



**Bárbara Filipa
Casqueira Coelho
Gabriel**

Codificação e Transmissão Robusta de Vídeo



**Bárbara Filipa
Casqueira Coelho
Gabriel**

Codificação e Transmissão Robusta de Vídeo

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor António Navarro, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

O júri

Presidente

Professor Doutor Atílio Manuel da Silva Gameiro
Professor associado da Universidade de Aveiro

Professor Doutor Joaquim João de Alarcão Júdice
Professor Catedrático da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

Professor Doutor Vítor Manuel Mendes da Silva
Professor Auxiliar da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

Professor Doutor António José Nunes Navarro Rodrigues
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

Agradecimentos

Cabe-me aqui expressar a minha profunda e sincera gratidão a todos aqueles que, de algum modo, colaboraram comigo ao longo deste trabalho.

Ao professor António Navarro, meu orientador científico, pela oportunidade que me deu, pela disponibilidade apresentada, pela paciência e pelas condições que me proporcionou na realização deste trabalho. Agradeço, também, por todos os conhecimentos que me foram transmitidos, pelo acompanhamento e revisão atenta que concedeu a esta dissertação.

Aos meus pais, pelo apoio incondicional e por acreditarem, sempre, na minha formação, quer pessoal, quer académica.

À minha filha, Maria Francisca, por existir.

Ao meu marido, por estar ao meu lado.

Aos meus sobrinhos, João Francisco e Manuel Maria, por adoçarem os momentos difíceis.

Aos meus irmãos Hugo Filipe Coelho e Hugo Miguel Calisto.

Ao Eng.^o João Tavares pela sua disponibilidade.

Aos meus colegas de trabalho, em especial à Natália Gameiro, Paula Vide e Nuno Gil, por me apoiarem nos momentos de maior necessidade e pela eterna paciência.

Palavras-chave

Transmissão e codificação de vídeo, otimização, programação evolucionária e dinâmica, modulações convencionais e avançadas, probabilidade de erro de bit, comunicações móveis.

Resumo

O crescimento vertiginoso dos sistemas de comunicações móveis, motivado por uma sociedade cada vez mais exigente, no que concerne a aplicações, eleva os requisitos a uma grande variedade de serviços de alta qualidade para os terminais móveis. Para dar resposta a esses requisitos, os sistemas implementados devem fornecer uma grande capacidade através de um ritmo de transmissão de informação variável com elevada eficiência de largura de banda. No entanto, o cenário rádio móvel apresenta fenómenos de desvanecimento, que induzem a uma degradação, por vezes severa, do sinal.

Existem técnicas, nomeadamente o OFDM, que, dadas as suas características, permitem elevados ritmos de transmissão de informação, protegendo as características do sinal transmitido.

O objectivo principal desta dissertação de Mestrado é estudar e implementar técnicas com o intuito de melhorar a qualidade de vídeo em sistemas sem fios.

O trabalho desenvolvido encontra-se dividido em três partes principais. Na primeira é apresentado o estudo das modulações convencionais e avançadas. Na segunda parte são implementados algoritmos, com base em programação evolucionária e programação dinâmica para minimizar a probabilidade de erro introduzida pelo canal rádio móvel, nomeadamente para modulação M-QAM. Na última parte é desenvolvido um codificador/descodificador de vídeo para aplicar as soluções obtidas anteriormente. O estudo culmina com a medição do desempenho e aferição dos resultados. Para finalizar, são apresentadas algumas conclusões.

Keywords

Video coding and transmission, optimization, dynamic and evolutionary programming, advanced and conventional modulations, bit error probability, mobile communications.

Abstract

The enormous growth of mobile communications systems, due to a demanding society, concerning to new applications, heightens the requirements to a huge variety of mobile terminals high quality services. Those systems must provide big capacity, with high data bit rate and bandwidth. However, the radio channel introduces fading and multipath delay, that induces to signal degradation, sometimes very severe.

There are techniques, particularly OFDM, that allow high data bit rate transmission, at the same time that protects signal characteristics, even in hostile environments.

The main objective of this Master Thesis is to study and to implement algorithms in order to improve video quality in wireless systems.

The research work is divided into three main parts. In the first one, the advanced and conventional modulations, applied in low bit rates transmission, are studied. In the second part, some algorithms are developed, by making use of evolutionary programming and dynamic programming, to minimize the error probability introduced by radio channel, particularly to M-QAM modulation. In the last part, a video encoder/decoder is developed to test the solutions obtained in the second part. This part ends with the performance measurement of radio channel and the consequents results are analysed. Finally, are described some conclusions.

ÍNDICE

| | |
|---|----|
| ABREVIATURAS..... | v |
| CAPÍTULO 1..... | 1 |
| CAPÍTULO 2..... | 5 |
| Modulações Convencionais..... | 5 |
| 2.1 Caracterização do canal rádio | 5 |
| 2.1.1 Cenário geral..... | 5 |
| 2.1.2 Caracterização do canal rádio móvel..... | 6 |
| 2.1.2.1 Factores físicos no desvanecimento em pequena escala | 7 |
| 2.1.2.2 Deslocamento de <i>Doppler</i> | 8 |
| 2.1.2.3 Parâmetros de dispersão temporal..... | 9 |
| 2.1.2.4 Espalhamento de <i>Doppler</i> e tempo de coerência..... | 10 |
| 2.1.2.5 Largura de banda de coerência..... | 11 |
| 2.1.2.6 Espalhamento de atraso no tempo..... | 12 |
| 2.1.2.6.1 Desvanecimento plano | 12 |
| 2.1.2.6.2 Desvanecimento selectivo na frequência | 13 |
| 2.1.2.7 Espalhamento de <i>Doppler</i> | 13 |
| 2.1.2.7.1 Desvanecimento rápido..... | 14 |
| 2.1.2.7.2 Desvanecimento lento | 14 |
| 2.1.3 Modelo de <i>Rayleigh</i> | 15 |
| 2.1.4 Probabilidade de erro de bit (BER)..... | 16 |
| 2.1.5 Expressão geral para a probabilidade de erro | 17 |
| 2.2 Modulação M-QAM..... | 18 |
| 2.2.1 Modulação e transmissão QAM num canal com ruído branco..... | 18 |
| 2.2.2 Modulação e desmodulação de M-QAM quadrado..... | 20 |
| 2.2.3 Constelação 16-QAM utilizando o código <i>Gray</i> | 20 |
| 2.2.4 Cálculo da probabilidade de erro de bit (BER) para canais corrompidos pelo AWGN..... | 22 |
| 2.2.5 Probabilidade de erro de bit para canais corrompidos por AWGN e com desvanecimento de <i>Rayleigh</i> | 25 |
| 2.3 Modulação DAPSK..... | 28 |

| | | |
|--------------------------------|--|----|
| 2.3.1 | Receptor utilizando modulação M-DAPSK..... | 30 |
| 2.3.2 | Probabilidade de erro de 16-DAPSK..... | 31 |
| 2.3.2.1 | Probabilidade de erro de amplitude | 32 |
| 2.3.2.2 | Probabilidade de erro de fase | 33 |
| 2.3.2.3 | Probabilidade de erro combinada..... | 33 |
| CAPÍTULO 3..... | | 35 |
| Modulações multiportadora..... | | 35 |
| 3.1 | Modulação CDMA..... | 36 |
| 3.1.1 | Técnicas de acesso múltiplo | 37 |
| 3.1.2 | Conceitos básicos do espalhamento de espectro..... | 37 |
| 3.1.2.1 | Sistemas DS-SS..... | 38 |
| 3.1.2.2 | Sistemas FH-SS | 38 |
| 3.1.2.3 | Geração do código..... | 39 |
| 3.1.3 | Características dos sinais CDMA..... | 39 |
| 3.1.4 | Aplicações do CDMA | 40 |
| 3.1.4.1 | W-CDMA..... | 42 |
| 3.1.4.2 | CDMA2000..... | 43 |
| 3.1.4.3 | TD-CDMA e TD-SCDMA..... | 43 |
| 3.2 | Modulação OFDM..... | 44 |
| 3.2.1 | Princípio do OFDM..... | 44 |
| 3.2.2 | Sistema OFDM geral..... | 46 |
| 3.2.2.1 | Características do sinal | 47 |
| 3.2.2.2 | Sinal OFDM com prefixo cíclico..... | 50 |
| 3.2.2.3 | Utilização da IFFT e FFT..... | 52 |
| 3.2.3 | Optimização do sistema OFDM..... | 53 |
| 3.2.3.1 | Objectivo da optimização..... | 53 |
| 3.2.3.2 | Dados do problema de optimização | 54 |
| 3.2.4 | Aplicações do OFDM..... | 56 |
| 3.2.4.1 | Norma 802.11 | 56 |
| 3.2.4.2 | HiperLAN/2..... | 58 |
| 3.2.4.3 | DVB-T..... | 58 |
| 3.3 | Combinação CDMA e OFDM..... | 59 |
| 3.3.1 | Características do MC-CDMA..... | 60 |

| | |
|--|----|
| CAPÍTULO 4..... | 61 |
| Optimização..... | 61 |
| 4.1 Caracterização da função objectivo..... | 63 |
| 4.2 Programação não linear..... | 66 |
| 4.2.1 Métodos determinísticos..... | 67 |
| 4.2.2 Métodos enumerativos..... | 68 |
| 4.2.2.1 Programação dinâmica..... | 68 |
| 4.2.2.2 Análise do programa desenvolvido..... | 69 |
| 4.2.3 Métodos estocásticos..... | 70 |
| 4.2.3.1 Algoritmos genótipos e fenótipos..... | 71 |
| 4.2.3.2 Mutaçào..... | 72 |
| 4.2.3.3 Recombinação..... | 73 |
| 4.2.3.4 Seleccào..... | 74 |
| 4.2.4 Restriçõe..... | 75 |
| 4.2.4.1 Funçõe penalizantes..... | 76 |
| 4.2.4.2 Representaçõe e operadores especiais..... | 77 |
| 4.2.4.3 Algoritmos de reparaçào..... | 78 |
| 4.2.4.4 Separaçào de restriçõe e objectivos..... | 78 |
| 4.2.4.5 Métodos híbridos..... | 79 |
| 4.2.5 Programaçào genética..... | 79 |
| 4.2.6 Algoritmos genéticos..... | 79 |
| 4.2.7 Estratégias evolucionárias..... | 80 |
| 4.2.8 Programaçào evolucionária..... | 80 |
| 4.2.8.1 Operador seleccào..... | 82 |
| 4.2.8.2 Operador mutaçào..... | 82 |
| 4.2.9 Análise dos algoritmos implementados..... | 82 |
| 4.2.9.1 Características do problema a otimizar..... | 83 |
| 4.2.10 Apresentaçào dos resultados..... | 84 |
| 4.2.10.1 Elitismo puro..... | 84 |
| 4.2.10.2 Torneio estocástico..... | 88 |
| 4.2.10.3 Programaçào dinâmica..... | 89 |
| CAPÍTULO 5..... | 91 |
| Codificador/Decodificador Vídeo..... | 91 |
| 5.1 Estrutura básica geral..... | 93 |

| | | |
|-------------------|---|-----|
| 5.2 | Estrutura hierárquica da sequência de vídeo | 94 |
| 5.3 | Ferramentas de codificação de vídeo..... | 96 |
| 5.3.1 | Redundância temporal..... | 96 |
| 5.3.1.1 | Estimação de movimento..... | 97 |
| 5.3.1.2 | Compensação de movimento | 98 |
| 5.3.2 | Transformada – DCT e IDCT | 98 |
| 5.3.3 | Quantificação e quantificação inversa | 99 |
| 5.3.4 | Controlo de codificação..... | 102 |
| 5.4 | Sintaxe | 103 |
| 5.5 | Simulação do canal | 103 |
| 5.6 | Medidas de desempenho do sistema..... | 105 |
| 5.7 | Resultados obtidos..... | 106 |
| 5.8 | Análise de resultados..... | 141 |
| CAPÍTULO 6..... | | 143 |
| CONCLUSÕES | | 143 |
| REFERÊNCIAS | | 145 |

ABREVIATURAS

| | |
|----------|--|
| AWGN | Additive White Gaussian Noise |
| BER | Bit Error Rate |
| Bit | Binary Digit |
| BPSK | Binary Phase Shift Keying |
| BTS | Base Terminal Station |
| CDMA | Code Division Multiple Access |
| CIF | Common Intermediate Format |
| Codec | COder DEcoder |
| dB | Decibel |
| DAB-T | Digital Audio Broadcasting - Terrestrial |
| DCT | Discrete Cosine Transform |
| DPSK | Differential Phase Shift Keying |
| DVB-T | Digital Video Broadcasting - Terrestrial |
| FDMA | Frequency Division Multiple Access |
| FFT | Fast Fourier Transform |
| GE | Gilbert-Elliot |
| GOB | Group of Blocks |
| GSM | Global System for Mobile Communications |
| IMT-2000 | International Mobile Telecommunications 2000 |
| IS-54 | Interim Standard-54 |
| LOS | Line-of-Sight |
| LSB | Less Significant Bit |

| | |
|--------|---|
| MB | Macro Block |
| MDAPSK | Multi – Differential Amplitude and Phase Shift Keying |
| MSB | Most Significant Bits |
| OFDM | Orthogonal Frequency Division Multiplexing |
| PDF | Power Delay Profile |
| Pixel | Picture Element |
| PSNR | Peak Signal-to-Noise Ratio |
| QAM | Quadrature Amplitude Modulation |
| Rms | Root mean square |
| SAD | Sum of Absolute Differences |
| SNR | Signal – to – noise power ratio |
| TDMA | Time Division Multiple Access |
| TM | Terminal Móvel |
| UMTS | Universal Mobile Telecommunication System |
| UTQ | Uniform Threshold Quantizer |
| UTRA | UMTS Terrestrial Radio Access - Frequency Division Duplex |
| VLC | Variable Length Code |
| W-CDMA | Wideband Code Division Multiple Access |

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O aumento notório da utilização dos sistemas de comunicações móveis, motivado por uma sociedade cada vez mais exigente, no que concerne a aplicações, eleva os requisitos a uma grande variedade de serviços de alta qualidade para os terminais móveis. Torna-se assim imperativo que a transmissão de dados corresponda aos requisitos do utilizador e que apresente uma boa capacidade de resposta no que concerne a fiabilidade da informação que é transmitida. No entanto, a imprevisibilidade do canal rádio móvel, caracterizada por fenómenos de desvanecimento, pode afectar, de forma menos ou mais severa, o sinal transmitido, podendo, inclusive, invalidar os dados emitidos [1, 21].

O carácter aleatório do comportamento do canal e o seu impacto no desempenho do sistema de comunicações é uma vertente de análise relevante. Especificamente para transmissão de vídeo em canais rádio móveis, pretende-se uma elevada capacidade do sistema na transmissão de dados e a sua correcta recepção, sem erros que impossibilitem a detecção completa da informação transmitida. Partindo deste pressuposto, existem técnicas, com base em modulações avançadas, que tentam minimizar a degradação da informação, protegendo as características do sinal [2, 3]. O objectivo principal desta dissertação é estudar, com base numa delas, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) [2, 3], o desempenho do sistema de comunicação, quando se aplicam algoritmos de optimização para minimizar o impacto dos erros introduzidos pelo canal, na informação transmitida, nomeadamente para modulação M-QAM. A aplicação de técnicas como o OFDM pretende melhorar o desempenho na transmissão de informação, principalmente em canais selectivos na frequência, visto que divide um sinal de banda larga em sinais de banda estreita independentes, sofrendo, cada um deles, um desvanecimento plano.

No âmbito deste estudo e enquadrado no conceito de optimização em engenharia de telecomunicações, pretende-se fazer uso eficiente do canal no sentido de minimizar os custos e melhorar substancialmente o desempenho do sistema de comunicação. Para o efeito, implementaram-se algoritmos com base num método enumerativo, a programação dinâmica e num método estocástico, a programação evolucionária para a optimização do sistema. De seguida, analisou-se a qualidade do vídeo reconstruído, no receptor, após ter sido transmitido através do canal com desvanecimento.

Esta dissertação pretende, então, analisar a qualidade de vídeo transmitido, considerando diversos algoritmos de optimização aplicados à alocação da informação ao canal rádio. Esta dissertação está organizada da seguinte forma:

No capítulo 2 é descrito o canal rádio, sendo feita uma abordagem aos modelos e parâmetros de canal aplicados no projecto e análise de desempenho de sistemas de comunicações terrestres, sendo descritas as modulações convencionais mais utilizadas em vídeo/TV.

O capítulo 3 aborda as modulações avançadas, dando especial realce ao OFDM. É apresentado, formulado e descrito o problema que se pretende otimizar com base nos algoritmos de optimização, de forma a aproximar o sinal decodificado, no receptor, ao transmitido, para um dado cenário rádio móvel. Tendo como base os esquemas de modulação M-QAM aplicado a cada subportadora e o *bit error rate* (BER) associado, pretende-se minimizar a probabilidade de erro de bit média total na transmissão do sinal. A caracterização cuidada do problema, em especial das suas restrições e penalidades, é um ponto forte na optimização do resultado.

A descrição e análise dos processos e métodos gerais para a optimização do problema formulado no capítulo anterior são tratados no capítulo 4, sendo analisadas soluções baseadas em programação dinâmica e em métodos estocásticos, evidenciando os algoritmos evolucionários. São, também, descritos os algoritmos implementados, as suas características principais e apresentados os resultados e soluções para casos hipotéticos e para soluções reais utilizadas em aplicações do OFDM, nomeadamente para a norma 802.11 e para DVB-T.

No capítulo 5 é descrito o simulador codificador/decodificador implementado, que permite o teste e validação dos resultados obtidos no capítulo quatro. Começa-se por avaliar o seu desempenho na transmissão da sequência de vídeo, sem introdução de erros do canal e posteriormente são realizadas simulações tendo em consideração vários cenários variando parâmetros tais como:

- 1- Solução que pondera o vector com iguais esquemas de modulação para todas as sub-portadoras, isto é, 8-QAM;
 - 2- Optimização da informação fonte atribuída às sub-portadoras 8-QAM;
 - 3- Solução óptima obtida pela aplicação dos algoritmos desenvolvidos no capítulo 4;
- Para o correcto estudo das soluções descritas acima, foram gerados erros aleatórios e em rajada.

Por fim, no capítulo 6, são apresentadas as conclusões sobre o trabalho desenvolvido.

CAPÍTULO 2

MODULAÇÕES CONVENCIONAIS

Neste capítulo é caracterizado o canal rádio (secção 2.1.), sendo feita uma abordagem dos modelos e parâmetros de canal aplicados na análise de desempenho de sistemas de comunicações terrestres.

De seguida, são descritas as modulações convencionais mais utilizadas em vídeo/TV e utilizadas em OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), M-QAM (secção 2.2.) e M-DAPSK (secção 2.3.).

2.1 Caracterização do canal rádio

2.1.1 Cenário geral

Sendo a propagação de ondas rádio um fenómeno de difícil caracterização devido ao comportamento imprevisível do canal, é importante utilizar um modelo estatístico que permita caracterizar os efeitos provocados pelo canal ao sinal transmitido [17, 21].

OFDM é uma técnica que permite elevados ritmos de transmissão num cenário de selectividade na frequência. O sistema OFDM converte um sinal de banda larga num conjunto de sinais de banda estreita transmitidos em paralelo. Assim, cada sub-portadora sofrerá um desvanecimento plano na frequência. As características deste tipo de comunicação assentam numa resposta de fase linear e um ganho constante de cada canal rádio móvel, onde a largura de banda do canal é maior que a largura de banda do sinal transmitido. Neste tipo de cenário, as características espectrais do sinal transmitido são preservadas no receptor. No entanto, o sinal recebido varia ao longo do tempo devido às flutuações no ganho do canal causadas pela velocidade relativa emissor/receptor.

O modelo matemático adoptado é um tipo de desvanecimento multipercurso, fruto da combinação de componentes do sinal reflectidas, difractadas, que sofreram espalhamento e com atrasos aleatórios [1, 2]. Nesta dissertação considerou-se que o modelo de canal é estático, embora selectivo na frequência.

2.1.2 Caracterização do canal rádio móvel

O canal rádio móvel introduz grandes limitações no desempenho dos sistemas de comunicações móveis. O sinal propagado pode sofrer diversas atenuações, sendo, por vezes, severamente afectado pelo meio de propagação [1, 17, 21]. A caracterização deste torna-se preponderante para a estimação da fiabilidade da informação recebida, sendo utilizados vários modelos e distribuições que permitem modelar o carácter aleatório e imprevisível do canal [1, 4]. Um sistema típico de rádio móvel é composto por uma estação base (BTS) e um terminal móvel (TM) em movimento (ou estacionário), não existindo linha de vista, LOS (*Line-Of-Sight*) entre a BTS e o TM, devido aos objectos circundantes que se tornam obstáculos à propagação do sinal. A informação obtida no receptor é afectada ou distorcida, sendo o sinal recebido composto pela adição vectorial de réplicas do original, devido à reflexão, difracção e espalhamento deste que introduz rápidas flutuações de amplitude, fase e ângulos de chegada.

Um sinal recebido, ignorando a degradação devido ao ruído, é descrito por,

$$r(t)=s(t)*h_c(t) \quad (2.1)$$

é geralmente descrito como sendo a convolução do sinal transmitido, $s(t)$, com a resposta impulsiva do canal $h_c(t)$.

Considerando um impulso ideal, $d(t)$, transmitido num canal multipercurso variante no tempo, dado pela expressão,

$$s(t)=\text{Re}[d(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)] \quad (2.2)$$

então, sinal recebido é dado por,

$$r(t) = \text{Re} \left(\left\{ \sum_n x_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} d[t - \tau_n(t)] \right\} e^{j2\pi f_c t} \right) \quad (2.3)$$

em que $x_n(t)$ e $\tau_n(t)$ é o factor de atenuação e atraso de propagação, para o $n^{\text{ésimo}}$ percurso, respectivamente.

No caso concreto de terminais móveis, a expressão anterior, (2.3), pode ser descrita, pela equação [1],

$$r(t) = m(t) \times r_0(t) \quad (2.4)$$

sendo consideradas duas componentes variáveis, onde $m(t)$ é a componente do desvanecimento em larga escala, *Large Scale* e $r_0(t)$ a componente em pequena escala, *Small Scale*

Fazendo a análise num pequeno intervalo temporal ou espacial, restringe-se o estudo à propagação multipercurso de pequena escala, sendo possível minimizar os efeitos de grande escala [1, 2, 3]. Os efeitos mais relevantes deste tipo de desvanecimento são:

- Flutuações rápidas da intensidade do sinal, numa curta distância ou pequeno intervalo de tempo;
- Modulação em frequência aleatória devido ao deslocamento de *Doppler* nos diferentes sinais multipercurso;
- Dispersão temporal causada pelos atrasos de propagação multipercurso.

As expressões anteriores remetem para os dois mecanismos em que o desvanecimento de pequena escala se manifesta:

- Espalhamento temporal do sinal
- Comportamento do canal variável no tempo, devido ao deslocamento do TM.

2.1.2.1 Factores físicos no desvanecimento em pequena escala

Existem vários factores que condicionam o sinal e que afectam o seu desvanecimento no meio de propagação [1, 17, 21]:

- Propagação multipercurso. A presença de objectos, estacionários ou em movimento, criam alterações constantes do cenário, provocando flutuações no sinal. O resultado reflecte-se em variações de amplitude e fase que alteram as características das diferentes réplicas recebidas.
- Velocidade do terminal móvel. O deslocamento entre a BTS e o TM resulta numa modulação em frequência aleatória, devido ao deslocamento de *Doppler*; em cada componente multipercurso. O parâmetro tempo de coerência define a estatística do canal e está directamente relacionado com o deslocamento de *Doppler*:
- Velocidade dos objectos circundantes. Estando os objectos, que compõem o cenário rádio móvel, animados de velocidade, estes induzem um deslocamento de *Doppler* variante no tempo.
- Largura de banda do sinal transmitido. Se a largura de banda do sinal é maior que a do canal multipercurso, o sinal recebido será distorcido. A largura de banda do canal é um parâmetro fundamental para a caracterização multipercurso deste, sendo definido a largura de banda de coerência que será descrita na subsecção 2.1.2.5 do presente capítulo.

2.1.2.2 Deslocamento de *Doppler*

O deslocamento de *Doppler* relaciona a velocidade de um dado móvel e o ângulo de recepção entre a direcção do movimento deste e a direcção de chegada da onda. A figura 2.1 ilustra os parâmetros envolvidos e que validam a expressão do deslocamento de *Doppler*:

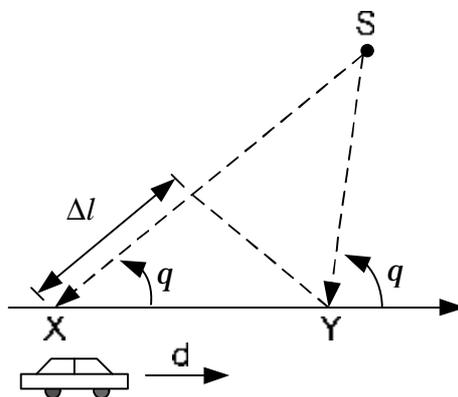


Figura 2.1: Deslocamento de *Doppler*

A mudança de fase devido ao sinal recebido é dada pela equação,

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos\theta \quad (2.5)$$

Sendo a mudança aparente da frequência, deslocamento de *Doppler*, dado por,

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \times \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (2.6)$$

2.1.2.3 Parâmetros de dispersão temporal

Com o objectivo de caracterizar o canal rádio multipercurso, são analisados parâmetros baseados no perfil de atraso de potência, tais como o espalhamento de atraso rms (*root mean square*) e o espalhamento de atraso em excesso [21].

As propriedades dispersivas no tempo dos canais de banda larga são quantificados habitualmente pelo atraso em excesso médio ($\bar{\tau}$), o espalhamento de atraso RMS (s_t) e espalhamento de atraso em excesso ($\overline{t^2}$), dados pelas expressões seguintes. A expressão seguinte representa o primeiro momento do perfil de atraso de potência,

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 t_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(t_k) t_k}{\sum_k P(t_k)} \quad (2.7)$$

O espalhamento de atraso RMS (2.9) é dado pela raiz quadrada do segundo momento central do perfil de atraso de potência.

$$s_t = \sqrt{\overline{t^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2.8)$$

onde $\overline{t^2}$ é representado por,

$$\overline{t^2} = \frac{\sum_k a_k^2 t_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(t_k) t_k^2}{\sum_k P(t_k)} \quad (2.9)$$

2.1.2.4 Espalhamento de *Doppler* e tempo de coerência

O conceito mais importante ao descrever o canal, é a coerência [21]. Desvanecimento, é o termo geral para descrever um tipo de selectividade. Um canal é selectivo se varia em função do tempo, frequência ou espaço, em oposição à coerência, que significa que o canal não se altera.

O tempo de coerência (T_c) é uma medida estatística da duração temporal em que a resposta impulsional do canal é invariante e quantifica a similaridade deste em intervalos de tempo diferentes.

Espalhamento de *Doppler* (B_D) é uma medida do “alargamento” espectral causado pela taxa temporal de variação do canal rádio móvel, e é definida como a banda de frequências sobre a qual o espectro de *Doppler* recebido não é nulo.

O tempo de coerência é o dual no domínio do tempo do espalhamento *Doppler* e é usado para caracterizar a natureza variante no tempo devido à dispersão em frequência do canal. Sendo um o inverso do outro, expresso em,

$$T_c \approx \frac{1}{B_D} \quad (2.10)$$

Se o tempo de coerência é definido como a duração de tempo em que a função de correlação é maior que 0.5, a sua expressão será,

$$T_c \approx \frac{9}{16 \cdot p \cdot f_D} \quad (2.11)$$

em que $f_D = B_D$.

Para comunicações digitais modernas, considera-se uma simplificação em que se define como a média geométrica das duas expressões anteriores ((2.10) e (2.11)) tal como se representa,

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16 \cdot p \cdot f_D^2}} = \frac{0,423}{f_D} \quad (2.12)$$

2.1.2.5 Largura de banda de coerência

Ao contrário do espalhamento de atraso, que é um fenómeno natural, fruto da reflexão e do espalhamento do sinal devido ao multipercurso, a largura de banda de coerência é uma medida estatística da banda de frequências sobre a qual o canal pode ser considerado plano, i.e, um canal que passa todas as componentes espectrais com, aproximadamente, igual ganho e fase linear [1, 21]. É possível definir também como sendo a gama de frequências em que duas destas componentes podem estar correlacionadas em amplitude. Existe, de facto, uma relação entre a largura de banda de coerência e o espalhamento de atraso RMS, como se verifica na relação de proporcionalidade,

$$B_c \propto \frac{1}{s_t} \quad (2.13)$$

Se a largura de banda de coerência é definida como a largura de banda em que função de correlação de frequência está acima de 0,9, é dada por [1, 4, 21],

$$B_c \approx \frac{1}{50 \cdot s_t} \quad (2.14)$$

Caso se considere acima de 0,5 virá,

$$B_c \approx \frac{1}{5 \cdot s_t} \quad (2.15)$$

2.1.2.6 Espalhamento de atraso no tempo

A dispersão temporal, devido ao multipercurso, provoca um desvanecimento plano (secção 2.1.2.6.1) ou selectivo na frequência (secção 2.1.2.6.2), dependendo das características do sinal e do canal, nomeadamente o espalhamento de atraso e a largura de banda do sinal e do canal.

2.1.2.6.1 Desvanecimento plano

É considerado o tipo de desvanecimento mais comum, descrito na literatura [1, 4, 21]. No domínio da frequência, a largura de banda do canal (B_c) é maior que a largura de banda do sinal transmitido (B_s), o que significa que o canal tem um ganho constante e resposta de fase linear, permitindo que as características espectrais do sinal sejam preservadas. No domínio do tempo, todas as componentes multipercurso de um símbolo (s_t), chegam ao receptor no período de transmissão do símbolo (T_s), o que não produz interferência entre símbolos (ISI). No entanto, a amplitude do sinal recebido é alterada, devido às flutuações no ganho do canal, introduzidas pelo multipercurso. As características de um cenário deste tipo são expressas,

$$B_s = B_c \quad (2.16)$$

e

$$T_s \geq T_t \quad (2.17)$$

A distribuição de *Rayleigh*, apresentada na secção 2.1.3, é aplicada, habitualmente, para modelar este fenómeno.

2.1.2.6.2 Desvanecimento selectivo na frequência

No domínio da frequência, este tipo de desvanecimento ocorre quando a largura de banda do canal é menor que a largura de banda do sinal transmitido, o que implica que diferentes componentes da frequência sofram atenuações distintas. No domínio do tempo, o intervalo temporal em que ocorrem as componentes de símbolo devido ao multipercurso, excede o seu período de duração, o que pode levar à interferência entre símbolos. Desta forma, as expressões que traduzem este cenário são,

$$B_s > B_c \quad (2.18)$$

e

$$T_s < S_t \quad (2.19)$$

Sendo um tipo de atenuação que altera severamente o sinal transmitido e considerando a gama de frequências, a técnica OFDM, devido às suas características, e ao subdividir o sinal em sub-portadoras, permite a análise de cada uma individualmente, não considerando a selectividade na frequência, mas sim a coerência do canal durante a transmissão. O modelo de canal usado na formulação do problema e nas simulações descritas nos capítulos 4 e 5 é selectivo na frequência, como se pode constatar na figura 3.6. Contudo, como será estudado no capítulo 3, sob o ponto de vista de cada sub-portadora no mecanismo de modulação OFDM, o canal passa a ser de desvanecimento plano.

2.1.2.7 Espalhamento de Doppler

A natureza do canal, relativamente à sua variância temporal, permite definir dois tipos de desvanecimento: desvanecimento rápido (secção 2.1.2.7.1) e desvanecimento lento (secção 2.1.2.7.2), sendo possível descrevê-los com base no tempo de coerência e no deslocamento de *Doppler*:

2.1.2.7.1 Desvanecimento rápido

A resposta impulsional do canal varia durante o período de transmissão do símbolo, o que significa que o tempo de coerência (T_C) é menor que o período de símbolo do sinal transmitido (T_S). No domínio da frequência, a largura de banda do sinal transmitido é menor que o espalhamento de *Doppler*. O desvanecimento rápido é caracterizado pelas expressões,

$$B_S < B_D \quad (2.20)$$

e

$$T_S > T_C \quad (2.21)$$

A caracterização do desvanecimento como rápido ou lento depende só da alteração do canal rádio, devido ao deslocamento.

2.1.2.7.2 Desvanecimento lento

Neste caso específico, a resposta impulsional do canal varia mais lentamente que a duração da transmissão do símbolo, sendo possível assumir que o canal considera-se estático. No domínio da frequência, o espalhamento de *Doppler* do canal é muito menor que a largura de banda do sinal transmitido. Um sinal sofre desvanecimento lento,

$$T_S = T_C \quad (2.22)$$

e

$$B_S \ll B_D \quad (2.23)$$

O desvanecimento lento foi assumido no capítulo que se segue, embora se tenha considerado erros em rajada (desvanecimento muito lento) e aleatórios (desvanecimento um pouco mais rápido).

2.1.3 Modelo de *Rayleigh*

Cada sub-portadora OFDM é afectada pelo desvanecimento do canal, sendo a envolvente do sinal descrita pela distribuição de *Rayleigh* [2, 5, 17] e perturbada pelo ruído branco, AWGN. A distribuição de *Rayleigh* é utilizada para descrever a natureza estatística da variação temporal da envolvente do sinal recebido ou da envolvente de uma das componentes multipercurso. A expressão geral para a probabilidade de erro de bit (BER) foi obtida com base nesta distribuição, como se descreve nas secções 2.1.5 e 2.2.5, visto esta modelar o tipo de desvanecimento considerado (desvanecimento plano).

Quando o desvanecimento afecta os sistemas de banda estreita, a amplitude da portadora no receptor é modulada pela amplitude de desvanecimento do canal em que a é uma variável aleatória com média $\Omega = \bar{a}^2$ e uma função densidade de probabilidade (PDF) com a seguinte distribuição,

$$p_a(a) = \frac{2a}{\Omega} \exp\left(-\frac{a^2}{\Omega}\right), \quad a \geq 0 \quad (2.24)$$

sendo a distribuição exponencial que traduz a relação sinal – ruído (SNR – *Signal – to – noise power ratio*) instantânea por símbolo, g , dada por,

$$p_g(g) = \frac{1}{g} \exp\left(-\frac{g}{g}\right), \quad g \geq 0 \quad (2.25)$$

A SNR instantânea é definida por,

$$g = a^2 \cdot \frac{E_s}{N_0} \quad (2.26)$$

e a SNR média por símbolo expressa por,

$$\bar{g} = \Omega \cdot \frac{E_s}{N_0} \quad (2.27)$$

sendo E_s a energia por símbolo.

A transformada de *Laplace* da PDF de *Rayleigh* encontra-se representada da forma,

$$Mg(-s) = \frac{1}{1 + s\bar{g}}, \quad s > 0 \quad (2.28)$$

O AWGN é tipicamente assumido como estatisticamente independente da amplitude de desvanecimento do canal, a .

2.1.4 Probabilidade de erro de bit (BER)

Uma fonte de informação relevante do desempenho do canal é medida através da probabilidade de erro de bit (BER) na transmissão do sinal num canal rádio [1].

A expressão que relaciona a BER e a SNR é expressa,

$$P_b(\bar{g}) = \int_0^{\infty} P_b p_g(g) dg \quad (2.29)$$

onde P_b é a probabilidade condicional que caracteriza o ruído branco do canal. A expressão da P_b envolve a função Gaussiana Q , (2.31), uma ferramenta matemática muito utilizada em telecomunicações,

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{\exp(-\frac{y^2}{2})}{\sqrt{2p}} dy \quad (2.30)$$

Utilizando a forma alternativa para $x \geq 0$ e expandindo a equação anterior para duas dimensões, obtém-se,

$$Q(x) = \frac{1}{p} \int_0^{\frac{p}{2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \sin^2 q}\right) dq \quad (2.31)$$

Aplicando a função gaussiana Q , reescreve-se a expressão,

$$P_b(g) = \int_0^{\infty} Q(a\sqrt{g}) p_g(g) dg \quad (2.32)$$

em que a é uma constante que depende da modulação e constelação utilizadas.

Utilizando a expressão clássica da função Q , o integral seria de complexa resolução devido à presença do termo \sqrt{g} no limite inferior do integral ($x = \sqrt{g}$). No entanto, exprimindo o integral aplicando a expressão alternativa de Q , (2.32), o resultado será (2.33),

$$P_b(\bar{g}) = \int_0^{\infty} \frac{1}{p} \int_0^{\frac{p}{2}} \exp\left(-\frac{a^2 g}{2 \sin^2 q}\right) dq p_g(g) dg = \frac{1}{p} \int_0^{\frac{p}{2}} \left[\int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{a^2 g}{2 \sin^2 q}\right) p_g(g) dg \right] dq \quad (2.33)$$

que pode ser reescrito da forma (2.34), visto que a função geração do momento (MGF) de g ser a transformada de *Laplace* de $p_g(g)$ com o expoente simétrico ao de (2.33),

$$P_b(\bar{g}) = \frac{1}{p} \int_0^{\frac{p}{2}} M_g\left(-\frac{a^2}{2 \sin^2 q}\right) dq \quad (2.34)$$

2.1.5 Expressão geral para a probabilidade de erro

Substituindo a expressão da transformada de *Laplace* da PDF de *Rayleigh* na equação anterior, virá,

$$P_b(\bar{g}) = \frac{1}{p} \int_0^{\frac{p}{2}} \left(1 + \frac{a^2 \bar{g}}{2 \sin^2 q} \right)^{-1} dq = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\frac{a^2 \bar{g}}{2}}{1 + \frac{a^2 \bar{g}}{2}}} \right) \quad (2.35)$$

Para o estudo desenvolvido ao longo da dissertação, baseou-se a análise do desempenho do canal através da probabilidade de erro introduzida por este, no sinal recebido.

2.2 Modulação M-QAM

Em comunicações móveis, todos os parâmetros escolhidos para a transmissão do sinal, para este ser recebido com o menor erro possível, são bastante importantes. Com a imprevisibilidade do comportamento do canal rádio, é fundamental que se escolha uma modulação fiável para elevadas taxas de transmissão, que são cada vez mais exigidas nas aplicações oferecidas pelas operadoras móveis. Desde a descoberta da *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) no início da década de 60, este tipo de modulação tem ganho relevância nas mais diversas aplicações [2].

Recentemente, novas técnicas permitiram a utilização do QAM em canais móveis com desvanecimento. Dependendo da atenuação introduzida pelo canal rádio e do tipo de dados, é possível utilizar vários esquemas de modulação QAM, diferindo no número de bits a transmitir por símbolo, o que implica uma BER associada a cada símbolo. Apresentam-se nas secções seguintes as características gerais do QAM.

2.2.1 Modulação e transmissão QAM num canal com ruído branco

O sinal modulado pode ser representado como sendo (2.37),

$$s(t) = a(t) \cos[2p f_c t + \Theta(t)] = \text{Re}(a(t)e^{j[w_c t + \Theta(t)]}), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.36)$$

T_s é o intervalo de símbolo, que está relacionado com a duração de bit da forma,

$$T_s = m \cdot T_b \quad (2.37)$$

Sendo m o número de bits por símbolo, obtidos da forma,

$$m = \log_2 M \quad (2.38)$$

$\cos(\omega_c t)$ é modulado em amplitude se a amplitude $a(t)$ é ajustada de acordo com o sinal modulante, e é modulado em fase se $\Theta(t)$ variar de acordo com o sinal modulante.

