

**Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto**



**FEUP**

**Processamento de Sinal Turbo em Sistemas de  
Comunicações Ópticas**

Hugo Filipe Pereira da Silva Reboredo

Dissertação realizada no âmbito do  
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores  
Major Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Henrique Salgado  
Co-orientador: Prof. Dr. Miguel Rodrigues

Março de 2009

© Hugo Filipe Pereira da Silva Reboredo, 2009

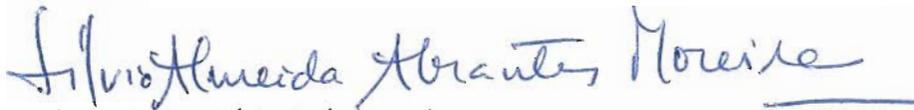
A Dissertação intitulada

**“PROCESSAMENTO DE SINAL TURBO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS”**

foi aprovada em provas realizadas em 05/Março/2009

o júri

Presidente Professor Doutor Sílvio Almeida Abrantes Moreira  
Professor Auxiliar da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Mário José Neves de Lima  
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro



Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado  
Professor Associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

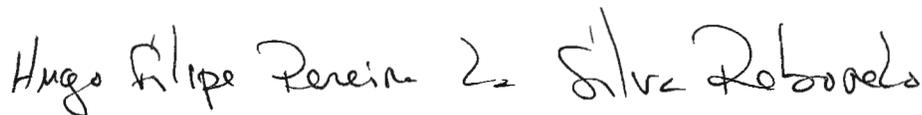


Professor Doutor Miguel Raul Dias Rodrigues  
Professor Auxiliar da Faculdade de Ciências da Universidade do Porto



O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projecto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extractos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são correctamente citados.

Autor - HUGO FILIPE PEREIRA DA SILVA REBOREDO



Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



# Resumo

O crescimento exponencial, observado nos últimos anos, da capacidade de transmissão e da largura de banda nos sistemas de comunicações ópticas, conduziu à procura de novas técnicas capazes de ultrapassar as limitações físicas da tecnologia das comunicações ópticas.

Em 1993, um grupo de investigadores apresentou uma nova classe de códigos para a correcção de erros e um processo iterativo para a sua descodificação. Estes códigos, denominados de *códigos turbo*, apresentavam uma *performance* muito próxima do limite teórico descrito por Claude E. Shannon no teorema da codificação de canal.

Os códigos turbo apresentam-se como uma técnica de correcção de erros extremamente eficiente. O seu excelente desempenho assenta num esquema de codificação baseado na concatenação de dois ou mais códigos, e na descodificação iterativa destes.

Neste trabalho é proposta a aplicação desta técnica de correcção de erros para compensar a distorção associada a efeitos de dispersão, em sistemas de comunicações ópticas. É efectuada uma revisão da literatura com o objectivo de explicar os principais aspectos nos quais se baseiam os códigos turbo, bem como os aspectos essenciais dos sistemas de comunicações ópticas. É desenvolvido também um esquema de codificação e descodificação turbo para avaliar a sua capacidade para compensar os efeitos limitativos da dispersão nas fibras ópticas.

Palavras-chave: Comunicações Ópticas, códigos turbo, correcção de erros, FEC, fibra óptica, processo iterativo, hard-decision, soft-decision.



# Abstract

*The exponential growth of transmission capacity and bandwidth in optical communication systems, that as occurred in the last years, has led to the demand for new techniques to overcome the physical limitations of optical communications technology.*

*In 1993, a group of researchers presented a new class of codes for error correction and an iterative process for its decoding. These codes, called turbo codes, had a performance very close to the theoretical limit described by Claude E. Shannon's in its channel coding theorem.*

*The turbo codes constitute an extremely efficient technique for error correction. Its excellent performance comes from an encoding scheme based on the concatenation of two or more codes, and an iterative decoding of these codes.*

*In this paper it is proposed the application of this technique to compensate the distortion associated with the effects of dispersion in optical communications systems. It is made a literature review in order to explain the main aspects in which turbo codes are based, and to present the essential aspects of optical communications systems. It is also developed a scheme of turbo encoding and decoding to evaluate its ability to compensate the restraining effects of dispersion in optical fibers.*

*Key-words: Optical communications, turbo codes, forward error correction, FEC, optical fiber, iterative processing, hard-decision, soft-decision.*



# Agradecimentos

Aos pais e irmão, que também contribuíram para a realização deste trabalho com todo o seu incentivo.

Aos orientadores da dissertação, Prof. Dr. Henrique Salgado e Prof. Dr. Miguel Rodrigues, pela total disponibilidade e cooperação.

À Ana que, com toda a sua ajuda, amor, constante apoio e paciência, tornou este trabalho possível.



# Índice

Resumo .....	iii
Abstract .....	v
Agradecimentos .....	vii
Índice .....	ix
Lista de figuras .....	xi
Lista de tabelas .....	xiv
Abreviaturas e Símbolos .....	xv
<b>Capítulo 1.....</b>	<b>1</b>
Introdução .....	1
1.1 Motivação .....	1
1.2 Técnicas de correcção de erros e as comunicações ópticas .....	3
1.3 Organização do trabalho.....	5
1.4 Contribuições.....	5
<b>Capítulo 2.....</b>	<b>7</b>
Sistemas de comunicações ópticas.....	7
2.1 Introdução .....	7
2.2 Fibra óptica .....	7
2.2.1 Dispersão nas fibras ópticas .....	11
2.3 Rádio sobre Fibra .....	15
2.2.1 Vantagens dos sistemas de RoF .....	16
2.2.2 Limitações dos sistemas de RoF .....	18
2.2.3 Principais aplicações dos sistemas de RoF .....	18
2.4 Resumo .....	19
<b>Capítulo 3.....</b>	<b>20</b>
Codificação .....	20
3.1 Abordagem histórica .....	20
3.2 Códigos Convolucionais .....	21
3.1.1 Códigos convolucionais sistemáticos recursivos.....	26
3.3 Resumo .....	27

<b>Capítulo 4.....</b>	<b>28</b>
Princípio Turbo .....	28
4.1 Introdução .....	28
4.2 Codificação turbo.....	29
4.3 Descodificação turbo.....	30
4.4 Principais factores no desempenho dos códigos turbo .....	33
4.5 Resumo.....	34
<b>Capítulo 5.....</b>	<b>35</b>
Algoritmos utilizados na descodificação .....	35
5.1 Introdução .....	35
5.2 Algoritmo Viterbi .....	36
5.3 Algoritmo BCJR .....	38
5.2.1 Cálculo de $\gamma_k(s',s)$ .....	40
5.2.2 Cálculo de $\alpha_{k-1}(s')$ e de $\beta_k(s)$ .....	40
5.2.3 Instabilidade numérica .....	41
5.2.4 Simplificações do algoritmo BCJR.....	42
5.4 Resumo .....	43
<b>Capítulo 6.....</b>	<b>44</b>
Trabalho realizado .....	44
6.1 Introdução .....	44
6.2 Sistema de transmissão de um sinal BPSK sobre um canal AWGN .....	44
6.3 Modulador Mach Zehnder e diodo PIN.....	46
6.4 Canal de transmissão - a fibra óptica .....	46
6.5 Codificação e descodificação .....	47
6.5.1 Codificador convolucional.....	47
6.5.2 Implementação do algoritmo de Viterbi .....	47
6.5.3 Implementação do algoritmo BCJR .....	48
6.6 Princípio Turbo.....	49
6.7 Resumo .....	49
<b>Capítulo 7.....</b>	<b>50</b>
Apresentação e análise de resultados.....	50
7.1 Introdução .....	50
7.2 Modulação BPSK e adição de ruído AWGN .....	50
7.3 Distorção associada ao modulador Mach Zehnder (MZM).....	51
7.4 Efeito do carácter dispersivo da fibra óptica .....	54
7.5 Aplicação da codificação e descodificação.....	55
7.6 Aplicação do princípio turbo.....	57
7.5.1 O efeito do número de iterações utilizado .....	57
7.5.2 O efeito do tamanho do entrelaçador.....	58
7.5.3 O efeito das componentes de código utilizadas .....	59
7.7 Comparação dos resultados obtidos .....	60
7.8 Resumo .....	61
<b>Capítulo 8.....</b>	<b>62</b>
Síntese conclusiva .....	62
8.1 Conclusões.....	62
8.2 Propostas para trabalhos futuros .....	63
<b>Referências.....</b>	<b>64</b>

## Lista de figuras

<b>Figura 1</b> - Limites de Shannon para várias taxas de código R.[29] .....	2
<b>Figura 2</b> - Comparação das três gerações de técnicas de detecção e correção de erros[23] .....	4
<b>Figura 3</b> - Estrutura de uma fibra óptica[19] .....	7
<b>Figura 4</b> - Ilustração da aplicação da Lei de Snell para a determinação do ângulo crítico[19] .....	8
<b>Figura 5</b> - Modelo de propagação das fibras ópticas: Em cima - Fibra Multimodo; Em baixo) Fibra Monomodo[14] .....	9
<b>Figura 6</b> - Factores limitativos das fibras ópticas .....	9
<b>Figura 7</b> - Perfil da atenuação numa fibra óptica[19] .....	10
<b>Figura 8</b> - Fontes de ruído nos sistemas de comunicações ópticas .....	10
<b>Figura 9</b> - Alargamento de um impulso que viaja ao longo da fibra óptica, provocando interferência intersimbólica [19] .....	11
<b>Figura 10</b> - Penalização induzida pela dispersão cromática, para um sinal de frequência igual a 60GHz transmitido através de uma fibra com um parâmetro de dispersão $D=17 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$ [26] .....	13
<b>Figura 11</b> - Dispersão intramodal da fibra óptica[19] .....	14
<b>Figura 12</b> - Esquema de um sistema de Rádio-sobre-Fibra .....	16
<b>Figura 13</b> - Exemplo de um código convolucional (2,1,3)[2] .....	22
<b>Figura 14</b> - Matriz geradora .....	23
<b>Figura 15</b> - Treliça do código (à direita) e Diagrama de estados (à esquerda do codificador convolucional (2,1,3)[2] .....	23
<b>Figura 16</b> - Árvore do código para o codificador convolucional (2,1,3)[2] .....	24
<b>Figura 17</b> - Codificador convolucional não sistemático (a) ; Codificador convolucional sistemático recursivo (b) [30] .....	27
<b>Figura 18</b> - Codificador genérico para códigos turbo [33] .....	29

