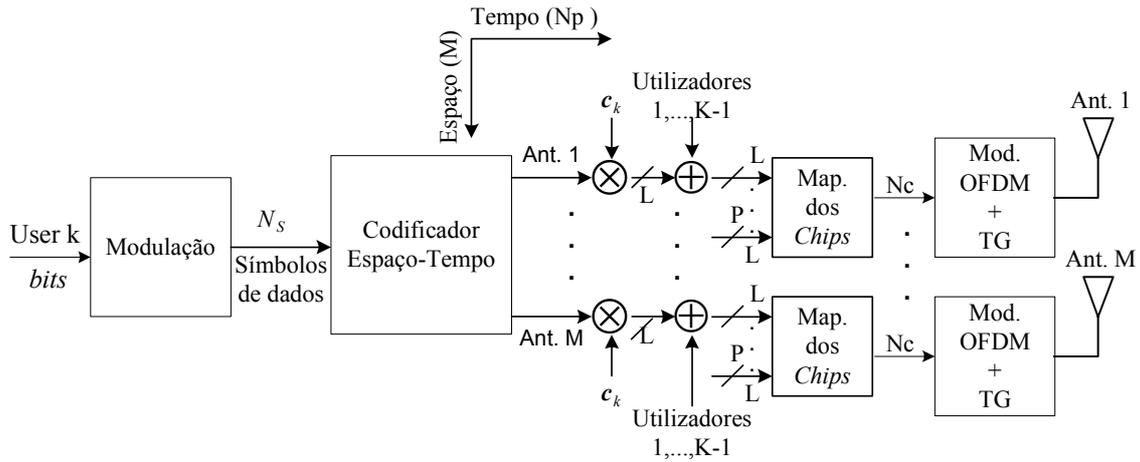
A principal vantagem dos códigos CBET é sem dúvida a sua baixa complexidade, sendo de fácil implementação em sistemas comerciais de comunicações móveis. Foi precisamente este factor que pesou na escolha destes códigos, por parte do projecto Europeu 4MORE [17], para a sua implementação no sistema MC-CDMA. Uma vez que, parte do trabalho desenvolvido neste doutoramento, em particular o deste capítulo, foi no âmbito deste projecto, também aqui se optou pelos códigos CBET.

## 6.4 Codificação para o Sistema MC-CDMA

Nesta secção, é feita uma extensão do sistema mono-utilizador discutido na secção 6.2, para o sistema multi-utilizador MC-CDMA. O objectivo é implementar a codificação no espaço-tempo/frequência no sistema MC-CDMA convencional, apresentado no capítulo 4. Uma vez que, os códigos de Alamouti são os mais interessantes, pelas razões apontadas em cima, é apenas feita a derivação para este código. No entanto, a extensão para os códigos de Tarokh é trivial, sendo também apresentados resultados para estes códigos. A implementação é feita para os casos em que a codificação é feita no espaço-tempo e no espaço-frequência.

### 6.4.1 Codificação no Espaço-Tempo

A Figura 6.5 mostra o transmissor para o sistema MC-CDMA com codificação no espaço-tempo. Este esquema é geral, podendo ser usado para os códigos de Alamouti e de Tarokh. Da mesma forma que no sistema MC-CDMA convencional, cada utilizador transmite  $P$  símbolos de dados por cada símbolo OFDM. Por cada bloco de  $N_s$  símbolos de dados à entrada do codificador sai uma sequência de  $N_p$  símbolos codificados, que depende da matriz de codificação usada  $\mathbf{D}_1^2$ ,  $\mathbf{D}_{1/2}^4$  ou  $\mathbf{D}_{3/4}^4$ , para cada uma das antenas. De seguida, esses símbolos são espalhados com um código  $c_k$  de comprimento  $L$ , sendo depois somados *chip a chip* os sinais dos outros  $K - 1$  utilizadores, em cada uma das  $M$  antenas. Este processamento é repetido para os outros  $P - 1$  símbolos de dados. Depois, é feita a operação de mapeamento da sequência de  $N_c$  *chips*, da mesma forma que nos esquemas discutidos nos capítulos anteriores. Por fim, é feita a operação de modulação OFDM e colocado o TG em cada antena. Convém referir que a codificação no espaço-tempo também poder ser feita ao nível de *chip* como implementado em [17]. No entanto, essa formulação apresenta desvantagens em termos de complexidade, já que como se percebe o processamento relativamente à codificação tem que ser repetido  $L$  vezes para cada bloco de  $N_s$  símbolos de dados.



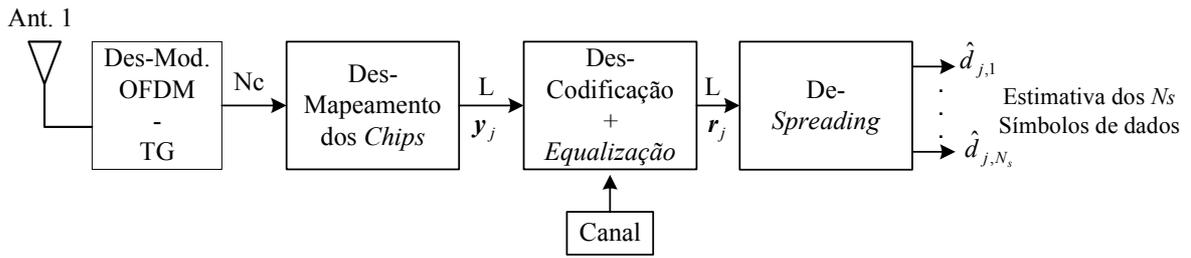
**Figura 6.5:** Diagrama de blocos simplificado da EB com codificação no espaço-tempo.

A Figura 6.6 mostra o diagrama de blocos do TM para o sistema MC-CDMA com codificação no espaço-tempo. A diferença relativamente ao TM convencional com um detector mono-utilizador, apresentado no capítulo 4, está no processamento relativo à descodificação do código. Uma vez que este processamento é linear a sua complexidade não é muito diferente da do TM convencional. Depois da operação de desmapeamento, é feita a operação conjunta de descodificação e equalização. De seguida, é efectuada a operação de *de-spreading*, obtendo-se a estimativa dos  $N_s$  símbolos de dados. No TM da Figura 6.6, apenas está representado a detecção de  $N_s$  símbolos correspondentes a um conjunto de  $L$  sub-portadoras.

Considerando o esquema de Alamouti, o sinal multi-utilizador recebido no TM  $j$  à entrada do bloco de descodificação, nos instantes  $t$  e  $t + T'_{OFDM}$ , correspondente aos símbolos de dados  $d_{j,1}$  e  $d_{j,2}$ , é dado por,

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_j(t) &= \sum_{k=1}^K d_{k,1} \mathbf{H}_{j,1} \mathbf{c}_k + \sum_{k=1}^K d_{k,2} \mathbf{H}_{j,2} \mathbf{c}_k + \mathbf{n}_j(t) \\ \mathbf{y}_j(t + T'_{OFDM}) &= -\sum_{k=1}^K d_{j,2}^* \mathbf{H}_{j,1} \mathbf{c}_k + \sum_{k=1}^K d_{j,1}^* \mathbf{H}_{j,2} \mathbf{c}_k + \mathbf{n}_j(t + T'_{OFDM}) \end{aligned} \quad (6.32)$$

Em que  $\mathbf{H}_{j,m}$  representa o canal entre a antena  $m$  e o TM  $j$ , tendo sido já definido no capítulo 5. O índice  $p$  é omitido por simplicidade, pelo que a análise é feita considerando um conjunto de  $L$  sub-portadoras. Assume-se também que o canal, correspondente a essas  $L$  sub-portadoras, é constante durante dois períodos de transmissão.



**Figura 6.6:** Diagrama de blocos do TM com codificação no espaço-tempo.

No receptor, é útil separar as operações de combinação das de equalização. Assim, depois destas operações os sinais à saída do bloco de descodificação são dados por,

$$\begin{aligned} r_{j,1} &= \mathbf{G}_{j,1} \mathbf{y}_j(t) + \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{y}_j^*(t + T'_{OFDM}) \\ r_{j,2} &= \mathbf{G}_{j,2} \mathbf{y}_j(t) - \mathbf{G}_{j,1}^* \mathbf{y}_j^*(t + T'_{OFDM}) \end{aligned} \quad (6.33)$$

onde  $\mathbf{G}_{j,m} = \text{diag}\{g_{j,m,0} \ g_{j,m,1} \ \dots \ g_{j,m,L-1}\}$ , com  $m=1,2$  é uma matriz diagonal de dimensão  $L \times L$ , em que os seus elementos  $g_{j,m,l}$ , representam os coeficientes do equalizador usados no TM  $j$ , referentes à antena  $m$  e à sub-portadora  $l$ . No TM, geralmente são usados equalizadores mono-utilizador idênticos aos usados no sistema MC-CDMA convencional, já definidos no capítulo 4. A diferença é que para cada sub-portadora é necessário o cálculo de  $M$  coeficientes um para cada antena, que são dados por,

$$\text{CBET/F+MRC:} \quad g_{j,m,l} = h_{j,m,l}^*, \quad m=1,2 \text{ e } l=0,\dots,L-1 \quad (6.34)$$

$$\text{CBET/F+EGC:} \quad g_{j,m,l} = \frac{h_{j,m,l}^*}{|h_{j,m,l}|}, \quad m=1,2 \text{ e } l=0,\dots,L-1 \quad (6.35)$$

$$\text{CBET/F+ZFC:} \quad g_{j,m,l} = \frac{h_{j,m,l}^*}{|h_{j,1,l}|^2 + |h_{j,2,l}|^2}, \quad m=1,2 \text{ e } l=0,\dots,L-1 \quad (6.36)$$

$$\text{CBET/F+MMSEC:} \quad g_{j,m,l} = \frac{h_{j,m,l}^*}{\left(|h_{j,1,l}|^2 + |h_{j,2,l}|^2 + \sigma^2\right)}, \quad m=1,2 \text{ e } l=0,\dots,L-1 \quad (6.37)$$

Convém salientar, que quando a informação é modulada na amplitude, como no caso da modulação QAM, estes coeficientes têm que ser normalizados de forma a que a amplitude do canal não afecte a decisão dos símbolos de dados.

Depois da operação de *de-spreading* as estimativas dos símbolos de dados,  $\hat{d}_{j,1}$  e  $\hat{d}_{j,2}$ , são dadas por,

$$\begin{aligned} \hat{d}_{j,1} = & \underbrace{\mathbf{c}_j^H (\mathbf{G}_{j,1} \mathbf{H}_{j,1} + \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{H}_{j,2}^*) \mathbf{c}_j d_{j,1}}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \sum_{k=1, k \neq j}^K (\mathbf{G}_{j,1} \mathbf{H}_{j,1} + \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{H}_{j,2}^*) \mathbf{c}_k d_{k,1}}_{IAM} \\ & + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \sum_{k=1}^K (\mathbf{G}_{j,1} \mathbf{H}_{j,2} - \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{H}_{j,1}^*) \mathbf{c}_k d_{k,2}}_{IES} + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,1} \mathbf{n}_j(t) + \mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{n}_j^*(t + T'_{OFDM})}_{\text{Ruído}} \end{aligned} \quad (6.38)$$

$$\begin{aligned} \hat{d}_{j,2} = & \underbrace{\mathbf{c}_j^H (\mathbf{G}_{j,2} \mathbf{H}_{j,2} + \mathbf{G}_{j,1}^* \mathbf{H}_{j,1}^*) \mathbf{c}_j d_{j,2}}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \sum_{k=1, k \neq j}^K (\mathbf{G}_{j,2} \mathbf{H}_{j,2} + \mathbf{G}_{j,1}^* \mathbf{H}_{j,1}^*) \mathbf{c}_k d_{k,2}}_{IAM} \\ & + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \sum_{k=1}^K (\mathbf{G}_{j,2} \mathbf{H}_{j,1} - \mathbf{G}_{j,1}^* \mathbf{H}_{j,2}^*) \mathbf{c}_k d_{k,1}}_{IES} + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,2} \mathbf{n}_j(t) - \mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,1}^* \mathbf{n}_j^*(t + T'_{OFDM})}_{\text{Ruído}} \end{aligned} \quad (6.39)$$

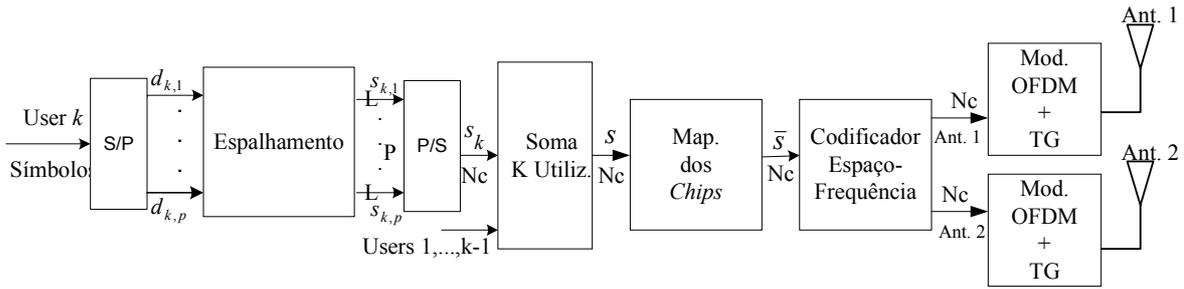
Observando as equações obtidas em cima, verifica-se que dependendo da escolha dos coeficientes do equalizador as estimativas dos símbolos de dados podem ser afectadas não só pela IAM mas também pela IES. É fácil verificar que substituindo os coeficientes dos equalizadores MRC, ZFC e MMSEC, em (6.38) e (6.39) o termo IES dessas equações anula-se, pelo que a estimativa referente ao símbolo de dados  $\hat{d}_{j,1}$ , fica reduzida a,

$$\begin{aligned} \hat{d}_{j,1} = & \underbrace{\mathbf{c}_j^H (\mathbf{G}_{j,1} \mathbf{H}_{j,1} + \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{H}_{j,2}^*) \mathbf{c}_j d_{j,1}}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \sum_{k=1, k \neq j}^K (\mathbf{G}_{j,1} \mathbf{H}_{j,1} + \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{H}_{j,2}^*) \mathbf{c}_k d_{k,1}}_{IAM} \\ & + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,1} \mathbf{n}_j(t) + \mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{n}_j^*(t + T'_{OFDM})}_{\text{Ruído}} \end{aligned} \quad (6.40)$$

No entanto, para os coeficientes do equalizador EGC (6.35), é fácil verificar que o termo referente à IES não se anula, pelo que para além da IAM existe também IES no sistema.

## 6.4.2 Codificação no Espaço-Frequência

A Figura 6.7 mostra de forma simplificada o transmissor para o sistema MC-CDMA com codificação no espaço-frequência. Contrariamente ao esquema anterior, em que a codificação é feita ao nível de símbolo, neste a codificação é feita na frequência e por isso entre diferentes sub-portadoras, i.e., o que é codificado são diferentes sub-portadoras e não símbolos de dados.



**Figura 6.7:** Diagrama de blocos da EB com codificação no espaço-frequência.

Para cada utilizador, os  $P$  símbolos de dados são convertidos de série para paralelo, sendo de seguida espalhados em  $L$  chips através do código  $\mathbf{c}_k$ . Depois, os  $L$  chips de cada símbolo são convertidos de paralelo para série numa sequência de  $N_c$  sub-portadoras. De seguida, os sinais dos  $K$  utilizadores são somados em cada sub-portadora, obtendo-se,

$$\mathbf{s} = \sum_{k=1}^K \mathbf{s}_k = [s_1 \dots s_n \ s_{n+1} \dots s_{N_c}]^T \quad (6.41)$$

de dimensão  $N_c$ , onde  $\mathbf{s}_k = [s_{k,1}^T \dots s_{k,p}^T]^T = [s_{k,1} \dots s_{k,n} \ s_{k,n+1} \dots s_{k,N_c}]^T$  e  $\mathbf{s}_{k,p}$  representa os  $L$  chips do símbolo  $p$ , dado por,

$$\mathbf{s}_{k,p} = d_{k,p} \mathbf{c}_k \quad (6.42)$$

onde a relação entre o índice das componentes do vector  $\mathbf{s}_{k,p}$  e  $\mathbf{s}_k$  é,

$$s_{k,p,n} = s_{k,(p-1)L+n} \quad n=1, \dots, L \quad p=1, \dots, P \quad (6.43)$$

Depois, os  $N_c$  chips da sequência  $\mathbf{s}$  são mapeados nas diferentes sub-portadoras obtendo-se a sequência  $\bar{\mathbf{s}} = \sum_{k=1}^K \bar{\mathbf{s}}_k = [\bar{s}_1 \dots \bar{s}_n \ \bar{s}_{n+1} \dots \bar{s}_{N_c}]$ . No caso em que os chips são mapeados em sub-portadoras adjacentes a sequência  $\bar{\mathbf{s}}$  é igual à sequência  $\mathbf{s}$ . De seguida, a sequência  $\bar{\mathbf{s}}$  é codificada na frequência e no espaço, como mostra a Tabela 6.3.

**Tabela 6.3:** Codificação de Alamouti no espaço-frequência.

	Antena 1	Antena 2
Sub-portadora $n$	$\bar{s}_n$	$-\bar{s}_{n+1}^*$
Sub-portadora $n+1$	$\bar{s}_{n+1}$	$\bar{s}_n^*$

Assim, na antena 1 e nas sub-portadoras  $n$  e  $n+1$  são transmitidos os sinais  $\bar{s}_n$  e  $\bar{s}_{n+1}$ , respectivamente. Na segunda antena e nas mesmas posições são transmitidos os sinais

- $\bar{s}_{n+1}^*$  e  $\bar{s}_n^*$ , em que o índice  $n$  representa a frequência. Por fim é feita a modulação OFDM e colocado o TG em cada antena.

A Figura 6.8 mostra o diagrama de blocos do TM para o sistema MC-CDMA com codificação no espaço-frequência, sendo idêntico ao da Figura 6.6. No entanto, para este esquema, primeiro é feita a descodificação e equalização e depois o desmapeamento dos *chips*, contrariamente ao TM representado na Figura 6.6, em que estas operações estão invertidas.

Os sinais recebidos nas sub-portadoras  $n$  e  $n+1$ , depois da desmodulação OFDM e remoção do TG, são dados por,

$$\begin{aligned} y_{j,n} &= \sum_{k=1}^K \bar{s}_{k,n} h_{j,1,n} - \sum_{k=1}^K \bar{s}_{k,n+1}^* h_{j,2,n} + n_n \\ y_{j,n+1} &= \sum_{k=1}^K \bar{s}_{k,n+1} h_{j,1,n+1} + \sum_{k=1}^K \bar{s}_{k,n}^* h_{j,2,n+1} + n_{n+1} \end{aligned} \quad (6.44)$$

em que  $h_{j,m,n}$  representa a resposta em frequência entre a antena de transmissão  $m$  e o TM  $j$ , do sub-canal  $n$ , e  $n_n$  o ruído Gaussiano nessa sub-portadora. Geralmente, o sistema MC-CDMA é projectado de forma a que a largura de banda de um conjunto de algumas sub-portadoras adjacentes seja inferior à largura de banda de coerência do canal. Neste caso, pode-se considerar que o desvanecimento entre essas sub-portadoras é não selectivo. Nestas circunstâncias, pode-se assumir que os sub-canais de duas sub-portadoras adjacentes são iguais, i.e.,  $h_{j,m,n} = h_{j,m,n+1}$ ,  $n=1, \dots, N_c$ .

O sinal depois das operações conjuntas de descodificação do código e equalização, para um par de sub-portadoras adjacentes  $n$  e  $n+1$ , é dado por,

$$\begin{aligned} r_{j,n} &= g_{j,1,n} y_{j,n} + g_{j,2,n+1}^* y_{j,n+1} \\ r_{j,n+1} &= -g_{j,2,n}^* y_{j,n} + g_{j,1,n+1} y_{j,n+1} \end{aligned} \quad (6.45)$$

onde  $g_{j,m,n}$  representa o coeficiente do equalizador usado no TM  $j$ , antena  $m$  e sub-portadora  $n$ . Substituindo (6.44) em (6.45) e assumindo que  $g_{j,m,n} = g_{j,m,n+1}$ ,  $n=1, \dots, N_c$ , vem que,

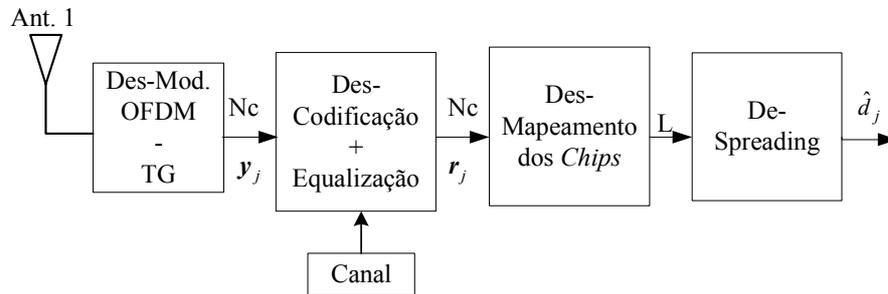
$$\begin{aligned} r_{j,n} &= \underbrace{\left( g_{j,1,n} h_{j,1,n} + g_{j,2,n}^* h_{j,2,n}^* \right) \bar{s}_{j,n}}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^K \left( g_{j,1,n} h_{j,1,n} + g_{j,2,n}^* h_{j,2,n}^* \right) \bar{s}_{k,n}}_{IAM} \\ &+ \underbrace{\sum_{k=1}^K \left( g_{j,2,n}^* h_{j,1,n}^* - g_{j,1,n} h_{j,2,n} \right) \bar{s}_{k,n+1}^*}_{IEP} + \underbrace{g_{j,1,n} n_n + g_{j,2,n}^* n_{n+1}}_{\text{Ruído}} \end{aligned} \quad (6.46)$$

$$\begin{aligned}
 r_{j,n+1} = & \underbrace{\left( g_{j,1,n} h_{j,1,n} + g_{j,2,n}^* h_{j,2,n}^* \right) \bar{s}_{j,n+1}}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^K \left( g_{j,1,n} h_{j,1,n} + g_{j,2,n}^* h_{j,2,n}^* \right) \bar{s}_{k,n+1}}_{IAM} \\
 & + \underbrace{\sum_{k=1}^K \left( g_{j,1,n} h_{j,2,n} - g_{j,2,n}^* h_{j,1,n}^* \right) \bar{s}_{k,n}^*}_{IEP} + \underbrace{\left( g_{j,1,n} n_{n+1} - g_{j,2,n}^* n_n^* \right)}_{\text{Ruído}}
 \end{aligned} \quad (6.47)$$

Depois das operações de desmapeamento dos *chips* e de *de-spreading*, e considerando que os coeficientes do equalizador são escolhidos de forma a eliminar a IEP, a estimativa de um determinado símbolo de dados é dada por,

$$\begin{aligned}
 \hat{d}_j = & \underbrace{\mathbf{c}_j^H \left( \mathbf{G}_{j,1} \mathbf{H}_{j,1} + \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{H}_{j,2}^* \right) \mathbf{c}_j d_j}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \sum_{k=1, k \neq j}^K \left( \mathbf{G}_{j,1} \mathbf{H}_{j,1} + \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{H}_{j,2}^* \right) \mathbf{c}_k d_k}_{IAM} \\
 & + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,1} \mathbf{n}_j + \mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{n}_j^*}_{\text{Ruído}}
 \end{aligned} \quad (6.48)$$

Esta equação é semelhante a (6.40), derivada na secção anterior para a estimativa dos símbolos de dados, para o caso em que a codificação é feita no espaço-tempo, donde se conclui que o desempenho de ambos os esquemas é idêntico.



**Figura 6.8:** Diagrama de blocos do TM com codificação no espaço-frequência.

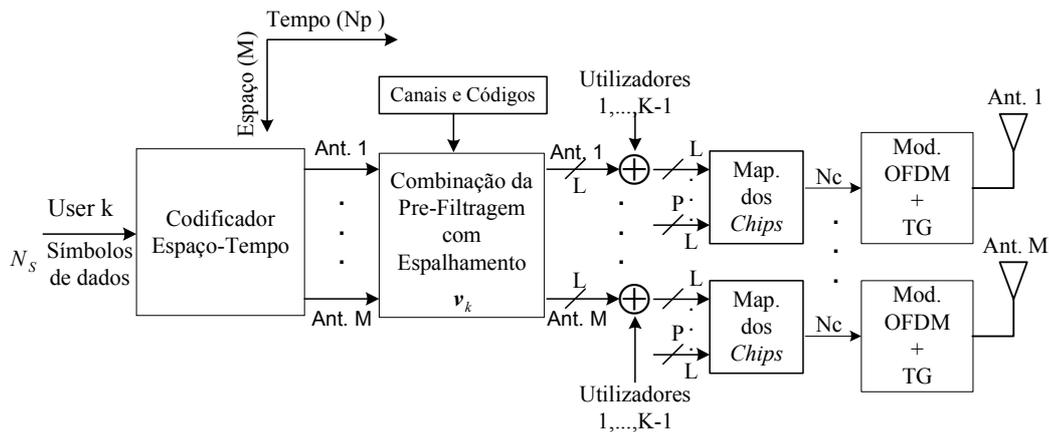
## 6.5 Combinação da Pré-Filtragem com a Codificação no Espaço-Tempo/Frequência

Nesta secção, é derivada a formulação matemática da combinação da pré-filtragem multi-utilizador com a codificação no Espaço-Tempo [183] e Espaço-Frequência [184][185]. O objectivo é combinar o esquema de pré-filtragem proposto no capítulo anterior, com os sistemas MC-CDMA, apresentados na secção anterior, designados por CBET/F MC-CDMA. Estes esquemas foram propostos no âmbito do projecto Europeu 4MORE [17].