Num sinal QAM, a amplitude do sinal bandabase modulante é determinado por $a(t)$ e a fase por $\Theta(t)$. A componente de fase I é dada por,

$$I = a(t) \cos \Theta(t) \quad (2.39)$$

e a componente em quadratura, Q, é dada pela expressão,

$$Q = a(t) \sin \Theta(t) \quad (2.40)$$

No entanto, o sinal é corrompido pelo canal, sendo associada uma componente que corresponde ao ruído branco, AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). A expressão que traduz o sinal recebido é,

$$r(t) = a(t) \cos[2\pi f_c t + \Theta(t)] + n(t) \quad (2.41)$$

Em que $n(t)$ corresponde ao ruído branco, tendo também uma componente em fase e em quadratura,

$$n(t) = n_I(t) + n_Q(t) \quad (2.42)$$

2.2.2 Modulação e desmodulação de M-QAM quadrado

A figura 2.2 representa a modulação e desmodulação de M-QAM quadrado [5],

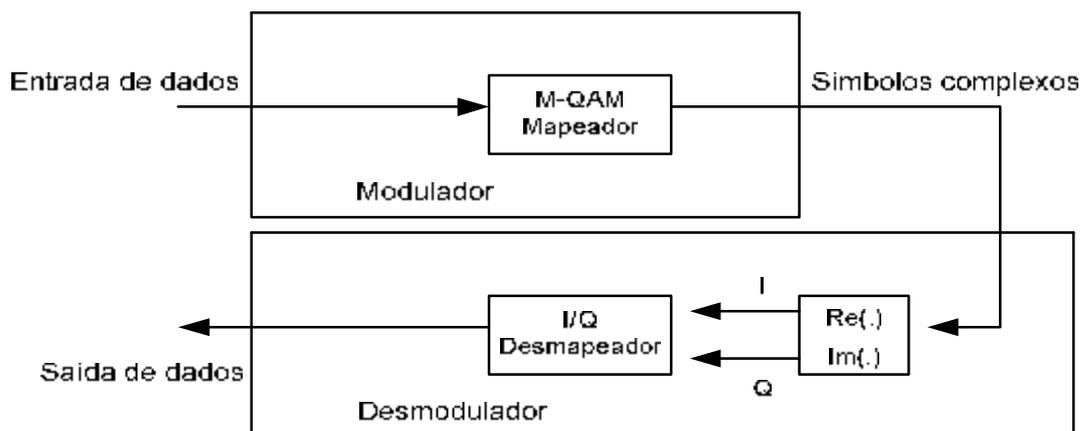


Figura 2.2: Sistema exemplificativo da modulação e desmodulação para M-QAM quadrado

No modulador, a sequência de bits de dados são separados num grupo de bits em fase e em quadratura. Estes bits, em conjunto, são mapeados em símbolos complexos, aplicando o código de *Gray*. O desmodulador divide os símbolos em componentes I e Q e, seguidamente, são desmodulados. A desmodulação de ambas as componentes é idêntica devido à simetria, visto ser M-QAM quadrado.

Para o estudo realizado ao longo da dissertação, consideraram-se as constelações 1-QAM, 2-QAM, 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM e 64-QAM correspondendo, respectivamente, ao conjunto discreto $\{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ de número de bits transmitidos por símbolo.

2.2.3 Constelação 16-QAM utilizando o código *Gray*

O método de mapeamento aplicando o código de *Gray*, atribui bits a serem transmitidos, numa dada constelação considerada ótima.

A título exemplificativo, é apresentada na figura 2.3 a constelação 16-QAM, que corresponde a 4 bits por símbolo [2, 5, 57],

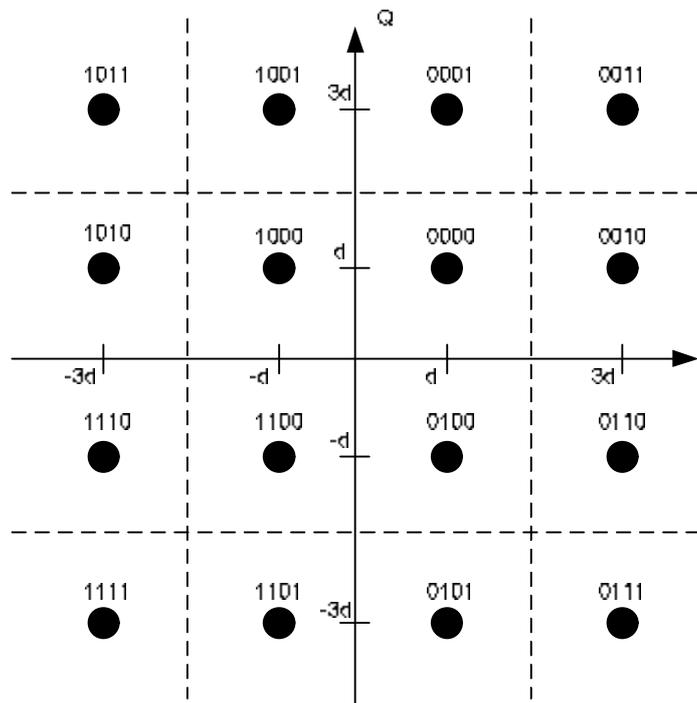


Figura2.3:Constelação 16-QAM utilizando o código de Gray

O primeiro e terceiro bit são mapeados no conjunto dos bits I enquanto que o segundo e quarto bit passam para o conjunto de bits Q. Aplica-se em seguida o código de Gray, para os diferentes conjuntos, definindo um conjunto de bits mais significativos (MSB- *Most Significant Bits*) e um conjunto de bits menos significativos (LSB - *Less Significant Bits*) correspondendo ao seguinte diagrama representado na figura 2.4,

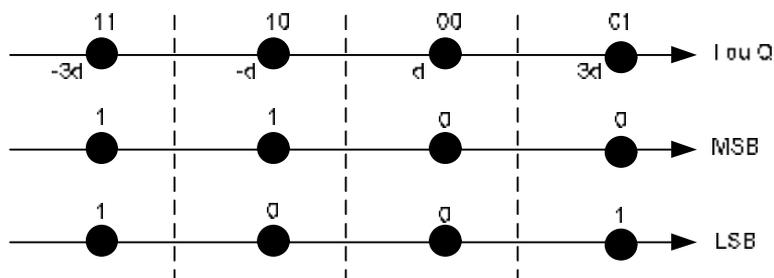


Figura2.4:Desmapeamento, bit a bit, da constelação 16-QAM

Desta forma, a cada nível $\{-3d, -d, d, 3d\}$ são atribuídos os bits 11, 10, 00 e 01. Este tipo de mapeamento e análise da constelação permitirá obter a probabilidade de erro associado a cada M de M-QAM e pressupõe que, no processo de desmodulação, as posições dos bits nos símbolos QAM, associados a cada ponto da constelação, têm um efeito diferente na probabilidade de erro.

2.2.4 Cálculo da probabilidade de erro de bit (BER) para canais corrompidos pelo AWGN

Nesta secção considera-se a transmissão e desmodulação de sinais M-QAM quadrado sobre canais gaussianos [5, 57]. Aplicando a análise para a constelação 16-QAM e baseando a probabilidade de erro no estudo descrito na secção anterior (2.1.3), o sinal recebido é do tipo [4],

$$r = sae^{jq} + n, \quad s \in \{-3d, -d, d, 3d\} \quad (2.43)$$

sendo,

- $a e^{jq}$ - desvanecimento
- n - ruído com variância $S_n^2 = \frac{h_0}{2}$

A BER é calculada para a componente em fase (I). Por simetria, a BER da componente em quadratura, será igual. Iniciando a análise para o grupo de bits MSB, um erro ocorre quando o sinal que representa um bit 1 ($s = -3d, -d$), cai na região de decisão correspondente ao bit 0, ou vice-versa. Obtém-se assim uma probabilidade de erro para os bits MSB,

$$P_{MSB} = \frac{1}{2} Q\left(\frac{3d}{S_n}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\frac{d}{S_n}\right) \quad (2.44)$$

e uma probabilidade de erro para os LSB,

$$P_{LSB} = \frac{1}{2} \left[Q\left(\frac{3d-2d}{S_n}\right) - Q\left(\frac{3d+2d}{S_n}\right) \right] + \frac{1}{2} \left[Q\left(\frac{-d+2d}{S_n}\right) + Q\left(\frac{d+2d}{S_n}\right) \right] \quad (2.45)$$

Visto cada bit ser mapeado para MSB e LSB com igual probabilidade e a probabilidade de erro para as componentes em fase e quadratura serem iguais, a BER total é dada pela expressão,

$$P_e = \frac{1}{2}[P_{MSB} + P_{LSB}] = \frac{1}{4} \left[Q\left(\frac{d}{S_n}\right) - Q\left(\frac{5d}{S_n}\right) \right] + \frac{1}{4} \left[Q\left(\frac{d}{S_n}\right) + Q\left(\frac{3d}{S_n}\right) \right] \quad (2.46)$$

A média da energia do sinal M-QAM é dada por [4],

$$\bar{E} = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} E_i \quad (2.47)$$

Para M=16, a média da energia do sinal é igual a,

$$\bar{E} = \frac{1}{16} \left[4 \left(\frac{d^2}{4} + \frac{d^2}{4} \right) + 8 \left(\frac{9d^2}{4} + \frac{d^2}{4} \right) + 4 \left(\frac{9d^2}{4} + \frac{9d^2}{4} \right) \right] = \frac{5d^2}{2} \quad (2.48)$$

com a energia de símbolo dada por,

$$\bar{E}_s = \bar{E} \times \log_2 M = \frac{5d^2}{2} \times \log_2 16 = 10d^2 \quad (2.49)$$

A relação distância/variância é expressa por,

$$\frac{d}{S_n} = \frac{\sqrt{\frac{E_s}{10}}}{\sqrt{\frac{h_0}{2}}} = \sqrt{\frac{\bar{g}}{5\Omega}} \quad (2.50)$$

e obtém-se a probabilidade condicional P_b para M=16,

$$P_{b16} = \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{g}{5}}\right) + \frac{1}{2} Q\left(3\sqrt{\frac{g}{5}}\right) - \frac{1}{4} Q\left(\sqrt{5g}\right) \quad (2.51)$$

Apesar dos cálculos apresentados corresponderem unicamente à constelação 16-QAM, o método é extensivo às restantes constelações quadradas estudadas na dissertação.

As expressões da probabilidade de erro para as constelações não quadradas foram obtidas por aproximação e com base nas constelações abaixo ilustradas, 8-QAM e 32-QAM respectivamente [76].

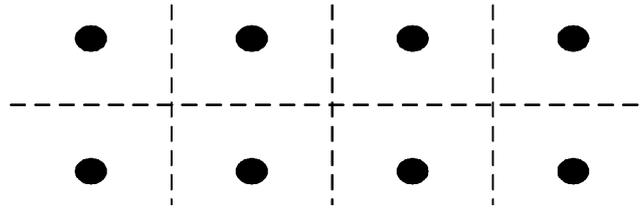


Figura 2.5. Constelação 8-QAM

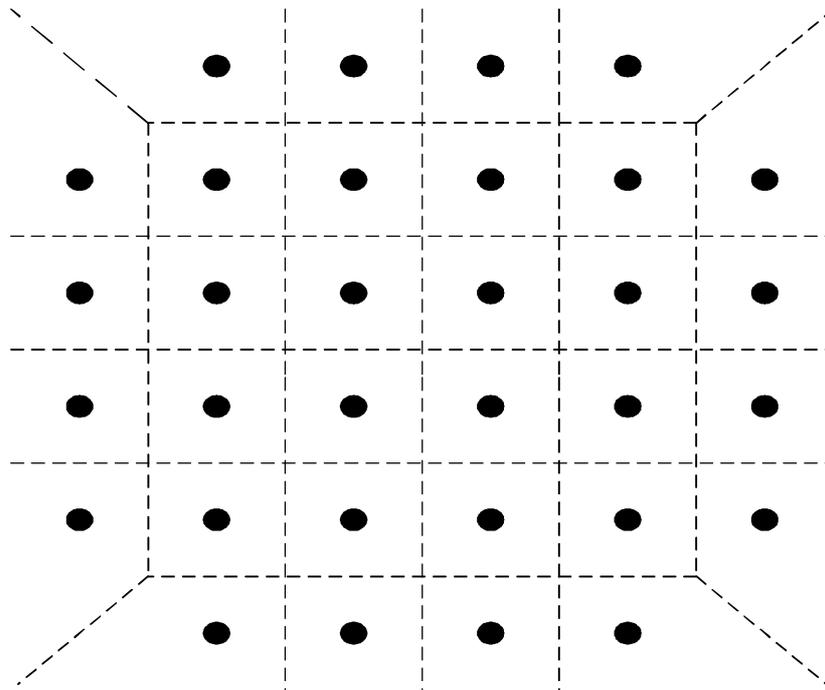


Figura 2.6: Constelação 32-QAM

Apresenta-se de seguida as respectivas probabilidades de erro:

- Constelação 1-QAM e $m=0$,

 Não é transmitida informação

- Constelação 2-QAM e $m=1$,

$$P_{b2} = Q(\sqrt{2g}) \quad (2.52)$$

- Constelação 4-QAM e $m=2$,

$$P_{b4} = 2 Q(\sqrt{2g}) \quad (2.53)$$

- Constelação 8-QAM e $m=3$,

$$P_{b8} \cong \frac{5}{6} Q\left(\sqrt{\frac{g}{3}}\right) \quad (2.54)$$

- Constelação 32-QAM e $m=5$,

$$P_{b32} \cong \frac{7}{10} Q\left(\sqrt{\frac{g}{10}}\right) \quad (2.55)$$

- Constelação 64-QAM e $m=6$,

$$P_{b64} = \frac{7}{12} Q\left(\sqrt{\frac{g}{21}}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{\frac{9g}{21}}\right) - \frac{1}{12} Q\left(\sqrt{\frac{25g}{21}}\right) + \frac{1}{12} Q\left(\sqrt{\frac{81g}{21}}\right) - \frac{1}{12} Q\left(\sqrt{\frac{169g}{21}}\right) \quad (2.56)$$

2.2.5 Probabilidade de erro de bit para canais corrompidos por AWGN e com desvanecimento de *Rayleigh*

Feita a análise da probabilidade de erro relativamente ao desempenho do canal na transmissão de sinais QAM num canal AWGN, apresenta-se em seguida o estudo em canais com desvanecimento de *Rayleigh*, já caracterizado na secção 2.1 [56]. Assumindo um canal de banda estreita e desvanecimento plano em que a largura de banda do sinal é menor que a banda de coerência do canal, todas as componentes da frequência do sinal transmitido sofrem a mesma atenuação e deslocamento de fase.

Caracterizando a densidade de probabilidade de erro para este tipo de cenário e aplicando a equação (2.32), as BERs para as respectivas constelações virão:

- Constelação 1-QAM e $m=0$,

Não é transmitida informação

- Constelação 2-QAM e $m=1$,

$$P_2(\bar{g}) = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2g}) \frac{1}{g} e^{-\frac{g}{\bar{g}}} dg \quad (2.57)$$

- Constelação 4-QAM e $m=2$,

$$P_4(\bar{g}) = \int_0^{\infty} 2 Q(\sqrt{2g}) \frac{1}{g} e^{-\frac{g}{\bar{g}}} dg \quad (2.58)$$

- Constelação 8-QAM e $m=3$,

$$P_8(\bar{g}) = \int_0^{\infty} \frac{5}{6} Q\left(\sqrt{\frac{g}{3}}\right) \frac{1}{g} e^{-\frac{g}{\bar{g}}} dg \quad (2.59)$$

- Constelação 16-QAM e $m=4$,

$$P_{16}(\bar{g}) = \int_0^{\infty} \left[\frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{g}{5}}\right) + \frac{1}{2} Q\left(3\sqrt{\frac{g}{5}}\right) - \frac{1}{4} Q(\sqrt{5g}) \right] \frac{1}{g} e^{-\frac{g}{\bar{g}}} dg \quad (2.60)$$

- Constelação 32-QAM e $m=5$,

$$P_{32}(\bar{g}) \cong \int_0^{\infty} \frac{7}{10} Q\left(\sqrt{\frac{g}{10}}\right) \frac{1}{g} e^{-\frac{g}{\bar{g}}} dg \quad (2.61)$$

- Constelação 64-QAM e m=6,

$$P_{64}(\bar{g}) = \int_0^{\infty} \left[\frac{7}{12} Q\left(\sqrt{\frac{\bar{g}}{21}}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{\frac{9\bar{g}}{21}}\right) - \frac{1}{12} Q\left(\sqrt{\frac{25\bar{g}}{21}}\right) + \frac{1}{12} Q\left(\sqrt{\frac{81\bar{g}}{21}}\right) - \frac{1}{12} Q\left(\sqrt{\frac{169\bar{g}}{21}}\right) \right] \frac{1}{g} e^{-\frac{g}{\bar{g}}} dg \quad (2.62)$$

Substituindo as probabilidades obtidas para cada constelação QAM na expressão (2.35), as probabilidades finais para este tipo de cenário são:

- Constelação 1-QAM e m=0,

- Não é transmitida informação

- Constelação 2-QAM e m=1,

$$P_2(\bar{g}) = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{g}}{\bar{g}+1}} \right) \quad (2.63)$$

- Constelação 4-QAM e m=2,

$$P_4(\bar{g}) = \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{g}}{\bar{g}+1}} \right) \quad (2.64)$$

- Constelação 8-QAM e m=3,

$$P_8(\bar{g}) \cong \frac{5}{12} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{g}}{\bar{g}+6}} \right) \quad (2.65)$$

- Constelação 16-QAM e m=4,

$$P_{16}(\bar{g}) = \frac{3}{8} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{g}}{\bar{g}+10}} \right) + \frac{1}{4} \left(1 - \sqrt{\frac{9\bar{g}}{9\bar{g}+10}} \right) - \frac{1}{8} \left(1 - \sqrt{\frac{5\bar{g}}{5\bar{g}+2}} \right) \quad (2.66)$$

- Constelação 32-QAM e m=5,

$$P_{32}(\bar{g}) \cong \frac{7}{20} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{g}}{\bar{g} + 20}} \right) \quad (2.67)$$

- Constelação 64-QAM e m=6,

$$P_{64}(\bar{g}) = \frac{7}{24} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{g}}{\bar{g} + 42}} \right) + \frac{1}{4} \left(1 - \sqrt{\frac{9\bar{g}}{9\bar{g} + 42}} \right) - \frac{1}{24} \left(1 - \sqrt{\frac{25\bar{g}}{25\bar{g} + 42}} \right) + \frac{1}{24} \left(1 - \sqrt{\frac{81\bar{g}}{81\bar{g} + 42}} \right) - \frac{1}{24} \left(1 - \sqrt{\frac{169\bar{g}}{169\bar{g} + 42}} \right) \quad (2.68)$$

2.3 Modulação DAPSK

No futuro das comunicações pessoais, uma modulação eficiente, em termos de largura de banda, é essencial para responder às necessidades de cenários de elevada densidade e multimédia. A técnica de transmissão OFDM é bastante atractiva para aplicações que exijam elevadas taxas de transmissão num ambiente de rádio móvel. Uma modulação alternativa à analisada na secção anterior para as sub-portadoras do OFDM é a MDAPSK (*Multi – Differential Amplitude and Phase Shift Keying*), que é descrita nos parágrafos seguintes [6, 22-24].

Aplicando a MDAPSK, a fase e amplitude são utilizadas simultaneamente para a modulação diferencial. Este tipo de técnica não exige um conhecimento aprofundado das propriedades do canal no processo de igualação diferencial. Desta forma, num receptor OFDM/M-DAPSK não é necessária a estimação do canal e nem um equalizador no domínio da frequência, o que reduz a complexidade de computação, tornando-se uma modulação bastante atractiva [6].

O exemplo mais comum de uma técnica de modulação diferencial é a *Differential Phase Shift Keying* (DPSK), tendo só a informação na fase. Pode considerar-se a modulação em estudo como sendo uma extensão da DPSK [6]. O modelo matemático de um sistema deste tipo assume que há vários ramos, cada um com informação idêntica e sofrendo do mesmo tipo de desvanecimento, neste caso plano, e cuja envolvente segue a distribuição de *Rayleigh* [1, 21].

A codificação diferencial para canais de banda estreita (secção 2.1) implica que a informação transmitida está contida na diferença entre dois símbolos consecutivos [6, 7]. Os bits a ser transmitidos são directamente mapeados na diferença na amplitude e fase dos dois sinais modulados consecutivos. A codificação pode ser aplicada no tempo e na frequência para um símbolo OFDM. No domínio temporal, a informação está contida na diferença entre dois símbolos OFDM consecutivos que se encontram na mesma sub-portadora.

No domínio da frequência, a informação encontra-se na diferença entre duas sub-portadoras consecutivas no mesmo símbolo OFDM.

Consideram-se N_a anéis concêntricos de amplitude, cada um contendo N_p fases do $n^{\text{ésimo}}$ sinal complexo modulado da $k^{\text{ésima}}$ sub-portadora [7, 23, 24]. Tal como na modulação M-QAM, a sequência de bits transmitidos é inicialmente agrupada e mapeada, baseando-se no código de *Gray*, numa sequência composta por pares de símbolos independentes, $(\Delta a_{n,k}, \Delta b_{n,k})$, de acordo com a constelação de M-DAPSK em que $\Delta a_{n,k} \in \{0, 1, \dots, N_a - 1\}$ e $\Delta b_{n,k} \in \{0, 1, \dots, N_p - 1\}$.

O sinal complexo pode ser descrito por,

$$S_{n,k}(t) = I \cdot m^{a_{n,k}} \cdot e^{j(\frac{2p}{N_p})b_{n,k}t} \quad (2.69)$$

Em que,

$$m > 1 \quad (2.70)$$

é um valor fixo do anel

$$N_a = 2^{m_a} \quad (2.71)$$

é o número de círculos de amplitudes distintas

$$N_p = 2^{m_p} \quad (2.72)$$

é o número de fases por círculo de amplitude, $a_{n,k}$ indica o nível de amplitude do sinal transmitido, $b_{n,k}$ é o nível de fase do sinal DAPSK. O anho normalizado do sinal, i.e., a potência média do sinal transmitido, normalizado à unidade é dado por,

$$I = \sqrt{N_a \frac{(m^2 - 1)}{(m^{2N_a} - 1)}} \quad (2.73)$$

O número de estados do sinal é dado,

$$M = N_a \cdot N_p = 2^m \quad (2.74)$$

e o número de bits por sinal DAPSK é expresso por,

$$m = m_a \cdot m_p \quad (2.75)$$

2.3.1 Receptor utilizando modulação M-DAPSK

Para um canal de desvanecimento plano, o sinal recebido para cada ramo pode ser descrito da forma,

$$r_k(t) = g_k(t) \cdot s(t) + z_k(t) \quad 0 \leq t \leq T_s \quad \wedge \quad k=1, 2, \dots, L \quad (2.76)$$

T_s é o período de símbolo, em que para o $k^{\text{ésimo}}$ ramo, $g_k(t)$ representa o factor de transferência do canal, que inclui a interferência em fase e amplitude e $z_k(t)$ o ruído AWGN.

Para determinar o bit de amplitude codificado, o sinal $r_k(t)$ e a versão atrasada do símbolo, $r_k(t-T_s)$, passam por um integrador e um detector de raiz quadrada. As duas regiões de decisão são representadas matematicamente pelas duas expressões,

$$|U|^2 = \sum_{k=1}^L |U_k|^2 = \sum_{k=1}^L \left| \int_0^{T_s} r_k(t) dt \right|^2 \quad (2.77)$$

$$|\mathbf{K}|^2 = \sum_{k=1}^L |\mathbf{K}_k|^2 = \sum_{k=1}^L \left| \int_0^{T_s} r_k(t - T_s) dt \right|^2 \quad (2.78)$$

Para a codificação dos bits de amplitude é aplicada a regra de decisão expressa por,

$$x_L^2 < \frac{|U|^2}{|\mathbf{K}|^2} < x_H^2 \quad (2.79)$$

Se a condição anterior for satisfeita, assume-se o binário '1'; caso contrário é assumido o '0'. Na expressão anterior, x_L e x_H representam o limiar de decisão inferior e superior, respectivamente, que são funções de m ,

$$x_H = \frac{1+m}{2} \quad (2.80)$$

e

$$x_L = \frac{2}{1+m} \quad (2.81)$$

A codificação dos bits de fase é baseada na detecção convencional da modulação 8-DPSK.

2.3.2 Probabilidade de erro de 16-DAPSK

A título de exemplo, analisa-se, nesta secção, a probabilidade de erro para a modulação 16-DAPSK. Visto que o receptor detecta os bits de amplitude e fase independentemente, a probabilidade de erro é determinada, calculando as probabilidades de erro de fase e amplitude separadamente. O resultado é, posteriormente, combinado para obter a probabilidade de erro total e correspondente à modulação 16-DAPSK.

2.3.2.1 Probabilidade de erro de amplitude

As amplitudes superiores e inferiores ocorrerão uniformemente com uma probabilidade de 0,5. Consequentemente, a probabilidade de erro é dada por,

$$P_a = \frac{1}{4} [P_a(HH) + P_a(LL) + P_a(HL) + P_a(LH)] \quad (2.82)$$

em que $P_a(HL)$ representa a probabilidade de erro em amplitude para uma sequência de amplitude da parte superior para a inferior.

As probabilidades parciais são apresentadas da como sendo,

$$P_a(HH) = P \left[\frac{|U_H|}{|K_H|} > x_H \right] + P \left[\frac{|U_H|}{|K_H|} < x_L \right] \quad (2.83)$$

$$P_a(LL) = P \left[\frac{|U_L|}{|K_L|} > x_H \right] + P \left[\frac{|U_L|}{|K_L|} < x_L \right] \quad (2.84)$$

$$P_a(HL) = P \left[\frac{|U_L|}{|K_H|} > x_L \right] - P \left[\frac{|U_L|}{|K_H|} < x_H \right] \quad (2.85)$$

$$P_a(LH) = P \left[\frac{|U_H|}{|K_L|} > x_L \right] - P \left[\frac{|U_H|}{|K_L|} < x_H \right] \quad (2.86)$$

sendo $|U_H|$ e $|U_L|$ utilizados para definir os anéis exterior e interior, respectivamente.

2.3.2.2 Probabilidade de erro de fase

A probabilidade de erro de fase é obtida para a M-DPSK, em que a probabilidade de erro de bit para DPSK é dada por,

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-g} \quad (2.87)$$

2.3.2.3 Probabilidade de erro combinada

A probabilidade de erro total é dada pela combinação das probabilidades analisadas nas secções anteriores (2.3.2.1 e 2.3.2.2). A probabilidade de erro de símbolo virá,

$$P_s = P_a + P_p - P_a \cdot P_p \quad (2.88)$$

Assumindo a codificação de *Gray*, a probabilidade de erro de bit virá expressa,

$$P_b \approx \frac{P_s}{4} \quad (2.89)$$

A análise do desempenho de um sistema OFDM, implica objectivamente o estudo das probabilidades de erro associadas às modulações M-DAPSK e M-QAM, sendo esta última utilizada mais frequentemente e, portanto, a que foi considerada objecto de estudo para o presente trabalho. No capítulo que se segue, são descritas as modulações avançadas, nomeadamente a CDMA e OFDM, sendo, esta última, o objecto principal de estudo na presente dissertação.

CAPÍTULO 3

MODULAÇÕES AVANÇADAS

No capítulo anterior foram descritas as modulações convencionais mais utilizadas em sistemas multiportadora. No presente capítulo é feita uma abordagem às modulações multiportadora, dando especial realce à técnica OFDM. Contudo, começa por estudar-se uma outra técnica moderna de modulação, o *Code Division Multiple Access* (CDMA) na secção 3.1. A secção seguinte, 3.2, abordará a modulação principal desta tese, OFDM. Finalmente, a secção 3.3 aborda ligeiramente as vantagens dos sistemas CDMA/OFDM.

Modulações multiportadora

É notório o crescente aumento de sistemas de comunicação rádio móvel que apresentam, como requisitos, uma grande variedade de serviços de alta qualidade para os terminais móveis [9]. Para dar resposta a esses requisitos, os sistemas implementados devem fornecer uma grande capacidade através de um ritmo de transmissão de informação variável com elevada eficiência de largura de banda. No entanto, o cenário rádio móvel apresenta fenómenos de desvanecimento e espalhamento de atraso multipercurso, já caracterizado no capítulo 2. Em canais desta natureza, desvanecimentos severos da amplitude do sinal induzem a uma degradação do sinal que se torna inaceitável face ao desempenho do sistema. Técnicas como a codificação do canal e igualização, têm sido bastante aplicadas em sistemas de monoportadora para combater a degradação do sinal. No entanto, essas técnicas tornam-se insuficientes quando se aumenta a taxa de transmissão. O período de símbolo torna-se pequeno relativamente ao tempo de espalhamento. No sentido de transpor esta enorme limitação, foram considerados os sistemas multiportadora.

O primeiro sistema de modulação multi-canal surgiu na década de cinquenta, num cenário de aplicações militares [2, 8], sendo melhor caracterizado como sistemas *Frequency Division Multiplexing* (FDM).

Características e evolução da comunicação de dados para ambientes rádio móvel

Inicialmente, os sistemas celulares foram arquitectados e projectados no sentido de transmitir voz. Presentemente, os parâmetros que envolvem o tráfego de voz no canal rádio móvel encontram-se bem caracterizados, o que permite aos especialistas a utilização de metodologias standard para estimar a capacidade do sistema de comunicação. Com a crescente necessidade de aplicações e serviços que exigem uma maior qualidade e ritmo de transmissão oferecidos ao utilizador de um terminal móvel, pretende-se obter um sistema flexível que possa ser utilizado por diversas aplicações, incluindo voz e dados.

Desta forma, surgem modulações avançadas, tais como OFDM que pretendem maximizar o desempenho do sistema, aumentando a robustez face ao desvanecimento selectivo na frequência ou na interferência de banda estreita. A utilização desta técnica é motivada por duas das suas características: ser espectralmente eficiente, e não ser complexa na igualização em canais de desvanecimento lento dispersivo.

3.1 Modulação CDMA

A primeira abordagem ao *Code Division Multiple Access* (CDMA) data de 1990 pela Qualcomm, Inc. [17, 18, 20], logo após a época emergente da norma celular digital *Interim Standard-54* (IS-54) baseada na tecnologia *Time Division Multiple Access* (TDMA). Em 1993 foi adoptada como a segunda norma digital celular Pan-Americana., como sendo a IS-95. Utilizando técnicas de espalhamento de espectro, este sistema apresenta uma grande capacidade que vai de encontro aos requisitos das novas aplicações e serviços nos terminais móveis. No entanto, estes superam as capacidades dos sistemas móveis actuais da segunda geração, o *Global System for Mobile Communications* (GSM), a *Interim Standard-95* (IS-95) do sistema Pan-Americano e o *Personal Digital Cellular* (PDC), no Japão. Recentemente, novos sistemas e objectivos foram definidos e a ETSI e a *International Telecommunication Union* (ITU) estão a desenvolver e a estruturar uma plataforma de suporte destes sistemas para a terceira geração móvel (3G), nomeadamente a *Universal Mobile Telecommunication System*

(UMTS) e *International Mobile Telecommunications* de 2000 (IMT-2000) [17]. Nas secções seguintes vai ser descrito o sistema base CDMA, os seus fundamentos e aplicações.

As suas características levam a ser considerado um forte candidato para suporte de serviços multimédia ao lidar com tráfego de dados multimédia assíncrono e fornecer elevada capacidade em esquemas de transmissão convencionais.

3.1.1 Técnicas de acesso múltiplo

Existem três categorias básicas de acesso múltiplo:

- *Frequency Division Multiple Access* (FDMA)
- *Time Division Multiple Access* (TDMA)
- *Code Division Multiple Access* (CDMA)

Combinando as três categorias, é possível gerar técnicas híbridas, tais como a combinação da divisão na frequência com a divisão temporal (FD/TDMA), divisão na frequência e divisão no código (FD/CDMA). A CDMA é a técnica de múltiplo acesso proposta para a geração móvel 3G.

CDMA é uma técnica de espalhamento de espectro que suporta simultaneamente a transmissão digital de vários utilizadores num ambiente de múltiplo acesso, contrariamente aos esquemas TDMA e FDMA, em que o espectro é dividido pelos subscritores.

No entanto, o que torna o CDMA mais atractivo é a capacidade de suportar vários utilizadores no mesmo canal rádio, o que optimiza um dos recursos mais escassos no sistema rádio móvel, o espectro. A reutilização da frequência, conceito aplicado na estrutura celular dos sistemas móveis, é aplicada também nas técnicas de espalhamento de espectro (*Spread Spectrum* (SS)), não só aos utilizadores da mesma célula, mas também nas restantes e que conduz a sistemas de banda larga [20].

3.1.2 Conceitos básicos do espalhamento de espectro

Numa transmissão em que ocorre o espalhamento de espectro, a informação original que ocupa uma dada largura de banda, B Hz, é espalhada, sendo a sua largura da banda final N vezes a inicial,

$$B_f = B_i \times N \quad (3.1)$$

em que N é o ganho de processamento, dado pela expressão,

$$N = \frac{B_f}{B_i} \quad (3.2)$$

Existem dois tipos de sistema de espalhamento de espectro:

- Sistemas *Direct Sequence* (DS) SS
- Sistemas *Frequency Hopping* (FH) SS

3.1.2.1 Sistemas DS-SS

Os sistemas DS-SS são mais utilizados que os FH-SS. O sinal original é modulado por uma portadora, sendo as modulações aplicadas em CDMA a BPSK, DPSK e QPSK, e seguidamente multiplicado por uma sequência de código binário cuja largura de banda é muito maior que a largura de banda do sinal original. Desta forma, o espectro do sinal inicial é espalhado, o que conduz a um sinal de banda larga. O sinal de banda larga modulado é então transmitido ao longo do canal rádio móvel. Durante a transmissão, o sinal sofre a interferência de outros sinais modulados de outros utilizadores e, no receptor, obtém-se o sinal original corrompido por outros sinais [19].

3.1.2.2 Sistemas FH-SS

O canal de banda larga é dividido em várias bandas de frequência iguais à largura de banda do sinal original dos utilizadores. Durante a transmissão do sinal, a frequência da portadora muda periodicamente, resultando na comutação periódica da banda de frequência para um dado utilizador. No receptor, o desmodulador segue o mesmo esquema de comutação de frequência adoptado pelo utilizador.

O sinal é transmitido, utilizando diferentes frequências das portadoras, em função do tempo, espalhando a informação numa banda larga do espectro. Existem dois padrões

distintos nos sistemas FH, o *Fast* FH (FFH) em que a frequência da portadora comuta várias vezes, num período de símbolo, e o *Slow* FH (SFH) em que a comutação de frequência ocorre após um dado número de símbolos.

3.1.2.3 Geração do código

A geração da sequência de código é fundamental para a separação correcta do sinal original e dos sinais interferentes de outros utilizadores. Pretende-se que exista uma baixa correlação entre as sequências de códigos dos diferentes utilizadores.

Propriedades da sequência de código:

- Simples de gerar
- Difícil de reconstruir num segmento pequeno, para obter segurança na transmissão.

3.1.3 Características dos sinais CDMA

A técnica CDMA, devido às suas características, é uma forte candidata para o suporte de serviços multimédia, visto ser capaz de suportar tráfego assimétrico de dados e uma grande capacidade relativamente a outras técnicas de acesso múltiplo já referidas nas secções anteriores.

Para um dado utilizador k , o sinal transmitido é dado por [16],

$$v_k(t) = \sum_{l=1}^L \sqrt{2 \cdot P} \cdot b_{k,l}(t) \cdot a_k(t) \cdot \cos(w_l t + \phi_{k,l}) \quad (3.3)$$

em que P é a potência máxima do sinal, considerado constante para todas as frequências e utilizadores e w_l é a l -ésima frequência da portadora.

A relação entre as frequências das portadoras é expressa por,

$$w_l = w_1 + \frac{2p(l-1)}{T_c} \quad (3.4)$$

em que T_c é o intervalo da sequência de espalhamento.

O conjunto de dados transmitidos pelo utilizador k , na l -ésima portadora pode ser expresso da forma,

$$b_{k,l}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} b_{k,l}^j \cdot f(t - jT) \quad (3.5)$$

O termo $f(t)$ representa ondas rectangulares periódicas, de período T e amplitude unitária.

Sendo o sinal de espalhamento dado por $a_k(t)$ dado por,

$$a_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} a_k^i \cdot y(t - iT_c) \quad (3.6)$$

com:

a_k^i - Sequência correspondente ao k -ésimo utilizador na i -ésima portadora

$y(t)$ - Ondas rectangulares periódicas com amplitude unitária e período T_c

O sinal recebido virá dado pela equação,

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{2 \cdot P} \cdot b_{k,l}(t - t_k) \cdot a_k(t - t_k) \cdot \cos(w_l t + \phi_{k,l}) + n(t) \quad (3.7)$$

com:

$n(t)$ - AWGN médio

t_k - variáveis aleatórias independentes distribuídas uniformemente

3.1.4 Aplicações do CDMA

A indústria de comunicações móveis, de forma a dar resposta às novas exigências dos utilizadores relativamente aos serviços oferecidos pelas operadoras, tais como aplicações multimédia, sentiu a necessidade de actualizar as tecnologias já existentes e tornar o mercado competitivo. Surgiram vários grupos de investigação, tendo, um deles,

baseado o seu estudo em plataformas já desenvolvidas anteriormente, permitindo assim uma preservação dos investimentos já efectuados e uma maior garantia de compatibilidade com a infraestruturas IS-95. Nesse âmbito, a tecnologia CDMA evoluiu nestes últimos anos, partindo do IS-95, que oferecia serviços de voz e dados, até 14.4 kbps. Com o mercado a mover-se para as aplicações de dados, surgiu o IS-95B que garantia uma velocidade de 64 kbps. Esta nova especificação foi implementada inicialmente na Coreia, estendendo-se mais tarde ao Peru e ao Japão. As duas versões adoptaram a denominação de cdmaOne.

Tendo sido aplicado em diversos países, e apesar do grande sucesso do cdmaOne, a migração para outras tecnologias tornou-se imperativa, num mercado exigente que já não se contentava com serviços de voz e de dados a uma velocidade de transmissão lenta. Surge assim, a necessidade de desenvolver um standard de telecomunicações móveis de terceira geração, capaz de proporcionar qualidade de transmissão de voz e dados mas também velocidades de transmissão com valores teóricos próximos dos 2 Mbps.

Em Dezembro de 1998 a ARIB (Japão), o ETSI (Europa), T1 (EUA), TTA (Coreia) e o TTC (Japão), concordaram em cooperar no desenvolvimento das especificações técnicas para uma 3ª geração de sistemas móveis pela International Telecommunication Union (ITU), intitulada “Third Generation Partnership Project”, conhecido pela abreviatura 3G. Surgiu uma “norma” global intitulada IMT-2000 que pretendia globalizar o cenário rádio móvel. Este objectivo não foi cumprido, tendo surgido, sob o IMT-2000, para interfaces rádio terrestres inúmeros standards:

- W-CDMA
- CDMA2000
- TD-CDMA/TD-SCDMA
- DECT
- UWC-136.

Sendo, o CDMA, objecto de estudo na presente secção, restringe-se a análise às três primeiras aplicações.

3.1.4.1 W-CDMA

O UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) é um membro da família IMT-2000 de sistemas móveis de comunicações de terceira geração (3G) e utiliza, como técnica de acesso, o W-CDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*). O W-CDMA, também conhecido no contexto UMTS, por UTRA-FDD (*UMTS Terrestrial Radio Access - Frequency Division Duplex*), é usado nas células de maior cobertura por que permite uma mobilidade elevada. Esta técnica usa bandas de frequência simétricas, isto é, tem igual largura de banda na emissão e recepção, transmitindo os sinais de *uplink* e *downlink* em portadoras distintas, separadas por uma banda de frequência de guarda. Devido às suas características, é utilizada em cenários de micro e macro células. Apresenta-se seguidamente, na tabela 3.1, as características principais.

Tabela 3.1: Parâmetros gerais do W-CDMA

| | |
|----------------------|---|
| Método de Acesso | DS-SS-SS |
| Largura de Banda | 2*5 MHz par UL: 1920 – 1980 MHz; DL: 2110 – 2170 MHz UL: 1850 – 1910 MHz; DL: 1930 – 1990 MHz |
| Codificação de canal | Convolutacional (1/3 ou 1/2 e k=9) ; Codificação turbo (1/3 ou 1/2 e k=3) |
| Chip Rate | 4.096 Mbps |
| Comprimento Imagem | 10 ms |
| Modulação | Espalhamento e dados: QPSK |
| Factor Espalhamento | 4-256 |
| Mobilidade/Cenário | Média/Micro células Elevada/Macro células |
| Taxa de Transmissão | Micro célula: 384 kbps Macro célula: 144 kbps |

3.1.4.2 CDMA2000

CDMA2000 1× utiliza um código único para distinguir cada chamada. Apresenta duas fases principais, CDMA2000 1× EV-DO (“Evolution Data Only”) que utiliza frequências separadas para voz e dados e CDMA2000 1× EV-DV (“Evolution Data and Voice”) que integra voz e dados na mesma banda de frequência.