<b>Figura 19</b> - Codificador turbo composto por dois codificadores RSC, paralelamente concatenados, com perfuração [30] .....	30
<b>Figura 20</b> - Descodificador SISO para um código convolucional[30] .....	32
<b>Figura 21</b> - Codificador (a) e decodificador (b) baseados no princípio iterativo dos códigos turbo [3] .....	32
<b>Figura 22</b> - Desempenho de um código turbo com uma taxa de 1/2 e comprimento de restrição igual a 5, para vários tamanhos do entrelaçador[34] .....	33
<b>Figura 23</b> - Exemplo da aplicação do algoritmo de Viterbi - a) cálculo da distância de Hamming para cada ramo; b) calculo das métricas acumuladas; c) e d) escolha dos percursos com menor métrica acumulada[2].....	36
<b>Figura 24</b> - Exemplo da aplicação do algoritmo de Viterbi - repete-se o processo até ao fim da sequência recebida[2] .....	37
<b>Figura 25</b> - Percurso de máxima verosimilhança (percurso ML)[2].....	37
<b>Figura 26</b> - Esquema simplificado do processo de codificação e decodificação[3].....	38
<b>Figura 27</b> - Trelíça do codificador convolucional utilizado[3] .....	39
<b>Figura 28</b> - Resumo do algoritmo BCJR.....	41
<b>Figura 29</b> - Código de linha NRZ polar.....	45
<b>Figura 30</b> - a) Modulador BPSK[1]; b) Sinal modulado em BPSK.....	45
<b>Figura 31</b> - Sistema de comunicação inicial: Modulação BPSK - Canal AWGN - Desmodulação BPSK .....	45
<b>Figura 32</b> - Sistema composto por: Modulação BPSK - Modulador Mach-Zehnder (MZM) - Fotodíodo - Ruído AWGN - Desmodulação BPSK.....	46
<b>Figura 33</b> - Sistema de comunicação com a presença da fibra óptica.....	47
<b>Figura 34</b> - Codificador convolucional utilizado .....	47
<b>Figura 35</b> - Processo de codificação e decodificação através do algoritmo de Viterbi, aplicado ao sistema de comunicações.....	48
<b>Figura 36</b> - Processo de codificação e decodificação através do algoritmo BCJR, aplicado ao sistema de comunicações .....	48
<b>Figura 37</b> - Processo de codificação e decodificação aplicado ao sistema de comunicações, aquando da presença do efeito dispersivo da fibra óptica .....	49
<b>Figura 38</b> - Aplicação do princípio turbo ao sistema de comunicações ópticas.....	49
<b>Figura 39</b> - Espectro do sinal em Banda Base e do sinal BPSK .....	50
<b>Figura 40</b> - Probabilidade de bit errado para a modulação BPSK .....	51
<b>Figura 41</b> - Variação da taxa de bits errados, em função do índice de modulação .....	52
<b>Figura 42</b> - Curva da taxa de bit errado, para um sinal modulado em BPSK, em função do índice de modulação .....	53

<b>Figura 43</b> - Potência recebida em função do comprimento da Fibra óptica.....	54
<b>Figura 44</b> - Taxa de bits errados, para um sinal modulado em BPSK, considerando o efeito dispersivo da fibra óptica.....	55
<b>Figura 45</b> - Comparação entre a descodificação efectuada através do algoritmo de Viterbi e o algoritmo BCJR.....	56
<b>Figura 46</b> - Comparação entre a descodificação efectuada através do algoritmo de Viterbi e o algoritmo BCJR na presença de dispersão .....	56
<b>Figura 47</b> - Curva da taxa de erros para os códigos turbo, em função do número de iterações.....	57
<b>Figura 48</b> - Curva da taxa de erros para os códigos turbo, em função do tamanho do entrelaçador utilizado.....	58
<b>Figura 49</b> - Curva da taxa de erros para os códigos turbo, em função dos vectores geradores utilizados no codificador .....	59
<b>Figura 50</b> - Comparação das diversas técnicas utilizadas no trabalho, sem considerar a dispersão imposta pela fibra óptica.....	60
<b>Figura 51</b> - Comparação das diversas técnicas utilizadas no trabalho, considerando o efeito dispersivo da fibra óptica.....	61

## Lista de tabelas

Tabela 3.1- Resposta impulsional de um codificador convolucional (2,1,3) .....	23
Tabela 3.2 - Codificadores convolucionais ótimos com uma taxa de transmissão $R=1/2$ e máxima distância livre .....	25
Tabela 3.3 - Codificadores convolucionais ótimos com uma taxa de transmissão $R=1/3$ e máxima distância livre .....	25
Tabela 3.4 - Ganho de codificação máximo, com decisões rígidas .....	26

# Abreviaturas e Símbolos

## Lista de abreviaturas

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BCH	<i>Bose-Chaudhuri-Hocquenghem</i>
BCJR	<i>Algoritmo Bahl, Cocke, Jelinek e Raviv</i>
BPSK	<i>Binary Phase-Shift Keying</i>
BS	<i>Base Station</i>
CS	<i>Central Station</i>
DEEC	<i>Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FEUP	<i>Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
GSM	<i>Groupe Special Mobile ou Global System for Mobile Communications</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
LDPC	<i>Low-Density Parity-Check</i>
MAN	<i>Metropolitian Area Network</i>
MAP	<i>Maximum a Posteriori</i>
ML	<i>Maximum Likelihood</i>
MZM	<i>Mach Zehnder Modulator</i>
NRZ	<i>Non Return to Zero</i>
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i>
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RF	<i>Radio frequency</i>
RoF	<i>Radio over Fiber</i>
RS	<i>Reed-Solomon</i>
RSC	<i>Recursive Systematic Convolutional</i>
SISO	<i>Soft-in Soft-out</i>
TCM	<i>Trellis Coded Modulation</i>

WAN	<i>Wide Area Network</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>

### Lista de símbolos

a	Raio do núcleo da fibra óptica
$a_k, u_k$	Sequência à entrada do codificador
b	Constante de propagação normalizada
c	Velocidade da luz
C	Capacidade do canal
D	Parâmetro de dispersão cromática
df	Distância livre de um código
$D_{PMD}$	Valor médio da dispersão de modo de polarização
$E_b$	Energia de bit
f	Frequência
k	Número de bits simultâneos à entrada do codificador
L	Comprimento
$L_c$	Fiabilidade do canal
N	Comprimento de restrição
n	Comprimento do código
$N_0$	Densidade espectral de potência do ruído
$n_1, n_2$	Índices de refração
$P_{eb}$	Probabilidade de bit errado
R	Taxa do código
V	Frequência normalizada
v	Memória do codificador
$V_{\pi}$	Tensão de controlo do modulador
W	Largura de banda
$x_k$	Sequência codificada
$y_k$	Sequência recebida no decodificador
$\alpha$	Atenuação
$\Delta$	Contraste do índice de refração
$\lambda$	Comprimento de onda
$\varphi$	Ângulo
$\varphi_c$	Ângulo crítico
$\omega$	Frequência angular

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação

Num sistema de comunicação, o objectivo principal consiste na transmissão de uma determinada mensagem, através de um canal, de modo a que o receptor seja capaz de receber e determinar correctamente a mensagem, independentemente das restrições impostas pelo canal. Uma forma encontrada para conseguir aumentar a fiabilidade da transmissão foi a utilização de códigos para controlo de erros, ou códigos de canal.

A codificação de canal consiste na idealização de um código  $\mathcal{C}$  de taxa de transmissão  $R$  que seja capaz de satisfazer o objectivo da transmissão, já descrito.

Quando se projecta um código de canal, procura-se obter um compromisso entre cinco parâmetros:

- A taxa do código -  $R$ ;
- A probabilidade de bit errado -  $P_{eb}$ ;
- O comprimento do código -  $n$ ;
- A complexidade da codificação;
- A complexidade da descodificação.

O objectivo do compromisso é maximizar a taxa de código, de modo a transmitir a maior quantidade de informação, por símbolo codificado, minimizando os restantes parâmetros. Desta forma, consegue-se aumentar a fiabilidade da transmissão e diminuir os custos de implementação do sistema de comunicação.

Em 1948, Claude E. Shannon publicou um artigo ("A Mathematical Theory of Communication")[28] onde garantia ser possível realizar a transmissão de uma mensagem com probabilidades de erro arbitrariamente baixas, sempre que a taxa do código  $R$  fosse inferior à capacidade do canal utilizado, e o comprimento do código utilizado fosse suficientemente grande ( $n \rightarrow \infty$ ).