### 6.5.1 Pré-filtragem com Codificação no Espaço-Tempo

A Figura 6.9 mostra, de uma forma simplificada, a EB de um sistema MC-CDMA com pré-filtragem e codificação no espaço-tempo. Da mesma forma que no capítulo anterior em que a pré-filtragem podia ser feita em conjunto ou separadamente da operação de espalhamento, também neste caso o sistema pode ser projectado das duas formas. Neste capítulo, opta-se por derivar o esquema em que a pré-filtragem e o espalhamento é feito em conjunto, uma vez que como se viu no capítulo anterior este esquema apresenta vantagens. No entanto, a derivação para o outro caso é semelhante e pode ser encontrada em [183].

Como se pode ver, o transmissor é idêntico ao apresentado na Figura 6.5, em que a operação de espalhamento é substituída pela operação conjunta de espalhamento e pré-filtragem. Assim, contrariamente ao transmissor com apenas codificação no espaço-tempo, neste é necessário conhecer a resposta em frequência do canal. No entanto, como se verá mais à frente, o filtro é calculado apenas com base na resposta parcial do canal.



**Figura 6.9:** Diagrama de blocos simplificado da EB, combinação da pré-filtragem com a codificação no espaço-tempo.

Depois da codificação dos símbolos de dados, estes são espalhados por um filtro  $\mathbf{v}_k = [v_{k,1} \ v_{k,2} \ \dots \ v_{k,L}]^T$  de dimensão  $L$ , onde  $v_{k,n}$ ,  $n=1, \dots, L$  representa o coeficiente do filtro usado no *chip*  $n$  e utilizador  $k$ . Existe uma diferença importante entre este esquema e o proposto no capítulo 5, onde a pré-filtragem é projectada no espaço-frequência. Neste capítulo, é projectada apenas na frequência, sendo a dimensão espacial usada pela codificação no espaço-tempo. Assim, o vector  $\mathbf{v}_k$  é de dimensão  $L$ , enquanto que o vector  $\mathbf{w}_k$ , derivado no capítulo anterior, é de dimensão  $ML$ . Embora na Figura 6.9, tal não seja explícito, o mesmo filtro  $\mathbf{v}_k$  é usado em todos os símbolos codificados transmitidos no espaço e no tempo, i.e., nos  $N_p M$  símbolos codificados. Por exemplo, no esquema de Alamouti, o mesmo filtro é usado nos quatro símbolos codificados, dois transmitidos no

tempo e dois no espaço. O filtro é calculado a partir do módulo da resposta em frequência do canal composto, i.e., da soma do módulo dos  $M$  canais, e dos códigos dos vários utilizadores. Depois da filtragem, são feitas as mesmas operações que no transmissor apresentado na secção 6.4.1.

No receptor, as operações são as mesmas que no esquema de codificação no espaço-tempo, sem pré-filtragem, em que a diferença está nos coeficientes do equalizador. Considerando o esquema de Alamouti, o sinal multi-utilizador recebido no TM  $j$ , à entrada do bloco de descodificação, nos instantes  $t$  e  $t + T'_{OFDM}$ , correspondente aos símbolos de dados  $d_{j,1}$  e  $d_{j,2}$ , é dado por,

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_j(t) &= \sum_{k=1}^K d_{k,1} \mathbf{H}_{j,1} \mathbf{v}_k + \sum_{k=1}^K d_{k,2} \mathbf{H}_{j,2} \mathbf{v}_k + \mathbf{n}_j(t) \\ \mathbf{y}_j(t + T'_{OFDM}) &= -\sum_{k=1}^K d_{j,2}^* \mathbf{H}_{j,1} \mathbf{v}_k + \sum_{k=1}^K d_{j,1}^* \mathbf{H}_{j,2} \mathbf{v}_k + \mathbf{n}_j(t + T'_{OFDM}) \end{aligned} \quad (6.49)$$

Neste esquema, conjuntamente com o processo de descodificação, é proposto um equalizador mono-utilizador, cujos coeficientes são dados por,

$$g_{j,m,l} = \frac{h_{j,m,l}^*}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,l}|^2}}, \quad l = 0, \dots, L-1 \quad (6.50)$$

A razão pela qual se usa estes coeficientes está relacionada com o facto de não se obter IES no processo de descodificação, contrariamente ao que acontece com os coeficientes do equalizador EGC.

Depois da operação conjunta de descodificação e equalização, e das operações de desmapeamento dos *chips* e *de-spreading*, a estimativa para o símbolo de dados  $\hat{d}_{j,1}$ , no TM  $j$  é dada por,

$$\hat{d}_{j,1} = \underbrace{\mathbf{c}_j^H \mathbf{H}_j^{eq} \mathbf{v}_j d_{j,1}}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{c}_j^H \mathbf{H}_j^{eq} \mathbf{v}_k d_{k,1}}_{IAM} + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,1} \mathbf{n}_j(t) + \mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{n}_j^*(t + T'_{OFDM})}_{\text{Ruído}} \quad (6.51)$$

sendo  $\mathbf{H}_j^{eq}$  uma matriz real e diagonal de dimensão  $L \times L$ , que representa a resposta em frequência equivalente do canal dada por,

$$\mathbf{H}_j^{eq} = \mathbf{G}_{j,1} \mathbf{H}_{j,1} + \mathbf{G}_{j,2}^* \mathbf{H}_{j,2}^* \quad (6.52)$$

Substituindo os coeficientes dados por (6.50) em (6.52), os elementos da diagonal da matriz  $\mathbf{H}_j^{eq}$  são dados por,

$$\mathbf{H}_j^{eq} = \text{diag} \left\{ \frac{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,1}|^2}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,1}|^2}}, \frac{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,2}|^2}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,2}|^2}}, \dots, \frac{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,L}|^2}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,L}|^2}} \right\} \quad (6.53)$$

Contrariamente á equação (6.48), derivada para o caso de um sistema com apenas codificação no espaço-tempo, as componentes do sinal desejado e IAM, da estimativa do símbolo de dados, dada por (6.51), são agora em função do filtro usado no transmissor. No entanto, a componente do ruído é igual em ambos os esquemas.

### 6.5.2 Pré-filtragem com Codificação no Espaço-Frequência

A Figura 6.10 mostra o diagrama de blocos simplificado do transmissor com pré-filtragem e codificação no espaço-frequência. A diferença relativamente ao caso em que apenas é feita codificação no espaço-frequência é que a operação de espalhamento é substituída pela operação conjunta de espalhamento e filtragem. Assim, o sinal  $s_{k,p}$  definido em (6.42) é para este esquema dado por,

$$s_{k,p} = d_{k,p} \mathbf{v}_k \quad (6.54)$$

onde  $\mathbf{v}_k$  representa o vector de pré-filtragem já definido na secção anterior.

O esquema do TM para este esquema é idêntico ao apresentado na Figura 6.8, onde os coeficientes do equalizador são dados por (6.50). Assim, os sinais recebidos nas subportadoras  $n$  e  $n+1$ , depois da desmodulação OFDM e remoção do TG, e usando os coeficientes do equalizador dados por (6.50), são dados por,

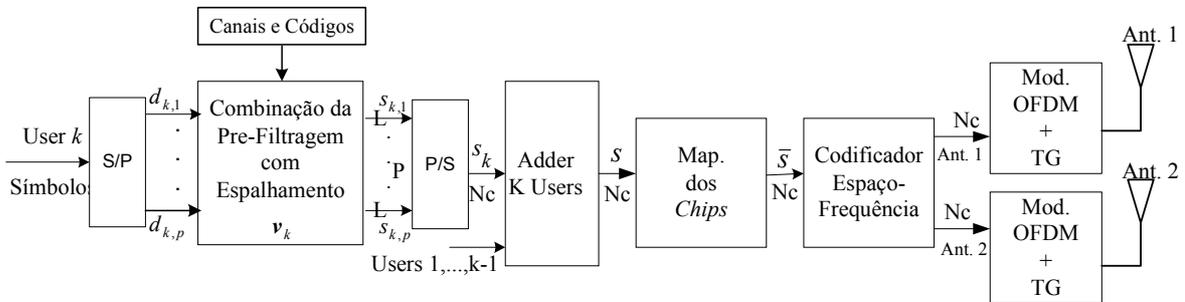
$$r_{j,n} = \underbrace{\frac{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}} \bar{s}_{j,n}}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^K \frac{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}} \bar{s}_{k,n}}_{\text{IAM}} + \underbrace{\frac{h_{j,1,n}^*}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}} n_n + \frac{h_{j,2,n}}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}} n_{n+1}^*}_{\text{Ruído}} \quad (6.55)$$

$$r_{j,n+1} = \underbrace{\frac{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}} \bar{s}_{j,n+1}}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^K \frac{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}} \bar{s}_{k,n+1}}_{\text{IAM}} + \underbrace{\frac{h_{j,1,n}^*}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}} n_{n+1} - \frac{h_{j,2,n}}{\sqrt{\sum_{m=1}^M |h_{j,m,n}|^2}} n_n^*}_{\text{Ruído}} \quad (6.56)$$

Depois da operação conjunta de descodificação e equalização, e das operações de desmapeamento dos *chips* e *de-spreading*, a estimativa para o símbolo de dados  $\hat{d}_j$ , no TM  $j$  é dada por,

$$\hat{d}_j = \underbrace{\mathbf{c}_j^H \mathbf{H}_j^{eq} \mathbf{v}_j d_j}_{\text{Sinal Desejado}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{c}_j^H \mathbf{H}_j^{eq} \mathbf{v}_k d_k}_{IAM} + \underbrace{\mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,1} \mathbf{n}_j + \mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,2} \mathbf{n}_j^*}_{\text{Ruído}} \quad (6.57)$$

Esta equação é idêntica à obtida em (6.51), para o sistema com pré-filtragem e codificação no espaço-tempo. Podendo-se assim concluir que o desempenho de ambos os esquemas é semelhante, a opção por um deles está apenas relacionada com questões práticas de implementação.



**Figura 6.10:** Diagrama de blocos simplificado da EB, combinação da pré-filtragem com a codificação no espaço-frequência.

### 6.5.3 Algoritmo de Pré-Filtragem Multi-Utilizador

Nesta secção, é derivado o algoritmo de pré-filtragem multi-utilizador, sendo idêntico ao derivado na secção 5.4.1. É baseado na minimização da potência transmitida sujeita à eliminação do termo da IAM em (6.51) ou (6.57) e das distorções provocadas pelo canal no sinal desejado. O algoritmo é o mesmo para ambos os sistemas: pré-filtragem com codificação no espaço-tempo e espaço-frequência. Nestes sistemas, como já referido, a pré-filtragem é projectada apenas na frequência, contrariamente aos esquemas do capítulo 5, em que é projectada nas duas dimensões.

A partir das equações das estimativas dos símbolos de dados (6.51) ou (6.57), verifica-se que a interferência que o sinal de um determinado utilizador  $j$  causa num determinado TM  $k$ , é dada por,

$$IAM(j \rightarrow k) = \mathbf{c}_k^T \mathbf{H}_k^{eq} \mathbf{v}_j \quad (6.58)$$

O filtro  $\mathbf{v}_j$  do utilizador  $j$  é então determinado a partir do seguinte conjunto de  $K$  condições,

$$\begin{cases} \mathbf{c}_j^H \mathbf{H}_j^{eq} \mathbf{v}_j = \kappa_j \\ \mathbf{c}_k^H \mathbf{H}_k^{eq} \mathbf{v}_j = 0 \quad \forall k \neq j \end{cases} \quad (6.59)$$

De (6.59) é possível observar que o canal multi-utilizador é transformado em  $K$  canais AWGN, em paralelo, afectados por um ganho de transmissão dado pela constante  $\kappa_j$ . Tal como no capítulo anterior, (6.59) pode ser escrita da seguinte forma,

$$\mathbf{A} \mathbf{v}_j = \kappa_j \mathbf{b}_j \quad (6.60)$$

sendo  $\mathbf{A}$  agora dada por,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^H \mathbf{H}_1^{eq} \\ \vdots \\ \mathbf{c}_j^H \mathbf{H}_j^{eq} \\ \vdots \\ \mathbf{c}_k^H \mathbf{H}_k^{eq} \end{bmatrix} \quad (6.61)$$

de dimensão  $K \times L$  e  $\mathbf{b}_j$  um vector de dimensão  $K$ , representado em (5.27). O problema de optimização é o mesmo que o formulado em (5.28) e derivado no anexo B. Logo, a solução é idêntica, e o filtro Pre-JMCF+CBET/F para o TM  $j$ , é dado por,

$$\mathbf{v}_j = \frac{1}{\sqrt{M}} \kappa_j \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{A}^H)^{-1} \mathbf{b}_j = \frac{1}{\sqrt{M}} \kappa_j \bar{\mathbf{v}}_j \quad (6.62)$$

em que  $(\mathbf{A} \mathbf{A}^H)$  é uma matriz real de dimensão  $K \times K$ , sendo o filtro também real. Logo, na EB é apenas feita uma pré-filtragem na amplitude, a fase não é afectada. O que constitui uma importante diferença relativamente ao filtro Pre-JMCZF, derivado no capítulo 5. Além disso, como neste caso apenas é necessário inverter uma matriz real a complexidade para calcular o filtro  $\mathbf{v}_j$  é menor do que a necessária para calcular o filtro Pre-JMCZF, já que é necessário inverter uma matriz complexa. Neste esquema o mesmo filtro é usado em cada antena, pelo que a amplitude tem que ser dividida pelo factor  $1/\sqrt{M}$ , de forma a garantir que a potência de transmissão é a mesma que no caso do sistema convencional. Podem ser usadas as mesmas estratégias, apresentadas no capítulo 5, para limitar a potência de transmissão a um determinado nível. Considerando expressões fechadas, a constante  $\kappa_j$  é calculada a partir de (5.45) e (5.46), substituindo  $\bar{\mathbf{w}}_j$  por  $\bar{\mathbf{v}}_j$ .

#### 6.5.4 Comparação dos Esquemas de Pré-Filtragem

Nesta secção, é feita uma comparação analítica do desempenho do esquema de pré-filtragem proposto no capítulo anterior, Pre-JMCZF SD, com o esquema derivado neste. É assumido que em ambos os esquemas a EB está equipada com um agregado de 2 antenas e o TM com apenas uma.

Substituindo o filtro dado por (6.62) em (6.51) ou (6.57), a decisão de um símbolo de dados no TM  $j$ , é dada por,

$$\hat{d}_j = \frac{1}{\sqrt{2}} \kappa_j d_j + \mathbf{q}_{j,1}^H \mathbf{n}_j + \mathbf{q}_{j,2}^H \mathbf{n}_j^* \quad (6.63)$$

onde  $\mathbf{q}_{j,1}^H = \mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,1}$  e  $\mathbf{q}_{j,2}^H = \mathbf{c}_j^H \mathbf{G}_{j,2}^*$ . Com o esquema de pré-filtragem, Pre-JMCZF SD derivado no capítulo 5, a decisão de um símbolo de dados no TM  $j$ , é dada por,

$$\hat{d}_j = \kappa_j d_j + \mathbf{c}_j^H \mathbf{n}_j \quad (6.64)$$

A SNR obtida no TM móvel, com o esquema derivado neste capítulo, é dada por,

$$SNR_j = \frac{\kappa_j^2 / 2}{\left(\mathbf{q}_{j,1}^H \mathbf{q}_{j,1}\right) \sigma^2 + \left(\mathbf{q}_{j,2}^H \mathbf{q}_{j,2}\right) \sigma^2} \quad (6.65)$$

Substituindo os coeficientes do equalizador, representados em (6.50), na equação de cima é fácil verificar que a SNR é dada por,

$$SNR_j = \frac{\kappa_j^2}{2\sigma^2} \quad (6.66)$$

enquanto que a SNR obtida no TM móvel, com o esquema Pre-JMCZF SD, é dada por,

$$SNR_j = \frac{\kappa_j^2}{\left(\mathbf{c}_j^H \mathbf{c}_j\right) \sigma^2} = \frac{\kappa_j^2}{\sigma^2} \quad (6.67)$$

De (6.66) e (6.67), verifica-se que a SNR obtida com o esquema derivado neste capítulo, é metade da SNR obtida com o esquema Pre-JMCZF SD. Esta penalidade é idêntica à obtida com o esquema de Alamouti 2x1 MRC, relativamente ao esquema 1x2 MRC (ver secção 6.2.1). De uma forma geral, considerando um sistema MISO com  $M$  antenas, o esquema de pré-filtragem proposto neste capítulo apresenta uma penalidade, relativamente ao esquema de pré-filtragem, Pre-JMCZF SD, derivado no capítulo anterior, de

aproximadamente  $\approx 10\log(M)$ . Logo, com o esquema de pré-filtragem derivado neste capítulo também não possível obter o ganho de antena, tal como acontece com o esquema de Alamouti 2x1 MRC.

Assim, não é de esperar que o esquema derivado aqui, apresente melhor desempenho que os derivados no capítulo anterior. As vantagens do esquema de pré-filtragem deste capítulo são:

- Redução da complexidade na EB, uma vez que, é apenas necessário inverter uma matriz real.
- Exige apenas o conhecimento do canal composto, i.e., da soma do módulo dos  $M$  canais, para calcular o filtro, o que faz com que este esquema seja também interessante para ser implementado em sistemas baseados no modo FDD. Com este esquema, é necessário transmitir pelo canal de *feedback* um vector real de dimensão  $L$ , enquanto que nos esquemas do capítulo anterior, é necessário transmitir um vector complexo de dimensão  $LM$ .

## 6.6 Resultados de Simulação

Nesta secção, são apresentados os resultados de simulação, obtidos para os vários esquemas de codificação por blocos, implementados no sistema MC-CDMA. São também apresentados, os resultados obtidos com o esquema proposto neste capítulo que combina a codificação com a pré-filtragem. Sempre que possível é feita uma comparação com os resultados obtidos para o sistema MC-CDMA convencional, apresentados no capítulo 4. Os principais parâmetros usados nas simulações estão sumariados na Tabela 6.4.

Estes parâmetros são semelhantes aos usados nos capítulos anteriores. São usados três tipos de modulação: QPSK, 8-PSK e 16-QAM, para permitir que os diferentes esquemas de codificação tenham a mesma eficiência espectral. Neste capítulo, são obtidos resultados apenas para o canal BRAN A. Para este canal, são também considerados dois mapeamentos de *chips*: adjacentes e *interleaved*. Da mesma forma que no capítulo anterior, as variações de Doppler e a codificação de canal não são consideradas. É também assumido que a resposta em frequência do canal é estimada sem erros em ambos os terminais. São considerados dois tipos de separação entre os elementos do agregado: i) a distância entre eles é suficientemente grande para considerar que o desvanecimento entre cada elemento é independente (tipicamente  $d_e > 10\lambda$ ); ii) espaçamento de  $d_e = 0.5\lambda$ . Para este caso são considerados três valores para o desvio padrão do espalhamento angular:  $\sigma_A = 30^\circ$ ,  $\sigma_A = 60^\circ$  e  $\sigma_A = 120^\circ$ . As DOAs para cada percurso são geradas com uma distribuição uniforme nos mesmos intervalos do capítulo anterior. As curvas a cheio e a

tracejado correspondem aos resultados obtidos com e sem a operação de *interleaving*, respectivamente.

**Tabela 6.4:** Principais parâmetros usados nas simulações.

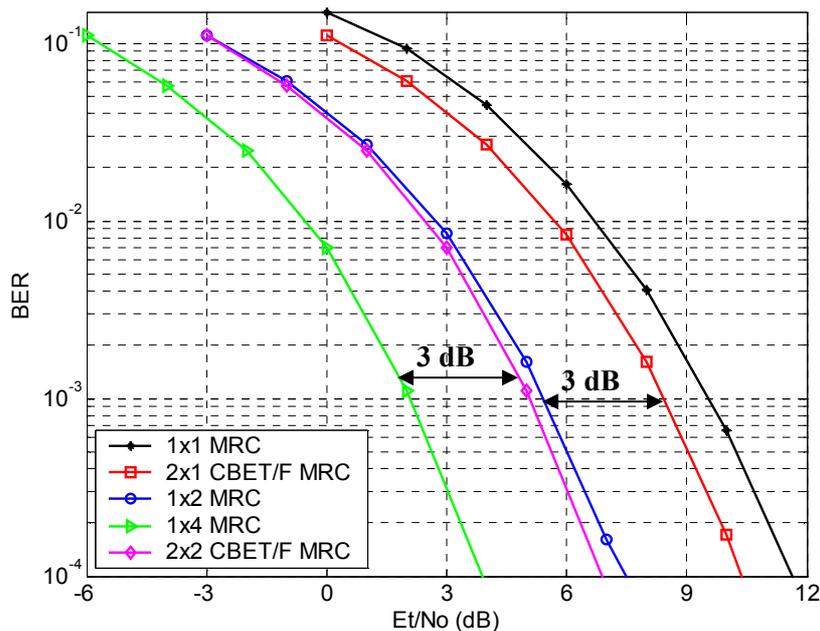
Número de Portadoras, $N_c$	1024
Comprimento do Código, $L$	32
Número de Utilizadores, $K$	1, 16 e 32
Largura de Banda (LB)	64MHz
Duração do símbolo OFDM, $T'_{OFDM}$	16 $\mu$ s
Duração do Tempo de Guarda, TG	3.2 $\mu$ s
Frequência de Amostragem, (FA)	80MHz
Espaçamento entre Sub-portadoras, $\Delta f_c$	78.125KHz
Modulação	QPSK, 8-PSK e 16-QAM
Mapeamento dos <i>Chips</i>	Adjacentes ou <i>Interleaved</i>
Codificação de Canal	Não usado
Modelos de Canal	□ BRAN A, Rayleigh
Espaçamento entre elementos da Antena	$d_e > 10\lambda$ e $d_e = 0.5\lambda$
Espalhamento Angular	$\sigma_A = 30^0$ , $\sigma_A = 60^0$ e $\sigma_A = 120^0$

### 6.6.1 Avaliação do Desempenho para um Sistema Mono-Utilizador

Nesta secção, são apresentadas curvas de desempenho para vários esquemas, para um sistema mono-utilizador. Os resultados são apresentados em termos da BER em função do Et/No. O objectivo é identificar a ordem de diversidade que pode ser atingida, e obter o limite inferior da BER de cada um deles. São então mostrados resultados para o sistema MC-CDMA convencional com o equalizador MRC, 1x1 MRC; para o sistema MC-CDMA SIMO com uma antena na transmissão e 2 e 4 na recepção, 1x2 MRC e 1x4 MRC, respectivamente; sistema MC-CDMA combinado com os códigos de Alamouti para duas antenas na transmissão e uma na recepção, 2x1 CBET/F MRC, e duas na recepção 2x2 CBET/F MRC. É assumido que os canais entre as diferentes antenas são decorrelacionados e a modulação usada foi a QPSK. Em todos os esquemas a potência transmitida, por cada utilizador, é normalizada a um.

Observando a Figura 6.11, verifica-se que o sistema convencional, 1x1 MRC, é aquele que apresenta pior desempenho. O esquema de Alamouti 2x1 CBET/F MRC apresenta um ganho de cerca de 1dB, para uma BER=1.0E-3, quando comparado com o sistema anterior. É também visível no gráfico que o esquema 2x1 CBET/F MRC apresenta a mesma ordem de diversidade que o esquema 1x2 MRC, uma vez que o declive das duas curvas é

sensivelmente o mesmo. A curva referente ao esquema 1x2 MRC é apenas deslocada para a esquerda 3 dB, isto porque como referido no início deste capítulo, a potência transmitida por antenna no esquema 2x1 CBET/F MRC é metade da transmitida no esquema 1x2 MRC. O mesmo raciocínio se pode fazer relativamente às curvas dos esquemas de 2x2 CBET/F MRC e 1x4 MRC, ambas têm a mesma ordem de diversidade. No entanto, a curva referente ao esquema 1x4 MRC está deslocada 3 dB para a esquerda. Assim, é necessário transmitir o dobro da potência para que o esquema de Alamouti apresente o mesmo desempenho que os esquemas SIMO com a mesma ordem de diversidade. Por exemplo, comparando as curvas de desempenho referentes aos esquemas 2x2 CBET/F MRC e 1x2 MRC, ambas com o mesmo ganho de antenna, verifica-se que a ordem de diversidade é diferente, uma vez que o declive não é o mesmo. De uma forma geral, o declive das curvas de desempenho está relacionado com a ordem de diversidade e o deslocamento com o ganho da antenna. Convém também referir, que o desempenho dos sistemas mono-utilizador 1x2 e 1x4 MRC é idêntico ao obtido para os sistemas de pré-filtragem 2x1 e 4x1 Pre-MRC, respectivamente.



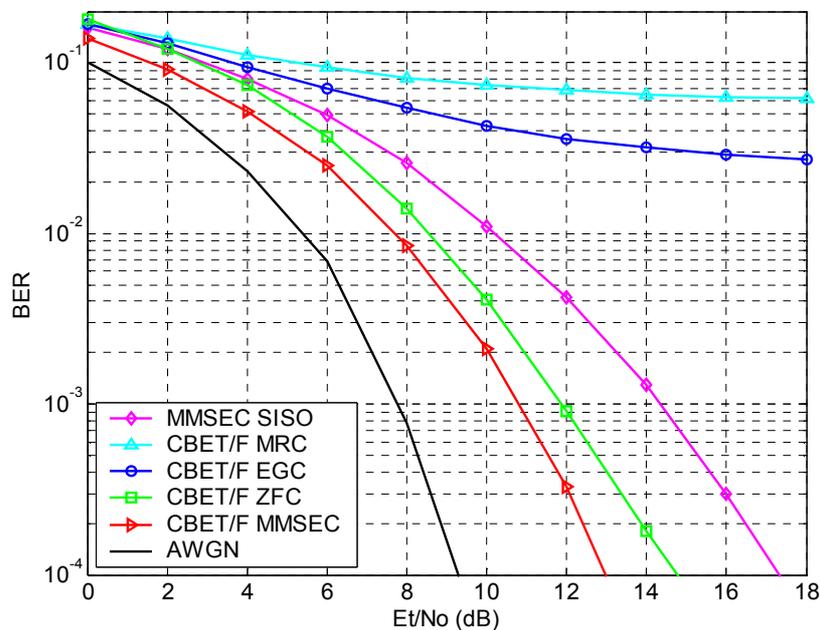
**Figura 6.11:** Comparação do desempenho dos códigos de Alamouti, do sistema SIMO 1x2 e 1x4 MRC e convencional 1x1 MRC, para um sistema mono-utilizador com *interleaving*.