- CDMA2000 1× EV-DO ou 1× EV fase um: aplica uma taxa de transmissão máxima de 2.4 Mbps utilizando uma portadora 1.25 MHz.
- CDMA2000 1× EV-DV ou 1× EV fase dois: é uma evolução da tecnologia CDMA. A migração exige apenas a actualização ao nível das BTS, BSC e PDSN, velocidade de transmissão de dados de 1.2 Mbps para utilizadores móveis e acima de 5.2 Mbps para utilizadores estacionários. Integra voz e simultaneamente serviços multimédia de elevados ritmos de transmissão de pacotes de dados.

Nestes últimos anos, surgiu o CDMA2000 3×, aprovado pelo ITU como um standard 3G, considerado IMT-2000 CDMA Multi-Carrier (CDMA-MC). Utiliza um espectro de 5 MHz (canais 3*1,25 MHz) para atingir velocidades de transmissão de 2-4 Mbps.

Apresenta-se na tabela 3.2, as características gerais do CDMA2000:

Tabela 3.2: Parâmetros gerais do CDMA2000

| | |
|----------------------|-------------------------------------|
| Método de Acesso | DS-SS-SS ou MC-SS-SS |
| Largura de Banda | 1,25 MHz / 3*1,25 MHz |
| Codificação de canal | Convolucional; Codificação turbo |
| Chip Rate | 3.6864 Mbps |
| Comprimento Imagem | 5 e 20 ms |
| Modulação | Espalhamento e dados: QPSK |

3.1.4.3 TD-CDMA e TD-SS-SS

O TD-SS-SS ou, no referido contexto, UTRA-TDD (*UTRA-Time Division Duplex*), é utilizado nas células de menor cobertura, pico-células, onde a taxa de transferência é preponderante à mobilidade. Esta técnica usa frequências de transmissão assimétricas, ou seja, tem diferentes larguras de banda para a emissão e recepção, sendo a

recepção superior. Concretamente, as mensagens *uplink* e *downlink* são transmitidas na mesma portadora, mas em diferentes *timeslots*, separadas por um intervalo de guarda. A tabela 3.3 descreve as características relevantes,

Tabela 3.3: Parâmetros gerais do TD-CDMA e TD-SCDMA

| Método de Acesso | TD-CDMA | TD-SCDMA |
|--------------------------|---|--|
| Largura de Banda | 1*5 MHz | 1*1.6 MHz par |
| Codificação de canal | Convolutional Codificação turbo | Convolutional Codificação turbo |
| Chip Rate | 3.84 Mbps | 1.28 Mbps |
| Comprimento Imagem | 10 ms | 10 ms |
| Modulação | Espalhamento e dados: QPSK | Espalhamento e dados: QPSK e 8-PSK |
| Factor de Espalhamento | 1, 2, 4, 8, 16 | 1, 2, 4, 8, 16 |
| Mobilidade/Cenário | Baixa/Pico células Média/Micro células | Baixa/Pico células Média/Micro células Elevada/Macro células |
| <i>Timeslots</i> /imagem | 15 | 7 |

3.2 Modulação OFDM

Os primeiros esquemas de OFDM foram apresentados por Chang e Saltzberg. Desde então, esta técnica tem sido estudada e considerada a sua utilidade para sistemas que cada vez mais exigem uma maior qualidade de transmissão e maior ritmo de transmissão de informação.

3.2.1 Princípio do OFDM

Na modulação monoportadora, os dados são enviados em série modulando uma única portadora a um ritmo de transmissão de R símbolos por segundo [3, 8, 9]. O período de símbolo, T_s , é dado por,

$$T_s = \frac{1}{R} \quad (3.8)$$

Num canal mutipercurso, a dispersão temporal pode ser significativa comparativamente ao período de símbolo, que resulta na interferência entre símbolos (ISI). A existência de ISI implica a utilização de complexas igualizações para compensar a distorção do canal rádio.

Num sistema de modulação multiportadoras, o sistema pode ser interpretado como uma combinação de esquemas de modulação e de multi-acesso que segmenta o canal de comunicação, com largura de banda W , e permite ser partilhado por diversos utilizadores. O espectro é dividido num número de sub-portadoras, N_c , igualmente espaçadas, em que cada uma transporta uma porção da informação a ser transmitida., expressa da forma,

$$\Delta f = \frac{W}{N_c} \quad (3.9)$$

Num sistema de transmissão de dados em paralelo clássico, a banda de frequências total do sinal é dividida em N subcanais de frequência que não se sobrepõem. Cada subcanal é modulado com símbolos independentes e seguidamente os N subcanais são multiplexados na frequência. Esta técnica clássica já ultrapassa a limitação de transmissões em série em que ocorre interferência entre canais. No entanto, conduz a um subaproveitamento do espectro disponível. Sendo este o princípio do OFDM, considera-se uma técnica especial do FDM, apresentando uma propriedade importante que a distingue de outras técnicas FDM, que é o princípio da ortogonalidade entre sub-portadoras. Esta característica permite que o espectro das diferentes sub-portadoras se sobreponha, pois sendo ortogonais, não interferem entre si.

Apresenta-se na figura seguinte, 3.1, a diferença entre a técnica clássica FDM e OFDM,

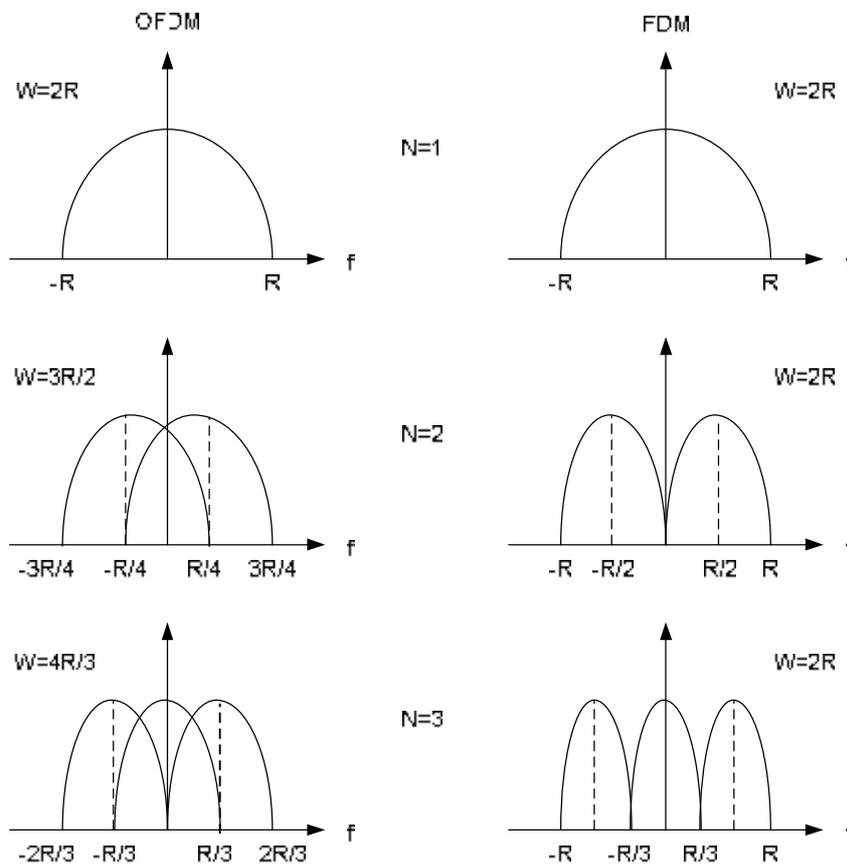


Figura 3.1: Diferenças de espectro entre FDM e OFDM

Como se pode constatar, OFDM requer menos largura de banda que a técnica FDM, o que implica uma elevada eficiência espectral.

A palavra ortogonal indica uma relação matemática precisa entre as frequências das diferentes portadoras. O princípio da ortogonalidade entre duas sub-portadoras pode ser expresso da seguinte forma, sendo ($m \neq n$),

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{j\nu_m t} \cdot x^*(t)e^{-j\nu_n t} dt = 0 \quad (3.10)$$

3.2.2 Sistema OFDM geral

Os dados de entrada são convertidos de série para paralelo e agrupados em x bits cada para formar um número complexo. Seguidamente, os números complexos são modulados em banda base pela IFFT e convertidos em dados em série para a transmissão no canal rádio móvel, tal como ilustra o esquema do transmissor OFDM geral, figura 3.2,

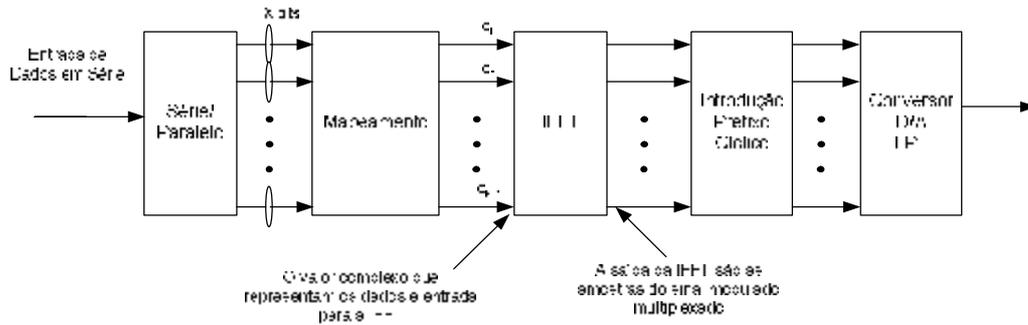


Figura 3.2: Sistema geral OFDM

É introduzido um prefixo cíclico, secção 3.2.2.2, entre símbolos para evitar a ISI causada pela distorção multipercurso. Os símbolos, nesta fase já discretos, passam para analógicos e são filtrados. O receptor desempenha o processo inverso do transmissor. Apresenta-se nas secções seguintes as características relevantes do sistema geral.

3.2.2.1 Características do sinal

O transmissor multiportadora segmenta os dados em N_c símbolos que são transmitidos em paralelo, modulando as N_c portadoras. Nesta situação, a duração do símbolo para o esquema de modulação é igual a,

$$T_s = \frac{N_c}{R} \quad (3.11)$$

Na sua forma geral, um sinal multiportadora pode ser expresso como um conjunto de portadoras moduladas, figura 3.3,

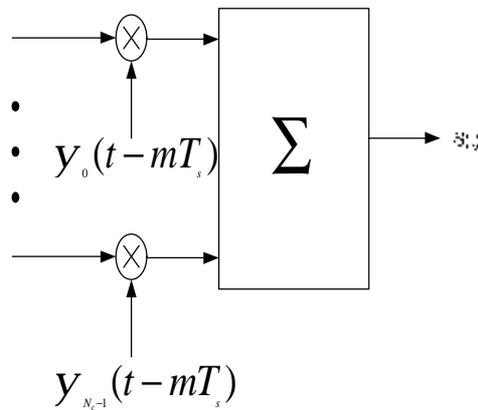


Figura 3.3: Modulação multiplexada

e se representa na equação,

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} x_{k,m} \cdot y_k(t - mT_s) \right) \quad (3.12)$$

em que $x_{k,m}$ é o símbolo que modela a $k^{\text{ésima}}$ sub-portadora no $m^{\text{ésimo}}$ intervalo de sinalização e y_k é a forma de onda para a $k^{\text{ésima}}$ sub-portadora.

Para assegurar uma grande eficiência espectral, as formas de onda das sub-portadoras devem estar sobrepostas. Para a situação concreta da modulação OFDM, o conjunto de formas de onda das sub-portadoras banda base, ortogonais entre si, sem prefixo cíclico, é dado por,

$$y(t) \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_s}} e^{jw_k t} & , t \in [0, T_s] \\ 0 & , t \in]-\infty, 0[\cup]T_s, +\infty[\end{cases} \quad (3.13)$$

com w_k representado por,

$$w_k = w_0 + k \cdot w_s \quad , k=0, 1, \dots, N_c-1 \quad (3.14)$$

A frequência da sub-portadora é dada pela equação,

$$f_k = \frac{w_k}{2 \cdot p} \quad (3.15)$$

em que a frequência mais baixa obtém-se para $k=0$,

$$f_0 = \frac{w_0}{2 \cdot p} \tag{3.16}$$

O espaçamento entre sub-portadoras adjacentes é igual a,

$$\Delta f = \frac{w_s}{2 \cdot p} = \frac{w}{N_c} \tag{3.17}$$

Tenta-se desta forma minimizar o efeito do desvanecimento do canal rádio no sistema [2]. A figura 3.4, representa a transmissão em série e em paralelo de $S_0, S_1, \dots, S_{N_c-1}$ símbolos.

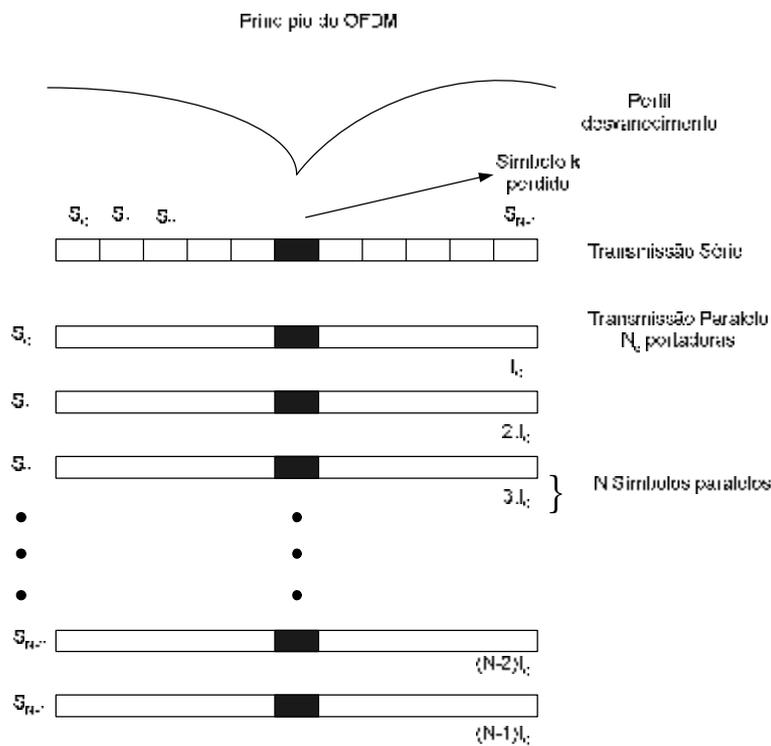


Figura 3.4: Efeito do desvanecimento em sistemas série e paralelo

O bloco a escuro indica a posição do erro introduzido pelo desvanecimento do canal que afecta $k < N_c$ símbolos na transmissão em série. Em contraste com a situação inicial, cada modulador OFDM transporta unicamente um símbolo e, conseqüentemente, quando este é afectado pelo canal, só degradará o sinal numa pequena parcela da informação sendo possível a sua correcta desmodulação. Conclui-se que num sistema em

que a informação é transmitida em série exibe uma maior taxa de erro que pode impedir a correcta desmodulação da informação. Num sistema de transmissão paralelo podem ocorrer poucos erros, ou até nenhuns, mais concretamente utilizando a técnica OFDM [3].

Outra vantagem em sistemas OFDM, e já referenciada ao longo desta secção, é que, devido ao aumento do período de símbolo o espalhamento do atraso do canal é uma pequena fracção do período de símbolo, o que torna o sistema menos sensível à ISI comparativamente ao sistema convencional da transmissão em série.

3.2.2.2 Sinal OFDM com prefixo cíclico

A transmissão do sinal representado na equação (3.12) apresenta algumas dificuldades, sendo uma delas a destruição da ortogonalidade entre sub-portadoras devido à dispersão do canal, causando a interferência entre portadoras (ICI) [3]. Adicionalmente, o sistema pode transmitir múltiplos símbolos OFDM, provocando ISI entre símbolos consecutivos. A introdução de um período de guarda, em que não era transmitida qualquer informação, entre símbolos sucessivos, poderia evitar a ISI num cenário de dispersão mas não evitaria a perda de ortogonalidade entre sub-portadoras. Peled e Ruiz solucionaram o problema propondo a introdução de um prefixo cíclico (PC) que preserva a ortogonalidade e previne a ISI entre símbolos OFDM sucessivos, figura 3.5.

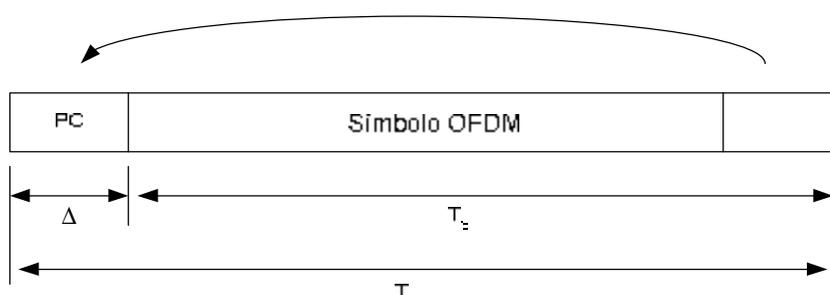


Figura 3.5: Prefixo Cíclico

Desta forma, a igualização no receptor torna-se mais simples e motiva-se a utilização de OFDM em sistemas rádio móvel.

Entre dois símbolos consecutivos, é introduzido um período de guarda que contém uma extensão cíclica do sinal OFDM. Desta forma, o sinal representado na equação (3.12) é prolongado de um período Δ da seguinte forma,

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} x_{k,m} \cdot y_k(t - mT_s) \right) , t \in [-V, T_s] \quad (3.18)$$

Ao ser transmitido num canal de rádio móvel, o sinal é modulado por uma resposta impulsiva infinita, limitado ao intervalo $[0, \Delta_h]$. Se o comprimento do prefixo for tal que, $\Delta > \Delta_h$, o sinal recebido, é considerado no intervalo $[0, T_s]$. Ignorando os efeitos do ruído,

$$r(t) = s(t) * h(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} H_k \cdot x_{k,m} \cdot y_k(t - mT_s) , 0 < t \leq T_s \quad (3.19)$$

em que H_k é expresso da forma,

$$H_k = \int_0^{\Delta_h} h(t) \cdot e^{-j\omega_k t} dt \quad (3.20)$$

sendo a transformada de Fourier de $h(t)$ à frequência f_k .

Os dados no receptor, não considerando o ruído introduzido pelo canal, têm a forma,

$$y_k = H_k \cdot x_k , k=0, 1, \dots, N_c-1 \quad (3.21)$$

O uso do prefixo apresenta a desvantagem de ser necessária mais energia na transmissão do sinal. A perda de energia de transmissão (ou perda de SNR) devido ao prefixo cíclico é quantificada pela equação,

$$e_{loss} = \frac{T_s}{T_s + \Delta} \quad (3.22)$$

que também é a medida da redução do ritmo de transmissão devido à introdução do prefixo.

3.2.2.3 Utilização da IFFT e FFT

Fazendo referência, novamente, à década de sessenta, a aplicação do OFDM era bastante complexa, visto ser necessário utilizar vários bancos de osciladores para gerar as diferentes frequências das portadoras para a transmissão dos sub-canais. No entanto, com a introdução e a utilização das transformadas de *Fourier* (TF), eliminou-se a complexidade dos sistemas OFDM que os tornavam, inicialmente, pouco atractivos. Na sua essência, a TF decompõe, ou separa, a forma de onda, ou função, em várias sinusóides de diferentes frequências que são adicionadas à forma de onda original, identificando desta forma as diferentes sinusóides e as respectivas amplitudes.

O uso da TF consiste num método relativamente simples de obter o sinal em banda base. A informação a modular, em M-QAM, MDPSK, em cada portadora, pode ser facilmente mapeada nas partes real e imaginária das componentes espectrais do sinal em banda base. Visto que o espaçamento entre as sub-portadoras é igual, considera-se cada uma delas como uma amostra da transformada de *Fourier* discreta, efectuando a transformada inversa (directa no caso da recepção) para obter o sinal discreto, no domínio temporal em banda base. O algoritmo da *Fast Fourier Transform* (FFT) pode ser aplicado quando o número de amostras é uma potência de dois. Este número deve ser menor que a potência que limita superiormente o número de sub-portadoras a utilizar.

Analisando, mais uma vez, a figura referente ao sistema OFDM geral, figura 3.2, o sinal OFDM pode ser expresso da seguinte forma [77],

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{IFFT}\{\mathbf{X}_k\} = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} \mathbf{X}_k e^{j\frac{2\pi}{N_c}kn} \quad (3.23)$$

Sendo $h(t)$ a resposta impulsional do canal e não considerando o ruído introduzido, o sinal recebido é definido da forma,

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{x}_k \otimes \mathbf{h}_k = \mathbf{IFFT}\{\mathbf{FFT}(\mathbf{x}_k) \cdot \mathbf{FFT}(\mathbf{h}_k)\} = \mathbf{IFFT}\{\mathbf{X}_k \cdot \mathbf{H}_k\} \quad (3.24)$$

sendo, após a FFT, dado por,

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{FFT}\{\mathbf{y}_k\} = \mathbf{X}_k \cdot \mathbf{H}_k \quad (3.25)$$

3.2.3 Optimização do sistema OFDM

Fazendo referência ao sinal recebido, (3.25), o canal rádio móvel introduz erros associados ao AWGN e ao desvanecimento do canal, parâmetros descritos na secção 2.1. Dessa forma, reescrevendo o sinal y_k , em que este é corrompido,

$$y_k = x_k \otimes h_k = \text{IFFT}\{\text{FFT}(x_k) \cdot \text{FFT}(h_k)\} + w_n = \text{IFFT}\{X_k \cdot H_k\} + W_k \quad (3.26)$$

em que w_k (3.27) é uma variável complexa Gaussiana independente com média zero que representa o AWGN.

O sinal recebido após a aplicação da FFT é,

$$Y_k = \text{FFT}\{y_k\} = X_k \cdot H_k + \text{FFT}(W_k) = X_k \cdot H_k + Z_k \quad (3.28)$$

Sendo Z_k também uma variável complexa Gaussiana independente com média zero que representa o AWGN.

O desempenho do receptor é medido pela sua capacidade de remover os efeitos da resposta do canal e do ruído introduzido, de forma a aproximar o sinal recebido do transmitido.

3.2.3.1 Objectivo da optimização

Uma das mais importantes fontes de informação do desempenho canal é a BER na transmissão do sinal (secção 2.1.4). Sendo o princípio fundamental da técnica OFDM a transmissão paralela de informação, dividida em N_c sub-portadoras de banda estreita, é possível fazer o estudo independente de cada uma delas, considerando N_c sinais modulados com ruído independente AWGN num canal com desvanecimento *Rayleigh* (secção 2.1.3). Desta forma, a BER total do sistema dependerá das modulações atribuídas a cada sub-portadora.

Uma mais valia para o sucesso dos serviços oferecidos aos utilizadores de terminais móveis é a elevada capacidade do sistema na transmissão de dados e a sua correcta recepção, sem erros que impossibilitem a detecção completa da informação transmitida.

Estes dois requisitos tornam-se muitas vezes incompatíveis, visto que com o aumento do ritmo de transmissão, aplicando modulações mais elevadas, implica uma maior BER associada e introduzida pelo canal rádio.

Pretende-se otimizar os dois parâmetros BER/quantidade de informação transmitida em minimizando a BER total do sistema composto por N_c sub-portadoras, expresso por,

$$\min(BER_{TOTAL}) = \min\left(\sum_{n=0}^{N_c-1} BER_n(\bar{g}_n)\right), \quad n^{\text{ésima subportadora}} = \{0, 1, \dots, N_c-1\} \quad (3.29)$$

3.2.3.2 Dados do problema de optimização

A modulação adoptada nas sub-portadoras, para a análise do BER, foi a M-QAM. Considerou-se um sistema com N_c sub-portadoras moduladas por M-QAM, existindo uma probabilidade de erro total associada ao sinal transmitido. As modulações possíveis, já contempladas no capítulo anterior, são,

$$M = \{1, 2, 4, 8, 16, 32, 64\} \quad (3.30)$$

Em que o número de bits associados a cada modulação é dado pela conjunto discreto m ,

$$m = \log_2 M \Rightarrow m = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\} \quad (3.31)$$

Associada a cada modulação M-QAM, existe uma probabilidade de erro, já analisada na secção 2.2.5.

Considerando o SNR médio por símbolo, \bar{g} (equação 2.27), este é descrito por uma distribuição tipo exponencial que descreve o desvanecimento do canal,

$$\bar{\gamma} = x \cdot \left(1 - e^{-a \cdot \left|\left(\frac{9}{(N_c-1)}\right)^{\cdot(n-k)}\right|}\right), \quad x \text{ escalar}, \quad n \in \{1, \dots, N_c\}, \quad k = \frac{N_c}{2} \quad (3.32)$$

Para um número de sub-portadoras igual a 1512, modo 2K para DVB-T, um dos cenários simulados no presente estudo, descrito nos capítulos 4 e 5, o perfil de desvanecimento é ilustrado na figura 3.6,

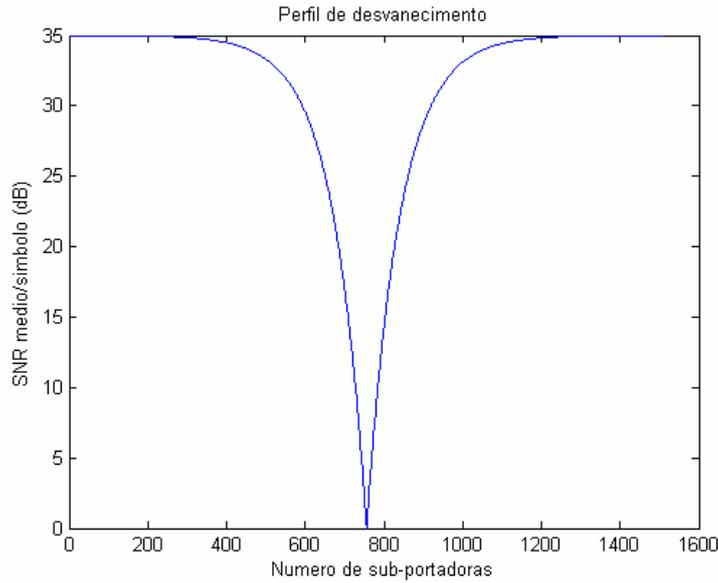


Figura 3.6: Perfil de desvanecimento para 1512 sub-portadoras

Verifica-se que cada sub-portadora é afectada de forma diferente pelo canal rádio móvel, sendo associada a cada sub-portadora pertencente ao conjunto n , um dado \bar{g}_n . Reescrevendo a equação (3.29), obtém-se a expressão,

$$\min \left(\sum_{n=0}^{N_c-1} P m_n(\bar{g}_n) \right) \quad (3.33)$$

o que permite uma solução com vários ramos,

$$P(n, m_n) = \begin{cases} 0 & \text{se } m_n=0 \\ P_1(\bar{g}_n) & \text{se } m_n=1 \\ P_2(\bar{g}_n) & \text{se } m_n=2 \\ P_3(\bar{g}_n) & \text{se } m_n=3 \\ P_4(\bar{g}_n) & \text{se } m_n=4 \\ P_5(\bar{g}_n) & \text{se } m_n=5 \\ P_6(\bar{g}_n) & \text{se } m_n=6 \end{cases} \quad (3.34)$$

Para obter a solução optimizada, tem que se considerar as seguintes restrições,

- $m = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$
- O número total de bits transmitidos é igual a N_c vezes o número médio de bits em todas as constelações possíveis transmitidas. Traduzido na expressão,

$$\sum_{n=0}^{N_c-1} m_n = \frac{N}{7} \sum_{m=0}^6 b = 3 \cdot N_c \quad (3.35)$$

3.2.4 Aplicações do OFDM

A técnica OFDM, devido às suas características, é actualmente utilizada em algumas aplicações, entre as quais:

- Televisão e rádio digitais terrestres (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial* (DVB-T) e *Digital Audio Broadcasting - Terrestrial* (DAB-T))
- Comunicações de dados por rede eléctrica
- Acesso telefónico *Fixed Wireless Access* (FWA)
- Acesso à Internet via rede telefónica – *Asymmetric Digital Subscriber Lines* (ADSL) e *Very High Speed Digital Subscriber Lines* (VDSL)
- Redes de área locais sem fios – *Wireless Local Area Network* (WLAN) - IEEE802.11a, IEEE802.11g , *High Performance LAN Type 2* (HiperLAN2) e *Mobile Multimedia Access Communication Systems* (MMAC)

3.2.4.1 Norma 802.11

No desenrolar dos últimos anos, tem-se verificado um crescente interesse no desenvolvimento de normas standard para redes WLAN [10, 13]. O grupo IEEE 802 é o responsável pelo desenvolvimento das normas para as redes LAN e MAN. Em particular, o grupo 802.11 é responsável pelas normas WLAN. Em Julho de 1998, o grupo decidiu seleccionar, para aplicações com ritmos de transmissão de dados de 10 Mb/s a 50 Mb/s, a modulação multiportadora, mais concretamente OFDM, devido à sua robustez face ao espalhamento de atraso, à sua eficiência computacional derivada da utilização da estrutura

IFFT/FFT no sistema, já referenciada na secção 3.2.2.3 [12]. Durante o desenvolvimento da norma referida, o grupo de trabalho optimizou a camada física para o tráfego de conteúdos multimédia tais como sequências de vídeo.

Salientando algumas características da norma 802.11a [13]

- 5 GHz *Unlicensed National Information Infrastructure* (U-NII) (5.15 – 5.35, 5.725 – 5.825 GHz)
- Utilização da técnica OFDM, com 52 sub-portadoras BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM
- Ritmos de transmissão: 24 Mbps e 6-54 Mbps possível

A norma 802.11 define um conjunto de requisitos para a camada física (PHY) e a camada MAC (*Medium Access Control*) [10, 13].

A aplicação do OFDM serviu de base para a extensão na nova camada física (PHY) para a já existente norma 802.11 MAC. A camada PHY da norma 802.11a permite ritmos de transmissão acima dos 54 Mbps/s aplicando a modulação *Coded* OFDM (COFDM) na banda UN-II. Seguindo a decisão do IEEE, o *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) BRAN europeu e a MMAC no Japão basearam a suas novas normas no OFDM com o objectivo de criar uma única camada física para as redes WLAN na banda dos 5 GHz. Apresenta-se na tabela 3.4, os principais parâmetros da norma baseada no OFDM,

Tabela 3.4: Parâmetros da norma 802.11 utilizando OFDM

| | |
|----------------------------------|---|
| Ritmo de Transmissão | 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbt/s |
| Modulação | BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM |
| Ritmo de Codificação | $\frac{1}{2}$, $\frac{2}{3}$, $\frac{3}{4}$ |
| Número de sub-portadoras | 52 |
| Duração do símbolo OFDM | 4 μ S |
| Intervalo de Guarda | 800 ns |
| Espaçamento entre sub-portadoras | 312.5 KHz |
| Espaçamento de canal | 20 MHz |

3.2.4.2 HiperLAN/2

Características:

- 5 GHz HiperLAN (5.15 – 5.35, 5.425 – 5.725 GHz)
- OFDM com 52 sub-portadoras (48 para dados e 4 pilotos)
- BPSK, QPSK, suporta 16 QAM, 64 QAM opcional
- Ritmos de transmissão: 27 Mbps, 6-54 Mbps possível

Existem muitas similaridades entre a camada PHY de 802.11a e HiperLAN/2.

3.2.4.3 DVB-T

Ao considerar os serviços DVB, não se pode cingir à televisão digital. Este conceito engloba também serviços de dados e multimédia, acessíveis através de um terminal móvel. Aplicações desta natureza requerem uma grande capacidade do sistema para suportar uma ligação com a qualidade exigida. O sistema DVB-T utiliza um esquema de modulação OFDM, em que, dependendo do tamanho da estrutura IFFT/FFT, opera nos modos 2k e 8k [11, 14, 15]. O modo 2k é apropriado em operações de transmissão única e para redes *Single Frequency Network* (SFN) pequenas com distâncias de transmissão limitadas. O modo 8k pode ser utilizado tanto para operações de transmissão única e para redes SFN grandes e pequenas. O sistema permite a aplicação de diferentes níveis de modulação QAM e de ritmos de codificação.

Todas as sub-portadoras de uma imagem OFDM são QPSK, 16 QAM, 16 QAM não uniforme, 64 QAM e 64 QAM não uniforme aplicando o mapeamento *Gray*, já descrito na secção 2.2.2 da dissertação.

O ETSI definiu a seguinte norma relativa ao DVB-T :

Estrutura das imagens, codificação e modulação de canal : ETSI 300 744.

Apresenta-se na tabela 3.5 os parâmetros principais.

Tabela 3.5: Parâmetros da norma DVB-T utilizando OFDM

| Modo operação OFDM | 2k FFT | 8k FFT |
|----------------------------------|---|---------------------------|
| Número de sub-portadoras | 1512 dados 193 pilotos | 6048 dados 768 pilotos |
| Duração de símbolo | 224 μ s | 896 μ s |
| Espaçamento entre sub-portadoras | 4.464 KHz | 1.116 KHz |
| Largura de banda | 7.61 MHz | |
| Modulação | QPSK, 16 QAM, 64 QAM, 16 QAM não uniforme, 64 QAM não uniforme | |
| Ritmo de codificação | $\frac{1}{2}$, $\frac{2}{3}$, $\frac{3}{4}$, $\frac{5}{6}$, $\frac{7}{8}$ | |
| Intervalo de guarda (Δ) | 56 μ s | 224 μ s |
| | 28 μ s | 112 μ s |
| | 14 μ s | 56 μ s |
| | 7 μ s | 28 μ s |

3.3 Combinação CDMA e OFDM

Os sistemas OFDM e CDMA foram propostos como candidatos para o sistema de telecomunicações móveis da 3ª geração, como se analisou nas secções anteriores, 3.1 e 3.2, respectivamente [28-30].

Ambos ganharam bastante protagonismo e foram inicialmente propostas combinações de vários aspectos das duas tecnologias, por diversos grupos, nos anos 90 de forma a apresentar uma solução que usufrua das vantagens de ambos os sistemas, eliminando as limitações de cada um, individualmente. Num híbrido dos dois anteriores, *Multi-Carrier Code Division Multiplexing* (MC-CDMA), cada bit de dados é transmitido em paralelo em multi-sub-portadoras com desvanecimento independente. A codificação CDMA é então aplicada às portadoras, sendo cada uma modulada por um único código [18, 19]. Os resultados da simulação assumiram que cada sub-portadora sofre um desvanecimento distinto, o que não acontece com a tecnologia OFDM [18-20]. Outro método de combinação foi denominado de OFDM-CDMA. A técnica assume que um único código é aplicado a cada portadora.

Sendo o MC-CDMA mais estudado até ao presente, analisa-se de seguida as suas características.

3.3.1 Características do MC-CDMA

Num sistema multi-portadora, o sinal é espalhado e convertido numa sequência de dados paralelos que é posteriormente transmitida em múltiplas portadoras, i.e, um símbolo é espalhado sobre diferentes sub-portadoras, aplicando uma sequência PN, no domínio da frequência. Se o factor de espalhamento for igual ao número de portadoras, o sistema modula as mesmas com o mesmo bit de dados, mas com deslocamento de fase, em cada uma, determinado pelo código de espalhamento [18, 20, 26]. Tendo em atenção ao transmissor e receptor MC-CDMA), constata-se que se o k -ésimo chip do código de espalhamento para o utilizador u é definido como $c(k, u) \in \{-1, +1\}$, então o sinal banda base transmitido para o m -ésimo símbolo $b(m)$ é dado pela igualdade ,

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) c(k, u) b(m) \quad (3.36)$$

sendo possível implementar eficientemente aplicando a IFFT [20], tal como no OFDM.

Para superar a ISI, acrescenta-se um prefixo cíclico ao sinal, maior que o espalhamento de atraso do canal, para permitir a transmissão isenta de interferência entre símbolos.

As semelhanças com o sistema OFDM são evidentes. O bloco de transmissão é basicamente o do sistema OFDM convencional, em que se acrescenta o espalhamento na entrada. O mesmo acontece ao receptor, em que se adiciona um combinador para isolar o utilizador que se pretende [25, 29].

Visto ser uma combinação entre OFDM e CDMA, apresenta as vantagens de ambas as técnicas, listando de seguida algumas delas:

- Modulação e desmodulação, das sub-portadoras, é obtida aplicando a IFFT e a FFT, respectivamente, o que é computacionalmente mais eficiente.
- No receptor não é necessário implementar técnicas de igualização visto o ISI ser superado devido à introdução do período de guarda entre símbolos.
- Os dados do utilizador modulam todas as sub-portadoras, obtendo-se a diversidade na frequência, tal como no CDMA.

Sendo a técnica OFDM bastante utilizada, o estudo baseou-se nesta para implementar os algoritmos de optimização, descritos no capítulo 4 que se segue.

Capítulo 4

OPTIMIZAÇÃO

Neste capítulo são abordados os conceitos relativos à otimização do problema formulado no capítulo anterior. É caracterizada, na primeira secção (4.1) a função do problema formulado no capítulo anterior (3.2.3). São descritos os métodos gerais existentes na otimização de problemas (secção 4.1 e 4.2), sendo estudada uma solução baseada em programação dinâmica, método enumerativo, e em métodos estocásticos, evidenciando os algoritmos evolucionários, mais concretamente a programação evolucionária (4.2.8), que foi aplicada na resolução do problema formulado no capítulo 3, secção 3.2.3.

Optimização

Diariamente deparamo-nos com problemas que exigem uma análise e um estudo de forma a encontrar a solução mais adequada para as suas resoluções. A pesquisa e busca (exaustiva ou não), de soluções permitem a rentabilização dos recursos disponíveis, a minimização dos custos associados e, dependendo das estratégias utilizadas, a obtenção da solução óptima [37, 38]. Existem inúmeros passos e processos que se podem utilizar muitos deles com base no conhecimento inicial das características e das restrições que existem e que se têm que considerar. Habitualmente não existem problemas de otimização já formulados. Existem sim, fenómenos que se pretendem entender e justificar, quer sejam físicos, pessoais ou matemáticos e que podem ser traduzidos numa expressão. Remetendo para a análise matemática, existem vários métodos que permitem a otimização de um problema, garantindo que se obtém um resultado óptimo ou sub-óptimo.

O conceito de otimização está bem identificado como um mecanismo de análise de decisões complexas, envolvendo valores de variáveis, com o objectivo de quantificar o desempenho e aferir a qualidade das decisões. A busca (exaustiva ou não) de soluções pretende a rentabilização dos recursos a que temos acesso e à minimização dos custos associados. No entanto, é bastante extenso o número de possibilidades e interações entre variáveis e entre variáveis e restrições, o que implica formular um problema aproximado da realidade e não um problema real [37-39].

No âmbito da engenharia, os conceitos de desempenho, custos e otimização estão relacionados de forma muito clara. Pretende-se otimizar os sistemas para minimizar os custos e melhorar substancialmente o desempenho destes. Há uns anos atrás, um dos principais obstáculos à obtenção de um resultado satisfatório era o tempo de cálculo dos algoritmos implementados, muitas vezes complexos e com métodos de busca muito exaustivos, paralelamente a processadores muito lentos [37]. Com o avanço da tecnologia e novos resultados matemáticos, foram sendo apresentados e validados novos procedimentos que permitiram a aplicação de algumas estratégias de otimização em problemas reais. A otimização, no trabalho apresentado, foi motivada por dois factores principais: analisar e estudar um problema relacionado com o desempenho do sistema OFDM, e adquirir competências na área de algoritmos evolucionários, que têm vindo a receber uma maior receptividade e relevância no meio académico e industrial. Até a aplicação da programação evolucionária ao problema formulado, é necessário percorrer várias etapas que justificam a utilização deste método.

O primeiro passo, e já por si bastante relevante, é a formulação matemática do problema que se pretende resolver. É imperativo que seja feita uma análise objectiva, tendo em consideração as condições impostas, as restrições e se existe um ou mais objectivos que se pretende atingir. Quando existe um problema de otimização, é essencial caracterizar a função existente e as respectivas variáveis, de forma a escolher o método mais adequado, tentando obter máximos (mínimos) locais ou um único máximo (mínimo) global, comportando o menor custo possível, quer seja este monetário, de implementação ou de tempo de computação.

Com o propósito de melhorar o desempenho do sistema OFDM na transmissão de informação e garantir que os dados recebidos são suficientes para validar a comunicação entre emissor/receptor, o estudo elaborado ao longo desta dissertação visa analisar a atribuição de bits para cada sub-portadora, dependendo da modulação utilizada em cada

uma, considerando a probabilidade de erro associada a cada constelação e o número total de bits a transmitir.