## 2 Introdução

A capacidade de um canal AWGN [28] é dada por:

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{RE_b}{N_0W} \right) \quad (1-1)$$

em que  $E_b$  é a energia por bit;  $N_0$  representa a densidade espectral de potência do ruído e  $W$  é a largura de banda do canal.

No entanto, como a dependência da largura de banda  $W$  não é um factor favorável aos cálculos, é preferível trabalhar com a expressão da capacidade do canal normalizada [7][27][36],

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + 2 \frac{RE_b}{N_0} \right), \text{ bits/uso do canal} \quad (1-2)$$

Combinando a equação (1-2) com a equação da entropia binária [28] [21] [15] [11],

$$H(Pe_b) = - [Pe_b * \log_2(Pe_b) + (1 - Pe_b) \log_2(1 - Pe_b)] \quad (1-3)$$

é possível obter uma equação que representa a seguinte desigualdade [7],

$$\frac{E_b}{N_0} \leq \frac{2^{2R[1-H(Pe_b)]} - 1}{2R} \quad (1-4)$$

que estabelece duas regiões distintas. Uma *região admissível*, onde existe um código de taxa  $R$  com um desempenho  $(Pe_b, E_b/N_0)$ , e uma *região não-admissível*, onde não existe qualquer código de taxa  $R$  com um desempenho  $(Pe_b, E_b/N_0)$ . A equação (1-4) apresenta também o limite mínimo para  $E_b/N_0$ , para o qual é possível a transmissão com uma probabilidade de bit errado  $Pe_b$ . Este Limite é conhecido como o limite de Shannon.

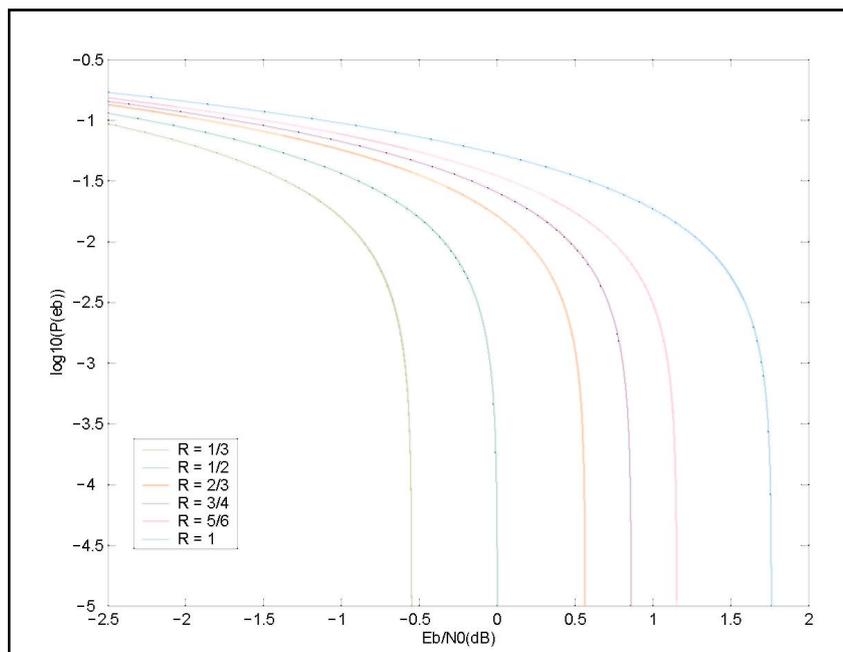


Figura 1 -Limites de Shannon para várias taxas de código R.[29]

Shannon, no teorema da codificação de canal ("A Mathematical Theory of Communication")[28] que apenas indica a existência de códigos capazes de atingir estes resultados. O autor não identifica, no entanto, quais os códigos, ou qual o caminho a seguir para os encontrar. Para provar este resultado, Shannon utilizou códigos  $\mathcal{C}$  escolhidos aleatoriamente, e de comprimento  $n$  muito longo, a tender para o infinito. Este facto implicava um nível de complexidade na descodificação que impossibilitava a implementação prática dos códigos utilizados por Shannon.

## 1.2 Técnicas de correcção de erros e as comunicações ópticas

Desde que Claude E. Shannon publicou, em 1948, o artigo denominado "A Mathematical Theory of Communication", sobre os limites teóricos de uma transmissão fiável de dados, através de um canal de ruído aditivo (canais AWGN), têm vindo a unir-se esforços no sentido de encontrar as formas mais eficientes de aplicação de técnicas de detecção e correcção de erros (FEC), nas comunicações digitais de rádio e nas comunicações via satélite.

Estas técnicas foram, no entanto, sendo ignoradas no domínio das comunicações ópticas por largos anos. Durante um grande período de tempo, a fibra óptica foi considerada um meio de transmissão com largura de banda virtualmente infinita e com uma imunidade quase total à ocorrência de erros. À medida que aumentou a necessidade de maior largura de banda e capacidade de transmissão de dados - chegando à ordem das centenas de Mbit/s - a fibra óptica deixou de ser vista como um canal de transmissão perfeito. Esta situação motivou a investigação na área dos códigos de canal nos sistemas de comunicações ópticas.

A grande evolução das comunicações ópticas aconteceu nas últimas duas décadas. Em cinco anos a capacidade destes sistemas conheceu um aumento de 10 vezes. Sistemas de comunicação óptica, com capacidade de transmissão de 1 Tbit/s (Terabit/segundo) em 1996 - comprovadas simultaneamente por três laboratórios - evoluíram para sistemas com capacidades de 10 Tbit/s, valor demonstrado, em 2001, por dois laboratórios [23]. Estes aumentos foram possíveis, sobretudo, devido ao avanço significativo nas tecnologias de comunicação óptica. Este crescimento tecnológico tende, no entanto, a não conseguir acompanhar a necessidade de evolução dos sistemas de comunicações ópticas, sendo essencial encontrar outro caminho para dar resposta a esta crescente, e insistente, procura de maior largura de banda e capacidade de transmissão. A investigação e aplicação de técnicas de detecção e correcção de erros poderão constituir esta via alternativa para a evolução crescente das comunicações ópticas.

As primeiras aplicações práticas destas técnicas, em sistemas ópticos, ocorreram em sistemas submarinos. No início dos anos 90, a aplicação dos códigos Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH) e Reed-Solomon (RS), para implementação de técnicas de correcção de erros, foi demonstrada em sistemas de transmissão submarinos, sendo o código RS(255,239) usado num vasto leque de sistemas de comunicações ópticas de longa distância[23][24]. Estes sistemas, denominados de primeira geração, são associados a um ganho de codificação de, aproximadamente, 6dB[23][32][4].

Com a evolução das técnicas de multiplexagem por divisão no comprimento de onda (Wavelength-Division Multiplexing - WDM), e com a escalada das capacidades de transmissão para valores da ordem dos 10 Gbit/s, outros factores limitativos, tais como a não-linearidade das fibras, efeitos de dispersão cromática e dispersão do modo de polarização - PMD viram a sua importância reforçada. Assim, a procura de técnicas de correcção de erros mais

poderosas tornou-se imperativa. Durante os últimos anos, foram sendo desenvolvidos trabalhos na área da codificação, para controlo de erros, a sua implementação baseada na utilização de códigos concatenados. O entrelaçamento e a decodificação iterativa foram usados conjuntamente com a concatenação de códigos de modo a aumentar a performance das técnicas de FEC. Esta segunda geração de FEC é caracterizada por um ganho de codificação até 8dB[32].

À medida que as redes ópticas crescem, quer em termos de dimensão, quer em capacidade (aproximando-se da tecnologia de 40 Gbit/s), imperativos económicos impõem uma nova restrição: a eliminação das conversões óptico-eléctricas (bastante dispendiosas nesta tecnologia) na maior extensão possível das ligações. Actualmente, a investigação tem-se centrado na procura extensiva de técnicas de detecção e correcção de erros ainda mais eficazes, capazes de suprimir as limitações da regeneração de sinal totalmente óptica. Como resultado desta investigação, têm sido apresentados métodos de terceira geração que garantem um ganho de codificação da ordem dos 10dB[32]. Estudos mais recentes vêm nos códigos Turbo e também nos códigos "Low-Density-Parity-Check" (LDPC) os candidatos para a implementação desta nova técnica.

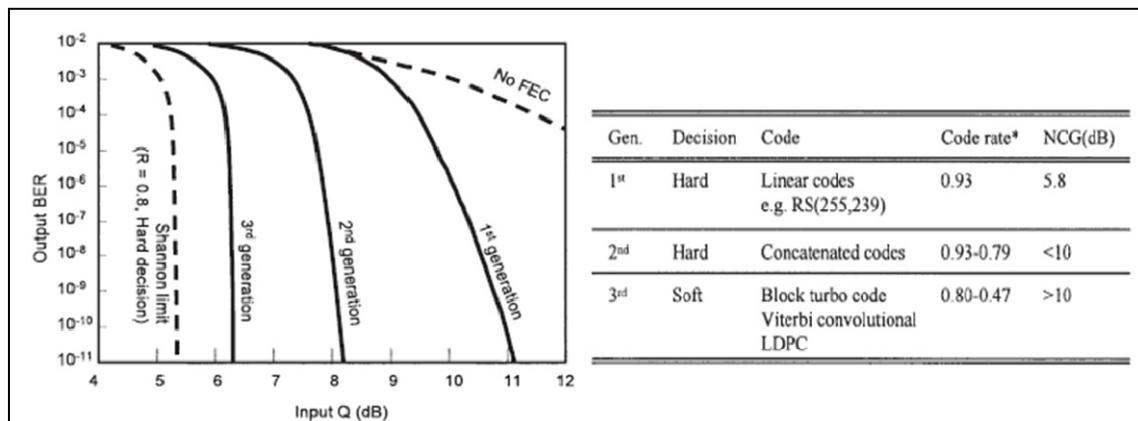


Figura 2 - Comparação das três gerações de técnicas de detecção e correcção de erros[23]

Conhecem-se actualmente várias aplicações práticas das comunicações ópticas: as LANs (local area networks), as MANs (metropolitan area networks) e as WANs (wide area networks). As duas primeiras aplicações consistem em ligações relativamente curtas, quando comparadas com as comunicações via satélite. Têm um comprimento máximo de 80Km de distância e são ligações relativamente simples (ligações ponto-a-ponto). Contrariamente às redes anteriores, nas WANs os dados transmitidos podem percorrer distâncias da ordem dos milhares de quilómetros, atravessando os mais diversos dispositivos ópticos. Os dispositivos, nestas ligações de longa distância, causam, além da degradação do sinal, dispersão cromática.

