



Instituto Universitário de Lisboa

Departamento de Ciências e Tecnologias da Informação

**ESQUEMAS DE EMISSÃO/RECEPÇÃO AVANÇADOS PARA
TRANSMISSÕES POR DIFUSÃO ATRAVÉS DE SATÉLITE**

Liliana Faísca Fiens

Tese submetida como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia de Telecomunicações e Informática

Orientador:
Professor Doutor Nuno Manuel Branco Souto,
Professor Auxiliar, ISCTE - IUL

Outubro de 2010

Resumo

Esta dissertação tem como objectivo, o estudo de esquemas de transmissão e recepção eficientes para transmissões por difusão baseadas em OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiple*). Estes esquemas são estudados numa perspectiva de possível utilização em sistemas de radiodifusão por satélite, tais como o DVB-SH (*Digital Video Broadcasting for Satellite services to Handhelds devices*).

O sistema DVB-SH baseia-se num sistema híbrido, e pretende fornecer serviços de multimédia a terminais de utilizadores. Utiliza duas técnicas nas suas arquitecturas possíveis, o OFDM e o TDM (*Time Division Multiplexing*).

Assim, tanto o emissor como o receptor do sistema são compostos por vários processos, que permitem que a emissão e a recepção de sinais sejam realizadas da melhor forma possível.

Dos processos mais importantes a salientar temos a utilização de códigos correctores de erro avançados, como os Turbo-Códigos e os LDPC (*Low Density Parity Check*), que são uma classe correctora de erros, as constelações hierárquicas, que permitem a recepção de diferentes níveis de informação por parte de utilizadores numa mesma célula, e as técnicas MIMO, que permitem melhorar a eficiência de transmissão para a difusão da informação e as quais podem ser implementadas de forma a tirar partido das características dos sistemas de comunicação por satélite.

Os esquemas foram estudados com recurso a um simulador de Monte Carlo, implementado em MATLAB.

Palavras-Chave: OFDM, Turbo-código, LDPC, constelações hierárquicas, MIMO.

Abstract

This dissertation purpose the study of schemes for efficient transmission and reception in OFDM-based broadcast transmissions. These schemes are studied with a overview to possible utilization in satellite broadcasting systems, such as DVB-SH (Digital Video Broadcasting for Satellite services to Handheld devices).

The DVB-SH is based on a hybrid system, and aims to provide multimedia services to user terminals. That system uses two techniques in their possible architectures, the OFDM and TDM (Time Division Multiplexing).

Thus, both the transmitter and the receiver of the system are composed of several processes that allow sending and receiving signals are held in the best shape possible.

Of the most important processes to emphasize, we have the use of the advanced error correcting code such as turbo codes and LDPC (Low Density Parity Check), which are a class of error correction, the hierarchical constellation, that allows receiving different levels of information by users in the same cell, and MIMO techniques that allow better transmission efficiency for the broadcasting of information and which can be implemented in order to take advantage of the characteristics of satellite communication systems.

The schemes are studied using a Monte Carlo simulator, implemented in MATLAB.

Keyword: OFDM, Turbo Codes, Hierarchical Constellation, LDPC, MIMO.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco

Agradecimentos

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao professor Doutor Nuno Souto, pela orientação desta dissertação, por todo o tempo despendido e dedicação, que sem eles me teria sido impossível realizar esta dissertação. Um Muito Obrigado.

Gostaria também de agradecer ao Instituto de Telecomunicações (IT), que suportou parcialmente esta dissertação, inserida no projecto COILS.

Seguidamente gostaria de agradecer a todos os meus amigos, que fui fazendo dentro do ISCTE-IUL, bem como fora dele, por estarem sempre comigo quando mais precisei, que partilharam o seu dia-a-dia comigo e por todos os momentos que passámos juntos e que fizeram com que eu seja a pessoa que sou hoje e poderei ser amanhã. Não querendo desprezar nenhum deles, gostaria de agradecer de fazer um agradecimento especial a alguns deles, pois foram os que mais me marcaram, a referir, Sofia Sá, Gabriel Calado, Pedro Silvestre e Miguel Viegas Costa.

Por fim, mas não menos importante, gostaria de agradecer a toda a minha família, especialmente aos meus pais, que sempre me apoiaram nos bons e maus momentos, que sempre me incentivaram e dispuseram de todos os meios, para que um dia eu pudesse vir a ter um bom futuro.

Aos meus pais, com amor...

Índice

Resumo	I
Abstract.....	II
Agradecimentos	IV
Índice	VI
Índice de Figuras	IX
Lista de Acrónimos.....	XII
Lista de Símbolos	XV
Lista de Tabelas	XVII
Capítulo 1	1
1.1 Enquadramento	1
1.2 Estado da Arte.....	5
1.3 Objectivos	7
1.4 Estrutura da Dissertação	8
Capítulo 2	9
2.1 Introdução ao DVB-SH	9
2.1.1 Principais características do DVB-SH.....	10
2.1.2 Arquitectura do Sistema	11
2.1.2.1 Arquitectura SH-A	13
2.1.2.2 Arquitectura SH-B.....	19
2.2 OFDM.....	21
2.2.1 Vantagens do OFDM	22
2.2.2 Desvantagens do OFDM	23
2.3 TDM.....	23
2.4 Diversidade	24
2.4.1 Diversidade Temporal	25
2.4.2 Diversidade em Frequência.....	25
2.4.3 Diversidade Espacial	25
2.4.4 Diversidade de Polarização	26

2.5	Técnicas MIMO	28
2.6	DVB-SH: Diversidade e Técnicas MIMO.....	29
2.7	Propagação Rádio: Efeitos.....	31
Capítulo 3		36
3.1	Constelações Hierárquicas	36
3.1.1	Constelações M-HQAM.....	36
3.1.2	Constelações H-MPSK.....	39
3.2	Emissor MIMO-OFDM	41
3.3	Códigos Correctores de erros.....	42
3.3.1	Códigos Convolucionais	42
3.3.2	Turbo-Códigos	44
3.3.3	LDPC.....	48
3.4	Receptor	50
3.5	Desmodulação de Constelações e Descodificação turbo	51
Capítulo 4		53
Resultados		53
4.1	Modulação QPSK	54
4.2	Modulação 16-QAM.....	57
4.3	Modulação 64-QAM.....	61
4.4	Modulação 8-PSK.....	66
Capítulo 5		70
5.1	Conclusões	70
5.2	Trabalho Futuro	72
Anexo A.....		73
A.1	Modulação QPSK	73
A.2	Modulação 16-QAM.....	75
A.3	Modulação 64-QAM.....	77
A.4	Modulação 8-PSK.....	79
A.5	Outras comparações	81

Anexo B.....	82
Referências	86

Índice de Figuras

Figura 1.1 - Imagem ilustrativa das velocidades praticadas no 3G e no 4G	4
Figura 2.1 - Arquitectura do Sistema DVB-SH.....	10
Figura 2.2 - Arquitectura do sistema SH-A.....	13
Figura 2.3 - Arquitectura do sistema SH-B	19
Figura 2.4 - FDM vs. OFDM.....	21
Figura 2.5 - Comparação entre FDM e OFDM	22
Figura 2.6 - Prefixo Cíclico	23
Figura 2.7 - Tipos de Polarizações	27
Figura 2.8 - a) Polarização vertical b) Polarização horizontal	27
Figura 2.9 - Polarização circular.....	27
Figura 2.10 - Esquemas SISO, MISO, SIMO e MIMO	29
Figura 2.11 - Cenário de Diversidade de Polarização Dupla	30
Figura 2.12 – Cenário de Diversidade de Satélite	31
Figura 2.13- Difraccção de uma onda	32
Figura 2.14 - Reflexão de onda	32
Figura 2.15 – Multipercurso	33
Figura 2.16 - Exemplo de <i>Power Delay Profile</i> [39]	34
Figura 2.17 - Modelo de canal de tempo discreto	35
Figura 3.1 - Constelação para modulação hierárquica 16-QAM [40].....	37
Figura 3.2 - Exemplo de transmissão de vídeo usando uma constelação de 16-HQAM	38
Figura 3.3 -Construção de uma constelação hierárquica 8-PSK	39
Figura 3.4 - Constelação Hierárquica 8-PSK [42].....	40
Figura 3.5 - Emissor MIMO-OFDM utilizado	41
Figura 3.6 - Estrutura da trama para o emissor OFDM com símbolos piloto multiplexados com dados (P - símbolos piloto, D - símbolos de dados, Ts - duração de símbolo).....	42
Figura 3.7- Codificador Convolutacional.....	43
Figura 3.8 - Codificador Turbo-Código	45
Figura 3.9 - Entrelaçador turbo-código 3GPP2.....	46
Figura 3.10 - Matriz H.....	48
Figura 3.11 - Gráfico de <i>Tanner</i>	49

Figura 3.12 - Esquema do Receptor	51
Figura 4.1 - Modulação QPSK: bloco de 1146 bits <i>versus</i> bloco de 6000 bits.....	54
Figura 4.2 - Modulação QPSK (1146 bits): SISO <i>versus</i> SIMO 1x2.....	55
Figura 4.3 - Modulação QPSK (1146 bits): SISO <i>versus</i> MIMO 2x2	56
Figura 4.4 - Modulação QPSK (1146 bits): turbo-códigos <i>versus</i> LDPC (taxa de código: 2/3).....	57
Figura 4.5 - Modulação 16-QAM: blocos de 1146 bits <i>versus</i> blocos 6000 bits	58
Figura 4.6 - Modulação 16-QAM (1146 bits): SISO <i>versus</i> SIMO 1x2	59
Figura 4.7 - Modulação 16-QAM (1146 bits): SISO <i>versus</i> MIMO 2x2.....	60
Figura 4.8 - Modulação 16-QAM (6000 bits): turbo-códigos <i>versus</i> LDPC (taxa de código: 2/3).....	61
Figura 4.9 - Modulação 64-QAM: blocos de 1146 bits <i>versus</i> blocos de 6000 bits	62
Figura 4.10 - Modulação 64-QAM (1146 bits): SISO <i>versus</i> SIMO 1x2	63
Figura 4.11 - Modulação 64-QAM (1146 bits): SISO <i>versus</i> MIMO 2x2.....	64
Figura 4.12 - Modulação 64-QAM (1146 bits): turbo-códigos <i>versus</i> LDPC (taxa de código: 2/3).....	65
Figura 4.13 - Modulação 8-PSK: blocos de 1146 bits <i>versus</i> blocos de 6000 bits	67
Figura 4.14 - Modulação 8-PSK (1146 bits): SISO <i>versus</i> SIMO 1x2	68
Figura 4.15 - Modulação 8-PSK (1146 bits): SISO <i>versus</i> MIMO 2x2.....	69
Figura 4.16 - Modulação 8-PSK (1146 bits): turbo-códigos <i>versus</i> LDPC (taxa de código: 2/3).....	69
Figura A.1 - Modulação QPSK: blocos de 1146 bits <i>versus</i> blocos de 6000 bits.....	73
Figura A.2 - Modulação QPSK (1146 bits): sem diversidade <i>versus</i> com diversidade .	73
Figura A.3 - Modulação QPSK (1146 bits): sem diversidade <i>versus</i> MIMO 2x2	74
Figura A.4 - Modulação QPSK (1146 bits): turbo-códigos <i>versus</i> LDPC (taxa de código: 2/3).....	74
Figura A.5 - Modulação 16-QAM: blocos de 1146 bits <i>versus</i> blocos 6000 bits	75
Figura A.6 - Modulação 16-QAM (1146 bits): sem diversidade <i>versus</i> com diversidade	75
Figura A.7 - Modulação 16-QAM (1146 bits): sem diversidade <i>versus</i> MIMO 2x2.....	76
Figura A.8 - Modulação 16-QAM (1146 bits): turbo-códigos <i>versus</i> LDPC (taxa de código: 2/3).....	76
Figura A.9 - Modulação 64-QAM: blocos de 1146 bits <i>versus</i> blocos de 6000 bits	77

Figura A.10 - Modulação 64-QAM (1146 bits): sem diversidade <i>versus</i> com diversidade	77
Figura A.11 - Modulação 64-QAM (1146 bits): sem diversidade <i>versus</i> MIMO 2x2....	78
Figura A.12 - Modulação 64-QAM (1146 bits): turbo-códigos <i>versus</i> LDPC (taxa de código: 2/3).....	78
Figura A.13 - Modulação 8-PSK: blocos de 1146 bits <i>versus</i> blocos de 6000 bits	79
Figura A.14 - Modulação 8-PSK (1146 bits): sem diversidade <i>versus</i> com diversidade	79
Figura A.15 - Modulação 8-PSK (1146 bits): sem diversidade <i>versus</i> MIMO 2x2.....	80
Figura A.16 - Modulação 8-PSK (1146 bits): turbo-códigos <i>versus</i> LDPC (taxa de código: 2/3).....	80
Figura A.17 – Níveis responsáveis pelo fornecimento de serviços básicos aos utilizadores	81
Figura A.18 – Níveis responsáveis pelo fornecimento de serviços adicionais aos serviços básicos, para melhor servir os utilizadores.....	81

Lista de Acrónimos

1G	Primeira Geração
2G	Segunda Geração
3G	Terceira Geração
3GPP	<i>Third Generation Partnership Project</i>
4G	Quarta Geração
APSK	<i>Amplitude and Phase Shift Keying</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Ratio</i>
BLER	<i>Block Error Ratio</i>
CGC	<i>Complementary Ground Component</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DSM-CC	<i>Digital Storage Media – Command & Control</i>
DVB-H	<i>Digital Video Broadcasting for Handheld Services</i>
DVB-S	<i>Digital Video Broadcasting for Satellites services</i>
DVB-S2	<i>DVB-S Second Generation</i>
DVB-SH	<i>Digital Video Broadcasting for Satellite services to Handhelds devices</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting for Terrestrial Services</i>
EDGE	<i>Enhanced Data rates for GSM Evolution</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HSCSD	<i>High Speed Circuit-Switched Data</i>

ICI	<i>Inter Carrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IC	<i>Interference Canceller</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
IPB	<i>Intermediate Protected Bit</i>
ISI	<i>Inter Symbol Interference</i>
LDPC	<i>Low Density Parity Check</i>
LLR	<i>Log-Likelihood Ratio</i>
LSB	<i>Least Significant Bit</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MAP	<i>Maximum A Posteriori</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MISO	<i>Multiple Input Single Output</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Squared Error</i>
MLSO	<i>Maximum Likelihood Soft Output</i>
MPE	<i>Multi Protocol Encapsulation</i>
MPE-FEC	<i>Multi Protocol Encapsulation Forward Error Correction</i>
MSB	<i>Most Significant Bit</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
PDP	<i>Power Delay Profile</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RSC	<i>Recursive Systematic Convolutional</i>

SC	<i>Satellite Component</i>
SH	<i>Service-to-Handheld</i>
SH-A	<i>SH system configuration A</i>
SH-B	<i>SH system configuration B</i>
SHIP	<i>SH Frame Initialization Packet</i>
SIMO	<i>Single Input Multiple Output</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SNR	<i>Signal-to-noise Ratio</i>
SPA	<i>Sum Product Algorithm</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
TDM	<i>Time Division Multiplexing</i>
TS	<i>Transport Stream</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
WCDMA	<i>WideBand Code-Division Multiple Access</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>

Lista de Símbolos

ΔN_T	Espaçamento de blocos OFDM no domínio do tempo
ΔN_F	Subportadoras no domínio da frequência
$\bar{\tau}$	Atraso médio
σ_τ	Espalhamento de atraso
$\hat{\lambda}_{m,i}$	Razão de verosimilhança para os bits codificados
C/N	Relação entre portadora e ruído
D	Símbolo de dados
$d_{m,i}$	Bit codificado
Es	Energia por símbolo
G	Matriz Geradora de código de bloco
H	Matriz de verificação de paridade
I_p	Intervalo de atraso
k	Relação entre as distâncias das constelações internas
L	Tamanho da sequência de informação
L_{TC_INPUT}	Tamanho de bloco
M	Nível da modulação
m	Bits de paridade
N	Potência de ruído recebida
n	Comprimento da palavra de código
N_0	Densidade Espectral de Potência de Ruído
P	Símbolo piloto
$p(\hat{s} d)$	Probabilidade de verosimilhança
r	Taxa de código
R	Taxa de transmissão
S	Potência de Sinal
$\hat{S}_{p,k}$	Símbolo recebido
T_S	Duração de símbolo
W	Largura de Banda
w_c	Número de 1's por coluna
w_q	Janela de atraso

wr

Número de 1's por linha

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Número de portadoras para canais de 8MHz e 5MHz	16
Tabela 2 - Número de portadoras para canais de 1,7 MHz	16
Tabela 3 - Índices das portadoras TPS para os modos 2k e 8k	17
Tabela 4 - Índices das portadoras TPS para o modo 4k	17
Tabela 5 - Índices das portadoras TPS para o modo 1k	17
Tabela 6 - Definição da tabela look-up para o entrelaçador Turbo	47

Capítulo 1

1.1 Enquadramento

Na sociedade actual existe uma variedade de objectos que se tornaram banais, acessíveis à maioria da população que nos permitem comunicar e interagir. Mas nem sempre assim foi, um longo caminho teve que ser percorrido para que hoje possamos fazer coisas simples como efectuar uma chamada telefónica, jogar numa consola, ver um filme através de televisão digital, entre outras coisas.

Tudo começou graças a *Alexander Graham Bell*, que em 1876, inventou o que viria a ser a base dos sistemas de telecomunicações, o telefone. E mais tarde, *Gugliermo Marconi* viria a fazer a primeira transmissão rádio, podendo assim concluir que estas duas descobertas viriam a ser as impulsionadoras dos sistemas de telecomunicações.

Em 1973, *Martin Cooper*, investigador da Motorola, viria a utilizar o primeiro protótipo do telemóvel, surgindo assim, na década de 80 a Primeira Geração (1G) de Comunicações Móveis. A 1G era caracterizada por um sistema analógico, que sofria de problemas tais como, distorção na voz, instabilidade na rede, bem como interferências.

Os equipamentos utilizados na altura possuíam algumas desvantagens, desde as excessivas dimensões, como a falta de segurança durante as ligações, o que permitia a escuta das mesmas.

Com a crescente necessidade de várias ligações no mesmo espectro de radiofrequências, a Primeira Geração foi sendo progressivamente substituída pela rede de Segunda Geração (2G).

A 2G surgiu assim por volta de 1990, sendo que a sua principal função era a de fazer a mudança entre os padrões analógicos (1G) para os padrões digitais.

Um dos sistemas utilizados que se destacou na 2G foi o GSM (*Global System for Mobile Communications*).

O GSM utiliza as faixas de frequências de 900MHz e 1.8GHz na Europa e as faixas de 850MHz e 1.9GHz nos Estados Unidos, suportando chamadas de voz,

velocidades de transferência de dados até aos 9.6 kbit/s e permitindo também o envio de mensagens de texto (SMS) [1].

Anos mais tarde surgiu uma evolução da segunda Geração (2G), a qual recebeu o nome de 2,5G, que tinha como principal papel fazer a transição entre a 2G e a 3G.

A 2,5G utilizava comutação por pacotes, permitindo velocidades superiores à 2G e utilizava tecnologias tais como GPRS (*General Packet Radio Service*), EDGE (*Enhanced Data rates for GSM Evolution*) e HSCSD (*High Speed Circuit-Switched Data*), sendo a mais conhecida o GPRS.

O GPRS tornou-se uma evolução do GSM tendo velocidades que variam entre os 14,4 kbit/s e os 115 kbit/s [2], permitindo uma ligação contínua à Internet para os telemóveis bem como computadores, graças à comutação por pacotes, o canal pode ser partilhado por diversos utilizadores num determinado período, consoante as suas necessidades, ao invés de uma reserva de canal para cada utilizador.

A Terceira Geração (3G) surgiu em meados da década de 2000, com o objectivo de substituir a 2G, de forma a ultrapassar as limitações da mesma, aumentando as taxas de transferência de dados de forma a satisfazer as necessidades dos utilizadores. Assim, a 3G permite o suporte a um maior número de utilizadores, bem como a uma variedade de aplicações para equipamentos móveis, uma capacidade de transmissão de dados entre os 144 kbit/s a 2Mbit/s e o *roaming* global entre as diferentes redes 3G [3].

Um novo sistema veio permitir a evolução do anterior GPRS. Esse sistema viria a ter o nome de UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*).

O UMTS foi desenvolvido pela 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) e utiliza a tecnologia WCDMA (*WideBand Code-Division Multiple Access*), que existe nos modos FDD (*Frequency Division Duplex*) e TDD (*Time Division Duplex*). Tem como principais serviços, mensagens simples (SMS, E-mail), transmissão de dados, transmissão de voz (VoiceMail, Teleconferência) e transmissão multimédia (Videoconferência, jogos interactivos, comercio electrónico, etc.) [4].

Actualmente está em curso o desenvolvimento da próxima geração, a Quarta Geração (4G), que promete aumentar em muito os padrões de velocidade

(*figura 1.1*) e qualidade, com velocidades médias de download inicialmente entre 6 ou 7 Mbps [5], e oferecer serviços em banda larga móvel tais como MMS (*Multimedia Messaging Service*), TV móvel, conteúdo HDTV (*High-definition Television*), DVB (*Digital Video Broadcasting*), etc . A 4G fornecerá serviços baseados em IP.

Estão em disputa para a “eleição” da tecnologia de transmissão para pré 4G, duas tecnologias: o LTE (*Long Term Evolution*) e o WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*).

O LTE foi aprovado em Janeiro de 2008, pelo 3GPP, pertencendo à *Release 8*, surgindo como uma evolução do UMTS. Caracterizando-se por uma melhor eficiência espectral, uma baixa latência, suporte de largura de banda variável, compatibilidade e interoperabilidade com *Releases* anterior, eficiência a nível de *Multicast/Broadcast*. Dependendo do tipo de equipamento, as velocidades de *downlink* podem variar entre os 10 Mbps e os 300 Mbps, e as velocidades de *uplink* entre os 5 Mbps e os 75 Mbps [6].

Actualmente já existe uma evolução do próprio LTE, o *LTE-Advanced* que promete ainda uma melhor eficiência espectral e altas taxas de dados, sendo este já considerado de 4G.

O WiMAX por sua vez opera sobre o padrão IEEE 802.16, apresentando duas soluções: uma fixa (802.16-2004) e uma móvel (802.16e). O WiMAX pretende criar uma rede de cobertura de conexão de Internet semelhante à de uma cobertura celular, permitindo o acesso mesmo em movimento, oferecendo altas taxas de transmissão de dados, podendo atingir ritmos binários na ordem dos 46Mbps e uma cobertura de 3km, consoante as condições do ambiente.

Segundo o WiMAX Forum, espera-se que em 2011 seja certificada a nova geração WiMAX, o *WiMAX Release 2*, que se baseia no IEEE 802.16m, considerado como 4G [7]. Na *figura 1.1* é ilustrada comparação entre as velocidades praticadas pelo 3G e futuramente pelo 4G.

O sistema DVB-SH (*Digital Video Broadcasting for Satellite services to Handhelds devices*) pretende afirmar-se como a solução híbrida, entre os sistemas de transmissão por satélite e por terrestre, complementando-os e apresentando um serviço

melhorado. Como se trata de uma tecnologia digital de frequência única, apresenta vantagens, tais como a eficiência espectral, flexibilidade, robustez e a através da utilização de radiodifusão é possível alcançar mais utilizadores.

Com o sistema DVB-SH é possível a recepção de televisão digital em alta definição, bem como imagens a 3D.



Figura 1.1 - Imagem ilustrativa das velocidades praticadas no 3G e no 4G

1.2 Estado da Arte

Hoje em dia com os avanços tecnológicos, já é possível a recepção, a partir de um mesmo aparelho, de vídeo, áudio e dados. No entanto, para isso grandes quantidades de informação têm que ser transmitidas o mais rápido possível. Um utilizador comum não tem em conta os vários factores inerentes ao acto de transmissão, como por exemplo, a perda ou modificação da informação enviada, que prejudicará a recepção correcta dessa mesma informação, ou dependendo do ambiente em que é feita essa transmissão, imaginemos que um utilizador se encontrar numa área rural, quais serão os meios utilizados para o envio de informação naquele ambiente?

A 14 de Fevereiro de 2007 [8] foi aprovada uma nova especificação, surgindo assim um novo sistema de comunicação, o DVB-SH.

O sistema DVB-SH é uma tecnologia híbrida satélite/terrestre, que se destina ao fornecimento de serviços de multimédia para veículos e dispositivos portáteis em diferentes ambientes (*indoor*, *outdoor*, rural, urbano), em frequências inferiores a 3 GHz [9] [10].

O padrão DVB-SH deriva de outros três sistemas, o DVB-T (*Digital Video Broadcasting for Terrestrial Services*) [11], o DVB-H (*Video Broadcasting for Handheld Services*) [12] e o DVB-S2 (*Digital Video Broadcasting for Satellites services – Second Generation*) [13]. O sistema dispõe de duas arquitecturas, que utilizam modos de transmissão OFDM e TDM.

O OFDM é uma técnica de implementação simples, que permite uma maior velocidade na transmissão de dados, bem como a redução dos efeitos do multipercurso. Por sua vez, o TDM é um sistema de multiplexagem de vários canais num único canal, em que cada canal é associado a um intervalo de tempo diferente para a transmissão de um grupo de bits.

Em [14] e [15], demonstrou-se ser possível a utilização de constelações hierárquicas para a transmissão eficiente de informação em comunicações *broadcast*, bem como em [16] foi proposto um receptor iterativo, que permite realizar a estimação de canal e a detecção coerente de dados, através de um processamento iterativo.

Com a finalidade de suportar serviços de difusão e *multicast*, aumentando a capacidade de um sistema de comunicação, em [17] e [18] é determinada a combinação das constelações hierárquicas com as técnicas MIMO e polarizações para MIMO.

1.3 Objectivos

Esta dissertação tem como objectivo o estudo de técnicas eficientes para a transmissão por difusão através de Satélite.

Neste estudo serão aplicadas constelações hierárquicas, para a entrega de conteúdos com diferentes níveis de qualidade a utilizadores numa mesma célula, serão também estudados os efeitos da aplicação de diversidade numa ligação, bem como a utilização de técnicas MIMO, que tiram proveito das múltiplas antenas e satélites, bem como das polarizações ortogonais.

Para a realização deste trabalho será utilizado um simulador de Monte Carlo (implementado em Matlab) para um sistema OFDM genérico, sendo considerado como sistema de referência para este estudo o sistema DVB-SH.

1.4 Estrutura da Dissertação

Esta secção pretende apresentar a estrutura da dissertação.

No segundo capítulo, é feita uma introdução ao sistema DVB-SH, bem como as técnicas OFDM e TDM utilizadas pelo mesmo.

Ainda no segundo capítulo, são abordados os vários tipos de diversidades, que contribuem para o melhoramento na confiança da informação que é enviada por um sinal. Pela combinação dos códigos espaço-tempo surgem as técnicas MIMO, e com a combinação das múltiplas antenas é possível a redução da taxa de erros de bit (BER) ou o aumento na taxa de transmissão.

No terceiro capítulo, são abordadas as constelações hierárquicas, que são utilizadas para a entrega do mesmo conteúdo a vários utilizadores numa mesma célula, através de um processo eficiente, simples e flexível. Neste capítulo são ainda abordados os códigos correctores de erros, mais precisamente os Turbo-Códigos e os LDPC.

No quarto capítulo, são apresentados os resultados obtidos a partir do simulador de Monte Carlo (implementado em Matlab), para as várias condições.

Por fim, temos o sexto capítulo em que são apresentadas as conclusões da dissertação, bem como as propostas para trabalho futuro.

Capítulo 2

2.1 Introdução ao DVB-SH

Nesta dissertação é realizado um estudo genérico para um sistema OFDM, no entanto, a maioria dos parâmetros utilizados nas simulações são baseados no sistema DVB-SH, que serve como sistema de comunicação de referência para esta dissertação.

O seguinte padrão tem como principal objectivo o fornecimento de serviços de multimédia aos terminais dos utilizadores de uma forma rentável, através do trabalho conjunto de um sistema de satélites com redes terrestres em frequências inferiores a 3GHz, na frequência de banda S ou L.

O DVB-SH (*Digital Video Broadcasting for Satellite services to Handhelds devices*) (*Figura 2.1*) baseia-se no conceito de uma arquitectura satélite/terrestre híbrida, derivando de três outros padrões, o DVB-T (*Digital Video Broadcasting for Terrestrial Services*), DVB-H (*Digital Video Broadcasting for Handheld Services*) e o DVB-S2 (*Digital Video Broadcasting for Satellites services of Second Generation*). Oferece uma cobertura global, sendo que, todos os tipos de ambientes são abrangidos, por meio da combinação de um SC (*Satellite Component*) e um CGC (*Complementary Ground Component*).

O SC trata-se de um componente satélite, que garante a cobertura geográfica global. Por sua vez, o CGC consiste num conjunto de repetidores terrestres, que são alimentados por uma rede de distribuição de difusão [19].

Existem 3 tipos de repetidores:

- Terrestres: São emissores que ajudam à recepção em áreas de difícil acesso para o satélite, usados por exemplo nas áreas urbanas.

- *Personal Gap Fillers*: São emissores com uma cobertura limitada, fornecendo um local de retransmissão de frequências e/ou conversão de frequências.

- Móveis: São emissores de infra-estrutura móvel, usado tipicamente em comboios, navios ou noutros ambientes em que a continuidade da recepção por satélite ou terrestre não é garantida por uma infra-estrutura fixa.

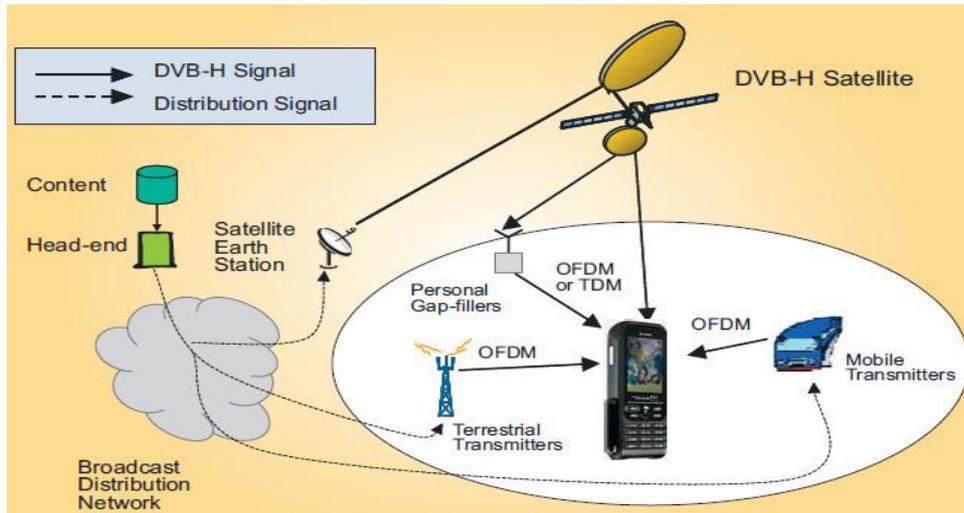


Figura 2.1 - Arquitectura do Sistema DVB-SH

Existem dois caminhos possíveis para a transmissão dos sinais para os terminais móveis dos utilizadores:

- Caminho directo de uma estação de difusão para os terminais, por meio de um satélite.
- Caminho indirecto de uma estação de difusão para os terminais, através de repetidores terrestres, que fazem parte do CGC, para o satélite.

2.1.1 Principais características do DVB-SH

Podemos assim fazer um pequeno resumo das características principais do sistema DVB-SH. Este sistema permite serviços contínuos entre as coberturas SC e CGC, sendo que todas as condições de recepção (*indoor/outdoor*, urbanas/suburbanas/rurais, estáticas/móveis) associadas aos terminais são abrangidas.

O sistema DVB-SH permite ainda implementar esquemas de poupança de potência, para minimizar o consumo de potência das baterias dos terminais, maximizando assim a sua autonomia.

Permite o uso de diferentes redes de distribuição, para alimentar os repetidores CGC, tais como, o satélite e/ou fontes terrestres.

2.1.2 ARQUITECTURA DO SISTEMA

O sistema DVB-SH dispõe de dois tipos de arquitectura, o SH-A e o SH-B. A arquitectura SH-A (*figura 2.2*) utiliza o modo de transmissão OFDM para ambas as ligações (satélite e terrestre), podendo permitir a utilização de SFN (*Single Frequency Network*) entre o sinal SC e o sinal CGC transportando o mesmo conteúdo.