### 6.6.2 Avaliação do Desempenho dos Esquemas CBET/F

Nesta secção, são apresentados os resultados obtidos com os esquemas 2x1 CBET/F, combinados com os equalizadores mono-utilizador, discutidos na secção 6.4.1. Os

resultados são apresentados em termos da BER em função do  $E_t/N_o$ . É assumido que os canais entre as diferentes antenas são descorrelacionados e a modulação usada foi a QPSK.

Na Figura 6.12 são apresentados os resultados obtidos para o esquema de Alamouti 2x1 combinado com os equalizadores MRC, EGC, ZFC e MMSEC, e ainda as curvas referentes ao canal AWGN e ao sistema convencional 1x1 MMSEC. Verifica-se que o esquema 2x1 CBET/F MRC, óptimo num sistema mono-utilizador, é que apresenta pior desempenho num sistema multi-utilizador. Apesar da combinação dos códigos CBET/F com o equalizador EGC não permitir a anulação da IES, o esquema 2x1 CBET/F EGC apresenta melhores resultados que o esquema anterior. O que acontece é que o MRC num sistema multi-utilizador aumenta bastante a componente da IAM, acabando mesmo por se sobrepor ao conjunto das componentes da IES e da IAM obtidas com o equalizador EGC. Ambos os esquemas apresentam pior desempenho que o sistema MC-CDMA 1x1 MMSEC. Combinando os códigos de Alamouti com os equalizadores MMSEC e ZFC, obtém-se um desempenho melhor que o obtido com o sistema 1x1 MMSEC. Observa-se, um ganho de cerca de 3.6 e 2.6 dB (para uma  $BER=1.0E-3$ ) dos esquemas 2x1 CBET/F MMSEC e 2x1 CBET/F ZFC, relativamente ao sistema 1x1 MMSEC, respectivamente. No entanto, observa-se ainda uma penalidade de cerca de 3 dB do esquema 2x1 CBET/F MMSEC relativamente à curva Gaussiana, considerando também uma  $BER=1.0e-3$ .

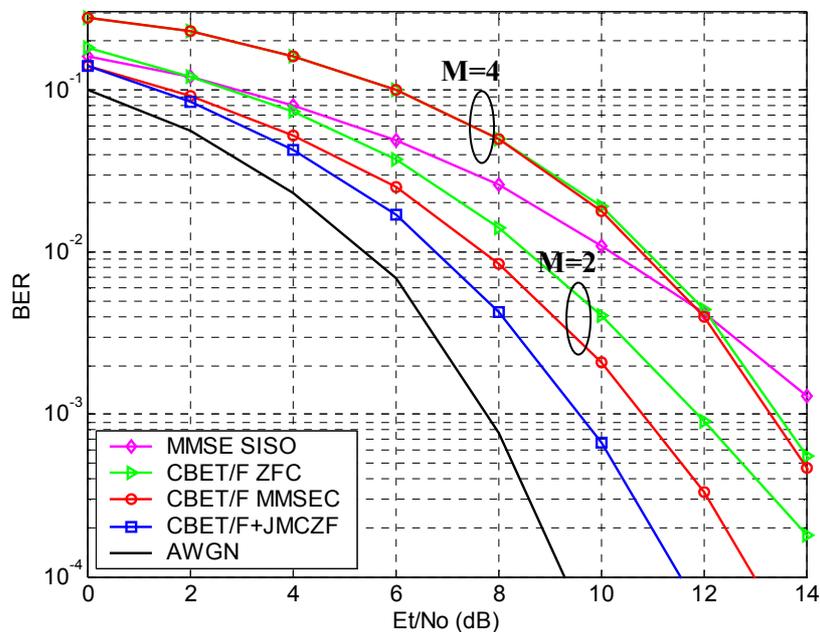


**Figura 6.12:** Avaliação do desempenho dos códigos de Alamouti combinados com vários equalizadores mono-utilizador, com *interleaving*, para  $K = 32$  e modulação QPSK.

### 6.6.3 Avaliação do Desempenho para Diferentes Valores de Eficiência Espectral

Como se viu pelos resultados obtidos na figura anterior o esquema de Alamouti apresenta melhores resultados num sistema multi-utilizador quando combinado com os equalizadores MMSEC e ZFC, pelo que a partir daqui apenas são apresentados resultados, para os esquemas de Alamouti 2x1 ou de Tarokh 4x1, combinados com estes dois equalizadores. Nesta secção, são também apresentados resultados para o esquema proposto neste capítulo, 2x1 CBET/F+JMCZF. É também assumido que os canais entre as diferentes antenas são decorrelacionado. De forma a se fazer uma comparação realista é necessário que os vários esquemas tenham a mesma eficiência espectral. Como os esquemas de Tarokh têm taxas de codificação inferiores a um, é necessário aumentar a ordem de modulação para apresentarem a mesma eficiência espectral do código que os outros esquemas. A Figura 6.13 apresenta os resultados para uma eficiência espectral do código de  $\xi_{st} = 2 \text{ bps} / \text{Hz}$ . Para obter essa eficiência espectral foram usadas as seguintes modulações nos diferentes esquemas:

- QPSK, para o sistema 1x1 MMSEC, 2x1 CBET/F MMSEC, 2x1 CBET/F ZFC, 2x1 CBET/F+JMCZF e canal AWGN.
- 16-QAM, para o esquema 4x1 de Tarokh com uma taxa de codificação de 1/2.

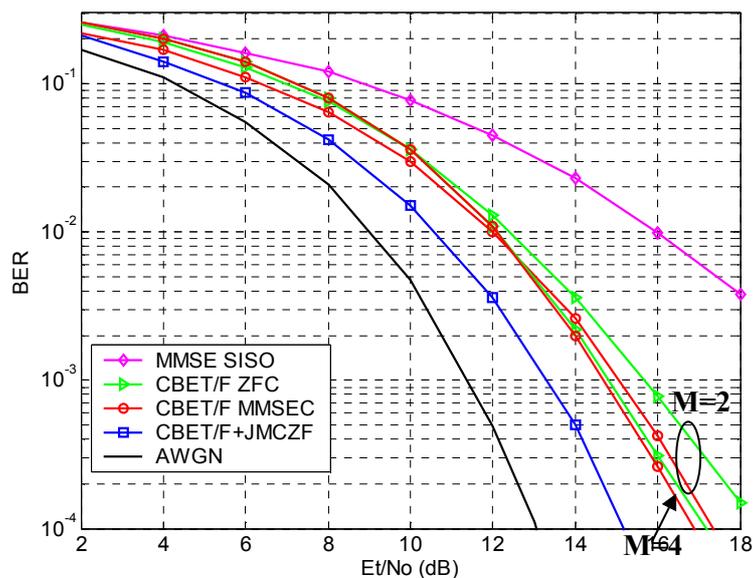


**Figura 6.13:** Desempenho de vários esquemas com eficiência espectral,  $\xi_{st} = 2 \text{ bps} / \text{Hz}$ , com *interleaving*, para  $K = 32$ .

Pela Figura 6.13 verifica-se que o esquema proposto, 2x1 CBET/F+JMCZF, é aquele que apresenta melhor desempenho. Observa-se um ganho de aproximadamente de 1.2 e 2.3 dB, para uma BER=1.0E-3, relativamente aos esquemas 2x1 CBET/F MMSEC e 2x1 CBET/F ZFC, respectivamente. Como o esquema proposto toma em conta os sinais dos diferentes utilizadores, consegue eliminar a IAM de forma mais eficiente que os esquemas mono-utilizador. Convém referir que esquema 2x1 CBET/F MMSEC exige a estimação da potência do ruído no TM, o que aumenta a sua complexidade. Além disso considerou-se que esse parâmetro é estimado sem erros, o que não acontece num sistema prático. A figura mostra ainda que os códigos de Tarokh, para quatro antenas e taxa de codificação de 1/2, combinados com os equalizadores MMSEC e ZFC, são os que apresentam pior desempenho. Isto porque, para terem a mesma eficiência espectral que os outros esquemas é necessário usar uma modulação de ordem superior, neste caso 16-QAM, e como se sabe ordens de modulação elevadas são mais propícias a erros. Assim, apesar dos códigos de Tarokh terem uma ordem de diversidade maior que os de Alamouti, apresentam pior desempenho para este cenário.

A Figura 6.14 apresenta os resultados para uma eficiência espectral do código de  $\xi_{st} = 3 \text{ bps} / \text{Hz}$ . Para obter essa eficiência espectral foram usadas as seguintes modulações nos diferentes esquemas:

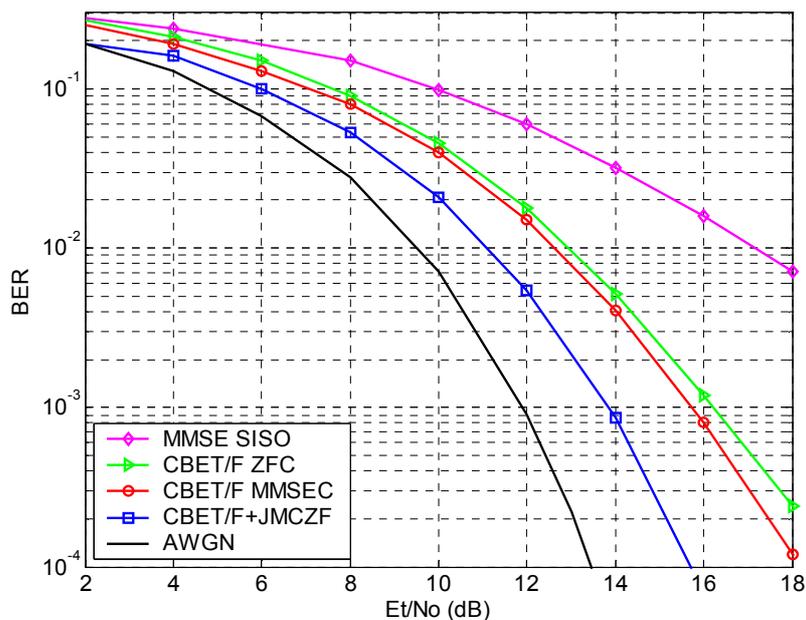
- 8-PSK, para o sistema 1x1 MMSEC, 2x1 CBET/F MMSEC, 2x1 CBET/F ZFC, 2x1 CBET/F+JMCZF e canal AWGN.
- 16-QAM, para o esquema 4x1 de Tarokh com uma taxa de codificação de 3/4.



**Figura 6.14:** Desempenho de vários esquemas com eficiência espectral,  $\xi_{st} = 3 \text{ bps} / \text{Hz}$ , com interleaving, para  $K = 32$ .

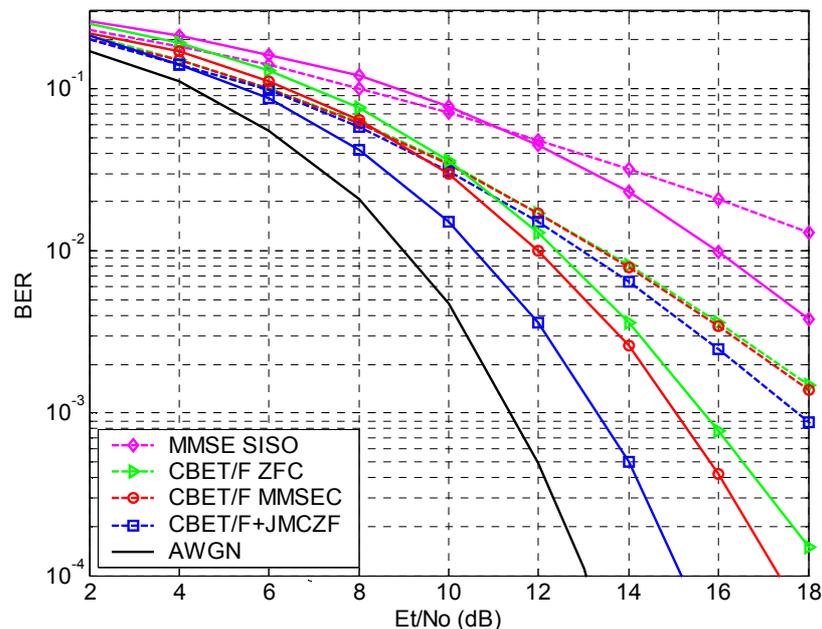
Para este caso também se verifica que o esquema 2x1 CBET/F+JMCZF é aquele que apresenta melhor desempenho. Observa-se um ganho de aproximadamente de 1.8 dB, relativamente aos esquemas 4x1 CBET/F MMSEC e 4x1 CBET/F ZFC, para uma BER=1.0E-3. Para este cenário os códigos de Tarokh apresentam um desempenho semelhante ao obtido com os de Alamouti. Verifica-se uma ligeira melhoria dos códigos de Tarokh para valores de  $E_t/N_0$  maiores que 12dB. Isto porque existe uma menor diferença das modulações 8-PSK e 16-QAM, em termos de propensão para erros, do que as modulações QPSK e 16-QAM do cenário anterior. Assim, neste caso o factor preponderante é a ordem de diversidade, e como o esquema de Tarokh com quatro antenas, tem uma ordem de diversidade maior, apresenta melhor desempenho para valores de  $E_t/N_0$  elevados.

A Figura 6.15 apresenta curvas de desempenho para uma eficiência espectral do código de  $\xi_{st} = 4 \text{ bps} / \text{Hz}$ . Para obter essa eficiência espectral a modulação usada foi a 16-QAM em todos os esquemas, uma vez que todos têm uma taxa de codificação unitária, já que não são apresentados resultados para os códigos de Tarokh. Da mesma forma que nos dois cenários anteriores, também neste se verifica que o esquema 2x1 CBET/F+JMCZF, é aquele que apresenta melhor desempenho. Pode-se observar um ganho de aproximadamente de 2 e 2.2 dB, relativamente aos esquemas 2x1 CBET/F MMSEC e 2x1 CBET/F ZFC, para uma BER=1.0E-3. Comparando os três cenários anteriores, verifica-se que o ganho do esquema 2x1 CBET/F+JMCZF relativamente aos esquemas 2x1 CBET/F MMSEC ou 2x1 CBET/F ZFC, aumenta à medida que a ordem de modulação aumenta. Tal torna o esquema proposto interessante para sistemas que exigem taxas de transmissão elevadas.



**Figura 6.15:** Desempenho de vários esquemas com eficiência espectral,  $\xi_{st} = 4 \text{ bps} / \text{Hz}$ , com *interleaving*, para  $K = 32$ .

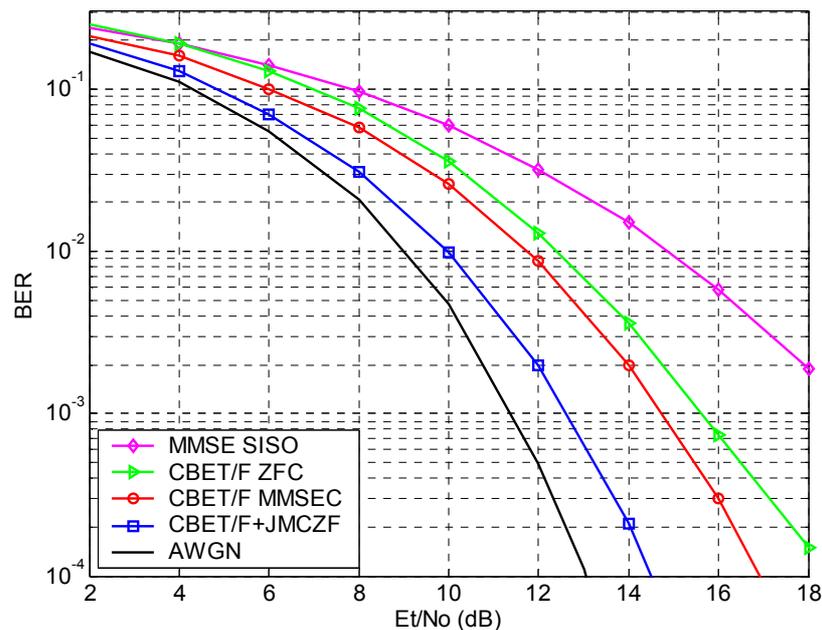
A Figura 6.16 apresenta curvas de desempenho para os mesmos esquemas da Figura 6.14, com exceção do esquema de Tarokh. São usados os mesmos parâmetros, sendo apresentados resultados para os dois tipos de mapeamento dos *chips*: adjacentes e *interleaved*. Como se pode ver pela figura, para um mapeamento adjacente, o desempenho dos esquemas 2x1 CBET/F+JMCZF, 2x1 CBET/F MMSEC e 2x1 CBET/F ZFC é idêntico. Como neste caso a IAM no sistema é menor, o esquema multi-utilizador 2x1 CBET/F+JMCZF apresenta um ganho menor quando comparado com os outros esquemas. No entanto, como a diversidade na frequência é muito menor, todos os esquemas apresentam um desempenho pior que no caso em que se usa a operação de *interleaving*. Estes resultados contrastam um pouco com os obtidos no capítulo 5, onde se verificou que os esquemas de pré-filtragem mono-utilizador projectados no espaço-frequência apresentavam piores resultados quando era feita a operação de *interleaving*. Apenas os esquemas de pré-filtragem multi-utilizador apresentavam melhores resultados. Aqui, os esquemas mono-utilizador 2x1 CBET/F MMSEC e 2x1 CBET/F ZFC, e o multi-utilizador 2x1 CBET/F+JMCZF apresentam melhores resultados quando se usa a operação de *interleaving*.



**Figura 6.16:** Comparação do desempenho para os dois tipos de mapeamento dos *chips*: adjacentes (tracejado) e *interleaved* (cheio), para  $K = 32$  e  $\xi_{st} = 3 \text{ bps / Hz}$ .

Na Figura 6.17 são apresentados os resultados obtidos para os mesmos esquemas da Figura 6.14, com exceção do esquema de Tarokh, mas agora considerando apenas 16 utilizadores activos, i.e., um sistema com meia carga. Verifica-se que o esquema 2x1 CBET/F+JMCZF é aquele que apresenta melhor desempenho. Observa-se um ganho de aproximadamente de

2.1 e 3.1 dB, para uma BER=1.0E-3, relativamente aos esquemas 2x1 CBET/F MMSEC e 2x1 CBET/F ZFC, respectivamente. Comparando esses ganhos com os obtidos na Figura 6.14 ( $K = 32$ ), verifica-se que são maiores. Este aumento de ganho está relacionado com o facto de que com este cenário, o número de graus de liberdade ser o dobro do número de condições, conseguindo-se eliminar a IAM de forma mais eficiente, i.e., à custa de uma menor potência de transmissão (antes da normalização), o que implica uma maior SNR no TM (depois da normalização).



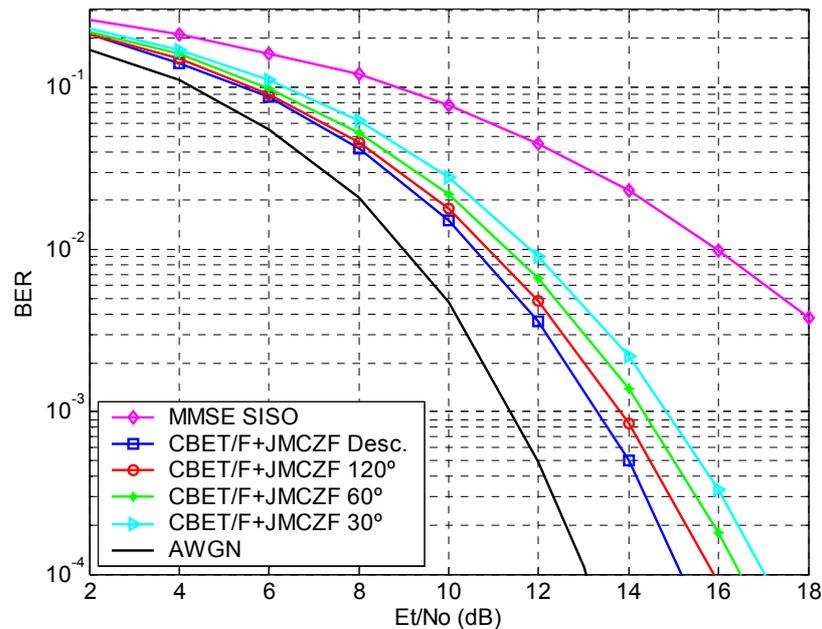
**Figura 6.17:** Desempenho de vários esquemas com eficiência espectral,  $\xi_{st} = 3 \text{ bps/Hz}$ , com *interleaving*, para  $K = 16$ .

#### 6.6.4 Avaliação do Desempenho para Canais Correlacionados

Nesta secção, são apresentadas as curvas de desempenho obtidas com os esquemas discutidos em cima, mas agora em cenários onde o desvanecimento entre antenas não é decorrelacionado. Como já referido anteriormente, o grau de correlação depende do espalhamento angular e do ângulo médio de incidência. Os resultados foram obtidos para uma eficiência espectral do código de  $\xi_{st} = 3 \text{ bps/Hz}$ , com a operação de *interleaving* e para  $K = 32$ .

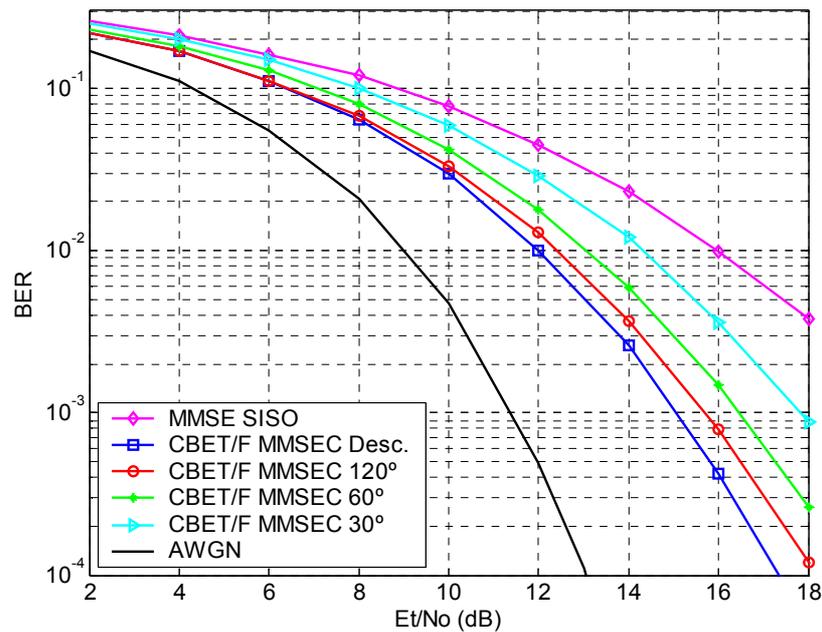
A Figura 6.18 apresenta os resultados obtidos com o esquema 2x1 CBET/F+JMCZF para os casos em que os canais entre antenas são decorrelacionados e para três valores diferentes do espalhamento angular: 120°, 60° e 30°. Como seria de esperar à medida que o

espalhamento angular diminui, aumenta a correlação entre antenas, o desempenho degrada-se. No entanto, verifica-se que essa degradação é moderada. Observa-se uma penalidade, relativamente ao caso em que os canais são descorrelacionados, de cerca de 0.6, 1 e 1.5 dB para um espalhamento angular de 120°, 60° e 30°, respectivamente. Apesar da diversidade espacial diminuir, este esquema explora de forma eficiente a diversidade na frequência.



**Figura 6.18:** Avaliação do desempenho do esquema CBET/F+JMCZF, para vários valores do espalhamento angular e para o caso em que os canais são descorrelacionados.

A Figura 6.19 apresenta os resultados obtidos com o esquema 2x1 CBET/F MMSEC para os casos em que os canais entre antenas são descorrelacionados e para os mesmos três valores do espalhamento angular. Da mesma forma que no esquema anterior, também neste o desempenho degrada-se à medida que o espalhamento angular diminui. Neste caso, observa-se uma penalidade, relativamente ao caso em que os canais são descorrelacionados, de cerca de 0.7, 1.4 e 2.9 dB para um espalhamento angular de 120°, 60° e 30°, respectivamente. Comparando estes valores com os obtidos na figura anterior para o esquema 2x1 CBET/F+JMCZF, verifica-se que para um espalhamento angular de 120° a degradação no desempenho é semelhante. No entanto, para 60° e 30°, o desempenho do esquema 2x1 CBET/F MMSEC degrada-se muito mais rapidamente que o 2x1 CBET/F+JMCZF. Observa-se ainda, que o desempenho do esquema proposto, para um espalhamento angular de 30°, é mesmo melhor que o obtido com o esquema 2x1 CBET/F MMSEC, para o caso em que os canais entre antenas são descorrelacionados.



**Figura 6.19:** Avaliação do desempenho do 2x1 CBET/F MMSEC, para vários valores do espalhamento angular e para o caso em que os canais são decorrelacionados.

## 6.7 Conclusões

Nesta secção, são apresentadas as principais conclusões dos vários esquemas discutidos. Estas conclusões são baseadas nos resultados obtidos neste capítulo e também na complexidade de implementação.

- Pelos resultados obtidos, verifica-se que a combinação da codificação no espaço-tempo/frequência com os equalizadores mono-utilizador leva a uma melhoria no desempenho, quando comparado com o obtido com o sistema convencional, apresentado no capítulo 4. Esta melhoria é conseguida com apenas um ligeiro aumento de complexidade em ambos os terminais.
- Comparando os códigos de Alamouti com os de Tarokh, ambos combinados com equalizadores mono-utilizador, verifica-se que os primeiros são bastante mais interessantes para implementações práticas que os segundos. Isto porque, para a mesma eficiência espectral do código, os de Alamouti apresentam um desempenho melhor ou idêntico (dependendo do cenário) que o obtido com os de Tarokh para quatro antenas. Além disso os códigos de Alamouti são ligeiramente menos complexos, uma vez que apenas usam duas antenas na transmissão.
- A combinação da pré-filtragem com os códigos CBET/F conduz a uma melhoria no desempenho do sistema, quando comparado com o obtido com os esquemas de

codificação combinados com os equalizadores mono-utilizador. Esta melhoria requer, no entanto, a inversão de uma matriz na EB. Contudo, essa matriz é real e de dimensão  $K \times K$ , o que faz com que esse aumento de complexidade na EB seja moderado. Além disso, o TM requer a complexidade de apenas um simples equalizador mono-utilizador, não sendo necessário estimar a variância do ruído.