Para compensar as limitações de performance, as técnicas de codificação para o controlo de erros são já comumente utilizadas em ligações de longa distância, com capacidades muito elevadas (10Gb/s e superiores)[4].

## 1.3 Organização do trabalho

Este trabalho centrou-se principalmente no desenvolvimento e utilização de técnicas de processamento de sinal, baseadas no princípio turbo. Estas técnicas têm por objectivo tentar compensar a distorção associada a efeitos de dispersão, em sistemas de comunicações ópticas (como por exemplo a ocorrência de interferência intersimbólica). De entre as várias aplicações de grande interesse, o projecto considerará aplicações em sistemas Rádio sobre Fibra.

Foi realizada uma revisão da literatura visando a compreensão dos principais conceitos relacionados com a codificação e decodificação turbo, e da sua aplicação a sistemas de comunicações ópticas.

A dissertação é composta por oito capítulos. O Capítulo 2 introduz os principais conceitos sobre os sistemas de comunicações ópticas, nomeadamente, os aspectos relacionados com a fibra óptica, como meio de transmissão, e as limitações que lhe estão associadas. Neste capítulo é abordada também (ainda que superficialmente) a tecnologia de Rádio sobre Fibra, uma vez que, no âmbito deste trabalho, esta tecnologia é considerada como uma das aplicações possíveis para o trabalho desenvolvido.

No Capítulo 3 são apresentadas as noções fundamentais sobre a codificação de canal, sendo dado maior relevo aos códigos convolucionais, devido à importância que assumem neste trabalho.

No Capítulo 4 é abordado o princípio turbo. São expostos os conceitos relacionados com a codificação, a decodificação turbo e os principais factores que influenciam o seu desempenho na detecção e correcção de erros.

O Capítulo 5 apresenta os algoritmos mais utilizados na decodificação. Neste trabalho é dada uma importância acrescida ao algoritmo BCJR, usado na implementação da decodificação iterativa na qual assenta o princípio turbo. É também sucintamente explicado o algoritmo de Viterbi, utilizado neste projecto como forma de obter um termo de comparação para os resultados do algoritmo BCJR.

No Capítulo 6 descreve-se o trabalho desenvolvido nesta dissertação, bem como a metodologia adoptada na maior parte dos casos.

O Capítulo 7 comporta a apresentação e discussão dos resultados obtidos durante a realização da dissertação.

Por fim, no Capítulo 8 são apresentadas as conclusões finais sobre o trabalho desenvolvido e propostos trabalhos futuros que podem ser realizados sobre este assunto.

## 1.4 Contribuições

Embora não seja um trabalho inovador, a nível científico, na medida em que a codificação turbo já é uma técnica bastante utilizada actualmente, a elaboração desta tese oferece algumas contribuições bastante interessantes:

## 6 Introdução

- A revisão literária efectuada constitui uma fonte de conhecimento alargado, na medida que reúne os aspectos fundamentais do princípio turbo;
- Foi efectuada a implementação de um sistema completo de comunicações ópticas que poderá ser utilizada como plataforma para o desenvolvimento de trabalhos futuros;
- Implementou-se um codificador convolucional, utilizado para a realização do esquema de codificação turbo;
- Implementaram-se algoritmos de descodificação, destacando-se a importância do algoritmo BCJR que pode servir de base para o desenvolvimento de novas pesquisas sobre o assunto como por exemplo a igualização turbo.
- Foram analisados os resultados relativos ao desempenho dos códigos turbo quando na presença de dispersão proveniente das fibras ópticas.

## Capítulo 2

# Sistemas de comunicações ópticas

### 2.1 Introdução

Neste capítulo vão ser abordados os principais aspectos relacionados com as comunicações, utilizando a fibra óptica como canal de transmissão. Será também apresentado um pequeno resumo da tecnologia Rádio sobre Fibra (RoF).

A aplicação dos códigos turbo nas comunicações ópticas tem por objectivo reduzir, ou compensar, os efeitos negativos associados ao ruído, à dispersão e a aspectos de não linearidade nas fibras ópticas. A necessidade da aplicação de técnicas de correcção de erros (FEC - Forward Error Correction) às comunicações ópticas advém, também, da crescente procura de ligações ópticas com maior distância entre amplificadores ou repetidores de sinal.

### 2.2 Fibra óptica

As fibras ópticas são principalmente constituídas por materiais dieléctricos (sílica ou plástico) que conferem total imunidade a interferências electromagnética. A estrutura cilíndrica da fibra óptica é formada por uma região central (núcleo da fibra) por onde passa a luz, e por uma região periférica, constituída igualmente por material dieléctrico, denominada bainha, que envolve o núcleo. Possui ainda um revestimento exterior para protecção da fibra óptica.

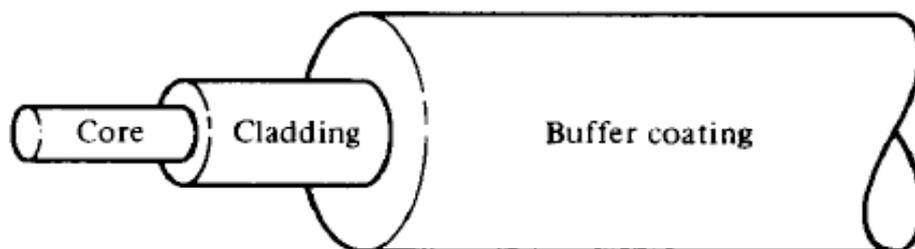


Figura 3 - Estrutura de uma fibra óptica[19]

O índice de refração do material que compõe o núcleo ( $n_1$ ) tem um valor superior ao do índice de refração do material que compõe a bainha ( $n_2$ ), de forma a oferecer as condições necessárias à propagação de energia luminosa, através do seu núcleo ( $n_1 > n_2$ ). A fibra óptica propaga luz por reflexões sucessivas. Este princípio de reflexões sucessivas segue a Lei de Snell:

$$n_1 \sin \varphi_1 = n_2 \sin \varphi_2 \quad (2.1)$$

Aumentando  $\varphi_1$  progressivamente até  $\varphi_2 = \pi/2$ , obtém-se o ângulo crítico  $\varphi_c$ ,  $\sin \varphi_c = n_2/n_1$  que representa o ângulo mínimo necessário para se obter uma reflexão total da luz presente no núcleo da fibra óptica.

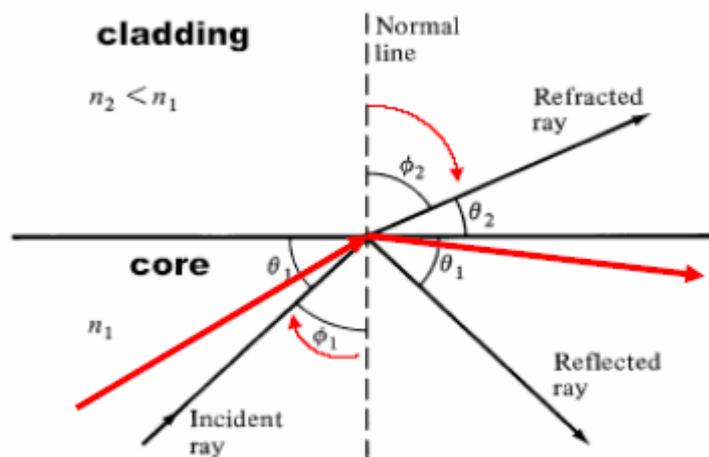


Figura 4 - Ilustração da aplicação da Lei de Snell para a determinação do ângulo crítico[19]

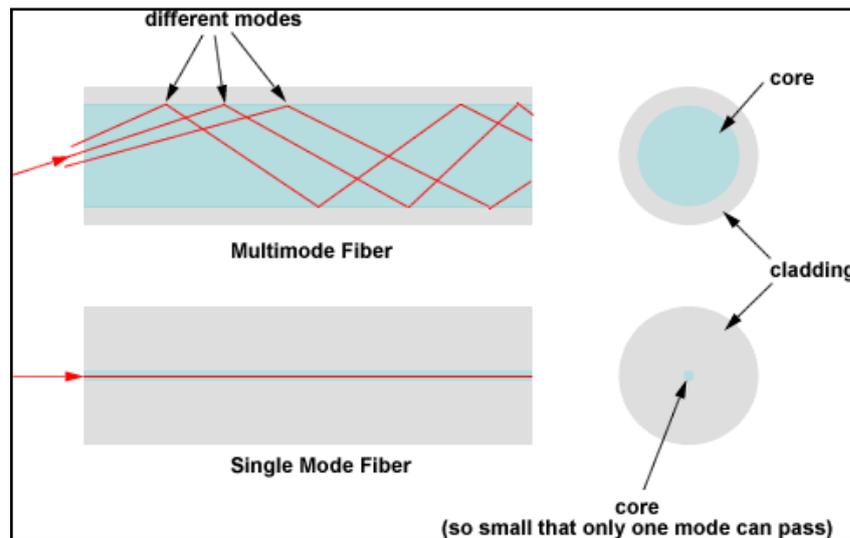
As fibras ópticas podem ser classificadas como fibras monomodo ou fibras multimodo. Quando comparadas com as fibras multimodo, as fibras monomodo permitem uma capacidade de transmissão bastante superior, bem como um maior alcance. Deste modo as fibras monomodo são usadas principalmente em ligações de longa distância.