4.1 Caracterização da função objectivo

Dada a expressão descrita no capítulo 3, secção 3.2.3, como a que se pretende otimizar, esta define-se como a função objectivo (i.e. a função que se pretende minimizar) de forma a obter a melhor solução, quer seja local ou global [31, 34, 40].

Para a escolha do método mais adequado na optimização de um problema é imperativo caracterizar as expressões matemáticas envolvidas na formulação do problema, não só a função objectivo, como também as restrições impostas e as variáveis envolvidas.

A definição da função objectivo exigiu o estudo das características do canal rádio, das modulações possíveis e consideradas na dissertação, da probabilidade de erro associada a cada constelação e do enquadramento no sistema OFDM que se pretende analisar, aferindo-se os resultados obtidos.

As definições básicas das funções matemáticas são apresentadas de seguida. Funções afins e funções lineares são aquelas que podem ser descritas das formas expressas em 4.1 e 4.2, respectivamente:

Função afim é um função, tal que $f : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$, em que para cada x pertencente a \mathbb{R} associa $f(x)$,

$$f(x) = a \cdot x + b \quad (4.1)$$

com a e b reais e a não nulo. Assumindo b nulo, obtém-se a definição de função linear,

$$f(x) = a \cdot x \quad (4.2)$$

Tendo em atenção a definição de conjunto e função convexa e função côncava: C é um conjunto convexo se, para qualquer $x, y \in C$ tal que,

$$a \cdot x + (1-a) \cdot y \in C, \forall a \in [0, 1] \quad (4.3)$$

Ilustrados nas figuras 4.1 e 4.2 estão respectivamente um conjunto convexo e um não convexo,

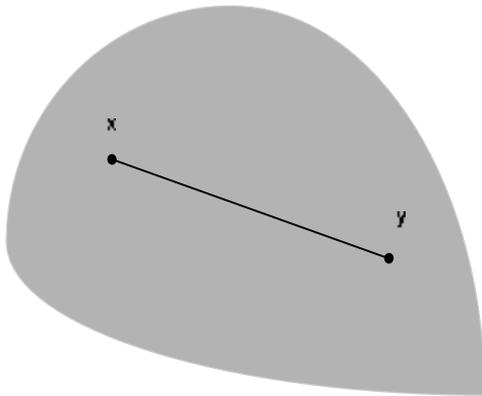


Figura 4.1: Conjunto Convexo

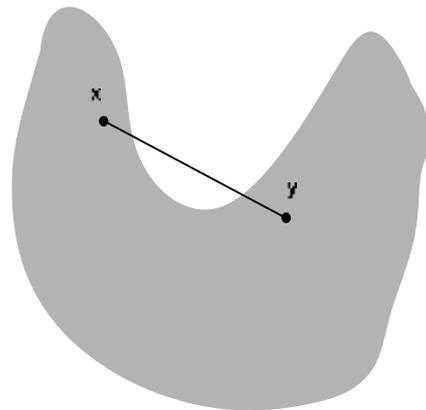


Figura 4.2: Conjunto Não Convexo

Função convexa: f é uma função convexa sobre um conjunto convexo C , se para quaisquer x' e $x'' \in C$ e qualquer $a \in [0,1]$,

$$f(a \cdot x' + (1-a) \cdot x'') \leq a \cdot f(x') + (1-a) \cdot f(x'') \quad (4.4)$$

como ilustrado na figura 4.3,

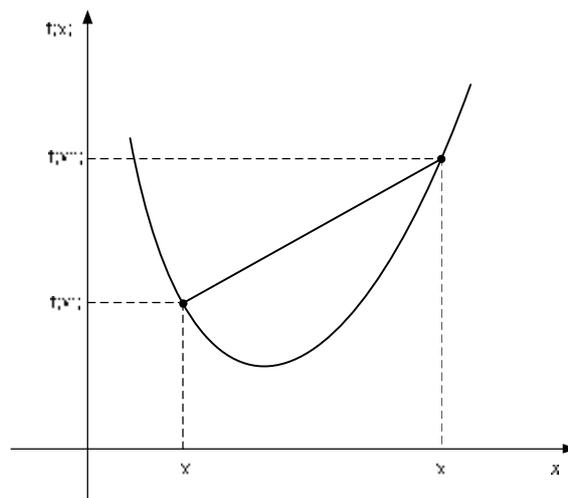


Figura 4.3: Função Convexa

Função côncava: f é uma função côncava sobre um conjunto convexo C , se para quaisquer x' e $x'' \in C$ e qualquer $a \in [0,1]$,

$$f(a \cdot x' + (1-a) \cdot x'') \geq a \cdot f(x') + (1-a) \cdot f(x'') \quad (4.5)$$

como ilustrado na figura 4.4

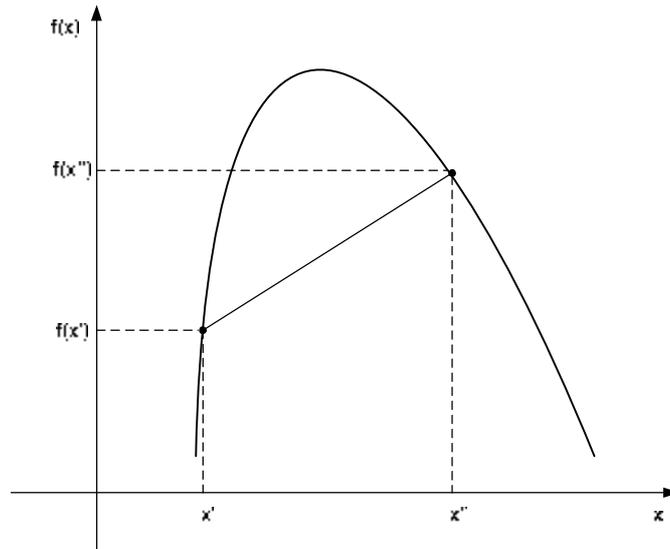


Figura 4.4: Função Côncava

Face às características enumeradas anteriormente e dadas as expressões 3.29 e 3.33 que definem a função objectivo, considera-se esta não linear, não convexa e não côncava considerando parâmetros discretos, visto que se está perante um conjunto finito de soluções. Esta (função objectivo) apresenta uma característica relevante na formulação do problema a otimizar que depende de probabilidades de erro de bit associadas às modulações possíveis, definindo assim uma função não convexa composta por ramos de possibilidades.

Uma das principais limitações, principalmente em programação não linear, cujas função objectivo e/ou restrições são não lineares, é a convergência da solução para um extremo local, nunca convergindo para um global. Existem métodos de optimização que, apesar de convergirem para um óptimo global, apresentam tempos de convergência muito elevados, o que invalida a sua eficácia [37-39].

Torna-se claro que existem inúmeras hipóteses que se podem considerar. No entanto, estas reduzem-se significativamente quando se caracteriza a função obtida. No caso concreto do objecto de estudo desta dissertação, concluiu-se que se está perante um problema em que é necessária a utilização de programação não linear. Caracteriza-se assim o exemplo de um problema desta natureza na figura 4.5,

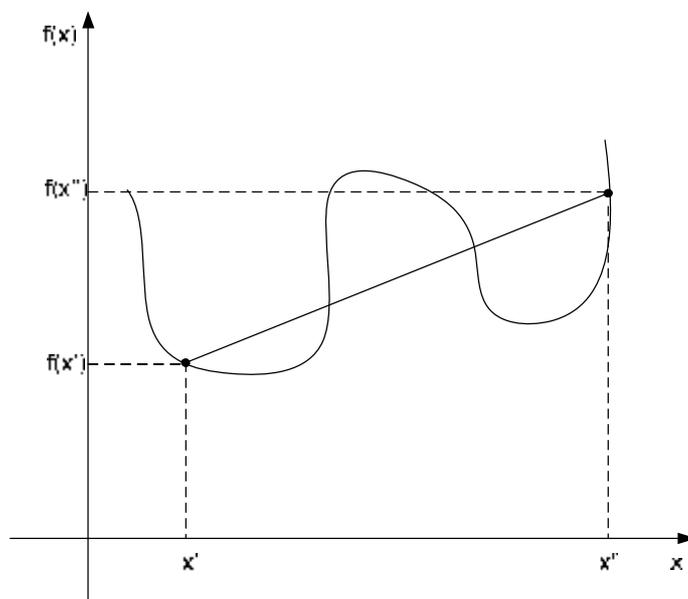


Figura 4.5: Exemplo de função não convexa

4.2 Programação não linear

Uma das maiores preocupações no projecto de um problema de optimização é a robustez do algoritmo, ou seja, um compromisso entre eficácia (obter o óptimo global), eficiência (rapidez) e capacidade de adaptação a problemas em geral [40, 46]. Para formulação de problemas descritos por equações não lineares, por natureza mais complexos, tal como a função objectivo definida, existem três métodos, de procura, gerais, os determinísticos, enumerativos e estocásticos [21]. Analisando o caso geral, o objectivo na optimização de um problema não linear é obter \hat{x} [37-40],

$$\text{optimizar } f(\hat{x}), \quad \hat{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in \mathbb{R}^n \quad (4.6)$$

em que $\hat{x} \in F \subseteq S$. A função objectivo f é definida no espaço de pesquisa $S \subseteq \mathbb{R}^n$ e o conjunto $F \subseteq S$ define a região possível. Normalmente, o espaço de pesquisa S é definido como um rectângulo n -dimensional em \mathbb{R}^n , domínios de variáveis definidos pelos limites inferior (l_i) e superior (u_i),

$$l_i \leq x_i \leq u_i, \quad 1 \leq i \leq n \quad (4.7)$$

em que a região de pontos fiáveis $F \subseteq S$ é definida por um conjunto de restrições adicionais ($p \geq 0$),

$$g_j(\bar{x}) \leq 0, \text{ para } j=1, \dots, q \text{ e } h_j(\bar{x})=0 \text{ para } j=q+1, \dots, p \quad (4.8)$$

Para qualquer ponto $\bar{x} \in F$, as restrições g_j que satisfazem a igualdade $g_j(\bar{x}) = 0$ são denominadas restrições activas de \bar{x} .

Face à definição matemática e estruturação de um problema não linear, evidencia-se a existência de parâmetros como as restrições que têm um papel relevante na optimização.

Considerando a individualidade de cada algoritmo, existem características comuns que permitem agrupá-los, como apresentado na tabela 4.1.

Tabela 4.1: Métodos de pesquisa

| | | | |
|------------------|-------------------------|---------------------------|--|
| Métodos Pesquisa | Métodos Determinísticos | Sem cálculo de Derivadas | Coordenadas Cíclicas, Resenbrock, outros |
| | | Com cálculo de Derivadas | Newton, <i>Steepest Descent</i> |
| | | Direcções Conjugadas | BFGS, DFP, Fletcher e Reeves |
| | | Métodos de Penalidade | Exterior, Interior, Interior Extendida |
| | | Outros | Elipsóide |
| | Métodos Enumerativos | Programação Dinâmica | |
| | Métodos Estocásticos | Algoritmos Evolucionários | Estratégias Evolucionárias |
| | | | Programação Evolucionária |
| | | | Algoritmos Genéticos |
| | | | Programação Genética |
| | | Outros | Tabu |
| | | | <i>Simulated Annealing</i> |

4.2.1 Métodos determinísticos

Estes métodos baseam-se em cálculo de derivadas, ou aproximações sucessivas de derivadas. Este tipo de método exige informação adicional, tal como a utilização de gradientes e vectores de direcção. A busca da solução óptima pressupõe a informação, em cada iteração, da orientação a seguir nesse passo.

A procura do ponto óptimo através de derivadas, usa o ponto corrente como ponto inicial para a iteração seguinte. Consequentemente, este tipo de pesquisa baseia-se em

ponto vizinhos do actual, o que pode condicionar a procura a extremos locais. Este tipo de método, para funções descontínuas e multimodais, torna-se mais moroso em termos computacionais, sendo bastante eficiente quando se lida com funções convexas e unimodais.

4.2.2 Métodos enumerativos

É a técnica que implica um maior tempo de pesquisa visto basear-se na busca exaustiva da solução óptima, varrendo todas as soluções possíveis, dentro de um espaço finito de procura ou num espaço contínuo discretizado. Se o tempo computacional não for grande, nem o número de variáveis elevado, o método enumerativo é uma excelente solução, visto convergir para um óptimo global [41].

4.2.2.1 Programação dinâmica

Como próprio nome indica, a implementação de uma solução aplicando este tipo de programação incute bastante dinamismo à pesquisa visto varrer todas as soluções possíveis, garantindo assim a obtenção do óptimo global. A expressão programação dinâmica foi sugerida, inicialmente, por Bellman em 1957 para descrever as técnicas que permitem o estudo de problemas de optimização que envolvem sequências de decisões [48]. Esta técnica tem uma aplicabilidade mais relevante em problemas com discretização temporal. A base da programação dinâmica assenta na análise do problema por etapas com o objectivo de obter a solução óptima. Desta forma, a optimização (minimização ou maximização) é feita por fases, garantindo que cada uma apresenta a solução óptima, até obter o óptimo global.

As características principais são definidas em seguida [47]:

- Princípio de optimalidade: o conhecimento do estado corrente tem que conter toda a informação do seu comportamento anterior, fundamental para a determinação do plano óptimo a partir dele.
- Etapas: diferentes níveis de decisão
- Estados: cada etapa tem associado um dado número de estados, definidos como as condições do sistema numa dada etapa.

- Variáveis de decisão: variáveis que num dado instante, estabelecem o estado seguinte, obedecendo a uma distribuição de probabilidade ou determinística.

Uma variável de estado, ou um conjunto de variáveis, é aquela que num dado instante determina completamente o estado do sistema [46]. Para aquelas que não se englobam na definição, é associada uma equação constitutiva relacionando o seu valor num dado instante aos valores das variáveis de estado nesse mesmo momento. A maior vantagem conseguida reside na diminuição da complexidade do sistema. Estas variáveis são bastante utilizadas em sistemas dinâmicos, já que a sua evolução determina a mudança do próprio sistema, sendo também necessária uma equação de transição que permita descrever o seu comportamento. Numa análise temporal discreta, a equação designada anteriormente fornece o valor da variável de estado no instante $t+1$ em função de todas as variáveis de estado em t . Esta descrição é fundamental para o estudo de problemas de optimização, aplicando a programação dinâmica, visto que o comportamento das variáveis ao longo da sua evolução (instante 0 a infinito) é função do instante inicial.

As variáveis de decisão são as definidas pelo agente de optimização em função, mais uma vez, das variáveis de estado no instante inicial em que a decisão é definida. Outra designação pertinente na programação dinâmica é a função valor, que traduz a solução óptima da função objectivo, num dado instante, em relação às variáveis de estado.

4.2.2.2 Análise do programa desenvolvido

Nesta dissertação, utilizou-se o algoritmo de programação dinâmica baseando-se na recursividade, sendo definida inicialmente uma das restrições do problema: número total de bits transmitidos e testando, em cada iteração, o número de bits disponível e o custo mínimo da função, para um dado valor de probabilidade de erro, associada à modulação considerada. As modulações possíveis pertencem ao conjunto discreto $[0, \dots, 6]$. O resultado que apresenta um menor custo é o que dá a informação da probabilidade de erro total de bit mínima para um dado número de sub-portadoras.

4.2.3 Métodos estocásticos

Estes métodos têm associado um carácter aleatório orientado na procura da solução óptima, sem ser necessária informação relativa às derivadas ou à orientação em cada iteração do programa. A introdução de probabilidades neste tipo de método tende à obtenção de soluções óptimas globais, evitando muitas vezes as óptimas locais em espaços de pesquisa muito grandes. Com a crescente capacidade de computação, este processo tornou-se bastante atractivo e explora as várias soluções que possam conduzir à solução óptima, mesmo pesquisando percursos que, inicialmente, não apresentem as melhores soluções.

Inúmeras técnicas são utilizadas com base nos métodos estocásticos, sendo os mais conhecidos os algoritmos evolucionários [58]. Estes aplicam técnicas heurísticas, bastante eficazes quantitativamente, entre os quais: programação evolucionária (PE), proposta por Fogel em 1966 [59], estratégias evolucionárias (EE), desenvolvidas por Rechenberg em 1973 [61], tendo sido alvo de posteriores desenvolvimentos por Schwefel, em 1981 [67], na Universidade Técnica de Berlim, algoritmos genéticos (AG) estabelecidos por Holland em 1975 [60] e programação genética (PG), onde os primeiros conceitos começaram a ser desenvolvidos em meados dos anos oitenta, tendo sido apresentado o primeiro estudo em 1992 por Koza [32, 37-40]. Em contraste com outros algoritmos descendentes, estes não exigem a diferenciabilidade e convexidade das funções e condições envolvidas, o que facilita bastante a sua aplicação a problemas de maior complexidade [36]. A característica principal e comum dos algoritmos enunciados anteriormente é que aplicam uma analogia com a evolução natural das espécies. A evolução natural das espécies deve-se à maior ou menor adaptação da espécie em estudo ao meio ambiente que a rodeia, sendo esse o processo natural de selecção das espécies que sobrevivem para gerações futuras. Os princípios de selecção natural foram descritos por Charles Darwin em 1859 e realçam a competição entre indivíduos na obtenção dos recursos existentes, tais como alimentação, água, abrigo ou capacidade de atrair companheiros para a reprodução, garantindo assim continuidade da espécie. É compreensível que o indivíduo com maior capacidade de sobrevivência e de atracção de companheiros seja aquele que tem maior probabilidade de garantir a sua continuidade através dos descendentes. Desta forma, as características deste irão prevalecer nas gerações futuras. Aplicando a mesma teoria às gerações seguintes, a espécie evolui de forma a se adaptar cada vez mais ao ambiente que a rodeia. A possibilidade de simular computacionalmente o processo de evolução introduziu vários métodos eficientes para a obtenção de respostas válidas aos mais variados problemas em diversas áreas de investigação. Este tipo de algoritmo é bastante robusto em problemas

cujas características são fundamentalmente descontínuas, não lineares, variantes no tempo, aleatórios e na presença de ruído. É importante evidenciar a sua grande flexibilidade dado que funcionam com parâmetros contínuos e/ou discretos, realizando buscas simultâneas em várias regiões do espaço e otimizando problemas com várias variáveis e com funções objectivo complexas.

4.2.3.1 Algoritmos genótipos e fenótipos

A própria denominação dos algoritmos é bastante elucidativa do seu significado. Algoritmos genótipos, tal como os algoritmos genéticos e programação genética, são aqueles que se baseiam no conjunto de genes de um indivíduo, i.e. transpondo para a engenharia, de um sistema [46]. Contrariamente a estes, os fenótipos, programação evolucionária e estratégias evolucionárias operam directamente nos parâmetros do próprio sistema, ou seja, nas características físicas deste. Tendo como base tanto a biologia celular como a teoria evolucionária e genética, é possível utilizar a sua terminologia para a explicação da estrutura geral dos algoritmos evolucionários, já que estes são modelados pela selecção natural e pela genética. Uma possível solução para a resolução de um problema é denominada indivíduo, ou no caso de um vector/conjunto de soluções, população. A constituição genética total do indivíduo é denominada genoma. Cada genoma é composto por um conjunto de cromossomas, por sua vez definidos por uma sequência linear de genes. O valor associado a cada gene denomina-se alelo. O conjunto de alelos para um dado gene define o domínio dos valores possíveis para o parâmetro correspondente. O processo de reprodução permite aos indivíduos gerarem filhos, i.e. novas soluções possíveis. Ao avaliar as novas soluções, estas são caracterizadas segundo as suas qualidades de sobrevivência. Esta capacidade denomina-se por medida de aptidão, e traduz a aptidão da solução, no contexto de um dado problema [41, 42, 44, 46]. Quando os progenitores são substituídos pelos seus descendentes, esta nova população é considerada uma nova geração e o seu aumento progressivo amplia as hipóteses com as características desejáveis.

O modelo natural de selecção de indivíduo, ou população, e o processo de avaliação envolve vários operadores genéticos que ao serem manipulados têm com objectivo obter a solução do problema formulado, gerando populações novas. Um algoritmo evolucionário típico é apresentado na figura 4.6, sendo caracterizado em seguida.

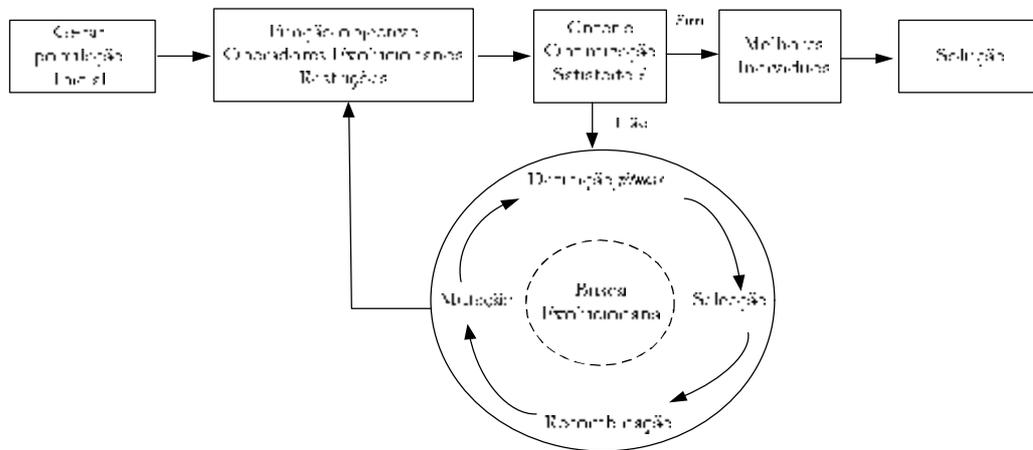


Figura 4.6: Algoritmo Evolucionário geral

A distinção entre as quatro técnicas de algoritmos evolucionários envolve a utilização com maior ou menor relevância, ou mesmo a supressão, da natureza dos esquemas de representação, operadores de reprodução e os métodos de selecção, incidindo então nos parâmetros, selecção, recombinação e mutação [32, 37-42, 44, 46].

4.2.3.2 Mutação

Tal como em sistemas biológicos, a mutação é um conceito chave para os algoritmos evolucionários, tal como evidenciado por Back em 1996 [62, 64]. Este operador permite novos genes que não foram gerados inicialmente, tal como descrito por Gen e Cheng em 1997 [65], e introduz uma componente aleatória aos problemas de optimização [41, 42, 44, 46]. Considerando representações binárias, a mutação reflecte-se na escolha aleatória de uma das posições do cromossoma, alterando o seu valor com uma dada probabilidade tal como se ilustra da figura 4.7. É um operador bastante útil para manter a diversidade da população.

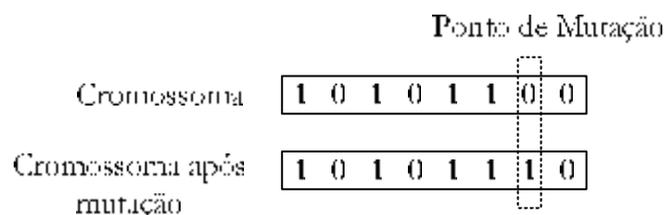


Figura 4.7: Exemplo de Mutação

Para representações de valores reais, e concretamente no problema em análise em que se consideram inteiros, utilizam-se outros procedimentos, nomeadamente a geração de valores inteiros aleatórios que seguem uma dada distribuição.

4.2.3.3 Recombinação

O princípio da recombinação assenta na escolha de dois progenitores pertencentes à população inicial e, aplicando o método de selecção, produzem-se os seus dois descendentes [32, 37-42, 44]. Tal como na recombinação biológica, um descendente herda os genes de ambos os progenitores. Ao considerar os cromossomas como cadeias, os filhos são gerados através de pontos de corte nos cromossomas ascendentes e efectua-se a combinação das partes resultantes. Denomina-se assim como operador cruzamento visto existir troca de partes da cadeia. Assumindo cadeias de dimensão fixa, tal como nos algoritmos genéticos, existem alguns operadores de cruzamento mais comuns, englobados na classe de recombinação discreta em que cada descendente recebe componentes de dois progenitores, nomeadamente, o cruzamento de ponto único, cruzamento de dois pontos e cruzamento uniforme [46].

- Cruzamento de ponto único: selecção aleatória de uma posição da cadeia onde é feito o corte, criando quatro grupos que surgirão cruzados nos descendentes, recebendo um grupo de cada progenitor (figura 4.8).

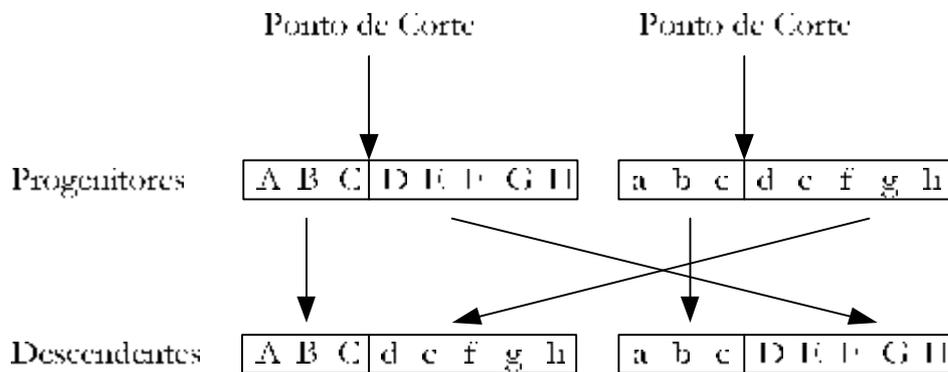


Figura 4.8: Cruzamento de ponto único

- Cruzamento de dois pontos: selecção aleatória de dois posições de corte, criando seis grupos. Os descendentes receberão um grupo de um dos progenitores e dois do outro (figura 4.9).

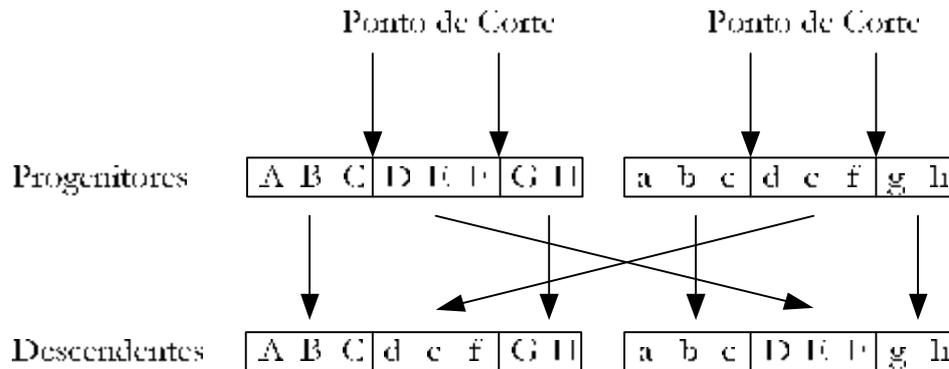


Figura 4.9: Cruzamento de dois pontos

- Cruzamento uniforme: utilização de uma máscara binária, gerada aleatoriamente, cujo comprimento é fixo e igual ao dos progenitores.

Apesar de serem consideradas representações binárias, é possível utilizar também outros símbolos.

Existem outros três tipos de recombinações [32, 37- 42, 44].

- Recombinação discreta global: o descendente recebe a contribuição de toda a população, sendo obtida aleatoriamente a parcial de cada um;
- Recombinação intermediária: dois progenitores são escolhidos aleatoriamente para contribuir, sendo a componente, dada ao descendente, a média das componentes dos ascendentes;
- Recombinação intermédia global: similar à anterior, mas com a contribuição de toda a população gerada.

4.2.3.4 Selecção

A fase de selecção é bastante relevante, visto seleccionar probabilisticamente, os progenitores da próxima geração. Existem inúmeros métodos que podem ser utilizados [41, 42, 44].

- Elitismo puro: os indivíduos que sobrevivem para a próxima geração são aqueles que apresentam melhores características, face ao objectivo da função.

- Amostragem estocástica uniforme (SUS – *Stochastic Uniform Sampling*): é o método mais simples, em que cada indivíduo tem a mesma hipótese de ser seleccionado, sem se considerar a sua aptidão. Eficiente em populações reduzidas.
- Torneio: similar ao anterior, mas considera-se com probabilidade mais elevada os indivíduos que apresentam maiores aptidões para serem escolhidos num dado problema. Dois elementos são escolhidos aleatoriamente e o que apresenta melhor aptidão é seleccionado.
- Aptidão proporcional: é a técnica mais utilizada. A probabilidade de ser seleccionado é normalizado e associado à aptidão dos indivíduos, tendo cada um a probabilidade associada.
- Classificação de aptidões: baseado no mecanismo de ordenação. A população apresenta uma dada ordem, dependendo da sua aptidão e são definidas funções de classificação que permitem seleccionar futuros progenitores.

4.2.4 Restrições

A optimização da maioria dos problemas de engenharia apresenta restrições, muitas vezes mais do que uma. A definição objectiva de restrições é bastante importante, já que estas afectam o desempenho do espaço de pontos possíveis, no mecanismo de busca e optimização das soluções do problema [36, 43, 45, 46]. No entanto, têm surgido outros métodos que permitem a resolução de um maior leque de problemas cuja complexidade e morosidade é elevada. Apresentam-se assim, de uma forma resumida, os principais grupos desenvolvidos e estudados até ao momento.

Uma restrição pode ser considerada uma condicionante num espaço de possibilidades, tal como definido por Hentenryck e Sarawat, 1997 [66], restringindo os valores possíveis das variáveis envolvidas e apresentando informação adicional para a procura da solução.

Entre algumas propriedades, destacam-se as mais relevantes no âmbito deste trabalho:

- Introdução de informação adicional ao problema, não sendo, por si só, uma forma de determinação da função objectivo.
- Restrições aditivas.
- Natureza declarativa, visto apresentarem as relações que devem ser asseguradas entre variáveis.

Existem duas classes principais de restrições, as aritméticas e simbólicas. Dando realce às aritméticas, estas surgem na forma de equações, de inequações ou de desigualdades. Podem ser combinadas no sentido de especificar restrições mais complexas, utilizando a conectividade lógica. Considerando o conjunto de restrições $C = \{C_1, C_2\}$, são apresentadas de seguida as relações lógicas que permitem a formação de restrições compostas.

Tabela 4.2: Diferentes conectivas lógicas

| | |
|---------------------|---------------------------|
| Negação | $\neg C_1$ |
| Equivalência | $C_1 \Leftrightarrow C_2$ |
| Implicação | $C_1 \Rightarrow C_2$ |
| Disjunção | $C_1 \vee C_2$ |
| Conjunção | $C_1 \wedge C_2$ |

Nos últimos anos, foram desenvolvidos inúmeros métodos que permitem lidar com restrições que acompanham muitos dos problemas de optimização. Estes podem agrupar-se em cinco categorias principais [43, 45, 46]:

- Funções penalizantes
- Representações e operadores especiais
- Algoritmos de reparação
- Separação de objectivos e restrições
- Híbridos

4.2.4.1 Funções penalizantes

A técnica mais utilizada é eliminar as soluções não fiáveis, ou seja, que não pertençam à região F , como definida nas expressões de 4.6 a 4.8 [43, 45]. Habitualmente, a função de penalização baseia-se na distância da solução à região F , ou no esforço para que esta mesma pertença a F . Este método foi proposto inicialmente na década de quarenta. A aproximação mais básica é a definição do valor de aptidão de um dado indivíduo, i , estendendo o domínio da função objectivo $f(x)$, aplicando,

$$\text{aptidão}_i(x) = f_i(x) \pm Q_i \quad (4.9)$$

em que Q_i representa ou a penalização para um indivíduo não considerado i , ou o custo para reparar esse indivíduo no sentido de o tornar uma solução viável. Se este é fiável, implica que $Q_i = 0$. Em muitos métodos, um conjunto de funções f_j ($1 \leq j \leq m$) é aplicado para definir as penalizações, em que a função f_j mede a violação da j -ésima restrição, da seguinte forma [37-40],

$$f_j(\mathbf{x}) = \begin{cases} \max\{0, g_j(\mathbf{x})\}, & \text{se } 1 \leq j \leq q \\ |h_j(\mathbf{x})|, & \text{se } q+1 \leq j \leq m \end{cases} \quad (4.10)$$

Os principais tipos de penalização são descritos da forma:

- Funções estáticas, propostas por Homaifar, Lai e Qi [68]: mantém-se constante ao longo do processo evolucionário.
- Funções dinâmicas, desenvolvidas por Joines e Houck [69]: muda no processo de pesquisa. Habitualmente aumenta ao longo do tempo.
- Funções *annealing* propostas por Michalewicz e Attia [70]: usam técnicas baseadas em Simulações *Annealing* em que os coeficientes de penalização alteram uma vez em várias iterações, quando obtém um extremo local.
- Funções adaptativas desenvolvidas por Bean e Hadj-Alouane [71]: mudam de acordo com o *feedback* recebido pelo processo de pesquisa.
- Funções co-evolucionárias: as soluções são avaliadas numa dada população e os factores de penalização avaliam outra população.
- Funções morte: rejeitam as soluções não viáveis. É provavelmente a forma mais simples e eficiente em lidar com as restrições, visto que quando viola a restrição imposta, é-lhe atribuída a aptidão zero o que inviabiliza a sua prestação.

4.2.4.2 Representações e operadores especiais

Têm como objectivo simplificar a forma do espaço de pesquisa e a utilização de operadores especiais para a preservação da fiabilidade das soluções geradas. Como exemplo existem inúmeras aplicações nomeadamente, codificação de chaves aleatórias proposto por Bean's, recombinação análoga por Davidor's, GENOCOP (*GENetic algorithm for Numerical*

Optimization for COstrained Problems) descrito por Michalwicz e Algoritmos Genéticos com restrições consistentes, desenvolvido por Kowalczyk [41-45].

Schoenauer e Michalewicz propuseram um método que restringe a pesquisa ao limite da região de soluções possíveis, impondo o mapeamento das soluções possíveis [72]. Koziel e Michalewicz reportaram que este método obtém bons resultados para um maior número de problemas distintos [73].

4.2.4.3 Algoritmos de reparação

Os algoritmos de reparação são uma técnica promissora em problemas de otimização combinatória em que as soluções, que violam as restrições do problema, são reparadas com o objectivo de se tornarem válidas [42-45].

4.2.4.4 Separação de restrições e objectivos

Distinguem-se nesta categoria algumas técnicas principais:

- Co-evolução, proposto por Paredis [74]: composta por duas populações. A primeira contém as restrições a serem satisfeitas e a segunda contém as soluções potenciais para a resolução do problema. Um indivíduo com maior aptidão no segundo grupo representa uma solução mais credível para satisfazer as restrições do primeiro. O mesmo acontece com um de maior aptidão na primeira população, representando a restrição mais “violada” no primeiro grupo. Esta relação de dualidade entre as duas populações, pode conduzir a um processo de pesquisa e exploração moroso, apesar de obter bons resultados.
- Memória comportamental, proposta por Schoenauer e Xanthakis [75]: caracterizada com uma extensão de optimização sem restrições. A base desta aproximação é que as restrições são ordenadas e o algoritmo de pesquisa faz uma busca sequencial ordenada para satisfação destas.
- Métodos de optimização multiobjectivo: o problema de optimização singular é transformado num multiobjectivo em que se consideram as restrições, do problema original, como objectivos.

4.2.4.5 Métodos híbridos

A definição deste tipo de restrições pressupõe agrupar com outras técnicas, normalmente uma aproximação numérica de optimização, nomeadamente multiplicadores de *Lagrange*, lógica *Fuzzy* ou algoritmos culturais.

4.2.5 Programação genética

Em meados dos anos oitenta foram desenvolvidos novos conceitos, aplicando os algoritmos evolucionários, para gerar programas automaticamente. Um dos conceitos relevantes, que assenta numa metodologia particular de inteligência artificial e se baseia na aprendizagem heurística da própria máquina é a programação genética [32, 37-40, 41, 42, 44]. É um método que cria programas de computador por análise de conjunto de dados. O standard deste tipo de programação assenta numa estrutura tipo árvore de tamanho variável de instruções e valores. Uma estrutura em árvore é a forma gráfica de representar a natureza hierárquica de uma estrutura. Uma árvore é um grafo, ou seja, um conjunto de objectos (nós) ligados por arcos. Um nó sem continuação é chamado terminal e representa as instruções de um programa que não necessita de mais dados de entrada. Um nó com ligação para outros é denominado operador.

4.2.6 Algoritmos genéticos

De entre os algoritmos evolucionários [32, 37-40, 41, 42, 44], os algoritmos genéticos são os mais utilizados e mais amplamente explorados e estudados. Usando sequências binárias que representam possíveis soluções para um problema, simula-se a evolução natural criando novas sequências através da reprodução das já existentes. O processo de reprodução não tem qualquer informação em relação ao problema que se pretende resolver. A única ligação do algoritmo genético com o problema dá-se ao nível da qualidade dos genomas, que é avaliada no momento da sua criação de modo a permitir uma selecção dos melhores para se reproduzirem. Tradicionalmente as soluções e valores são codificados num vector binário (genes). É utilizada uma sequência de dígitos binários de comprimento fixo o que implica uma menor flexibilidade, apesar de em alguns problemas de optimização não ser uma desvantagem, visto manter o número de bits ao longo do

processo evolucionário. Assume-se que em cada posição do vector estão representadas as características dos indivíduos e o valor armazenado nessa posição representa a forma que o atributo é expresso na solução.

4.2.7 Estratégias evolucionárias

Esta aproximação fenotípica apresenta, entre outras características, um vector de valores reais e de comprimento variável, caso não se utilize a técnica de recombinação. Tal como nos algoritmos genéticos, cada posição do vector corresponde a uma característica do indivíduo. A principal diferença entre os algoritmos genéticos e as estratégias evolucionárias é que estas últimas dão ênfase ao fenótipo do indivíduo e omitem a codificação adicional. Consequentemente os operadores genéticos, mutação e recombinação, alteram atributos cujos valores são reais e não valores codificados, apresentando habitualmente parâmetros reais de decisão e estratégia.

4.2.8 Programação evolucionária

O que distingue a programação evolucionária das anteriormente descritas é a aplicação do operador mutação ao longo do processo evolucionário, não considerando a recombinação.

Uma clara vantagem neste tipo de programação é que utilizam métodos directos, muito flexíveis e simples para representar os parâmetros do sistema [35] e apresentam um espaço de pesquisa composto por inúmeras soluções, em vez de manter unicamente a melhor delas. Dadas as características e vantagens enunciadas, foi o método utilizado para implementar os algoritmos de optimização. Tal como as estratégias anteriores, existe uma similaridade com a evolução natural das espécies, iniciando com uma população gerada aleatoriamente e evolui para obter a solução optimizada, aplicando os métodos de mutação, competição e selecção. O procedimento habitual para estruturar um algoritmo desta natureza é descrito na figura 4.10.

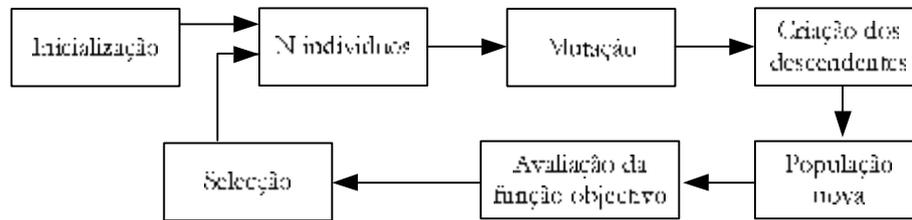


Figura 4.10: Estrutura geral de um algoritmo de programação evolucionária

Após a formulação do problema, sendo definida a função objectivo, obtém-se as variáveis de decisão e as restrições do problema. Face aos dois parâmetros anteriores, são definidas as penalidades que indicam a continuidade ou eliminação de algumas soluções, baseadas nas variáveis de decisão e nas restrições impostas. O objectivo primordial é obter a solução óptima e o respectivo cromossoma (vector). Este processo é repetido até ser criada uma condição de paragem ou de finalização.

A diferença fundamental entre os algoritmos genéticos e evolucionários é que estes últimos não imitam os progenitores, sendo considerado um factor de mutação, definido no sistema.