- O esquema proposto CBET/F+JMCZF, apenas exige o conhecimento da resposta parcial do canal, o que faz com que seja interessante para ser implementado em sistemas baseados no modo FDD, uma vez que é exigido um canal de *feedback*, com uma taxa de transmissão bastante menor que a que seria necessária com os esquemas propostos no capítulo anterior.
- A codificação nos sistemas MC-CDMA pode ser implementada no espaço-tempo ou espaço-frequência. O desempenho é o mesmo, desde que se garanta que no primeiro caso o canal seja constante durante a duração de  $N_p$  símbolos e no segundo que os sub-canais de  $N_p$  sub-portadoras adjacentes estejam fortemente correlacionados. No entanto, do ponto de vista de implementação prática é preferível o segundo caso.

Estes esquemas de codificação foram avaliados em cenários sem codificação de canal e foi assumido estimativas do canal perfeitas em ambos os terminais, e além disso considerou-se que o canal no UL é o mesmo que no DL. No capítulo 7, estes esquemas serão novamente avaliados em cenários mais realistas, que tomam em conta estas questões. Além disso, é feita uma comparação do desempenho dos esquemas discutidos neste e no capítulo anterior.



## **7 Comparação e Avaliação do Desempenho em Cenários Realistas**

---

---

Nos capítulos anteriores, os resultados foram obtidos sem codificação de canal, e assumiu-se o conhecimento perfeito das estimativas de canal em ambos os terminais. No entanto, hoje em dia a codificação de canal é fundamental para ter taxas de erros baixas, e obviamente a resposta do canal, estimada em ambos os terminais, não é perfeita. Assim, o objectivo deste capítulo é complementar a avaliação, já feita nos capítulos anteriores, para os vários esquemas discutidos, tomando em conta estas questões.

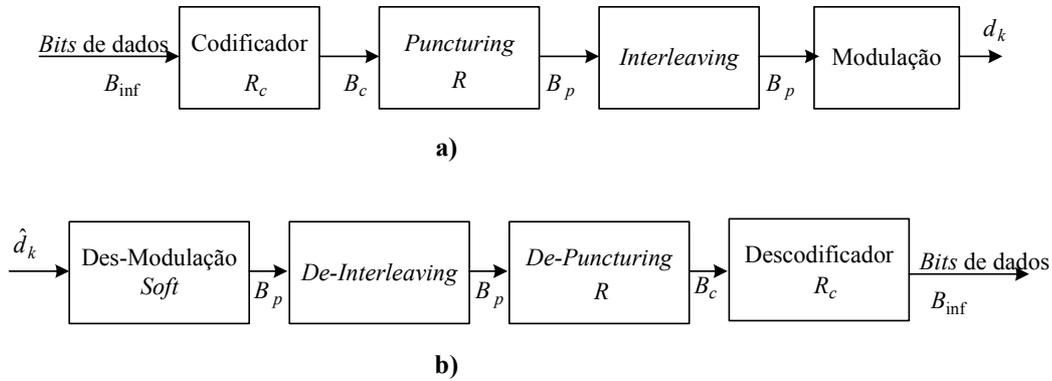
Inicialmente, é apresentado o esquema de codificação e decodificação de canal implementado na plataforma de simulação. Na secção 7.2, é discutida a questão da mobilidade do TM e a sua consequência no desempenho dos esquemas de pré-filtragem. De seguida, são apresentados os principais parâmetros usados para obter os resultados deste capítulo. Na secção 7.4, são apresentados os resultados obtidos com codificação de canal e com estimativas de canal perfeitas. Na secção 7.5, é feita a avaliação dos vários esquemas em cenários não ideais: com estimativas de canal imperfeitas e tomando em conta a mobilidade do TM. Por fim, é feita uma comparação dos vários esquemas, discutidos ao longo da tese, e são enunciadas as principais conclusões referentes aos resultados obtidos nos cenários deste capítulo.

## 7.1 Codificação e Descodificação de Canal

A codificação de canal, é uma parte essencial de qualquer sistema prático de comunicações, cuja função é introduzir redundância no fluxo de *bits* de dados transmitido, de forma a corrigir eventuais erros. Assim, usando códigos com boas propriedades de correcção de erros, conjuntamente com um esquema de descodificação baseado no conhecimento da resposta do canal no receptor,   possível obter ganhos de desempenho consideráveis em canais com desvanecimento. Nos sistemas MC-CDMA, são geralmente usados códigos convolucionais e códigos turbo [36][186]. No projecto Europeu MATRICE foram implementados estes dois tipos de códigos. Nesta tese, optou-se pelo uso do esquema de codificação turbo implementado neste projecto, e que é o mesmo que foi especificado para o sistema UMTS [187]. De uma forma simplista, este esquema   constituído por dois codificadores convolucionais em paralelo, cada um com oito estados e ainda por um esquema de *interleaving* interno. Cada bloco de *bits* de dados na entrada,  $B_{inf.}$ , é codificado num bloco de *bits*,  $B_c = 3B_{inf.} + 12$ . Logo, a taxa de codificação deste código,  $R_c$ ,   de um terço,  $R_c = 1/3$ . Para tornar o esquema de codificação flexível, i.e., com taxas de codificação variáveis,   saída do codificador, é usado um bloco de *puncturing*, como mostra a Figura 7.1 a). A função deste bloco é remover parte da redundância introduzida pelo código de canal de acordo com um determinado padrão de *puncturing*. O padrão usado nesta tese é: 101110, o que significa que por cada seis *bits* na entrada, são apenas colocados na saída quatro *bits*, obtendo-se uma taxa de codificação global de um meio,  $R = B_{inf.} / B_p = 1/2$ . Os *bits* apagados correspondem aos zeros do padrão de *puncturing*. Como é evidente este padrão é repetido ciclicamente, o número de repetições depende do tamanho do bloco de *bits* na entrada. De seguida, é feita uma operação de *interleaving*, de forma a combater os erros que possam surgir num conjunto elevado de *bits* adjacentes, i.e., em rajadas. Num sistema de comunicações móveis, este tipo de erros pode surgir, devido a um desvanecimento, e também para efectivamente explorar a diversidade temporal oferecida pelo canal. Finalmente, os *bits* são mapeados em símbolos de dados,  $d_k$ , dependendo a regra de mapeamento da constelação usada.

No receptor, depois da estimativa dos símbolos de dados  $\hat{d}_k$  é feita uma desmodulação *soft*, i.e., são gerados  $m_b$  *bits* por cada símbolo de dados. De seguida, são feitas as operações de *de-interleaving* e de *de-puncturing*, em que esta última consiste em colocar zeros nas posições dos *bits* em falta. Por fim, é feita a descodificação, em que por cada bloco de  $B_c$  *bits* estimados na entrada, sai um bloco de  $B_{inf.}$  *bits* de informação. O algoritmo usado é o *Max-Log Maximum*   posteriori (Max-Log MAP) [188], implementado no projecto

MATRICE [186]. Os resultados deste capítulo foram obtidos com 6 iterações no processo de decodificação turbo.



**Figura 7.1:** Blocos de Codificação e Decodificação de Canal.

## 7.2 Cenários com Estimativas de Canal Imperfeitas e Mobilidade do TM

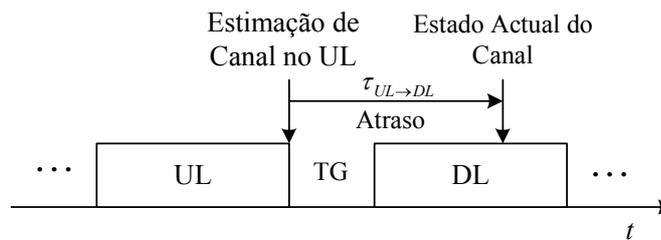
O conhecimento da resposta do canal no transmissor e/ou receptor é um requisito fundamental para qualquer um dos esquemas apresentados nos capítulos 4, 5 e 6. Nesses capítulos, considerou-se que a resposta do canal era conhecida e estimada sem erros. Ora, em sistemas práticos isso não acontece, daí a importância de avaliar estes esquemas em cenários com estimativas imperfeitas do canal. Existem dois factores que levam a que as estimativas do canal sejam imperfeitas: i) o primeiro está relacionado com a estimação de canal propriamente dita, em que o estimador não consegue estimar a resposta do canal sem erros; ii) o segundo está directamente relacionado com a velocidade do TM. Para o primeiro caso, a resposta em frequência do canal estimado  $\hat{h}$  no TM ou na EB é dado por,

$$\hat{h}_n = h_n + e_n, \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (7.1)$$

em que  $h_n$  representa o coeficiente efectivo do sub-canal  $n$ , e  $e_n$  representa o erro da estimativa desse sub-canal. Nesta tese, os valores do erro são gerados com uma variável Gaussiana de média nula e variância  $\sigma_{cer}^2$ . O valor desta variância está relacionado com a variância do ruído AWGN adicionado ao canal, i.e., a variância  $\sigma_{cer}^2$  é  $\chi$  vezes a variância do ruído aditivo no canal,  $\sigma_{cer}^2 = \chi\sigma^2$ .

Em cenários exteriores e a velocidades moderadamente elevadas não é possível assumir que o canal seja constante entre dois TS consecutivos de UL e DL. Assim, nestes cenários não é realista assumir que o canal estimado no UL seja o mesmo durante toda a duração do TS de DL seguinte. Isto porque, existe um atraso temporal entre a estimativa no UL e o seu

uso durante a duração do TS de DL, como mostra a Figura 7.2. Se esse atraso for menor que o tempo de coerência do canal, pode-se assumir que não existe grande diferença entre a estimativa do canal no UL e o seu estado durante a duração do DL. No entanto, se esse requisito não for garantido, existirá diferença entre a estimativa do canal no UL e o estado actual do canal no DL seguinte, levando a uma degradação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem.



**Figura 7.2:** Atraso entre a estimativa de canal no UL e o seu uso no DL, no modo TDD.

Uma possível medida das variações do canal entre o UL e o DL é dada pelo coeficiente de correlação, que representa a correlação do desvanecimento do canal entre dois coeficientes espaçados de um determinado atraso temporal  $\tau_{UL \rightarrow DL}$ . Assumindo um espectro de Doppler clássico de Jakes [48], o coeficiente de correlação,  $\rho_c$ , é dado por,

$$\rho_c = E\{h(t)h^*(t + \tau_{UL \rightarrow DL})\} = J_0(2\pi\tau_{UL \rightarrow DL}v/\lambda_c) \quad (7.2)$$

onde  $v$  representa a velocidade do TM,  $\lambda_c$  o comprimento de onda e  $J_0$  representa a função de Bessel modificada do primeiro tipo e ordem zero, ver equação (2.15) do capítulo 2.

**Tabela 7.1:** Relação entre o coeficiente de correlação e a velocidade do TM, considerando  $\tau_{UL \rightarrow DL} = 1ms$  e  $\lambda_c = 0.06m$ .

Coeficiente de Correlação, $\rho_c$	Velocidade do TM $v(Km/h)$
1	0.0
0.99	6.9
0.98	9.7
0.96	13.8
0.94	16.9
0.92	19.6
0.90	22.0
0.88	24.2
0.86	26.2
0.62	45.0
0.37	60.0

Como facilmente se percebe, o atraso  $\tau_{UL \rightarrow DL}$  entre a estimativa no UL e o seu uso durante a transmissão do TS de DL aumenta, resultando numa diminuição do factor de correlação. Assim, a diferença entre a estimativa do canal no UL e o estado do canal no início do TS de DL seguinte é menor, resultando numa menor penalidade no desempenho, aumentando até ao fim da duração do TS de DL. Considerando a duração típica de um TS de 1ms (no caso do sistema UMTS este valor é de cerca de 0.7ms), a relação entre o coeficiente de correlação e a velocidade do TM é dada pela Tabela 7.1. Os valores do coeficiente de correlação apresentados na tabela, representam o pior caso, i.e., representam a correlação entre o canal estimado no UL e o estado do canal no fim do TS de DL seguinte.

### 7.3 Parâmetros de Simulação

Os principais parâmetros usados nas simulações estão resumidos na Tabela 7.2. Estes parâmetros são semelhantes aos usados nos capítulos anteriores, sendo apenas acrescentados os parâmetros referentes à codificação de canal e às variações do Doppler.

**Tabela 7.2:** Principais parâmetros usados nas simulações.

Número de Portadoras, $N_c$	1024
Comprimento do Código, $L$	32
Número de Utilizadores, $K$	1, 16 e 32
Largura de Banda (LB)	64 MHz
Duração do símbolo OFDM, $T'_{OFDM}$	16 $\mu$ s
Duração do Tempo de Guarda, TG	3.2 $\mu$ s
Frequência de Amostragem, (FA)	80 MHz
Espaçamento entre Sub-portadoras, $\Delta f_c$	78.125 KHz
Número de símbolos OFDM por TS	32
Duração do TS/ <i>Frame</i>	512 $\mu$ s
Modulação	8-PSK
Mapeamento dos <i>Chips</i>	Adjacentes ou <i>Interleaved</i>
Codificação de Canal	Codificação Turbo, $R = 1/2$
Modelos de Canal	HIPERLAN/2 <input type="checkbox"/> BRAN A, Rayleigh <input type="checkbox"/> BRAN E, Rayleigh
Espaçamento entre elementos da Antena	$d_e > 10\lambda$
Velocidade do TM	60 Km/h
Frequência da Portadora	5.0 GHz

Todos os resultados apresentados neste capítulo foram obtidos com codificação de canal. Foi usado o codificador de canal turbo, descrito na primeira secção deste capítulo, com uma taxa de codificação de  $1/2$ . Cada TS ou *frame* é constituído por 32 símbolos OFDM ou 1024 símbolos de dados. O que significa que o número de *bits* por bloco à entrada do codificador é  $B_{inf.} = 1536$ , logo  $B_c = 3B_{inf.} + 12 = 4620$  e  $B_p = 3072$ . Como a modulação usada é 8-PSK, o número de símbolos de dados transmitidos por cada bloco de  $B_{inf.}$  *bits* é 1024, sendo que cada símbolo OFDM é constituído por 32 símbolos de dados. Para este cenário, a taxa de transmissão por utilizador é de 3Mbps, considerando um sistema com  $K = 32$ , a taxa de transmissão total é de 96Mbps, o que corresponde uma eficiência espectral de 1.5 bps/Hz. São considerados dois tipos de canal: BRAN A e BRAN E, adequados para cenários interiores e exteriores, respectivamente. Para este último canal, foram consideradas as variações de Doppler, pelo que a velocidade usada foi de 60Km/h e a frequência da portadora de 5.0GHz. A separação entre os elementos da antena é suficientemente grande para considera que os canais entre antenas são independentes. Ao longo deste capítulo, a comparação de desempenho é sempre feita para uma BER alvo de  $1.0e-4$ .

No anexo D, são apresentados resultados obtidos num cenário definido no âmbito do projecto Europeu MATRICE.

## 7.4 Avaliação do Desempenho com Estimativas de Canal Perfeitas

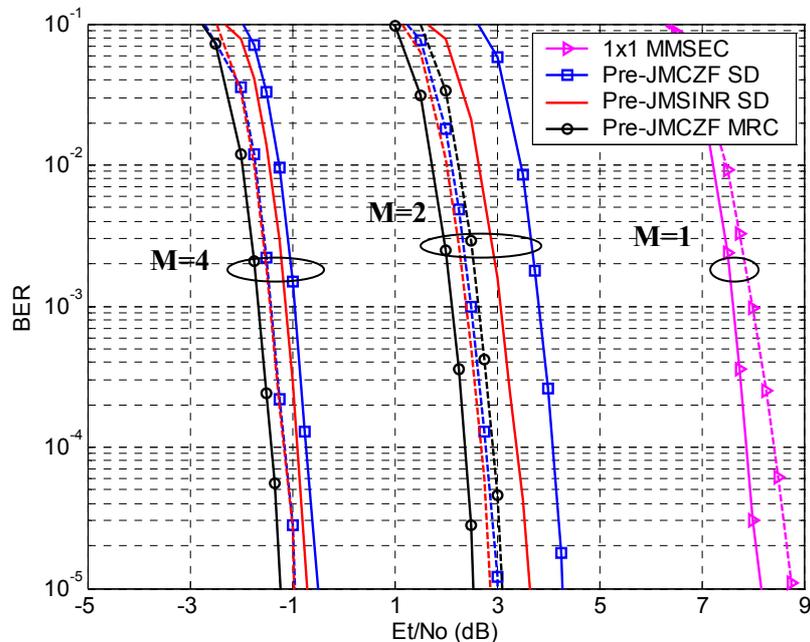
Nesta secção, são apresentados resultados para os esquemas de pré-filtragem no espaço-frequência derivados no capítulo 5, e para os esquemas de codificação CBET/F, discutidos no capítulo 6. Na parte final, é também feita uma comparação do desempenho entre os dois tipos de esquemas. Os resultados foram obtidos com o canal BRAN A, e são apresentados em termos da BER e da *Frame Error Rate* (FER) em função do  $E_t/N_o$ .

### 7.4.1 Resultados para os Esquemas de Pré-Filtragem no Espaço-Frequência

A Figura 7.3 apresenta o desempenho dos esquemas 1x1 MMSEC, Pre-JMCZF SD, Pre-JMSINR SD e Pre-JMCZF MRC, para  $K = 32$ . São apresentados resultados para os dois tipos de mapeamento dos *chips*: adjacentes e *interleaved*. Comparando os esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-JMSINR SD com e sem a operação de *interleaving*, verifica-se que o desempenho é melhor para o caso em que não é feita essa operação. Para valores baixos de  $E_t/N_o$ , já se tinha visto pelos resultados do capítulo 5 (sem codificação de canal), que estes esquemas apresentam pior desempenho, com a operação de *interleaving*. Quando se usa codificação de canal, as curvas de desempenho são obtidas para valores de  $E_t/N_o$  baixos,

uma vez que para estes valores já se atingem taxas de erro baixas. Logo, neste cenário a diferença de desempenho, com e sem a operação de *interleaving*, é mais saliente. Observa-se uma maior diferença de desempenho para o esquema Pre-JMCZF SD do que para o Pre-JMSINR SD. Para duas antenas, verifica-se uma penalidade no desempenho, quando se usa a operação de *interleaving* relativamente ao caso em que não é usada, de cerca de 1.2 e 0.6 dB para os esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-JMSINR SD, respectivamente. Para quatro antenas, a diferença de desempenho é menor. Assim, estes resultados indicam que quando se usa codificação de canal, não existe grande vantagem em usar *interleaving*.

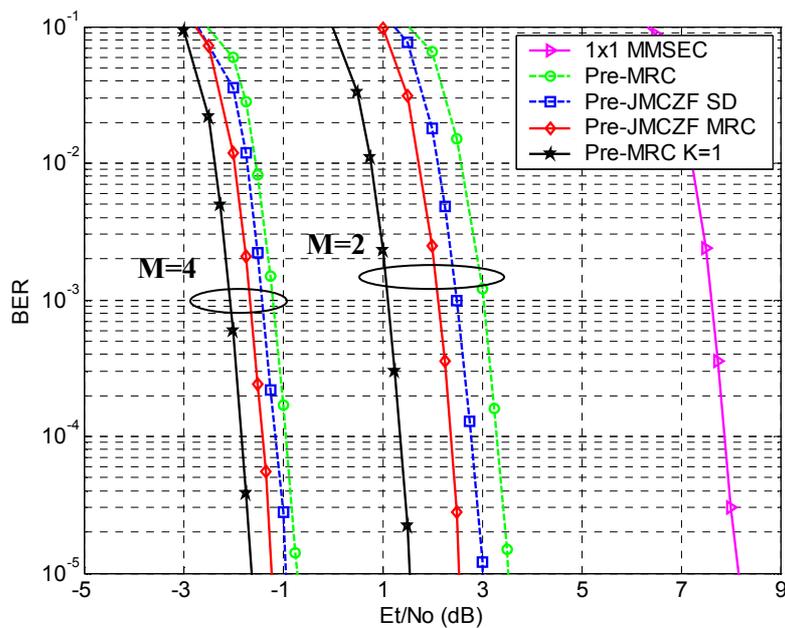
Verifica-se também que o desempenho de ambos os esquemas é sensivelmente o mesmo quando não é feita a operação de *interleaving*, para duas e quatro antenas. Quando se usa essa operação, o desempenho do Pre-JMSINR SD é ligeiramente melhor quando comparado com o Pre-JMCZF SD para duas antenas (cerca de 0.5 dB para uma BER=1.0E-4). Para quatro antenas, o desempenho de ambos é semelhante. Isto acontece porque, quando se usa o *interleaving*, a IAM no sistema é elevada, e como o esquema Pre-JMSINR SD não impõe uma eliminação completa da IAM, consegue neste caso, gerir a potência transmitida de forma mais eficiente. Com quatro antenas, o número de graus de liberdade aumenta para o dobro, e o esquema Pre-JMCZF SD consegue ter a mesma eficiência na eliminação da IAM. Sem a operação de *interleaving*, a IAM é moderada, o que faz com o esquema Pre-JMCZF SD consiga eliminar a IAM com a mesma eficiência que o esquema Pre-JMSINR SD, mesmo para 2 antenas.



**Figura 7.3:** Comparação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem para os dois tipos de mapeamento: adjacente (tracejado) e *interleaved* (cheio), para  $K = 32$ .

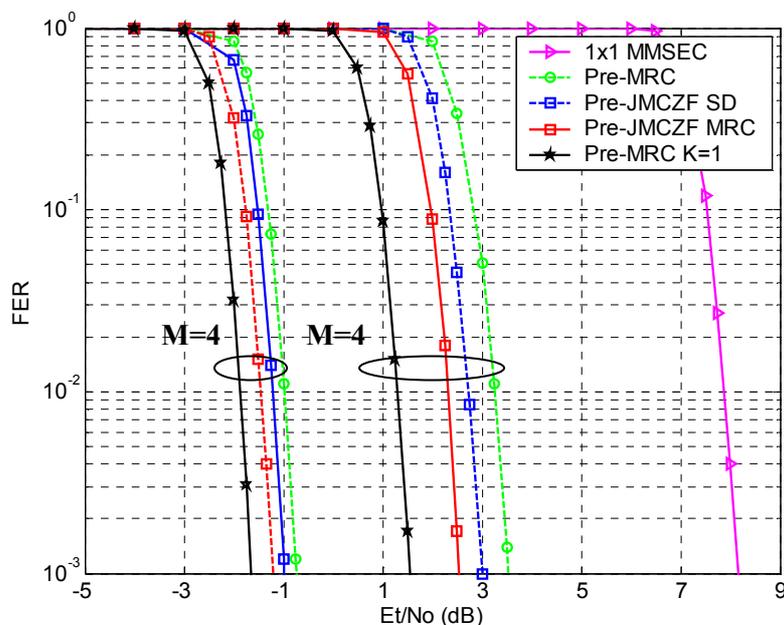
Relativamente ao esquema Pre-JMCZF MRC observa-se o oposto, i.e., o desempenho é melhor quando se usa a operação de *interleaving*. Convém referir, que os resultados apresentados no capítulo 5 mostram que o desempenho deste esquema é melhor com *interleaving*, mesmo para valores de  $E_t/N_0$  baixos. Para duas antenas, obtém-se um ganho de cerca de 0.5 dB relativamente ao caso em que não se usa *interleaving*. Para quatro antenas e sem a operação de *interleaving*, o desempenho é o mesmo que o obtido para o esquema Pre-JMCZF SD com *interleaving*, pelo que por uma questão de legibilidade, esta curva não é apresentada na figura. Os resultados indicam que quando a pré-filtragem é combinada com apenas a operação de *de-spreading* no TM, não existe qualquer vantagem em usar o *interleaving*. No entanto, para os esquemas em que a pré-filtragem é combinada com equalização, existe vantagens em usá-la, embora também para estes esquemas a diferença de desempenho não seja muito significativa para os dois casos.

A Figura 7.4 mostra os resultados obtidos para os esquemas 1x1 MMSEC, Pre-JMCZF SD, Pre-JMCZF MRC e Pre-MRC, para  $K = 32$ , e para o esquema Pre-MRC com  $K = 1$ . O objectivo desta figura é comparar todos estes esquemas para o caso em que o seu desempenho é melhor. Assim, apenas para os esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-MRC não é usada a operação de *interleaving*. Para o esquema mono-utilizador Pre-MRC, como se viu no capítulo 5, num sistema multi-utilizador o seu desempenho é bastante mau em canais selectivos na frequência. Usando a operação de *interleaving* e para duas antenas, a BER para este esquema não desce abaixo de  $1.0e-1$ , mesmo quando  $E_t/N_0 \rightarrow \infty$ . A curva referente ao esquema Pre-JMSINR SD não é apresentada porque como se viu, o seu desempenho é semelhante ao esquema Pre-JMCZF SD, quando não se usa *interleaving*.



**Figura 7.4:** Comparação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem multi/mono-utilizador, adjacente (tracejado) e *interleaved* (cheio), para  $K = 32$ .