Por sua vez, a arquitectura SH-B (*figura 2.3*) utiliza o modo de transmissão OFDM (que se baseia na norma DVB-T) para a ligação terrestre, e o modo TDM (que deriva parcialmente da norma DVB-S2) para a ligação satélite.

As técnicas de modulação OFDM e TDM serão abordadas seguidamente.

Antes de fazer uma abordagem geral sobre os aspectos mais importantes das arquitecturas dos sistemas SH-A e SH-B, é de salientar que ambas as arquitecturas fazem uso de características já existentes noutros sistemas tais como, o DVB-T, DVB-H e DVB-S2. Mas, para além de utilizarem características de outros sistemas, o sistema DVB-SH introduz também algumas características novas.

Analisando a *figura 2.2* e a *figura 2.3*, pode-se constatar que ambos os sistemas possuem quatro blocos principais, o encapsulador IP para o DVB-SH e o respectivo desencapsulador IP DVB-SH, o modulador DVB-SH para o SC e CGC, e o correspondente desmodulador DVB-SH.

Independentemente do tipo de sistema, o bloco de encapsulamento/dencapsulamento (**Primeiro Bloco**) é igual para os dois. Assim, o bloco encapsulador IP tem a tarefa de converter os dados IP para a interface MPEG, tornando assim os dados compatíveis com a estrutura de pacotes utilizado pelo modulador.

O encapsulador IP é composto por cinco partes, o *Time Slicing*, o MPE (*Multi Protocol Encapsulation*), o MPE-FEC (*Multi Protocol Encapsulation Forward Error Correction*), o MPE-FEC estendido e pelo SHIP (*SH Frame Initialization Packet*).

O *Time Slicing* tem como principal objectivo a redução do consumo médio de energia do terminal, possibilitando um *handover* suave e ininterrupto [20]. Para a

poupança de energia, o terminal é desligado durante os intervalos em que nenhum serviço é “escutado”, ou seja, *off-time* [21].

Relativamente ao MPE [22], permite o transporte de dados através de secções do *DSM-CC (Digital Storage Media – Command & Control)* [23], em que os dados, neste caso, os datagramas IP, são encapsulados por essas mesmas secções, sendo seguidamente transmitidos através do Fluxo de Transporte (TS) do MPEG-2.

O MPE-FEC por sua vez, tem como objectivo melhorar a C/N e o desempenho de *Doppler* em canais móveis, bem como melhorar a tolerância a interferência dos impulsos [20]. Tal é possível, pela introdução de um nível adicional de correcção de erros na camada do *MPE*, permitindo uma melhoria na qualidade de serviço em várias situações, tais como ambientes *indoor* e *outdoor*, recepção pedestre ou veicular.

Passando agora para o MPE-FEC estendido, este é necessário para impugnar o profundo e longo somreamento encontrado em alguns canais por satélite, fornecendo uma diversidade temporal adicional [20].

Por último temos o SHIP, que consiste num pacote de Fluxo de Transporte (TS) compatível com o MPEG-2, sendo que cada trama SH (*service-to-handheld*) contém exactamente um pacote SHIP. O SHIP pode ser usado também para fornecer funções de sincronização entre o MPE e as camadas físicas [20].

Na saída deste bloco é gerado um TS, que para além de um fluxo MPEG, pode ainda assumir a forma de um Fluxo Genérico.

O **Segundo Bloco** trata-se do modulador DVB-SH, que recebe pacotes de dados do fluxo MPEG, que serão modulados no padrão DVB-SH e transmitidos numa largura de banda que será escolhida entre as várias disponíveis (RF). Neste bloco encontram-se algumas diferenças relativamente às arquitecturas de sistema, e por esse motivo, as abordagens dos dois tipos de arquitecturas são definidas nas secções 2.1.2.1 e 2.1.2.2.

2.1.2.1 Arquitectura SH-A

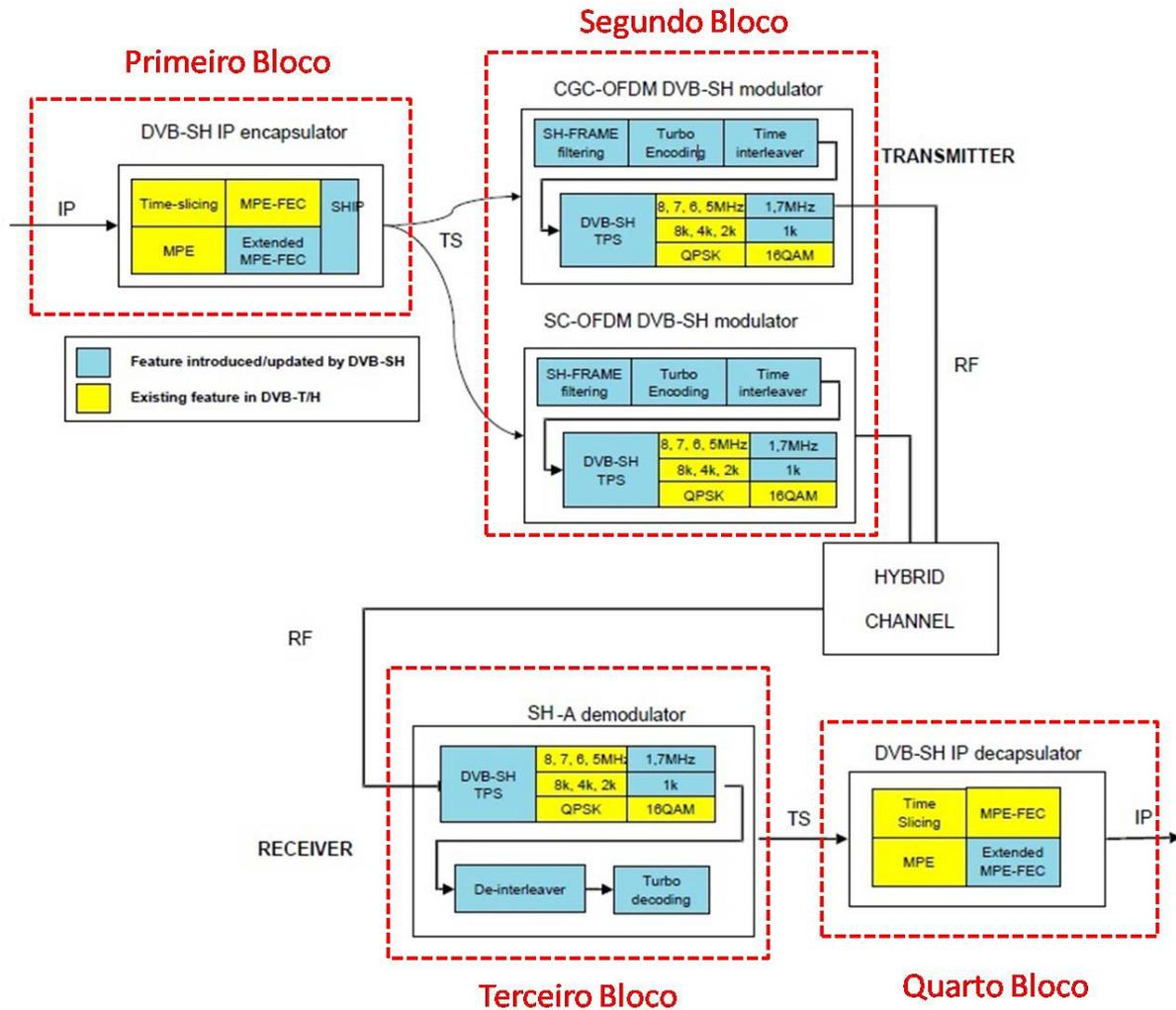


Figura 2.2 - Arquitectura do sistema SH-A

Para a *figura 2.2*, o bloco de modulação divide-se em dois moduladores, consoante seja o SC ou o CGC, mas neste caso como ambos utilizam o modo de transmissão OFDM, os moduladores apresentam as mesmas características.

Os moduladores encontram-se divididos em cinco partes fundamentais: o *SH-Frame filtering*, o *Turbo Encoding*, o *Time Interleaver*, o *DVB-SH TPS* e as Modulações, respectivos modos de transmissão e larguras de banda.

O *SH-Frame filtering* refere-se a dois processos, que são o Modo de Adaptação e Adaptação de Fluxo.

O Modo de Adaptação é composto por um codificador CRC-16, que tem como objectivo a detecção de erros em pacotes MPEG, e pela inserção de sinalização de encapsulamento, o *ESignalling*. A saída do Modo de Adaptação é constituída por um cabeçalho de trama de encapsulamento (EHeader), responsável pela sinalização das características do fluxo de entrada e diversidade de código, e por um campo de dados (DATAFIELD).

A Adaptação de Fluxo tem a tarefa de completar o preenchimento da Trama de Encapsulamento (EFRAME) através de bits 0, de forma a respeitar o seu tamanho constante. O tamanho da EFRAME coincide com o tamanho do bloco do Turbo-Código, $L_{TC-INPUT} = 12\ 282$ bits, que é independente da taxa de código utilizada. A Adaptação de Fluxo tem ainda a tarefa de desordenar a EFRAME numa sequência aleatória, a partir de uma sequência de *Scrambling* que obedece a um polinómio gerador *Pseudo Random Binary Sequence* (PRBS) da seguinte forma:

$$1 + X^{14} + X^{15} \quad (1)$$

Passando para o *Turbo Encoding* (Codificação Turbo), este será abordado mais detalhadamente no Capítulo 3 desta dissertação, na secção Turbo-Códigos. No entanto pode-se dizer que a Codificação Turbo, consiste numa estratégia de controlo de erros, que permite aumentar o nível de confiança da informação transmitida, permitindo atingir valores muito próximos do limite teórico de Shannon.

O *Time Interleaver* (entrelaçador de tempo) tem como objectivo entrelaçar os bits das palavras codificadas, utilizando um entrelaçador convolucional. O entrelaçador de tempo geralmente ajuda a eliminar os efeitos do desvanecimento de sinal no canal de transmissão.

O entrelaçador tem que estar sincronizado com a taxa de código utilizada, com o esquema de modulação utilizado bem como a intensidade do campo de recepção esperado. Consoante a margem utilizada, ou seja, a diferença entre o que é recebido e a intensidade de campo necessária para uma recepção livre de erros, um entrelaçamento de tempo prolongado pode criar duas situações. Para o caso de uma diferença inferior a 4 dB, a recepção pode piorar, sendo que os erros curtos são espalhados num período mais longo, enquanto no caso de haver uma diferença superior a 7 dB, a recepção pode

ser bastante melhorada pois o entrelaçador é capaz de recuperar em más condições de recepção [24].

A camada física do entrelaçamento aproveita o facto de a palavra de turbo-código ser dividida em partes, até 48, espalhando-as em instantes de tempo distintos.

Relativamente aos componentes modulação, modos de transmissão e larguras de banda, pertencentes ao segundo bloco, os fornecedores de rede têm flexibilidade para a sua configuração. Assim sendo, no caso da arquitectura de sistema SH-A têm a hipótese de escolha entre a modulação QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) e 16QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), de acordo com a sua banda de transmissão (abaixo dos 3 GHz), existindo vários canais de largura de banda entre os 8MHz, 7MHz, 6MHz, 5MHz e 1,7MHz à escolha. Por último, mas não menos importante, têm-se os modos de transmissão, que correspondem ao comprimento da FFT, que pode variar entre os 8k, 4k, 2k e um modo adicional de 1k [19].

Os modos de transmissão 8k e 2k são definidos para a transmissão DVB-T e DVB-H, enquanto o modo 4k é exclusivamente para o DVB-H, e o modo 1k foi introduzido pelo DVB-SH.

O modo 2k é apropriado para operações de um emissor único e para pequenas redes SFN, com distâncias dos emissores limitadas. Já o modo 8k pode ser utilizado para operações com um emissor único e para pequenas e grandes redes SFN. Relativamente ao modo 4k, este aborda as necessidades dos terminais portáteis, oferecendo um *trade-off* entre o tamanho da célula de transmissão e as capacidades de recepção do móvel, proporcionando um grau adicional de flexibilidade para o planeamento da rede.

Uma trama DVB-SH corresponde a uma sucessão de super-tramas OFDM. As super-tramas OFDM por sua vez correspondem a quatro tramas OFDM consecutivas, sendo que cada trama OFDM é composta por 68 símbolos OFDM, consecutivos. Cada um dos símbolos OFDM é constituído por um conjunto de portadoras. Para o modo 8k existem 6817 portadoras, para o modo 4k existem 3409 portadoras, para o modo 2k existem 1705 portadoras e finalmente para o modo 1k existem 853 portadoras.

	Modo 8k	Modo 4k
Número de portadoras	6817	3409
	Modo 2k	Modo 1k
	1705	853

Tabela 1 - Número de portadoras para canais de 8MHz e 5MHz

	Modo 1k
Número de portadoras	853

Tabela 2 - Número de portadoras para canais de 1,7 MHz

Estas duas tabelas representam a relação entre os modos de transmissão e os vários canais.

Por último, temos o TPS (*Transmission Parameters Signalling*), que consiste numa estrutura reutilizada pelo DVB-SH, sendo o método de sinalização do DVB-H, que serve de apoio à descoberta de serviços e um *handover* mais rápido do sinal nos receptores móveis.

Para o modo 1k, são transmitidas 7 portadoras TPS, em paralelo, para o modo 2k, são transmitidas 17 portadoras TPS, para o modo 4k, são enviadas 34 portadoras TPS e por fim, para o modo 8k, são transmitidas 68 portadoras TPS.

As *tabelas 3,4 e 5* [10] representam os índices das portadoras TPS para cada um dos modos: 8k, 4k, 2k e 1k.

Modo 2k					Modo 8k							
34	50	209	346	413	34	50	209	346	413	569	595	688
569	595	688	790	901	790	901	1073	1219	1262	1286	1469	1594
1073	1219	1262	1286	1469	1687	1738	1754	1913	2050	2117	2273	2299
1594	1687				2392	2494	2605	2777	2923	2966	2990	3173
					3298	3391	3442	3458	3617	3754	3821	3977
					4003	4096	4198	4309	4481	4627	4670	4694
					4877	5002	5095	5146	5162	5321	5458	5525
					5681	5707	5800	5092	6013	6185	6331	6374
					6398	6581	6706	6799				

Tabela 3 - Índices das portadoras TPS para os modos 2k e 8k

Modo 4k											
34	50	209	346	413	569	595	688	790	901	1073	1219
1262	1286	1469	1594	1687	1738	1754	1913	2050	2117	2273	2299
2392	2494	2605	2777	2923	2966	2990	3173	3298	3391		

Tabela 4 - Índices das portadoras TPS para o modo 4k

Modo 1k			
34	209	346	413
569	688	790	

Tabela 5 - Índices das portadoras TPS para o modo 1k

Cada portadora TPS transmite informação sobre o modo de transmissão (1k, 2k, 4k ou 8k), intervalo de guarda, esquema de modulação, informação hierárquica, identificação da célula, taxas de código, configurações do *Time Interleaver*, número de

trama OFDM da super-trama OFDM, bem como o número da super-trama OFDM numa trama DVB-SH.

O sinal à saída do **Segundo Bloco** atravessa o canal híbrido, que combina o sinal de satélite e o sinal terrestre proveniente do CGC de forma a chegar ao receptor.

O **Terceiro Bloco** representa o desmodulador para a arquitectura SH-A, que tem a tarefa de desmodular o sinal RF recebido, para que à saída do desmodulador possam ser enviados os pacotes de dados de fluxo MPEG.

Os componentes que constituem o **Terceiro Bloco** são novamente o TPS, as modulações, respectivos modos de transmissão e larguras de banda explicados anteriormente, e um *De-Interleaver* e um *Turbo decoding*.

O *De-Interleaver* realiza a operação contrária do *Time Interleaver*, sendo que no receptor as partes anteriormente entrelaçadas, são colecionadas, reordenadas e encaminhadas para o *Turbo decoding*.

O *Turbo decoding* realiza por sua vez a função contrária do *Turbo encoding*, realizando a descodificação iterativa de forma a obter-se uma maior confiança na estimação da sequência transmitida.

Por último temos o **Quarto Bloco**, o desencapsulador IP, que executa a função contrária do encapsulador IP, ou seja converte a interface MPEG para dados IP.

2.1.2.2 Arquitectura SH-B

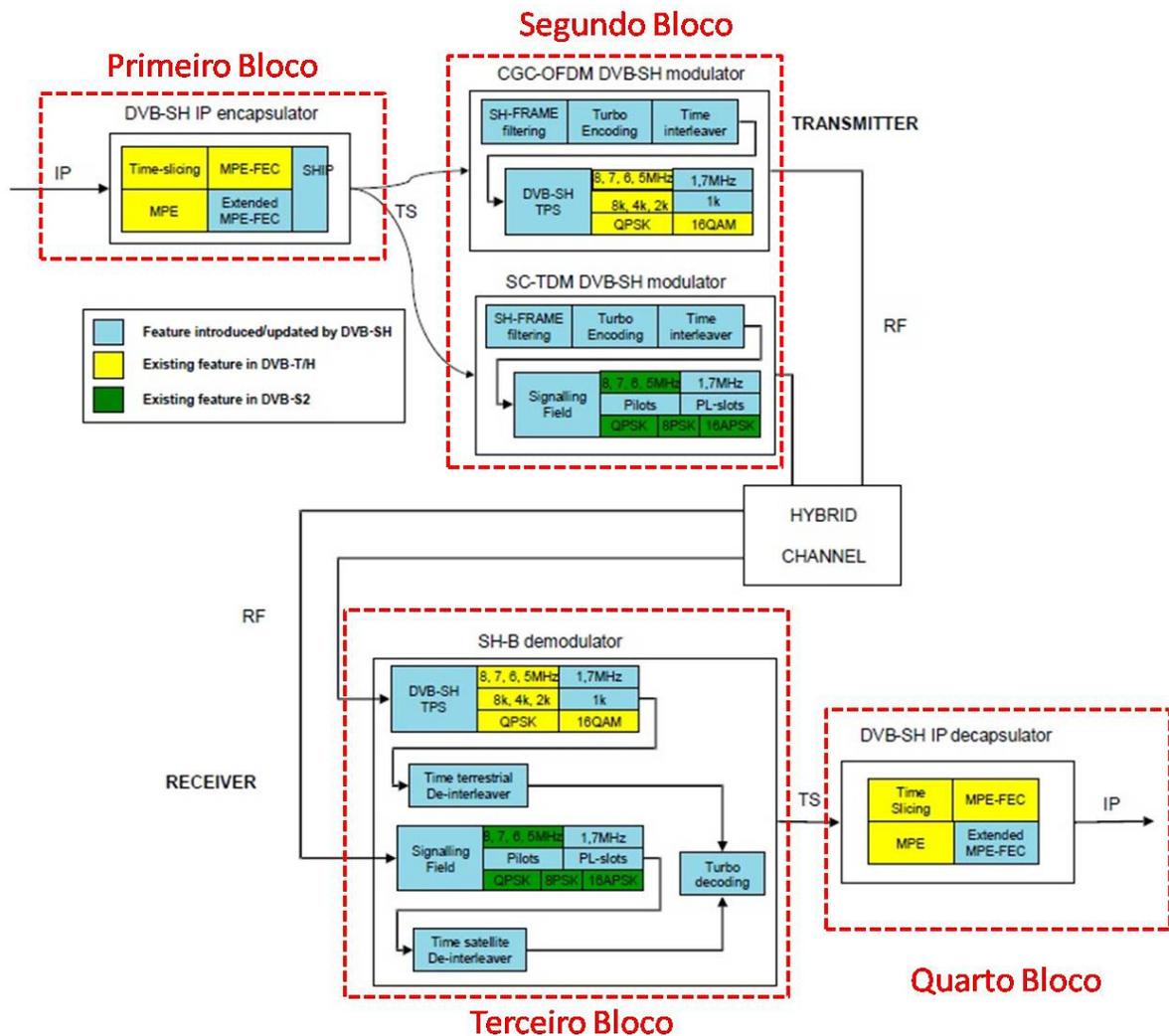


Figura 2.3 - Arquitectura do sistema SH-B

Na *figura 2.3*, é apresentada a arquitectura de sistema SH-B que apenas apresenta diferenças no **Segundo Bloco**, relativamente à arquitectura de sistema SH-A.

Neste bloco, já existem dois moduladores diferentes, consoante o tipo de modulação utilizada: OFDM e TDM. No caso de se utilizar o modulador DVB-SH OFDM este apresenta as mesmas características, que na arquitectura SH-A. Mas no caso da utilização do modulador DVB-SH TDM, este apresenta algumas diferenças que serão descritas de seguida.

As diferenças do modulador DVB-SH TDM resultam do facto de haver uma nova componente chamada *Signalling field*, os modos de transmissão são substituídos por Pilotos e *PL-Slots*, e novas modulações são introduzidas.

O *Signalling field*, representa um campo de sinalização que se encontra no *Header* de uma trama SH, tendo um comprimento de 1146 bits. O *Signalling field* possui todos os parâmetros necessários para a codificação e o entrelaçamento.

Os símbolos Piloto podem ser utilizados para sincronização de tramas, sincronização de frequências, sincronização de tempo, estimação de canal, bem como na identificação do modo de transmissão.

Relativamente ao tipo de modulações, o modulador DVB-SH TDM dá aos fornecedores de rede, a hipótese de escolha de duas novas modulações: 8 PSK (*Phase Shift Keying*) e 16 APSK (*Amplitude and Phase Shift Keying*).

Tal como na arquitectura SH-A, à saída dos moduladores, o sinal passa por um canal híbrido até chegar ao receptor.

No receptor temos o **Terceiro Bloco**, composto pelo desmodulador SH-B, em que é feita a distinção entre os sinais que vêm do modulador DVB-SH OFDM, e/ou do modulador DVB-SH TDM, sendo-lhes aplicado um *De-Interleaver* consoante o sinal.

Após a passagem pelo *De-Interleaver*, os sinais passam pela descodificação Turbo tal como na arquitectura SH-A, para que o sinal combinado possa ir finalmente para o desencapsulador DVB-SH IP.

2.2 OFDM

O OFDM, é uma técnica que tem tido um enorme sucesso, sendo utilizada em várias aplicações em meios, com e sem fios, que surgiu por volta dos anos 60 por meio de R.W.Chang [25]. No leque dessas aplicações, pode-se incluir o DAB (*Digital Audio Broadcast*), DVB (*Digital Video Broadcast*), WiMAX, LTE, etc.

Esta técnica é considerada como uma extensão da modulação FDM (*Frequency Division Multiplexing*), mas apresenta algumas diferenças em relação à mesma. Tomando como exemplo a *figura 2.4* [26], e fazendo uma analogia entre as duas modulações, podemos considerar a modulação FDM, como sendo um único canal, neste caso o camião, em que é transmitido todo o sinal. Enquanto na modulação OFDM, o sinal é dividido em subportadoras (neste caso o conjunto de carrinhas) que são ortogonais entre si, ou seja, são linearmente independentes. Ao serem ortogonais, as subportadoras podem-se sobrepor tanto no domínio do tempo, como no domínio da frequência, sem que haja interferência entre elas.



Figura 2.4 - FDM VS. OFDM

O OFDM, tem como característica também, o facto de ser uma modulação multiportadora, ou seja, é possível a transmissão simultânea em subportadoras paralelas. Se ao factor multiportadora, se juntar a ortogonalidade das subportadoras, isto resultará numa grande economia de banda, de aproximadamente 50%, relativamente ao FDM [27] (*figura 2.5*¹).

¹ Imagem retirada da Dissertação de Pedro Gonçalves – ISCTE 2009

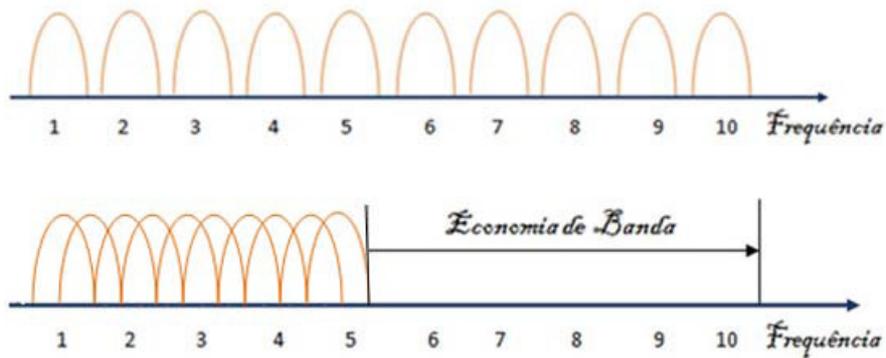


Figura 2.5 - Comparação entre FDM e OFDM

2.2.1 VANTAGENS DO OFDM

O OFDM apresenta várias vantagens relativamente à técnica de modulação FDM. Seguidamente serão enumeradas algumas das mais importantes.

Para tornar a modulação e a desmodulação mais simples são utilizados os algoritmos de IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) e FFT (*Fast Fourier Transform*). A IFFT é usada para passar os dados do domínio da frequência para o domínio do tempo, e a FFT é usada para a operação inversa, ou seja, passar os dados do domínio do tempo, para o domínio da frequência. A IFFT e a FFT têm a vantagem de diminuir a complexidade dos algoritmos.

Um dos principais objectivos do OFDM é o de atenuar o desvanecimento e a ISI (*Inter-Symbol Interference*) entre símbolos OFDM. Para evitar esse espalhamento de atraso, é colocado um intervalo de guarda entre os símbolos, para que estes se afastem da região de espalhamento. No entanto, na prática, esta abordagem não funciona muito bem, pois na realidade o *hardware* envia sinais continuamente. É então que surge o conceito de prefixo cíclico em 1980, por Peled e Ruiz [25]. Com o prefixo cíclico, o símbolo “desliza” para fora da região de espalhamento, mas desta vez o intervalo de guarda, é preenchido com a parte final do símbolo OFDM (*figura 2.6*), permitindo assim resolver o problema da interferência multipercurso.

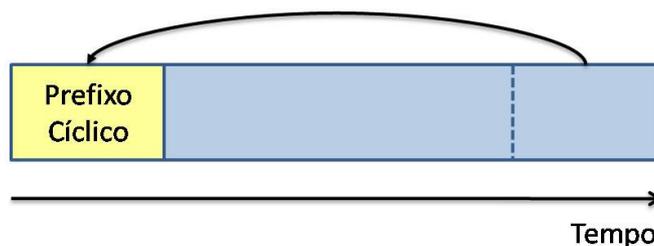


Figura 2.6 - Prefixo Cíclico

2.2.2 DESVANTAGENS DO OFDM

O OFDM, oferece uma maior eficiência no uso do espectro, bem como, uma robustez perante as ISI. No entanto, apresenta desvantagens, como a sensibilidade a desvios de frequência, o que dificulta o sincronismo do sinal recebido. Além disso, o OFDM é sensível a erros no próprio processo de sincronização relativamente aos sistemas de portadora única.

A utilização de prefixos cíclicos, ajuda a atenuar o desvanecimento, bem como as ISI, mas ao introduzir-se os prefixos cíclicos, há uma redução de largura de banda, pois o prefixo cíclico utiliza cerca de 20% da largura de banda do sinal.

Por último, um símbolo OFDM, possui uma variação entre a potência média e a potência de pico, o que pode acarretar problemas, que eliminando a ortogonalidade entre as subportadoras se traduz na criação de ICI (*Inter Carrier Interference*).

2.3 TDM

Na multiplexagem por Divisão no Tempo (TDM – *Time Division Multiplexing*) o canal de transmissão, ao longo do tempo, é partilhado pelos vários sinais e a cada um deles é reservado um *timeslot*.

Existem dois tipos de TDM:

- Síncrona: Neste tipo, o tempo total é dividido em intervalos de tempo de igual duração, ou seja, os *timeslots*, que são atribuídos de modo fixo a cada fluxo de informação a ser transmitida.
- Estatística ou Assíncrona: Neste caso, o tempo total é reservado apenas quando é pedido por uma dada fonte de informação. Não sendo desperdiçada qualquer capacidade, pois o tempo não utilizado fica disponível para outra fonte de informação [28].

2.4 Diversidade

As técnicas de diversidade têm como principal objectivo melhorar a confiança da mensagem de um sinal, através da utilização de dois ou mais canais com diferentes características. Estas técnicas procuram reduzir os efeitos dos desvanecimentos em multipercursos e interferência co-canal, evitando assim rajadas de erros [29]. Um conjunto de réplicas do sinal transmitido, são enviadas pelo canal, no entanto representam um importante recurso de redundância na recuperação do mesmo sinal transmitido, pois existe uma grande probabilidade de que, pelo menos uma das réplicas apresente um sinal com boa qualidade no receptor.

Existem quatro classes de diversidade consideradas mais importantes:

- Diversidade Temporal
- Diversidade em Frequência
- Diversidade Espacial
- Diversidade de Polarização

2.4.1 DIVERSIDADE TEMPORAL

Na diversidade temporal, as réplicas do mesmo sinal, são transmitidas em instantes de tempo distintos, sendo que, os intervalos de tempo entre essas réplicas devem ser superior ao tempo de coerência do canal, de modo a que o desvanecimento sofrido pelos sinais recebidos seja descorrelacionado [30]. Nos sistemas de comunicações móveis, códigos correctores de erros em conjunto com os entrelaçadores são implementados para assegurar a diversidade temporal. Mas, devido aos atrasos envolvidos no processo de desentrelaçamento, a utilização da diversidade temporal é restringida a sistemas de desvanecimento rápido (*fast fading*).

2.4.2 DIVERSIDADE EM FREQUÊNCIA

A diversidade em frequência é obtida por meio de transmissão da mesma informação em diferentes frequências, sendo o intervalo de tempo maior do que o tamanho da banda de coerência. As réplicas do sinal transmitido em diferentes frequências são fornecidas ao receptor na forma de redundância, introduzidas por espalhamento espectral (*Spread Spectrum*). No entanto, a diversidade em frequência devido à introdução de redundância, tem como desvantagem o maior consumo de faixa de frequências.

2.4.3 DIVERSIDADE ESPACIAL

Na diversidade espacial, esta é obtida através do uso de múltiplas antenas, no emissor e/ou receptor. As antenas neste tipo de diversidade são separadas espacialmente, ou seja, são separadas fisicamente de modo a que o desvanecimento no sinal de cada par de antenas seja descorrelacionado. Devido ao facto de as réplicas do sinal transmitido, que chegam ao receptor, possuírem redundância no domínio do espaço, esta não afecta a eficiência da banda de transmissão.

A diversidade espacial pode ser classificada em diversidade de recepção e diversidade de transmissão [31]. A diversidade de recepção caracteriza-se pela

utilização de múltiplas antenas no receptor para obter múltiplas réplicas do sinal transmitido. As réplicas são posteriormente combinadas de modo a aumentar a relação sinal-ruído total recebida, e diminuir os efeitos do desvanecimento. Por outro lado, a diversidade de transmissão, caracteriza-se pela utilização de múltiplas antenas, no emissor.

2.4.4 DIVERSIDADE DE POLARIZAÇÃO

Na diversidade de Polarização, múltiplas réplicas de um sinal são transmitidas e recebidas através de antenas com diferentes polarizações, sendo que a polarização se trata de uma das características das ondas electromagnéticas.

As polarizações (*figura 2.7*) podem ser do tipo horizontal linear (vertical ou horizontal, *figura 2.8*) e circular (direita ou esquerda, *figura 2.9*).

Uma onda electromagnética é composta por dois campos, o eléctrico e o magnético, que são campos perpendiculares um ao outro, e também relativamente à direcção da propagação da onda [32].

O vector de campo eléctrico (cor azul, na *figura 2.7*) em qualquer ponto do espaço pode-se dividir em duas componentes ortogonais, x e y (cor verde e vermelha, respectivamente) e traçar um vector (cor roxo) no plano.

Assim, para a primeira imagem da *figura 2.7*, as duas componentes (x e y) encontram-se em fase, tendo uma intensidade de valor constante, sendo que o vector de campo eléctrico resultante tornar-se-á num segmento de recta no plano, podendo a direcção ser qualquer uma, dependendo do ângulo sobre o plano. Na segunda imagem, as componentes encontram-se com uma amplitude de 90° em fase, sendo que uma das componentes é igual a zero quando a outra se encontra na sua amplitude máxima ou mínima. O vector de campo eléctrico forma assim um círculo no plano, com uma direcção de rotação dependente da relação entre as fases.