Este tipo de algoritmo depende de um conjunto de parâmetros para o seu bom desempenho, tais como o critério de selecção, substituição, tamanho da população e paragem. O tamanho da população é um parâmetro de grande importância para a solução final, visto afectar a qualidade do resultado e o tempo de processamento. O seu comprimento define a fiabilidade e a viabilidade da solução obtida bem como o tempo de processamento. Optar por uma população reduzida pode implicar a pobreza de diversidade genética e conseqüentemente um menor espaço de soluções possíveis e longe do óptimo global. Em contrapartida, um tamanho da população elevado, aumenta também a probabilidade de encontrar melhores soluções, globais, visto que existe uma maior cobertura do conjunto de possibilidades. Esta situação previne a convergência para uma solução, muitas vezes local, mas exige um maior tempo de computação.

Ao analisarmos a taxa de substituição, esta define a percentagem de indivíduos da população que é substituída em cada geração, com base nos critérios de selecção introduzidos no sistema. Quanto menor a percentagem, menor será a diferenciação dos progenitores entre gerações o que pode implicar a não convergência para o óptimo global. O critério para a paragem do algoritmo depende do problema formulado tendo em atenção os recursos disponíveis, e do tempo de processamento. A definição do número máximo de gerações ou a paragem do algoritmo após a sua evolução sem se verificar melhorias nas soluções apresentadas, são dois critérios possíveis para a finalização da simulação.

4.2.8.1 Operador selecção

A técnica habitualmente aplicada na programação evolucionária utiliza uma combinação entre o elitismo puro (secção 4.2.3.4) e o torneio (secção 4.2.3.4), em que neste último é seleccionado, aleatoriamente, um dado grupo pertencente à população e os que apresentam melhores aptidões sobrevivem para a próxima geração.

4.2.8.2 Operador mutação

Específico para cada problema, aplica uma mutação aleatória a cada membro da população gerando um único filho, podendo assumir qualquer tipo de dados para os indivíduos, visto lidar com valores reais. Na resolução do problema formulado no capítulo anterior, secção 3.2.3, da presente dissertação, foi desenvolvida uma rotina, que segue uma distribuição normal, para gerar aleatoriamente números inteiros, sendo posteriormente adicionados a cada posição do vector.

4.2.9 Análise dos algoritmos implementados

O objectivo é obter um valor de probabilidade mínima (expressão 3.29) e o vector com as modulações correspondentes, aplicando os conceitos de algoritmos evolutivos, com base nos passos essenciais: geração da população inicial, utilização do operador mutação obtendo aleatoriamente, um conjunto de descendentes, com base nos seus progenitores e suas características, seguindo uma distribuição normal, cujo desvio padrão é pequeno para não ocorrerem variações bruscas no intervalo discreto que caracteriza o espaço de valores possíveis, função morte como função penalizante, em que são rejeitadas todas as soluções não viáveis, concretamente as que apresentam BER médios que excedem o BER médio máximo. Relativamente ao operador selecção, foram implementados quatro algoritmos distintos que combinam as seguintes técnicas de selecção e geração dos progenitores.

As técnicas de selecção consideradas foram:

- Elitismo puro os vectores que passam à geração seguinte são os que apresentam soluções melhores, i.e., maior aptidão, que se traduz numa BER menor.

- Torneio estocástico os torneios são efectuados baralhando a lista de participantes (soluções) e escolhendo algumas das soluções por sorteio. Os vencedores passam à geração seguinte em que se joga com a probabilidade dos filhos que passam para a geração seguinte

sendo o tipo de geração dos progenitores:

- Geração aleatória, que segue uma distribuição uniforme, do progenitor cujas posições variam entre $[0, \dots, 6]$
- Geração aleatória, que segue uma distribuição normal, do progenitor com base no vector com todas as sub-portadoras 8-QAM

A introdução do torneio estocástico pretende considerar as soluções que são eliminadas logo no início por não apresentarem as melhores aptidões, como no caso de elitismo puro, e que, no entanto podem conduzir a um óptimo global. Foram simulados 4 casos principais, aplicando 4 algoritmos de programação evolucionária:

4.2.9.1 Características do problema a otimizar

Existem parâmetros, considerados fixos em cada cenário, tais como: critério de convergência, número máximo de gerações, tamanho da população inicial, número de descendentes e o número total de elementos gerados por iteração.

Na formulação do problema em estudo na dissertação, e como em quase os problemas reais, existem limitações impostas que definem o espaço de pesquisa possível, o que condiciona o resultado. No caso concreto definido, secção 3.2.4,

- $m = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$
- O número total de bits transmitidos é igual a N_c vezes o número médio de bits em todas as constelações possíveis transmitidas, como traduzido na expressão,

$$\sum_{n=0}^{N_c-1} m_n = \frac{N}{7} \sum_{m=0}^6 b = 3 \cdot N_c \quad (4.11)$$

- Probabilidade de erro de bit média máxima dada pelo cálculo da probabilidade de erro de bit média do vector total, com todas as sub-portadoras 8-QAM

4.2.10 Apresentação dos resultados

Para a realização das simulações dos algoritmos implementados, foi utilizado um processador Celeron a 1.5 GHz, com 1 Gb de RAM e 60 Gb de disco.

4.2.10.1 Elitismo puro

Considerou-se como vector referência aquele que apresenta todas as sub-portadoras com modulação 8-QAM, tal como o BER correspondente como sendo o valor máximo. Desta forma, partindo de um número de sub-portadoras muito baixo (distante do valor real) e igual a 10, os resultados obtidos para o BER média, foram os seguintes:

N =10 sub-portadoras.

Para este número de sub-portadoras foi considerado um número de gerações igual a 100.

- BER_máximo: 0,2644
- BER_obtido: 0,0050
- Vector solução: [4 4 4 2 0 2 2 4 4 4];
- Tempo de simulação: 4,8 segundos

Os gráficos da figura 4.11 e 4.12 relacionam respectivamente o BER médio por sub-portadora e o número de bits por sub-portadora, nos casos do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM e a solução otimizada para um N=10.

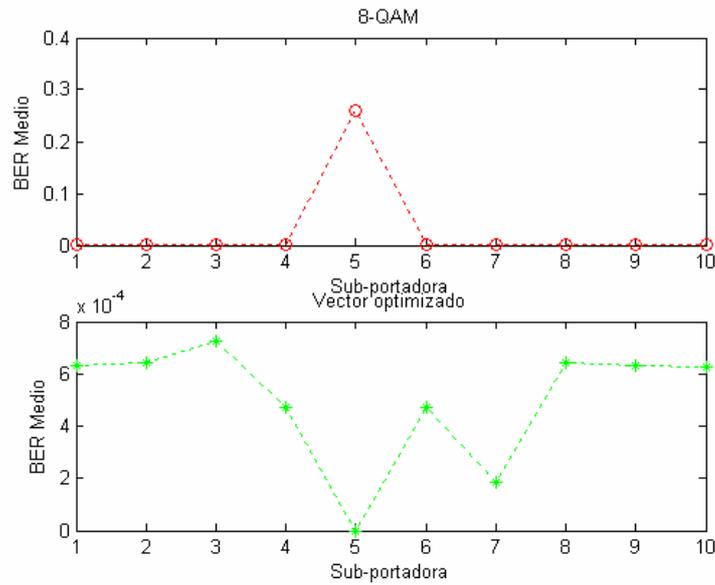


Figura 4.11: BER médio para N=10 sub-portadoras

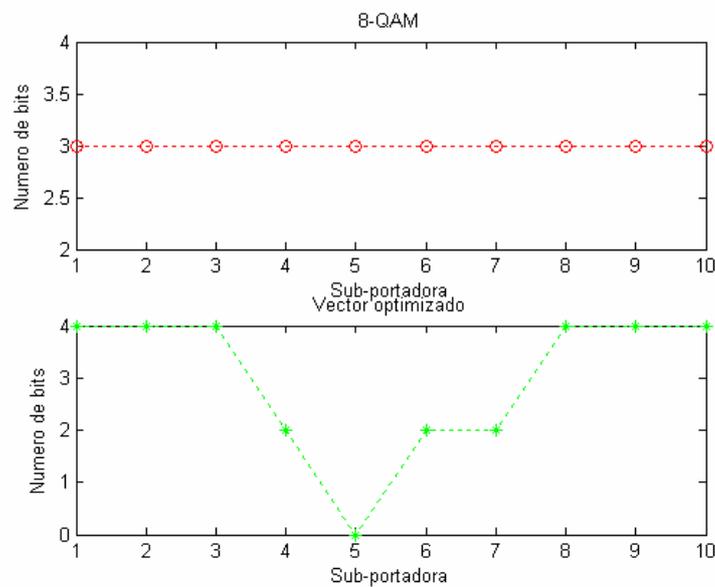


Figura 4.12: Número de bits por sub-portadora, com N=10

A norma 802.11, para as redes WLAN, aplica a modulação multiportadora OFDM, com 52 sub-portadoras. Para este número de sub-portadoras, o número de gerações foi igual a 50000.

N=52 sub-portadoras:

- BER_máximo: 0,5027
- BER_obtido: 0,0277

- Vector solução: [5 4 5 4 4 4 5 4 4 4 4 4 4 4 4 4 2 2 2 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 2 2 4 4 4 4 4 4 4 4 4 4 5 4 4 5 4 4];
- Tempo de simulação: 172 segundos

Os gráficos da figura 4.13 e 4.14 relacionam respectivamente o BER médio por sub-portadora e o número de bits por sub-portadora, nos casos do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM e a solução otimizada para um N=52.

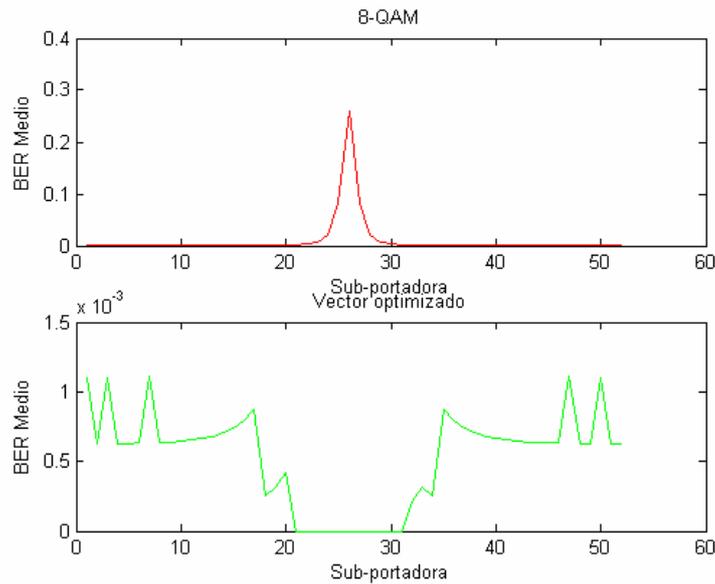


Figura 4.13: BER médio para N=52 sub-portadoras

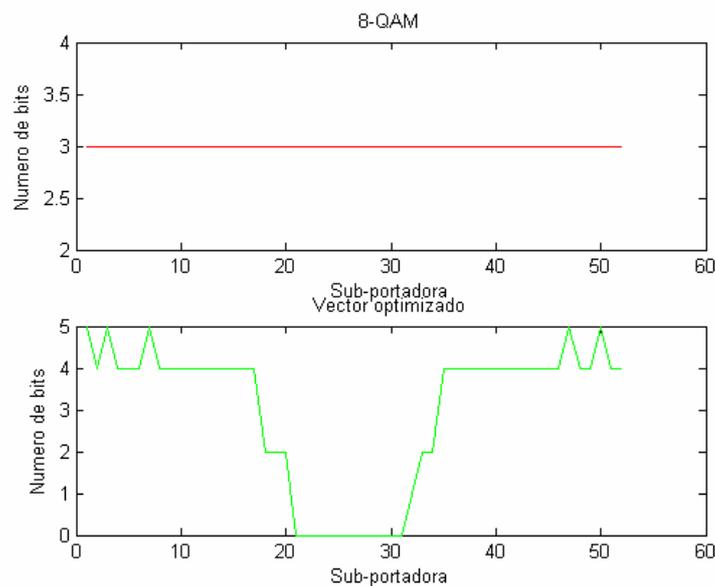


Figura 4.14: Número de bits por sub-portadora, com N=52

Aproximando da situação real relativa aos serviços do sistema DVB-T, que opera no modo 2k, simulou-se para um número de sub-portadoras de dados igual a 1512, sendo os resultados obtidos os seguintes:

N=1512 sub-portadoras:

- BER_máximo: 13.8996
- BER_obtido: 0.7974
- Tempo de simulação: 51,5 horas

Os gráficos da figura 4.15 e 4.16 relacionam respectivamente o BER médio por sub-portadora e o número de bits por sub-portadora, nos casos do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM e a solução otimizada para um N=1512.

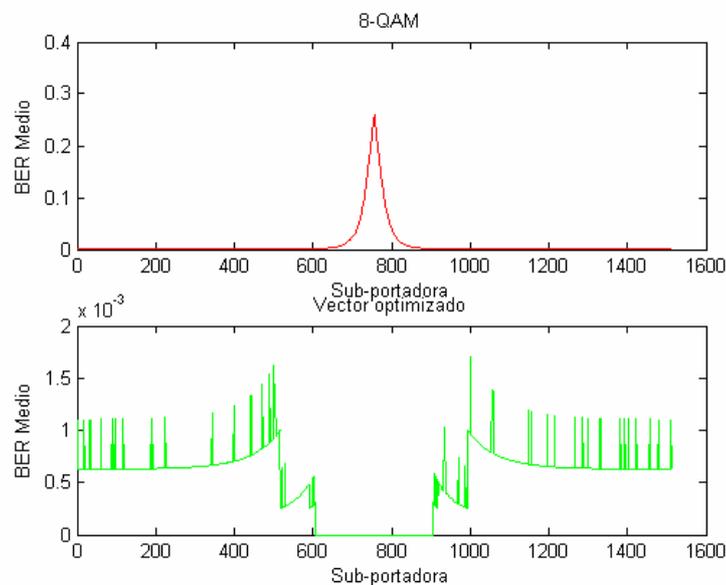


Figura 4.15: BER médio para N=1512 sub-portadoras

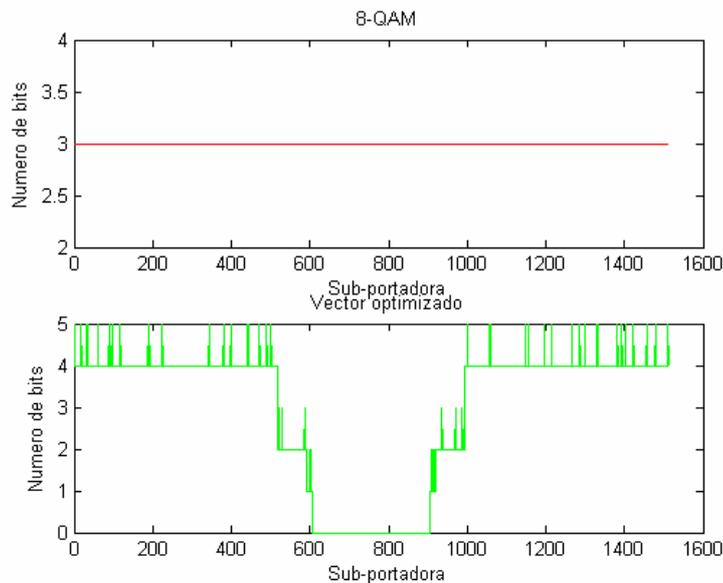


Figura 4.16: Número de bits por sub-portadora, com N=1512

4.2.10.2 Torneio estocástico

N=10 sub-portadoras:

- BER_máximo: 0, 2644
- BER_obtido: 0,0050
- Vector solução: [4 4 4 2 0 2 2 4 4 4];
- Tempo de simulação: 10,4220 segundos

N=52 sub-portadoras:

- BER_máximo: 0, 5027
- BER_obtido: 0,0278
- Tempo de simulação: 253 segundos

Visto o resultado da BER média otimizada e o tempo de simulação serem mais elevados, que os obtidos com o algoritmo de elitismo puro, considerou-se este último para aferição dos resultados.

4.2.10.3 Programação dinâmica

N=10 sub-portadoras:

- BER_máximo: 0,2644
- BER_obtido: 0,0050
- Tempo de simulação: 7,6720 segundos

Presentemente, a pesquisa do vector para uma probabilidade de erro média mínima, aplicando a programação dinâmica, apresenta tempos de cálculo mais elevados, visto ser efectuada uma pesquisa exaustiva do vector cujo BER médio é um óptimo global. Obtiveram-se unicamente os resultados para o BER e para um número de sub-portadoras igual a 10 visto que para um número de sub-portadoras maior, torna-se inoportável o tempo de processamento necessário.

Visto os valores obtidos para o BER médio nos três algoritmos gerais, para N=10 portadoras ser igual e o tempo de processamento ser menor para o algoritmo de elitismo puro, optou-se por simular sempre com este último já que apresenta uma melhor relação fiabilidade da solução/tempo de processamento.

Constatou-se que, para o mesmo resultado, o elitismo puro e o torneio estocástico gerados a partir do progenitor com todas as portadoras com modulação 8-QAM são os mais eficientes, visto o tempo de processamento ser menor que os restantes. O torneio estocástico com geração aleatória dos progenitores, para além de apresentar um tempo de processamento maior que os anteriores, obteve uma probabilidade de erro mínima mais elevada. Desta forma, assumiram-se os resultados do algoritmo implementado com base na programação evolucionária de elitismo puro, para as simulações realizadas no capítulo 5.

CAPÍTULO 5

CODIFICADOR/DESCODIFICADOR VÍDEO

No presente capítulo é descrita a estrutura básica geral do CoDec implementado (secção 5.1), seguido da descrição da estrutura hierárquica da sequência de vídeo (secção 5.2). As secções 5.3 e 5.4 descrevem as ferramentas de codificação e sintaxe, respectivamente. A explicação do simulador do canal implementado é apresentada em 5.5 e as medidas de desempenho do sistema na secção 5.6. Para finalizar, os resultados obtidos são apresentados na secção 5.7 e a sua análise na secção 5.8.

Compressão de vídeo

No âmbito do trabalho desenvolvido, pretende-se aferir os resultados obtidos quando é transmitida informação codificada e esta é afectada pelo canal rádio móvel, já caracterizado nas secções anteriores. Para uma dada sequência de vídeo consideraram-se quatro situações distintas: 1- Codificação e decodificação sem introdução dos erros do canal, que serve como referência; 2- Transmissão da sequência codificada considerando todas as sub-portadoras com modulação 8-QAM; 3- Decodificação considerando a optimização da transmissão, com todas as sub-portadoras com modulação 8-QAM rearranjando os bits, atribuindo os elementos da sintaxe mais significativos, tais como os vectores movimento, para as sub-portadoras com menor SNR; 4- Transmissão da sequência codificada considerando o resultado optimizado (capítulo 4). Para efectuar esse estudo, implementou-se um codificador e decodificador típico (CoDec), usando uma codificação de entropia com base nas tabelas de *Variable Length Coding* (VLC) da norma H.263 [55].

A análise estatística dos sinais de vídeo indica que existe uma forte correlação entre as imagens consecutivas da sequência de vídeo o que permite a aplicação de técnicas para a compressão da largura de banda sem afectar significativamente a informação enviada, garantindo que esta é recebida sem perda subjectiva da resolução da imagem [49-53]. Tirando o proveito da insensibilidade do olho humano a alguma informação espaço-temporal, é possível explorar ainda mais o conceito. A compressão de vídeo baseia-se em

dois princípios, a redundância espacial e a temporal [49-53]. O primeiro, referente às próprias imagens, permite a redução aplicando técnicas *pixel a pixel*, tais como a codificação por transformada (DCT). No que concerne a redundância temporal esta fundamenta-se no facto de que as imagens sucessivas são habitualmente semelhantes, o que acontece por exemplo nas aplicações de videoconferência, onde o interlocutor não apresenta movimentos bruscos, implicando a similaridade da maioria das imagens de vídeo. No simulador implementado no âmbito do presente trabalho, desenvolvido em MatLab, foram considerados os dois princípios, definindo dois modos de codificação, INTRA (I) e INTER (P). No primeiro, a imagem é analisada independentemente das que a precedem, o que não acontece com a imagem INTER que depende da informação da imagem anterior e tira partido da diferença entre ambas para reduzir a quantidade de informação enviada. Na secção seguinte, 5.1, é descrito a estrutura geral do codificador e do decodificador implementados, seguindo uma estrutura semelhante às apresentadas nas normas de codificação de vídeo.

5.1 Estrutura básica geral

A estrutura geral do codificador e decodificador está representado nas figuras 5.1 e 5.2, respectivamente. O algoritmo de codificação descrito na norma H.263 [53, 55], aplica um híbrido de predição temporal entre imagens, para a redução da redundância temporal e a codificação da transformada para reduzir a redundância espacial. Na figura 5.1 estão representados os principais módulos implementados.

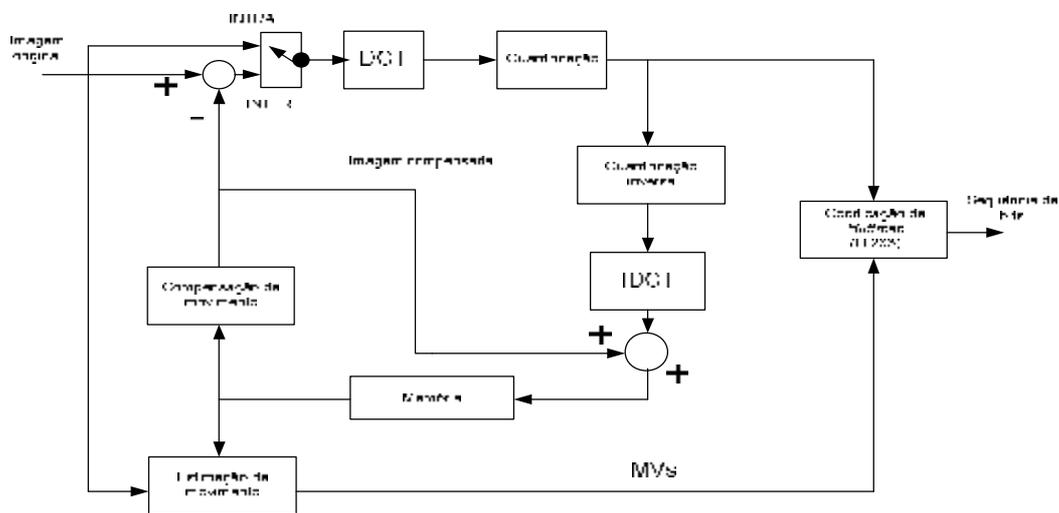


Figura 5.1: Diagrama esquemático do codificador implementado

O decodificador desenvolvido encontra-se representado na figura 5.2,

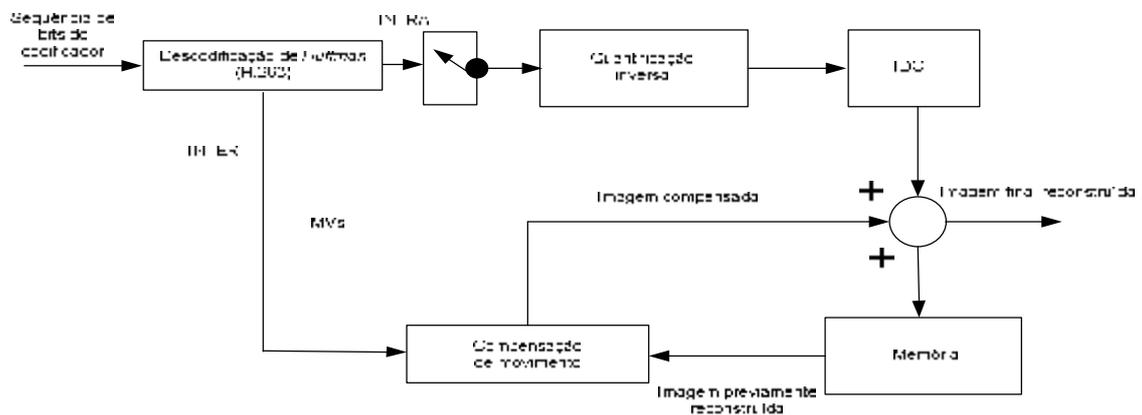


Figura 5.2: Diagrama esquemático do decodificador implementado

Existem dois modos básicos de funcionamento do sistema codificador/descodificador (CoDec) para a sequência vídeo. Um deles utiliza a imagem anterior para predição (INTER) enquanto que no outro modo a imagem é codificada e descodificada independentemente da imagem que a precede (modo INTRA).

A estrutura geral do CoDec depende da natureza da imagem, INTER ou INTRA. A estrutura comum a ambas consiste nos módulos codificação da transformada, Transformada de Cosseno Discreta (DCT, quantificação, codificação de entropia, codificação de códigos de comprimento variável (VLC), para o codificador e a descodificação de códigos de comprimento variável, quantificação inversa e a codificação inversa da transformada (IDCT) [49-53]. O que difere no tratamento dos dois tipos de imagem são os módulos de compensação de movimento e de estimação de movimento, aplicados à imagem INTER, que permitem a codificação/descodificação da diferença entre a imagem actual e a anterior e que se denomina codificação preditiva.

Para as imagens INTER e antes da codificação VLC, que não introduz distorção e portanto não se considera, são reconstruídas pelo codificador, aplicando novamente a quantificação inversa, seguida da transformada inversa, sendo este ramo considerado um descodificador. A reconstrução da imagem é armazenada pelo codificador para ser utilizada na predição da imagem seguinte. Quando a imagem é do tipo predição (P), ela passa inicialmente pelo módulo de compensação e estimação de movimento. Na descodificação o processo é semelhante com excepção da estimação de movimento.

5.2 Estrutura hierárquica da sequência de vídeo

Uma sequência de vídeo é composta por imagens sucessivas em movimento, não entrelaçadas, com uma taxa de 29.97 imagens por segundo [49-53]. Para aplicações em redes móveis, é imperativo a utilização de tamanhos de imagem mais pequenos, o que justifica a implementação, no presente estudo, dos VLCs com base na norma H.263 [53, 55]. A norma suporta cinco formatos padrão para a imagem, apresentados de forma crescente no que concerne o seu tamanho: sub-QCIF, QCIF, CIF, 4CIF, 16CIF, caracterizado na tabela 5.1.

Tabela 5.1: Formatos padrão das imagens H.263

| Formato da imagem | Resolução em pixels (horizontal x vertical) | Nº de linhas por GOB | Nº de GOBs por imagem |
|-------------------|---|----------------------|-----------------------|
| Sub-QCIF | 196 x 96 | 1*16 | 6 |
| QCIF | 176 x 144 | 1*16 | 9 |
| CIF | 352 x 288 | 1*16 | 18 |
| 4CIF | 704 x 576 | 2*16 | 18 |
| 16CIF | 1408 x 1152 | 4*16 | 18 |

Cada imagem é codificada no formato de cor YCbCr e encontra-se definida na recomendação ITU-R 601 [55]. No formato 4:2:0, a componente de luminosidade da imagem é amostrada à resolução da imagem, o que não acontece às componentes Cr e Cb que são sub-amostradas por dois na direcção vertical e horizontal [49, 53].

Tendo em atenção a estrutura de uma imagem da sequência de vídeo, esta é dividida em grupos de blocos (GOBs). O número de GOBs por imagem depende do formato desta, sendo igual a seis para sub-QCIF, a nove para QCIF e a 18 para CIF, 4CIF e 16CIF. Cada grupo de blocos é composto por $k*16$ linhas de *pixels*, em que k depende do formato da imagem ($k=1$ para sub-QCIF, QCIF e CIF; $k=2$ para 4CIF e $k=4$ para 16CIF) o que implica que o número de GOBs é variável. Os GOBs estão numerados verticalmente, do GOB superior da imagem, número 0, para o inferior, sendo transmitidos por essa ordem. A divisão da imagem em GOBs é representada na figura 5.3, para o exemplo do formato QCIF, o utilizado na simulação do CoDec que apresenta 176 *pixels* e 144 linhas para luminosidade [55].

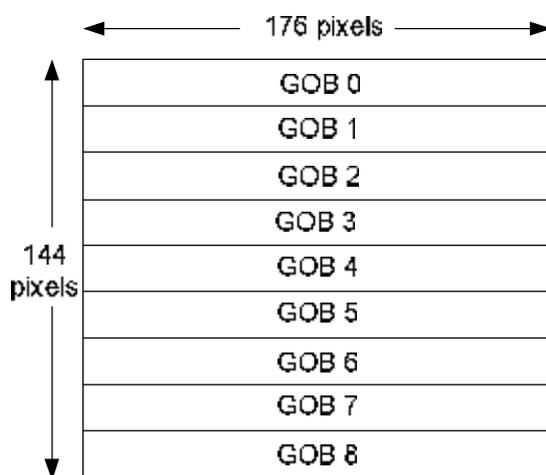


Figura 5.3: Estrutura da imagem com formato QCIF

Cada GOB é dividido em macroblocos (MB). A numeração destes é feita pela pesquisa horizontal das colunas do MB, da esquerda para a direita, iniciando no superior e terminando no inferior. Os dados são transmitidos por MB e por ordem crescente de numeração. A sua estrutura é exemplificada na figura 5.4.

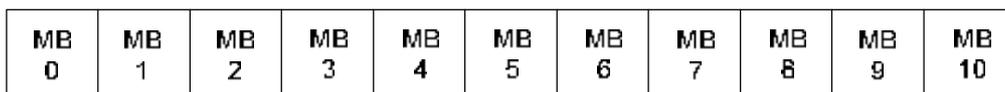


Figura 5.4: Formato do GOB a imagem QCIF

Cada MB é formado por 4 blocos de luminosidade, um de crominância Cr e um de crominância Cb. Sendo cada bloco de 8 por 8 *pixels*, são transmitidos por bloco por ordem crescente de numeração. A figura 5.5 exemplifica.

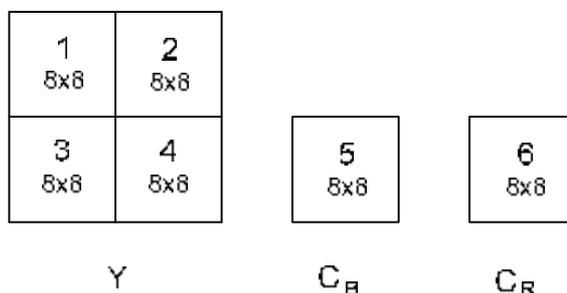


Figura 5.5: Estrutura do MB

5.3 Ferramentas de codificação de vídeo

5.3.1 Redundância temporal

A redução da redundância temporal na compressão vídeo implica a necessidade de existir uma imagem de referência comum no codificador e no decodificador, estando ambos sincronizados para o efeito [49-51]. Visto o decodificador não possuir as imagens originais e apenas a sua reconstrução, o codificador terá que o “imitar” e produzir a mesma imagem que o decodificador irá reconstruir. Para esse efeito, aplica-se a quantificação inversa seguida da DCT inversa. É aplicado a seguir ao bloco de quantificação e não ao de codificação VLC pois este último não introduz qualquer degradação da informação, apenas

compressão com base na entropia da fonte. Tendo uma cópia da imagem reconstruída o codificador aplica a estimação de movimento entre a imagem actual e a anteriormente reconstruída, semelhante à do decodificador. Ao utilizar a diferença entre imagens consecutivas, a redundância temporal é reduzida e os blocos relativos a esses passos são a estimação de movimento e compensação de movimento. Se a variação de iluminação ou o movimento dos objectos entre imagens sucessivas for pequena, esta diferença aproxima-se de zero, o que não acontece se for significativa. Para estas situações as variações de imagem devido ao movimento podem ser reduzidas significativamente se o movimento do objecto for estimado e a diferença constar na imagem compensada.

5.3.1.1 Estimação de movimento

A estimação é efectuada em blocos de 16×16 *pixels*. Para cada bloco desse tamanho da imagem actual é pesquisado o bloco do mesmo tamanho mais parecido da imagem anterior reconstruída. O vector movimento (MV) é obtido através da minimização de uma função de custo que mede o erro entre o MB da imagem actual e o MB mais parecido da imagem anterior. A medida de custo aplicada é a *Sum Absolute Difference* (SAD) expressa por [50, 53],

$$SAD(x, y) = \sum_{k=1}^{16} \sum_{l=1}^{16} |B_{i,j}(k,l) - B_{i-u,j-v}(k,l)| \quad (x,y)_{\text{inteiros}} \in [-15,15] \quad (5.1)$$

em que $B_{i,j}(k,l)$ representa o (k,l) ^{ésimo pixel} do MB actual com as coordenadas (i,j) e $B_{i-u,j-v}(k,l)$ representa o (k,l) ^{ésimo pixel} do MB da imagem anterior, localizado em (i,j) e deslocado (u,v) coordenadas.

Uma vez que o movimento de imagem para imagem é limitado, utiliza-se uma janela de pesquisa centrada no bloco actual. A diferença das coordenadas entre o bloco da imagem actual e o melhor, que apresenta menos diferenças (custos) da imagem anterior, forma o vector movimento. Cada MV é composto por duas componentes, a horizontal e a vertical, que identificam o movimento de translação, em *pixels*, sofrido pelo macrobloco nas duas direcções. Ambas as componentes dos MVs têm precisão de um pixel e estão limitadas à gama de valores no intervalo $[-16, 15.5]$ com incrementos igual à unidade. Um valor positivo da componente horizontal ou vertical do MV aponta, respectivamente, para uma região à direita ou abaixo do MB predito. O MV é calculado para todos os *pixels* dos

quatro blocos de luminosidade do MB, visto a estimação de movimento só se efectuar para a luminância da imagem.

O método de estimação mais simples, mas mais pesado computacionalmente, é o método de procura exaustiva, também denominado de *full search*. É calculada a SAD para todas as localizações possíveis do MB, horizontal e verticalmente, dentro da janela de pesquisa.

5.3.1.2 Compensação de movimento

A compensação de movimento permite que um MB de uma imagem actual seja definido com base num outro deslocado da imagem anterior e que sofreu movimento. Para a sua definição, tem que se ter a informação dos MVs calculados, o que implica que cada *pixel* do MB sofre o mesmo movimento de translação. A figura 5.6 ilustra o processo.

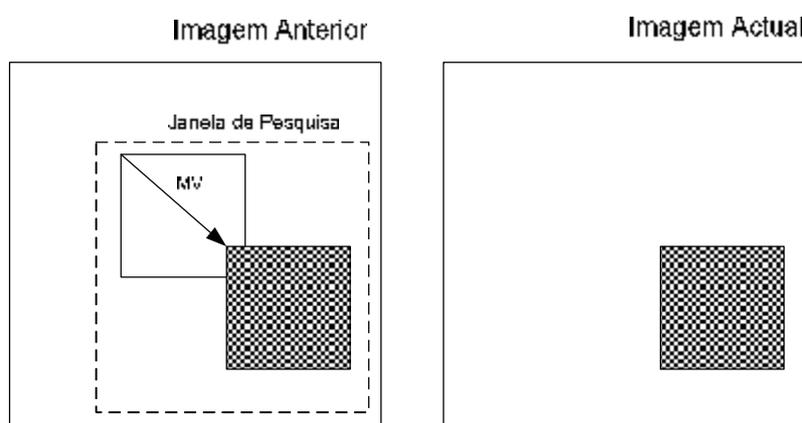


Figura 5.6: Compensação de movimento

5.3.2 Transformada – DCT e IDCT

A codificação no domínio temporal é aplicada principalmente para remover as redundâncias espaciais das imagens.

Para a aplicação da transformada de bloco, DCT, a imagem é subdividida em blocos de 8×8 *pixels* e uma DCT bidimensional é aplicada a cada um deles. A DCT não introduz qualquer tipo de compressão nem distorção. A funcionalidade deste módulo é descorrelacionar os *pixels* vizinhos da imagem actual, na codificação INTRA e na imagem

diferença no modo INTER, e compactar a sua energia no menor número de coeficientes possível. É definida por,

$$F(u, v) = \frac{1}{4} C(u) \cdot C(v) \sum_{x=0}^7 \sum_{y=0}^7 f(x, y) \cdot \cos\left[\frac{p(2x+1)u}{16}\right] \cdot \cos\left[\frac{p(2y+1)v}{16}\right], \quad (5.2)$$

Com $u, v = 0, 1, 2, \dots, 7$.

onde:

x, y - Coordenadas dos *pixels* dentro do bloco;

$f(x, y)$ - Valor do *pixel* em (x, y) ;

u, v - Coordenadas no domínio da transformada ;

$F(u, v)$ - Valor do coeficiente para (u, v) ;

$C(u) = 1$ excepto para $u=0$ em que $C(u) = \frac{1}{\sqrt{2}}$;

$C(v) = 1$ excepto para $v=0$ em que $C(v) = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

Um bloco composto por MN *pixels* é transformado em MN coeficientes. O coeficiente $F(0,0)$ representa o valor DC do bloco e o $F(0,1)$, que o é valor DC de todos os primeiros coeficientes AC, representa o primeiro coeficiente AC na direcção horizontal do bloco.

Apesar de se obter, teoricamente, a reconstrução exacta, na DCT inversa, IDCT, pode muitas vezes não ser possível, limitando os seus valores entre $[0,255]$ [53].

5.3.3 Quantificação e quantificação inversa

O domínio da transformação, tal como se descreveu na secção anterior (5.3.2), não implica nenhuma compressão. Um bloco de 64 *pixels* (8×8) é transformado em 64 coeficientes. Devido à ortonormalidade da transformação, a energia *pixel*/domínio transformada é igual [50, 51, 53]. No entanto, devido à transformada, grande parte da energia da imagem concentra-se nas componentes das frequências mais baixas. A acrescer a essa situação, a sensibilidade do olho humano é mais sensível a distorções da imagem a baixas frequências do que a frequências elevadas [50-53]. Variações lineares e

lentas na intensidade e na cor (informação de baixas frequências) são perceptíveis ao olho humano, o que não ocorre nas variações a frequências altas, que podem ser imperceptíveis. Para cada posição do elemento da matriz de saída da transformada, é calculado o valor quantificado correspondente. A classe de quantificador que tem sido aplicada em todos os CoDecs vídeo standard é o quantificador uniforme, *Uniform Threshold Quantiser* (UTQ). Existem dois tipos de quantificadores uniformes, um deles apresenta uma zona morta cujo intervalo depende de um dado valor de limite e de um passo de quantificação (QP) enquanto que o outro que não apresenta uma zona morta. O coeficiente DC (canto superior esquerdo) é normalmente quantificado por uma característica de quantificação sem zona morta, ao contrário dos outros coeficientes, AC e DC INTER imagem que aplica a UTQ com zona morta, intencionalmente para aproximar a zero o maior número de coeficientes AC não significativos, figura 5.7.

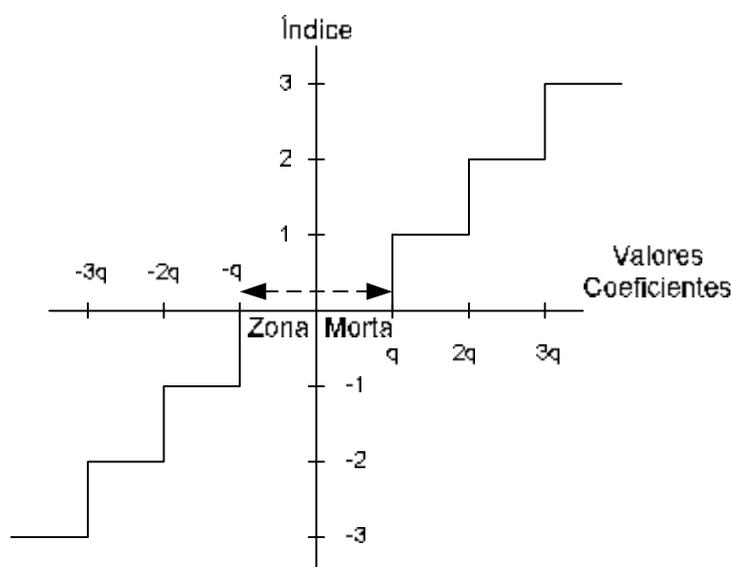


Figura 5.7: UTQ com zona morta

Aplicando o UTQ sem zona morta, os coeficientes $F(u,v)$ são quantificados da forma,

$$I(u, v) = \frac{F(u, v) \pm q}{2q} \quad (5.3)$$

em que $I(u,v)$ é denominado de índice de quantificação.