Pelos resultados desta figura, observa-se uma melhoria considerável no desempenho dos esquemas de pré-filtragem quando comparado com o sistema MC-CDMA convencional 1x1 MMSEC. Estes resultados vão de encontro aos já apresentados no capítulo 5, sem codificação de canal. Verifica-se um ganho de cerca de 9dB do esquema 4x1 Pre-JMCZF SD relativamente ao convencional 1x1 MMSEC. Convém realçar que este ganho é constituído por duas componentes distintas: 6dB estão relacionados com o ganho de antena e os outros 3dB estão relacionados com a eficiência que o esquema tem de eliminar a IAM e explorar a diversidade no espaço-frequência. O esquema Pre-JMCZF MRC é aquele que apresenta melhor desempenho para duas e quatro antenas, de seguida o Pre-JMCZF SD e por último o esquema mono-utilizador Pre-MRC. O esquema multi-utilizador Pre-JMCZF MRC combina a pré-filtragem com a equalização no TM, o que faz com que este esquema consiga eliminar a IAM de uma forma mais eficiente que o Pre-JMCZF SD, i.e., à custa de uma menor potência de transmissão (antes da normalização), o que se traduz numa maior SNR no TM (depois da normalização). Considerando quatro antenas, o desempenho de todos os esquemas é muito semelhante, observando-se uma penalidade do Pre-MRC relativamente ao Pre-JMCZF MRC de cerca de 0.5dB. Observa-se também, uma penalidade do desempenho do esquema Pre-JMCZF MRC relativamente ao esquema Pre-MRC ( $K=1$ ), sem qualquer interferência, de cerca de 1.0 e 0.3dB para duas e quatro antenas, respectivamente. Como neste cenário, os resultados do esquema mono-utilizador Pre-MRC foram obtidos sem *interleaving*, a IAM é moderada e apesar da ordem de diversidade na frequência também ser baixa, consegue tirar partido da diversidade espacial, sobretudo para quatro antenas.



**Figura 7.5:** Comparação do desempenho (em termos da FER) dos esquemas de pré-filtragem multi/mono-utilizador, adjacente (tracejado) e *interleaved* (cheio), para  $K = 32$ .

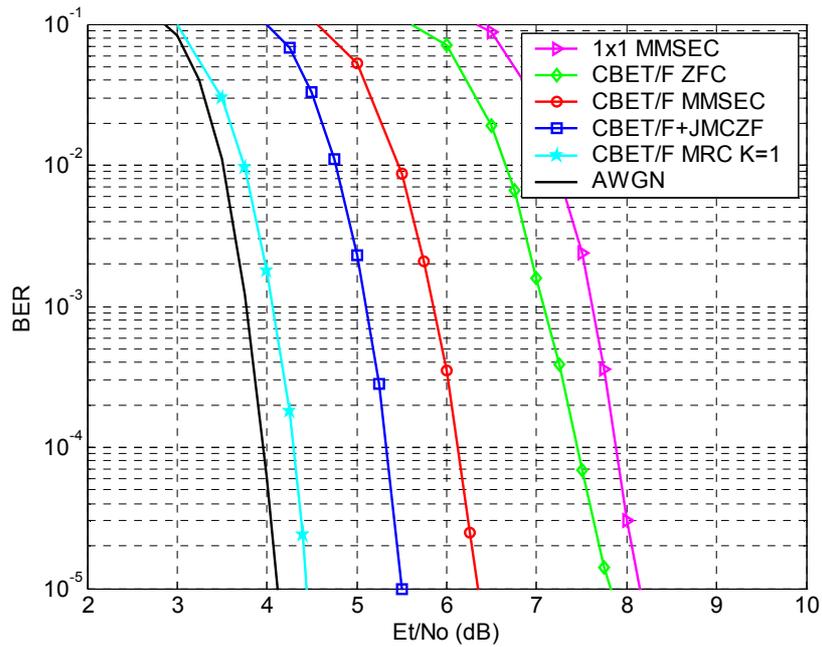
Na Figura 7.5 é feita a comparação do desempenho para os mesmos esquemas da figura anterior, mas agora os resultados são apresentados em termos da FER em função do  $E_t/N_0$ . De uma forma geral, pode-se tirar as mesmas conclusões que as retiradas da figura anterior. A única diferença é que para os mesmos valores de  $E_t/N_0$  da Figura 7.4, apenas se consegue atingir FERs na ordem dos  $1.0E-3$ .

#### 7.4.2 Resultados para os Esquemas de CBET/F

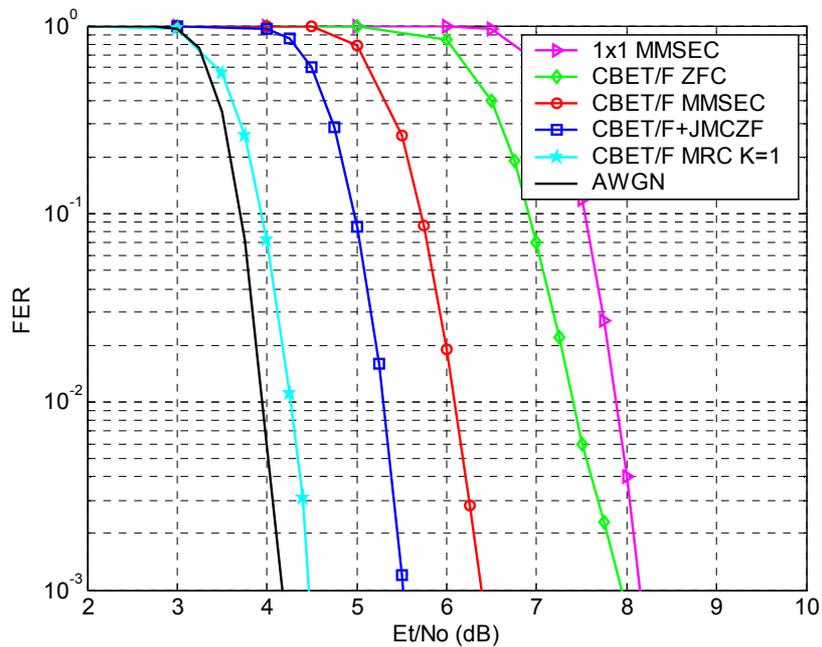
Na Figura 7.6 são apresentados os resultados para os esquemas  $1 \times 1$  MMSEC, CBET/F ZFC, CBET/F MMSEC, CBET/F+JMCZF e AWGN, para  $K=32$ , e para o esquema CBET/F MRC com  $K=1$ . São apresentados resultados para duas antenas na transmissão e uma na recepção e apenas com a operação de *interleaving*, uma vez que como se viu no capítulo 6, para estes esquemas o desempenho é melhor com esta operação para qualquer valor de  $E_t/N_0$ .

Comparando os esquemas CBET/F ZFC, CBET/F MMSEC e CBET/F+JMCZF, verifica-se que o desempenho do esquema proposto CBET/F+JMCZF é melhor do que o obtido com os esquemas CBET/F ZFC e CBET/F MMSEC, tal como no cenário do capítulo 6, sem codificação de canal. O esquema multi-utilizador, consegue remover a IAM de forma eficiente e com isso beneficiar da diversidade na frequência que a operação de *interleaving* oferece. Observa-se, um ganho de cerca de 0.8 e 2.2 dB quando comparado com os esquemas CBET/F MMSEC e CBET/F ZFC, respectivamente. Pelos resultados da figura, pode ainda observar-se um ganho significativo dos esquemas CBET/F+JMCZF e CBET/F MMSEC e relativamente ao esquema MC-CDMA convencional, obtendo-se um ganho de cerca de 2.8 e 2dB, respectivamente. Note-se que, neste caso não existe ganho de antena, pelo que todo o ganho está relacionado com a capacidade que os esquemas têm de eliminar a interferência e explorar a diversidade na frequência e espacial oferecida pelo canal.

Na Figura 7.7 é feita a comparação do desempenho para os mesmos esquemas da figura anterior, mas neste caso os resultados são apresentados em termos da FER em função do  $E_t/N_0$ . Todos os resultados foram obtidos com a operação de *interleaving*. De uma forma geral, pode-se tirar as mesmas conclusões que as retiradas da figura anterior, i.e., a diferença de desempenho entre os vários esquemas é sensivelmente a mesma. Tal como na secção anterior, a diferença está no facto de com os mesmos valores de  $E_t/N_0$  apenas se consegue atingir FERs na ordem dos  $1.0e-3$ .



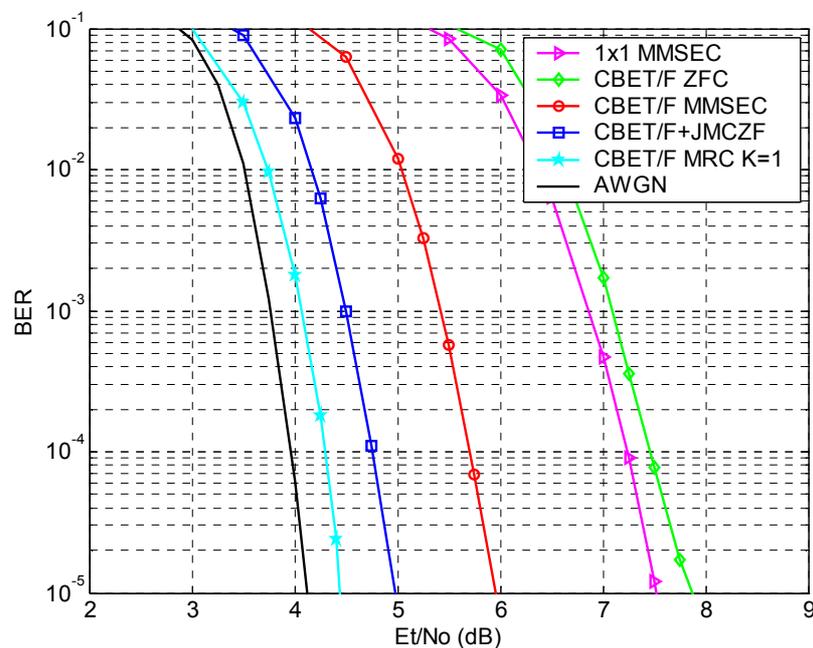
**Figura 7.6:** Comparação do desempenho vários esquemas de CBET/F, com *interleaving* e para  $K = 32$ .



**Figura 7.7:** Comparação do desempenho (em termos da FER) vários esquemas de CBET/F e com *interleaving*, para  $K = 32$ .

Na Figura 7.8 são apresentados os resultados para os mesmos esquemas das figuras anteriores, mas agora para  $K = 16$ . É também apresentada a curva para o esquema CBET/F MRC com  $K = 1$ . Os resultados foram obtidos com a operação de *interleaving*. Pelos

resultados, verifica-se que o desempenho do esquema CBET/F+JMCZF aproxima-se do obtido para o esquema CBET/F MRC com  $K = 1$ , sem interferência. Observa-se também uma maior diferença de desempenho do esquema CBET/F+JMCZF relativamente ao esquema CBET/F+MMSEC. Para este cenário, o ganho do esquema CBET/F+JMCZF relativamente ao CBET/F+MMSEC é de cerca de 1.1 dB. Esta melhoria está relacionada com o facto de que, para este cenário,  $K = 16$ , o número de graus de liberdade ser o dobro do número de condições. Conseguindo-se deste modo eliminar a IAM, à custa de uma menor potência de transmissão (antes da normalização), e por conseguinte o desempenho do sistema aumenta. Verifica-se ainda, que o desempenho do esquema CBET/F+ZFC é ligeiramente pior que o obtido com o esquema 1x1 MMSEC.



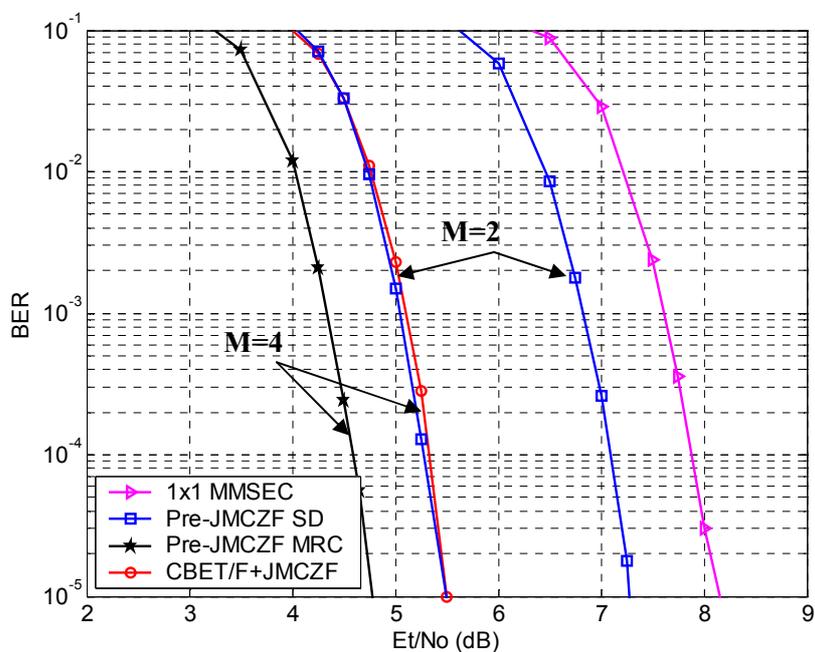
**Figura 7.8:** Comparação do desempenho vários esquemas de CBET/F, com *interleaving* e para  $K = 16$ .

### 7.4.3 Comparação dos Diferentes Tipos de Esquemas de Pré-Filtragem

No capítulo anterior já foi feita uma comparação analítica dos esquemas de pré-filtragem derivados no capítulo 5 com o esquema de pré-filtragem proposto no capítulo 6. Nesta secção, a comparação é baseada nos resultados obtidos por simulação.

Na Figura 7.9 é feita uma comparação do desempenho entre dois esquemas de pré-filtragem no espaço-frequência, Pre-JMCZF SD e Pre-JMCZF MRC, e o esquema que combina a pré-filtragem com a codificação por blocos no espaço-frequência/tempo, CBET/F+JMCZF. O número de utilizadores activos é  $K = 32$ . Todas a curvas foram

obtidas com a operação de *interleaving*, o objectivo é fazer uma comparação num cenário com o mesmo nível de IAM e de diversidade na frequência. Para as curvas referentes aos esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-JMCZF MRC foi retirado o ganho da antenna, i.e., as curvas foram deslocadas para a direita de um factor de  $10 \log(M)$ . Pela figura, verifica-se que o desempenho do esquema CBET/F+JMCZF é melhor que o obtido para o esquema Pre-JMCZF SD com duas antenas. Observa-se um ganho de cerca de 1.8dB, do primeiro relativamente ao segundo. Isto significa que, para este cenário o esquema CBET/F+JMCZF é mais eficiente a eliminar a IAM, i.e., necessita de uma menor potência de transmissão que o esquema Pre-JMCZF SD. No entanto, considerando o ganho de antenna, o esquema Pre-JMCZF SD passa a apresentar um ganho de 1.2dB relativamente ao CBET/F+JMCZF. Comparando o esquema CBET/F+JMCZF com o esquema Pre-JMCZF SD com quatro antenas, verifica-se que o desempenho é semelhante. Logo, o esquema CBET/F+JMCZF com duas antenas, elimina a IAM praticamente com a mesma eficiência que o esquema Pre-JMCZF SD com quatro antenas. Observa-se também, que o esquema Pre-JMCZF MRC é o que apresenta melhor desempenho para quatro antenas. Não é apresentada a curva para 2 antenas, apenas por uma questão de legibilidade, já que o desempenho é muito semelhante ao obtido com o esquema CBET/F+JMCZF. Com o esquema CBET/F+JMCZF não é possível obter o ganho de antenna, tal como nos esquemas de codificação CBET/F sem pré-filtragem.



**Figura 7.9:** Comparação do desempenho dos esquemas de pré-filtragem no espaço-frequência com o esquema que combina a pré-filtragem com os CBET/F,  $K = 32$ .

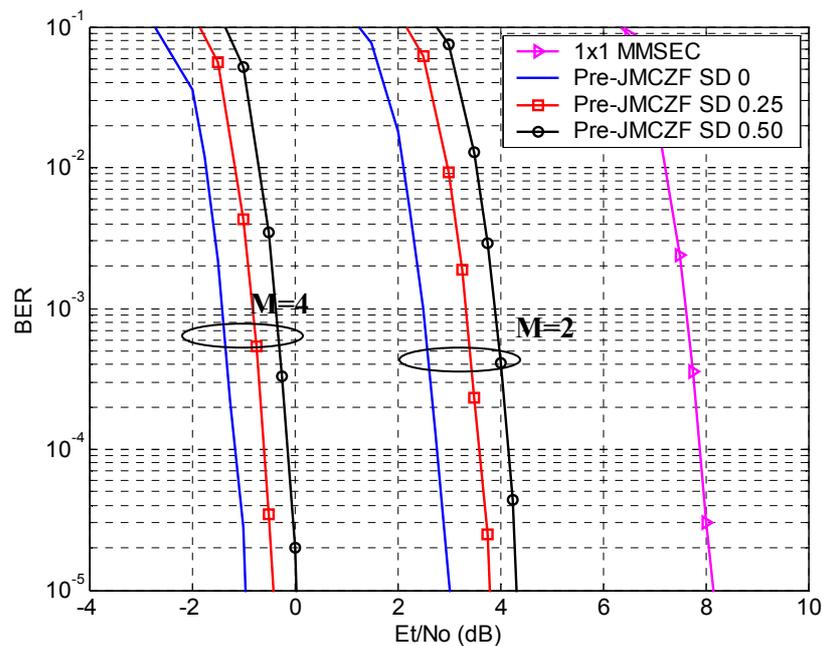
## 7.5 Resultados em Cenários não Ideais

Nesta secção, são apresentados resultados em cenários mais próximos da realidade. Assim, são apresentados resultados em cenários em que a resposta do canal é estimada com erros. Para este caso é usado o canal BRAN A. Depois é feita uma avaliação da degradação do desempenho devido à mobilidade do TM, sendo neste caso usado o canal BRAN E, mais apropriado para exteriores.

### 7.5.1 Resultados com Estimativas de Canal Imperfeitas

Nesta secção, são apresentados resultados para os esquemas Pre-JMCZF SD, Pre-MRC, Pre-MCZF MRC e CBET/F+JMCZF, com  $K=32$ . Os resultados dos dois primeiros esquemas foram obtidos sem *interleaving*, enquanto que para os restantes foi usada essa operação. Como referido na secção 7.2, os erros são gerados com uma variável Gaussiana de média nula e variância igual a  $\chi$  vezes a variância do ruído aditivo no canal. Os valores de  $\chi$  são os mesmo que foram usados em [189]. Assim, no TM o valor de  $\chi$  usado foi de,  $\chi=0.25$ , enquanto que na EB foram obtidos resultados para dois valores de  $\chi$ ,  $\chi=0.25$  e  $\chi=0.5$ . Nos sistemas MC-CDMA é mais difícil estimar  $K$  canais no UL, do que estimar um canal em cada TM no DL [143]. Assim, o erro da estimativa de canal no UL é geralmente maior que o erro da estimativa de canal no DL [143]. Estes valores de  $\chi$ , foram escolhidos a partir da observação do erro médio quadrático de alguns esquemas de estimação de canal, para o BRAN A, propostos no âmbito do projecto MATRICE [143][186]. Convém desde já referir que estes valores de  $\chi$  dependem bastante do esquema de estimação e dos cenários de simulação.

A Figura 7.10 mostra os resultados obtidos para o esquema Pre-JMCZF SD, para os casos em que a estimativa do canal é perfeita,  $\chi=0$  e para os casos em que existe erro,  $\chi=0.25$  e  $\chi=0.50$ . Para duas antenas, a penalidade obtida para  $\chi=0.25$  e  $\chi=0.50$  é de cerca de 0.7 e 1.4 dB, respectivamente. Com quatro antenas a penalidade para os mesmos valores de  $\chi$  é de cerca de 0.5 e 1.0 dB. Logo, a sensibilidade a estimativas de canal imperfeitas, para este esquema, diminui à medida que o número de antenas aumenta. Os resultados obtidos para o esquema Pre-JMSINR SD são semelhantes aos obtidos para este esquema, pelo que não são apresentados. No entanto, podem ser consultados em [164], para um cenário semelhante ao deste capítulo.

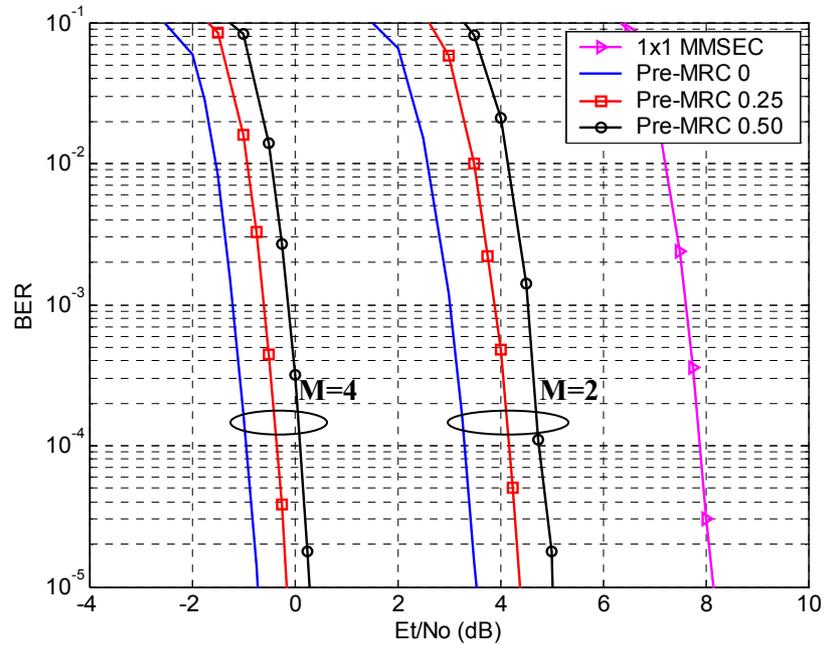


**Figura 7.10:** Avaliação do desempenho do esquema Pre-JMCZF SD com estimativas de canal imperfeitas, mapeamento adjacente,  $K = 32$ .

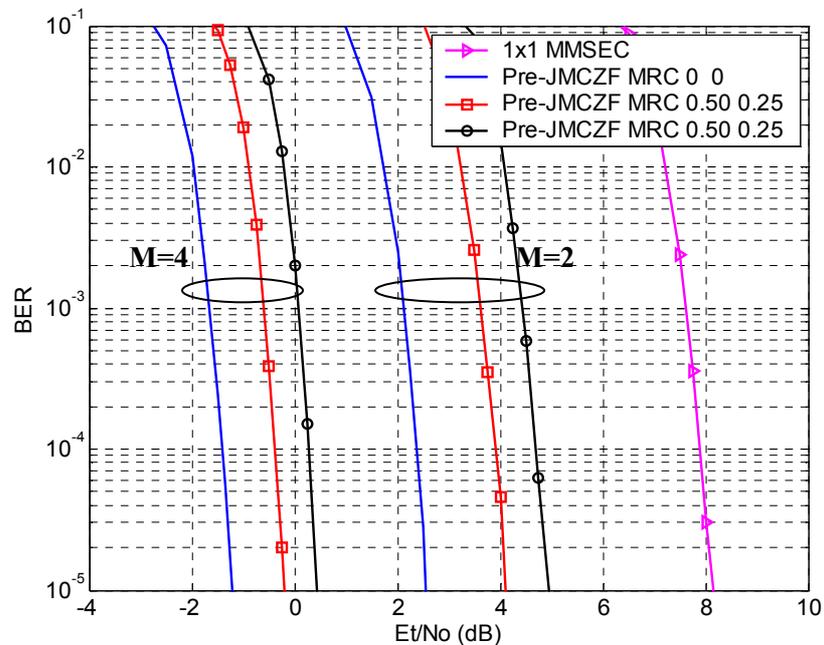
A Figura 7.11 apresenta os resultados obtidos para o esquema Pre-MRC, para os casos em que a estimativa do canal é perfeita,  $\chi = 0$ , e também quando existe erro,  $\chi = 0.25$  e  $\chi = 0.50$ . Para duas antenas, a penalidade obtida para  $\chi = 0.25$  e  $\chi = 0.50$  é de cerca de 0.9 e 1.4 dB, respectivamente. Com quatro antenas, a penalidade para os mesmos valores de  $\chi$  é de cerca de 0.7 e 1.1 dB, sendo também para este caso menos sensível a estimativas imperfeitas do que para duas antenas. Comparando estas duas últimas figuras verifica-se que ambos os esquemas apresentam praticamente a mesma sensibilidade a estimativas de canal imperfeitas.

A Figura 7.12 mostra os resultados obtidos para o esquema Pre-JMCZF MRC, para os casos em que a estimativa do canal é perfeita na EB e no TM,  $\chi = 0$ , e quando existe erro nos dois terminais. Os valores usados de  $\chi$  na EB foram,  $\chi = 0.25$  e  $\chi = 0.50$ . No TM móvel o valor de  $\chi$  usado foi  $\chi = 0.25$ . Para duas antenas, a penalidade obtida para o conjunto de valores  $\chi = 0.25(\text{EB})$  0.25(TM) e  $\chi = 0.50$  0.25 é de cerca de 1.5 e 2.3 dB, respectivamente. Para quatro antenas a penalidade, para o mesmo conjunto de valores de  $\chi$ , é de cerca de 1.0 e 1.7 dB, sendo também para este caso menos sensível a estimativas imperfeitas do que para duas antenas. No entanto, verifica-se que este esquema apresenta uma maior sensibilidade a estimativas de canal imperfeitas que os dois anteriores. De facto, estes resultados mostram que quando a pré-filtragem no espaço-frequência é combinada com equalização no TM, existe uma maior sensibilidade a estimativas

imperfeitas, uma vez que para estes esquemas existe erro na estimativa do canal na EB e no TM.