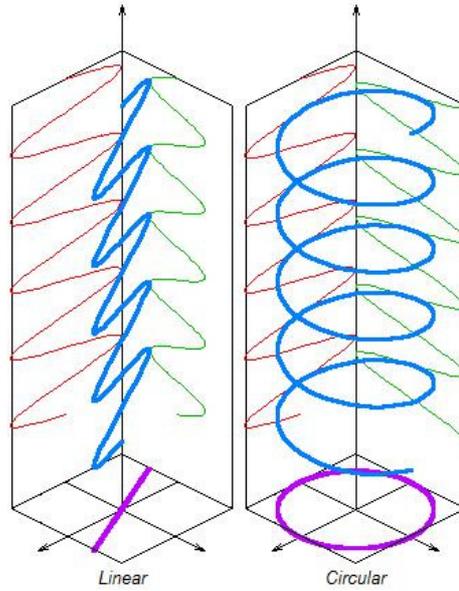


Figura 2.7 - Tipos de Polarizações

As figuras 2.8 e 2.9, ilustram como na prática as polarizações funcionam.

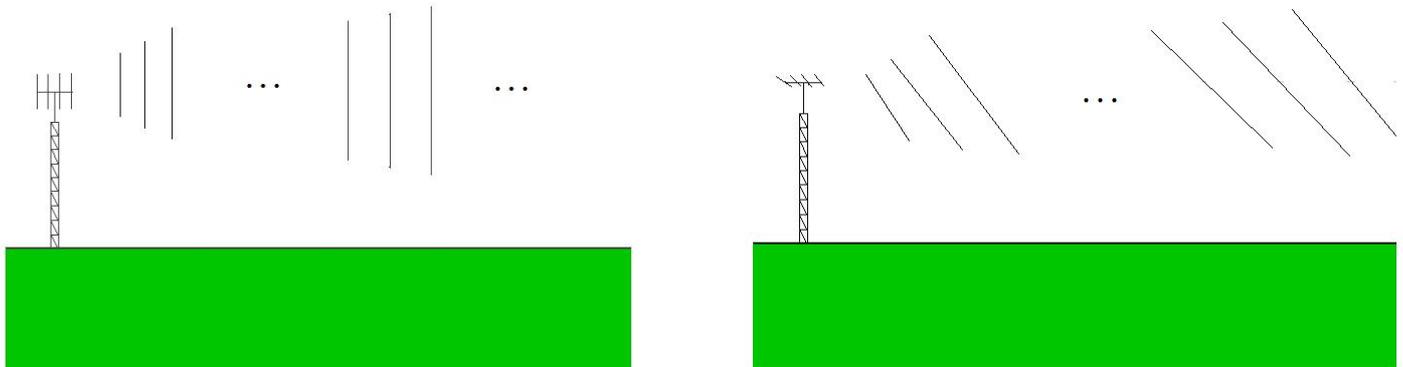


Figura 2.8 - a) Polarização vertical b) Polarização horizontal

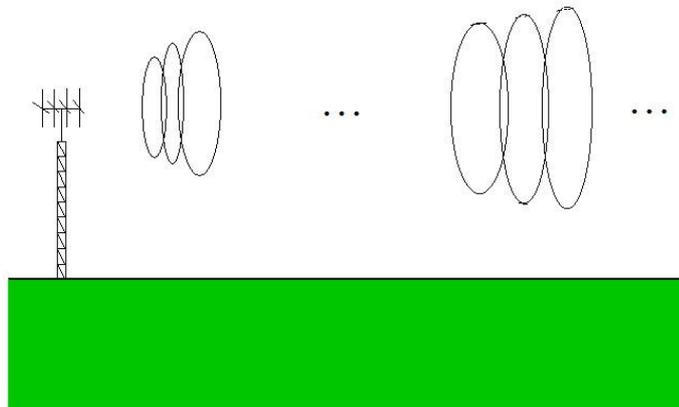


Figura 2.9 - Polarização circular

2.5 Técnicas MIMO

Pela combinação dos códigos espaço-tempo [33] e antenas de recepção, resulta num novo esquema, o MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), que tal como o nome indica é um esquema de múltiplas antenas de recepção, bem como na transmissão (*figura 2.10*).

No esquema MIMO, os sinais enviados pelas múltiplas antenas de transmissão, são combinadas de forma a haver uma redução na taxa de erros de bit (BER) ou um aumento na taxa de transmissão de dados. Para que se possa garantir uma maximização das diversidades de transmissão e recepção, é importante que as antenas de ambos os lados estejam dispostas a uma distância mínima, de modo a se obter uma descorrelação adequada.

Dentro das técnicas de múltiplas antenas, existem degenerações relativamente ao esquema MIMO, essas degenerações são: SISO (*Single Input Single Output*), MISO (*Multiple Input Single Output*), SIMO (*Single Input Multiple Output*).

O SISO (*figura 2.10*) é um esquema em que existe apenas uma antena emissora e outra receptora, e toda a informação é enviada através de um único canal de dados. Comparativamente ao MIMO, o SISO apresenta uma menor complexidade, sendo mais fácil de analisar, bem como controlar.

O MISO (*figura 2.10*) é um esquema em que existem duas ou mais antenas de emissão e uma antena de recepção, explorando a diversidade de transmissão. As antenas são combinadas de forma a minimizar os erros, otimizar a velocidade de dados e reduzir os problemas causados pelo multipercurso. Em 1998, *Alamouti* apresentou um código de baixa complexidade para múltiplas antenas [34].

O SIMO (*figura 2.10*) é um esquema em que existe uma antena de emissão e duas ou mais antenas de recepção, e explora a diversidade de recepção. O SIMO recolhe mais energia na recepção, para melhorar a SNR (Signal-to-Noise Ratio) comparativamente ao esquema SISO.

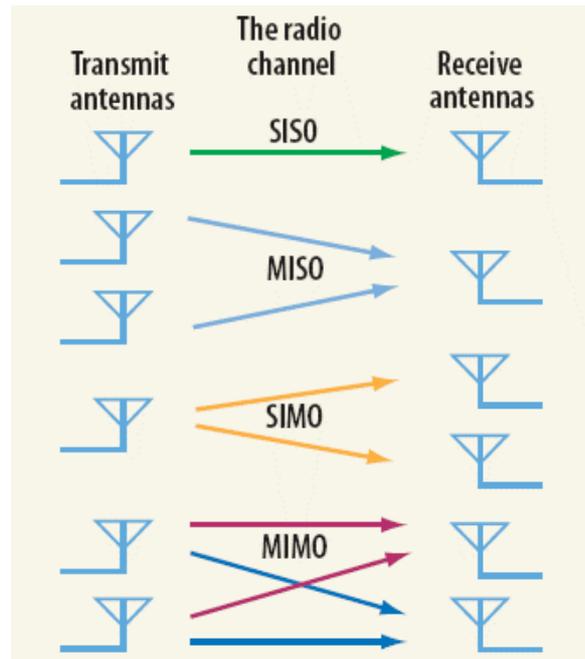


Figura 2.10 - Esquemas SISO, MISO, SIMO e MIMO

2.6 DVB-SH: Diversidade e Técnicas MIMO

Tal como foi dito no início do Capítulo 2, o DVB-SH é um sistema híbrido que apresenta duas arquitecturas, o SH-A e SH-B.

Para a implementação do sistema em situação real, podemos considerar a utilização de um satélite GEO, como por exemplo o satélite Eutelsat W2A [35], considerando a utilização de diversidade de polarização, bem como polarização ortogonal. Em alternativa, pode-se usar também diversidade de satélite.

Dependendo da interface área, dois cenários podem ser considerados:

- Para a arquitectura SH-A, podemos considerar um esquema MIMO 4x2, em que, tal como foi dito anteriormente, é utilizado um satélite, com polarização dupla (figura 2.11). Por polarização dupla entende-se, como uma antena capaz de emitir e receber dois tipos de polarizações diferentes e ortogonais entre si.

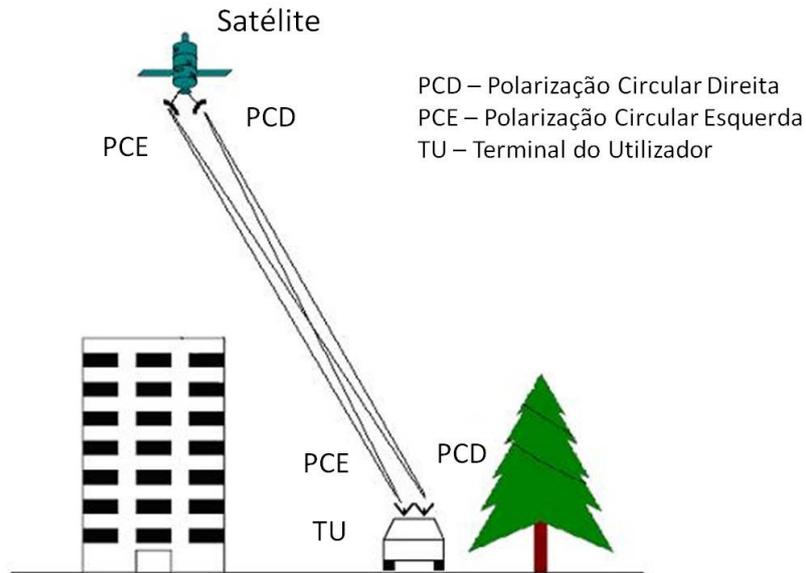


Figura 2.11 - Cenário de Diversidade de Polarização Dupla

Serão emitidos por parte da componente espacial dois fluxos, bem como outros dois fluxos da componente terrestre, respeitando a mesma largura de banda. Por sua vez, o receptor, consoante o terminal que possuir, poderá utilizar uma antena também com polarização dupla, ou duas antenas, cada uma delas com a sua polarização. Devido à interacção electromagnética dos elementos das antenas, bem como o custo de implementação é difícil atribuir mais do que duas antenas para os terminais móveis portáteis.

- Para o caso do SH-B, poderíamos considerar um esquema MIMO 4x4, composto também pelas componentes satélite e terrestre, mas desta vez com duas diferentes bandas de frequência, fazendo com que o receptor tenha que receber quatro fluxos diferentes, dois para cada uma das bandas de frequência.

No caso em que apenas uma das componentes possa estar em funcionamento, por exemplo numa área rural ou em ambientes urbanos profundos, os esquemas anteriores passam para um esquema MIMO 2x2 [36].

É de salientar dois aspectos, primeiramente a polarização da componente terrestre deve ser ajustada com a do receptor, e em segundo, numa fase inicial o esquema MIMO deve ser fundamentado num tipo de polarização comum às duas componentes do sistema, podendo posteriormente haver a combinação de polarizações diferentes, ou seja:

- Componente espacial e componente terrestre: uso de polarização linear
- Componente espacial e componente terrestre: uso de polarização circular
- Componente espacial: uso da polarização circular; Componente terrestre: uso da polarização linear.

Tal como foi dito inicialmente nesta secção, alternativamente pode ser utilizada diversidade de satélites (*figura 2.12*), e assim, em vez de um satélite podia-se utilizar dois satélites GEO, cada um deles com um tipo de polarização diferente, mas com a mesma largura de banda.

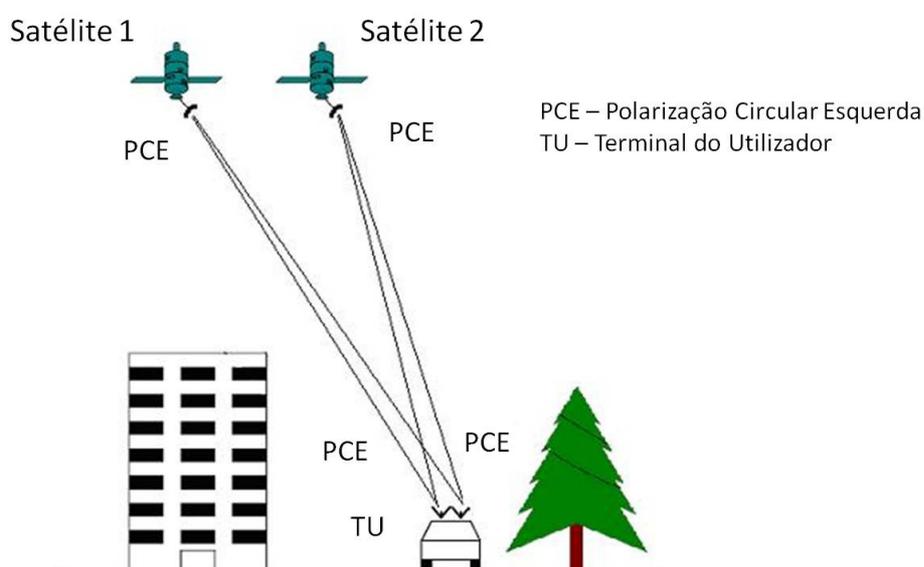
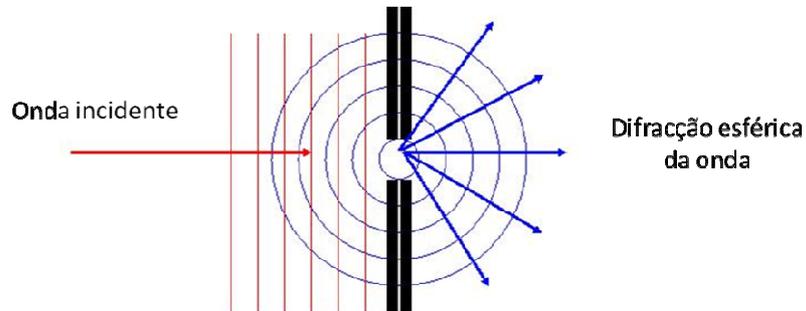


Figura 2.12 – Cenário de Diversidade de Satélite

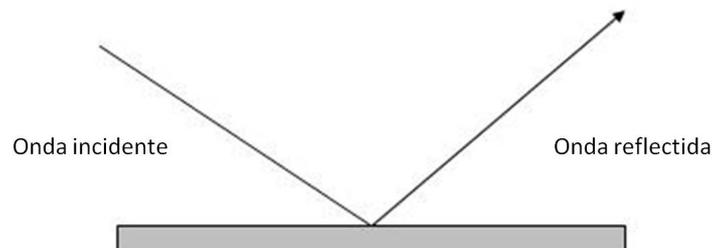
2.7 Propagação Rádio: Efeitos

A propagação de uma onda de rádio num determinado espaço entre o emissor e o receptor, se estes não estiverem em Espaço Livre, está sujeita a degradações, devido à combinação de alguns efeitos tais como a difracção, a reflexão e o desvanecimento. Estes efeitos podem fazer com que algumas estações terminais sejam incapazes de obter um sinal satisfatório.

Por difracção entende-se como sendo o fenómeno que permite que uma onda incida numa fenda ou contorne obstáculos, sendo que a trajectória é alterada, e a partir do ponto de incidência a onda é radiada em todas as direcções (*figura 2.13*), atingindo regiões que segundo a propagação rectilínea nunca seriam alcançadas.



A reflexão ocorre quando a onda electromagnética incide num objecto com dimensões superiores ao seu comprimento de onda e é reflectida para trás (*figura 2.14*). A onda reflectida ao chegar ao receptor pode ser construtiva ou destrutiva, pois a reflexão pode ter contribuído para a alteração da fase do sinal.



Como resultante dos dois efeitos anteriores temos o desvanecimento, que se entende como sendo a flutuação na intensidade do sinal num receptor, essas flutuações provocam perturbações na qualidade do serviço [37].

Existem dois tipos de desvanecimentos, o rápido e o lento.

O desvanecimento lento ocorre quando um terminal móvel atravessa zonas de prédios, vegetação, ou seja zonas de sombreamento que bloqueiam completamente ou parcialmente a linha de vista directa entre o emissor e o receptor.

Por sua vez, o desvanecimento rápido é causado pela combinação de múltiplas réplicas do sinal ou seja, multipercurso (*figura 2.15*) [38], com diferentes atenuações e atrasos que chegam ao receptor, devido a factores como reflexão ou difracção do sinal em obstáculos, e devido também à mobilidade entre o emissor e o receptor (desvio de *Doppler*).

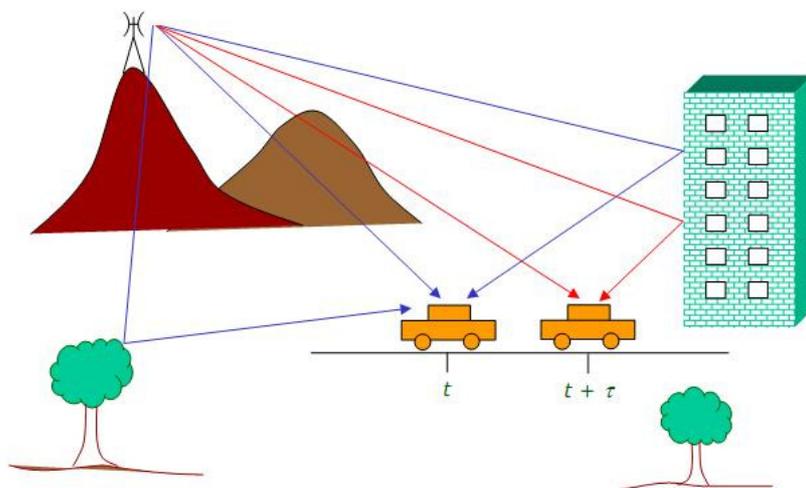


Figura 2.15 – Multipercurso

Através do gráfico de Perfil de Atraso de Potência (*Power Delay Profile - PDP*), é possível analisar cada uma dessas réplicas, bem como a sua potência e instante de chegada. Na *figura 2.16* está ilustrado um exemplo deste gráfico.

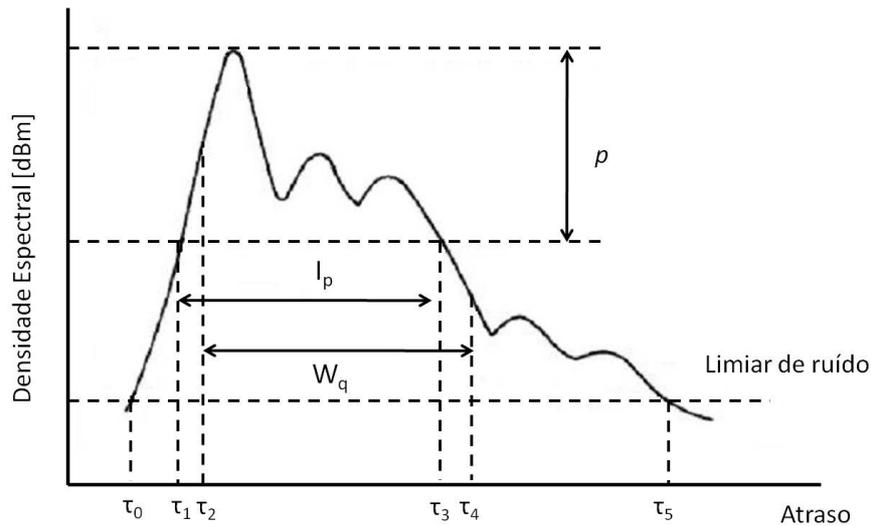


Figura 2.16 - Exemplo de *Power Delay Profile* [39]

A partir do PDP é possível analisar os parâmetros de atraso médio ($\bar{\tau}$), espalhamento de atraso (σ_{τ}), intervalo de atraso (I_p) e janela de atraso (W_q).

O atraso médio é definido pela média ponderada dos atrasos, sendo dado por:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=0}^N \tau_i P(\tau_i)}{\sum_{i=0}^N P(\tau_i)} \quad (2)$$

O espalhamento de atraso define o desvio padrão dos atrasos, e é dado por:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^N (\tau_i - \bar{\tau})^2 P(\tau_i)}{\sum_{i=0}^N P(\tau_i)}} \quad (3)$$

Seguidamente temos o intervalo de atraso, que é definido como o tempo entre o instante em que o PDP encontra um determinado valor p dB abaixo do valor máximo e o último instante em que encontra esse mesmo valor p . Pode ser demonstrado pela equação:

$$I_p = (\tau_3 - \tau_1)_p \quad (4)$$

Por último temos a janela de atraso, que é definida pela duração do fragmento médio do perfil de atraso que contém $q\%$ do total de energia no perfil, e pode ser definida por:

$$W_q = (\tau_4 - \tau_2) \quad (5)$$

A caracterização da dispersão temporal do canal é normalmente quantificada pelo atraso médio e espalhamento de atraso.

O PDP de um canal é considerado um canal contínuo, mas esse canal ao ser modelado por um filtro linear com uma resposta impulsiva de variação de tempo discreta, pode resultar por exemplo, numa *figura* como a 2.17, em que é ilustrado uma série de diferentes *taps*, que correspondem às réplicas do impulso transmitido, com diferentes atrasos e diferentes desvanecimentos [40].

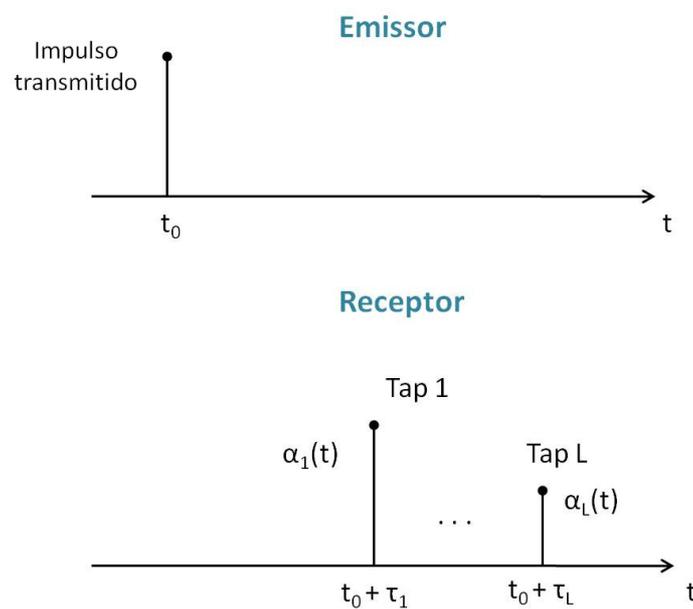


Figura 2.17 - Modelo de canal de tempo discreto

No caso da técnica OFDM, para que um canal possa ser robusto contra interferências e ISI, é necessário que o prefixo cíclico seja maior do que a chegada da última réplica causada pelo multipercurso.

Capítulo 3

3.1 Constelações Hierárquicas

As constelações hierárquicas são utilizadas como um processo eficiente, simples e flexível, para a entrega do mesmo conteúdo, com diferentes níveis de qualidade (por exemplo, o mesmo vídeo mas com diferentes resoluções), a vários utilizadores numa mesma célula.

Os sistemas digitais demonstram uma degradação repentina, à medida que as condições de transmissão vão piorando. Assim, de forma a reduzir este problema, o fluxo de informação é dividido em partes, de modo que as constelações passem a ter duas ou mais classes de bits com diferentes protecções de erros, para que, os diferentes fluxos de informação possam ser mapeados.

O número de possíveis classes de bits, com diferentes níveis de protecções de erros, para constelações H-QAM quadradas, é determinado pela expressão:

$$\text{Número de diferentes níveis de protecções de erro} = \frac{1}{2} \log_2 M \quad (6)$$

Para qualquer tipo de modulação, são necessários bits para se mapear um símbolo da respectiva modulação, assim sendo, usando a expressão (7), poderá saber-se quantos bits são necessários, para representar um símbolo:

$$\text{Número de bits por símbolo} = \log_2 M \quad (7)$$

Neste capítulo serão abordados casos particulares de constelações M-HQAM e M-HPSK.

3.1.1 CONSTELAÇÕES M-HQAM

Para o estudo da constelação H-MQAM, tomou-se como exemplo, a constelação 16-QAM. Esta modulação, segundo a expressão anterior, necessita de 4 bits para representar um símbolo 16-QAM.

A constelação 16-QAM, pode ser construída sobre uma constelação QPSK principal, em que cada um dos seus símbolos, acaba também por ser uma outra constelação QPSK (*Figura 3.1*), ou seja, a sobreposição de uma QPSK sobre outra.

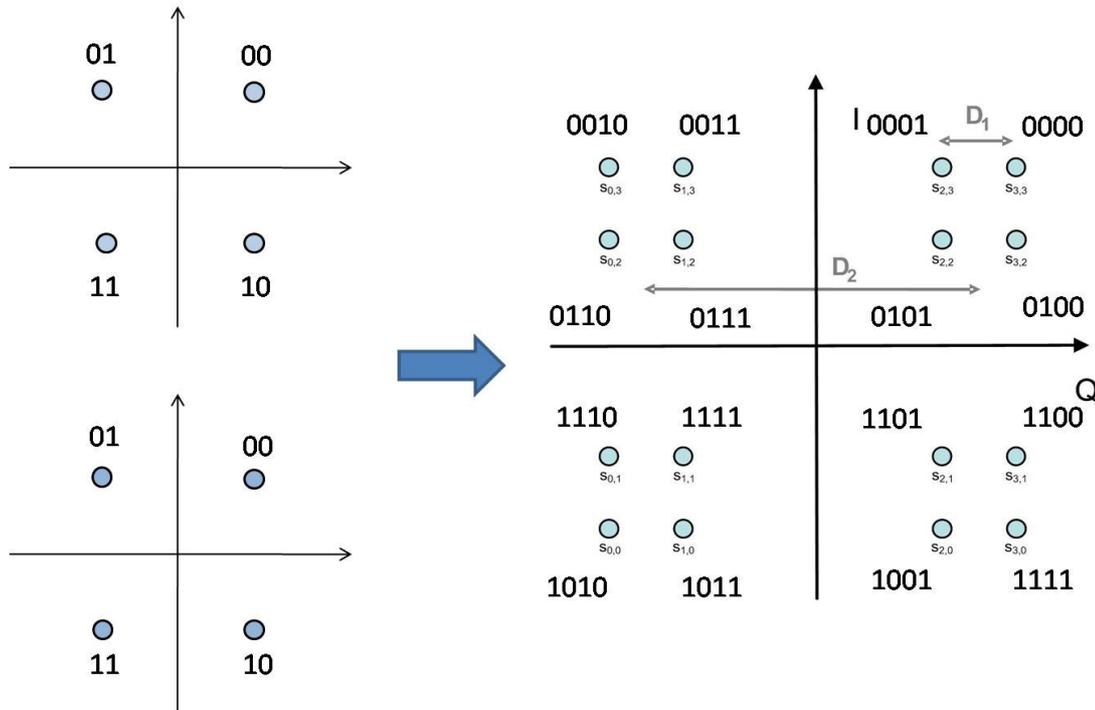


Figura 3.1 - Constelação para modulação hierárquica 16-QAM [41]

Tal como foi dito, para esta constelação são necessários 4 bits, para representar um símbolo 16-QAM, em que o primeiro par de bits, considerados os mais significativos (MSB - *Most Significant Bit*), ou seja, os que têm uma maior protecção de erros, permitirão a escolha de uma das modulações QPSK internas, enquanto o outro par de bits, considerados como os menos significativos (LSB - *Last Significant Bit*) e que possuem uma menor protecção de erro, permitirão seleccionar o símbolo dentro da constelação QPSK, anteriormente escolhida.

Segundo a expressão ilustrada anteriormente, a constelação 16-QAM, irá possuir duas camadas de bits, para a protecção de erros, que são consideradas como *strong bit blocks* e *weak bit blocks*. Os *strong bit blocks*, são considerados como sequências de alta prioridade, que fornecem os serviços básicos ao utilizador, mas que possuem uma alta protecção de erros. Por sua vez, os *weak bit blocks* são considerados como

sequências de baixa prioridade, que fornecem os serviços adicionais permitindo melhorar os serviços básicos, e possuem uma menor protecção de erros.

Na figura 3.2, é ilustrado o caso em que temos dois utilizadores 1 e 2. No caso do utilizador 2, este encontra-se mais afastado da estação base, e por esse motivo terá uma menor qualidade de recepção de serviços. À menor qualidade de serviços, estão associados os *strong bit blocks*, os quais normalmente são referidos como informação básica. No entanto, o utilizador 1 encontra-se relativamente próximo, comparativamente ao utilizador 2, o que permite que este tenha boas condições de canal, estando associado a eles os *strong bit blocks* e os *weak bit blocks*.

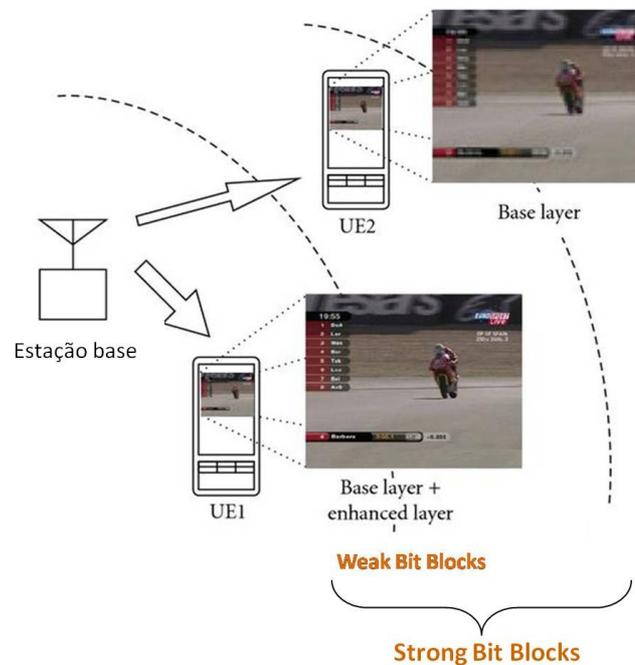


Figura 3.2 - Exemplo de transmissão de vídeo usando uma constelação de 16-HQAM

A constelação 16-QAM, pode ser caracterizada por um parâmetro k , que representa as relações entre as distâncias das constelações internas:

$$k_i = \frac{D_i}{D_{i+1}}, i = 1, \dots, \frac{1}{2} \log_2 M - 1 \quad (8)$$

No caso de 16-QAM o k será igual a $k_1 = \frac{D_1}{D_2}$ ($0 < k \leq 0,5$).

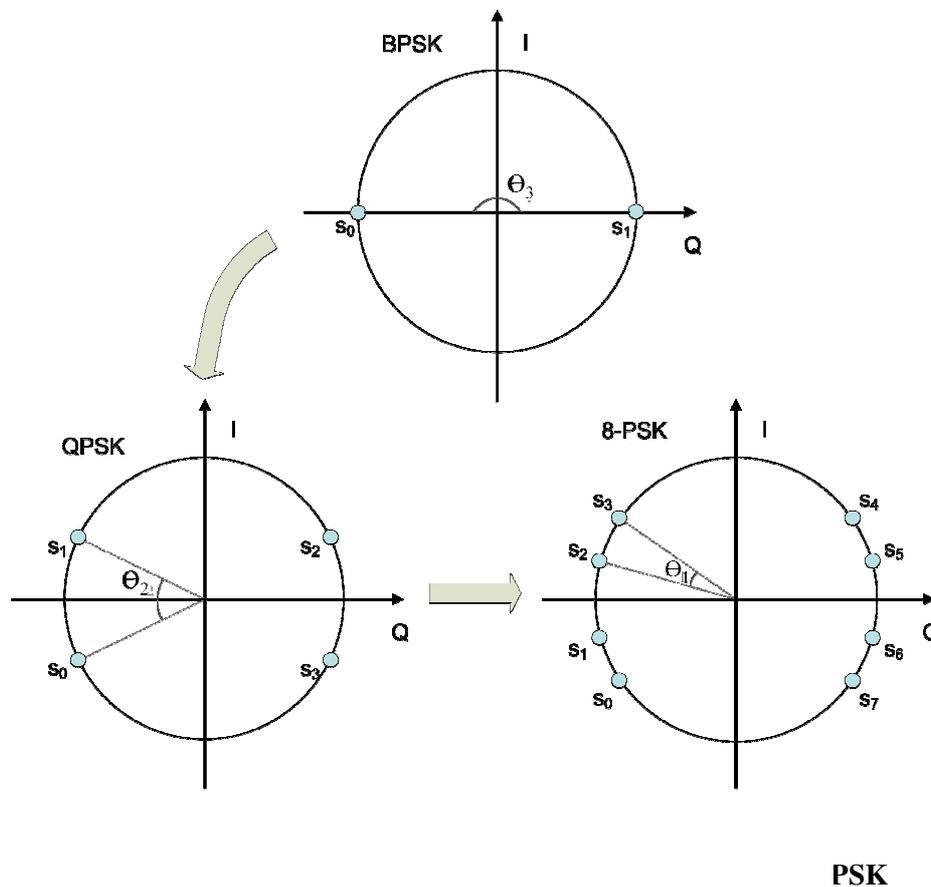
3.1.2 CONSTELAÇÕES H-MPSK

Para a construção deste tipo de constelação, a abordagem é semelhante, pois obtém-se primeiramente outro tipo de constelações.