Aplicando o UTQ com zona morta, UTQ-DZ, os índices de quantificação são obtidos aplicando a divisão inteira,

$$I(\mathbf{u}, \mathbf{v}) = \frac{F(\mathbf{u}, \mathbf{v})}{2q} \quad (5.4)$$

No modo H.263, o coeficiente DC é uniformemente quantificado com passo 8, enquanto que os passos para os coeficientes AC devem ser pares, entre 2 e 62. Assumiu-se, para as primeiras simulações um passo igual a 8.

No que concerne a quantificação inversa, para H.263, esta depende da natureza do passo QP. Se $I(\mathbf{u}, \mathbf{v})$ for igual a zero, o resultado da quantificação inversa será também igual a zero. Para o coeficiente INTRADC vem,

$$F^q(0, 0) = 8 \times I(0, 0) \quad (5.5)$$

As expressões para os restantes coeficientes diferentes de zero são, respectivamente para QP ímpar e QP par,

$$F^q(\mathbf{u}, \mathbf{v}) = QP \cdot (2 \cdot |I(\mathbf{u}, \mathbf{v})| + 1) \quad (5.6)$$

$$F^q(\mathbf{u}, \mathbf{v}) = QP \cdot (2 \cdot |I(\mathbf{u}, \mathbf{v})| + 1) - 1 \quad (5.7)$$

Para a transmissão dos índices de quantificação, é definida uma ordem especial que aumenta a eficiência na captação dos componentes diferentes de zero [50-51], iniciando-se no coeficiente DC no topo esquerdo da matriz 8*8 da matriz de coeficientes e fazendo o alinhamento zigzag dos coeficientes DCT quantificados, como ilustrado na figura 5.8. A justificação para a aplicação do método zigzag é que para imagens naturais, a energia dos coeficientes da transformada está concentrada nas frequências mais baixas, o que implica que os coeficientes de valor mais elevado são alinhados primeiro. O alinhamento termina quando se obtém o último coeficiente não zero [52].

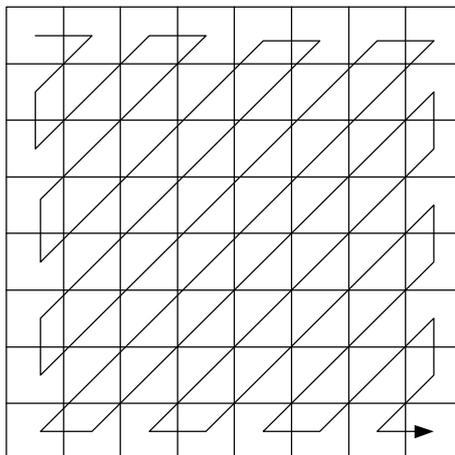


Figura 5.8: Alinhamento zigzag

Para aumentar a eficiência da codificação é adoptada a codificação de código variável, neste caso concreto codificação de *Huffman*, modelo baseado em probabilidades estatísticas, usando uma tabela com as entradas, no modo H.263: (LAST, RUN, LEVEL) [55]. O símbolo RUN é definido como a distância, em número de zeros, entre dois coeficientes, da sequência, diferentes de zero. O símbolo LEVEL é o coeficiente diferente de zero que se segue à sequência de zeros. Por fim, o LAST indica, quando igual a 1, que a palavra VLC é a última do bloco. Este método de codificação é aplicado para o modo INTRA e para o modo INTER.

5.3.4 Controlo de codificação

A selecção do modo (INTRA/INTER) não se encontra definida na norma, mas é feita a nível de MB. O desempenho do processo de estimação de movimento, medido pelos resultados dos valores de SAD, pode servir como informação para a decisão, controlando a redução da redundância temporal. Presentemente assume-se, como referência, que entre imagens INTRA sucedem dez imagens INTER, podendo este valor ser alterado. A nível do domínio espacial, a escolha de um dos 31 passos dos quantificadores para os coeficientes AC do macrobloco permite definir a compressão pretendida.

5.4 Sintaxe

A informação codificada está definida de modo hierárquico. De acordo com a norma H.263, [55], esta está estruturada em quatro camadas de codificação, sendo estas a camada de imagem, camada de GOBs, camada de MB e camada de bloco, ordenadas da imagem (superior) para a inferior (bloco). Cada camada, exceptuando a de bloco, consiste no cabeçalho que a caracteriza e na informação para a camada hierárquica inferior. No simulador implementado, codificou-se a informação ao nível da camada de bloco, composto pelo INTRADC, para o coeficiente DC da imagem INTRA, e os coeficientes AC no cabeçalho TCOEF e os MVs quando o modo é INTER.

5.5 Simulação do canal

Para simulação dos erros de canal, de forma a aferir os resultados dos algoritmos de optimização implementados (capítulo 4), foram geradas sequências aleatórias de erros, de tamanho elevado, com base no modelo de Gilbert-Elliot (GE). Bastante utilizado na geração de rajadas de erros de bit, em canais redes sem fios, sendo conceptualmente simples e analiticamente tratável [54] e na distribuição uniforme dos erros. A solução do problema de optimização descrito no capítulo dois é um vector, cujas posições caracterizam a modulação de cada subportadora. Associada a cada modulação, obtém-se o BER do sinal, afectado pelo desvanecimento do canal (secção 2.1.3), cuja envolvente é descrita pela distribuição de *Rayleigh* e perturbada pelo ruído branco. Dado o BER da subportadora (capítulo 2), gera-se uma sequência de bits de acordo com o modelo GE, tal como ilustrado na figura 5.9,

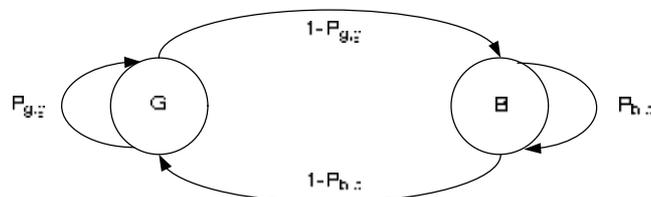


Figura 5.9: Modelo *Gilbert-Elliot*

O canal encontra-se num dos dois estados possíveis, G=Good (estado Bom, onde se geram zeros) ou B=Bad (estado Mau, onde se geram uns, i.e. erros). Os estados do canal são geridos por uma cadeia de Markov de dois estados *Time-Homogeneous Discrete-Time* (TH-DTMC) da seguinte forma:

Para um dado t de bit, o estado do canal é igual a $X_n \in \{\text{Estado Bom, Estado Mau}\}$. É gerado de forma aleatória e independente o estado X_{n+1} para o bit seguinte:

- Se $X_n = \text{Estado Bom} \Rightarrow X_{n+1} = \text{Estado Bom}$ com probabilidade $P_{g,g}$
- Se $X_n = \text{Estado Bom} \Rightarrow X_{n+1} = \text{Estado Mau}$ com probabilidade $1 - P_{g,g}$
- Se $X_n = \text{Estado Mau} \Rightarrow X_{n+1} = \text{Estado Mau}$ com probabilidade $P_{b,b}$
- Se $X_n = \text{Estado Mau} \Rightarrow X_{n+1} = \text{Estado Bom}$ com probabilidade $1 - P_{b,b}$

o que se traduz na matriz de transição dos estados de canal,

$$P = \begin{bmatrix} P_{g,g} & 1 - P_{g,g} \\ 1 - P_{b,b} & P_{b,b} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

onde as probabilidades de estado para se obter o canal no estado Bom/Mau são dadas por, respectivamente,

$$p_0 = \frac{1 - P_{b,b}}{2 - (P_{g,g} + P_{b,b})} \quad (5.9)$$

e

$$p_1 = \frac{1 - P_{g,g}}{2 - (P_{g,g} + P_{b,b})} \quad (5.10)$$

O BER do canal é dado pela igualdade expressa da forma,

$$p = e_g \cdot p_0 + e_p \cdot p_1 \quad (5.11)$$

sendo e_g a probabilidade de erro do Estado Bom e e_p a probabilidade de erro do estado Mau. O modelo GE simplificado assume que $e_g=0$ e $e_p=1$. Dada a igualdade, p =BER de cada subportadora, obtém-se a sequência de erros que é função da modulação da subportadora associada a cada posição do vector. Para cada subportadora, a sequência de erros virá,

$$(\text{Sequência Bits Erros})_{N^{\text{ésima subportadora}}} = f(\text{BER}_{N^{\text{ésima subportadora}}}) \quad (5.12)$$

Para testar os algoritmos descritos no capítulo 4, foram gerados dois tipos de erros: rajadas de erros com base no modelo GE, e erros aleatórios. Os erros aleatórios são um bom modelo para canais rápidos e/ou sistemas que utilizam técnicas de *interleaving*

5.6 Medidas de desempenho do sistema

Existem inúmeros métodos, muitos dos quais subjectivos, para analisar o desempenho dos codificadores, fazendo a análise da fiabilidade deste, afectada pela da compressão que, inevitavelmente, introduz distorção no sistema. No entanto, existem medidas de desempenho objectivas que empregam modelos matemáticos que simulam o olho humano [49-53]. O modelo mais simples é o que relaciona o sinal de pico e a raiz quadrada do ruído produzido, denominado *Peak-to-Peak Signal-to-Noise* (PSNR) cuja expressão é dada por,

$$\text{PSNR} = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{255^2}{\frac{1}{N} \sum_i \sum_j (Y_{\text{ref}}(i, j) - Y_{\text{prc}}(i, j))^2} \right] \quad (5.13)$$

em que $Y_{\text{ref}}(i, j)$ e $Y_{\text{prc}}(i, j)$ são os valores de *pixel* das imagens referência e processada, respectivamente, e N o número total de *pixels* da imagem. Dada a equação, o pico de sinal com uma resolução de 8 bits é igual a 255 e o ruído é o quadrado da diferença *pixel-a-pixel* entre a imagem de referência e a imagem objecto de estudo. Esta foi a medida usada nos resultados que se seguem para cada sequência de vídeo. Foi calculada a média dos PSNRs (dB) de todas as imagens, ao qual se denominou PSNR médio.

5.7 Resultados obtidos

Simularam-se vários cenários, com o objectivo de obter a relação do PSNR por imagem da sequência de vídeo *foreman.qcif*. Como parâmetros de entrada do simulador, surge:

- Passo de quantificação (QP) para os coeficientes AC, em que $Q=2*QP$;
- Introdução ou não introdução de erros do canal;
- Número de sub-portadoras, quando se introduz erros do canal;
- Tipo de erros gerados: Rajada ou aleatórios.

e utilizaram-se as soluções optimizadas, considerando elitismo puro, obtidas no capítulo 4 para o número de sub-portadoras, N_c :

- $N_c=10$ sub-portadoras: teste
- $N_c=52$ sub-portadoras: norma 802.11
- $N_c=1512$ sub-portadoras: DVB-T modo 2k

Para avaliação e validação dos resultados obtidos no capítulo quatro, simularam-se quatro casos distintos, considerados em cada gráfico.

- Sem introdução de erros do canal. O sinal modulante para, as sub-portadoras, é obtido retirando bits, do *bitstream* de vídeo, sequencialmente;
- Introdução de erros do canal, considerando todas as sub-portadoras do vector com uma modulação fixa e igual a 8-QAM, caso referência na formulação do problema de optimização. O preenchimento das sub-portadoras é realizado do mesmo modo que o descrito no caso anterior.
- Para $QP=4$, efectuaram-se simulações com todas as sub-portadoras do vector 8-QAM mas optimizando a transmissão de informação. Desta forma, os bits foram rearranjados, atribuindo os elementos da sintaxe mais significativos, tais como os vectores movimento, para as sub-portadoras com menor SNR, as que se encontram nos extremos do vector, tendo em atenção o perfil de desvanecimento definido, expressão 3.32 e figura 3.6.
- Introdução de erros do canal, considerando a solução obtida através da programação evolucionária, com vector de sub-portadoras variáveis.

Apresentam-se os cenários e parâmetros simulados para o cálculo do PSNR por imagem e os gráficos referentes aos diferentes números de sub-portadoras consideradas. Para comparação de resultados, extraíram-se as imagens da sequência de vídeo *foreman* sendo apresentadas, nas figuras 5.10, 5.11 e 5.12, sequencialmente: 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTER), quando não são introduzidos erros do canal rádio móvel para QP=4, 15 e 31, respectivamente.



Figura 5.10: Imagens 1, 5, 8 e 12 sem introdução de erros no canal rádio móvel, QP= 4



Figura 5.11: Imagens 1, 5, 8 e 12 sem introdução de erros no canal rádio móvel, QP= 15

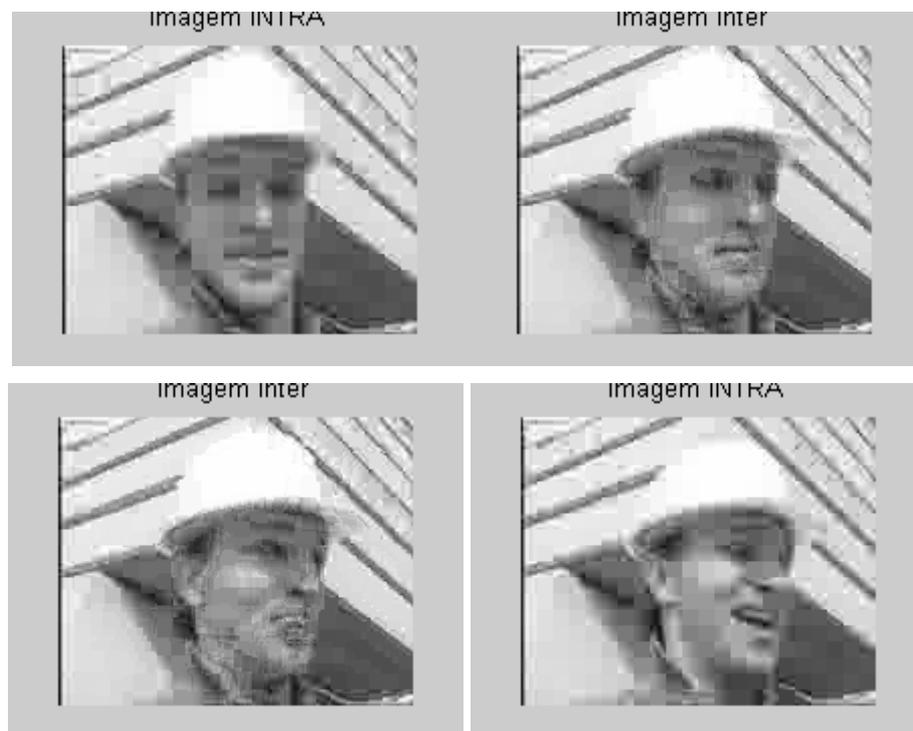


Figura 5.12: Imagens 1, 5, 8 e 12 sem introdução de erros no canal rádio móvel, QP= 31

Na tabela 5.2 encontram-se os parâmetros introduzidos para as simulações realizadas para 10 sub-portadoras.

Tabela 5.2: Parâmetros para $N_c=10$ sub-portadoras

| | |
|------------------------------|----------------------------------|
| Número de imagens | 50 |
| QP | 4, 15 e 31 |
| Número de sub-portadoras | 10 |
| Tipo de erros | Aleatórios e rajada |
| Número de simulações/cenário | 10 para QP=4 e 3 para QP=15 e 31 |

Os gráficos das figuras 5.13 e 5.17 relacionam, respectivamente, o PSNR por imagem com erros tipo rajada e aleatórios, para um $N_c=10$ e QP=4.

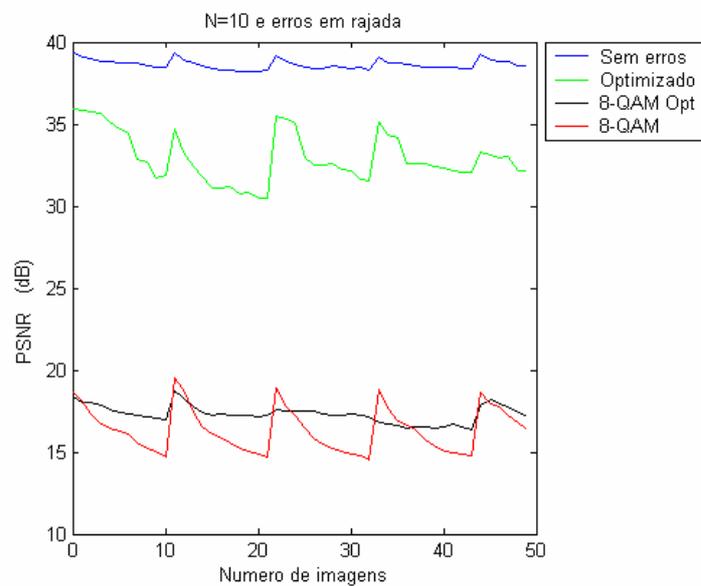


Figura 5.13: Erros rajada, QP=4, $N_c=10$

Na tabela 5.3, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 4 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado, 8-QAM otimizado e do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM com QP=4, $N_c=10$ e erros em rajada.

Tabela 5.3: PSNR médio por curva para $N_c=10$ sub-portadoras, QP=4 e erros em rajada

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 38.6302 |
| Solução otimizada | 32.9528 |
| 8-QAM otimizado | 17.3123 |
| 8-QAM | 16.3563 |

As figuras 5.14, 5.15 e 5.16 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de *foreman* para erros de rajada e para o vector otimizado, 8-QAM otimizado e 8-QAM, respectivamente.



Figura 5.14: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros de rajada

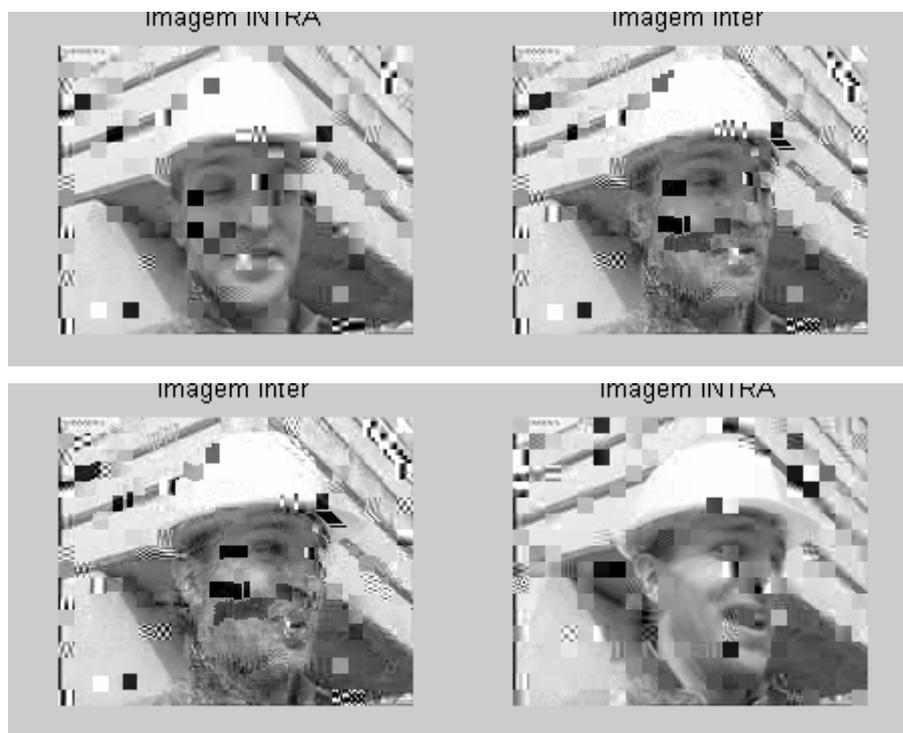


Figura 5.15: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM otimizado com erros de rajada

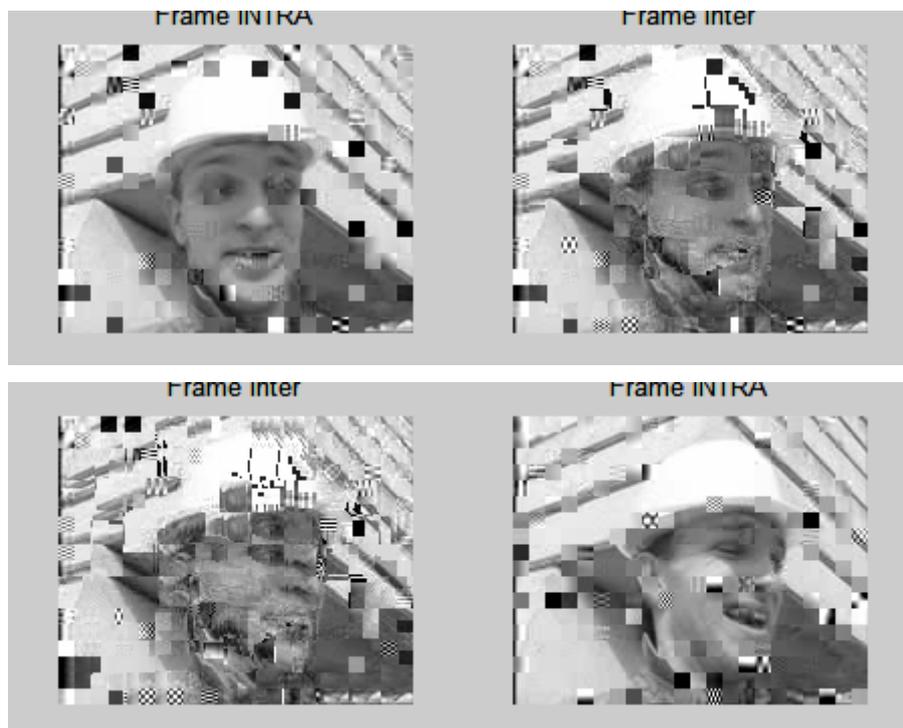


Figura 5.16: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros de rajada

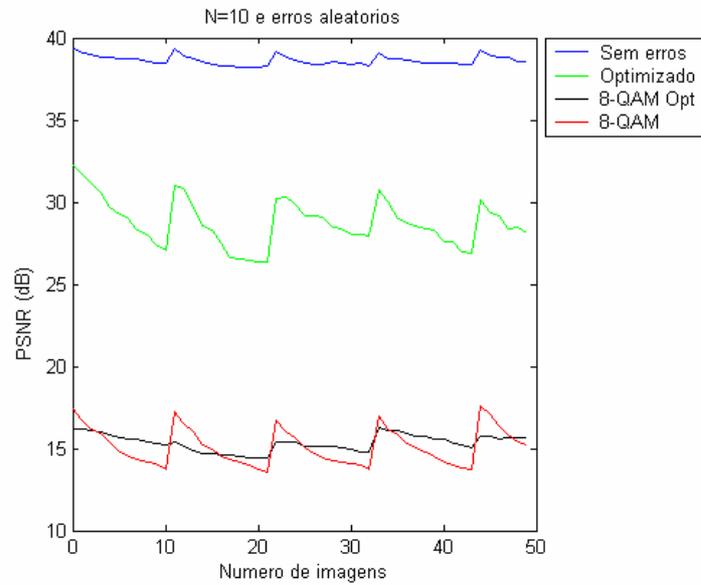


Figura 5.17: Erros aleatórios, QP=4, $N_c=10$

Na tabela 5.4, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 4 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado, 8-QAM otimizado e do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM com QP=4, $N_c=10$ e erros aleatórios.

Tabela 5.4: PSNR médio por curva para $N_c=10$ sub-portadoras, QP=4 e erros aleatórios

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 38.6302 |
| Solução otimizada | 28.7514 |
| 8-QAM otimizado | 15.3508 |
| 8-QAM | 15.1237 |

As figuras 5.18, 5.19 e 5.20 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros aleatórios, nos casos do vector otimizado, 8-QAM otimizado e 8-QAM, respectivamente.



Figura 5.18: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros aleatórios

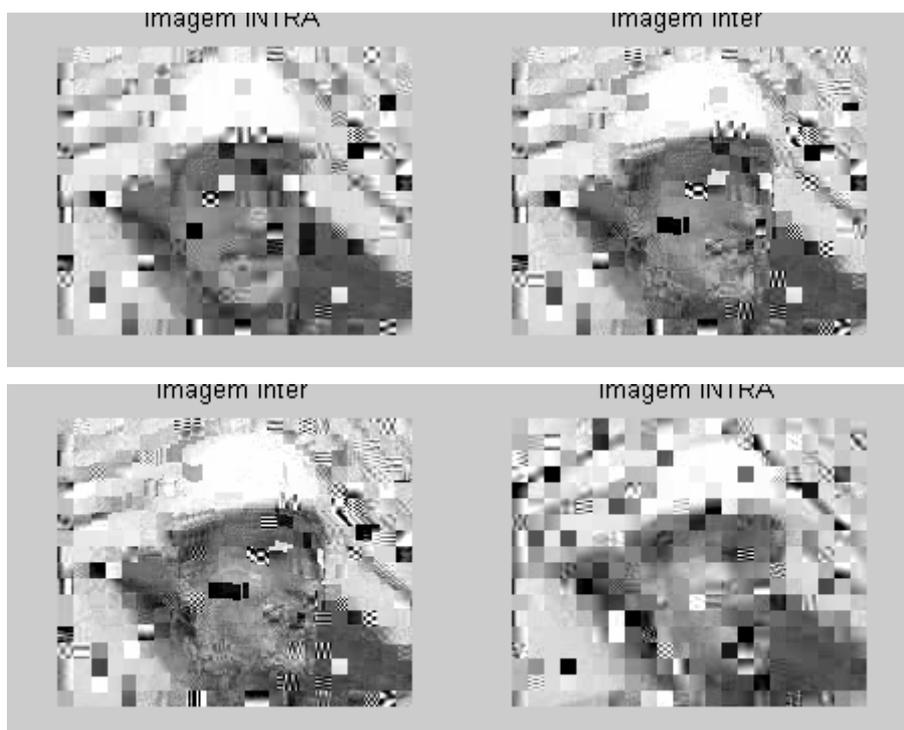


Figura 5.19: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM otimizado com erros aleatórios

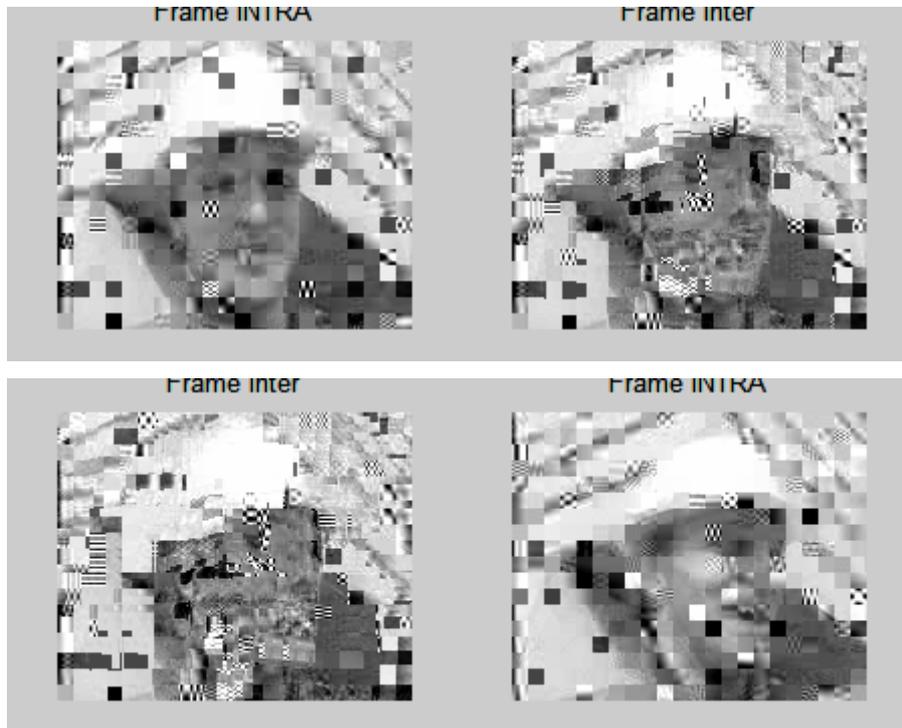


Figura 5.20: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros aleatórios

Os gráficos das figuras 5.21 e 5.24 relacionam, respectivamente, o PSNR por imagem com erros tipo rajada e aleatórios, para um $N_c=10$ e $QP=15$.

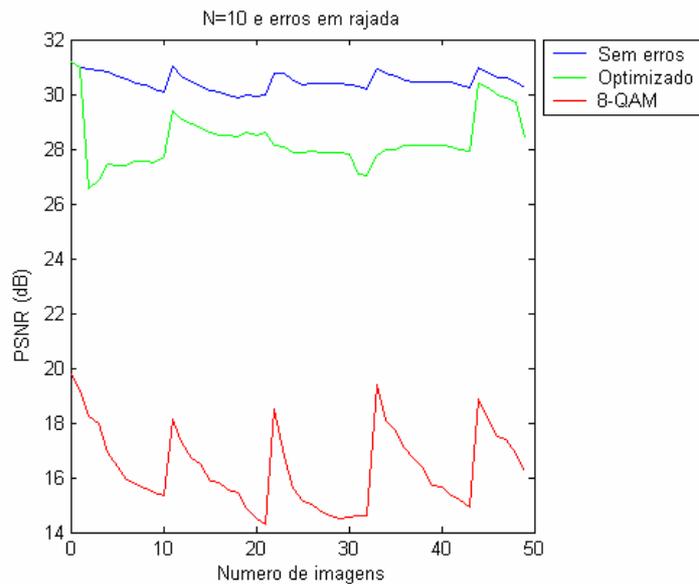


Figura 5.21: Erros rajada, $QP=15$, $N_c=10$

Na tabela 5.5, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 3 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado e do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM com $QP=15$, $N_c=10$ e erros em rajada.

Tabela 5.5: PSNR médio por curva para $N_c=10$ sub-portadoras, QP=15 e erros em rajada

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 30.4662 |
| Solução otimizada | 28.3250 |
| 8-QAM | 16.3469 |

As figuras 5.22 e 5.23 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros de rajada e para o vector otimizado, 8-QAM otimizado e 8-QAM, respectivamente.

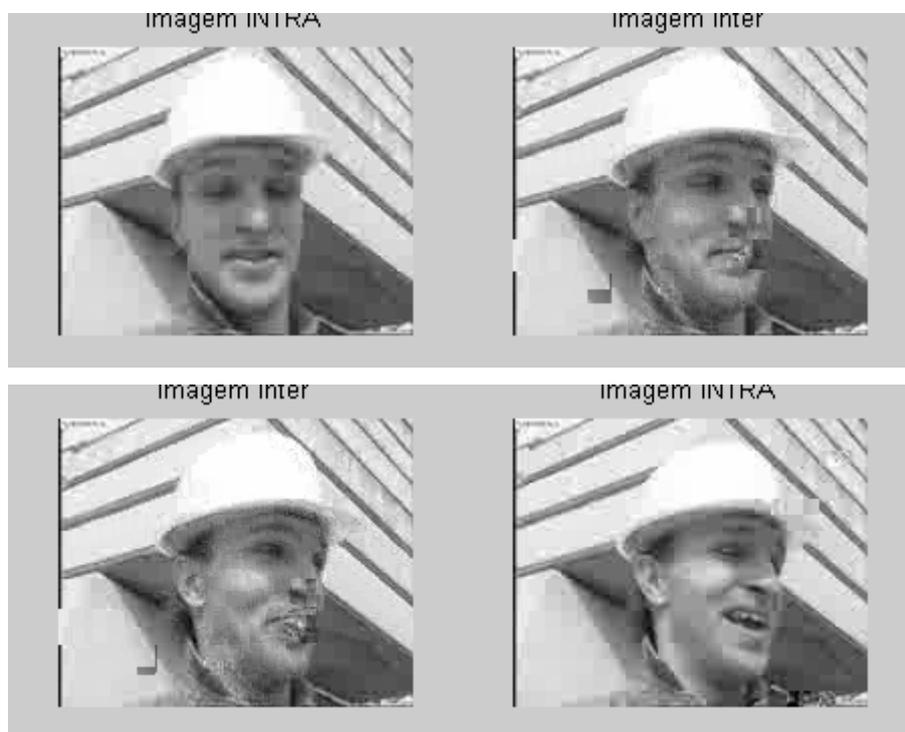


Figura 5.22: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros de rajada

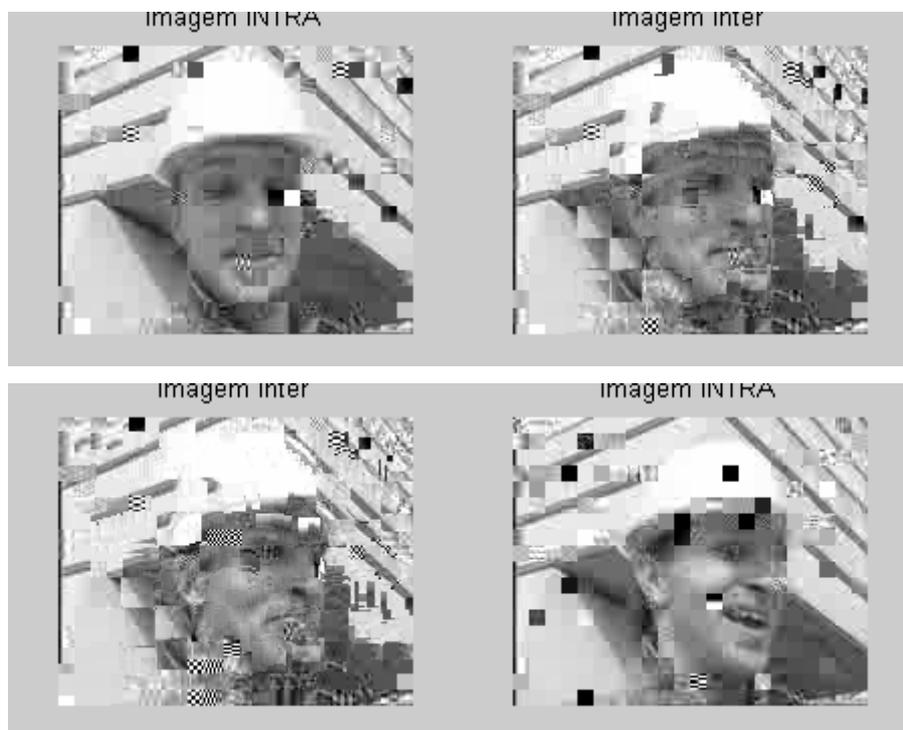


Figura 5.23: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros de rajada

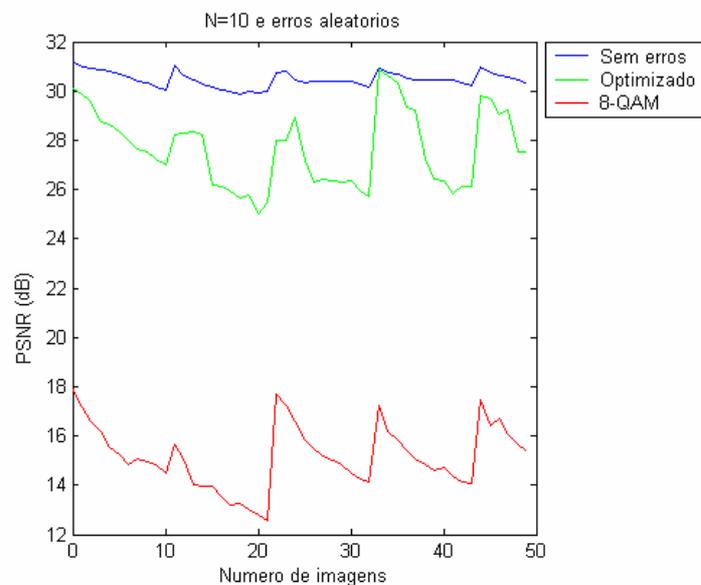


Figura 5.24: Erros aleatórios, QP=15, $N_c=10$

Na tabela 5.6, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 3 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado e do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM com QP=15, $N_c=10$ e erros aleatórios.

Tabela 5.6: PSNR médio por curva para $N_c=10$ sub-portadoras, QP=15 e erros aleatórios

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 30.4662 |
| Solução otimizada | 27.6551 |
| 8-QAM | 15.1719 |

As figuras 5.25 e 5.26 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros aleatórios, nos casos do vector otimizado, 8-QAM otimizado e 8-QAM, respectivamente.

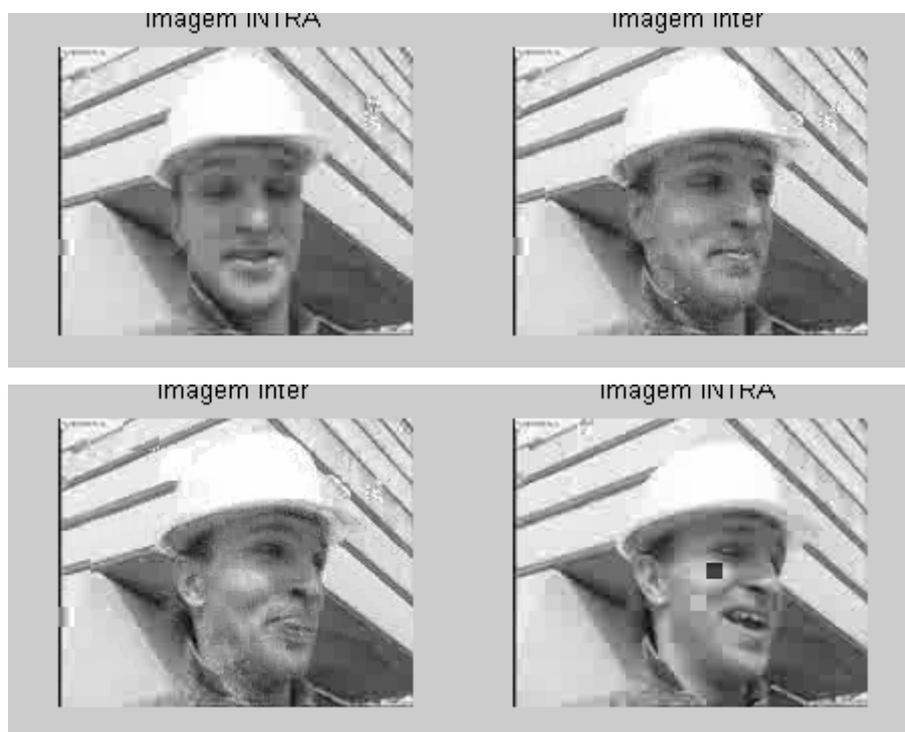


Figura 5.25: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros aleatórios

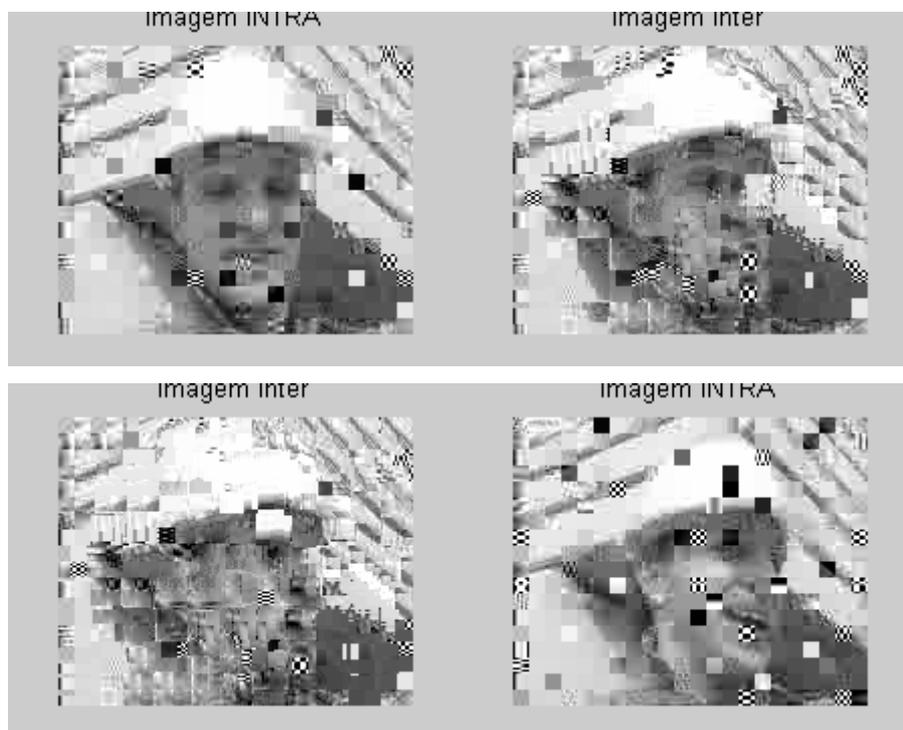


Figura 5.26 Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros aleatórios

Os gráficos das figuras 5.27 e 5.30 relacionam, respectivamente, o PSNR por imagem com erros tipo rajada e aleatórios, para um $N_c=10$ e $QP=31$.