Ao contrário das fibras multimodo, as fibras monomodo, com um núcleo de diâmetro mais reduzido, permitem apenas um único modo de propagação. Já as fibras multimodo, com um núcleo de diâmetro bastante maior, permitem a propagação de múltiplos modos por fibra.

Partindo da definição de frequência normalizada ( $V$ ) é possível determinar o modo de funcionamento de uma fibra óptica:

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)} \quad (2.2)$$

onde  $a$  representa o raio do núcleo da fibra óptica, e  $\lambda$  representa o comprimento de onda. Uma fibra óptica funciona como fibra monomodo sempre que  $V < 2,405$ .

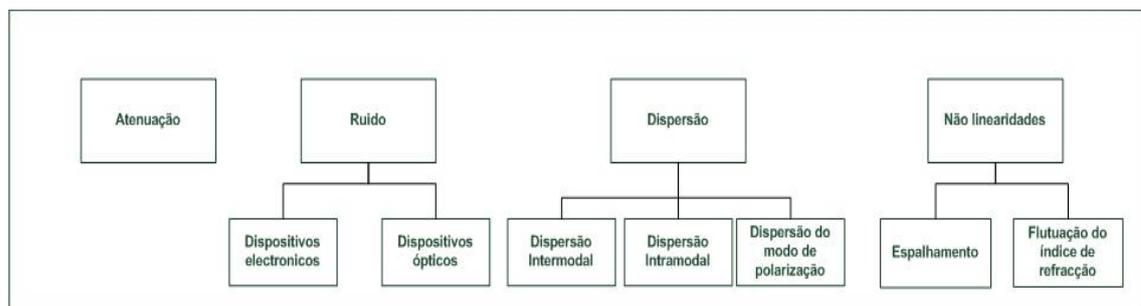


**Figura 5** - Modelo de propagação das fibras ópticas: Em cima - Fibra Multimodo; Em baixo) Fibra Monomodo[14]

A propagação de vários modos na mesma fibra provoca um efeito adicional de dispersão (dispersão modal), que limita a capacidade de transmissão das fibras multimodo, limitando a sua aplicação a ligações de curta distância, por exemplo em redes locais (LAN's).

Embora o efeito de dispersão seja muito menor nas fibras monomodo, ele é significativo para grandes velocidades de transmissão e ligações de longo alcance sendo, por isso, necessária a utilização de técnicas para compensar este efeito.

A fibra óptica, apesar de se caracterizar por ser um canal de transmissão vantajoso - permite transportar grandes quantidades de informação, possui imunidade a interferências electromagnéticas e um custo relativamente baixo - comporta também algumas limitações que são ilustradas no esquema seguinte.



**Figura 6**- Factores limitativos das fibras ópticas

À medida que a luz se propaga, através da fibra óptica, parte da potência vai sendo atenuada, quer por mecanismos de absorção, espalhamento, curvaturas e micro-curvaturas, quer por perdas em juntas ou conexões.

A atenuação de sinal numa fibra óptica é definida como a razão entre a potência óptica à saída de uma fibra óptica de comprimento  $L$  e a potência óptica à entrada dessa mesma fibra[19]:

$$\alpha = -\frac{10}{L} \log_{10} \left( \frac{P_{out}}{P_{in}} \right), \text{ dB/km} \quad (2.3)$$

A absorção traduz-se pela dissipação da energia em forma de calor, tanto por acção de factores extrínsecos, como de factores intrínsecos à própria fibra.

O espalhamento da luz - *Rayleigh scattering* - acontece devido a variações microscópicas na densidade do material e a flutuações na composição no processo de fabrico que originam variações no índice de refração, numa escala inferior ao comprimento de onda.

As perdas restantes, associadas a curvaturas, micro-curvaturas (provocadas por defeitos de fabrico ou pressões laterais) e perdas nas juntas e conectores, constituem também fontes adicionais de atenuação nas fibras ópticas.

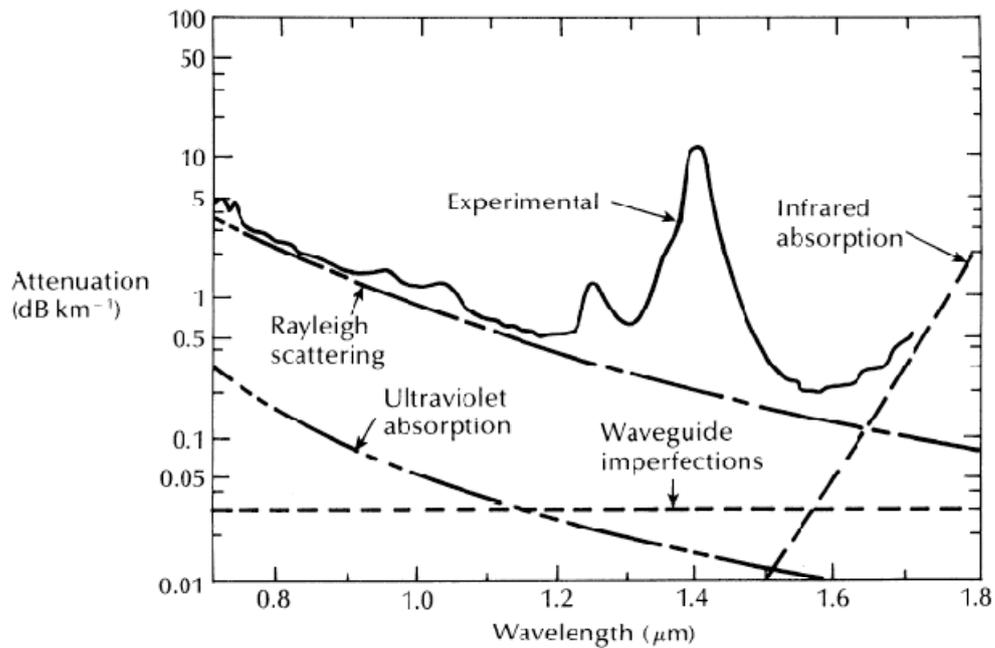


Figura 7 - Perfil da atenuação numa fibra óptica[19]

O ruído introduzido nos sistemas de comunicações ópticas resulta de uma contribuição tanto dos dispositivos electrónicos (Foto-detectores), como dos dispositivos ópticos (Lasers ou LED's e Amplificadores ópticos) presentes no sistema.

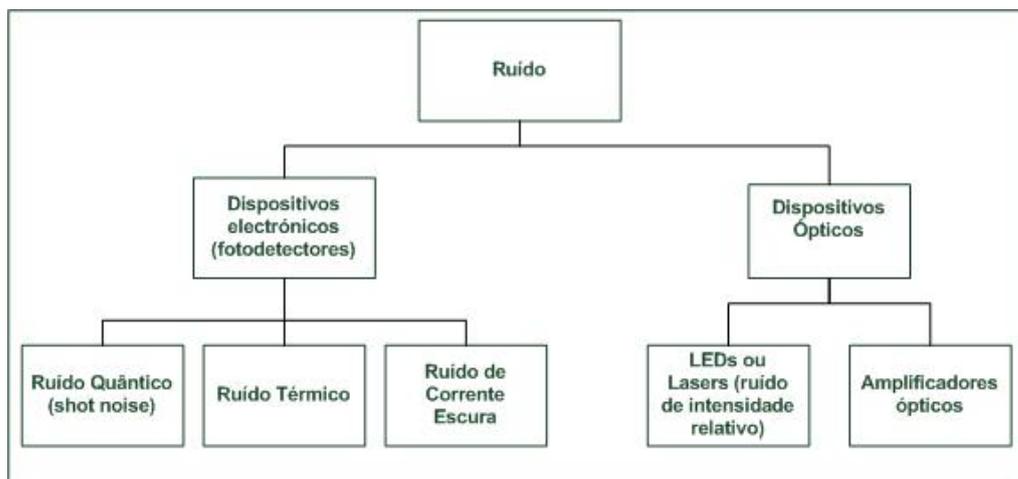


Figura 8 - Fontes de ruído nos sistemas de comunicações ópticas

Uma vez que este trabalho se centra principalmente na compensação dos efeitos associados à dispersão nas fibras ópticas, será dado maior relevo a este factor limitativo.

### 2.2.1 Dispersão nas fibras ópticas

A dispersão, em sistemas de comunicações ópticas, provoca o alargamento dos impulsos no tempo, à medida que estes atravessam a fibra, provocando o fenómeno denominado de interferência intersimbólica (ISI). Este efeito é bastante severo quando se opera a taxas de transmissão muito elevadas e com ligações de longa distância.