Neste tipo de modulação, altera-se a fase da onda portadora, em função do sinal digital a ser transmitido. Para a abordagem das constelações H-MPSK serão estudadas as constelações 8-PSK.

Segundo o processo descrito por [MPursley99], em primeiro lugar, constrói-se uma constelação BPSK, como pode ser visto na *figura 3.3* [42], sendo esta composta por dois símbolos, que se encontram espaçados por π radianos (θ_3). Para se poder obter a constelação QPSK, divide-se cada um dos símbolos da constelação BPSK, espaçando-os por um ângulo θ_2 . Assim, os símbolos que se encontram mais perto, encontram-se espaçados por um ângulo θ_2 , enquanto os símbolos mais afastados, encontram-se espaçados por um ângulo $\pi - \theta_2$.

Finalmente para se obter uma constelação 8-PSK, volta-se a dividir todos os símbolos da constelação QPSK, espaçando-os por um ângulo θ_1 .



Tal como foi dito inicialmente, e através da expressão apresentada, para representar um símbolo da constelação 8-PSK, são necessários 3 bits.

Assim, como nas constelações H-MQAM, as constelações H-MPSK, também podem ser caracterizadas por um parâmetro k , que representa a relação entre os diferentes ângulos, sendo que:

$$k_i = \frac{\theta_i}{\theta_{i+1}}, i = 1, \dots, \log_2 M - 1 \quad (9)$$

Logo, para o caso da constelação 8-PSK, esta terá dois valores de k , em que $k_1 = \frac{\theta_1}{\theta_2}$ e $k_2 = \frac{\theta_2}{\theta_3}$.

Neste tipo de constelação, no exemplo ilustrado na *figura 3.4*, um símbolo 8PSK é representado por 3 bits, sendo que o primeiro bit do lado esquerdo representa a informação básica transmitida em cada símbolo, e por isso o bit com maior protecção de erros (MSB). Seguidamente temos o bit do meio, que representa o bit com uma protecção intermédia (IPB – *Intermediate Protected Bit*). Por sua vez, o último bit representa a informação adicional, que é transmitida no símbolo e apresenta uma menor protecção de erros (LSB).

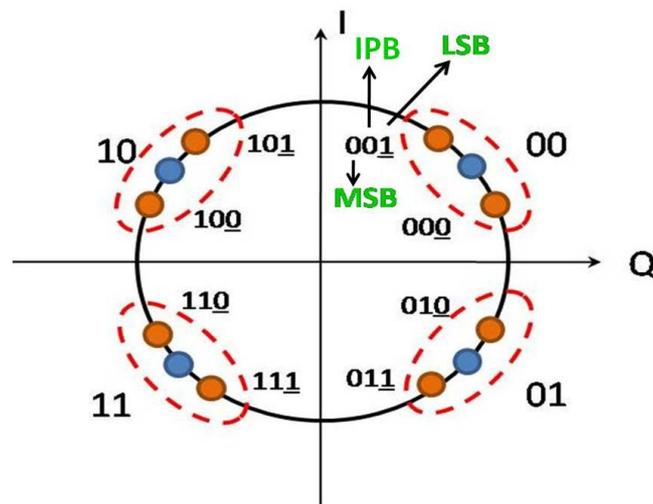


Figura 3.4 - Constelação Hierárquica 8-PSK [43]

3.2 Emissor MIMO-OFDM

Na *figura 3.5*, é apresentada uma possível configuração para uma cadeia de emissores OFDM. Consoante o tipo de modulação utilizado, o número de fluxos de entrada vai variando, sendo que cada fluxo de entrada irá ser codificado, entrelaçado e mapeado na constelação de símbolos. Seguidamente os símbolos piloto, são introduzidos na sequência de símbolos modulados anteriormente, e este conjunto será convertido para o domínio do tempo, utilizando um IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) [16].

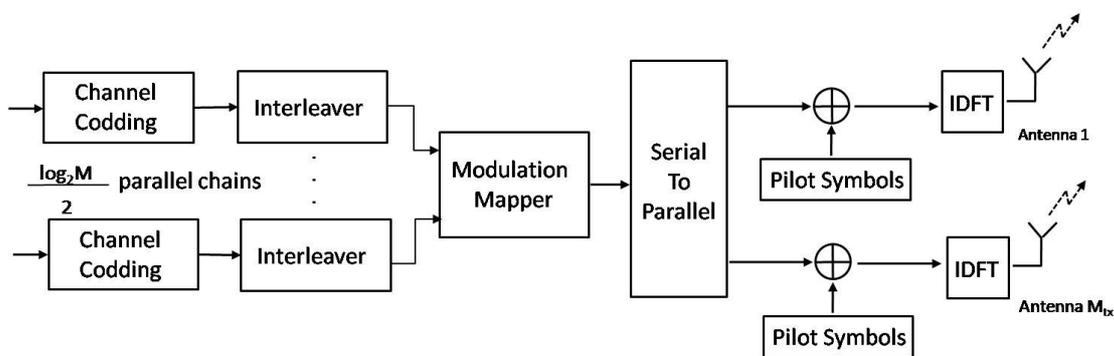


Figura 3.5 - Emissor MIMO-OFDM utilizado

Num sistema OFDM com N portadoras, os símbolos piloto são multiplexados com os símbolos de dados, utilizando um espaçamento de ΔN_T blocos OFDM no domínio do tempo e ΔN_F subportadoras no domínio da frequência (*figura 3.6*). Os símbolos piloto são transmitidos com o intuito de permitir a estimação de canal no receptor. Os símbolos de dados não são transmitidos em subportadoras reservadas para os símbolos piloto em qualquer antena. Na realização das simulações para esta dissertação foi utilizado um valor de $\Delta N_F = 7$.

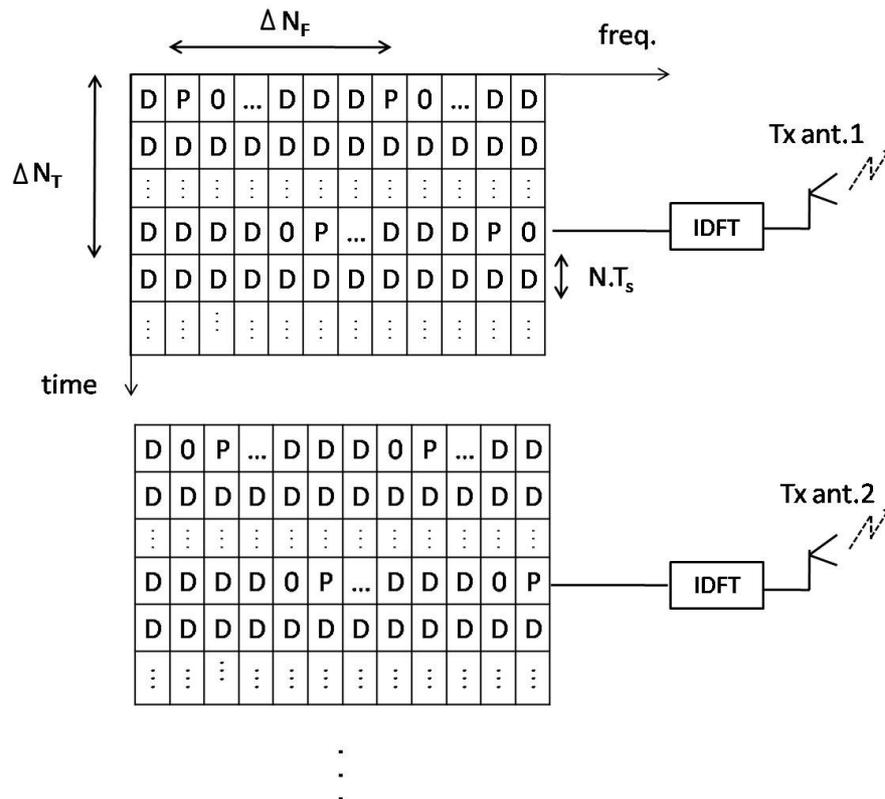


Figura 3.6 - Estrutura da trama para o emissor OFDM com símbolos piloto multiplexados com dados (P - símbolos piloto, D - símbolos de dados, T_s - duração de símbolo)

3.3 Códigos Correctores de erros

3.3.1 CÓDIGOS CONVOLUCIONAIS

A codificação de canal, tem a tarefa de codificar a informação que é transmitida pelo canal de comunicação, mas na presença de um canal com ruído, os erros podem ser detectados e mesmo corrigidos.

Dos métodos de codificação existentes, os mais importantes para o tema desta dissertação, são os códigos FEC (*Forward Error Correction*). Nestes códigos, o decodificador deve ter a capacidade de correcção de um determinado número de erros, isto é, deve ser capaz de localizar a posição exacta do erro.

Os códigos convolucionais, por possuírem um bom desempenho e por serem de fácil implementação, tornaram-se uma presença constante em vários padrões de telecomunicações.

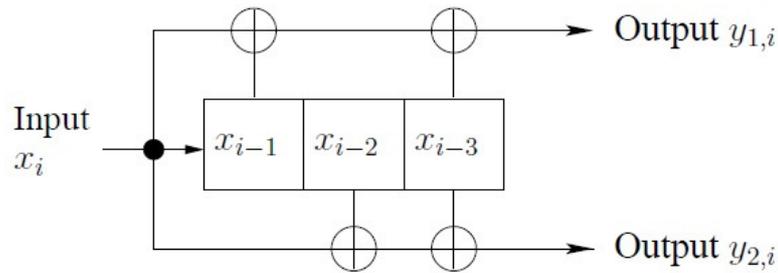


Figura 3.7- Codificador Convolucional

Na *figura 3.7*, é apresentado um codificador convolucional, em que o codificador mantém em memória M bits de entrada anteriores, sendo que cada bit de saída do codificador terá que depender do bit de entrada actual, bem como dos M bits armazenados.

Este codificador irá assim produzir dois bits de saída, para todos os bits de entrada:

$$y_{1,i} = x_i + x_{i-1} + x_{i-3} \quad (10)$$

$$y_{2,i} = x_i + x_{i-2} + x_{i-3} \quad (11)$$

O valor de M , neste caso é igual a 3, desde que os i bits de saída dependam dos i bits de entrada, bem como dos 3 bits anteriores, $i-1$, $i-2$ e $i-3$.

A taxa de código é considerada como um importante parâmetro da codificação de canal. Em que, se o tamanho da entrada for de k bits, e o tamanho de saída for de n bits, então a taxa de código r , será igual a:

$$r = \frac{k}{n} \quad (12)$$

No caso da *figura 3.7*, o codificador produziu duas saídas de bit, para todos os bits de entrada, assim a taxa de código é igual a $\frac{1}{2}$. A taxa de código expressa a quantidade de redundância existente no código.

3.3.2 TURBO-CÓDIGOS

Um sistema de comunicação com uma taxa de código mais baixa, permite corrigir mais erros, possibilitando ao sistema uma maior tolerância a interferências, a utilização de antenas mais pequenas e transmitir uma maior taxa de dados. Mas, um código com uma baixa taxa, tem um largo *overhead* e posteriormente um pesado consumo de largura de banda.

Consequentemente, a complexidade da descodificação convolucional aumenta exponencialmente com o aumento do comprimento do código.

Existe um limite teórico máximo chamado de capacidade de *Shannon*, sobre a taxa R de transmissão de dados, para a qual é possível uma taxa de transmissão de dados livre de erros.

Para canais com ruído Gaussiano Branco Aditivo, a fórmula é a seguinte:

$$R < W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \text{ [bits/segundo]} \quad (13)$$

W – Largura de Banda

R – Taxa de transmissão

S – Potência de Sinal

N – Potência de ruído recebida

Shannon desenvolveu teoricamente este limite, mas mesmo depois de vários anos de tentativas, foi impossível na prática chegar perto do limite teórico.

Para facilitar a descodificação, foram criados novos códigos que envolvem novas estratégias, que passam pelo uso de palavras de código com um maior peso e pela combinação de códigos simples de uma forma paralela, e assim, cada uma das partes do código pode ser separadamente descodificada com menor complexidade.

O primeiro turbo-código baseado na codificação convolucional surgiu em 1993, por *Claude Berrou, Alain Glavieux e Punya Thigimajshima*.

Um Turbo-Código básico é construído a partir de dois códigos Convolucionais Sistemáticos Recursivos (RSC – *Recursive Systematic Convolutional*) em concatenação paralela (*figura 3.8*).

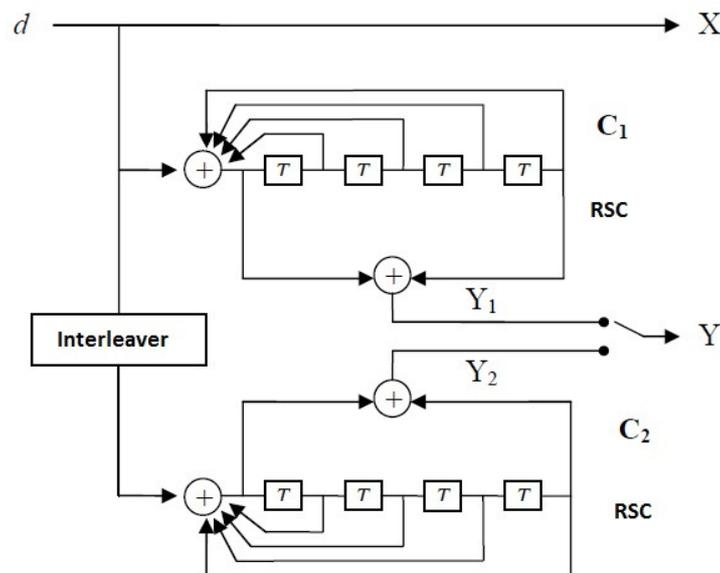


Figura 3.8 - Codificador Turbo-Código

Assim, os dois códigos constituintes C_1 e C_2 usam a mesma sequência de bits d , mas com a diferença devido ao *interleaver*.

A sequência codificada, para uma sequência de informação de tamanho L , possuirá L bits sistemáticos (a própria sequência de informação d), L bits codificados pelo codificador C_1 (a sequência Y_1), bem como L bits codificados pelo codificador C_2 (sequência Y_2).

O facto de os codificadores estarem de forma paralela, permite que ambos tenham como entrada a sequência de informação, ou seja, os codificadores trabalham de forma independente, o que é fundamental para o processo iterativo de descodificação.

O processo de descodificação dos Turbo-Códigos, realiza-se de uma forma iterativa, sendo composto por dois componentes descodificadores, cada um deles para o codificador convolucional. O algoritmo que foi inicialmente proposto em 1974, por

Bahl, Cocke, Jelinek e Raviv chamava-se BCJR, ou MAP (*Maximum A Posteriori*). Mas devido ao elevado número de multiplicações neste algoritmo, e de forma a reduzir a complexidade dos cálculos, surgiram algoritmos mais acessíveis, entre eles o SOVA (*Soft Output Viterbi Algorithm*), o Max-log-MAP e o log-MAP [44].

Durante o desenvolvimento da dissertação, um entrelaçador Turbo-Código 3GPP2 (*figura 3.9*) foi implementado, de forma a ser integrado no codificador Turbo.

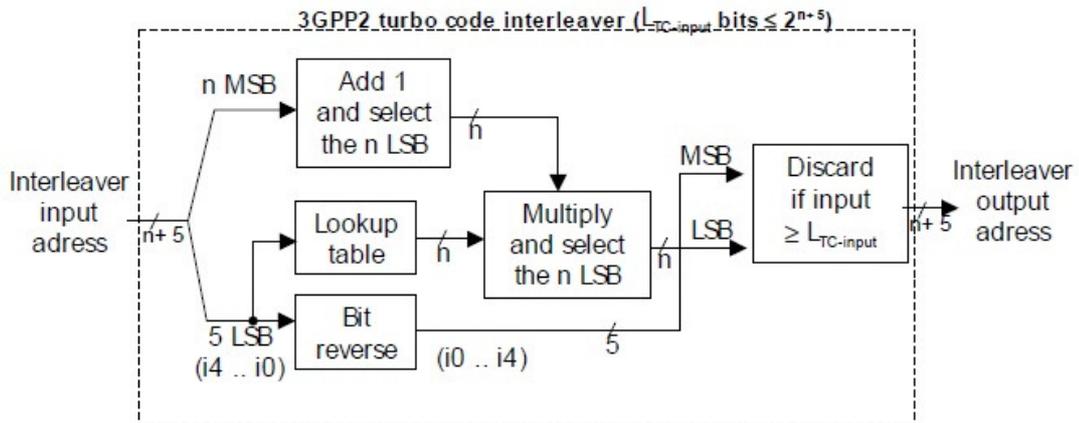


Figura 3.9 - Entrelaçador turbo-código 3GPP2

Para facilitar a análise da *figura 3.9*, seguem-se as várias etapas para a realização do entrelaçador Turbo:

1. Inicialmente é escolhido o valor de n , que pode assumir dois valores (6 ou 9) consoante o tamanho de bloco seja $L_{TC-input} = 12\ 282$ bits ou $L_{TC-input} = 1\ 146$ bits.
2. Seguidamente é inicializado um contador.
3. Do contador extraí-se os n bits mais significativos (MSB) e adiciona-se 1 para formar um novo valor, descartando todos os outros bits, excepto os n bits menos significativos (LSB) deste valor.
4. Neste passo realiza-se uma pesquisa na *tabela 6*, para se obter o valor correspondente aos cinco MSBs do contador.
5. Nesta fase, multiplica-se os valores obtidos nas etapas 3 e 4, descartando-se todos, excepto os n LSBs.

6. Seguidamente realiza-se a inversão do vector resultante dos cinco LSBs do contador.

7. Nesta etapa, tenta-se formar uma tentativa de endereço de saída que tenha o seu MSB, igual ao valor obtido na etapa 6, e o seu LSB, igual ao valor obtido na etapa 5.

8. No caso de o valor da tentativa seja inferior ao $L_{TC-input}$, então este deve ser aceite, caso contrário, rejeitado.

9. Por fim, incrementa-se o contador, repetindo os passos de 3 a 8 até todos os endereços de saída entrelaçados de $L_{TC-input}$ sejam obtidos.

Table index	n = 6	n = 9
0	3	13
1	27	335
2	15	87
3	13	15
4	29	15
5	5	1
6	1	333
7	31	11
8	3	13
9	9	1
10	15	121
11	31	155
12	17	1
13	5	175
14	39	421
15	1	5
16	19	509
17	27	215
18	15	47
19	13	425
20	45	295
21	5	229
22	33	427
23	15	83
24	13	409
25	9	387
26	15	193
27	31	57
28	17	501
29	5	313
30	15	489
31	33	391

Tabela 6 - Definição da tabela look-up para o entrelaçador Turbo

3.3.3 LDPC

Os códigos LDPC (*Low Density Parity Check*), são uma classe de códigos de blocos lineares, e juntamente com os turbo-códigos, são os códigos correctores de erro com melhor desempenho, pois são os que mais se aproximam do limite de Shannon [45], referido na secção anterior.

Os LDPC e um algoritmo de descodificação iterativa, chamado de algoritmo de Somas de Produtos (SPA), foram introduzidos por *Robert Gallager* em 1960, na sua tese de doutoramento [46], mas devido à elevada complexidade computacional, os códigos foram pouco considerados durante aproximadamente 30 anos.

Na década de 90, os códigos LDPC foram ressuscitados por *MacKay* e *Neal* [47], que perceberam as vantagens dos códigos de bloco, que possuem matrizes esparsas, bem como um desempenho superior aos turbo-códigos.

Um código LDPC regular (n, k, w_c) , é um código caracterizado por uma matriz de verificação de paridade H esparsa (*figura 3.10*). Esta matriz contém exactamente w_c 1's em cada coluna e exactamente $w_r = w_c \times n/m$ 1's em cada linha, onde $w_c \ll m = n-k$.

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 3.10 - Matriz H

Uma matriz de verificação de paridade H de baixa densidade, é uma matriz que tal como o nome diz, tem uma baixa densidade de 1's, ou seja, o número de 1's é pequeno comparado com o número de 0's na matriz. Para que a matriz possa ser considerada de baixa densidade, duas condições têm que ser satisfeitas: $w_c \ll n$ e $w_r \ll m$ [48].

Existem dois tipos de códigos LDPC, os regulares e os irregulares. Um código é chamado de regular, se w_c for constante para todas as colunas, e w_r seja também constante para todas as linhas. Assim, no caso de o número de 1's nas linhas ou nas colunas, não ser constante, o código é chamado de irregular.

Os códigos LDPC podem ser representados por duas formas, sendo que a primeira representação possível é através da matriz H (figura 3.10), e a segunda possibilidade é a representação gráfica, introduzida por Tanner ao qual foi dada o nome de gráficos de Tanner.

Os gráficos de Tanner fornecem uma representação completa do código e ajudam a descrever o algoritmo de decodificação [48]. Estes gráficos são bipartidos e os nós são separados em dois grupos distintos, os nós de paridade F_j e os nós de variáveis C_i (figura 3.11).

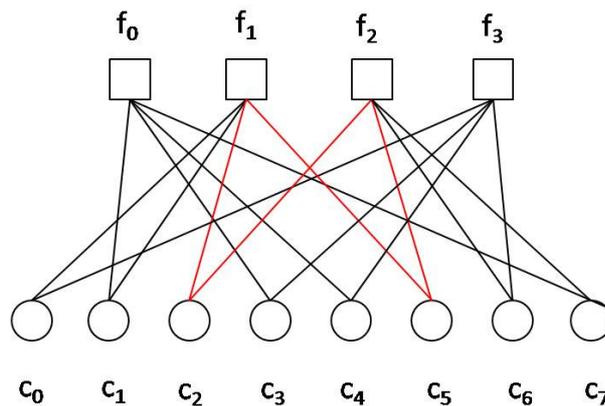


Figura 3.11 - Gráfico de Tanner

A figura 3.11, representa o gráfico de Tanner da matriz H apresentada na figura 3.8, e para se obter o gráfico resultante, tem que ser seguida uma regra: o nó de paridade j , só é ligado ao nó variável i , sempre que o elemento h_{ij} de H for igual a 1.

Da figura 3.11, pode-se ainda observar um ciclo de comprimento ν , correspondente a um caminho que compreende ν linhas que se fecha sobre si mesmo. Neste caso um ciclo é representado pelas linhas a vermelho na figura 3.11. Os ciclos têm vários comprimentos, sendo que os ciclos de menor comprimento são ciclos a evitar, pois degradam o desempenho do algoritmo de decodificação nos códigos LDPC. Assim, ao construir-se a matriz H , pode-se ter atenção relativamente ao tamanho do ciclo, mas a ausência total de um ciclo curto não é 100% garantida.

Tal como foi dito inicialmente, *Robert Gallager* inventou para além dos códigos LDPC um algoritmo de descodificação, o SPA (*Sum Product Algorithm*). Este algoritmo funciona como um algoritmo de passagem de mensagens entre nós. Assim, cada um dos nós é visto como um processador de mensagens recebidas dos seus vizinhos, aos quais são devolvidas mensagens actualizadas.

3.4 Receptor

Nas comunicações móveis o canal de transmissão é um dos problemas para que se possa obter uma transmissão confiável. Este problema resulta da mobilidade por parte do emissor, ou receptor, ou mesmo de ambos. Assim, o sinal transmitido pode sofrer vários efeitos, tais como o desvanecimento.

Para evitar o efeito anteriormente referido, os sistemas de comunicações móveis utilizam a detecção coerente, bem como a estimação das distorções, provocadas pelos desvanecimentos, para evitar degradações no desempenho.

A *figura 3.12* [16], ilustra a estrutura de um receptor, no qual entra um sinal amostrado e já sem prefixo cíclico, que por sua vez é convertido para o domínio da frequência, através da operação DFT (*Discrete Fourier Transform*).

Seguidamente, uma sequência de amostras irá entrar no bloco de Desmultiplexagem Espacial, que irá separar os fluxos transmitidos pelas múltiplas antenas. A separação realizada no bloco de Desmultiplexagem Espacial pode ser efectuada por vários métodos, que podem usar desde um equalizador MMSE [49] (*Minimum Mean Squared Error*), ou o equalizador MLSO (*Maximum Likelihood Soft Output*).

Depois do bloco de Desmultiplexagem Espacial, as sequências de símbolos desmultiplexadas em vez de estarem paralelamente entre si, passam a estar em série, para que seguidamente entrem e passem por um conjunto de operações realizadas num desmodulador (*Demodulator*), num desentrelaçador (*De-Interleaver*) e por fim num descodificador iterativo para códigos turbo ou LDPC (*Channel Decoder*).

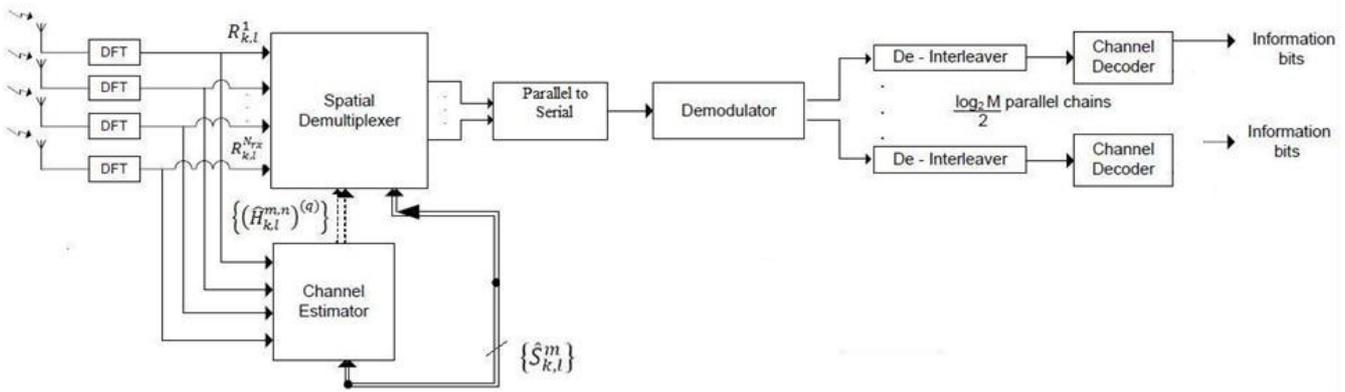


Figura 3.12- Esquema do Receptor

3.5 Desmodulação de Constelações e Descodificação turbo

Um desmodulador, pertencente a um receptor onde se aplicam descodificadores iterativos (turbo e LDPC), tem que calcular as razões de verosimilhança (*Log-likelihood ratio* - LLR) para os bits codificados, $\hat{\lambda}_{m,i}$, do descodificador turbo ou LDPC, sendo que as LLRs podem ser expressas por [40]:

$$\hat{\lambda}_{m,i} = \log \left(\frac{p(\hat{s}_{p,k} | d_{m,i}=1)}{p(\hat{s}_{p,k} | d_{m,i}=-1)} \right) \quad (14)$$

É de salientar que, sobre o símbolo recebido ($\hat{s}_{p,k}$) é mapeado um bit codificado ($d_{m,i}$).

Considerando que são utilizados dois componentes de códigos convolucionais, para que o algoritmo MAP (*Maximum A Posteriori*) possa ser utilizado o descodificador turbo requer as probabilidades de verosimilhança (*likelihood*), $p(\hat{s}|d)$, das transições de estado dos componentes dos códigos convolucionais, sendo que $d = \{d_1 \dots d_n\}$ é uma possível palavra da saída do codificador para um determinado estado e que $\hat{S} = \{\hat{S}_1 \dots \hat{S}_n\}$ representa os valores recebidos, associados aos símbolos modulados. Assim, as probabilidades de verosimilhança podem ser descritas por:

$$p(\hat{s}|d) = p(\hat{S}_1 \dots \hat{S}_n | d_1 \dots d_n) = \prod_{k=1}^n p(\hat{S}_k | d_1 \dots d_n \hat{S}_1 \dots \hat{S}_{k-1}) \quad (15)$$

Por sua vez, a probabilidade de verosimilhança dos bits de saída, mapeados na posição m^{th} dos símbolos transmitidos é dada por:

$$\begin{aligned} p(\hat{s}_k | d_k = B) &= \frac{1}{\text{Prob}(d_k = B)} \sum_{s_j \in \Upsilon_m(B)} p(\hat{s}_k, s_j) \\ &= \frac{1}{\text{Prob}(d_k = B)} \sum_{s_j \in \Upsilon_m(B)} p(\hat{s}_k | s_j) \text{Prob}(s_j). \end{aligned} \quad (16)$$

Sendo que $\Upsilon_m(B)$ corresponde ao conjunto de símbolos da constelação, cujo valor do bit, da posição m^{th} , é o valor B . Por sua vez, B pode ser assumir um valor do conjunto $\{-1, 1\}$.

Para um canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), a probabilidade de verosimilhança de cada símbolo é calculada por:

$$p(\hat{s}_k | s_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\hat{s}_k - s_j)^2}{2\sigma^2}} \quad (17)$$

Por σ^2 entende-se como a potência de ruído. Em canais com desvanecimentos multipercursos e utilizando um receptor do tipo RAKE com MRC (*Maximal Ratio Combining*) [50] esta mesma probabilidade pode ser descrita por:

$$p(\hat{s}_k | s_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2 \sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2}} \exp\left(-\frac{(\hat{s}_k - \sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2 s_j)^2}{2\sigma^2 \sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2}\right) \quad (18)$$

De salientar que L se trata das várias réplicas num canal com desvanecimento com multipercurso.

Capítulo 4

Resultados

Esta dissertação tem por objectivo o estudo de esquemas de emissão e recepção para redes de acesso rádio que se baseiam na modulação OFDM, que será combinada com a utilização de esquemas MIMO, modulações hierárquicas e códigos de canal de alto desempenho. Assim, para se poder realizar tal estudo, foi desenvolvido um simulador em MATLAB, que usa o método de Monte Carlo.

No âmbito do sistema utilizado como referência, o DVB-SH, dois tamanhos de blocos específicos são utilizados: 12 282 bits e 1 146 bits, sendo que o segundo tamanho de bloco diz respeito a conteúdos de sinalização. Devido ao excessivo período de simulação, e uma vez que não era muito relevante para a maioria das avaliações que se pretendiam efectuar, optou-se por recorrer a um tamanho de bloco mais reduzido que os 12 282 bits, tendo sido utilizados blocos de 6000 bits.

O simulador inicialmente estava preparado para a realização de simulações para as modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM, tendo sido introduzida uma nova modulação, a 8-PSK hierárquica, ou seja foi implementada a sua função de mapeamento de bits em sinais 8-PSK, bem como a função de desmapeamento. Para as simulações realizadas foram utilizados os valores de $k_1=0.4$, para 16-QAM; $k_1=k_2=0.4$, para 64-QAM; e $\theta_1=\theta_2=0.4$, para 8-PSK.

As simulações foram realizadas num ambiente de *Vehicular A* [51], com desvanecimento de Rayleigh, para os diferentes multipercursos. Foi considerada uma velocidade de 30 km/h em todos os casos, taxas de código de 2/9 e 2/3 (Turbo-códigos *versus* LDPC), bem como estimação de canal.

No Anexo A, são apresentados os gráficos BER *versus* E_s/N_0 para os mesmos dados descritos anteriormente.

A BLER (*Block Error Rate*) é a razão do número de blocos recebidos com pelo menos um bit errado, pelo número de blocos recebidos.

4.1 Modulação QPSK

A modulação QPSK tem a vantagem, relativamente a outras modulações de possuir uma maior robustez mas, em contrapartida, uma menor transmissão de informação. Devido à sua robustez, a modulação é utilizada para o envio de serviços básicos, utilizando dois bits por símbolo.

Analisando a *figura 4.1*, podemos verificar que a simulação realizada para o tamanho de bloco superior, ou seja, 6000 bits, para um valor razoável de BER (10^{-3}) possui um ganho de aproximadamente 0.8 dB comparativamente à curva do bloco de 1146 bits. Podemos assim concluir que, o bloco de 6000 bits por ter um tamanho superior apresenta melhores resultados, pois a codificação é maior, tornando-se mais resistente a erros.