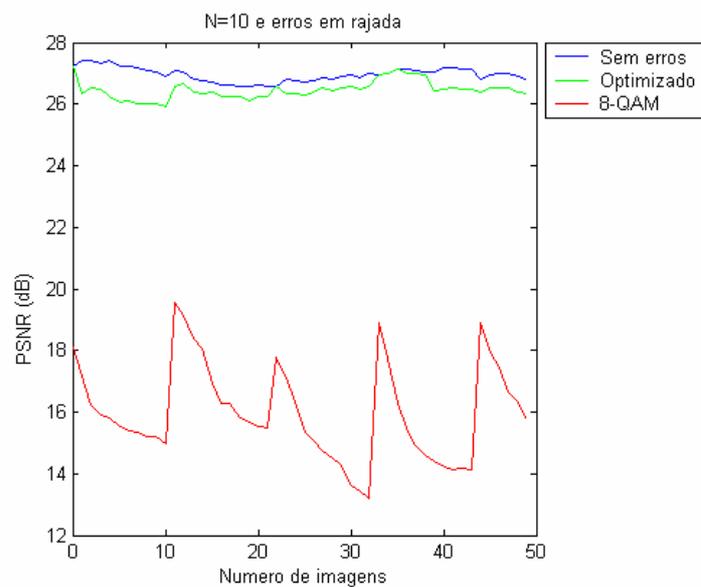


Figura 5.27: Erros em rajada, $QP=31$, $N_c=10$

Na tabela 5.7, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 3 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado e do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM com QP=31, $N_c=10$ e erros em rajada.

Tabela 5.7: PSNR médio por curva para $N_c=10$ sub-portadoras, QP=31 e erros em rajada

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 26.9559 |
| Solução otimizada | 26.4551 |
| 8-QAM | 15.9900 |

As figuras 5.28 e 5.29 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros em rajada, nos casos do vector otimizado e 8-QAM, respectivamente.

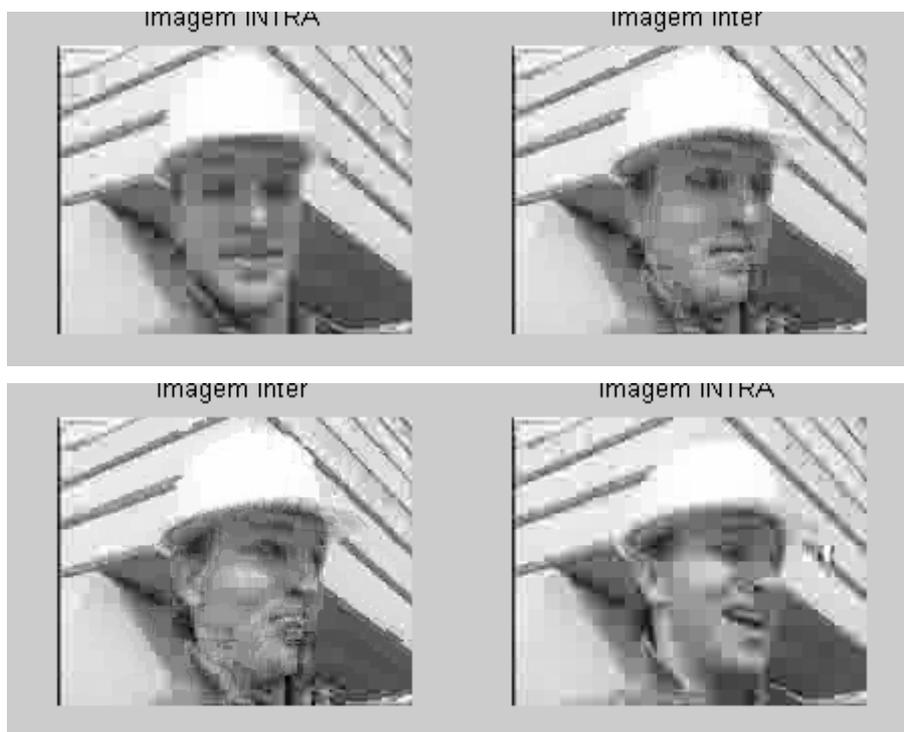


Figura 5.28: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros em rajada

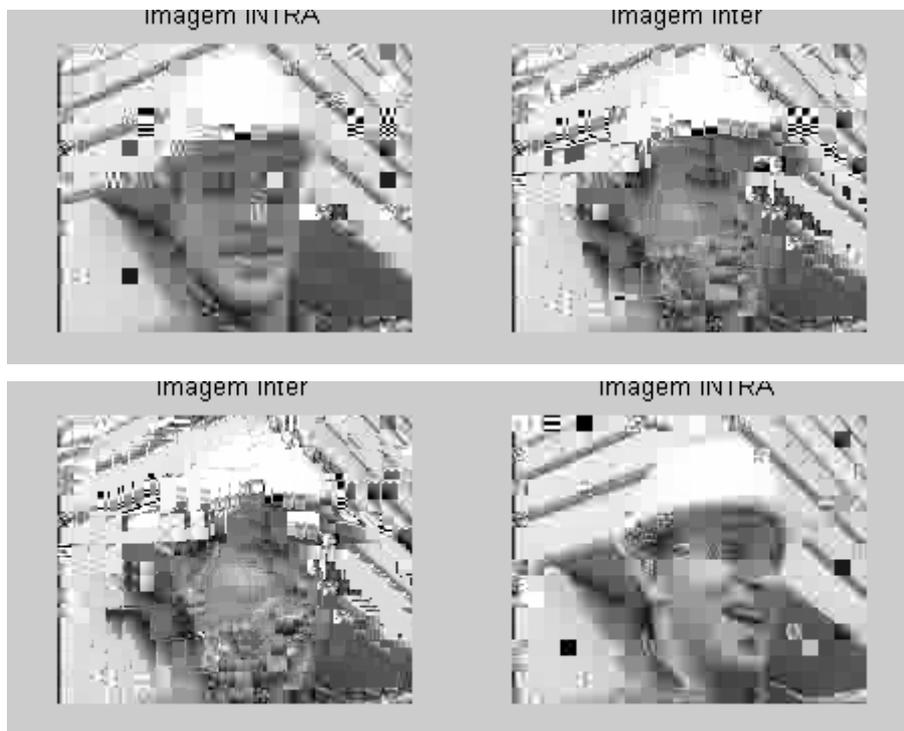


Figura 5.29: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros em rajada

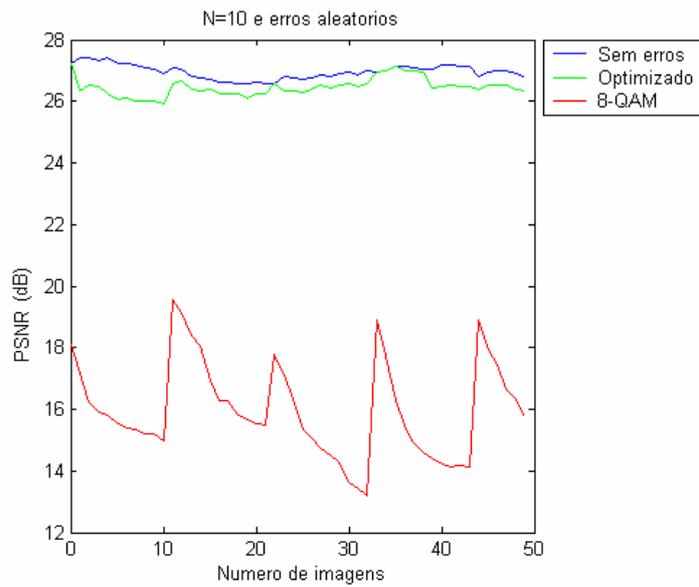


Figura 5.30: Erros aleatórios, QP=31, $N_c=10$

Na tabela 5.8, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 3 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado e do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM com QP=31, $N_c=10$ e erros aleatórios.

Tabela 5.8: PSNR médio por curva para $N_c=10$ sub-portadoras, $QP=31$ e erros aleatórios

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 26.9559 |
| Solução otimizada | 25.9141 |
| 8-QAM | 15.2643 |

As figuras 5.31 e 5.32 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros aleatórios, nos casos do vector otimizado e 8-QAM, respectivamente.

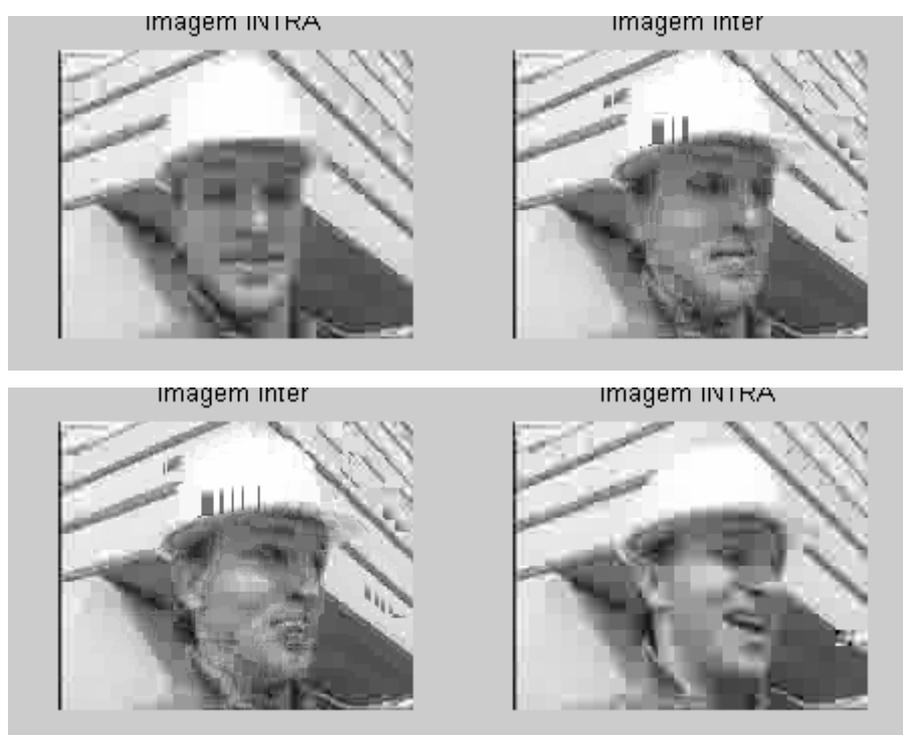


Figura 5.31: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros aleatórios

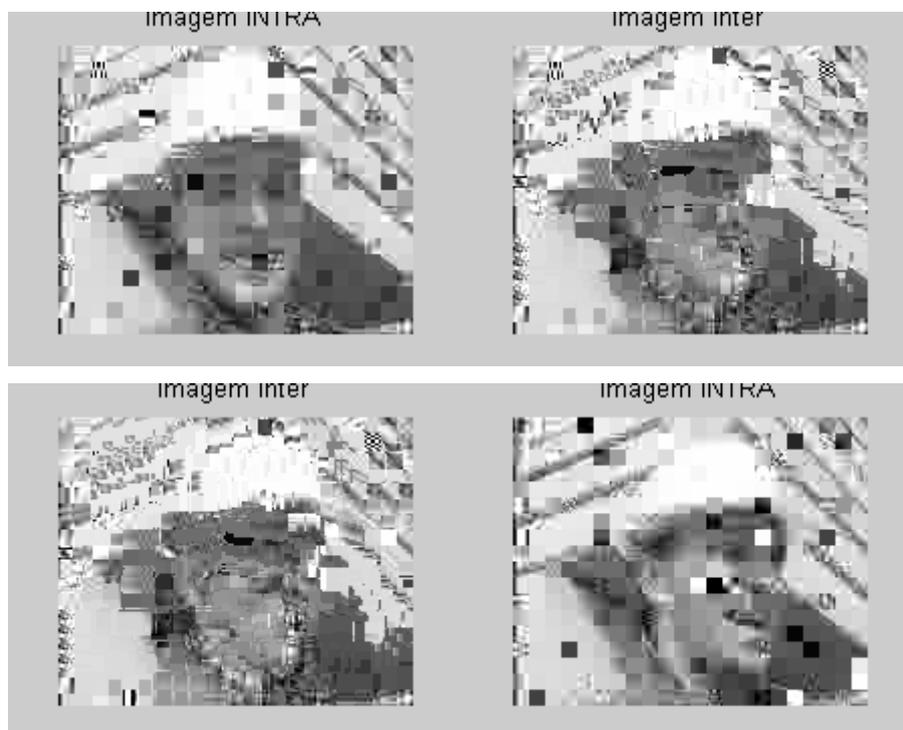


Figura 5.32: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros aleatórios

Tabela 5.9: Parâmetros para $N_c=52$ sub-portadoras

| | |
|------------------------------|----------------------------------|
| Número de imagens | 50 |
| QP | 4, 15 e 31 |
| Número de sub-portadoras | 52 |
| Tipo de erros | Aleatórios e rajada |
| Número de simulações/cenário | 10 para QP=4 e 3 para QP=15 e 31 |

Os gráficos das figuras 5.33 e 5.37 relacionam, respectivamente, o PSNR por imagem com erros tipo rajada e aleatórios, para um $N_c=52$ e QP=4.

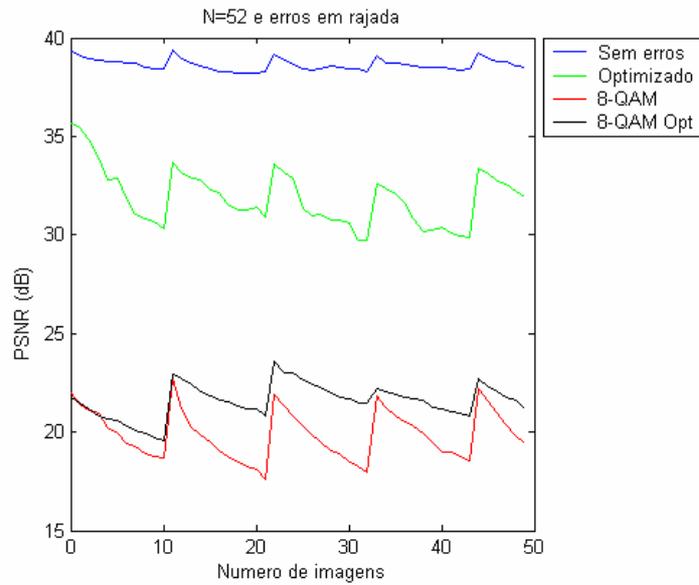


Figura 5.33: Erros rajada, QP=4, $N_c=52$

Na tabela 5.10, são apresentados os valores de PSNR, em dB, para os 4 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado, do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM otimizado e 8-QAM, com QP=4, $N_c=52$ e erros em rajada.

Tabela 5.10: PSNR médio por curva para $N_c=52$ sub-portadoras, QP=4 e erros em rajada

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 38.6302 |
| Solução otimizada | 31.8832 |
| 8-QAM otimizado | 21.5766 |
| 8-QAM | 19.8903 |

As figuras 5.34, 5.35 e 5.36 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros de rajada, nos casos do vector otimizado, 8-QAM otimizado e 8-QAM.



Figura 5.34: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros de rajada

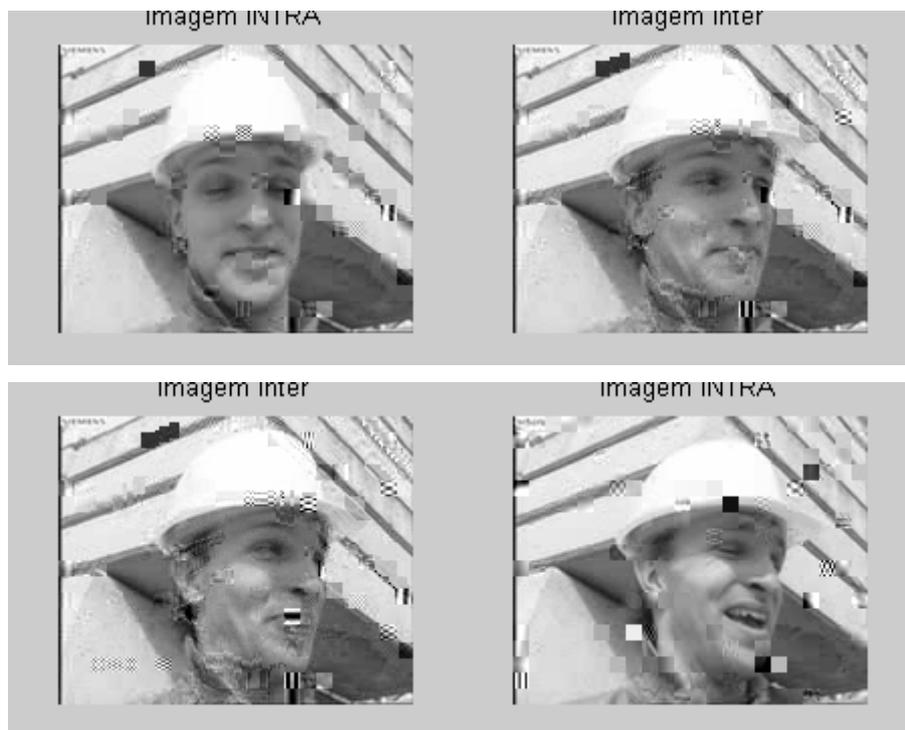


Figura 5.35: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM otimizado com erros de rajada

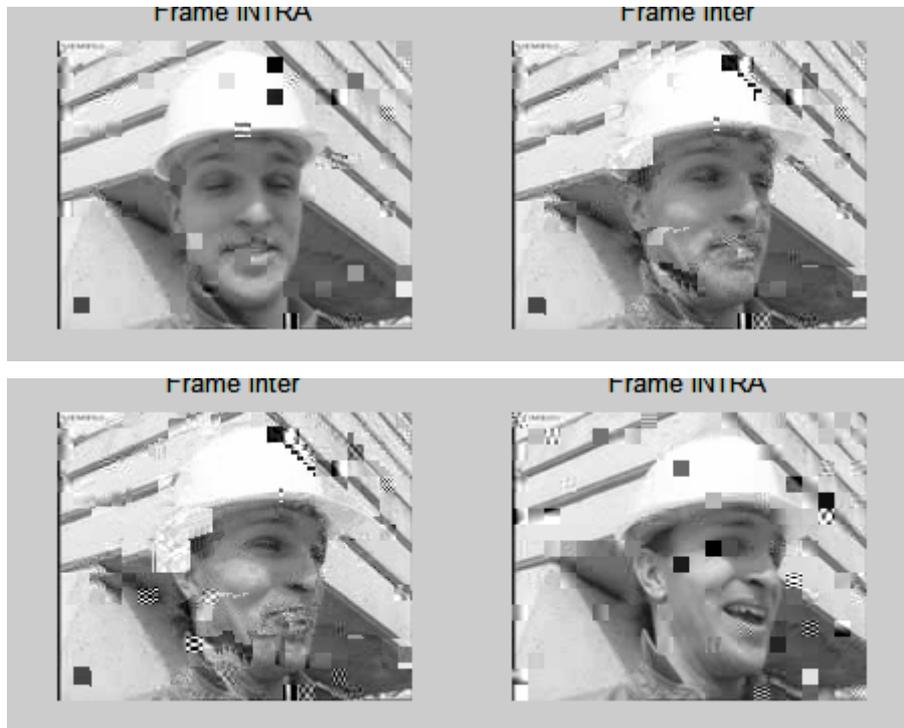


Figura 5.36: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros de rajada

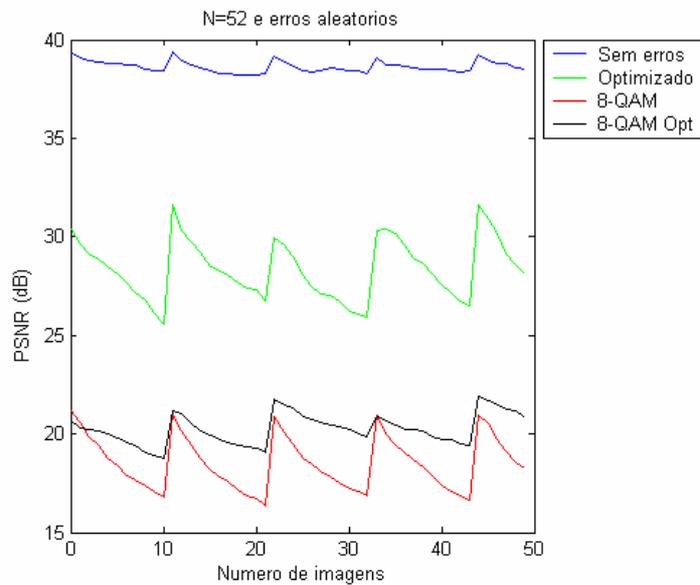


Figura 5.37: Erros aleatórios, QP=4, $N_c=52$

Na tabela 5.11, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 4 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado, do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM otimizado e 8-QAM, com QP=4, $N_c=52$ e erros em rajada.

Tabela 5.11: PSNR médio por curva para $N_c=52$ sub-portadoras, QP=4 e erros aleatórios

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 38.6302 |
| Solução otimizada | 28.3724 |
| 8-QAM otimizado | 20.2584 |
| 8-QAM | 18.5347 |

As figuras 5.38, 5.39 e 5.40 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros aleatórios, nos casos do vector otimizado, 8-QAM otimizado e 8-QAM.



Figura 5.38: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros aleatórios

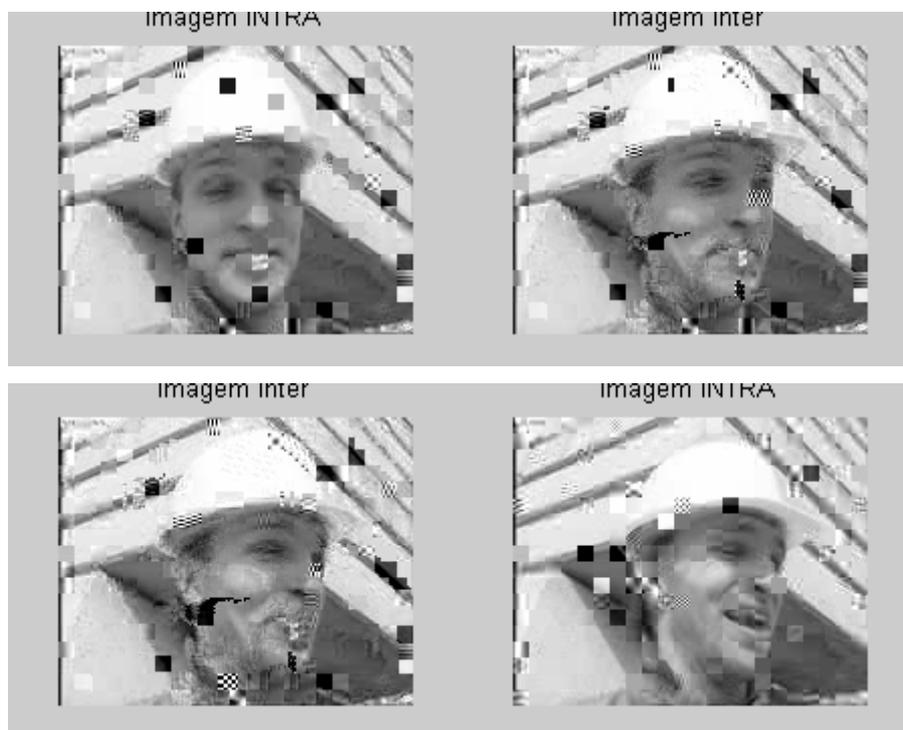


Figura 5.39: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM otimizado com erros aleatórios

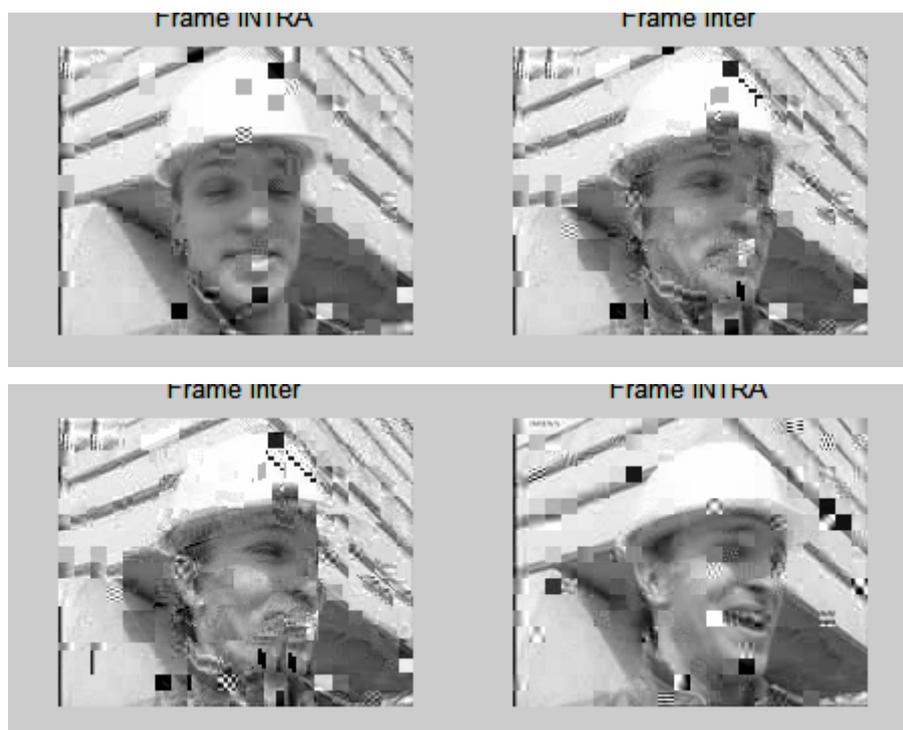


Figura 5.40: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros aleatórios

Os gráficos das figuras 5.41 e 5.44 relacionam, respectivamente, o PSNR por imagem com erros tipo rajada e aleatórios, para um $N_c=52$ e $QP=15$.

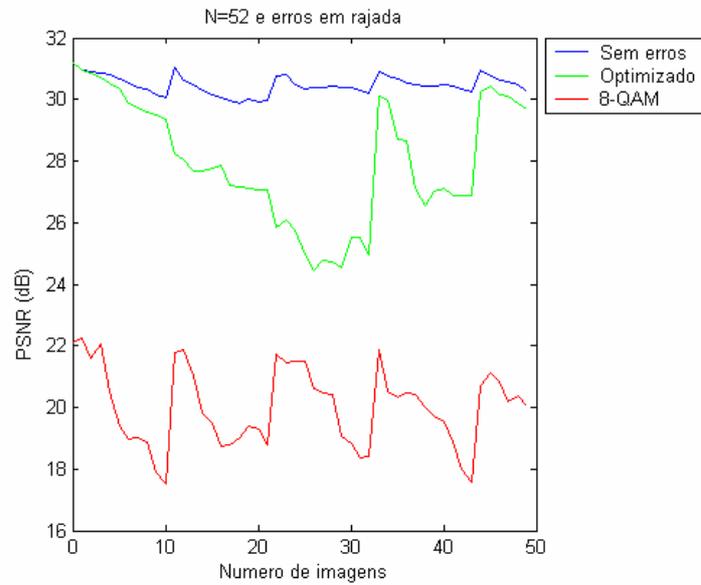


Figura 5.41: Erros em rajada, QP=15, $N_c=52$

Na tabela 5.12, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 3 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado e do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM, com QP=15, $N_c=52$ e erros em rajada.

Tabela 5.12: PSNR médio por curva para $N_c=52$ sub-portadoras, QP=15 e erros em rajada

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 30.4662 |
| Solução otimizada | 27.9772 |
| 8-QAM | 20.0205 |

As figuras 5.42 e 5.43 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros em rajada, nos casos do vector otimizado e 8-QAM.

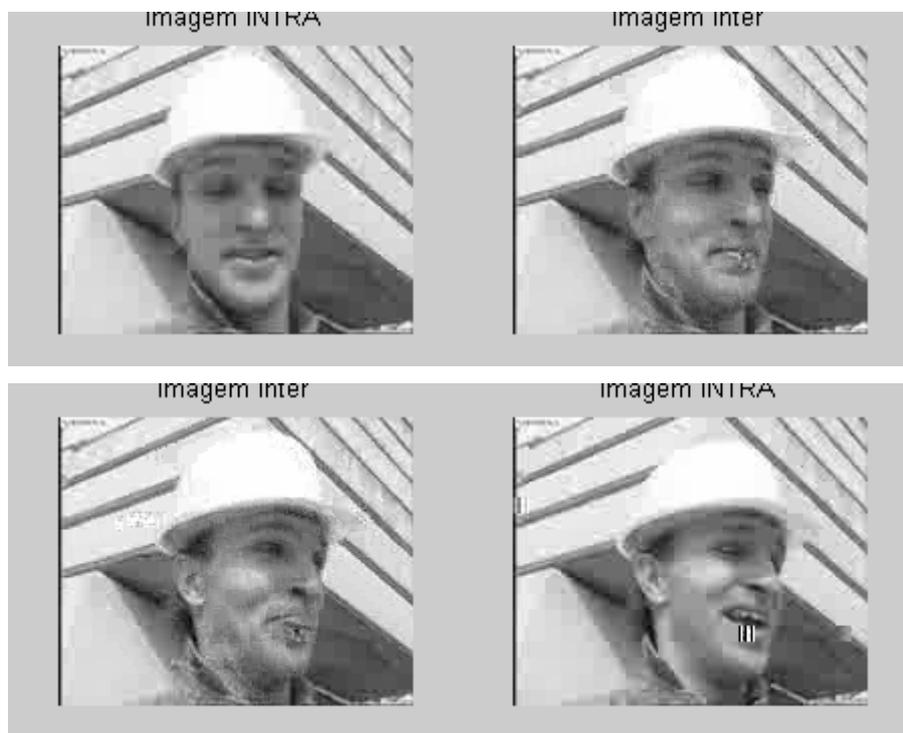


Figura 5.42: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros em rajada

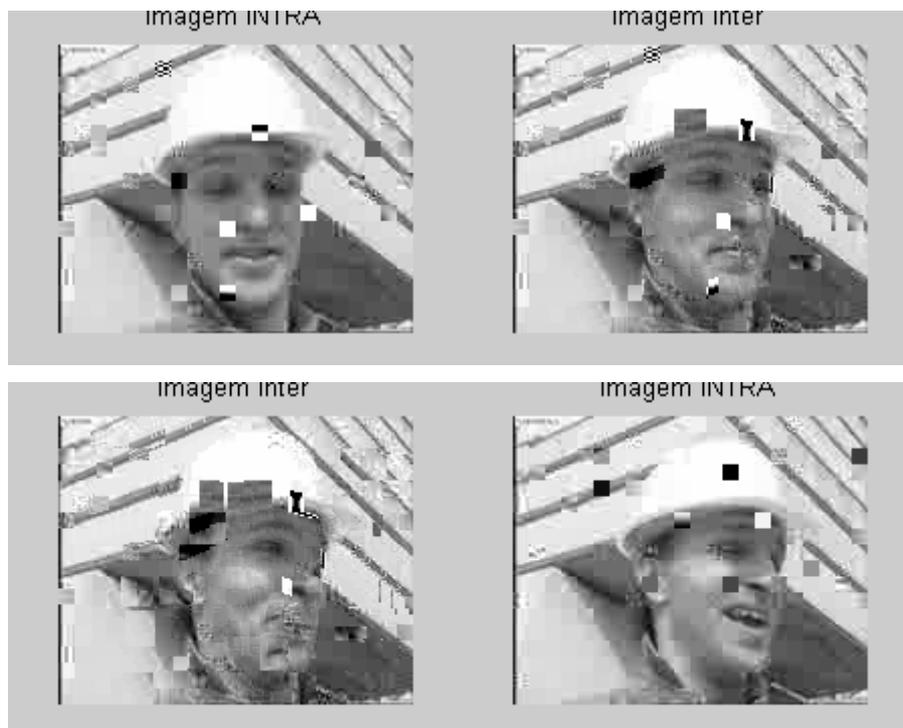


Figura 5.43: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros em rajada

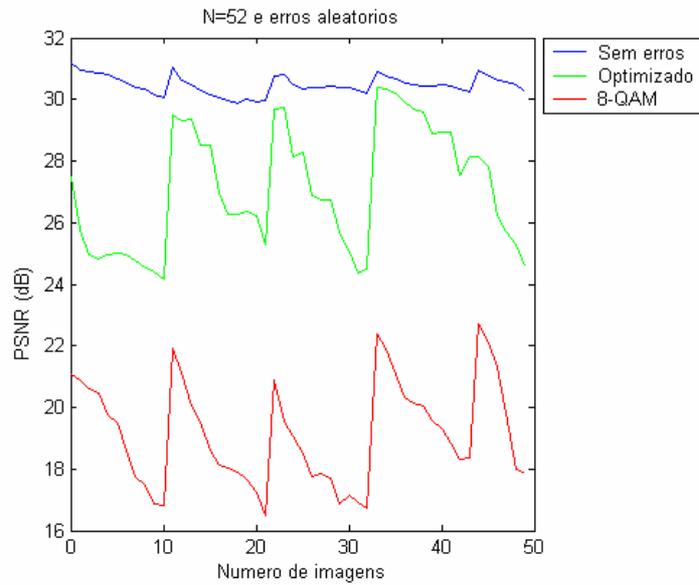


Figura 5.44: Erros aleatórios, QP=15, Nc=52

Na tabela 5.13, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 3 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado e do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM, com QP=15, N_c=52 e erros aleatórios.

Tabela 5.13: PSNR médio por curva para N_c=52 sub-portadoras, QP=15 e erros aleatórios

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 30.4662 |
| Solução otimizada | 27.0901 |
| 8-QAM | 19.1493 |

As figuras 5.45 e 5.46 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros aleatórios, nos casos do vector otimizado e 8-QAM.

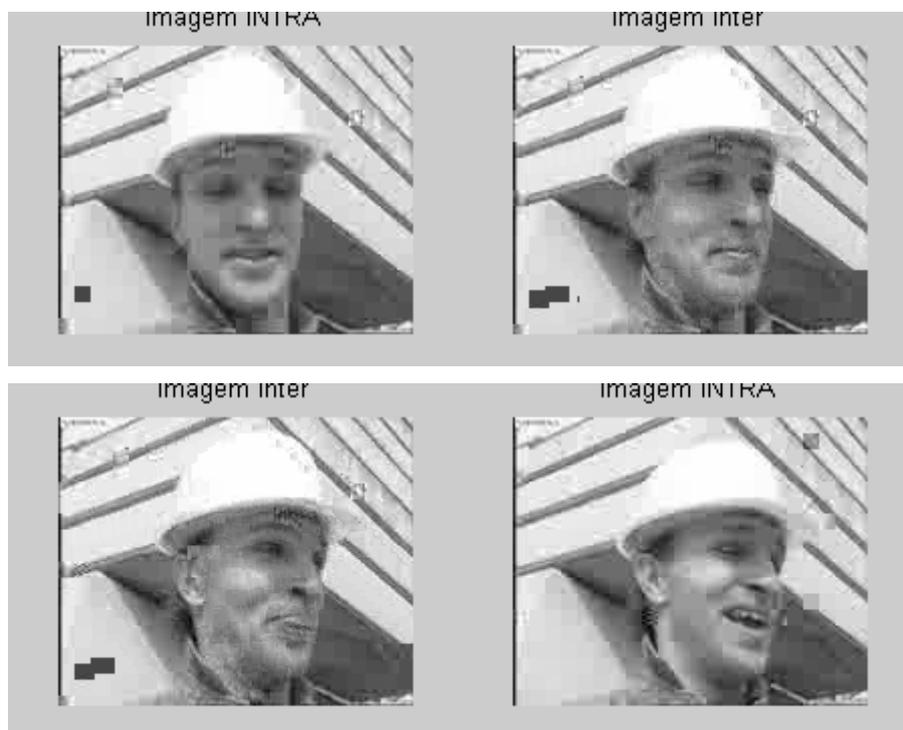


Figura 5.45: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros aleatórios

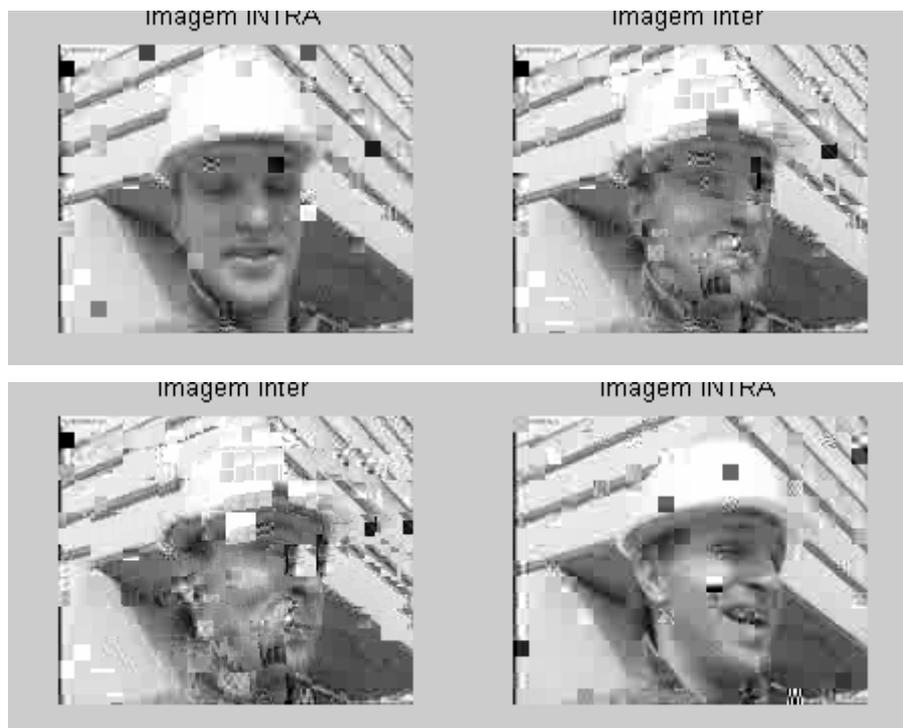


Figura 5.46: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros aleatórios

Os gráficos das figuras 5.47 e 5.50 relacionam, respectivamente, o PSNR por imagem com erros tipo rajada e aleatórios, para um $N_c=52$ e $QP=31$.

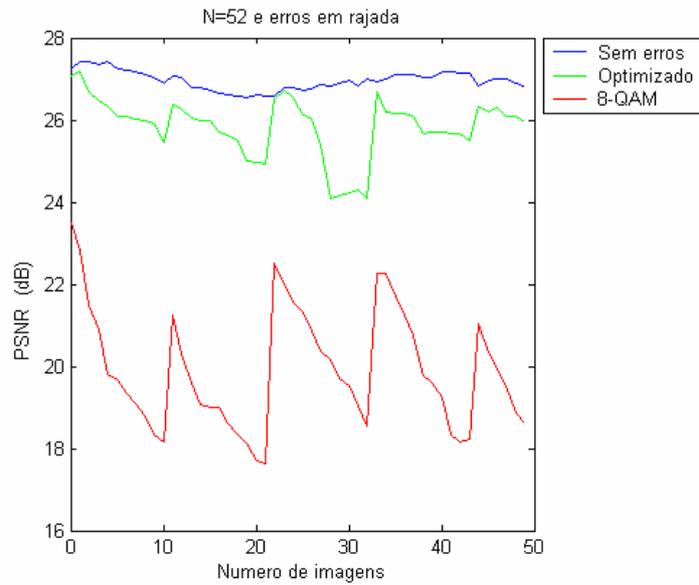


Figura 5.47: Erros em rajada, QP=31, $N_c=52$

Na tabela 5.14, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 3 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado e do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM, com QP=31, $N_c=52$ e erros em rajada.

Tabela 5.14: PSNR médio por curva para $N_c=52$ sub-portadoras, QP=31 e erros em rajada

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 26.9559 |
| Solução otimizada | 25.8384 |
| 8-QAM | 19.9197 |

As figuras 5.48 e 5.49 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros em rajada, nos casos do vector otimizado e 8-QAM.