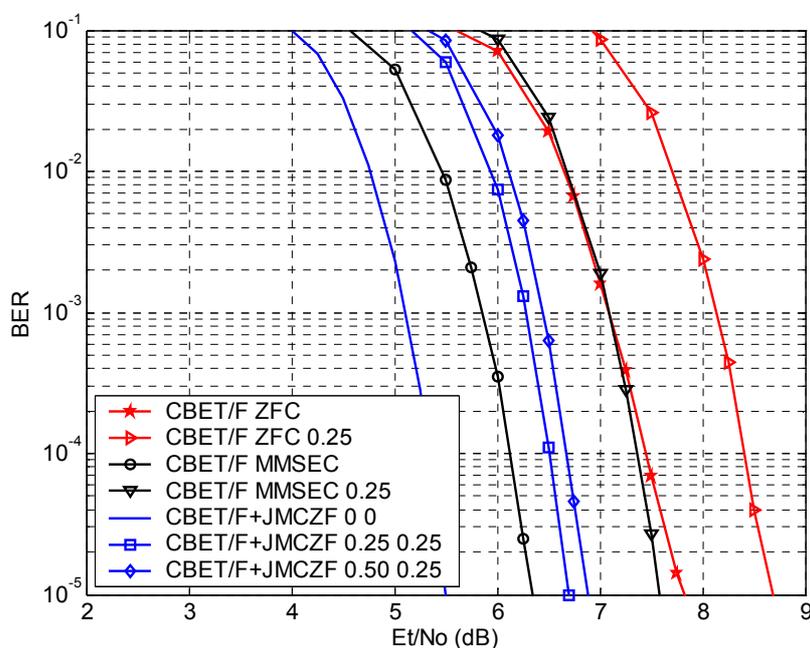


**Figura 7.11:** Avaliação do desempenho do esquema Pre-MRC com estimativas de canal imperfeitas, mapeamento adjacente,  $K = 32$ .



**Figura 7.12:** Avaliação do desempenho do esquema Pre-JMCZF MRC com estimativas de canal imperfeitas, *interleaving*,  $K = 32$ .

A Figura 7.13 mostra os resultados obtidos para os esquemas CBET/F ZFC, CBET/F MMSEC e CBET/F+JMCZF, para os casos em que a estimativa do canal é perfeita na EB e no TM,  $\chi=0$ , e quando existe erro nos dois terminais. Para o esquema CBET/F+JMCZF, os valores usados de  $\chi$  na EB foram,  $\chi=0.25$  e  $\chi=0.50$ . Para todos estes esquemas o valor de  $\chi$  usado no TM foi  $\chi=0.25$ . Para o esquema CBET/F+JMCZF, a penalidade obtida para o conjunto de valores  $\chi=0.25$  0.25 e  $\chi=0.50$  0.25 é de cerca de 1.1 e 1.3 dB, respectivamente. Para os esquemas CBET/F MMSEC e CBET/F ZFC a penalidade é de cerca de 1.2 e 1.0 dB, respectivamente. Pelos resultados observa-se, que a degradação dos esquemas baseados na CBET/F é semelhante. Apresentam praticamente todos a mesma sensibilidade a estimativas de canal imperfeitas. Estes valores de penalidade não diferem muito dos obtidos para os esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-MRC, sendo menores que os obtidos com o esquema Pre-JMCZF MRC. Para o esquema CBET/F+JMCZF a pré-filtragem é também combinada com equalização no TM como acontece com o esquema Pre-JMCZF MRC. No entanto, existe uma diferença importante, é que este último, para calcular o filtro, exige a resposta complexa do canal, enquanto que o esquema CBET/F+JMCZF exige apenas o módulo da resposta em frequência do canal. Esta diferença leva a que o esquema CBET/F+JMCZF seja bastante menos sensível a estimativas de canal erradas que o esquema Pre-JMCZF MRC.



**Figura 7.13:** Avaliação do desempenho dos esquemas CBET/F+JMCZF, CBET/F MMSEC e CBET/F ZFC, com estimativas de canal imperfeitas, *interleaving*,  $K = 32$ .

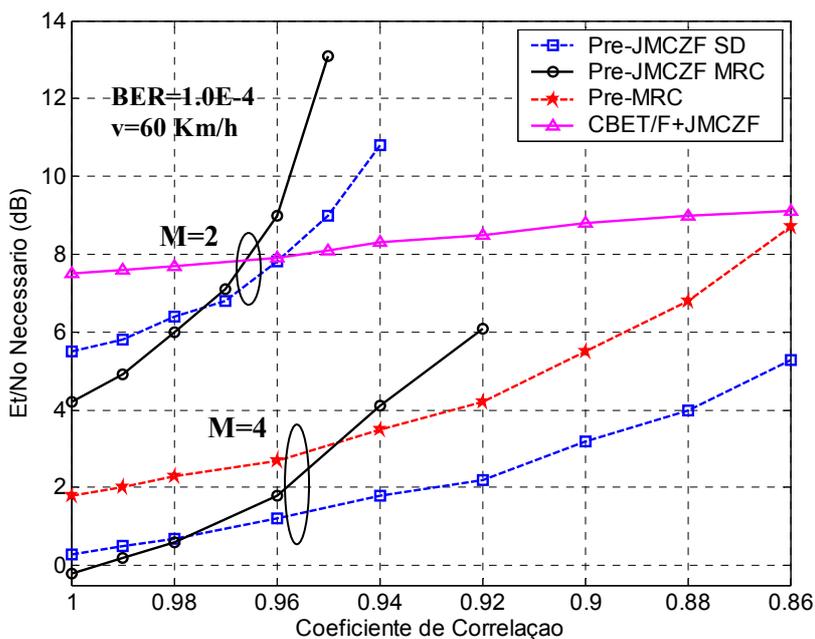
### 7.5.2 Resultados em Cenários com Mobilidade do TM

Nesta secção, são apresentados resultados para os esquemas Pre-JMCZF SD, Pre-MRC, Pre-JMCZF MRC e CBET/F+JMCZF, para  $K = 32$ . Assume-se que a resposta em frequência do canal é estimada sem erros em ambos os terminais. Apenas para os esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-MRC, não se usou a operação de *interleaving*. Os resultados são apresentados em termos do  $E_t/N_0$  necessário para atingir uma BER alvo de  $1.0e-4$  em função do coeficiente de correlação. Na figura, a curva referente ao esquema Pre-JMSINR SD não é apresentada porque os resultados são muito semelhantes aos obtidos com o esquema Pre-JMCZF SD, e por isso ambas as curvas ficam sobrepostas.

Para duas antenas, verifica-se que os esquemas Pre-JMCZF MRC e CBET/F+JMCZF são aqueles que apresentam melhor e pior desempenho para um coeficiente de correlação igual a 1, respectivamente. Convém referir que o último esquema não apresenta ganho de antena. No entanto, a degradação do esquema Pre-JMCZF MRC aumenta rapidamente à medida que o coeficiente de correlação aumenta. Verifica-se uma penalidade de cerca de 2.0 dB para um coeficiente de correlação de 0.98. A degradação obtida com o esquema Pre-JMCZF SD é bem mais moderada, obtendo-se apenas uma penalidade de cerca de 0.5 dB para o mesmo valor do coeficiente de correlação. Relativamente ao esquema CBET/F+JMCZF, verifica-se que a degradação é insignificante. Para o mesmo valor do coeficiente de correlação anterior observa-se uma penalidade de cerca de 0.1dB. Um aspecto importante que se pode observar é o facto de que a partir de um coeficiente de correlação de 0.96, o desempenho do esquema CBET/F+JMCZF é melhor que o obtido para os outros dois esquemas. A partir deste valor de coeficiente de correlação, a penalidade deste esquema continua a ser muito baixa, enquanto que para os esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-JMCZF MRC aumenta muito rapidamente. A curva referente ao esquema mono-utilizador Pre-MRC, para duas antenas, não está representada na figura porque o desempenho deste esquema é muito mau. É necessário um  $E_t/N_0$  de cerca de 20dB para atingir uma BER de  $1.0E-4$ , para um coeficiente de correlação igual a 1. Alias, a BER não desce abaixo de cerca de  $2.0E-5$ , mesmo quando o  $E_t/N_0$  tende para infinito. Estes resultados são semelhantes aos obtidos com este esquema, para o canal BRAN E, sem codificação de canal (ver capítulo 5).

Para quatro antenas, verifica-se que o esquema com melhor desempenho, para um coeficiente de correlação até 0.98, é o Pre-JMCZF MRC. A partir desse valor a penalidade aumenta muito rapidamente à medida que o coeficiente de correlação aumenta. Observa-se, que para um coeficiente de correlação acima dos 0.95, o desempenho deste esquema é mesmo pior que o dado pelo esquema Pre-MRC. A penalidade para o esquema Pre-JMCZF SD também aumenta, mas de uma forma mais moderada. Relativamente ao esquema Pre-MRC é o que apresenta pior desempenho para um coeficiente de correlação inferior a 0.95.

Como este canal é mais selectivo que o BRAN A, a degradação do desempenho relativamente aos esquemas multi-utilizador é maior, mesmo para um coeficiente de correlação igual a 1. Pela figura, observa-se que a sensibilidade à mobilidade do TM é sensivelmente a mesma para os esquemas Pre-JMCZF SD e Pre-MRC. Por último convém referir que os valores apresentados são bastante conservadores, uma vez que foram obtidos para o pior caso, i.e., para os símbolos de dados transmitidos no fim do TS de DL.



**Figura 7.14:** Avaliação do desempenho em termos do  $E_t/N_0$  necessário para atingir uma  $BER=1.0E-4$ , em função do coeficientes de correlação, *interleaving* (cheio) e adjacente (tracejado),  $K = 32$ .

## 7.6 Conclusões e Comparação entre Esquemas Implementados

Nesta secção, antes de enunciar as principais conclusões referentes aos resultados obtidos neste capítulo, é feita de uma forma esquemática, a comparação em termos conceptuais e de implementação dos vários esquemas discutidos ao longo desta tese. As principais características de cada um deles são apresentadas na Tabela 7.3.

De todos estes esquemas, o mais simples e o menos complexo é claramente o equalizador convencional 1x1 MMSEC, apesar de exigir que a variância do ruído seja conhecida no TM. De entre os esquemas de pré-filtragem no espaço-frequência, o Pre-MRC é o menos complexo, uma vez que é apenas feita uma pré-filtragem mono-utilizador na EB e uma simples operação de *de-spreading* no TM. Relativamente aos esquemas de pré-filtragem multi-utilizador no espaço-frequência, o Pre-JMCZF SD é o menos complexo. No entanto,

é necessário inverter uma matriz complexa de dimensão  $K \times K$ . Contudo, esta matriz é Hermitiana, existindo métodos bastante eficientes para a inverter. No TM, é também apenas necessário efectuar uma simples operação de *de-spreading*. A complexidade do esquema Pre-JMSINR SD, ao nível da EB, é semelhante ao anterior. No entanto, no TM é exigido a estimação da variância do ruído, e ao nível da rede, exige que esse parâmetro seja enviado para a EB. Quanto ao esquema Pre-JMCZF MRC, a complexidade na EB é semelhante à dos últimos dois esquemas. No entanto, exige equalização mono-utilizador no TM, o que mesmo assim mantém este terminal com baixa complexidade.

**Tabela 7.3:** Comparação dos vários esquemas discutidos nesta tese.

Esquemas	EC_EB	EC_TM	ER_TM	C_EB	C_TM
Conv. MMSEC	Não	Sim	Sim	Nenhuma	Equalização Mono-utilizador
Pre-MRC	Sim Completa	Não	Não	Pré-Filtragem Mono-utilizador	Sem Equalização
Pre-JMCZF SD	Sim Completa	Não	Não	Inversão de uma matriz complexa, $K \times K$	Sem Equalização
Pre-JMSINR SD	Sim Completa	Não	Sim	Inversão de uma matriz complexa, $K \times K$	Sem Equalização
Pre-JMCZF MRC	Sim Completa	Sim	Não	Inversão de uma matriz complexa, $K \times K$	Equalização Mono-utilizador
CBET/F MMSEC	Não	Sim	Sim	Codificação Linear	Equalização Mono-utilizador
CBET/F ZFC	Não	Sim	Não	Codificação Linear	Equalização Mono-utilizador
CBET/F+JMCZF	Sim Parcial	Sim	Não	Inversão de uma matriz real, $K \times K$ Codificação Linear	Equalização Mono-utilizador

EC\_EB: Estimativa de canal na EB; EC\_TM: Estimativa de canal no TM; ER\_TM: Estimativa do ruído no TM.  
C\_EB: Complexidade na EB; C\_TM: Complexidade no TM

Analisando agora os esquemas baseados na codificação por blocos no espaço-tempo/frequência, os esquemas existentes CBET/F MMSEC e CBET/F ZFC são os menos complexos. Na EB, é apenas necessário fazer um processamento linear de codificação dos sinais. No TM, é também feito um processamento linear conjuntamente com um esquema de equalização, para decodificar os sinais. No entanto, o primeiro exige a estimação da

variância do ruído no TM. O esquema proposto CBET/F+JMCZF, é mais complexo que os outros porque para calcular o filtro é necessário inverter uma matriz. Contudo, esta matriz é real e de dimensão  $K \times K$ , exigindo uma menor complexidade de inversão que a matriz complexa do esquema Pre-JMCZF SD. Ao nível do TM a complexidade é semelhante ao esquema CBET/F ZFC, não sendo necessário estimar a variância do ruído.

Os esquemas de pré-filtragem derivados no capítulo 5, para calcular o filtro, exigem o conhecimento da resposta do canal completa na EB. Já o esquema de pré-filtragem discutido no capítulo 6, apenas exige a resposta do canal composto, i.e., da soma do módulo da resposta em frequência dos  $M$  canais. Num sistema a operar no modo FDD, o último esquema exige um canal de *feedback* com uma taxa de transmissão bastante inferior. Assim, os esquemas de pré-filtragem derivados no capítulo 5 são mais apropriados para o modo TDD, enquanto que o esquema de pré-filtragem proposto no capítulo 6 é mais apropriado para o modo FDD.

Relativamente aos resultados obtidos neste capítulo, algumas conclusões podem ser enumeradas:

- Os resultados com codificação de canal confirmam o elevado ganho de desempenho que se consegue obter com os esquemas de pré-filtragem propostos, quando comparado com o desempenho obtido com o sistema MC-CDMA convencional com o equalizador MMSEC.
- Para os esquemas de pré-filtragem no espaço-frequência, em que no TM não é feita equalização, não tem grande vantagem usar a operação de *interleaving*, para estes esquemas obtém-se melhor desempenho sem ela.
- O esquema Pre-MRC para o canal BRAN A, sem a operação de *interleaving* e com quatro antenas, apresenta um desempenho semelhante aos esquemas de pré-filtragem multi-utilizador, o que faz dele um esquema muito interessante para implementações comerciais neste tipo de cenários. Contudo, em cenários onde o canal seja mais selectivo na frequência, caso do BRAN E para exteriores, o desempenho deste esquema é muito pobre, mesmo para um mapeamento adjacente dos *chips*.
- Com o esquema de pré-filtragem, CBET/F+JMCZF, não se consegue obter melhor desempenho do que com os esquemas de pré-filtragem propostos no capítulo 5. Isto porque, como se mostrou no capítulo anterior, a SNR no TM obtida com o esquema CBET/F+JMCZF apresenta uma penalidade de  $10 \log(M)$  relativamente aos esquemas do capítulo 5. O desempenho do CBET/F+JMCZF é melhor que o obtido com os esquemas conhecidos CBET/F MMSEC e CBET/F ZFC.

- Os esquemas de pré-filtragem projectados no espaço-frequência combinados com equalização no TM, Pre-JMCZF EGC e Pre-JMCZF MRC, são bastante mais sensíveis a estimativas de canal erradas que os outros esquemas de pré-filtragem.
- O esquema CBET/F+JMCZF é claramente o menos sensível à mobilidade do TM, enquanto que o esquema Pre-JMCZF MRC é o mais sensível. Essa sensibilidade diminui à medida que o número de antenas aumenta. Para todos os esquemas a degradação do desempenho é pouco significativa para coeficientes de correlação inferiores a 0.98. O que considerando uma duração do TS de 1ms, corresponde a uma velocidade de cerca de 10Km/h, ver Tabela 7.1. Para este coeficiente de correlação verifica-se uma penalidade de 0.1, 0.4, 0.5 e 0.8 dB, para os esquemas CBET/F+JMCZF ( $M = 2$ ), Pre-JMCZF SD ( $M = 4$ ), Pre-MRC ( $M = 4$ ) e Pre-JMCZF MRC ( $M = 4$ ), respectivamente.
- Os esquemas de pré-filtragem no espaço-frequência são adequados para ambientes interiores e pedestres até 3Km/h. O esquema CBET/F+JMCZF pode ser utilizado em ambientes exteriores com velocidades moderadas, até 50Km/h.

## 8 Conclusões e Trabalho Futuro

---

---

### 8.1 Conclusões

Desde o lançamento dos sistemas 2G, que se assiste a um enorme crescimento na procura de serviços de comunicações móveis. Provavelmente mais nenhuma tecnologia até hoje conseguiu tanto sucesso em tão pouco tempo, a prova disso é a taxa de penetração superior a 100%, em muitos países Europeus. No entanto, estes sistemas foram essencialmente projectados para voz, não podendo de forma alguma satisfazer a procura, cada vez maior, de serviços como a Internet, vídeo e os serviços multimédia em geral. Os sistemas 3G, lançados no mercado recentemente, e já mais direccionados para dados, são um passo importante para satisfazer essa procura. Contudo, a largura de banda que este sistema disponibiliza, fica muito aquém das previsíveis necessidades no futuro próximo. Este facto abriu a porta para o início do estudo e especificação de uma nova interface-ar para a componente de banda larga da próxima geração de sistemas de comunicações móveis, designada por 4G. A investigação em tecnologias baseadas no OFDM e MC-CDMA começou no início dos anos noventa, estando ainda actualmente sob forte investigação, levada a cabo pela comunidade académica, institutos de investigação e indústria. Pelos resultados já conhecidos o MC-CDMA surge como um forte candidato para a interface-ar dos futuros sistemas 4G, sobretudo no DL. Todo o trabalho desenvolvido nesta tese centrou-se no desenvolvimento e avaliação exhaustiva de esquemas de transmissão para o sistema MC-CDMA no DL. Uma vez que as exigências da nova interface-ar podem apenas ser satisfeitas através da utilização da dimensão espacial do canal rádio móvel, todos os

esquemas de transmissão propostos foram projectados no espaço e na frequência. Estas técnicas de transmissão foram desenvolvidas de forma a satisfazer dois grandes objectivos:

- Transferir a maior parte do processamento, relacionado com a eliminação da IAM e distorções provocadas pelo canal, do TM para a EB. Permitindo assim, projectar o primeiro terminal com o mínimo de complexidade.
- Utilizar no DL, a dimensão espacial sem ser necessário o uso de um agregado de antenas no TM. O uso desta dimensão permite projectar esquemas de transmissão de forma bastante eficiente.

Após uma introdução geral e enquadramento do trabalho desenvolvido nesta tese, avançou-se para o segundo capítulo, onde foram discutidos conceitos teóricos fundamentais para se compreender todo o mecanismo físico inerente às comunicações móveis, em especial as de banda larga. No terceiro capítulo, foram apresentadas as principais técnicas de portadora múltipla, tais como o OFDM, MC-DS-CDMA, MC-CDMA, OFDMA e SS-MC-MA.

No quarto capítulo, foi feita uma análise detalhada do sistema MC-CDMA convencional, i.e., um sistema onde é feita equalização mono-utilizador no TM, e em que ambos os terminais estão equipados com uma antena. A correcta caracterização deste esquema foi importante uma vez que serviu de referência para os esquemas propostos nesta tese. Da análise feita, verificou-se que terá que existir uma relação de compromisso entre a diversidade na frequência e a degradação que essa diversidade provoca no desempenho, devido a IAM. De forma a melhor se compreender esta questão, o sistema foi avaliado para dois tipos de mapeamento dos *chips*: adjacentes e *interleaved*. Foi mostrado que no primeiro caso, a IAM no sistema é baixa, mas por outro lado, a ordem de diversidade na frequência é também muito baixa. No segundo caso, consegue-se atingir uma ordem de diversidade na frequência elevada, devido à descorrelação entre sub-canais, mas o sistema sofre de um nível de IAM elevado. De qualquer forma a capacidade do sistema MC-CDMA convencional é limitado pela IAM, e apenas pode ser aumentada, implementando detectores multi-utilizador que usem a componente espacial do canal.

A solução mais interessante do ponto de vista prático, para aumentar a capacidade do sistema MC-CDMA convencional no DL, é transferir os detectores com as características referidas para a EB, onde os requisitos em termos de complexidade não são tão apertados. Assim, nos capítulos 5 e 6 foram propostos esquemas de transmissão que usam a componente espacial. No capítulo 5, foi derivado um esquema de pré-filtragem multi-utilizador projectado no espaço-frequência, cujo algoritmo consiste em minimizar a potência transmitida sujeita à completa eliminação da IAM e das distorções provocadas pelo canal. Este esquema foi combinado com três diferentes detectores no TM: simples *de-spreading*, Pre-JMCZF SD; equalizador MRC, Pre-JMCZF MRC e equalizador EGC, Pre-

JMCZF EGC. No capítulo 6, foi derivado um esquema de pré-filtragem, projectado na frequência, e combinado com a codificação espaço-tempo e no espaço-frequência, tendo sido designado por CBET/F+JMCZF.

Os esquemas de pré-filtragem, propostos no capítulo 5, exigem o conhecimento da resposta completa do canal, pelo que são mais apropriados para o modo TDD, onde o canal pode ser estimado no UL. O esquema derivado no capítulo 6 exige apenas o conhecimento da resposta parcial do canal. Assim, com este esquema e considerando um sistema baseado no modo FDD, é necessário usar um canal de *feedback* com uma taxa de transmissão bastante menor do que seria necessário com os esquemas do capítulo 5.

Todos estes esquemas foram avaliados em cenário ideais, com e sem codificação de canal, e em cenários mais realistas, i.e., com estimativas de canal imperfeitas e tomando em conta a mobilidade do TM. As conclusões relativas a cada cenário e para cada esquema foram detalhadamente enunciadas no fim do respectivo capítulo. Logo, aqui são apenas apresentadas aquelas, que se julga serem as mais relevantes, e que resultam da análise global aos resultados apresentados ao longo da tese:

- Os resultados obtidos mostram de forma clara, o elevado ganho de desempenho que se consegue obter com os esquemas de pré-filtragem propostos, quando comparado com o desempenho obtido com o sistema MC-CDMA convencional. Estes esquemas conseguem, de forma eficiente, separar os diferentes utilizadores no espaço e frequência. Conseguindo-se por isso obter ganhos elevados, mesmo em canais bastante selectivos na frequência, onde a IAM é muito elevada.
- Verifica-se que, para um sistema MISO, os esquemas de pré-filtragem baseados no critério dos zeros forçados, propostos nesta tese, apresentam sensivelmente o mesmo desempenho que os esquemas de pré-filtragem que tomam em conta o ruído no TM. Além disso, estes últimos exigem a estimativa do ruído no TM, o que aumenta a sua complexidade.
- Os esquemas de pré-filtragem mono-utilizador, em canais pouco selectivos na frequência, apresentam um desempenho semelhante aos esquemas de pré-filtragem multi-utilizador, o que faz deles esquemas muito interessantes para implementações comerciais neste tipo de cenários. Contudo, em cenários onde o canal seja mais selectivo na frequência, caso do BRAN E para exteriores, o desempenho destes esquemas é muito pobre. Assim, num canal pouco selectivo, e por conseguinte com um nível de IAM baixo, estes esquemas conseguem tirar partido da diversidade espacial e ao mesmo tempo implicitamente remover parte da IAM.
- Com o esquema de pré-filtragem, derivado no capítulo 6, não se consegue obter melhor desempenho do que com os esquemas de pré-filtragem propostos no

capítulo 5. Isto porque, como se mostrou no capítulo 6, a SNR no TM obtida com o esquema CBET/F+JMCZF apresenta uma penalidade de  $10\log(M)$  relativamente aos esquemas do capítulo 5.

- Os esquemas de pré-filtragem projectados no espaço-frequência combinados com equalização no TM, são bastante mais sensíveis a estimativas de canal erradas que os outros esquemas de pré-filtragem.
- Para todos os esquemas de pré-filtragem a degradação do desempenho é pouco significativa para coeficientes de correlação inferiores a 0.98. Para o esquema CBET/F+JMCZF a degradação continua a ser pouco significativa para valores mais elevados. Assim, os esquemas de pré-filtragem projectados no espaço-frequência são mais adequados para ambientes interiores e pedestres até 3Km/h, enquanto que o esquema CBET/F+JMCZF pode ser utilizado em ambientes exteriores para velocidades moderadas até 50Km/h.

Em suma, foi demonstrado nesta tese, o grande potencial das estratégias de transmissão, projectadas de forma a usar a resposta do canal rádio móvel disponível na EB, e a sua dimensão espacial. Com as técnicas propostas, obteve-se um considerável aumento no desempenho do sistema, em cenários típicos de interiores e exteriores, usando um TM projectado com um nível de complexidade bastante reduzido.

## 8.2 Trabalho Futuro

Em face do trabalho realizado sugerem-se os seguintes tópicos para trabalho futuro:

- Estender os esquemas propostos, de MISO para MIMO. O uso de um agregado num pequeno TM parece não ser muito realista, mas o seu uso para outras aplicações, como por exemplo nos portáteis pode ser uma solução a explorar, de forma a aumentar, ainda mais, a capacidade do sistema.
- Implementar na cadeia de simulação um estimador de canal, de forma a avaliar os esquemas de pré-filtragem propostos em cenários mais realistas.
- Contabilizar detalhadamente o número de operações matemáticas necessárias para calcular os filtros.
- Projectar os esquemas de pré-filtragem conjuntamente com a codificação de *Trellis* no espaço-tempo. Neste caso, os esquemas de codificação no espaço-tempo, de codificação de canal, de modulação e de pré-filtragem, podem ser projectados conjuntamente, sendo previsível obter-se ganhos de desempenho mais elevados.

- Todos os resultados apresentados foram obtidos ao nível do *link level*. Seria também interessante, estudar o impacto destes esquemas na capacidade, ao nível do *system level*.
- Implementar os esquemas propostos num protótipo.