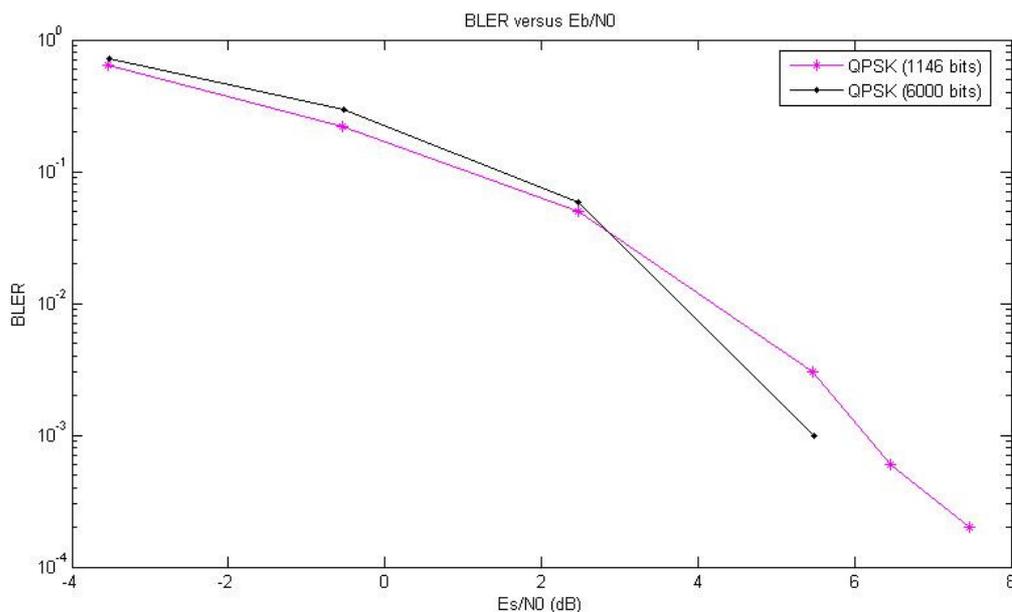


Figura 4.1 - Modulação QPSK: bloco de 1146 bits versus bloco de 6000 bits

Na *figura 4.2* são comparadas as curvas da modulação QPSK, para esquemas SISO e SIMO 1x2.

A diversidade tem como objectivo otimizar um sistema de antenas, procurando reduzir os efeitos do desvanecimento em multipercursos e interferências.

Observando a *figura 4.2*, podemos constatar que para um valor razoável de BLER, ou seja 10^{-3} , existe uma grande diferença entre os desempenhos das curvas.

Sendo que a curva do esquema SISO apresenta um declive mais acentuado, e um ganho de aproximadamente 5,3 dB em relação à curva SIMO 1x2.

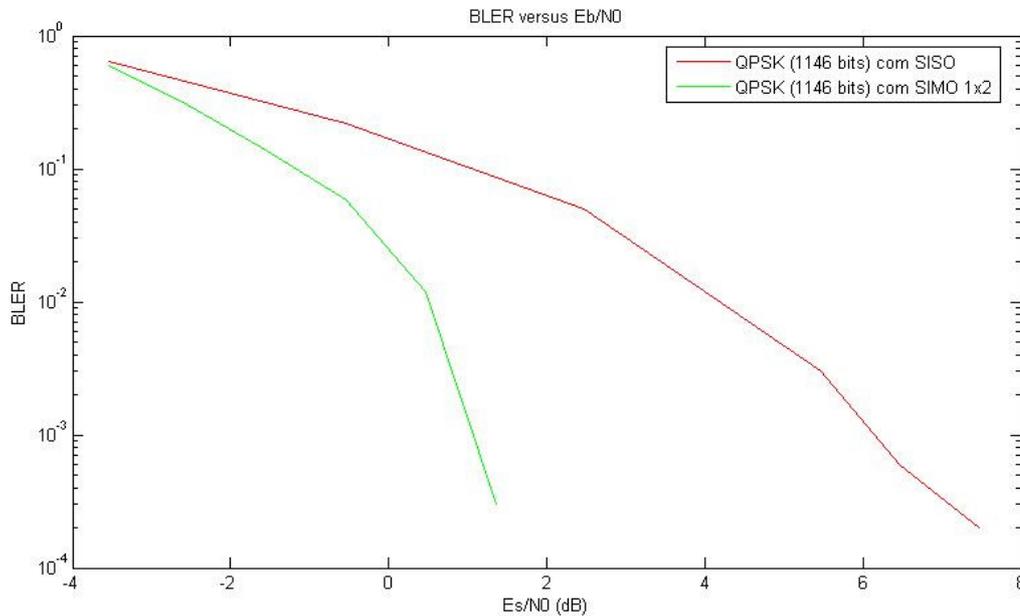


Figura 4.2 - Modulação QPSK (1146 bits): SISO versus SIMO 1x2

Seguidamente, temos um gráfico onde se compara as curvas QPSK para os esquemas SISO e MIMO 2x2.

Num esquema MIMO, os sinais são enviados por múltiplas antenas e são combinados para aumentar a taxa de transmissão de dados, no entanto, é importante que as antenas em ambos os lados estejam dispostas a uma distância mínima, de modo a se obter uma descorrelação adequada.

Assim, analisando a *figura 4.3*, podemos constatar que as curvas apresentam um desempenho semelhante, mas com o decorrer do tempo, a curva correspondente ao MIMO 2x2 tende a apresentar um ganho em relação à curva SISO.

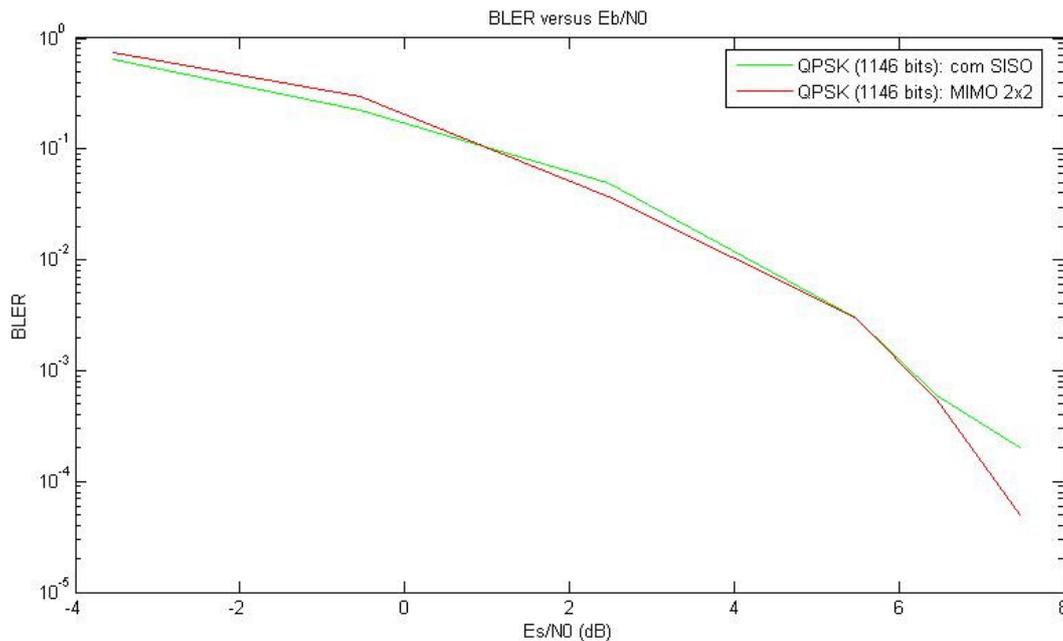


Figura 4.3 - Modulação QPSK (1146 bits): SISO versus MIMO 2x2

Na *figura 4.4* é feita a comparação entre os códigos correctores, turbo-códigos e LDPC para uma taxa de código de $2/3$.

Estes códigos partilham o facto de usarem ambos métodos de decodificação iterativa.

Observando a *figura 4.4*, podemos verificar que inicialmente o desempenho das duas curvas é semelhante, mas com o passar do tempo, a curva começa a descer mais rapidamente. Para efeitos comparativos, para uma taxa de BLER de 10^{-2} , a curva dos turbo-códigos para a modulação QPSK apresenta um ganho de aproximadamente 1 dB.

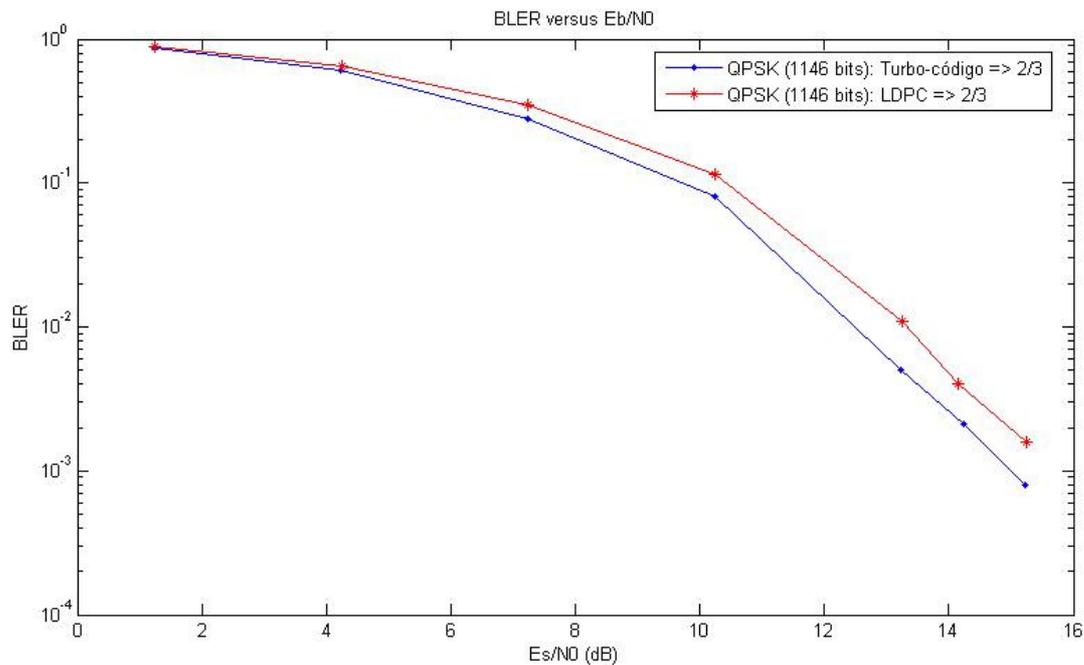


Figura 4.4 - Modulação QPSK (1146 bits): turbo-códigos *versus* LDPC (taxa de código: 2/3)

4.2 Modulação 16-QAM

No caso da modulação 16-QAM um símbolo é representado por 4 bits, havendo um acréscimo de 2 bits, relativamente à modulação QPSK. A utilização de modulações com mais níveis torna o sistema de transmissão mais eficiente, havendo uma maior transmissão de informação, mas uma menor robustez.

Tal como foi dito na secção 3.1.1, a modulação 16-QAM é composta por dois níveis de protecção, os *strong blocks* e os *weak blocks*. Os *strong blocks* representam as sequências de alta prioridade, e como tal possuem uma alta protecção de erros. Por sua vez, os *weak blocks* representam as sequências com baixa prioridade, e como tal possuem uma menor protecção contra erros. Os *strong blocks* são responsáveis pelo fornecimento de serviços básicos aos utilizadores, enquanto os *weak blocks* fornecem serviços adicionais que melhoram os serviços básicos.

Passando agora à análise da *figura 4.5*, podemos verificar que neste caso, independentemente do tamanho de bloco utilizado, os desempenhos das curvas são

semelhantes, no entanto, sendo de salientar que para ambos os tamanhos nota-se uma diferença entre os níveis de protecção de erros, pois o nível de protecção de erros menos elevado apresenta uma menor protecção de erro comparativamente ao nível mais alto.

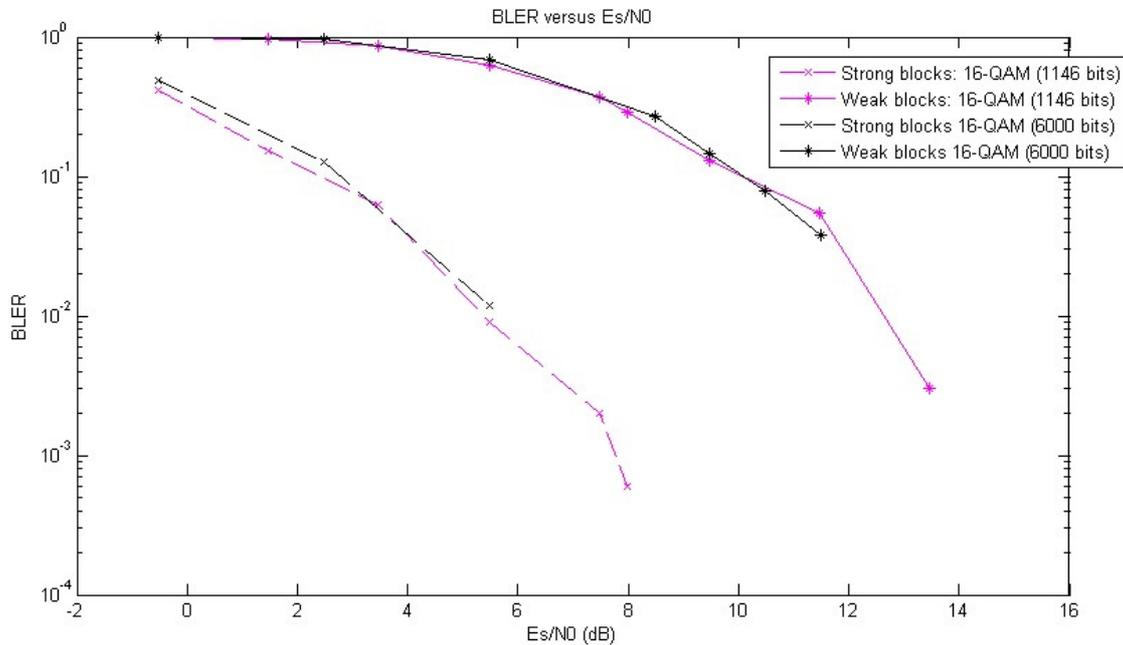


Figura 4.5 - Modulação 16-QAM: blocos de 1146 bits versus blocos 6000 bits

Na *figura 4.6* estão representadas as curvas da modulação 16-QAM, para os esquemas SISO e SIMO 1x2.

Analisando a *figura 4.6*, podemos constatar que os *strong blocks* possuem uma maior protecção de erros, pois conseguem atingir valores mais baixos de BLER em comparação com *weak blocks*, isto deve-se à sensibilidade a interferências a que os *weak blocks* estão sujeitos, podendo assim limitar a sua recepção.

Comparando as curvas dos *strong blocks*, podemos verificar que com a utilização de um esquema SIMO 1x2 a curva tem um declive mais acentuado, tendo um ganho de cerca de 5,3 dB para um valor aceitável de BLER (10^{-3}).

Relativamente às curvas dos *weak blocks*, devido à sensibilidade a interferências e ao ruído, os valores de BLER inicialmente são mais elevados.

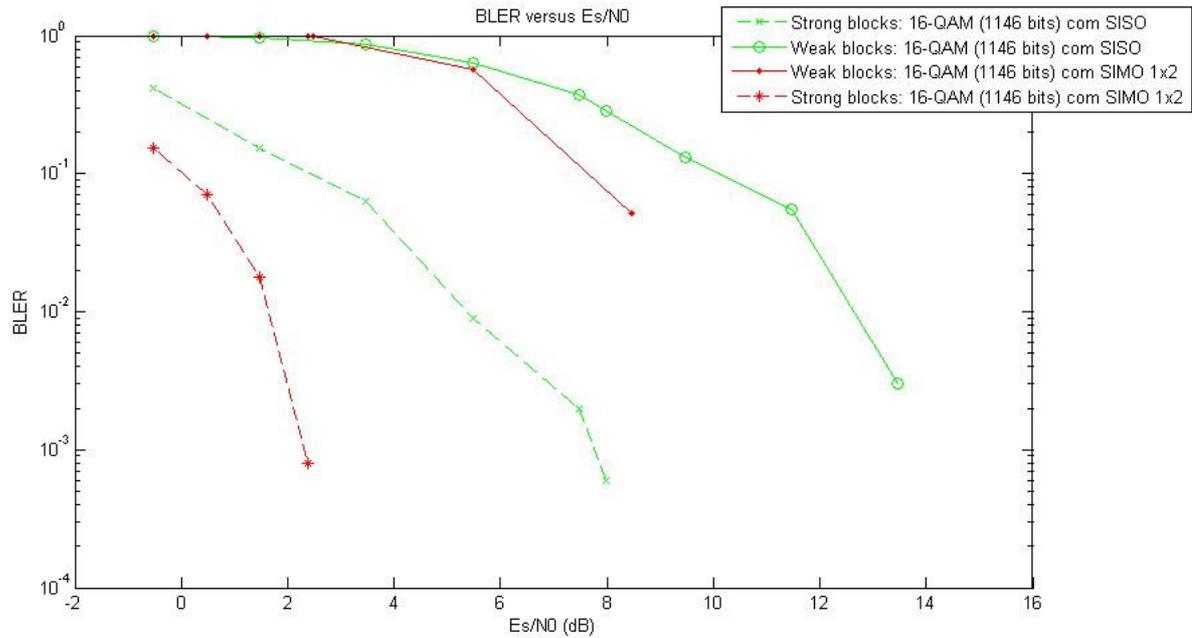


Figura 4.6 - Modulação 16-QAM (1146 bits): SISO versus SIMO 1x2

Na figura 4.7 é feita a comparação entre a utilização de esquemas SISO e MIMO 2x2.

Com a utilização da técnica MIMO pretende-se aumentar a taxa de transmissão de dados, mas em contrapartida, a interferência entre as antenas pode prejudicar o desempenho do sistema.

Para as curvas dos *strong blocks*, podemos verificar que o desempenho dos dois esquemas é muito semelhante, havendo um ligeiro ganho para o esquema SISO.

Quanto às curvas dos *weak blocks*, a diferença entre as duas curvas é mais acentuada, sendo que o esquema MIMO 2x2 apresenta um pior resultado, havendo uma perda de 3,5 dB para um valor de BLER de 8×10^{-2} , tal facto pode dever-se às interferências entre as antenas e a uma estimação de canal imperfeita.

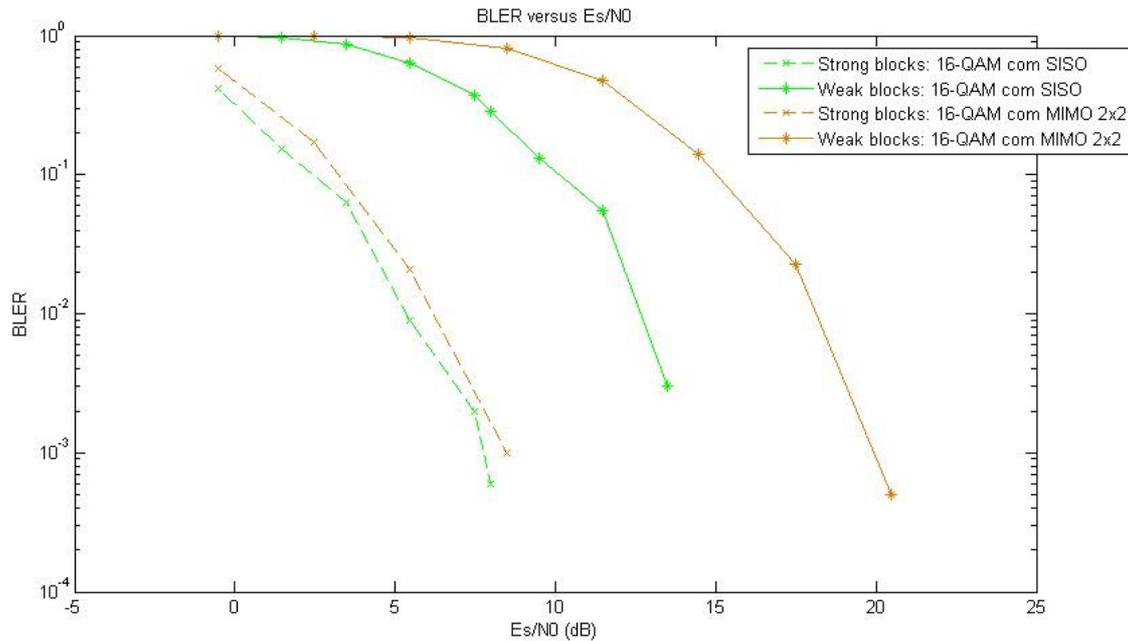


Figura 4.7 - Modulação 16-QAM (1146 bits): SISO versus MIMO 2x2

Relativamente à *figura 4.8*, esta compara os dois tipos de códigos correctores, para a modulação 16-QAM com a utilização de uma taxa de código de $2/3$.

Podemos constatar que as curvas dos *strong blocks* possuem um desempenho semelhante, no entanto com o passar do tempo podemos constatar que a curva dos turbo-códigos tem um declive ligeiramente mais acentuado que a curva dos LDPC.

Para efeitos comparativos, considera-se uma taxa de BLER de 10^{-2} , observa-se que os turbo-códigos apresentam um ligeiro ganho (aproximadamente 1dB) em relação ao desempenho dos LDPC.

No caso das curvas dos *weak blocks*, devido à sua baixa protecção contra erros, os valores de BLER iniciais são superiores aos atingidos pelas curvas dos *strong blocks*, com o decorrer do tempo a curva dos turbo-códigos tende a “cair” mais rapidamente que a curva dos LDPC.

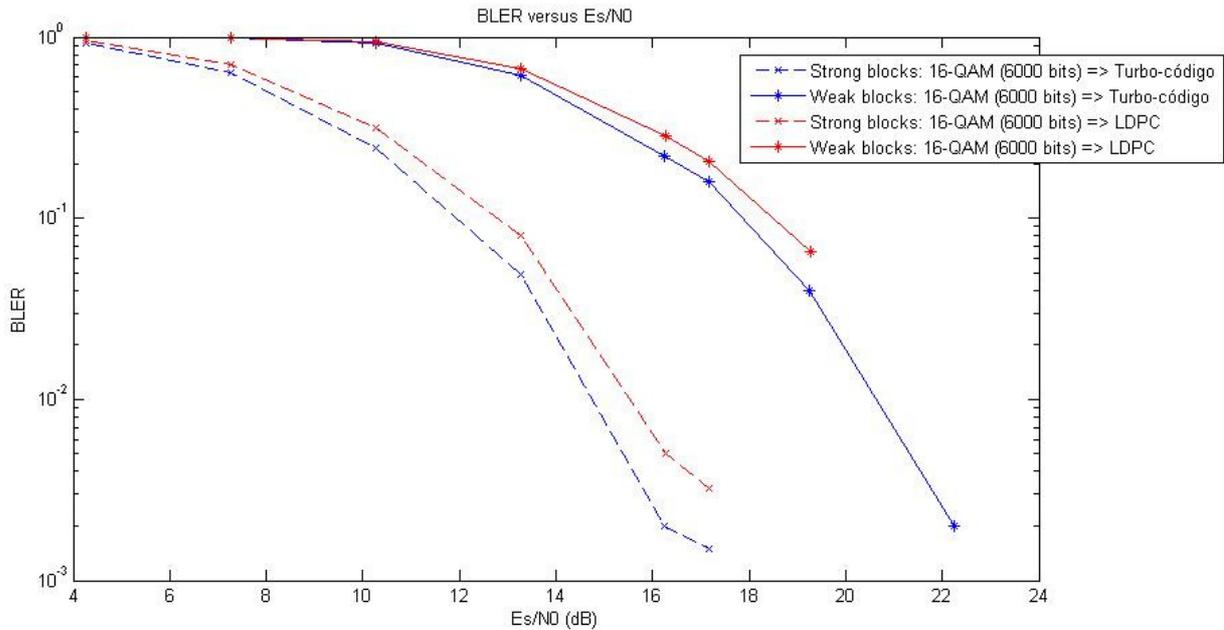


Figura 4.8 - Modulação 16-QAM (6000 bits): turbo-códigos versus LDPC (taxa de código: 2/3)

4.3 Modulação 64-QAM

Na modulação 64-QAM são necessários 6 bits para a representação de um símbolo 64-QAM, ou seja, existe um acréscimo de 2 bits em relação à modulação 16-QAM. Este aumento de bits permite um aumento da taxa de transmissão de informação, no entanto perde-se robustez.

Com o aumento do número M , ou seja, o número de símbolos da constelação, os símbolos tornam-se mais próximos, o que faz aumentar a probabilidade de erro de bloco.

A modulação 64-QAM apresenta três níveis para protecção de erros, ou seja, os *strong blocks*, os *medium blocks* e os *weak blocks*. Tal como acontece na modulação 16-QAM, os *strong blocks* são as sequências de alta prioridade e consequentemente com maior protecção de erros e os *weak blocks* correspondem às sequências de baixa prioridade, ou seja possuem uma menor protecção de erros. Os *medium blocks* correspondem a um nível intermédio, e como tal possuem uma prioridade/protecção intermédia.

Relativamente à *figura 4.9* podemos verificar que, com o aumento do número de bits por bloco, o desempenho do esquema melhora, isto devido ao facto de haver mais bits e a codificação se tornar melhor, havendo uma maior resistência a erros.

Assim, para as curvas dos *strong blocks*, podemos constatar que para um valor muito próximo do razoável para BLER (10^{-3}), a curva dos blocos de 6000 bits apresenta um ganho de aproximadamente 1,3 dB.

No caso dos *medium blocks*, a situação volta-se a repetir, ou seja, a curva dos 6000 bits apresenta melhores resultados apresentando para um valor de BLER de 10^{-2} um ganho de cerca de 1 dB.

Por último temos as curvas dos *weak blocks*, que apresentam valores mais altos para a taxa de erros por bloco, devendo-se isso à sua sensibilidade a interferências. Assim, observando a *figura 4.9*, podemos verificar que as curvas apresentam um comportamento semelhante.

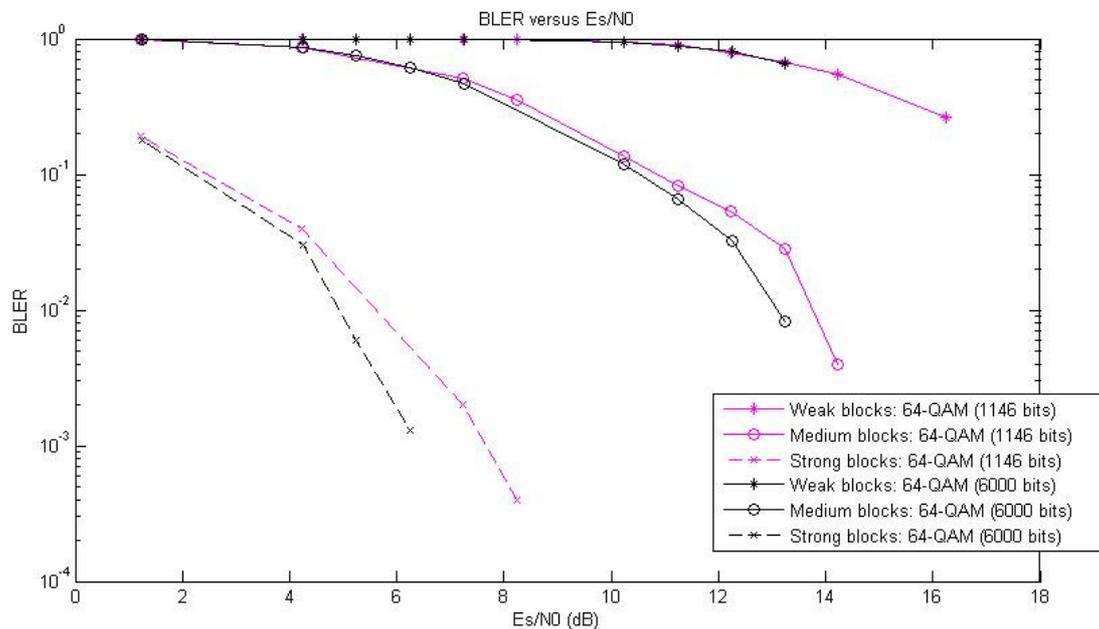


Figura 4.9 - Modulação 64-QAM: blocos de 1146 bits versus blocos de 6000 bits

Na *figura 4.10* encontram-se as curvas correspondentes à modulação 64-QAM com a utilização de esquemas SISO e SIMO 1x2.

A partir da *figura 4.10* podemos verificar que a curva dos *strong blocks* para o esquema SIMO 1x2 apresenta um ganho de aproximadamente de 4,17 dB para um valor razoável de BLER (10^{-3}).

Relativamente aos *medium blocks* podemos constatar que o esquema SIMO 1x2 tem um melhor desempenho, pois a sua curva apresenta um declive mais acentuado, em termos comparativos para uma taxa de BLER de 10^{-2} a utilização deste esquema torna-se novamente vantajosa, havendo um ganho de cerca de 4,25 dB.

Devido à sensibilidade a interferências consegue-se constatar que para os *weak blocks* o desempenho dos esquemas é pior, em termos comparativos, para uma taxa de 9×10^{-1} , a curva do esquema SIMO 1x2 possui um ganho de aproximadamente 3,8 dB.

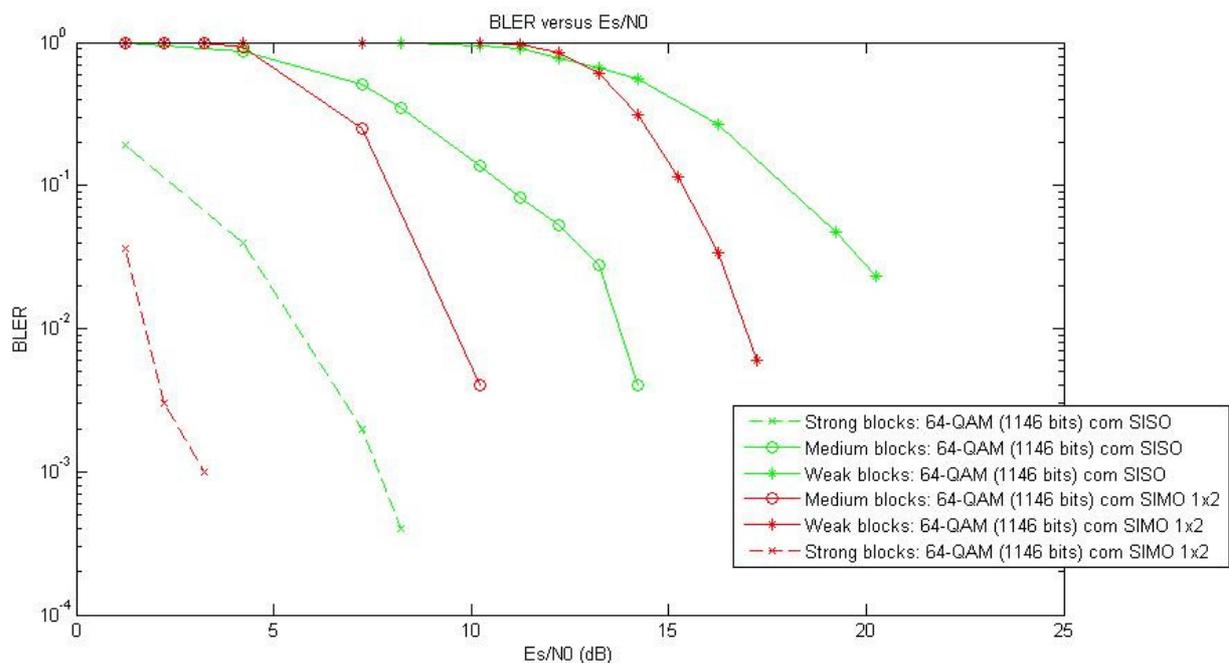


Figura 4.10 - Modulação 64-QAM (1146 bits): SISO versus SIMO 1x2

Na *figura 4.11* estão representadas as curvas da modulação 64-QAM com a utilização de esquemas SISO e com MIMO 2x2.

Pela análise da *figura 4.11* podemos verificar que para a curva dos *strong blocks* que o desempenho de ambos os esquemas é semelhante.