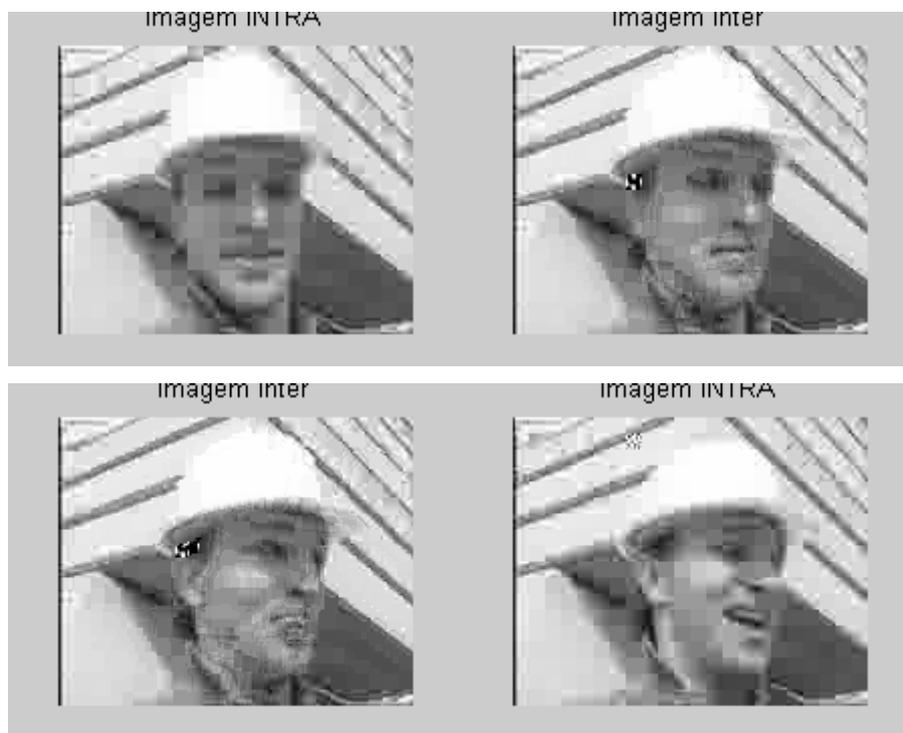


Figura 5.48: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros em rajada

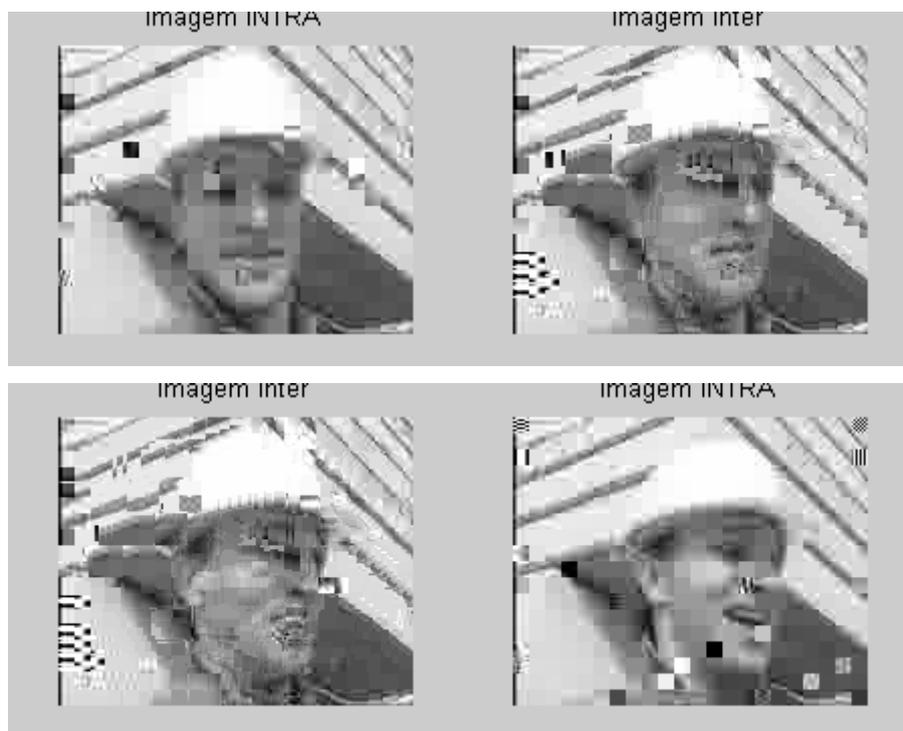


Figura 5.49: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros em rajada

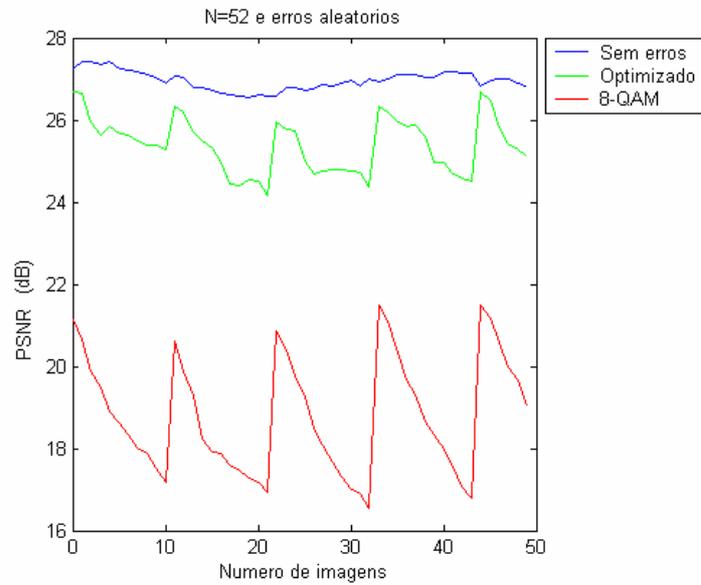


Figura 5.50: Erros aleatórios, QP=31, $N_c=52$

Na tabela 5.15, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 3 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado e do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM, com QP=31, $N_c=52$ e erros aleatórios.

Tabela 5.15: PSNR médio por curva para $N_c=52$ sub-portadoras, QP=31 e erros aleatórios

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 26.9559 |
| Solução otimizada | 25.3881 |
| 8-QAM | 18.8067 |

As figuras 5.51 e 5.52 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros aleatórios, nos casos do vector otimizado e 8-QAM.

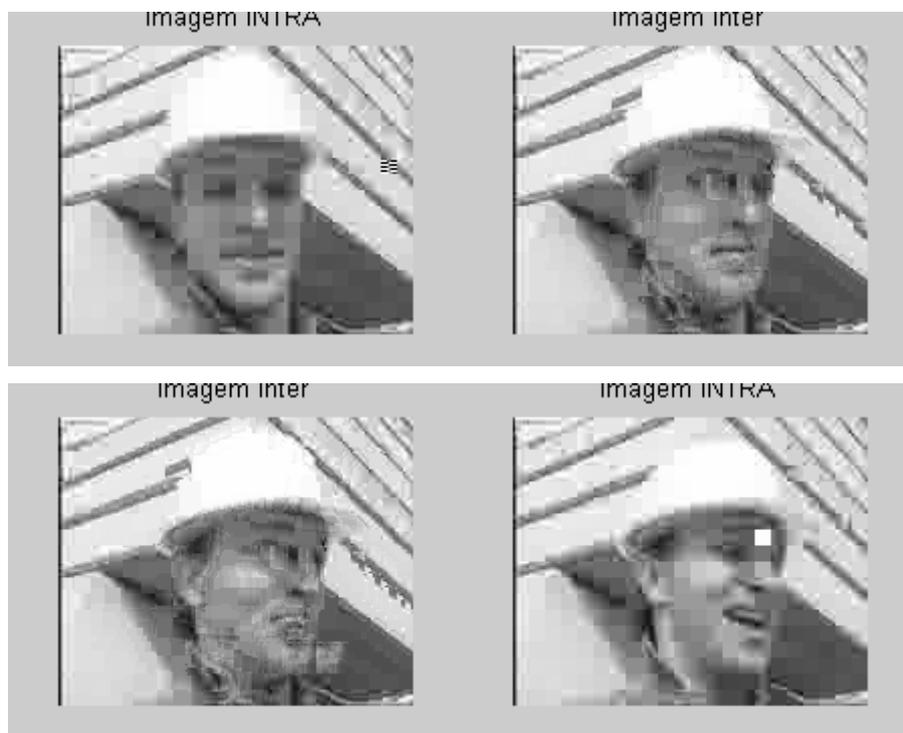


Figura 5.51: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros aleatórios

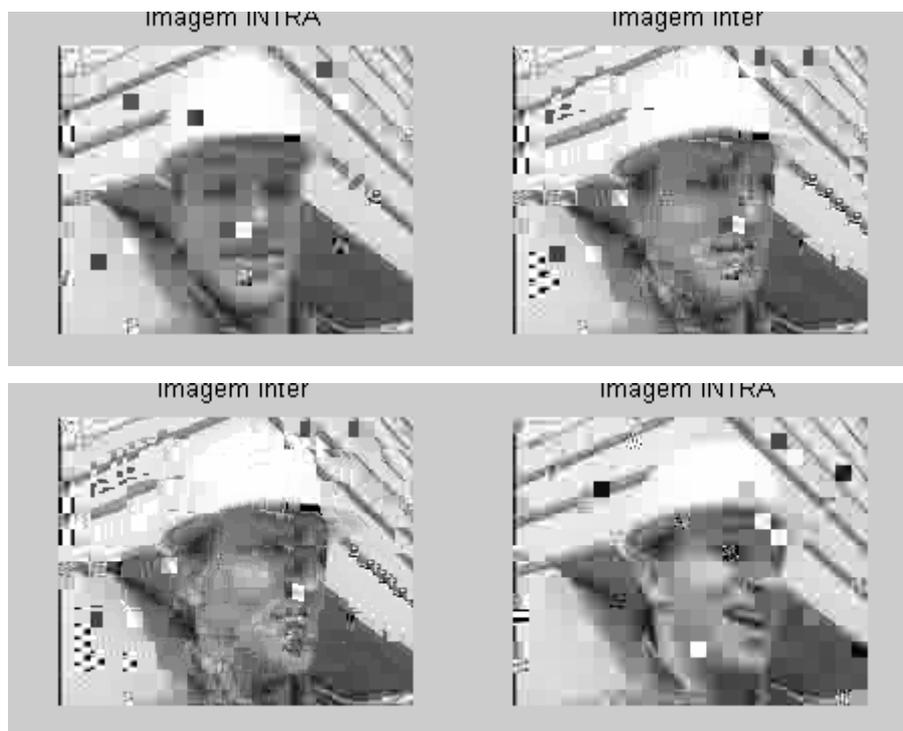


Figura 5.52: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros aleatórios

Tabela 5.16: Parâmetros para $N_c=1512$ sub-portadoras

| | |
|------------------------------|---------------------|
| Número de imagens | 50 |
| QP | 4 |
| Número de sub-portadoras | 1512 |
| Tipo de erros | Aleatórios e rajada |
| Número de simulações/cenário | 2 |

Os gráficos das figuras 5.53 e 5.57 relacionam, respectivamente, o PSNR por imagem com erros tipo rajada e aleatórios, para um $N_c=1512$.

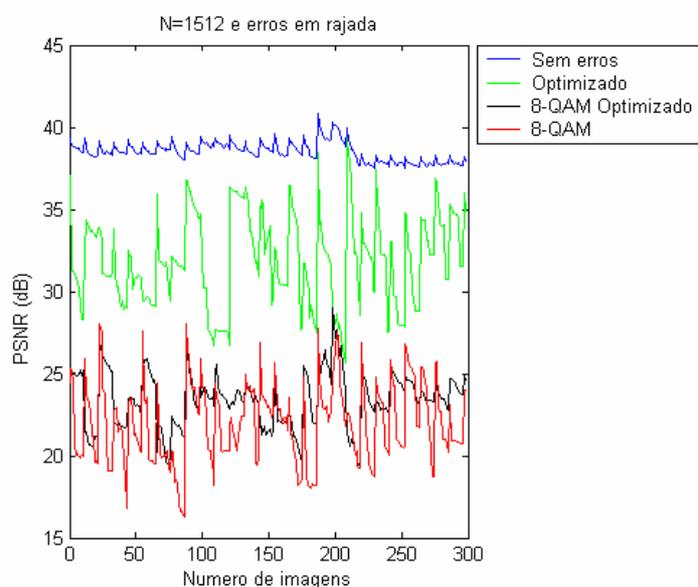


Figura 5.53: Erros rajada, QP=4, $N_c=1512$

Na tabela 5.17, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 4 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado, do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM otimizado e 8-QAM, com QP=4, $N_c=1512$ e erros em rajada.

Tabela 5.17: PSNR médio por curva para $N_c=1512$ sub-portadoras, QP=4 e erros em rajada

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 38.5139 |
| Solução otimizada | 31.8964 |
| 8-QAM otimizado | 23.3909 |
| 8-QAM | 21.9789 |

As figuras 5.54, 5.55 e 5.56 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros em rajada, nos casos do vector otimizado, 8-QAM otimizado e 8-QAM.



Figura 5.54: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros em rajada



Figura 5.55: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM otimizado com erros em rajada



Figura 5.56: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros em rajada

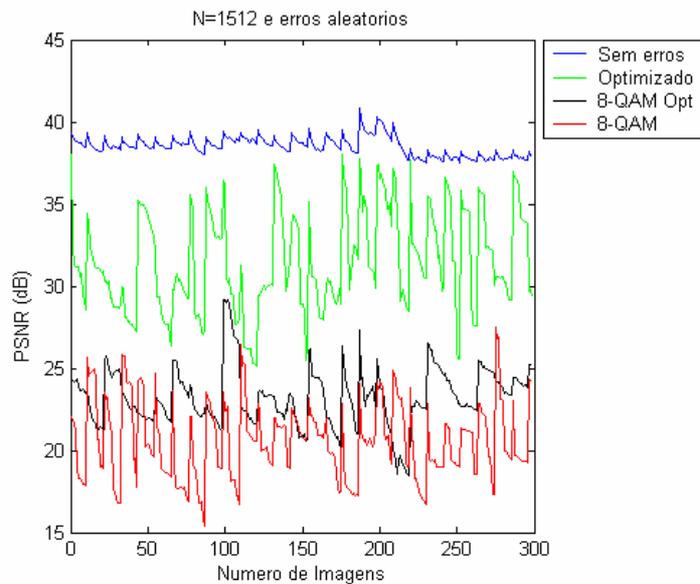


Figura 5.57: Erros aleatórios, $QP=4$, $N_c=1512$

Na tabela 5.18, são apresentados os valores de PSNR médio, em dB, para os 4 cenários simulados: Sem introdução de erros do canal, utilização do vector otimizado, do vector com todas as sub-portadoras 8-QAM otimizado e 8-QAM, com $QP=4$, $N_c=1512$ e erros aleatórios.

Tabela 5.18: PSNR médio por curva para $N_c=1512$ sub-portadoras, $QP=4$ e erros aleatórios

| Cenário utilizado: | PSNR médio (dB) |
|-------------------------------|-----------------|
| Sem introdução erros do canal | 38.5139 |
| Solução otimizada | 31.4702 |
| 8-QAM otimizado | 23.2529 |
| 8-QAM | 20.5819 |

As figuras 5.58, 5.59 e 5.60 ilustram as imagens 1 (INTRA), 5 (INTER), 8 (INTER) e 12 (INTRA) da sequência de vídeo *foreman* para erros em rajada, nos casos do vector otimizado, 8-QAM otimizado e 8-QAM.



Figura 5.58: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector otimizado com erros aleatórios



Figura 5.59: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM otimizado com erros aleatórios

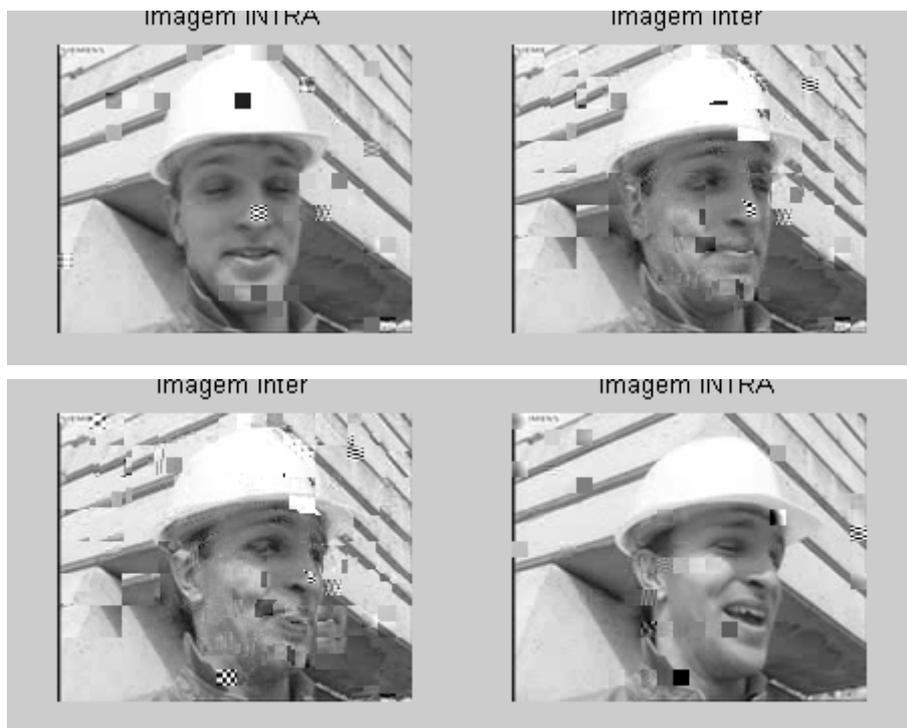


Figura 5.60: Imagens 1, 5, 8 e 12 para vector 8-QAM com erros aleatórios

5.8 Análise de resultados

Foram simulados vários cenários, tendo como parâmetros de entrada o passo de quantificação, o padrão dos erros gerados, associados ao BER da modulação de cada sub-portadora do vector considerado. Para apresentar os resultados, utilizou-se como medida de desempenho o PSNR de cada imagem descodificada. É importante realçar que foram realizadas várias simulações para cada cenário visto existir um carácter aleatório associado à geração de erros com base nas probabilidades de erro de bit das modulações consideradas.

Para o mesmo N_c , manteve-se fixo o perfil de desvanecimento, definido na expressão 3.35, tendo-se constatado que o número de sub-portadoras afectadas pelo desvanecimento, de uma forma mais severa, diminui com o aumento do número destas. Verificou-se que, para o vector que apresenta a modulação 8-QAM em todas as sub-portadoras, e para o cenário com $N_c=10, 52$ e 1512 , $QP=4$ e erros em rajada, o PSNR aumenta 3,54 dB quando N_c varia de 10 para 52 e 2,0889 dB de 52 para 1512. Este padrão mantém-se para diferentes passos de quantificação e tipo de erros.

Analisando um dado cenário, $QP=4$ e erros em rajada, e comparando os resultados para os quatro casos possíveis, com $N_c=52$ e $N_c=1512$, verifica-se um PSNR mais elevado para o vector otimizado comparativamente aos restantes, 8-QAM otimizado e 8-QAM [78]. A diferença do PSNR entre o vídeo reconstruído no receptor sem introdução de erros do canal e a solução otimizada é igual a 6,618 dB para 1512 sub-portadoras e 6,747 dB para 52 sub-portadoras, acentuando-se para o vector 8-QAM otimizado sendo esta variação igual a 17,0536 dB e 15,123 dB para $N_c=52$ e $N_c=1512$ respectivamente. Os piores resultados verificam-se para o cenário em que se aplica o vector com todas as modulações iguais a 8-QAM, em que as diferenças são as mais elevadas, sendo 18,74 dB e 16,535 dB para um número de sub-portadoras igual a 52 e 1512 respectivamente. Há um melhoramento, aproximadamente de 1,5 dB, quando se otimiza a transmissão de informação (8-QAM otimizado). No entanto, tal como nas outras situações, a qualidade da imagem é comprometida quando os erros ocorrem nas imagens INTRA, o que implica uma degradação crescente das imagens INTER até ao refrescamento, em que é gerada novamente uma imagem INTRA.

Verificou-se que há uma maior degradação na qualidade da imagem descodificada e, consequentemente, do PSNR quando se consideram erros gerados aleatoriamente. Este facto é mais acentuado para um passo de quantificação mais baixo, $QP=4$, sendo notória a

diferença quando se compara a curva do PSNR/imagem entre a descodificação sem introdução de erros pelo canal e a solução otimizada. Para um número de sub-portadoras igual a 10, a diferença para erros em rajada entre os dois casos considerados, é de 5,68 dB e para erros aleatórios igual a 9,87 dB.

Com o aumento do passo de quantificação, a diferença do PSNR/imagem entre a descodificação sem introdução de erros e as soluções otimizada e 8-QAM fixa diminui, como se pode constatar, analisando para o número de sub-portadoras igual a 10 e a 52. Comparando os casos extremos, para um $N_c=52$ e erros em rajada, esta diferença é igual a 6,75 dB e 11,99 dB, para um passo de quantificação igual a 4, 2,489 dB e 7,96 dB para um passo de quantificação igual a 15 e 1,0175 dB e 5,92 dB para QP=31. O facto de o número de simulações, para cenários com um passo de quantificação maior que 4, ter sido menor, pode condicionar os resultados.

Comparando os dados do melhor resultado (sem introdução de erros) e a solução otimizada, obtidos para diferentes números de sub-portadoras, verifica-se que as diferenças no PSNR variam entre 0,3478 dB, mínimo, para um QP=15, erros em rajada e $N_c=10$ e $N_c=52$ e 3,21 dB, máximo, para QP=4, erros aleatórios e $N_c=52$ e $N_c=1512$. Associado a estes resultados está o carácter aleatório e o diferente número de simulações efectuadas para um QP=4 e QP=15 e 31. O aumento de sub-portadoras também interfere na eficiência do algoritmo de optimização. Para $N_c=1512$, a obtenção da solução otimizada implicou um tempo de processamento muito mais elevado, visto que a extensão do vector e o número de sub-portadoras consecutivas com igual BER serem maiores, o que implica que o número de descendentes gerados, cujo BER total não se alterou, aumentou bastante. Consequentemente, o algoritmo convergia mais facilmente para um mínimo local.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

No campo da transmissão em canais rádio móvel foi, formulado um problema matemático que pretende otimizar o desempenho do sistema tendo em consideração a introdução de erros aleatórios, que descrevem a imprevisibilidade do canal de transmissão. Para o efeito, foram desenvolvidos algoritmos com base em programação evolucionária e programação dinâmica, que pretendem minimizar a probabilidade de erro que afecta o sinal, de forma a diminuir o impacto do desvanecimento nos bits transmitidos, quando é utilizada a técnica OFDM com portadoras M-QAM. Na bibliografia estudada, assume-se que estas são constantes, apresentando a mesma modulação independentemente do desvanecimento do canal rádio. Assumiu-se um perfil de desvanecimento e, dependendo das suas características, obteve-se um vector solução que, mantendo o mesmo número de bits total, apresenta uma BER média total mais baixa, transmitindo mais informação onde o desvanecimento do canal é mais suave e não transmitindo informação quando este é severo. Verificou-se que para um número de portadoras baixo ($N_c=10$), os algoritmos são bastante eficientes e com um tempo de simulação muito reduzido. No entanto, ao aproximarmos a simulação para os casos práticos, em que a técnica OFDM é utilizada, nomeadamente, para a norma 802.11, HiperLAN/2 e DVB-T, $N_c=52$, $N_c=48$, $N_c=1512$, respectivamente, o número de gerações aumenta, para garantir que o algoritmo não convirja rapidamente para um mínimo local. Esta alteração tem como implicação imediata o aumento do tempo de simulação, como se pode verificar nos resultados obtidos nas secções 4.2.11.1 e 4.2.11.2.

No âmbito da transmissão das sequências de vídeo, verificou-se que o carácter aleatório do canal rádio móvel sugere que seja feita uma análise ponderada dos resultados e que a introdução de erros na sequência codificada tem um grande impacto na qualidade visual do vídeo reconstruído. Os erros podem, devido à codificação de comprimento variável, danificar uma porção significativa da imagem, podendo induzir a uma descodificação inválida. A corrupção da sequência original tende a propagar-se, devido à compensação de movimento aplicada para imagens INTER.

Verificou-se que com a introdução de erros aleatórios, e analisando as três situações simuladas, os resultados pioraram, tendo o PSNR diminuído, comparativamente aos resultados obtidos quando são gerados erros em rajada.

Com o aumento do número de portadoras, a degradação da imagem, devido à introdução de erros do canal rádio móvel, é menor, sendo mais significativo para a situação de erros aleatórios.

Constatou-se que em todos os vectores otimizados, independentemente do número de portadoras, existem similaridades, tais como alterações nos extremos dos vectores para modulações mais elevadas (acima da considerada referência, 8-QAM) e alterações nas portadoras centrais onde o desvanecimento é severo, sendo igual a zero na portadora central e nas seguintes, dependendo aqui do número de portadoras assumidas.

Simulando várias vezes a codificação e decodificação da sequência de vídeo, permitindo obter uma média do comportamento do canal quando são aplicadas as soluções optimizadas dos algoritmos desenvolvidos e a que se considerou como a situação de teste, com todas as sub-portadoras constantes e 8-QAM, os resultados indicaram que o PSNR deste último é mais baixo, o que implica que a informação decodificada tem maior probabilidade de ser corrompida do que no casos optimizados. Pelos valores obtidos e apresentados nas tabelas do capítulo anterior, para um número de sub-portadoras distintos, constata-se que há um maior ganho aplicando as duas soluções optimizadas, 8-QAM optimizado e a solução optimizada, apresentando esta última valores de PSNR mais elevados e próximos da situação referência, sem introdução de erros. Verifica-se também que, apesar dos erros corromperem a imagem INTRA, aplicando a solução 8-QAM optimizada, a imagem não se degrada de forma tão acentuada, comparativamente ao vector com todas as sub-portadoras 8-QAM. Conclui-se assim que há uma clara vantagem em atribuir dinamicamente o esquema de modulação a cada sub-portadora, sob cenários de desvanecimento selectivo, garantindo melhor qualidade da imagem da sequência de vídeo.

REFERÊNCIAS

- [1] M.K. Simon, M-S. Alouini, “Digital Communications over Fading Channels – A Unified Approach to Performance Analysis”, Wiley, Chichester-England, 2000.
- [2] L. Hanzo, W. Webb, T.Keller, “Single-and Multi-Carrier Amplitude Modulation – Principles and Aplications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting”, Wiley, 2001.
- [3] M. Engels, “Wireless OFDM Systems – How to make them work?”, Kluwer, Belgium, 2002.
- [4] J.G. Proakis, “Digital Communications”, 4th Edition, McGraw-Hill, 2001.
- [5] X. Tang, M-S. Alouini, “Effect of Channel Estimation Error on M-QAM BER Performance in Rayleigh Fading”, IEEE Trans. Commun. December, 1999, Vol.47, No. 12.
- [6] H. Rohling, V. Engels, “Differential Amplitude Phase Shift Keying (DAPSK) – A New Modulation Method for DVB-T” – International Broad. Convention, No. 413, September, 1995.
- [7] D-Z. Liu, C-H. Wei, “DAPSK-OFDM Transmissions for High Data-Rate Digital Mobile Radio”, The 2001 International Symposium on Circuits and Systems, May, 2001, Vol.2 pp. 417-420.
- [8] J.J. van de Beek, P. Holding, S.K. Wilson, P.O. Borjesson, “Orthogonal Frequency – Division Multiplexing (OFDM)”
- [9] J.Lu, T.T.Tjhung, F. Adachi, “BER Performance of OFDM System in Frequency-Selective Rician Fading with Diversity Reception”,

- [10] A. Doufexi, S. Armour, B-S. Lee, A. Nix, D. Bull, “ An Evaluation of the Performance of IEEE 802.11a and 802.11g Wireless Local Area Networks in a Corporate Office Environment”, vol.2, IEEE International Conference on Communications, May, 2003.
- [11] I. Gaspard, “Mobile Reception of the Terrestrial DVB-System”, IEEE 49th Vehicular Technology Conference, May, 1999, Vol.1 pp. 151-155.
- [12] R. Nee, “A New OFDM Standard for High Rate Wireless LAN in the 5 GHz Band”, IEEE 50th Vehicular Technology Conference, 1999.
- [13] C. Khanna, “Comparison of Existing and Proposed Wireless Standards”, IEEE, 802.16hc-00/10, September 2000.
- [14] A. Navarro, “Technical Aspects of European Digital Terrestrial Television”, IEEE Melecon, 11th Mediterranean Electrotechnical Conference, May 2002, pp. 2-6.
- [15] Series H: AUDIOVISUAL AND MULTIMEDIA SYSTEMS: Infrastructure of audiovisual services – Coding of moving video. Video coding for low bit rate communications. ITU-T H.263 (02/98).
- [16] I. Miletic, B. Dimitrijevic, Z. Nikolic, “Performance of OFDM DS/CDMA in Fading Channels”, IEEE 4th International Conference on Modern Sattelite, Cable and Broadcasting Services, Yugoslavia, October, 1999, Vol. 2, pp. 588-591.
- [17] B.Sklar, “Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems Part I: Characterization”, IEEE Communications Magazine, September 1997.
- [18] J. Sam Lee, L. E. Miller, “CDMA Systems Engineering Handbook”, Artech House, 1998.
- [19] R. Prasad, “CDMA for Wireless Personal Communications”, Artech House, 1996.

- [20] A. J. Viterbi, "CDMA Principles of Spread Spectrum Communication", Addison-Wesley Publishing, 1995.
- [21] T. S. Rappaport, "Wireless Communications – Principles and Practice", 2th Edition, Prentice Hall Communications and Emerging Technologies Series, 2001.
- [22] J.Y. Lee, Y.M. Chung, S. U. Lee, "On the Bit Error Probability of 16DAPSK in a Frequency-Selective Fast Rayleigh Fading Channel with Cochannel Interference", IEICE Trans. Commun., March, 1999, Vol.E82-B, No.3.
- [23] Y.C. Chow, A.R. Nix, J.P. McGeehan, "Theoretical and Simulated Evaluation of 16-DAPSK in Mobile Fading Channels", IEEE 43rd Vehicular Technology Conference, May, 1993, pp. 120-124.
- [24] V. Engels, H. Rohling, "Multi-Resolution 64-DAPSK Modulation in a Hierarchical COFDM Transmission System", IEEE Transactions on Broadcasting, March, 1998, Vol.44, No.1.
- [25] K. Zheng, G. Zeng, W. Wang, "Performance Analysis for OFDM-CDMA with Joint Frequency-Time Spreading", IEEE Transactions on Broadcasting, March, 2005, Vol.51, No. 1.
- [26] R. Kimura, F. Adachi, "Comparison of OFDM and Multicode MC-CDMA in Frequency Selective fading channel", ELECTRONICS LETTERS, February, 2003, Vol. 39, No. 3.
- [27] I. Martoyo, H. Schober, F. Jondral, "CDMA versus OFDM, A Performance Comparison in Selective Fading Channels", IEEE 7th Int. Symposium on Spread-Spectrum Tech. & App.l., Prague, Czech Republic, Sept. 2-5, 2002.
- [28] C. Ibars, Y. Bar-Ness, "Comparing the Performance of Coded Multiuser OFDM and Coded MC-CDMA over fading channels", IEEE Global Telecommunications Conference, November, 2001, Vol.2, pp. 881-885.

- [29] J. H. Dholakia, V. K. Jain, “Technologies for 3G Wireless Communications”, Proceedings. International Conference on Information Technology: Coding and Computing, April, 2001, pp.162-166.
- [30] G. Wetzker, M. Dukek, H. Ernst, F. Jondral, “Multi-Carrier Modulation Schemes for Frequency-Selective Fading Channels”, IEEE International Conference on Universal Personal Communications, October, 1998, Vol.2 pp. 939-943.
- [31] N. Darnavandi, S. Safavi-Naeini, “A Global Optimization Algorithm Based on Combined Evolutionary Programming/Cluster Analysis”, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, May, 2003, Vol.2 pp. 1123-1126.
- [32] J-H. Kim, H. Myung, “Evolutionary Programming Techniques for Constrained Optimization Problems”, IEEE Transactions on Evolutionary Computation, July, 1997, Vol.1, No.2.
- [33] A. S. Homaifar, H.-Y. Lai, and X. Qi, “Constrained optimization via genetic algorithms”, Simulation, 1994, Vol.62 pp.242-254.
- [34] A. Lewis, D. Abramson, “An evolutionary Programming algorithm for Multi-Objective Optimisation”, The 2003 Congress on Evolutionary Computation, December, 2003, Vol.3 pp. 1926-1932.
- [35] Y. J. Cao, L. Liang, Q. H. Wu, “An evolutionary programming approach to mixed-variable optimization problems”, Elsevier Science Inc., 0307-904, 2000.
- [36] L. Costa, L. Fernandes, I. Figueiredo, J. Júdice, R. Leal, P. Oliveira, “Multiple and Single Objective approaches to laminate optimization with genetic algorithms”, Struct Multidisc Optim 27, 2004, pp.55-65.
- [37] T. Back, D. B. Fogel, T. Michalewicz, “Evolutionary Computation 1: Basic Algorithms and Operators”, IOP Publishing Ltd., 2000.

- [38] D. Whitley, “Evolutionary Computation”, Cambridge: MIT Press, 1998.
- [39] T. Back, “Evolutionary Algorithms in Theory and Practice”, Oxford University Press, 1996.
- [40] D. Dasgupta, Z. Michalewicz, “Evolutionary Algorithms in Engineering Applications”, Springer-Verlag, 1997.
- [41] Z. Michalewicz, M. Schoenauer, “Evolutionary Algorithms for Constrained Parameter Optimization Problems”, Evolutionary Computation, Vol.4, No.1, pp.1-32. 1996.
- [42] Z. Michalewicz, R. Hinterding, M. Michalewicz, “Evolutionary Algorithms”, Chapter 2 in Fuzzy Evolutionary Computation, W. Pedrycz (editor), Kluwer Academic, 1997.
- [43] Z. Michalewicz, “A Survey of Constraint Handling Techniques in Evolutionary Computation Methods”, Proceedings of the 4th Annual Conference on Evolutionary Programming, MIT Press, Cambridge, MA, 1995, pp. 135-155.
- [44] Z. Michalewicz., “A Perspective on Evolutionary Computation, Proceedings of the Workshop on Evolutionary Computation”, November 21-22, 1994, University of New England, Armidale, Australia, pp. 76-93.
- [45] Z. Michalewicz, Genetic Algorithms, Numerical Optimization and Constraints, Proceedings of the 6th International Conference on Genetic Algorithms, Pittsburgh, July 15-19, 1995, pp. 151-158.
- [46] J. A. Tavares, “Geração de Configurações de Sistemas Industriais com o Recurso à Tecnologia das Restrições e Computação Evolucionária”, Tese de Doutorado, Universidade do Minho, Dezembro, 2000.
- [47] M. Sniedovich, “Dynamic Programming”, Dekker, 1992.

[48] J. Bather, "Decision theory: an introduction to dynamic programming and sequential decisions", Chichester – John Wiley & Sons, 2000.

[49] L. Hanzo, P. J. Cherriman, J. Streit, "Wireless Video Communications – Second to Third Generation and Beyond", IEEE Press, 2001

[50] M. Ghanbari, "Video Coding – an introduction to standard codecs", IEE series 42, 1999

[51] M. Ghanbari, "Standard Codecs – Image Compression to Advanced Video Coding" IEE, 2003.

[52] J. Tavares, "Transmissão de Sinais Vídeo em Canais Rádio", Dissertação de Mestrado, Universidade de Aveiro, Julho de 2000.

[53] G. Côté, B. Erol, M. Gallant, F. Kossentini, "H.263+: Video Coding at Low Bit Rates", IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, November, 1998, Vol.8, No.7.

[54] J. R. Yee, E. J. Weldon, "Evaluation of the Performance of Error-Correcting Codes on a Gilbert Model", IEEE Transactions on Communications, August, 1995, Vol.43, No.8.

[55] "Transmission of Non-Telephone Signals – Video Coding for Low Bit Rate Communication", ITU-T Recommendation H.263, 03/96.

[56] A. Navarro, B.F.C Gabriel; "Optimal M-QAM/DAPSK Allocation in Narrowband OFDM Radio Channels", Mathematical Techniques and Problems in Telecommunications ", Proc Mathematical Techniques and Problems in Telecommunications , Tomar , Portugal, September , 2003, Vol. 1 , pp. 219 - 224 .

[57] L.-L. Yang; Hanzo, L; "A Recursive Algorithm for the Error Probability Evaluation of M-QAM", Communications Letters IEEE. Volume 4, Issue 10, Oct. 2000. pp. 304-306.

[58] D. E. Goldberg, "Genetic Algorithms in search, optimization and machine learning". Addison-Wesley, 1989

- [59] L. J. Fogel, A. J. Owens, M. J. Walsh, (1966). "Artificial intelligence through simulated evolution". New York, USA: John Wiley and Sons. Foulds, L. R.. Techniques for facilities layout, 1993.
- [60] J. H. Holland, "Adaptation in Natural and Artificial Systems". The University of Michigan Press, Ann Arbor, 1975
- [61] I. Rechenberg, "Evolutionsstrategie: Optimierung Technischer Systeme nach Prinzipien der Biologischen Evolution", Frommann-Holzboog Verlag, Stuttgart, 1973.
- [62] T. Bäck, H-P. Schwefel, "An Overview of evolutionary algorithms for parameter optimisation", Evolutionary Computation, 1, pp. 1-23, 1993.
- [64] T. Bäck, F. Hoffmeister, H-P. Schwefel, "A Survey of Evolution Strategies", Procs. of the 4 Int. Conference on Genetic Algorithms (ICGA), R. K. Belew, L. B. Booker (eds), Morgan Kaufmann Publ., pp. 2-9, 1991.
- [65] M. Gen, R. Cheng, "Genetic Algorithms and Engineering Design", John Willy&Sons, 1997.
- [66] P. van Hentenryck, V. Sarawat, "Constraint Programming: Strategic Directions, Constraints". An International Journal, Kluwer Academic Publishers, 2, pp. 7-33, 1997
- [67] H-P. Schwefel, "Numerical Optimization of Computer Models", John Wiley and Sons, Chichester, New York, 1981.
- [68] A. Homaifar, C. X. Qi, S. H. Lai, "Constrained Optimization Via Genetic Algorithms", Simulation 62(4), 1994, pp.252-254
- [69] "Mathematical and Computational Applications", Vol. 10, No. 1, pp. 45-56, 2005. © Association for Scientific Research.
- [70] Z. Michalewicz, N. Attia, "Evolutionary Optimization of Constrained Problems," Proceedings of 3rd Annual Conference on Evolutionary Programming, San Diego, CA, 1994.

- [71] A. B. Hadj-Alouane, J. C. Bean, “A Genetic Algorithm for the Multiple-Choice Integer Program”. *Operations Research*, 45: pp.92–101, 1997.
- [72] M. Schoenauer, Z. Michalewicz, “Boundary Operators for Constrained Parameter Optimization Problems”. *Proceedings of the 7th International Conference on Genetic Algorithms (ICGA97)*, 1997.
- [73] S. Koziel, Z. Michalewicz, “Evolutionary Algorithms, Homomorphous Mappings, and Constrained Parameter Optimization”, *Evolutionary Computation*, 7(1): 19-44, 1999.
- [74] J. Paredis: “Towards Balanced Coevolution”, *Parallel Problem Solving from Nature 2000*, 6th International Conference, Paris, September 2000, pp.497-506.
- [75] M. Schoenauer, S. Xanthakis, “*Constrained GA optimization*”. In *Proceedings of the 5th International Conference on Genetic Algorithms*, pages 573--80. Morgan Kaufmann, 1993.
- [76] J. J. Wojtiuk, “Analysis of Frequency Conversion for M-QAM and M-PSK Modems”, *Master of Engineering in Electronic Engineering Thesis*, University of South Australia, February 1995.
- [77]. M-X Chang, Y. T. Su, “Performance Analysis of Equalized OFDM Systems in Rayleigh Fading”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol.1, No4:1536-1276, October 2002.
- [78]. B. Coelho, A. Navarro, “Multi-carrier Optimization for Compressed Video Streaming”, paper aceite para a conferência: *International Conference on Consumer Electronics 2007*, Las Vegas, E.U.A, 10-14 Janeiro 2007.