# Anexo A

---

## A.1 Função de Correlação Espacio-Temporal

O Espectro de Doppler pode ser facilmente derivado no caso onde existe um grande número de sub-percursos ( $L_{SP} \rightarrow \infty$ ) que chegam ao TM com ângulos uniformemente distribuídos no intervalo  $[0, 2\pi[$ . Neste caso, o espectro de Doppler pode ser deduzido para um determinado percurso  $p$  ou para um canal não selectivo na frequência. A função de autocorrelação espacio-temporal para um determinado atraso  $\tau_p$  é dada por (2.14),

$$R(\Delta t) = \frac{1}{2} E \left\{ h(t, \tau_p) h^*(t + \Delta t, \tau_p) \right\} \quad (\text{A.1})$$

A RI para o atraso  $\tau_p$  é a sobreposição de todos os sub-percursos, dada por,

$$h(t, \tau_p) = \sum_{l=1}^{L_{SP}} \alpha_l e^{j(2\pi f_{D,l} t + \phi_l)} \quad (\text{A.2})$$

Substituindo (A.2) em (A.1), obtém-se,

$$R(\Delta t) = \sum_{l=1}^{L_{SP}} E \left\{ |\alpha_l|^2 \right\} e^{j2\pi f_{D,\max} \cos(\psi_l) \Delta t} \quad (\text{A.3})$$

Uma vez que é assumido um número infinito de sub-percursos, (A.3) pode ser escrita na forma de um integral e a esperança da potência do percurso pode ser substituída pela sua função de densidade. Considerando  $\eta$  a potência total de todos os sub-percursos obtém-se,

$$R(\Delta t) = \frac{\eta}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j2\pi f_{D,\max} \cos(\psi) \Delta t} d\psi \quad (\text{A.4})$$

Assim, a função normalizada de autocorrelação espacio-temporal é dada por,

$$R_{norm}(\Delta t) = \frac{R(\Delta t)}{R(0)} = \int_0^{2\pi} e^{j2\pi f_{D,\max} \cos(\psi) \Delta t} d\psi = J_0(2\pi f_{D,\max} \Delta t) \quad (\text{A.5})$$

onde  $J_0(\cdot)$  representa a função de Bessel modificada do primeiro tipo e ordem zero.

## A.2 Perfil de Potência de atraso para os Modelos A e E do HIPERLAN/2

**Tabela B.1:** Perfil de potência do atraso para os canais BRAN A e E,  $F_A=80e6$  MHz.

Percurso	Modelo A		Modelo E	
	Atraso (ns)	Potência Média Relativa (dB)	Atraso (ns)	Potência Média Relativa (dB)
1	0	-0.88	0	-4.9
2	10	-1.78	10	-5.1
3	25	0	20	-5.2
4	40	-4.38	40	-0.8
5	50	-5.18	70	-1.3
6	60	-6.08	100	-1.9
7	75	-4.35	140	-0.3
8	90	-8.68	190	-1.2
9	110	-5.58	240	-2.1
10	140	-8.18	320	0
11	170	-10.78	430	-1.9
12	200	-13.38	560	-2.8
13	240	-14.58	710	-5.4
14	290	-18.88	880	-7.3
15	340	-23.28	1070	-10.6
16	390	-27.58	1280	-13.4
17			1510	-17.4
18			1760	-20.9

## Anexo B

---

### Solução que Minimiza a Potência Transmitida

O objectivo deste anexo é mostrar que a solução que minimiza a potência transmitida é dada por (5.34). A potência transmitida para o utilizador  $j$  e símbolo  $p$  é dada por,

$$p_{t,j,p} = \mathbf{w}_{j,p}^H \mathbf{w}_{j,p} \quad (\text{B.1})$$

Assumindo que a potência de cada símbolo de dados é normalizada a um, e considerando a matriz  $\mathbf{A}_{j,p}$ , a seguinte função de custo é minimizada, usando o multiplicador de Lagrange  $\varepsilon$ ,

$$f_{j,p} = \mathbf{w}_{j,p}^H \mathbf{w}_{j,p} + \varepsilon (\alpha_{j,p} \mathbf{b}_{j,p} - \mathbf{A}_{j,p} \mathbf{w}_{j,p}) \quad (\text{B.2})$$

Calculando as derivadas parciais  $\nabla_{\mathbf{w}_{j,p}} f_{j,p}$  de  $f_{j,p}$  e igualando a zero, obtém-se a seguinte equação,

$$\nabla_{\mathbf{w}_{j,p}} f_{j,p} = 2 \cdot \mathbf{w}_{j,p} - \varepsilon \mathbf{A}_{j,p} = 0 \quad (\text{B.3})$$

Logo, o filtro é dado por,

$$\mathbf{w}_{j,p} = \frac{1}{2} \mathbf{A}_{j,p}^H \varepsilon \quad (\text{B.4})$$

substituindo (B.4) em (5.24), têm-se,

$$\varepsilon \mathbf{b}_{j,p} = 2 \cdot \alpha_{j,p} (\mathbf{A}_{j,p} \mathbf{A}_{j,p}^H)^{-1} \mathbf{b}_{j,p} \quad (\text{B.5})$$

Finalmente, substituindo  $\varepsilon$  em (B.4), obtém-se o filtro para o utilizador  $j$  e para o símbolo  $p$ , dado por,

$$\mathbf{w}_{j,p} = \alpha_{j,p} \mathbf{A}_{j,p}^H (\mathbf{A}_{j,p} \mathbf{A}_{j,p}^H)^{-1} \mathbf{b}_{j,p} \quad (\text{B.6})$$



## Anexo C

---

### C.1 Matrizes de codificação para três antenas, $M=3$ , e para taxas de codificação $R_{st}=1/2$ e $R_{st}=3/4$

- $R_{st}=1/2$

$$\mathbf{D}_{1/2}^3 = \begin{bmatrix} d_1 & -d_2 & -d_3 & -d_4 & d_1^* & -d_2^* & -d_3^* & -d_4^* \\ d_2 & d_1 & d_4 & -d_3 & d_2^* & d_1^* & d_4^* & -d_3^* \\ d_3 & -d_4 & d_1 & d_2 & d_3^* & -d_4^* & d_1^* & d_2^* \end{bmatrix} \quad (\text{C.1.1})$$

- $R_{st}=3/4$

$$\mathbf{D}_{3/4}^3 = \begin{bmatrix} d_1 & -d_2^* & \frac{d_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{d_3^*}{\sqrt{2}} \\ d_2 & d_1^* & \frac{d_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{d_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{d_3}{\sqrt{2}} & \frac{d_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-d_1 - d_1^* + d_2 - d_2^*)}{2} & \frac{(d_2 + d_2^* + d_1 - d_1^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{C.1.2})$$

### C.2 Esquema de descodificação para quatro antenas e para uma taxa de codificação $R_{st}=3/4$ .

Neste anexo, é apresentado o esquema de descodificação para quatro antenas na transmissão e uma taxa de codificação de  $3/4$ , considerando apenas uma antena na recepção.

O sinal recebido nos quatro instantes é dado por,

$$\begin{aligned}
y_1 &= h_1 d_1 + h_2 d_2 + h_3 \frac{d_3}{\sqrt{2}} + h_4 \frac{d_3}{\sqrt{2}} + n_1 \\
y_2 &= -h_1 d_2 + h_2 d_1 + h_3 \frac{d_3}{\sqrt{2}} - h_4 \frac{d_3}{\sqrt{2}} + n_2 \\
y_3 &= h_1 \frac{d_3^*}{\sqrt{2}} + h_2 \frac{d_3^*}{\sqrt{2}} + h_3 \frac{(-d_1 - d_1^* + d_2 - d_2^*)}{2} + h_4 \frac{(-d_2 - d_2^* + d_1 - d_1^*)}{2} + n_3 \\
y_4 &= h_1 \frac{d_3^*}{\sqrt{2}} - h_2 \frac{d_3^*}{\sqrt{2}} + h_3 \frac{(d_2 + d_2^* + d_1 - d_1^*)}{2} - h_4 \frac{(d_1 + d_1^* + d_2 - d_2^*)}{2} + n_4
\end{aligned} \tag{C.2.1}$$

As estimativas dos símbolos de dados são obtidas usando a seguinte combinação dos diferentes sinais recebidos,

$$\begin{aligned}
\hat{d}_1 &= y_1 h_1^* + y_2^* h_2 + \frac{(y_4 - y_3)(h_3^* - h_4^*)}{2} - \frac{(y_4 + y_3)^*(h_3 + h_4)}{2} \\
\hat{d}_2 &= y_1 h_2^* - y_2^* h_1^* + \frac{(y_4 + y_3)(h_3^* - h_4^*)}{2} + \frac{(y_4 - y_3)^*(h_3 + h_4)}{2} \\
\hat{d}_3 &= \frac{(y_1 + y_2)h_3^*}{\sqrt{2}} - \frac{(y_1 - y_2)h_4^*}{\sqrt{2}} + \frac{y_3^*(h_1 + h_2)}{\sqrt{2}} + \frac{y_4^*(h_1 - h_2)}{\sqrt{2}}
\end{aligned} \tag{C.2.2}$$

Com este esquema de combinação é possível recuperar os três símbolos transmitidos sem que haja qualquer interferência entre eles.

### C.3 Alguns códigos no espaço-tempo de *trellis* obtidos usando o critério da soma dos elementos da diagonal (*trace*)

**Tabela C.1:** Coeficientes dos códigos obtidos usando o critério da soma dos elementos da diagonal, para duas antenas na transmissão.

Modulação	Memória, $u$	Coeficientes	Ordem, $r_\Theta$	<i>Trace</i>
QPSK	2	$\mathbf{g}_1 = [(0,2), (1,2)]$ $\mathbf{g}_1 = [(2,3), (2,0)]$	2	10
QPSK	3	$\mathbf{g}_1 = [(2,2), (2,1)]$ $\mathbf{g}_1 = [(2,0), (1,2), (0,2)]$	2	12
8-PSK	4	$\mathbf{g}_1 = [(2,4), (3,7)]$ $\mathbf{g}_1 = [(4,0), (6,6)]$ $\mathbf{g}_3 = [(7,2), (0,7), (4,4)]$	2	8
8-PSK	5	$\mathbf{g}_1 = [(0,4), (4,4)]$ $\mathbf{g}_1 = [(0,2), (2,3), (2,2)]$ $\mathbf{g}_3 = [(4,2), (4,2), (3,7)]$	2	8.59

## Anexo D

---

### Resultados Obtidos com a Cadeia de Simulação do MATRICE

Neste anexo, são apresentados resultados para o esquema Pre-JMCZF SD obtidos com a cadeia de simulação implementada no projecto Europeu MATRICE [16]. Os parâmetros de simulação usados aqui são idênticos aos usados nessa cadeia, e estão representados na Tabela D.1. De referir que estes parâmetros são muito semelhantes aos definidos no capítulo 7, a principal diferença está relacionada com o modelo de canal usado.

**Tabela D.1:** Principais parâmetros de simulação, usados na cadeia implementada no projecto MATRICE.

Número de Portadoras, $N_c$	1024
Número de Portadoras Disponíveis	736
Comprimento do Código, $L$	32
Largura de Banda (LB)	41.46 MHz
Duração do símbolo OFDM, $T'_{OFDM}$	21.52 $\mu$ s
Duração do Tempo de Guarda, TG	3.75 $\mu$ s
Frequência de Amostragem, (FA)	57.6MHz
Espaçamento entre Sub-portadoras, $\Delta f_c$	56.2 KHz
Número de símbolos OFDM por TS	30
Modulação	QPSK
Mapeamento dos <i>Chips</i>	<i>Interleaved</i>
Codificação de Canal	Codificação Turbo, $R = 1/2$
Modelo de Canal	3GPP/3GPP2 SCM AHG
Espaçamento entre elementos da Antena	$d_e = 10\lambda$
Velocidade do TM	60 Km/h
Frequência da Portadora	5.0GHz

Este modelo de canal é detalhadamente descrito em [16][76], pelo que aqui são apenas enumerados os principais parâmetros usados no projecto MATRICE, que foram os mesmos para obter os resultados aqui apresentados. A dispersão temporal deste canal é baseada no

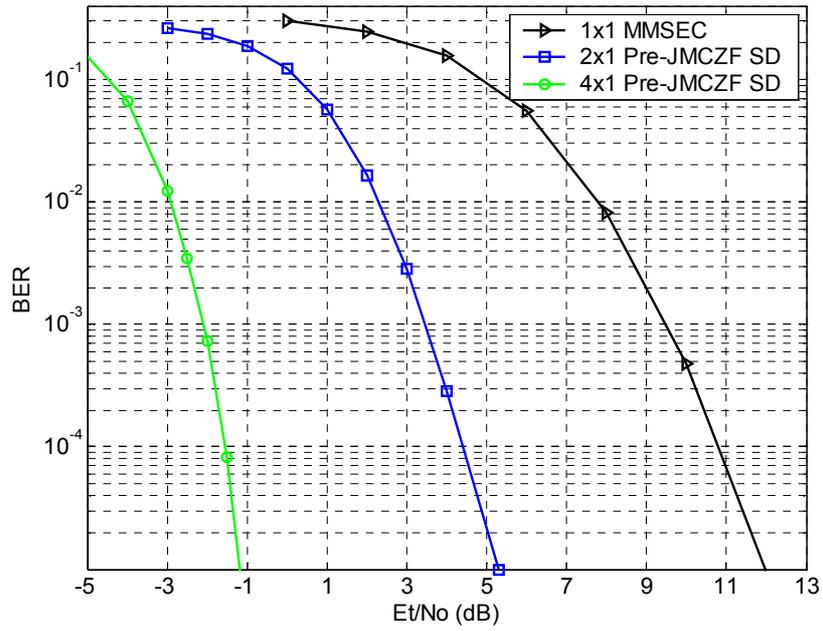
perfil de potência de atraso do modelo de canal do BRAN E. As características espaciais correspondem a um típico cenário exterior com um espalhamento angular elevado no TM e moderado na EB. De forma a determinar as DOAs em ambos os terminais, é inicialmente gerado com uma distribuição uniforme dentro de um sector de  $120^\circ$ , um percurso com linha de vista para cada utilizador. Depois as DOAs de cada percurso são geradas com uma distribuição normal em torno da direcção de LDV com diferentes espalhamentos angulares, os quais estão relacionados com o atraso e a potência de cada percurso. Depois, as DOAs de cada sub-percurso, correspondentes a um determinado percurso, são geradas com uma distribuição de Laplace, em torno da DOA desse percurso. Os principais parâmetros para este canal são mostrados na Tabela D.2, onde  $\eta(0, \sigma^2)$  representa uma distribuição normal de média nula e variância  $\sigma^2$ . Mais detalhe sobre estes parâmetros e a forma de como devem ser configurados pode ser encontrado em [76]

**Tabela D.2:** Principais Parâmetros do Canal 3GPP/3GPP2 SCM AHG.

Perfil de Potência de Atraso	BRAN E
Número de percursos	17
Número de sub-percursos por cada percurso	20
Espalhamento Angular Médio, EB	$E\{\sigma_{EA,EB}\} = 21.4^\circ$
Distribuição da DOA por percurso na EB	$\eta(0, \sigma_{EA,EB}^2)$
Espalhamento Angular Médio, TM	$E\{\sigma_{EA,TM}\} = 68^\circ$
Distribuição da DOA por percurso no TM	$\eta(0, \sigma_{EA,TM}^2)$

A Figura D.1 mostra os resultados obtidos com o esquema Pre-JMCZF SD no cenário definido no projecto MATRICE. Estes resultados são importantes pois permitem avaliar o desempenho do esquema proposto num modelo de canal mais realista. Pode ver-se um ganho significativo do esquema Pre-JMCZF SD relativamente ao sistema MC-CDMA convencional 1x1 MMSEC. Observa-se um ganho de cerca de 5.7 e 12.4 dB (para uma BER=1.0E-4) relativamente ao esquema convencional, para duas e quatro antenas, respectivamente. Convém realçar que estes ganhos são claramente superiores aos obtidos para este esquema para o cenário do capítulo 7, onde para quatro antenas o ganho foi de 9.0 dB. O desempenho do esquema Pre-JMCZF SD é semelhante ao obtido no cenário definido no capítulo 7. No entanto, o desempenho do esquema 1x1 MMSEC é bastante pior que o obtido nesse cenário, daí esta diferença de ganho.

Em [189], são apresentados resultados para este e para outros esquemas, no mesmo cenário deste anexo, e para diferentes códigos de canal (Turbo e Convolucionais) e também para a modulação 16-QAM.



**Figura D.1:** Avaliação do desempenho do esquema Pre-JMCZ SD num cenário definido no projecto Europeu MATRICE.



## Referências

---

- [1] B. Mahon, “The Man Who Changed Everything: The Life of James Clack Maxwell”, John Wiley & Sons, 2003.
- [2] “The Evolution of Untethered Communications”, National Academy Press, Washington D.C., USA, <http://www.nap.edu/readingroom/books/evolution>.
- [3] Ramjee Prasad, “Universal Wireless Personal Communications”, Mobile Communications Series, Artech House Publishers, 1998.
- [4] Lin-Nan Lee, Khalid Karimullah, Feng-Wen e Mustafa Eroz, “Third Generation Wireless Technologies-Expectations and Realities”, Wireless Multimedia Network Technologies, Kluwer academic publishers, 1999.
- [5] Rudi Bekkers, Jan Smits, “Mobile Telecommunications: Standards, Regulation and Applications”, Mobile Communications Series, Artech House Publishers, 1999.
- [6] Third Generation Partnership Project, <http://www.3gpp.org>.
- [7] Enhanced Wireless Consortium, <http://www.enhancedwirelessconsortium.org>.
- [8] IEEE 802.16's 802.16 Task Group m (TGm), <http://ieee802.org/16/tgm>.
- [9] ETSI HIPERLAN/2 (TS 101 475), “Broadband Radio Access Networks HIPERLAN Type 2 Functional Specification-Part 1: Physical Layer”, Set. de 1999.
- [10] B. Chatschik, “An Overview of the Bluetooth Wireless Technology”, IEEE Communication Magazine, Vol. 39, No. 12, Dez. de 2001.
- [11] Wireless World Research Forum, “Book of Visions 2006”, <http://www.wireless-world-research.org>.
- [12] ITU, “Visions, Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT-2000 and Systems Beyond IMT-2000”, ITU-R, Rec. ITU-R M.1645, Jun. de 2003.
- [13] IPv6 Fórum, <http://www.ipv6forum.com>
- [14] Software Defined Radio Forum, <http://www.sdrforum.org>
- [15] H. Atarashi, N. Maeda, S. Abeta e M. Sawahashi, “Broadband Packet Wireless Access Based on VSF-OFCDM and MC-DS-CDMA”, IEEE Proc. of International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2002.
- [16] Projecto Europeu MATRICE, <http://www.ist-matrice.org>.
- [17] Projecto Europeu 4MORE, <http://www.ist-4more.org>.

- [18] Projecto Europeu WINNER, <http://www.ist-winner.org>.
- [19] S. B. Weinstein e P. M. Ebert, “Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform“, IEEE Transactions on Communications Technology, Vol. 19, Out. de 1971.
- [20] J. A. C Bingham., “Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time has Come”, IEEE Communications Magazine, Vol. 28, Maio de 1990.
- [21] R. Van Nee e R. Prasad, “OFDM for Wireless Multimedia Communications”, Artech House Publishers, 2000.
- [22] M. Engles, “Wireless OFDM Systems: How to Make Them Work?”, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [23] Stefan Kaiser, “Multi-Carrier CDMA Mobile Radio System- Analysis and Optimization of Detection, Decoding and Channel Estimation”, Ph. D. Thesis, ISBN 3-18-353110-0, Düsseldorf, 1998.
- [24] ETSI, “Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers”, ETS 300-401 Segunda Edição, Maio de 1997.
- [25] ETSI, “Digital Video Broadcasting (DAV); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television”, ETS 300-744, Jul. de 1999.
- [26] H. Holma, A. Toskala, “WCDMA for UMTS”, John Wiley & Sons, 2000.
- [27] A. Chouly., A. Brajal, e S. Jourdan, “Orthogonal Multicarrier Techniques Applied to Direct Sequence Spread Spectrum CDMA Systems”, Proc. of IEEE GLOBECOM, 1993.
- [28] V. Da Silva e E. S. Sousa, “Performance of Orthogonal CDMA Codes for Quasi-Synchronous Communications Systems”, Proc. Of IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC), 1993.
- [29] K. Fazel, “Performance of CDMA/OFDM for Mobile Communications Systems”, Proc. of IEEE ICUPC, 1993.
- [30] K. Fazel e L. Papke, “On the Performance of Convolutionally-Coded CDMA/OFDM for Mobile Communication System”, Proc. of IEEE PIMRC, 1993.
- [31] S. Kondo e L. B. Milstein, “On the use of Multicarrier Direct Sequence Spread Spectrum Systems“, Proc. of IEEE Military Communications Conference (MILCOM), 1993.
- [32] L. Vandendorpe, “Multitone Direct Sequence CDMA Systems in an Indoor Wireless Environment”, Proc. of IEEE First Symposium of Communications and Vehicular Technology”, 1993.
- [33] N. Yee e J. P. Linnartz and G. Fettweis, “Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks”, Proc. of IEEE PIMRC, 1993.
- [34] D. Mottier e D. Castelain, “SINR-Based Channel Pre-Equalization for Uplink Multicarrier CDMA Systems”, IEEE Proc. of PIMRC, 2002.

- [35] Shinsuke Hara e Ramjee Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA", IEEE Communications Magazine, Dez. de 1997.
- [36] K. Fazel e S. Kaiser, "Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems", John Wiley & Sons, 2003.
- [37] L. Hanzo, M. Munster, B. J. Choi e T. Keller, "OFDM e CDMA for Broadband Multi-user Communications, WLANs and Broadcasting" John Wiley & Sons, 2003.
- [38] Ramjee Prasad, "OFDM for Wireless Communications Systems", Artech House Universal Personal Communications Series, 2004.
- [39] Abeta S., H. Atarashi., M. Sawahashi e F. Adachi, "Coherent Multicarrier/DS-SS and MC-SS for Broadband Packet Wireless Access", IEEE Proc. of VTC Spring, 2000.
- [40] Abeta S., H. Atarashi e M. Sawahashi, "Forward Link of Coherent DS-SS and MC-SS Broadband Packet Wireless Access in a Multi-Cell Environment", IEEE Proc. of VTC Spring, 2000.
- [41] N. Maeda, Y. Kishiyama, K. Higuchi, H. Atarashi e M. Sawahashi, "Experimental Evaluation of Throughput Performance in Broadband Packet Wireless Access Based VSF-OFDM and VSF-SS", Proc. of IEEE PIMRC, 2003.
- [42] G. J. Foschini e M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas", Wireless Personal Communications, Vol. 6, 1998.
- [43] J. Proakis, "Digital Communications", MacGraw-Hill, 1995.
- [44] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, Out. de 1998.
- [45] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani e A. R. Calderbank, "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 45, No. 5, Jul. de 1999.
- [46] T. S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice", Prentice Hall, 1996.
- [47] D. Parsons, "The Mobile Radio Propagation Channel", Pentech Press, 1992.
- [48] C. J. Jakes, "Microwave Mobile Communications", IEEE Press, New Jersey, 1994.
- [49] R. H. Clark, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception", Bell Systems Technologies Journal, Vol. 47, 1968.
- [50] Turin, "A statistical Model for Urban Multipath Propagation", IEEE Transaction Vehicular Technology, Vol 21, Fev. de 1972.
- [51] M. J. Gans, "A Power Spectrum Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment", IEEE Transactions Vehicular Technology, Vol. VT-21, Fev. de 1972.
- [52] P. A. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels", IEEE Transactions on Communications Systems, Vol. 11, Dez. de 1963.
- [53] Matthias Patzold, "Mobile Fading Channels", John Wiley & Sons, 2002.

- [54] R. Steele, "Mobile Radio Communication", Pentech Press, 1994.
- [55] W. C. Y. Lee, "Mobile Communications Design Fundamentals", John Wiley & Sons, 1993.
- [56] J. D. Parsons e A. M. D. Turkumani, "Characterization of Mobile Radio Signals: Model Description", IEE Proceedings-I, Vol. 138, Dez. de 1991.
- [57] J. Salz e J. H. Winters, "Effect of Fading Correlation on Adaptive Arrays in Digital Mobile Radio", IEEE Transactions Vehicular Technology, Vol. -43, Nov. de 1994.
- [58] Richard B. Ertel, Kevin W. Sowerby, Theodore S. Rappaport e Jeffrey H. Reed, "Overview of Spatial Channels Models for Antenna Array Communications Systems", IEEE Personal Communications, Fev. de 1998.
- [59] Joseph C. Liberti e Theodore S. Rappaport, "Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications", Prentice Hall PTR, 1999.
- [60] L. C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beamforming and Direction-of-Arrival Considerations", Proceedings of the IEEE, Vol. 85, No. 8, Ago. de 1997.
- [61] Bernard H. Fleury e Fredrik Bajares, "Direction Dispersion and Space Selectivity in the Mobile Radio Channel", IEEE Proc. of VTC Fall, 2000.
- [62] Bernard H. Fleury, "First and Second Order Characterization of Direction Dispersion and Space Selectivity in the Radio Channel", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 46, No. 6, Set. de 2000.
- [63] K. I. Pederson, P. E. Mogenson e B. H. Fleury, "Power Azimuth Spectrum in outdoor environments", IEEE Electronic Letters, Vol. 33, No. 18, Ago. de 1997.
- [64] Patrick C. F. Eggers, "Angular-Temporal Domain Analogies of the short-term Mobile Radio Propagation Channel at Base Station", IEEE Proc. of PIMRC, 1996.
- [65] W. C. Y. Lee, "Effects on Correlations Between two Mobile Radio Base-Station Antennas", IEEE Transactions on Communications, Vol. 21, No. 11, Nov. de 1973.
- [66] Andrea Goldsmith, Syed Jafar, Nihar Jindal e Sriram Vishwanath, "Capacity Limits of MIMO Channels", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 21, No 5, Jun. de 2003.
- [67] Mohinder Jankiraman, "Space-Time Codes and MIMO Systems", Universal Personal Communications, Artech House, 2004.
- [68] Projecto Europeu IST-1999-10322 SATURN, "Single and Dual Multi-Sensor Channel Characterization – Analysis and Models", Deliverable D523, Part 2, <http://www.ist-saturn.org>.
- [69] L. M. Correia (Editor), "Wireless Flexible Personalized Communications – COST 259 Final Report", John Wily & Sons, 2001.
- [70] Jonas Medbo, Henrik Hallenberg e Jan-Erik Berg, "Propagation Characteristics at 5 GHz in Typical Radio-LAN Scenarios", IEEE Proc. of VTC, 1999.