Relativamente às curvas dos *medium blocks*, podemos verificar que estas são mais sensíveis a interferências. Para efeitos comparativos, para um valor de BLER de 7×10^{-2} a curva correspondente ao esquema SISO tem um ganho de aproximadamente 7 dB.

Por último temos as curvas dos *weak blocks* que inicialmente apresentam comportamentos semelhantes, possuindo uma alta taxa de BLER, devido à baixa prioridade e protecção que possuem e também devido também à sensibilidade a interferências, que limita a recepção dos blocos. Para efeitos comparativos, para um valor de BLER, de aproximadamente 7×10^{-0} , o esquema MIMO 2x2 apresenta um ganho de sensivelmente 2,05 dB.

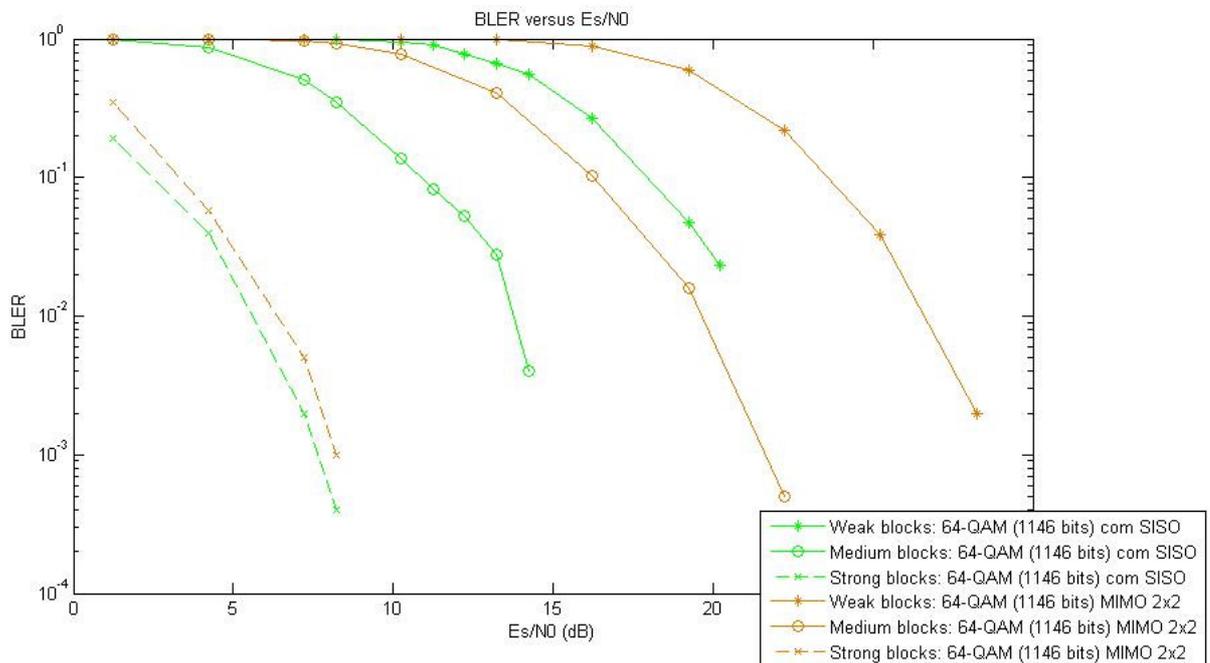


Figura 4.11 - Modulação 64-QAM (1146 bits): SISO versus MIMO 2x2

Na *figura 4.12*, estão representados os desempenhos dos códigos correctores: turbo-códigos e LDPC para uma taxa de código de 2/3.

Analisando as curvas de ambos os códigos correctores, podemos verificar que para os *strong blocks* a diferença entre o desempenho de ambos os códigos é muito pequena, havendo uma ligeira supremacia dos turbo-códigos.

Passando agora para a curva dos *medium blocks*, devido ao facto de o nível de protecção de erros ser inferior, em relação ao nível dos *strong blocks*, verifica-se que a taxa de BLER atinge valores mais altos. Podemos verificar que para estas curvas o desempenho dos LDPC é superior, havendo um declive mais rápido, possuindo um ganho de cerca de 6 dB para uma taxa de próxima de 10^{-2} .

No caso das curvas *weak blocks*, como o seu nível de protecção de erros é baixo, isso reflecte-se na taxa de BLER, que neste caso apresenta um valor muito elevado, sendo que o LDPC apresenta um melhor desempenho.

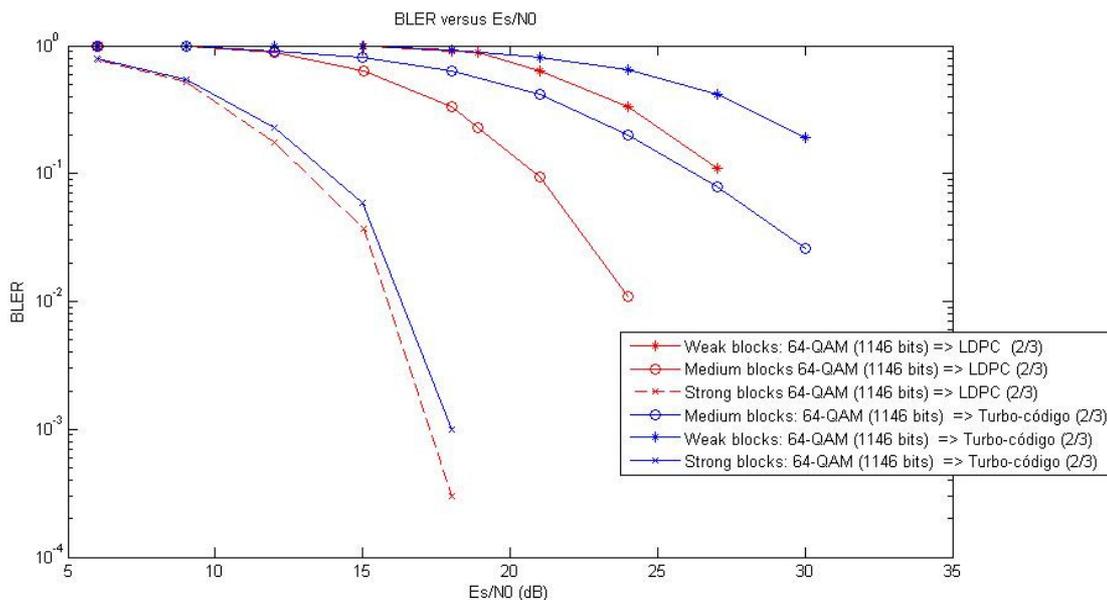


Figura 4.12 - Modulação 64-QAM (1146 bits): turbo-códigos versus LDPC (taxa de código: 2/3)

4.4 Modulação 8-PSK

Passando agora para a modulação 8-PSK, para representar um símbolo desta modulação, são necessários 3 bits.

Tal como a modulação 64-QAM, possui três níveis de protecção de erros, ou seja, os *strong blocks*, os *medium blocks*, e os *weak blocks*.

Os *strong blocks* são considerados novamente como o nível com maior protecção, os *medium blocks* são considerados como o nível com uma protecção intermédia e por último temos os *weak blocks* que são considerados como o nível com menor protecção de erros, e por conseguinte possuem uma maior sensibilidade a interferência, aumentando a taxa de BLER.

Na *figura 4.13* são comparadas as curvas para os três níveis de protecção de erros, da modulação 8-PSK, para os dois tipos de blocos.

Fazendo uma retrospectiva das comparações de tamanho de blocos das modulações anteriores, é de salientar que a modulação 8-PSK apresenta melhores resultados.

Relativamente às curvas dos *strong blocks*, para um valor aproximado de 10^{-3} , a curva dos 6000 bits apresenta um ganho de cerca de 1,2 dB.

Passando agora para as curvas dos *medium blocks*, a curva dos 6000 bits apresenta novamente um ganho significativo, de cerca de 6 dB.

Por último, temos as curvas dos *weak blocks*, e para além dos blocos de 6000 bits voltarem a apresentar melhores resultados, visualizando a figura, podemos ver que esta tem um declive mais acentuado, caindo mais rapidamente, que a mesma curva mas para o tamanho de 1146 bits. Para efeitos comparativos, para uma taxa de 10^{-1} , a diferença entre as curvas é de aproximadamente 4,9 dB.

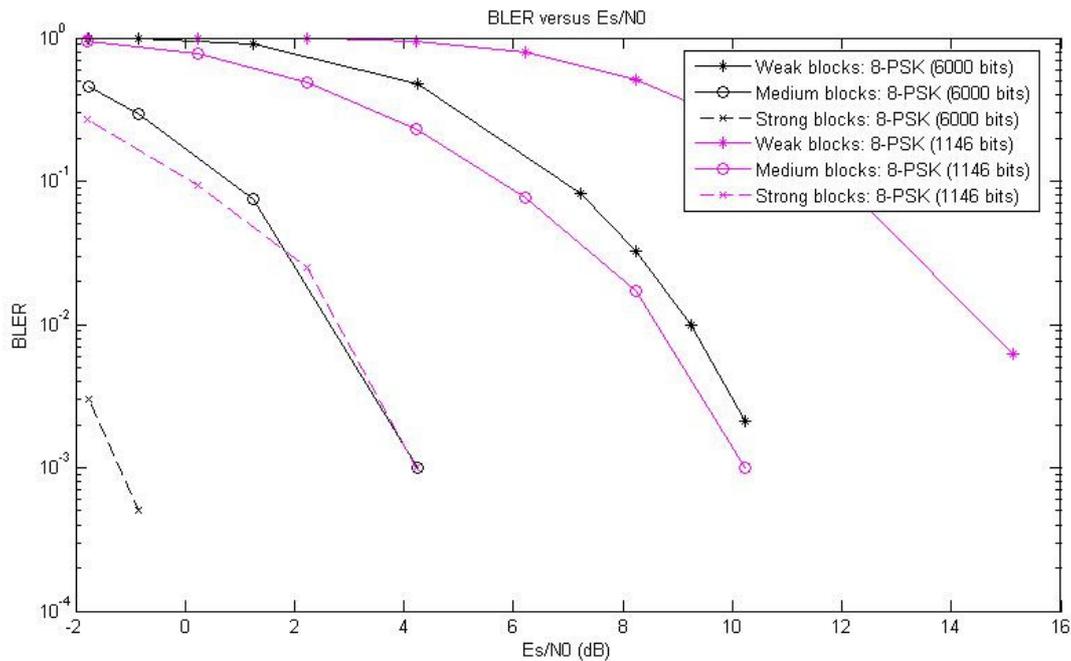


Figura 4.13 - Modulação 8-PSK: blocos de 1146 bits versus blocos de 6000 bits

Passando agora para a *figura 4.14*, esta figura representa a comparação das curvas da modulação 8-PSK para esquemas SISO e SIMO 1x2.

Relativamente aos *strong blocks*, podemos verificar que a curva do esquema SIMO 1x2, para um valor razoável de BLER (10^{-3}), tem um ganho de aproximadamente 4,3 dB em relação à curva dos *strong blocks* do esquema SISO.

Na *figura 4.14*, podemos verificar que a curva dos *medium blocks* do esquema SIMO 1x2 apresenta um melhor desempenho, pois a sua curva apresenta um declive inicial mais acentuado do que o da curva dos *medium blocks* do esquema SISO.

Por último, temos as curvas dos *weak blocks*, e tal como foi dito inicialmente, estes blocos estão sujeitos a interferências e ao ruído, o que prejudica o seu desempenho, no entanto, a curva com esquema SIMO 1x2 consegue ter um ganho de cerca de 2,2 dB, para uma taxa de BLER de 10^{-1} .

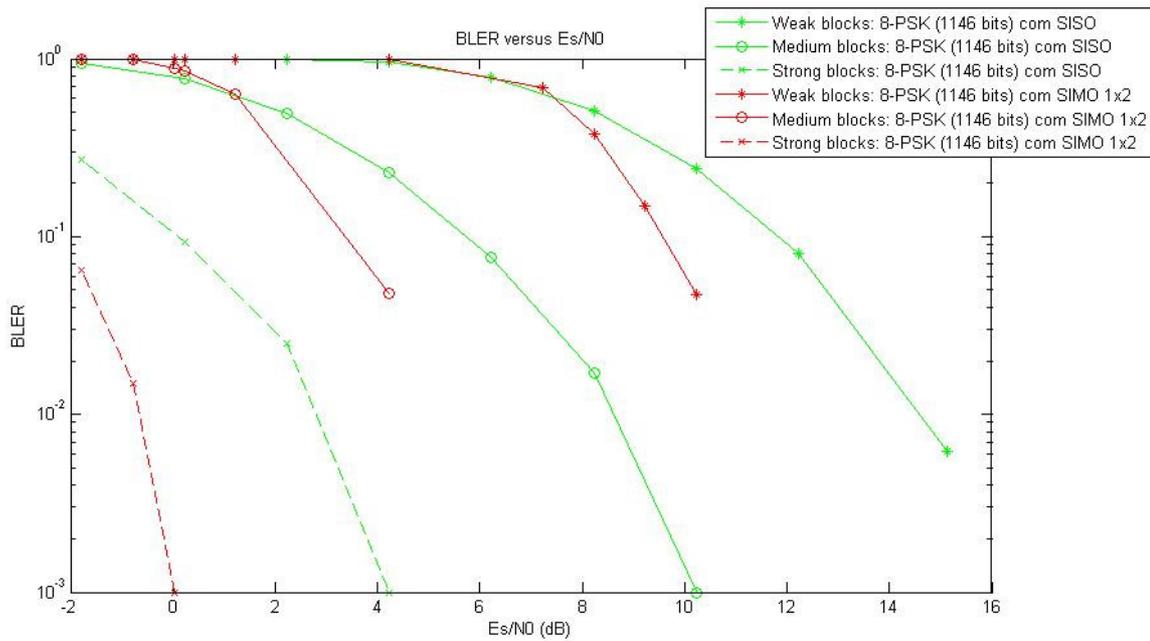


Figura 4.14 - Modulação 8-PSK (1146 bits): SISO versus SIMO 1x2

Na *figura 4.15*, podemos constatar que para a curva dos *strong blocks*, o desempenho dos esquemas é muito semelhante, excepto quando é atingido o valor razoável de BLER, pois existe um ligeiro ganho de potência para o esquema SISO.

Relativamente às curvas *medium blocks*, estas curvas apresentam um nível de protecção contra erros mais baixo, quando comparado com o nível dos *strong blocks*. Observando a *figura*, as curvas dos *medium blocks* inicialmente apresentam valores de BLER de 10^0 , ou seja 1%.

Por último, temos as curvas dos *weak blocks*, e tal como acontece com os *medium blocks*, a diferença entre o desempenho das curvas é significativo, sendo que o esquema SISO volta a apresentar melhores resultados. Estes blocos são mais sensíveis a interferências e ao ruído, e como tal o seu desempenho é inferior quando comparado com os *strong blocks* e os *medium blocks*. Para efeitos comparativos, para uma taxa de 3×10^{-1} , o esquema SISO apresenta um ganho de aproximadamente 4dB.

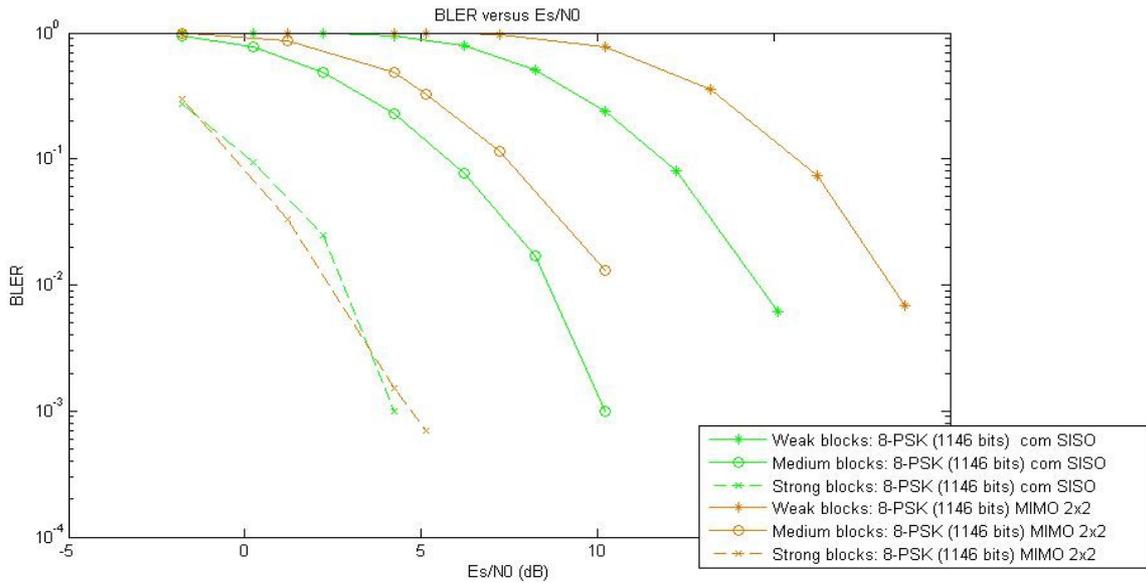


Figura 4.15 - Modulação 8-PSK (1146 bits): SISO versus MIMO 2x2

Passando agora para a *figura 4.16*, esta representa o desempenho dos códigos correctores na modulação 8-PSK.

Analisando esta figura, podemos observar que o desempenho das curvas dos *strong blocks* é semelhante para os dois códigos correctores.

No caso dos *medium blocks* e *weak blocks* aparentemente as curvas do código LDPC têm um declive ligeiramente maior. No entanto, podemos dizer que o desempenho continua a ser semelhante.

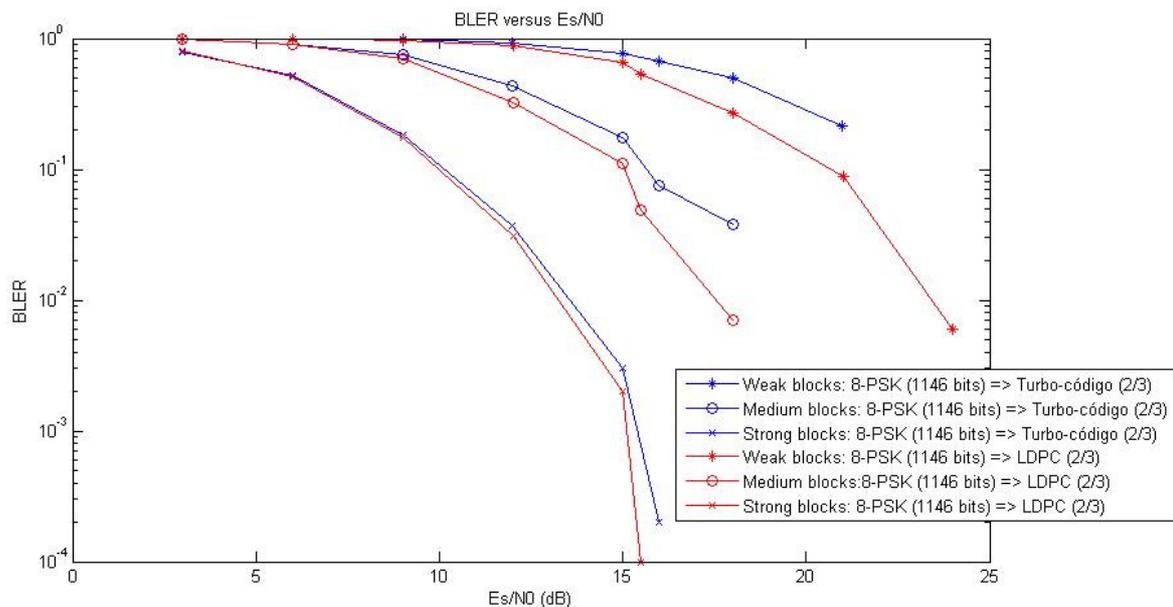


Figura 4.16 - Modulação 8-PSK (1146 bits): turbo-códigos versus LDPC (taxa de código: 2/3)

Capítulo 5

5.1 Conclusões

Tal como foi dito anteriormente, esta dissertação tinha como objectivo o estudo de técnicas eficientes para a transmissão por difusão através de satélite, através de simulações de Monte Carlo, sendo que para o desenvolvimento desta dissertação foi utilizado, como referência, o sistema DVB-SH.

Das várias técnicas estudadas, podemos salientar a utilização de constelações hierárquicas para a transmissão mais eficiente da informação, bem como a utilização de técnicas MIMO que aproveitam o facto de existirem múltiplos satélites, tirando também partido da utilização de polarizações ortogonais.

Neste estudo foram comparadas, para cada um dos tipos de modulações, qual o efeito da utilização diversidade, técnicas MIMO e qual dos códigos correctores apresenta um melhor desempenho.

Numa perspectiva muito geral, verificou-se que a utilização de um tamanho de bloco superior apresenta melhores resultados, pelo facto de haver mais bits para codificar, aumentando a resistência a erros. Este facto verificou-se essencialmente nos níveis mais protegidos das constelações.

A técnica de diversidade tem como objectivo melhorar a grau de confiança de um sinal, procurando reduzir os efeitos de desvanecimento nos multipercursos. A partir deste estudo, chegou-se à conclusão que com a utilização desta técnica são atingidos melhores resultados.

Passando agora para as técnicas MIMO, estas técnicas têm como objectivo o aumento da taxa de transmissão de dados, sendo que neste estudo foi utilizado um esquema 2x2. Podemos constatar que para a transmissão de serviços básicos esta técnica é vantajosa. No entanto, para a transmissão de serviços adicionais, a técnica demonstra não ser tão vantajosa, devido à interferência entre as diferentes antenas e pelo facto de os níveis de protecção de erros menos elevados serem mais sensíveis a interferência e ruído.

Relativamente aos códigos correctores, estes têm o objectivo de ajudar a reduzir os erros no sinal corrompido pelo ruído. Assim, nesta dissertação foram comparados os desempenhos dos turbo-códigos e dos LDPC.

Pode-se concluir que para os quatro tipos de modulações, ambos os códigos correctores são boas opções de escolha.

Em termos gerais, podemos afirmar que a modulação QPSK demonstra ser a modulação mais robusta, mas em termos de taxa de transmissão de dados esta modulação apresenta um valor mais baixo. Assim, podemos constatar que a constelação 8-HPSK combinada com as várias técnicas, demonstra ser uma constelação atractiva para a transmissão *broadcast* por satélite.

5.2 Trabalho Futuro

Como possível trabalho futuro, e dando continuidade ao que foi realizado nesta dissertação, visto que o estudo realizado foi especificamente para a modulação 8-HPSK, propõe-se o alargamento do estudo para qualquer constelação M-HPSK.

Como segunda proposta para trabalho futuro, tem-se em vista o estudo de SC (*Single Carrier*) para prefixo cíclico, pois combinado com modulações M-HPSK possui características apropriadas para comunicações por satélites.

Anexo A

A.1 Modulação QPSK

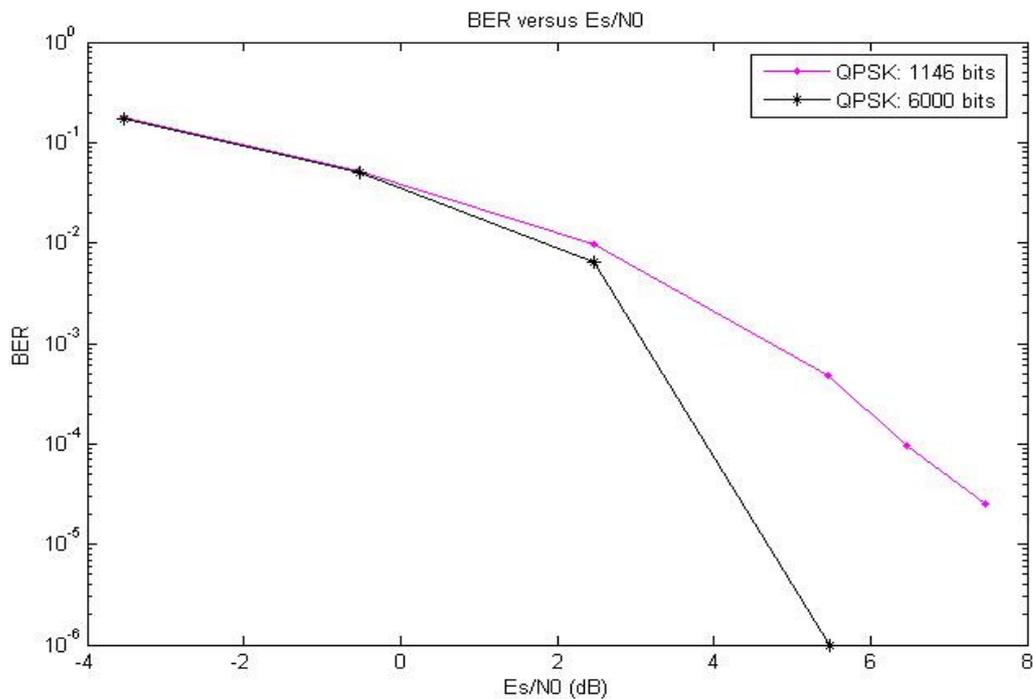


Figura A.1 - Modulação QPSK: 1146 bits *versus* 6000 bits

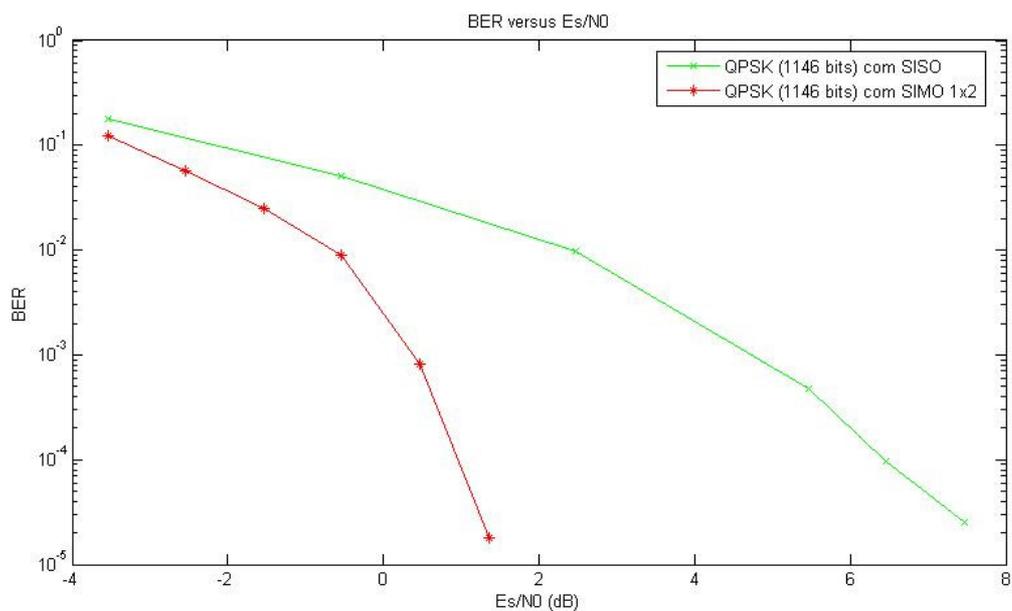


Figura A.2 - Modulação QPSK (1146 bits): com SISO *versus* com SIMO 1x2

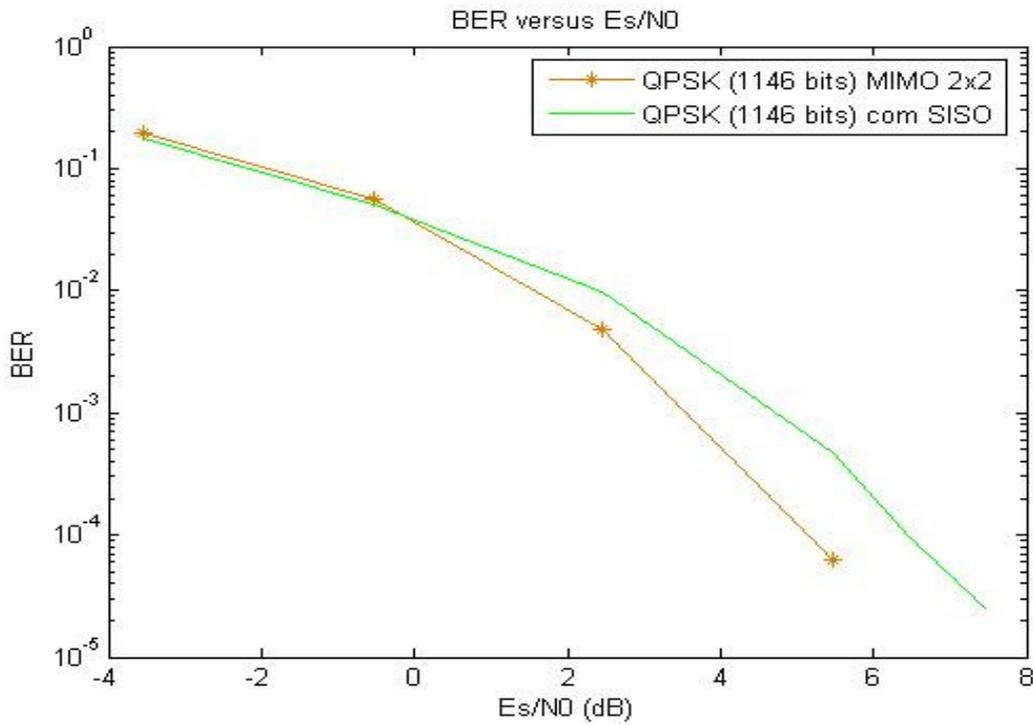


Figura A.3 - Modulação QPSK (1146 bits): SISO versus MIMO 2x2

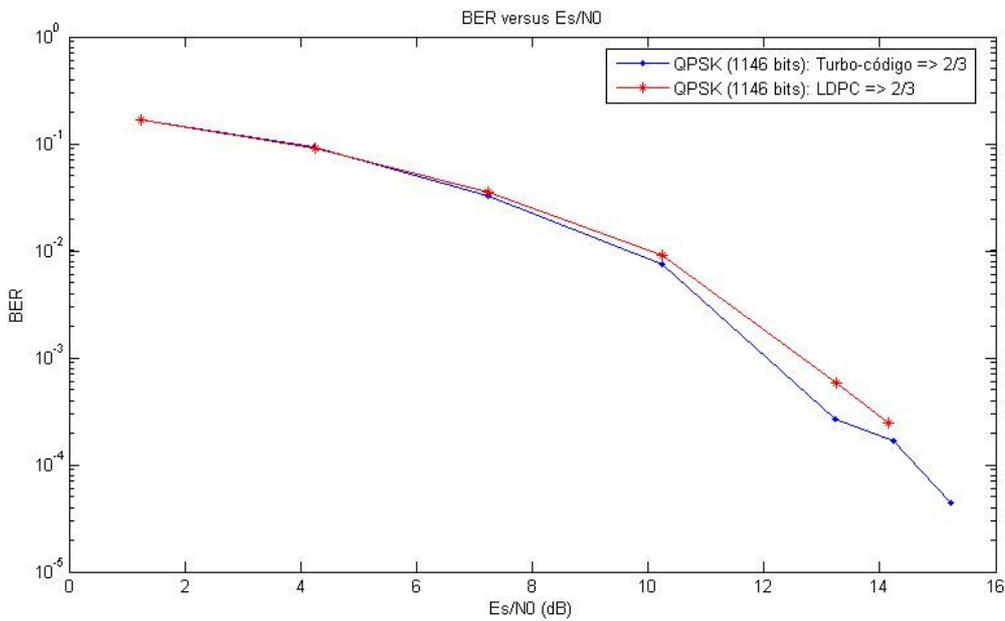


Figura A.4 - Modulação QPSK (1146 bits): turbo-códigos versus LDPC (taxa de código: 2/3)