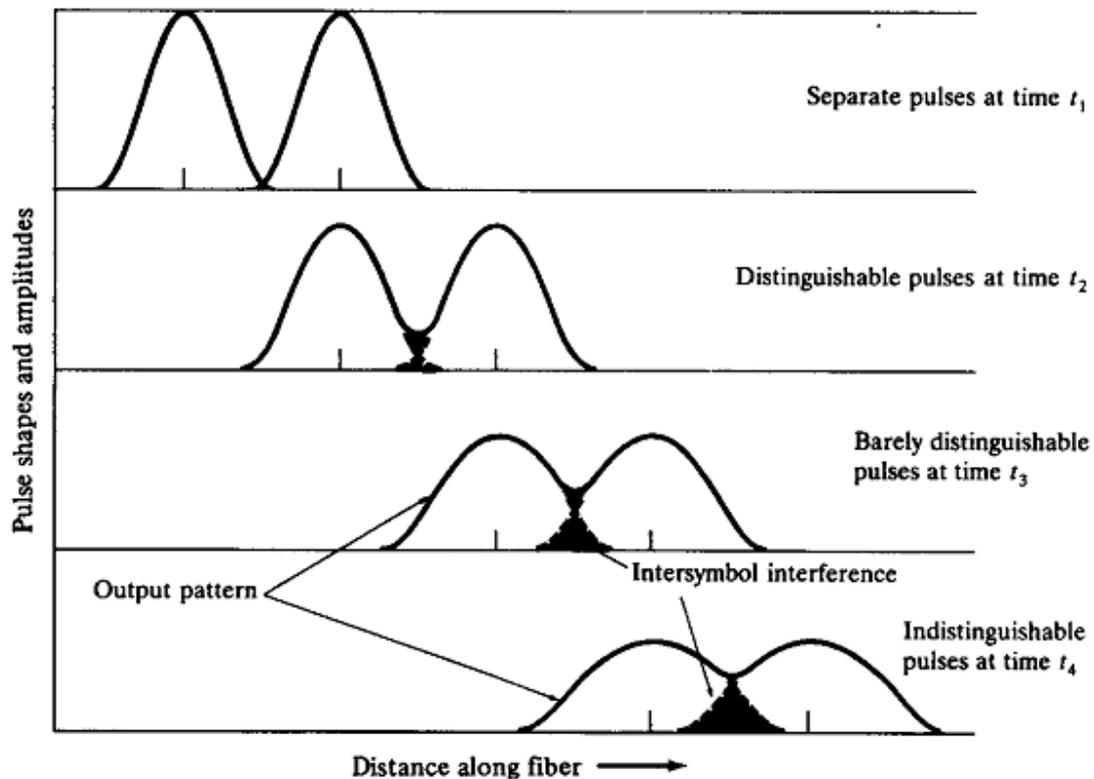


Figura 9 - Alargamento de um impulso que viaja ao longo da fibra óptica, provocando interferência intersimbólica [19]

A dispersão, em fibras ópticas, divide-se em três tipos: *Dispersão Intermodal* (não afecta as fibras monomodo - onde apenas se propaga um modo); *Dispersão Intramodal* (não tão relevante nas fibras multimodo, já que a dispersão intermodal tem maior peso neste tipo de fibra óptica); e *Dispersão de Modo de Polarização*.

- **Fibras Multimodo**

A crescente procura de velocidades de transmissão mais elevadas em LAN's levou à utilização de fibras multimodo na sua implementação. No entanto, as fibras multimodo, actualmente em uso, limitam drasticamente a capacidade de transmissão. As diferentes velocidades de propagação dos diversos modos presentes em cada fibra resultam numa elevada interferência inter-simbólica. Este fenómeno é denominado de *dispersão intermodal*.

A dispersão intermodal é a principal causa da limitação da velocidade de transmissão nas fibras multimodo e, conseqüentemente nas redes locais. Existem várias abordagens possíveis para a sua resolução: a primeira passa pela substituição das fibras multimodo por fibras monomodo; a segunda pela substituição das fibras multimodo, usadas actualmente, por novas fibras multimodo com propriedades de dispersão mais favoráveis; a terceira solução passa por melhorar a capacidade de transmissão das fibras multimodo, actualmente instaladas, através de técnicas para compensação do efeito associado à dispersão intermodal. Como as duas primeiras soluções implicam custos bastante elevados, o recurso a técnicas de compensação para melhorar o desempenho das fibras multimodo torna-se imperativo.

Se para as fibras monomodo, o recurso a técnicas de correcção de erros (nomeadamente os códigos turbo) é suficiente para se obter uma performance muito mais elevada, no caso das fibras multimodo, para além do recurso a técnicas de correcção de erros, é essencial a utilização de técnicas de igualização para compensar esta interferência intersimbólica.

Se nas fibras monomodo o principio turbo aliado à igualização (Igalização Turbo) começava a ter um papel relevante na melhoria da performance de sistemas ópticos, no caso de sistemas de fibras multimodo a utilização de igualização (e mais concretamente Igalização Turbo) desempenha um papel fundamental.

- **Fibras monomodo**

Neste tipo de fibras ópticas, os principais tipos de dispersão são a dispersão intramodal - que engloba a dispersão cromática, ou material, e a dispersão de guia de onda - e a dispersão de modo de polarização.

A dispersão cromática ocorre porque o índice de refração do material do núcleo depende do comprimento de onda do sinal óptico transmitido. A fonte óptica de transmissão não emite apenas uma única frequência, mas antes uma banda de frequências centrada numa frequência central, o que provoca diferentes atrasos de propagação para as várias componentes espectrais de um dado modo de propagação. Desta forma, estas componentes de propagação deslocam-se com uma velocidade de grupo ligeiramente diferente, contribuindo para o efeito de dispersão na fibra óptica.

Nas fibras monomodo, este tipo de dispersão é considerado como o factor de limitação primário e pode ser modelado por um sistema linear com a seguinte função de transferência:

$$H_{SMF}(f) = e^{-j[1/2\beta_2(2\pi f)^2L]} \quad (2.4)$$

é caracterizado por um parâmetro de dispersão  $D = -2\pi c/\beta_2$ , resultando na seguinte função de transferência:

$$H_{SMF}(f) = e^{j\left[\frac{D\lambda^2(2\pi f)^2L}{4\pi c}\right]} \quad (2.5)$$

onde  $\lambda$  representa o comprimento de onda,  $L$  é o comprimento da fibra óptica e  $c$  a velocidade da luz.

Em aplicações digitais este fenómeno de dispersão cromática origina a interferência intersimbólica. Em aplicações analógicas, esta dispersão é comumente quantificada em termos da penalização de potência induzida e traduz-se em nulos de potência periódicos, com uma frequência dada pelas seguintes expressões [26]:

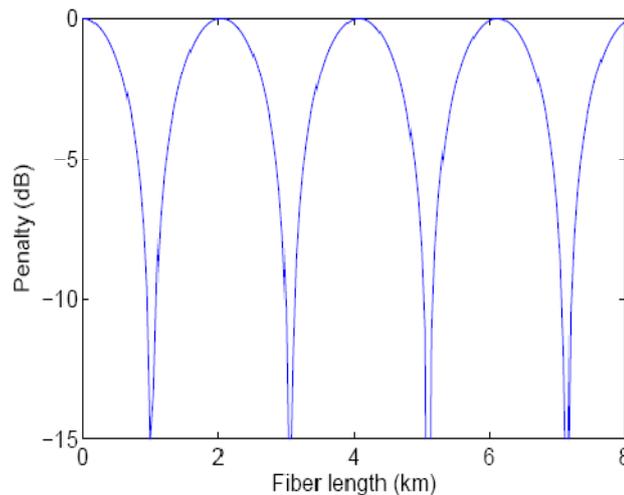
$$\cos \theta = \cos\left(\beta_2 \frac{\omega^2 L_{null}}{2}\right) = 0 \rightarrow \theta = (2n + 1)\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.6)$$

o primeiro nulo ocorrerá para:

$$\beta_2 \frac{\omega^2 L_{null,1}}{2} = \frac{D\lambda^2 \omega^2 L_{null,1}}{2\pi c} = \frac{\pi}{2}, \quad (2.7)$$

ou seja, para o comprimento da fibra óptica igual a:

$$L_{null,1} = \frac{c}{2D\lambda^2 f^2} \quad (2.8)$$



**Figura 10** - Penalização induzida pela dispersão cromática, para um sinal de frequência igual a 60GHz transmitido através de uma fibra com um parâmetro de dispersão  $D=17 \text{ ps}\cdot\text{nm}^{-1}\cdot\text{km}^{-1}$ [26]

O segundo tipo de dispersão intramodal é a *dispersão de guia de onda*, que ocorre devido à porção da potência óptica que se propaga através da bainha da fibra. Cerca de 20% da luz propaga-se através da bainha da fibra, e uma vez que o núcleo possui um índice de refração maior que a bainha, esta porção de luz propagar-se-á a uma velocidade superior, resultando neste tipo de dispersão.

$$D_{wg}(\lambda) = \frac{n_2 \Delta}{c \lambda} V \left[ \frac{d^2(Vb)}{d(V^2)} \right] \quad (2.9)$$

onde  $\Delta = (n_1^2 - n_2^2)/2n_1^2$  representa o contraste do índice de refração e  $b$  é a constante de propagação normalizada.

$$D_{Total} = D_{mat} + D_{wg} = \underbrace{-\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n}{d \lambda^2}}_{\text{dispersão material}} + \underbrace{\frac{n_2 \Delta V}{c \lambda} \frac{d^2(Vb)}{dV^2}}_{\text{dispersão "waveguide"}}$$