- [71] Jonas Medbo e Jan-Erik Berg, "Spatio-Temporal Channel Characteristics at 5 GHz in a Typical Office Environment", IEEE Proc. of VTC Fall, 2001.
- [72] Jonas Medbo, Mathias Riback, Henrik Asplund e Jan-Erik Berg, "MIMO Channel Characteristics in a Small Macrocell", IEEE Proc. of VTC Fall, 2005.
- [73] J. Medbo e Jan-Erik Berg, "Measured Radiowave Propagation Characteristics at 5GHz for typical HIPERLAN/2 Scenarios", ETSI BRAN doc. 3ERI074b, Jan. de 1998.
- [74] J. Medbo, "Radio Wave Propagation Characteristics at 5 GHz with Modeling Suggestions for HIPERLAN/2", ETSI BRAN doc. 3ERI074a, Jan. de 1998.
- [75] J. Medbo e P. Schramm, "Channel Models for HIPERLAN/2 in different Indoor Scenarios", ETSI BRAN doc. 3ERI085b, Jan. de 1998.
- [76] Spatial Channel Model AHG (combined ad-hoc from 3GPP & 3GPP2), "Spatial Channel Model Text Description", SCM Text V3.6, Abr. de 2003.
- [77] G. L Turin., "Introduction to Spread Spectrum Anti-Multipath Techniques and their Applications to Urban Digital Radio", Proc. of the IEEE, Vol. 68, Mar. de 1980.
- [78] Andrew J. Viterbi, "Principles of Spread Spectrum Communications", Addison-Wesley Wireless Communications Series, 1995.
- [79] Raymond L. Pickholtz, Donald L. Schilling e Laurence B. Milstein, "Theory of Spread-Spectrum Communications- A Tutorial", IEEE Transaction Communications, Vol. 30, No. 5, Maio de 1982.
- [80] A. Petroff e P. Withington, "Time Modulated Ultra-Wideband (TM-UWB) Overview", Proc. of Wireless Symposium, Fev. de 2000.
- [81] Tero Ojanpera e Ramjee Prasad, "Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications", Universal Personal Communications, Artech House Publishers, 1998.
- [82] S. Nobilet, J.-F. Helard e D. Mottier, "Spreading Sequences for Uplink and Downlink MC-CDMA Systems: PAPR and MAI Minimization", European Transactions on Telecommunications, Vol. 13, Set. /Out de 2002.
- [83] H. Ochiai e H. Imai, "Performance of OFDM-CDMA with Simple Peak Power Reduction", European Transactions on Telecommunications, Vol. 13, Jul./Ago de 1999.
- [84] B. M. Papovic, "Spreading Sequences for Multicarrier CDMA Systems", IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, Jun. de 1999.
- [85] Yip K.-W. e Ng T.-S., "Tight Error Bounds for Asynchronous Multi-Carrier CDMA and Their Applications", IEEE Communications Letters, Vol. 2, Nov. de 1998.
- [86] F. Adachi, M. Sawahashi e K. Okawa, "Tree-Structured Generation of Orthogonal Spreading Codes with Different Lengths for Forward Link of DS-CDMA Mobile Radio", IEEE Electronic Letters, vol. 33, No. 1, Jan. 1997.
- [87] Martin Haardt, Anja Klein, Reinhard Koehn, Stefan Oestreich, Marcus Purat, Volker Sommer e Thomas Ulrich, "The TD-CDMA Based ULTRA TDD Mode", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 18, No 8, Ago. de 2000.

- [88] European IST Project MATRICE, “Duplex Mode”, Deliverable D1.1b, Out. de 2003, <http://www.ist-matrce.org>.
- [89] TIA/EIA/IS-95, “Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System”, Jul. de 1993.
- [90] D. V. Sarwate e M. B Pursley., “Crosscorelation Properties of Pseudo-Random and Related Sequences”, Proceedings of the IEEE, Vol. 88, Maio de 1998.
- [91] Sergio Verdu, “Multiuser Detection”, Cambridge University Press, 1998.
- [92] Alexandra Duel-Hallen, Jack Holtzman e Zoran Zvonar, “Multiuser Detection for CDMA Systems”, IEEE Personal Communications, Abr. de 1995.
- [93] M. K. Varanasi and B. Aazhang, “Near-Optimum Detection in Synchronous Code-Division Multiple Access System”, IEEE Transactions on Communications, Vol. 39, No. 5, Maio de 1991.
- [94] R. Michael Buehrer e Steven P. Nicoloso, “Comments on Partial Parallel Interference Cancellation for CDMA”, IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, No. 2, Maio de 1999.
- [95] Adão Silva, “Técnicas de Cancelamento PIC para o Sistema UMTS-TDD”, Dissertação de Mestrado, Universidade de Aveiro, Abr. de 2002.
- [96] A. Silva e A. Gameiro, “Performance Evaluation of Multisensor Parallel Interference Cancellation for the UMTS-TDD Uplink”, Proc. of Wireless Personal Multimedia Communications, Vol. 3, Set. 2001.
- [97] L. Gonçalves, A. Silva e A. Gameiro, “Frequency Shift Based Multiple Access Interference Canceller for DS-CDMA Systems”, Proc. of IEEE VTC Fall, Out. de 2001.
- [98] E. A. Sourour e M.Nakagawa, “Performance of Orthogonal Multi-Carrier CDMA in a Multipath Fading Channel”, IEEE Transactions on Communication, Vol. 44, Mar. de 1996.
- [99] H. Sari, “Orthogonal Frequency-Division Multiple Access with Frequency Hopping and Diversity”, Proc. of International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS), Abr. de 1997.
- [100] H. Sari e G. Karam, “Orthogonal Frequency-Division Multiple Access and its Application to CATV Net-Works”, European Transactions on Telecommunications, Vol. 9, Dez/Nov. de 1998.
- [101] S. Kaiser e K. Fazel, “A Spread Spectrum Multi-Carrier Multiple Access System for Mobile Communications”, Proc. of International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS), Abr. de 1997.
- [102] Q. Chen, E. S. Sousa, e S. Pasupathy, ”Multi-carrier CDMA with Adaptive Frequency Hopping for Mobile Radio Systems”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 14, Dez. de 1996.

- [103] L. Tomba e W. A Krzymien, "An OFDM/SFH-CDMA Transmission Scheme for the Uplink", Proc. of International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS), Abr. de 1997.
- [104] S. Kaiser e K. Fazel, "A Flexible Spread Spectrum Multi-Carrier Multiple-Access System for Multi-Media Applications", IEEE Proc. of PIMRC, 1997.
- [105] S. Kaiser, "OFDM-CDMA versus DS-CDMA: Performance Evaluation in fading Channels", IEEE Proc. of ICC, 1995.
- [106] S. Kaiser, "On Performance of different Detections Techniques for OFDM-CDMA in Fading Channels", IEEE Proc. of GLOBECOM, 1995.
- [107] M. des Noes e D. Kténas, "Performance Comparison between MC-CDMA and DS-CDMA for Broadband Wireless Transmissions", IEEE Proc. of VTC Spring, 2004.
- [108] S. Kaiser, "MC-FDMA e MC-TDMA Versus MC-CDMA and SS-MC-MA: Performance Evaluation for Fading Channels", IEEE Proc. of ISSSTA, 1998.
- [109] H. Rohling e R. Grunheid, "Performance Comparison of Different Multiple Access Schemes for the Downlink of an OFDM Communication System", IEEE Proc. of VTC, 1997.
- [110] H. Sari, "A review of Multi-Carrier CDMA", Proc. of International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS), 2001.
- [111] G. J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communications in a Fading Environment when using Multi-Elements Antennas", Bell Labs Technical Journal, Vol. 1, 1996.
- [112] H. Atarashi e M. Sawahashi, "Broadband Wireless Access on VSF-OFCDM and VSCRF-CDMA and its Experiments", Proc. of International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS), 2003.
- [113] S. Kaiser, "Spatial Transmit Diversity Techniques for Broadband OFDM Systems", IEEE Proc. of GLOBECOM, 2000.
- [114] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian Channels", European Transactions on Telecommunications, Vol. 10, No. 6, Nov./Dec., 1999
- [115] Y Li e N. R. Sollenberger, "Adaptive Antenna Array for OFDM Systems with Cochannel Interference", IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, No. 2, Fev. de 1999.
- [116] C. K. Kim, S. Choi e Y. S. Cho, "Adaptive Beamforming for an OFDM System", IEEE Proc. of VTC Spring, 1999.
- [117] T. Salzer e D. Mottier, "Transmit Beamforming for SDMA in Multi-Carrier CDMA Downlink on a per subcarrier Basis", IEEE Proc. of ICT, 2003.
- [118] I. Raos e S. Zazo, "Downlink MISO Proposal with Transmit Beamforming and Diversity Gain for B3G MC-CDMA Systems", Proc. of IST Summit, 2004.
- [119] J. Engle, M. Reinhardt e J. Lindner, "Equalization and Coding for Extended MC-CDMA over Time and Frequency Selective Channels", Proc. of International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS), Abr. de 1997.

- [120] M. Reinhardt, J. Egle e J. Lindner, "Transformation Methods, Coding and Equalization for Time and Frequency Selective Channels", *European Transactions on Telecommunications*, Vol. 11, Nov. /Dez. de 2000.
- [121] V. Aue e G. Fettweis, "Multi-Carrier Spread Spectrum Modulation with Reduced Dynamic Range", *IEEE Proc. of VTC*, 1996.
- [122] D. G. Brennan, "Linear Diversity Combining Techniques", *Proceedings of the IRE*, Vol. 47, Jun. de 1959.
- [123] K. Fazel, S. Kaiser, P. Robertson e M. J. Ruf, "A Concept of Digital Terrestrial Television Broadcasting", *Wireless Personal Communications*, Vol. 2, 1995
- [124] S. Kaiser, "On the Performance of Different Detection Techniques for OFDM-CDMA in Fading Channels", *IEEE Proc. of GLOBECOM*, 1995.
- [125] G. H. Golub e C .F. Van Loan, "Matrix Computation", *Johns Hopkins University Press*, 1996.
- [126] A. Chouly, A. Brajal e S. Jourdan, "Orthogonal Multicarrier Technique Applied to Direct Sequence Spread Spectrum CDMA Systems", *IEEE Proc. of GLOBECOM*, 1993.
- [127] J. Y. Baudais, J. F. Helard e J. Citerne, "An Improved Linear MMSE Detection Technique for Multi-Carrier CDMA Systems: Comparison and Combination with Interference Cancellation Schemes", *European Transactions on Telecommunications*, Vol. 11, No. 6, Nov. /Dez. 2000.
- [128] D. Mottier, D. Castelain, J. F. Helard e J. Y. Baudais, "Optimum and Sub-Optimum Linear MMSE Multi-user Detection for Multi-Carrier CDMA Transmission Systems", *IEEE Proc. of VTC Fall*, 2001.
- [129] D. N. Kalofonos e J. G. Proakis, "Performance of the Multistage Detector for a MC-CDMA system in a Rayleigh Fading Channel", *IEEE Proc. of GLOBECOM*, 1996.
- [130] J. Bastos e A. Gameiro, "Multisensor Interference Cancellation Performance in Asynchronous Uplink on MC-CDMA Systems", *Proc. of the 11th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC)*, 2005.
- [131] Joaquim Bastos, Adão Silva e Atilio Gameiro, "Performance Evaluation of Multisensor Parallel Interference Cancellation for the Uplink on MC-CDMA Systems", *Proc. of the 7th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, 2004.
- [132] S. Kaiser e J. Hagenauer, "Multi-Carrier CDMA with Iterative Decoding and Soft-Interference Cancellation", *IEEE Proc. of GLOBECOM*, 1997.
- [133] I. Cosovic, M. Schnell e S. Spring, "On the Performance of different Channel Pre-Compensation Techniques for Uplink TDD MC-CDMA", *IEEE Proc. of VTC Fall*, 2003.
- [134] I. Cosovic, M. Schnell e S. Spring, "Combined Pre-and Post-Equalization for Uplink TDD MC-CDMA in Fading Channels", *Proc. of International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS)*, 2003.

- [135] A. C. McCormick, P. M. Grant e G. J. R. Povey, "A Differential Phase-Shift Keying Multicarrier Code Division Multiple Access with EGC Receiver", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 49, No. 5, Set. de 2000.
- [136] B. Muquet, M. de Courville e P. Duhamel, "Subspace-Based Blind and semi-blind Channel Estimation for OFDM Systems", IEEE Transaction on Signal Processing, Vol. 50, No. 7, Jul. de 2002.
- [137] R. W. Heath e G. B. Giannakis, "Exploiting Input Cyclostationarity for Blind Channel Identification in OFDM Systems", IEEE Transaction on Signal Processing, Vol. 47, Mar. de 1999.
- [138] R. Van Nee e R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House Publishers, 2000.
- [139] P. Hoher, S. Kaiser e P. Robertson, "Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency", IEEE Proc. of GLOBECOM, 1997.
- [140] P. Marques, A. Pereira e A. Gameiro, "Pilot and Data Aided Channel Estimation for Uplink MC-CDMA Mobile Systems", IST SUMMIT, Jun. 2005.
- [141] M. Necker, F. Sanzi e J. Speidel, "An Adaptive Wiener filter for improved Channel Estimation in Mobile OFDM Systems", IEEE Proc. of ISSPIT, 2002.
- [142] P. Marques e A. Gameiro, "Low-complexity Channel Estimation for Beyond 3G Systems", IEEE Proc. of VTC Fall, 2004.
- [143] P. Marques e A. Gameiro, "Uplink MIMO Channel Estimation for Beyond 3G Systems", Proc. of the 5th IEE International Conference on 3G Mobile Communication Technologies, London, UK, October 2004.
- [144] Shimon Moshavi, "Multi-User Detection for DS-CDMA Communications", IEEE Communications Magazine, Vol. 34, Issue 10, Out. de 1996.
- [145] D. Koulakiotis e A. H. Aghvami, "Data Detection Techniques for DS-CDMA Mobile Systems: a Review", IEEE Personal Communications, Vol.7, Jun. de 2000.
- [146] R. Esmailzaden, E. Sourour e M. Nakagawa, "Pre-Rake Diversity Combining in Time-Division Duplex CDMA Mobile Communications", IEEE Transaction Vehicular Technologies, Vol. 48, Maio de 1999.
- [147] Branimir R. Vojcic e Won Mee Jang, "Transmitter Precoding in Synchronous Multiuser Communications", IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, No, 10, Out. De 1998.
- [148] André Barreto e Gerhard Fettweis, "Joint Signal Precoding in the Downlink of Spread-Spectrum Systems", IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 2, No. 3, Maio de 2003.
- [149] Maite Brandt-Pearce e Anupama Dharap, "Transmitter-Based Multiuser Interference Rejection for Down-Link of a Wireless CDMA Systems in a Multipath Environment", IEEE Journal on Selected Areas of Communications, Vol. 18, No.3, Mar. de 2000.

- [150] R. Irmer, W. Rave e G. Fettweis, “Minimum BER Transmission for TDD-CDMA in Frequency-Selective Channels”, IEEE Proc. of PIMRC, 2003.
- [151] P. W. Baier e M. Meurer, “Joint Transmission, an Alternative Rationale for the Downlink of Time Division CDMA Using Multi-Element Transmit Antennas“, Proc. of ISSSTA, Set de 2001.
- [152] A. Morgado, P. Pinho, A. Gameiro e J. Fernades, “Pre-Equalization Technique for Interference Cancellation in the UMTS-TDD Downlink Channel”, IEEE Proc. of VTC Fall, 2001.
- [153] K. Y. Titus, “Maximum Ratio Transmission”, IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, No. 10, Out. De 1999.
- [154] James K. Cavers, “Single-User and Multi-User Adaptive Maximal Ration Transmission for Rayleigh Channels”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 49, No. 6, Nov. de 2000.
- [155] Robert G. Gallager, “Information Theory and Reliable Communications”, John Wiley and Sons, INC., 1968.
- [156] W. M. Jang, B. R. Vojcic e R. L. Pickholtz, “Joint Transmitter-Receiver Optimization in Synchronous Multiuser Over Multipath Channels”, IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, Fev. de 1998.
- [157] Adão Silva e Atilio Gameiro, “Pre-Filtering Antenna Array for Downlink TDD MC-CDMA Systems”, IEEE Proc. of VTC spring, 2003.
- [158] Adão Silva e Atilio Gameiro, “Space-Frequency Pre-Filtering Technique for Downlink TDD MC-CDMA Systems”, IEEE Proc. of VTC Fall, 2003.
- [159] T. Slazer, A. Silva, A. Gameiro e D. Mottier, “Pre-Filtering Using Antennas Arrays for Interference Mitigation in Multi-Carrier CDMA”, Proc. of IST Mobile & Wireless Communications Summit, Jun. de 2003.
- [160] T. Slazer e D. Mottier, “Comparison of Antenna Arrays Techniques for the Downlink of Multi-Carrier CDMA Systems”, IEEE Proc. of VTC Spring, 2003.
- [161] T. Slazer e D. Mottier, “Downlink Strategies Using Antenna Arrays for Interference Mitigation in Multi-Carrier CDMA”, Proc. of International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS), Set. de 2003.
- [162] S. Haykin, “Adaptive Filter Theory”, 3rd Ed., Prentice Hall, 1996
- [163] Adão Silva e Atilio Gameiro, “Performance and Analysis of Pre-Filtering Techniques for MISO Downlink TDD MC-CDMA Systems”, IEEE Proc. of VTC Spring, 2006.
- [164] Adão Silva e Atilio Gameiro, “Comparison of Space-Frequency Pre-Filtering Techniques and Space-Frequency Block Coding for DL MC-CDMA Systems”, IEEE Proc. of ICC, 2006.

- [165] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani e A. R. Calderbank, “Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, No.3, Mar. de 1999.
- [166] Tarokh V., N. Seshadri e A. R. Calderbank, “Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction”, IEEE Transactions Information Theory, Vol. 44, No. 2, Mar. de 1998.
- [167] S. Baro, G. Bauch e A. Hansmann, “Improved Codes for Space-Time Trellis Coded Modulation”, IEEE Communications Letters, Vol. 4, no. 1, Jan. de 2000.
- [168] Dongzhe Cui e A. Haimovich, “Performance of Parallel Concatenated Space-Time Codes”, IEEE Communications Letters, Vol. 5, Jun de 2001.
- [169] W. Firmanto, B. Vucetic, J. Yuan e Z. Chen, “Space-Time Turbo Trellis Coded Modulation for Wireless Data Communications”, Eurasip Journal on Applied Signal Processing, Maio de 2002.
- [170] Frederik Petré, Geert Leus, Luc Deneire, Marc Engels, Marc Moonen e Hugo de Man, “Space-Time Block Coding for Single-Carrier Block Transmission DS-CDMA Downlink”, IEEE Journal Selected Areas in Communications, Vol. 21, No. 3, Abr. de 2003.
- [171] Adrian Kotelba, Ilkka Moilanen, Antti Anttonen e Perti Jarvensivu, “Comparison of the Performance of Space-Time Block Codes in DS-CDMA Systems”, Proc. of IEEE PIMRC, 2003.
- [172] Murat Uysal, Naofal Al-Dhahir e Costas N. Georghiades, “A Space-Time Block-Coded OFDM Scheme for Unknown Frequency-Selective Fading Channels”, IEEE Communications Letters, Vol. 5, No. 10, Out. de 2001.
- [173] Jiang Yue e Jerry D. Gilbson, “Performance of a Space-Time Block Coded OFDM System”, IEEE Proc. of 36th ASILOMAR Conference on Signal, Systems and Computer, 2002.
- [174] Tan-Hsu Tan e Kuan-Chih Lin, “Performance of Space-Time Block Coded MB-OFDM UWB Systems”, IEEE Proc. of 4th Annual Communication Networks and Services Research Conference (CNSR), 2006.
- [175] ETSI UMTS (TR-101 112 V 3.2.0), “Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)”, Sophia Antipolis, Abr. De 1998.
- [176] J. M. Auffray e J. F. Hélar, “Performance of Multicarrier CDMA Technique Combined with Space-Time Block Coding over Rayleigh Channel”, IEEE Proc. of Int. Symp. on Spread-Spectrum Tech. & Appl. (ISSSTA), 2002.
- [177] Vincent Le Nir, Maryline Hélar e Rodolphe Le Gouable, “Space-Time Block Coding Applied to Turbo Coded Multicarrier CDMA”, IEEE Proc. of VTC, Spring, 2003.
- [178] F. Portier, J. F. Hélar, J. M. Auffray e J. Y. Baudais, “STBC MC-CDMA Systems for Indoor and Outdoor Scenarios”, IEEE Proc. of ISSSTA, 2004.
- [179] Stefan Kaiser, “Space Frequency Block Codes and Code Division Multiplexing in OFDM Systems”, IEEE Proc. of GLOBECOM, 2003.

- [180] Stefan Kaiser, “Space Frequency Block Coding in the Uplink of Broadband MC-CDMA Mobile Radio Systems with Pre-Equalization”, IEEE Proc. of VTC, Fall, 2003.
- [181] Branka Vucetic e Jinhong Yuan, “Space-Time Coding”, Jonh Wily & Sons, 2003.
- [182] Sandhu, S., e A. J. Paulraj, “Space-Time Codes versus Space-Time Trellis Codes”, IEEE Proc. of ICC, 2001.
- [183] Adão silva e Atilio Gameiro, “Joint STBC and Pre-Filtering Technique for MISO TDD Downlink MC-CDMA Systems”, Proc. of IST Summit, 2005.
- [184] Adão silva e Atilio Gameiro, “SFBC with Pre-Filtering Technique for DL TDD MC-CDMA Systems in High Data Rate Context”, IEEE Proc. of GLOBECOM, 2005.
- [185] Adão silva e Atilio Gameiro, “Combining SFBC with a pre-filtering Technique for TDD Downlink MC-CDMA System in a Beyond 3G Context”, Proc. of 6th IEE International Conference on 3G & Beyond, 2005.
- [186] Projecto Europeu MATRICE, “Physical Layer Simulation Chain Description (Advanced Chains V1)”, Deliverable 3.1a, <http://www.ist-matrice.org>.
- [187] 3GPP TS 25.212 V5.1.0 (2002-06)-3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Multiplexing and Channel Coding (FDD), Jun. de 2002.
- [188] P. Robertson, P. Hoeher e E. Villebrun, “Optimal and Sub-optimal Maximum a Posteriori Algorithms Suitable for Turbo-Decoding”, European Transactions on Telecommunications, Vol. 8, Mar-Abr. de 1997.
- [189] F. Portier, I. Raos, A. Silva, J-Y Baudais, J-F H elard A. Gameiro and S. Zazo, “Transmission Techniques for Downlink Multi-Antenna MC-CDMA Systems in a Beyond-3G Context”, Journal of Communications and Networks (JCN), Vol. 7, No.2, Jun. de 2005.

## Contribuições da Tese

---

### Revistas

F. Portier, I. Raos, A. Silva, J-Y Baudais, J-F H elard A. Gameiro e S. Zazo, "Transmission Techniques for Downlink Multi-Antenna MC-CDMA Systems in a Beyond-3G Context", Journal of Communications and Networks (JCN), Vol. 7, No.2, Junho de 2005.

Ad o Silva e Atílio Gameiro, "Downlink Space-Frequency Pre-Equalization Techniques for TDD MC-CDMA Mobile Radio Systems", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Vol. 1, No1, Agosto de 2004.

### Confer ncias

Ad o Silva e Atílio Gameiro, "Performance and Analysis of Pre-Filtering Techniques for MISO Downlink TDD MC-CDMA Systems", IEEE Proc. of VTC Spring, Australia, 2006.

Ad o Silva e Atílio Gameiro, "Comparison of Space-Frequency Pre-Filtering Techniques and Space-Frequency Block Coding for DL MC-CDMA Systems", IEEE Proc. of ICC, Turquia, 2006.

Ad o Silva e Atílio Gameiro, "SFBC with Pre-Filtering Technique for DL TDD MC-CDMA Systems in High Data Rate Context", IEEE Proc. of GLOBECOM, St. Luis, USA, 2005.

Ad o Silva e Atílio Gameiro, "Combining SFBC with a pre-filtering Technique for TDD Downlink MC-CDMA System in a Beyond 3G Context", Proc. of Sixth IEE International Conference on 3G & Beyond, London, UK, 2005

Ad o Silva e Atílio Gameiro, "Joint STBC and Pre-Filtering Technique for MISO TDD Downlink MC-CDMA Systems", Proc. of IST Summit, Dresden, Alemanha, Junho de 2005.

Ad o Silva e Atílio Gameiro, "Sensitivity Evaluation of Downlink TDD Space-Frequency Pre-Equalization Schemes for MC-CDMA Systems", Proc. of The Seventh International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Padua, Italia, 2004.

Adão Silva e Atílio Gameiro, “Performance Evaluation of Space-Frequency Pre-Filtering Schemes for Downlink TDD MC-CDMA Systems”, Proc. of Third IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), Barcelona, Espanha, 2004.

Adão Silva e Atílio Gameiro, “Space-Frequency Pre-Filtering Technique for Downlink TDD MC-CDMA Systems”, IEEE Proc. of VTC Fall, Orlando, USA, 2003

Thomas Salzer, Adão Silva, Atílio Gameiro e David Mottier, “Pre-Filtering Using Antenna Arrays for Multiple Access Interference Mitigation in the Downlink of MC-CDMA”, Proc. of IST Summit on Mobile Communications, Aveiro, 2003.

Adão Silva e Atílio Gameiro, “Pre-Filtering Techniques Using Antenna Arrays for Downlink TDD MC-CDMA Systems”, Proc. of Multi-carrier Spread Spectrum (MC-SS), Munique, Alemanha, 2003.

Adão Silva e Atílio Gameiro, “Pre-Filtering Antenna Array for Downlink TDD MC-CDMA Systems”, IEEE Proc. of VTC Spring, Jeju, Coreia do Sul, 2003.