A.2 Modulação 16-QAM

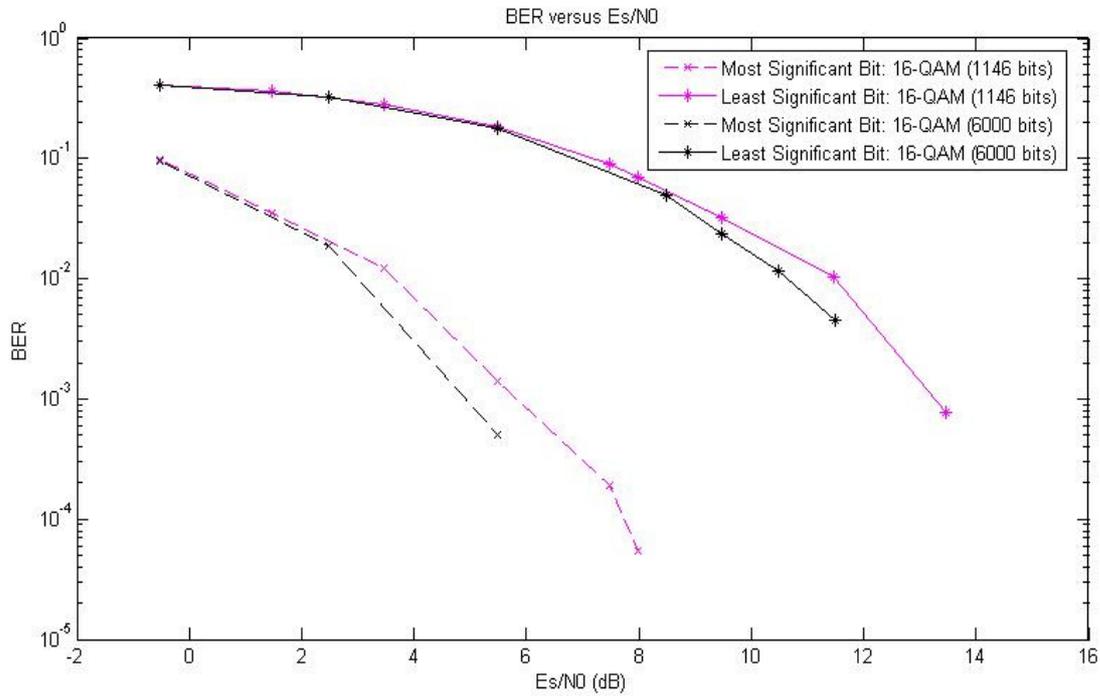


Figura A.5 - Modulação 16-QAM: 1146 bits versus 6000 bits

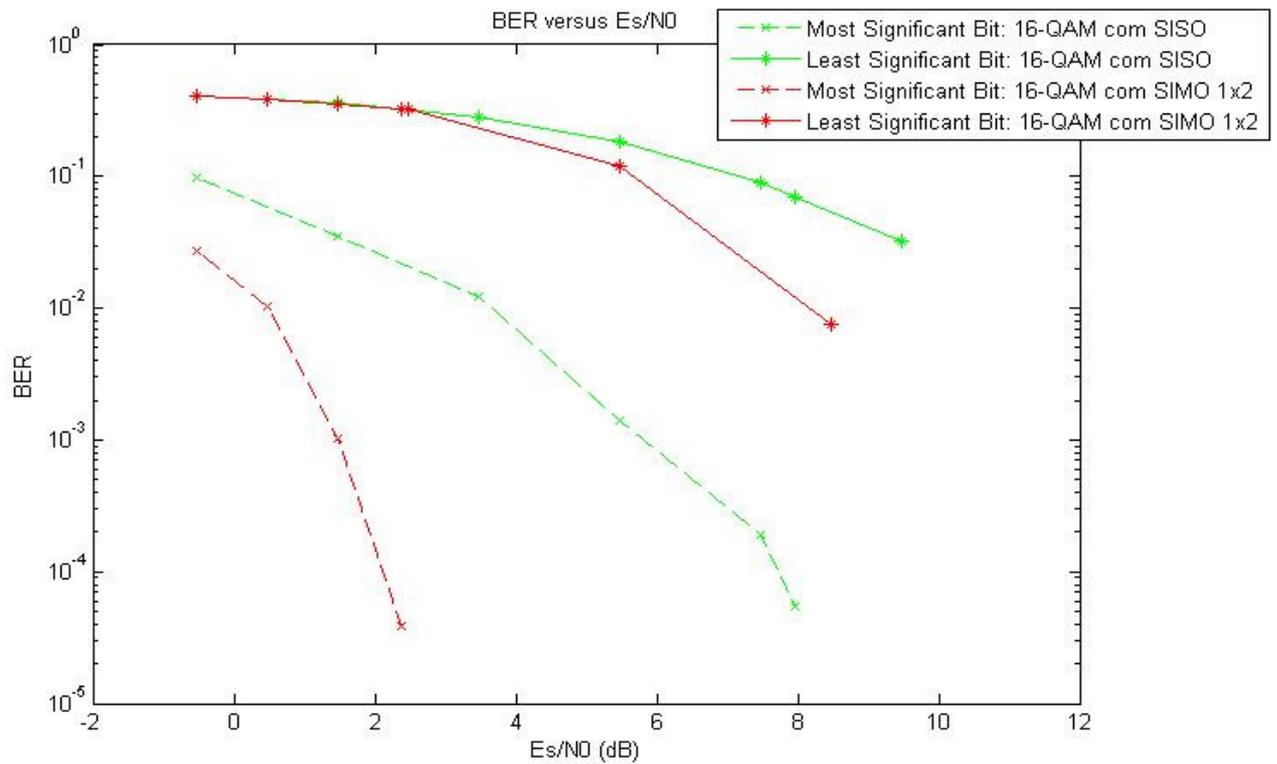


Figura A.6 - Modulação 16-QAM (1146 bits): SISO versus SIMO 1x2

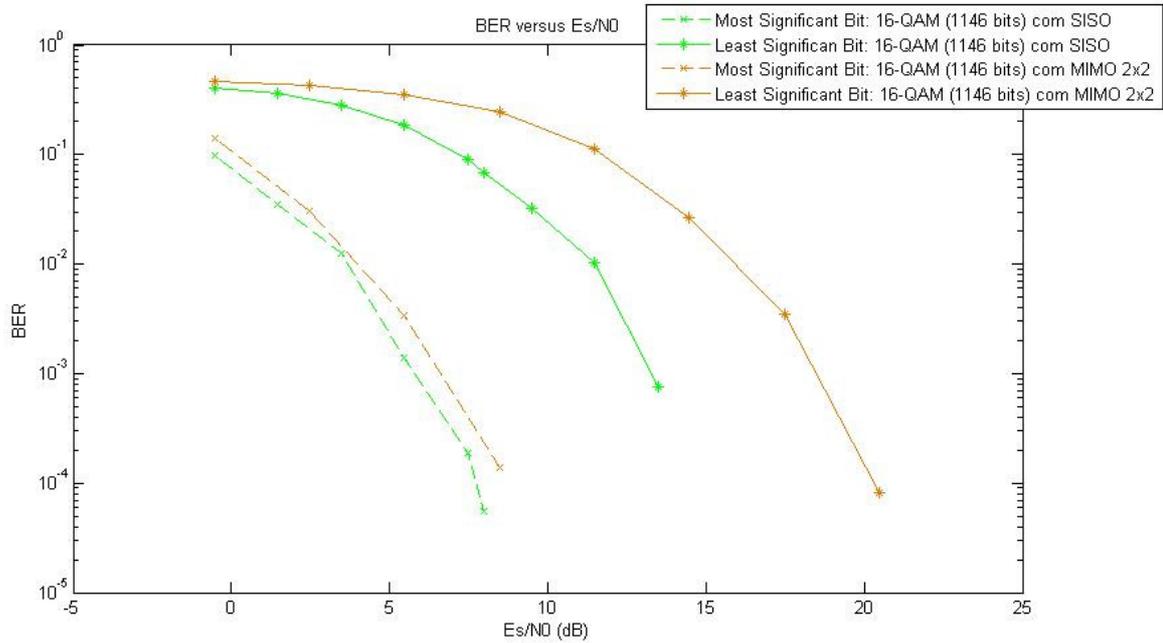


Figura A.7 - Modulação 16-QAM (1146 bits): SISO versus MIMO 2x2

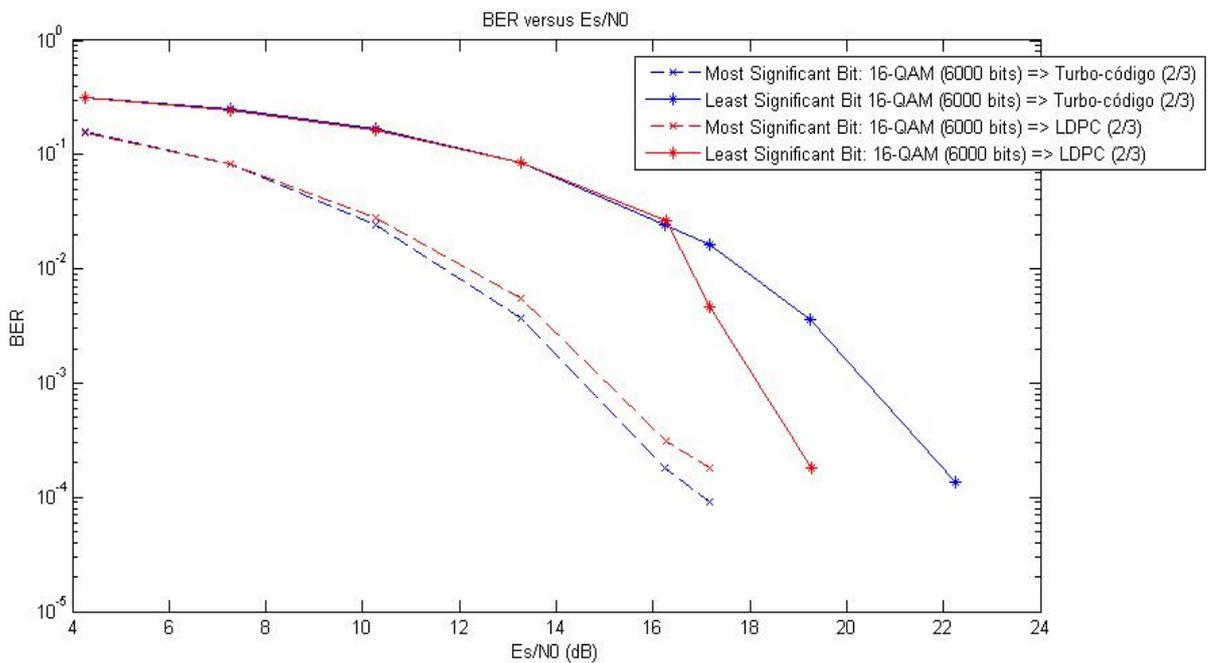


Figura A.8 - Modulação 16-QAM (1146 bits): turbo-códigos versus LDPC (taxa de código: 2/3)

A.3 Modulação 64-QAM

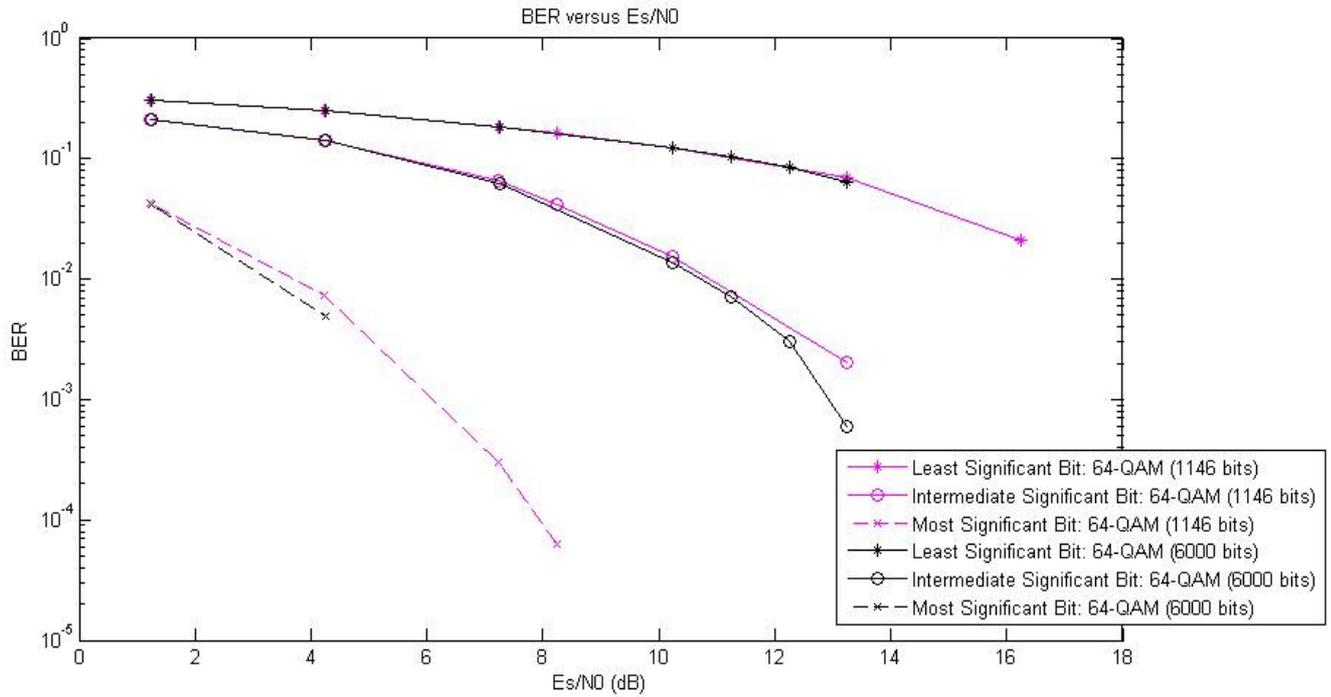


Figura A.9 - Modulação 64-QAM: 1146 bits versus 6000 bits

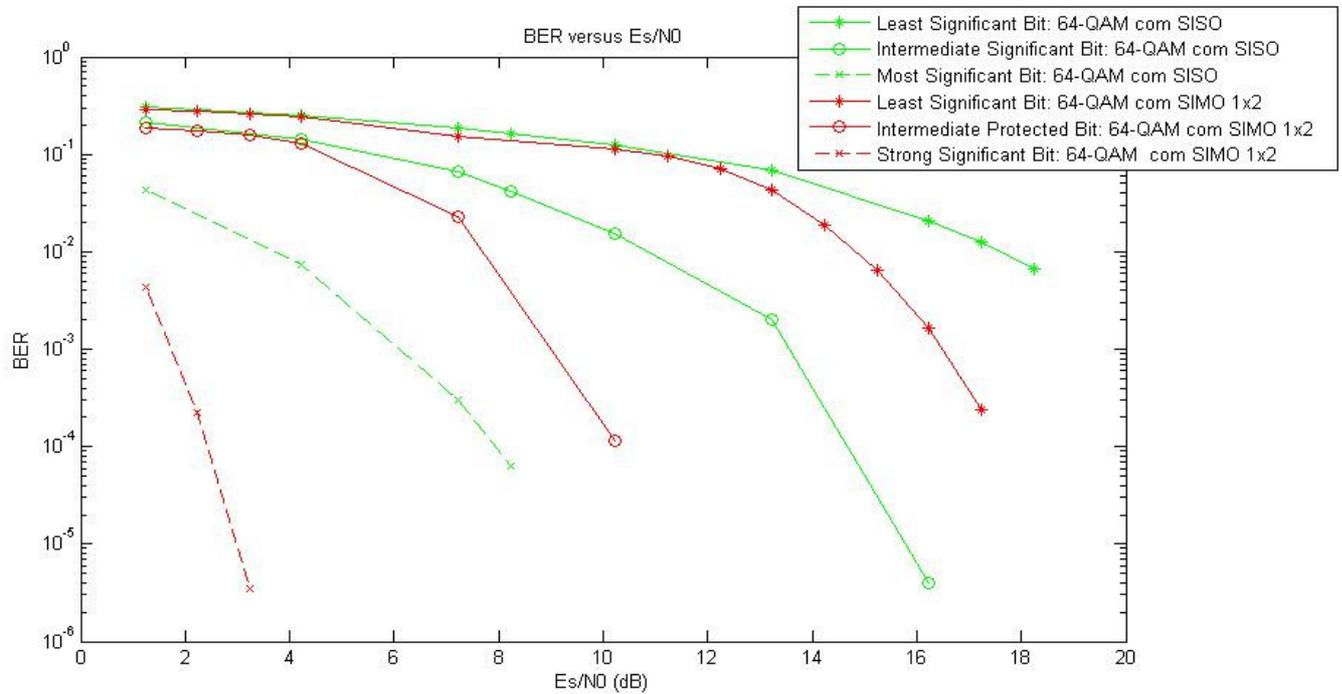


Figura A.10 - Modulação 64-QAM (1146 bits): SISO versus SIMO 1x2

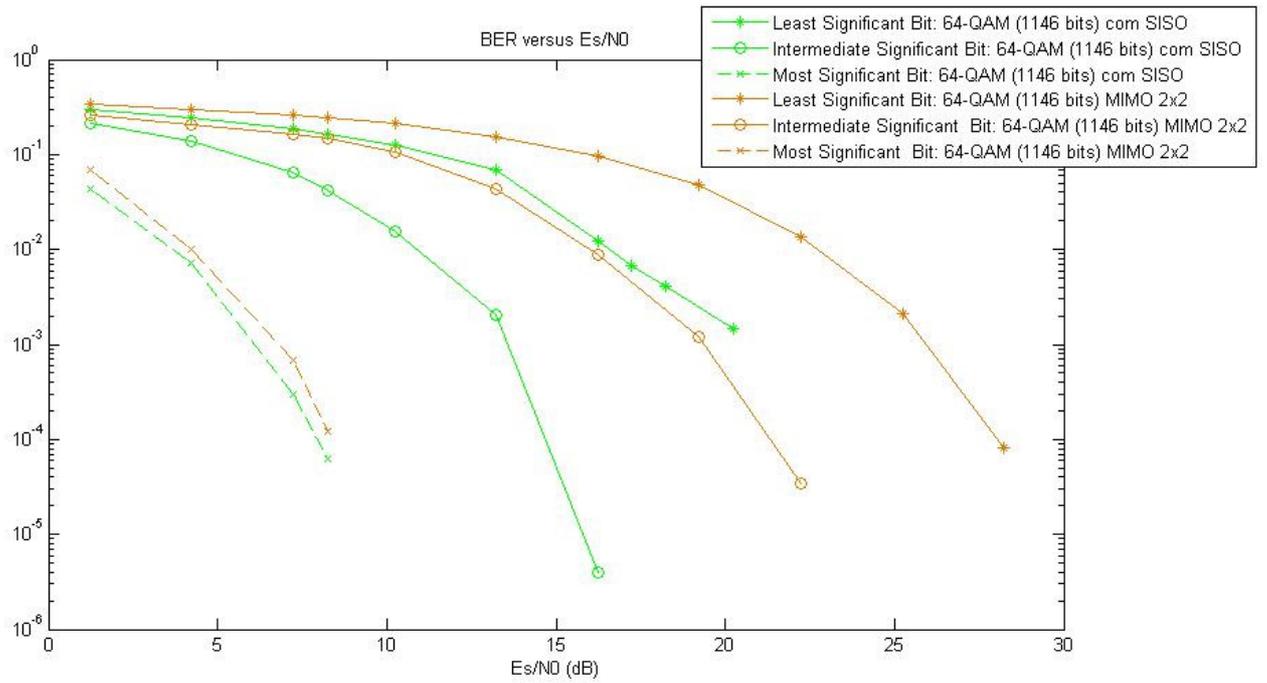


Figura A.11 - Modulação 64-QAM (1146 bits): SISO versus MIMO 2x2

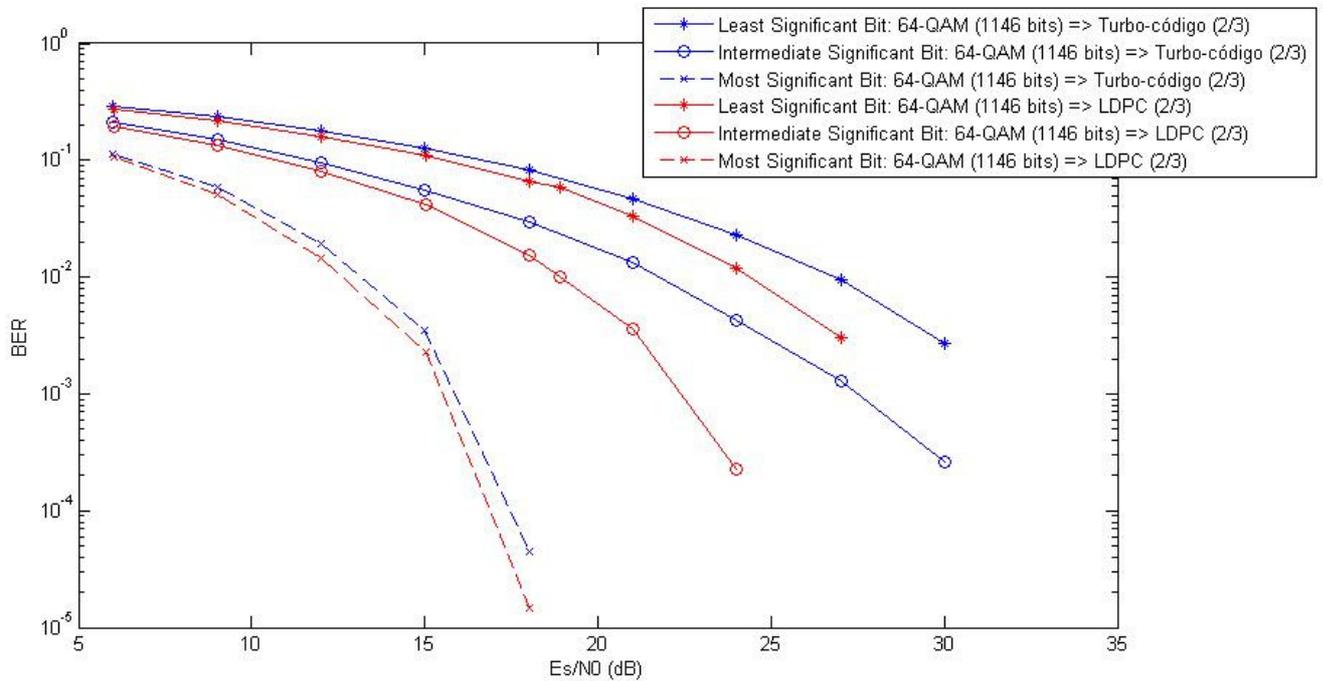


Figura A.12 - Modulação 64-QAM (1146 bits): turbo-códigos versus LDPC (taxa de código: 2/3)

A.4 Modulação 8-PSK

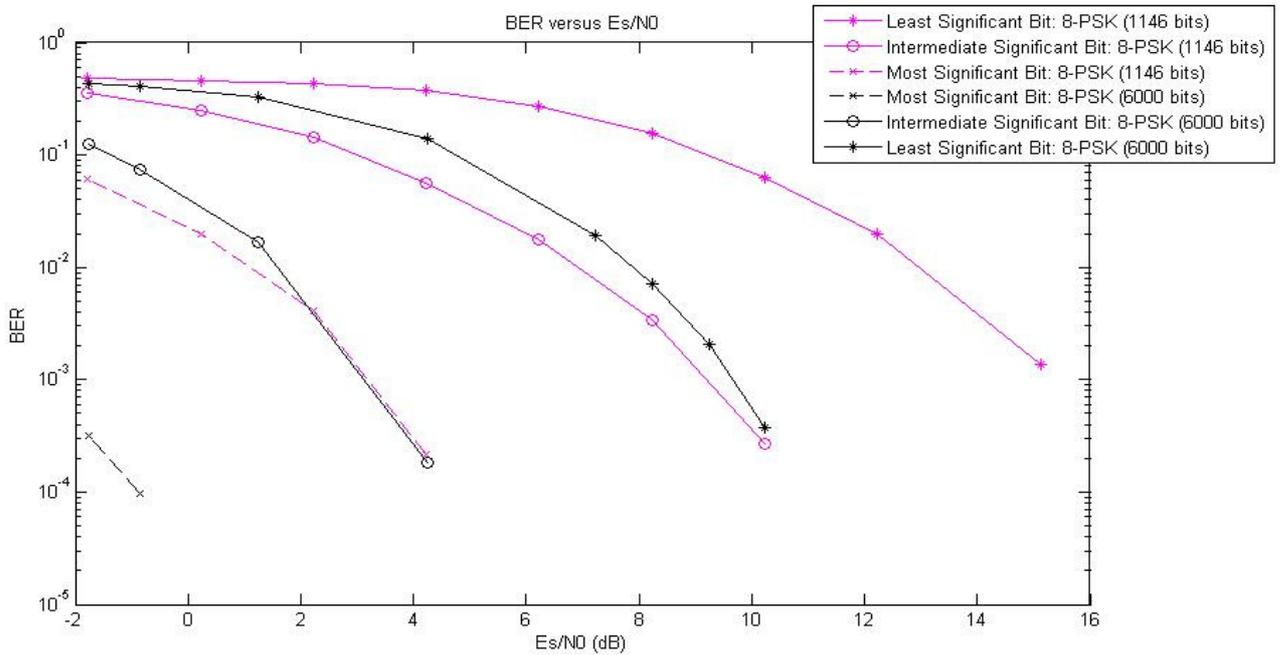


Figura A.13 - Modulação 8-PSK: 1146 bits versus 6000 bits

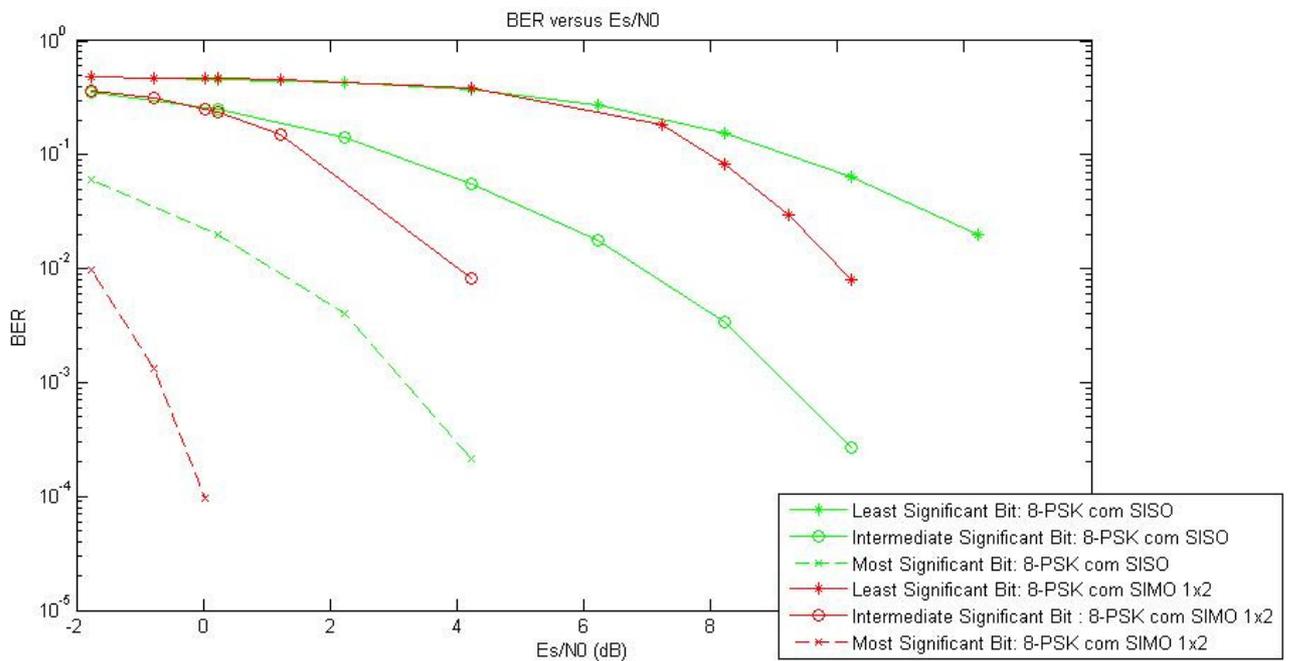


Figura A.14 - Modulação 8-PSK: SISO versus SIMO 1x2

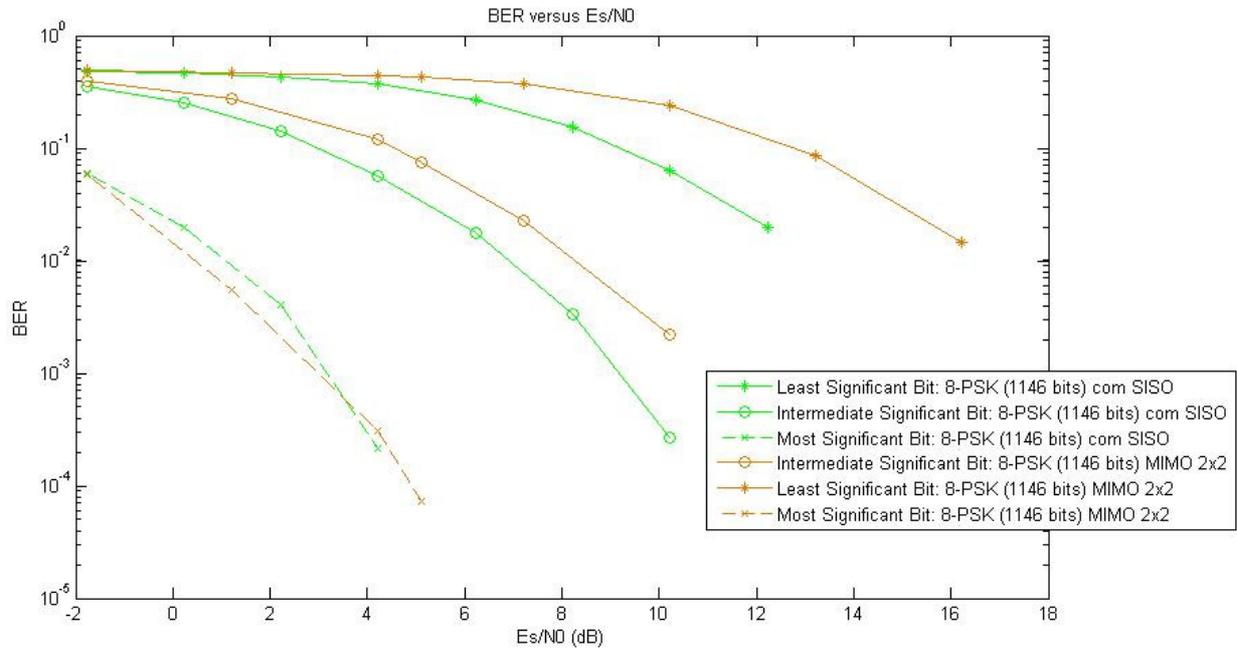


Figura A.15 - Modulação 8-PSK (1146 bits): SISO versus MIMO 2x2

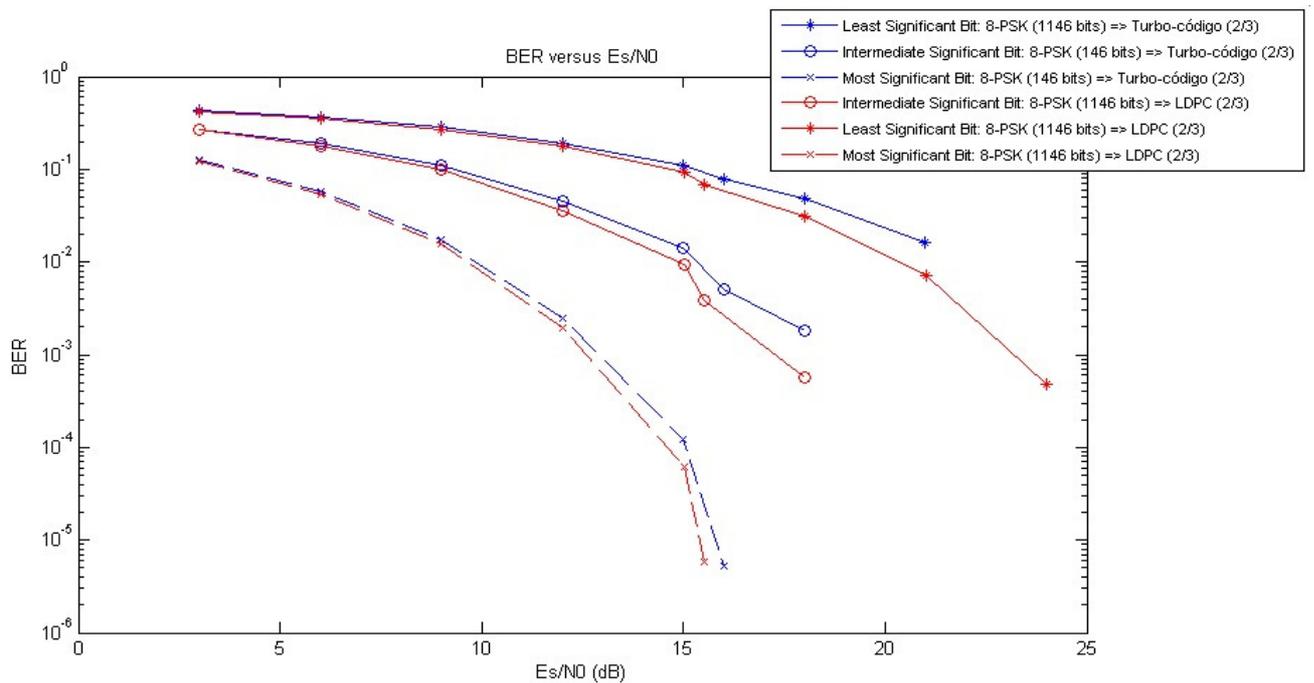


Figura A.16 - Modulação 8-PSK (1146 bits): turbo-códigos versus LDPC (taxa de código: 2/3)