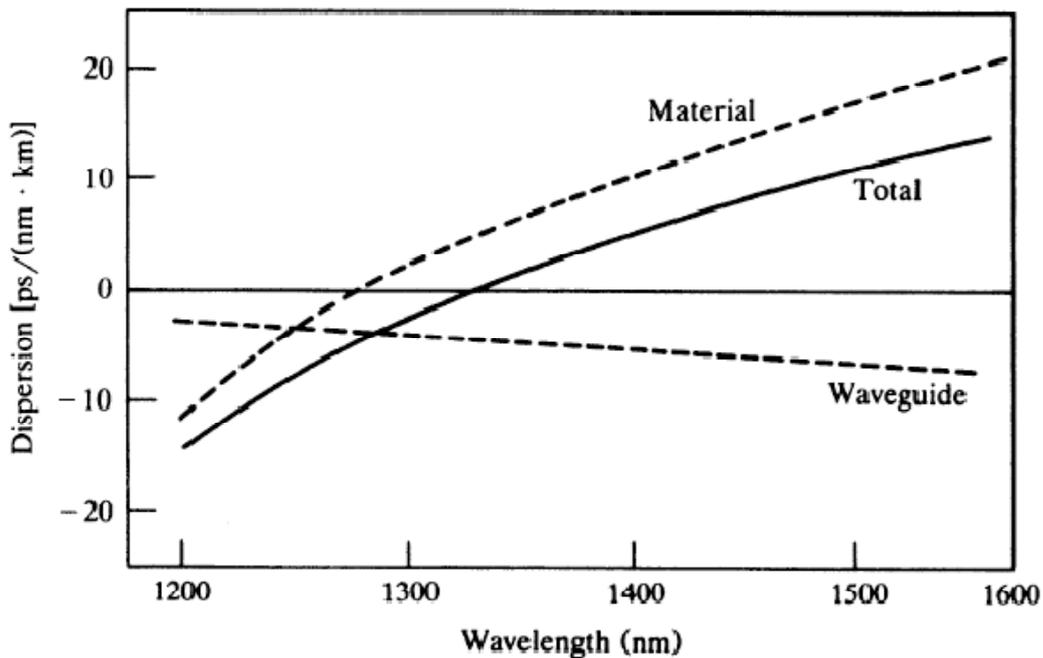


Figura 11 - Dispersão intramodal da fibra óptica[19]

Por último, a dispersão de modo de polarização. Este tipo de dispersão surge também como um factor limitativo nas fibras monomodo. De um modo geral, dois modos de polarização ortogonais estão presentes nas fibras ópticas. Como uma fibra óptica não pode ser construída com formas perfeitamente simétricas, ocorre um fenómeno denominado de *birrefringência* ao longo do eixo de propagação. Este fenómeno faz com que cada modo de polarização se propague com uma velocidade de grupo diferente, resultando neste tipo de dispersão que pode também ser modelado por um sistema com a seguinte função de transferência [31]:

$$S_e(t) = kS_i(t) + (1 - k)S_i(t - \tau) \quad (2.10)$$

onde  $S(i)$  é o sinal eléctrico da entrada,  $k$  depende das condições iniciais de polarização ( $0 \leq k \leq 1$ ) e  $\tau$  o tempo de atraso entre os dois modos de polarização.

Enquanto a dispersão cromática pode considerada relativamente estável, a dispersão de modo de polarização é fortemente aleatória. Assim são necessários métodos estatísticos para a caracterizar. No lugar de  $\tau$  utiliza-se antes o valor esperado do atraso  $\bar{\tau} = D_{PMD}\sqrt{L}$ , onde  $L$  é o tamanho da fibra e  $D_{PMD}$  é o valor médio da dispersão de modo de polarização.

À medida que o tamanho da fibra monomodo aumenta, os efeitos associados à dispersão aumentam severamente também, provocando forte interferência inter-simbólica (ISI) à saída da fibra. Para maximizar a *performance* destes sistemas ópticos, isto é, permitir maior espaçamento entre repetidores e a transmissão de sinais sem erros com a menor razão de sinal-ruído ( $E_b/N_0$ ) possível, as técnicas de correcção de erros podem desempenhar um papel fundamental.

Em conjunto com as técnicas de correcção de erros, as técnicas de igualização podem ser utilizadas para melhorar consideravelmente a *performance* destes sistemas de comunicações ópticas.

É neste contexto que o princípio turbo ganha um novo espaço. A Igualização Turbo resulta assim da aplicação do princípio da descodificação iterativa à igualização.

Neste trabalho é utilizada uma fibra monomodo, como canal de transmissão, tendo portanto, os conceitos apresentados anteriormente, enorme relevo na prossecução desta investigação.

## 2.3 Rádio sobre Fibra

Na sociedade actual é absolutamente indispensável que a todo o tipo de informação esteja acessível ao maior número de pessoas. A crescente procura de novos de serviços de comunicação, multimédia e informação (tomando como exemplos a vídeo-conferência, serviços de informação de trânsito, etc.) requer uma largura de banda cada vez mais elevada, para a manutenção da qualidade de serviço, o que resulta numa constante procura e inovação das tecnologias de comunicação.

Uma das tecnologias que tem despertado cada vez mais interesse nesta área é a tecnologia Rádio sobre Fibra (RoF), que combina as potencialidades de transmissão da fibra óptica com a transmissão de sinais de rádio frequência (RF).

Rádio sobre Fibra é, nada mais, do que um sistema de comunicação óptica que transmite sinais RF modulados. Efectua a transmissão, em ambos os sentidos (canal descendente e ascendente) desde as Estações Centrais (CS - Central Station) ate às Estações de Base (BS- Base Stations). As modulações usadas são, na maior parte das vezes, modulações digitais tais como modulações PKS, QAM, TCM, entre outras.

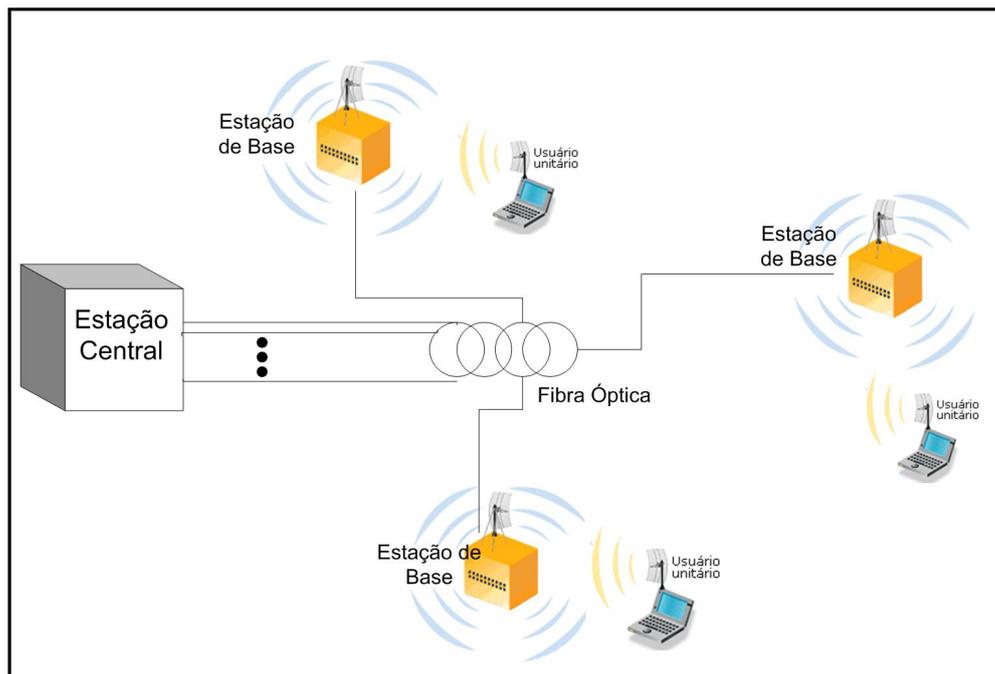


Figura 12 - Esquema de um sistema de Rádio sobre Fibra

Esta tecnologia permite reduzir consideravelmente os custos associados aos sistemas *wireless*, uma vez que se reduz a complexidade das estações de base, concentrando a maior parte do processamento de sinal nas estações centrais[10].

### 2.2.1 Vantagens dos sistemas de RoF

#### 1. Largura de Banda superior

A utilização da fibra óptica permite a obtenção de uma enorme largura de banda. A utilização de fibras monomodo permite a obtenção de uma largura de banda da ordem dos 50THZ. No entanto, os sistemas actuais apenas usam uma fracção dessa capacidade. A utilização de técnicas para reduzir o efeito de dispersão, associado às fibras ópticas, permite rentabilizar cada vez mais esta tecnologia. Esta largura de banda, aliada à enorme capacidade de transmissão das fibras ópticas permite, uma velocidade de processamento muito superior à que é disponibilizada nos sistemas eléctricos.

#### 2. Atenuação reduzida

A transmissão de microondas, tanto no espaço livre, como através de linhas de transmissão, implica alguns custos de performance.

Nas linhas de transmissão, a impedância aumenta com a frequência. Também na transmissão em espaço livre as perdas, devido aos efeitos de absorção e reflexão, aumentam com a frequência do sinal transmitido. Por outro lado a transmissão RF (sinais rádio de altas frequências), a longa distância, requer a utilização de equipamento de regeneração de sinal bastante dispendioso. A fibra óptica permite a transmissão com uma baixa atenuação e a redução da complexidade nas estações de base. Por estas razões, a escolha de fibras ópticas para distribuir os sinais RF revela-se bastante mais vantajosa.

### 3. Menor consumo de potência

Com a redução da complexidade das estações de base, o consumo de potência das mesmas passa a ser bastante mais reduzido. De tal forma que já é possível conceber estações de base praticamente autónomas (a nível energético). Este factor tem especial relevância nos casos em que as estações de base se encontram em locais de difícil acesso, ou em locais sem acesso à rede eléctrica.