A.5 Outras comparações

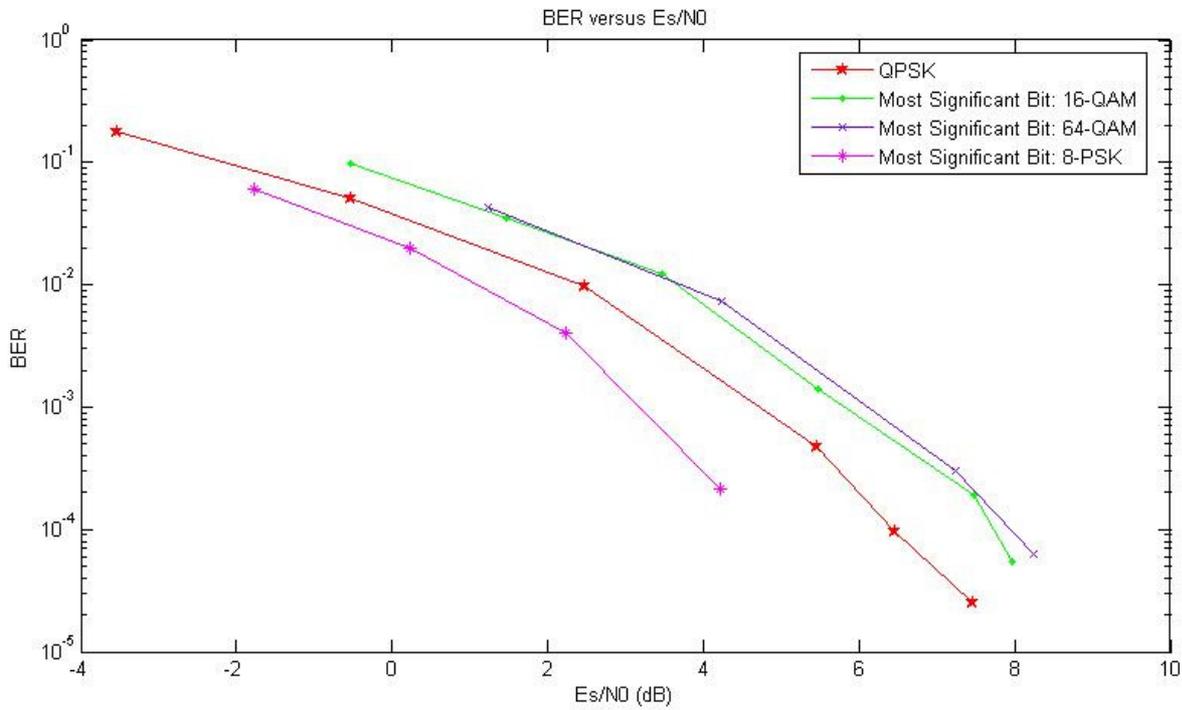


Figura A.17 - Níveis responsáveis pelo fornecimento de serviços básicos aos utilizadores

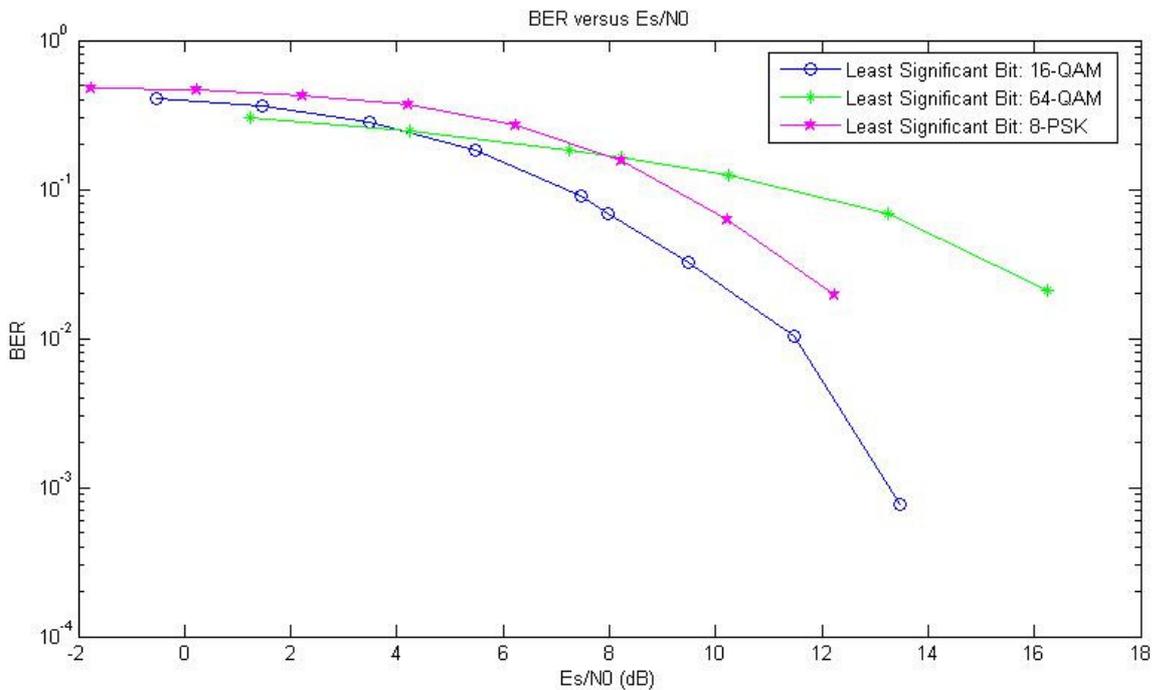


Figura A.18 - Níveis responsáveis pelo fornecimento de serviços adicionais aos serviços básicos, para melhor servir os utilizadores

Anexo B

Hierarchical Constellations Broadcast Transmission Satellite

Liliana Fiens, Nuno Souto

ISCTE-IUL, Lisboa, Portugal

Abstract – Hierarchical constellations are used as an efficient, simple and flexible process to deliver the same content to multiple users in same cell. In this paper, we consider the use of M-QAM hierarchical constellations (Quadrature Amplitude Modulation) and M-PSK hierarchical constellations (Phase-shift Keying) combined with MIMO (Multiple Input Multiple Output) in systems based on OFDM. In this paper several simulations were performed for evaluating the performance of the whole system consider either turbo codes or LDPC codes, as well as realistic channel estimation.

Keywords: Hierarchical constellations, MIMO, OFDM, LDPC

I. Introduction

OFDM technique has been a huge success being applied in various ways including high data rate transmissions [1], one of its objectives is the mitigate fading and ISI (Inter Symbol Interference).

As an example of this technique we have the DVB-SH (Digital Video Broadcasting for Satellite services to Handhelds devices)[2][3], it is a system whose main objective is the provision of multimedia services to user terminals, by working together a system of satellites with terrestrial networks for frequencies below 3 GHz, in the frequency band S or L.

Hierarchical modulations are a flexible technique, that can increase the transmission efficiency because they can provide different classes of error protection, thus adding multiresolution into a cell. By having several classes, for example, the transmission of a video signal can be received as a low quality or an improved quality video, depending on the propagation conditions.

MIMO techniques can will reduce the BER rate (Bit Error Ratio) and increase the capacity of a communications system [4]. These techniques take advantage of the phenomenon called multipath, where the information transmitted is reflected by several objects, reaching the receiving antenna with multiple replicas, with different angles and delays. In satellite communications systems the MIMO can be implement employing either multiple transmitting satellites or through orthogonal polarizations.

Correcting codes can help reducing errors in signals corrupted by noise. Among the most powerfull error correcting codeds known turbo codes and LDPC codes, which share the fact that both use iterative decoding methods.

In this paper we consider the use of QAM and PSK hierarchical constellations in MIMO-OFDM systems.

This paper is organized as follows: Section II presents the hierarchical constellations and MIMO-OFDM system used for this study. Section III refers to a proposed structure for the iterative receiver. In section IV we show the results obtained with these schemes, and finally in Section V present the conclusions.

II. System Description

I. M-QAM Hierarchical Constellation

To reduce the abrupt degradation as the transmission conditions worsen, the stream is divided into parts, so that different streams of information may be mapped to different classes of bit of the constellation, according to the desired error protection level.

The number of different levels of error protection available per constellation can be expressed by: $\frac{1}{2} \cdot \log_2 M$.

Taking the example of 16-QAM constellation, this constellation can be constructed from a main QPSK constellation, where each symbols is also a QPSK constellation (figure 1 [5]).

For the representation of a symbol 16-QAM, four bits are needed ($\log_2 M$), and with the first two bits being most significant (MSB - Most Significant Bit), i.e. have most protection against errors, the last two bits being the least protected (LSB - Least Significant Bit).

Therefore, a 16-QAM square constellation has two levels of error protection, in which the most protected layer serves to the transmission of basic services to a user, and the least protected layer provides additional services that allow an improvement over the basic services. The procedure just describe is easily extended to higher level M-QAM modulations.

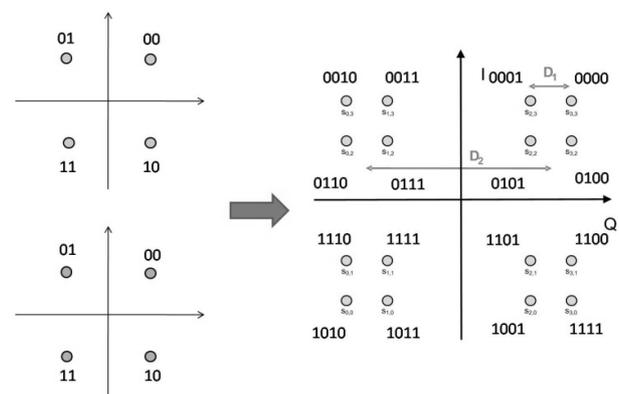


Figure 1 – construction of a 16-QAM hierarchical constellation

II. M-PSK Hierarchical Constellation

In this type of modulation, the phase of the carrier wave is modified, depending on the digital signal to transmit. Taking the example of 8-PSK constellation, according to the procedure described by [MPursley99], a BPSK constellation composed of two symbols spaced by π radians (θ_3) is firstly constructed (Figure 3). Then, to obtain a QPSK constellation, each of the symbols of the BPSK constellation is split into two new ones spaced by angle θ_2 . Thereby the closest symbols are spaced θ_2 , and those more distant are spaced by an angle $\pi - \theta_2$.

Finally, to obtain an 8-PSK constellation all the symbols of the QPSK constellation are split again and spaced by an angle θ_1 .

Similarly to the hierarchical QAM constellations, the hierarchical PSK constellations are also characterized by a parameter k , which represents the ratio between the different angles and in the case of 8-PSK constellation we can define, $k_1 = \theta_1 / \theta_2$ e $k_2 = \theta_2 / \theta_3$.

In the 8-PSK constellation three bits are needed to represent a 8-PSK symbol, thus having three levels of error protection ($\log_2 M - 1$), and the first bit represent the basic information transmitted in each symbol with greater error protection (MSB), the second bit represents the bit with a intermediate protection (IPB - Intermediate Protected Bit) and the third bit represents the additional information, which has a least error protection (LSB) (Figure 3)[6].

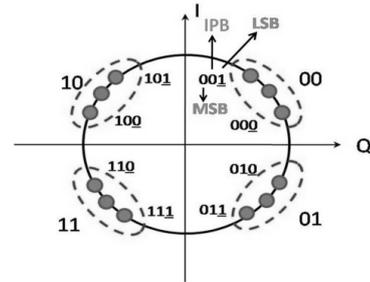


Figure 3 - 8-PSK hierarchical modulation

III. Transmitter

Figure 4 shows a possible configuration for a MIMO-OFDM transmitter chain where hierarchical constellations are incorporated. Depending on the type of modulation used, the number of input streams will vary ($\log_2 M$), and each of these input stream is coded, interleaved and mapped to constellation symbols. Subsequently, pilot symbols are inserted into the previously modulated sequence of symbols and after this, the set will be converted into the time domain using an IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform).

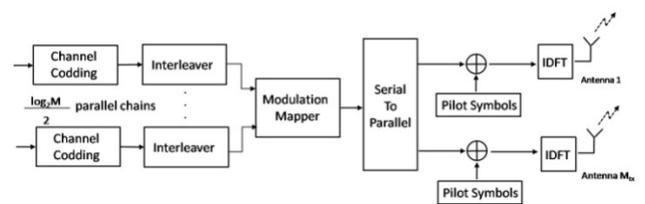


Figure 4 - Transmitter MIMO-OFDM

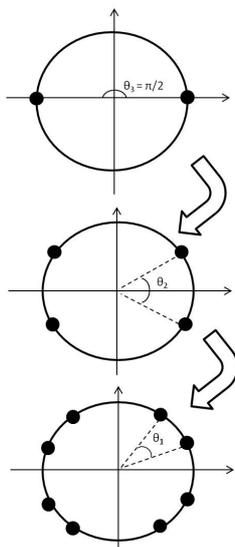


Figure 2 - Construction of an 8-PSK hierarchical constellation

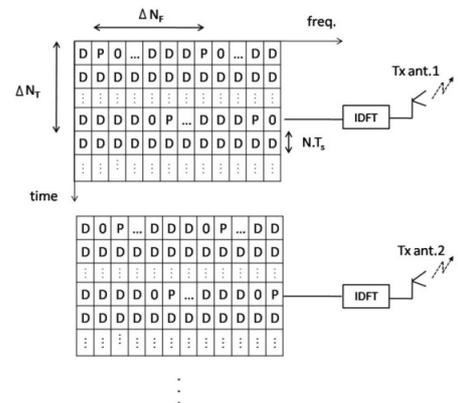


Figure 5 - frame structure for the OFDM transmitter with pilot symbols multiplexed with data (P - pilot symbols, D - data symbols, TS - lasting symbol)

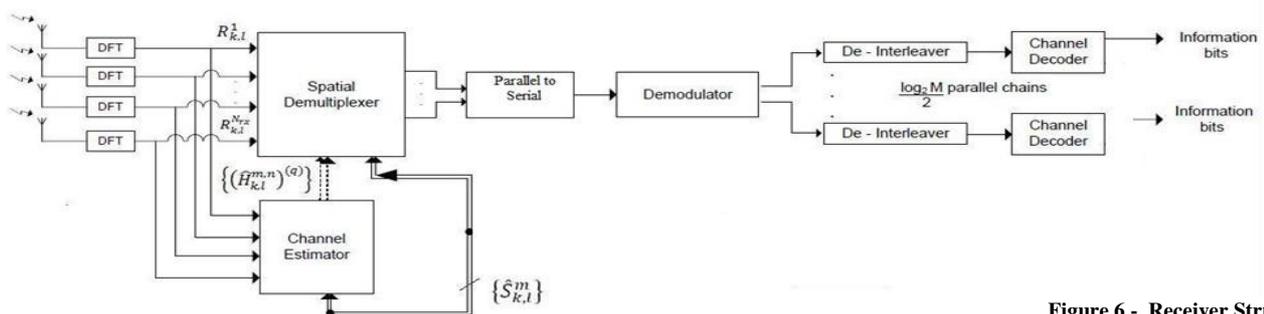


Figure 6 - Receiver Structure

One of the problems of mobile communications is to obtain a reliable transmission. So, mobile communication systems employ a coherent detection and estimation of the distortions caused by fading, to avoid degradation in performance.

With this aim, pilot symbols are periodically introduced into the data streams. For an OFDM system with N carriers, pilot symbols are multiplexed with data symbols, using a spacing of ΔN_T blocks OFDM in the time domain and in ΔN_F subcarriers in the frequency domain (figure 5). Note that the data symbols are not transmitted on subcarriers reserved for pilot symbols in any antenna.

IV. Receiver

Figure 6 represents the structure of a receiver in which it enters a sampled signal and no longer cyclic prefix which is converted to the frequency domain by DFT (Discrete Fourier Transform). After that, the sequence of samples enters in the Spatial Demultiplexer block, which will separate the streams transmitted by the multiple antennas. This separation may be accomplished using either an MMSE equalizer (Minimum Mean Squared Error) or a MLSO (Maximum Likelihood Soft Output) equalizer.

After passing through the Space Demultiplexer block, the sequences of symbols from the demultiplexer are serialized, and go through a series processing steps namely, the demodulator, de-interleaver, and finally an iterative decoder for turbo codes or LDPC codes.

V. Results

To study the behaviour of the proposed MIMO-OFDM scheme and iterative receiver, many simulations were performed for a 16-QAM ($k_1=0.4$), 64-QAM ($k_1=k_2=0.4$) and 8-PSK ($\theta_1=\theta_2=0.4$) hierarchical constellation.

The following table illustrates some of the conditions used for the simulations:

Bits per block	1146
Carrier pilot spacing	7
Chip duration (ns)	175
CP length	64
Code Rate	2/9; 2/3
FFT size	1024
Mobile speed [km/h]	30
Number of component Recursive Convolutional Encoders	2
Pilot power [dB]	0
Number of turbo decoding iterations	12
Number of LDPC decoding iterations	100
Wavelength (m)	0.15

The channel impulse response is based on *Vehicular A* environment [7] with Rayleigh fading (number of fades =512) assumed for the different paths. A 3GGP2 interleaver was used within the turbo encoders.

Figure 7 compares the performance of a 2x2 MIMO transmission against a SISO transmission, using a 16-QAM constellation and a MMSE receiver. We can see that for strong blocks (most protected level) the performance is similar for both schemes; however for the 2x2 MIMO transmission the performance is worse for the weak

blocks, due to the lower protection against errors resulting from the interference between antennas and imperfect channel estimation.

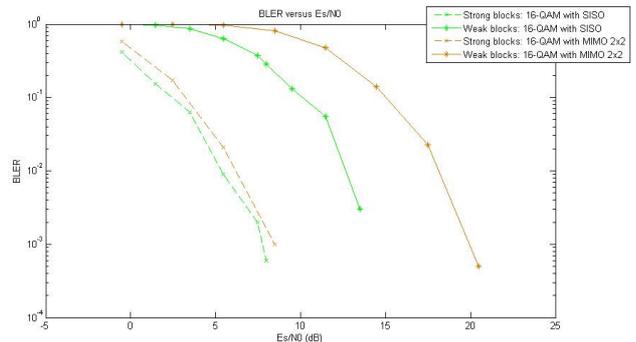


Figure 7 - 16-QAM: SISO versus 2x2 MIMO

Figure 8 compares the performance of MMSE receiver with 2x2 MIMO transmission and SISO transmission, but using a 64-QAM constellation.

Looking at this figure, we can conclude that the performance curves of the SISO scheme is better, and the difference is higher for the intermediate protected bits and the least protected bits due to the higher sensitivity to the interference resulting from multiples antennas and imperfect channel estimation.

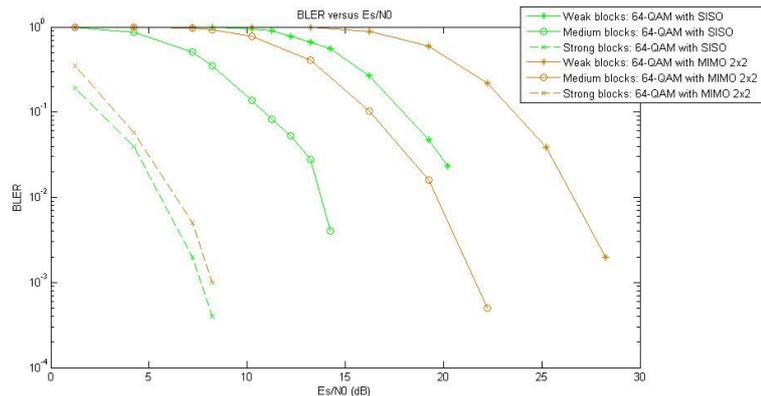


Figure 8 - 64-QAM: SISO versus 2x2 MIMO

Figure 9 shows the behavior of correcting codes, using a 16-QAM constellation. According to the result, the performance is similar for both codes.

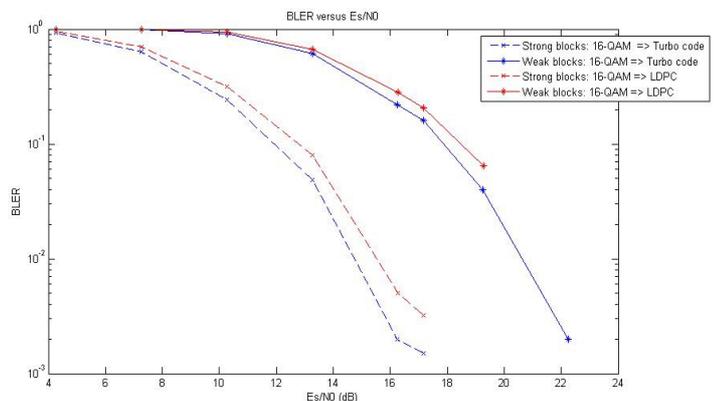


Figure 9 - 16-QAM: turbo code versus LDPC

Figure 10 represents the performance of SISO versus MIMO 2x2 for an 8-HPSK constellation. In this figure we can see that for the strong blocks the performance of both schemes is similar, however, as the error protection decreases, the interference between antennas in the MIMO scheme causes a degradation on the performance.

To obtain results similar to the SISO scheme the MIMO scheme has to sacrifice power.

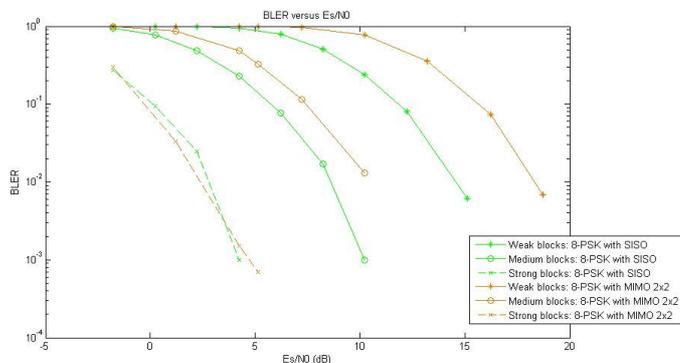


Figure 10 - 8-PSK: SISO versus 2x2 MIMO

VI. Conclusions

In this paper the M-QAM and M-PSK hierarchical constellations were studied with the aim of supporting broadcast transmissions in MIMO-OFDM systems.

We observed that the application of MIMO techniques is advantageous for the transmission of basic services. However, for the transmission of additional services, the technique proves not be as advantageous due to the interference between different antennas and the fact that bits with lower error protection, are more susceptible to interference and noise.

Finally, we note that the 8-HPSK constellation combined with various techniques proves to be a constellation attractive for a satellite broadcast transmission.

VII. References

- [1] Tadjpour, L., Tsai, S., Kuo, C. (2007) *An Approximately MAI-Free Multiaccess OFDM System in Fast Time-Varying Channels*, IEEE transactions on Signal Processing, Vol. 55, No.7.
- [2] *Digital Video Broadcasting (DVB); System Specifications for Satellite services to Handheld devices (SH) below 3GHz*, ETSI, TR 102 585 v1.1.2, France, 2008
- [3] *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, channel coding and modulation for Satellite Services to Handheld device (SH) below 3GHz*, ETSI, EN 302 583 v1.1.1, France, 2008
- [4] E. Telatar.(1995) *Capacity of Multiantenna Gaussian Channels*, AT&A Bell Laboratories, Technical Memorandum.
- [5] Wang, S., Kwon, S., Lee.S. (2007) *On Enhancing Hierarchical Modulations*, LG Electronics Mobile Research, USA (Imagem adaptada).
- [6] Silva, M., Correia, A., Dinis, R., Souto, N., Silva, J.C., *Transmission Techniques for Emergent Multicast and Broadcast Systems*, CRC Press, Boca Raton, London, New York, 2010.
- [7] *Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of UMTS*, ETSI TR 101 112 v3.2.0, Sophia Antipolis, France, 1998.

Referências

- [1] Conteúdo disponível em: <http://www.gsmworld.com/technology/gsm/index.htm>
- [2] *General Packet Radio Service*, Usha Communications Technology
- [3] Pinto, S. (2009). “Redes Celulares”. FCA – Editora Informática, Portugal
- [4] <http://www.gta.ufrj.br/~rezende/cursos/eel879/trabalhos/umts/sistemas3g.html>
- [5] LTE Forum (2009) *4G Wireless Technology: A look at what's ahead*.
- [6] 3GPP –*LTE: LTE Release 8 Key Features* (<http://www.3gpp.org/LTE>)
- [7] *Launches Industry Initiative to Accelerate Techonology Roadmap to Meet Explosive Market Demand*, WiMAX Forum, April 7, 2010.
- [8] *DVB approves DVB-SH Specification - New specification addresses delivery of multimedia services to hybrid satellite/terrestrial mobile devices*, Press Realease, United Kingdom, 2007
- [9] *Digital Video Broadcasting (DVB); System Specifications for Satellite services to Handheld devices (SH) below 3GHz*, ETSI, TR 102 585 v1.1.2, France, 2008
- [10] *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, channel coding and modulation for Satellite Services to Handheld device (SH) below 3GHz*, ETSI, EN 302 583 v1.1.1, France, 2008
- [11] *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure,channel coding and modulation for digital terrestrial television*, ETSI EN 300 744 v1.5.1, France, 2004
- [12] *Digital Video Broadcasting (DVB);DVB specification for data broadcasting*, ETSI EN 301 192, v1.4.1, France, 2004
- [13] *Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathreing and other broadband satellite applications*; ETSI 302 307 v1.1.1, France, 2004
- [14] Cover, T. (1972) *Broadcast channels*, IEEE vol.IT-18, pp.2-14.

- [15] Ramchandran, K., Ortega, A., Uz, K., Vetterli, M. (1993) *Multiresolution broadcast for digital HDTV using joint source/cannel coding*, IEEE
- [16] Souto, N., Dinis, R., Silva, J., Correia, A. *Efficient Transmission Strategies for Multimedia Broadcast and Multicast Services in Mobile OFDM Based Systems*. ISCTE, Instituto de Telecomunicações, ADETTI, Lisboa, Portugal.
- [17] Dandekar, K., Fakhereddin, M. *Combined Effect of Polarization Diversity and Mutual Coupling on MIMO Capacity*, Electrical and Computer Engineering Department, Drexel University, Philadelphia, USA.
- [18] Lee, W., Yeh, Y. (1972) *Polarization Diversity System for Mobile Radio*, IEEE.
- [19] *DVB approves DVB-SH Specification - New specification addresses delivery of multimedia services to hybrid satellite/terrestrial mobile devices*, Press Realease, United Kingdom, 2007
- [20] *Digital Video Broadcasting (DVB); Transmission System for Handheld Terminals (DVB-H)*, ETSI, EN 302 304 v1.1.1, France, 2004
- [21] Caetano, D. (2007). “Análise de Desempenho de Sistemas de TV Digital Moveis DVB-H e ISDB-T utilizando Concatenação de Códigos BCH e Turbo Codificadores”, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia de Eléctrica e de Computação, Campinas.
- [22] *Digital Video Broadcasting (DVB); DVB specification for data broadcasting*, ETSI, EN 301 192 v1.4.1, France, 2004.
- [23] *Information Techonology – Generic codinf of moving pictures and associated áudio information – Part 6: Extensions for DSM-CC*, ISO/IEC 13818-6, Geneva, Switzerland, 1998.
- [24] *Digital Video Broadcasting (DVB); DVB-SH Implementation Guidelines, DVB Document A120*, 2008.
- [25] Rangel, A. (2007). “Novas Propostas para Optimização de Receptores de TV Digital Baseadas em OFDM em ambientes de Redes de Frequência única Regionais”, Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas.

- [26] Langton, C. (2004) *Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) Tutorial*. (Adaptação de imagem).
- [27] Augusto, E., Cabral, L., Bastos, T., Chaves T. (2006) “OFDMA & WCDMA”, Faculdade Integrada do Recife, Recife.
- [28] Amorim, G., Amorim, M. “Multiplexação”, conteúdo disponível em: http://www.gmamorim.com/arquivos/Slide4_Multiplexacao.pdf
- [29] Kishore, K., (2009), *Antenna and wave propagation*, International Publishing House Pvt Ltd.
- [30] Baran, I. (2006) “Explorando a coerência temporal e a comunicação oportunística em sistemas de comunicações móvel multiusuário”, Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, Brasil.
- [31] Barry, J., Lee, E., Messerschmitt, D., (2004), *Digital Communication*, 3rd, Springer Science, USA
- [32] Serway, R. (1996) “Física 3 - Para Cientistas e Engenheiros – Electricidade, Magnetismo e Optica”, 3^o Edição, LTC, Rio de Janeiro.
- [33] Documento fornecido pelo professor Américo Correia, na unidade curricular de Comunicação Digital (2010).
- [34] Alamouti, S. (1998) *A simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications*, IEEE Journal, vol.16, no. 8
- [35] Mittermayr, H. (2008) *Digital Radio and Mobile TV with DVB-SH Standard*, BLM Forum, Alcatel Lucent, Berlin.
- [36] *Mimo HW Demonstrator – System Definition and Preliminary Requirements – Annex to Statement of Work*, AO/1-6099/09/NL/JK
- [37] Vieira, P. “Canal Rádio e Desvanecimento”, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Departamento de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de Computadores, Secção de Sistemas de Telecomunicações, Lisboa.

- [38] “Canais de Comunicações e Modelos”, Departamento de Comunicações da Faculdade de Engenharia Eléctrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas.
- [39] Parsons, P. (2000) *The Mobile Radio Propagation Channel*, Second Edition, John Wiley & Sons, Lda (Imagem Adaptada).
- [40] Souto, N. (2006) *Turbo-processing Techniques for WCDMA Systems*, Universidade Técnica de Lisboa, Instituto Superior Técnico, Portugal.
- [41] Wang, S., Kwon, S., Lee.S. (2007) *On Enhancing Hierarchical Modulations*, LG Electronics Mobile Research, USA (Imagem adaptada).
- [42] Silva, M., Correia, A., Dinis, R., Souto, N., Silva, J.C., *Transmission Techniques for Emergent Multicast and Broadcast Systems*, CRC Press, Boca Raton, London, New York, 2010.
- [43] Choi, S., Oh, C., Kim, T., Oh, D. (2007) *Satellite-DMB applied to the 8PSK hierarchical modulation*, IEEE.
- [44] Abrantes.S (2004). “Do algoritmo BCJR à descodificação turbo”, Information and Telecommunication Technology Center, Universidade de Kansas, Lawrence, EUA.
- [45] Abrantes, S. (2005). “Descodificação iterativa de códigos LDPC por transferência de mensagens em grafos de factores”, Faculdade de Engenharia do Porto, Departamento de Engenharia Electrónica e de Computadores, Porto, Portugal.
- [46] Gomes, M. (2003). “Códigos Binários definidos por Matrizes de Teste de Paridade Esparsas, Algoritmos de Descodificação”, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Coimbra, Portugal.
- [47] MacKay, D., Neal, R. (1995). *Good Codes Based on Very Sparse Matrices*. Cambridge, United Kingdom, Toronto, Canada.
- [48] Leiner, B. (2005). *LDPC Codes – a brief Tutorial*
- [49] Ergen, M. (2009) *Mobile Broadband – Including WiMAX and LTE*, Springer Science, USA.

[50] Smith, B. D., Abhayapala, T. (2005) *Maximal Ratio Combining Performance Analysis in Spatially Correlated Rayleigh Fading Channels*, IEEE.

[51] *Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of UMTS*, ETSI TR 101 112 v3.2.0, Sophia Antipolis, France, 1998.