### 4. Simplificação da instalação e manutenção

Nos sistemas de RoF o equipamento mais complexo e dispendioso encontra-se nas estações centrais, logo as estações de base são simplificadas, tornando a sua instalação e manutenção mais fácil e menos dispendiosa. Nos sistemas de ondas milimétricas esta característica torna-se bastante importante, uma vez que é necessária a instalação de um grande número de estações de base.

### 5. Maior imunidade a interferências

Outra característica importante das comunicações, através de fibra óptica, é a sua imunidade às interferências electromagnéticas. Juntamente com esta imunidade existe também a imunidade à “escuta” do sinal transmitido por parte de elementos externos, uma característica bastante importante no que concerne à privacidade e segurança das comunicações.

### 6. Flexibilidade e alocação dinâmica de recursos

Os sistemas RoF permitem a alocação dinâmica da capacidade, na medida em que todas as funções de comutação e modulação se encontram concentradas na estação central. Esta característica tem principal relevância nas redes GSM onde é possível alocar uma maior capacidade para uma determinada área, sobretudo em alturas de picos de tráfego, e realocar os recursos da rede para a outras áreas, quando a quantidade de tráfego estabilizar. Como tal, os sistemas de comunicações ganham uma flexibilidade acrescida, e evitam a alocação permanente de recursos que estariam, grande parte do tempo, subaproveitados.

## 2.2.2 Limitações dos sistemas de RoF

Os sistemas assentes na tecnologia RoF são, fundamentalmente, sistemas de transmissão analógicos. Nestes sistemas o sinal é afectado, sobretudo, pelo ruído e distorção.

Nos sistemas RoF, que utilizam fibras monomodo, a dispersão cromática pode limitar seriamente o comprimento das ligações limitando, portanto, a eficácia destes sistemas. Nos sistemas RoF que utilizam fibras multimodo, é a dispersão intermodal a principal responsável pela limitação da *performance*.

## 2.2.3 Principais aplicações dos sistemas de RoF

Os sistemas de Rádio sobre Fibra começam, nos dias que correm, a ser considerados como uma alternativa muito séria aos sistemas de comunicações até agora implementados. Como resultado da intensiva investigação que se tem feito nesta área este tipo de sistemas já começa a ser adoptado em diversos contextos, apresentados de seguida[10].

### 1. Comunicações por satélite

Foi uma das primeiras aplicações práticas da tecnologia RoF. Esta tecnologia é utilizada, por exemplo, no controlo de posição de antenas em estações terrestres. Desta forma as antenas não necessitam de se encontrar na área de controlo, podem estar situadas a muitos quilómetros (para permitir, por exemplo, uma melhoria da visibilidade do satélite) e os serviços de controlo estarem centralizados.

### 2. Redes móveis

Outro campo onde a tecnologia RoF tem um papel bastante importante é o das redes móveis. Factores como o aproveitamento da capacidade de transmissão das fibras ópticas, ou a alocação dinâmica de recursos, têm uma relevância acrescida nas redes móveis.

### 3. Comunicação e controlo de veículos

Esta área surge também como candidata à aplicação da tecnologia RoF. Tem por objectivo fornecer uma cobertura móvel contínua, ao longo das principais vias de comunicação automóvel, para a disponibilização de sistemas inteligentes de transporte. Estes sistemas prevêm a disponibilização de informações de trânsito, em tempo real, com o objectivo de melhorar a eficiência de transporte nas vias de comunicação automóvel.

Outras aplicações da tecnologia RoF prendem-se com os serviços móveis por rádio difusão, os sistemas de distribuição de vídeo ou as redes LAN *wireless*.

## 2.4 Resumo

Neste capítulo foram abordados os principais aspectos relacionados com os sistemas de comunicações ópticas. Foram discutidas as principais limitações deste meio de transmissão, dando maior relevo à dispersão nas fibras monomodo.

Apresentou-se também um resumo da tecnologia de Rádio sobre Fibra, apontando as principais vantagens e limitações, bem como as aplicações mais relevantes desta tecnologia.

No próximo capítulo será abordado o tema da codificação de canal, nomeadamente os códigos convolucionais que são utilizados neste trabalho.

# Capítulo 3

## Codificação

### 3.1 Abordagem histórica

A investigação sobre os códigos de canal seguiu, desde muito cedo, duas linhas orientadoras[2]: uma, que colocava maior ênfase nos elementos algébricos, centrava-se fundamentalmente nos *códigos de bloco*; a outra, que explorava os aspectos probabilísticos, teve como cerne da sua investigação, os *códigos convolucionais*.

Os primeiros códigos de bloco foram apresentados por Richard Hamming, no início dos anos 50. Consistiam em códigos bastante simples e, por isso, com uma reduzida capacidade de correcção de erros. Alguns anos mais tarde começaram a surgir códigos mais poderosos.

A. Hocquenghem (1959) e R.C Bose e D. K. Ray-Chaudhuri(1960) descobriram, em trabalhos distintos, uma nova classe de códigos correctores de erros múltiplos, os códigos BCH. Também I. Reed e G. Solomon (1960) apresentaram uma classe de códigos, relacionada com a anterior, que podia ser aplicada a canais não binários - os códigos Reed Solomon (RS).

Embora a teoria da codificação seja uma área que tem conhecido enormes desenvolvimentos, estes códigos permanecem, ainda hoje, entre as classes de códigos mais importantes.

Com a descoberta destas classes de códigos, a investigação alargou-se à pesquisa de métodos práticos de implementar o codificador e o decodificador (quer em termos de software, quer de hardware). O primeiro algoritmo viável foi apresentado por W. Peterson (Algoritmo de Peterson). Mais tarde, E. Berlekamp e J. Massey descobriram um novo e poderoso algoritmo para efectuar os cálculos de Peterson. A tecnologia digital tornou possível a implementação do algoritmo de Berlekamp-Massey.

Na outra linha de investigação, a abordagem probabilística, os investigadores tentavam estimar a probabilidade de erro da família de códigos ideal (embora esta permanecesse um mistério). Esta abordagem procurava também compreender a codificação e decodificação de um ponto de vista probabilístico, resultando na noção de decodificação sequencial.

Este tipo de decodificação exigia uma nova classe de códigos, sem blocos, de comprimento infinito, arborescentes, que pudessem ser decodificados percorrendo essa árvore. A classe de códigos arborescentes mais útil é a classe dos códigos convolucionais -

códigos profundamente estruturados, que podem ser gerados por um circuito com registos de deslocamento lineares que efectua operações de convolução sobre a sequência de informação a codificar. Desde o final anos 50 que estes códigos eram descodificados com recurso a um algoritmo de descodificação sequencial. Apenas em 1967 foi proposto um algoritmo bastante mais simples para a descodificação - o algoritmo de Viterbi. Embora bastante eficaz na descodificação de códigos convolucionais de complexidade reduzida, este algoritmo torna-se impraticável na presença de códigos mais complexos.

A partir dos anos 70, estas duas linhas de investigação foram-se aproximando, os códigos convolucionais conheceram abordagens algébricas, e os códigos de bloco conheceram desenvolvimentos na procura da obtenção do limite apresentado por Shannon.

Em 1993 foi apresentado um artigo de Claude Berrou, Alain Glavieux e Punya Thitimajshima[9] que divulgava a invenção de um novo código de correcção de erros. Este novo código afirmava possibilitar uma comunicação virtualmente livre de erros, ou obter um ganho de codificação muito superior a qualquer código apresentado até então.

Os códigos Turbo, como foram denominados pelos três investigadores, consistem numa técnica de correcção de erro eficiente, que apresenta um desempenho perto dos limites teóricos apresentados por Shannon. Estes códigos baseiam o seu excelente desempenho fundamentalmente em dois factores (factores estes que já tinham sido explorados separadamente): uma estrutura de codificação composta por codificadores concatenados e um procedimento iterativo para a sua descodificação.

Desde 1993, com o aparecimento dos códigos Turbo, que a investigação nesta área foi revitalizada, alguns exemplos do “efeito códigos Turbo” são, por exemplo, os “Turbo Product Codes” - um novo método de descodificação iterativa para a codificação baseada em códigos de bloco, que assenta em conceitos de “*soft decoding*” e “*soft decision*” - e a igualização Turbo.

O trabalho que aqui se descreve centrou-se fundamentalmente no estudo do princípio turbo relacionado com codificação concatenada e descodificação iterativa. Utilizou-se, para esse efeito, um esquema de codificação bastante simples, baseado em códigos convolucionais sistemáticos recursivos, como proposto por Berrou *et al.* [9] [8]. Por esta razão, será dado maior ênfase aos aspectos relacionados com os códigos convolucionais.

## 3.2 Códigos Convolucionais

Os códigos convolucionais, apresentados em 1955 por P. Elias [12], por apresentarem um óptimo desempenho, comparados aos códigos de blocos de mesma complexidade, e de implementação bastante simples, tornaram-se no esquema de comunicação proposto em vários padrões de telecomunicações.

O codificador convolucional pode ser representado como sendo um circuito constituído por um conjunto de registos de deslocamento com memória  $v$ , onde as sequências geradas são obtidas através de operações lógicas<sup>1</sup> entre os bits armazenados, nos registos de deslocamento, e os bits de entrada.

---

<sup>1</sup> - Neste caso binário, uma operação de ou-exclusivo (XOR)

Devido à utilização de registos deslizantes e à permanente alimentação de bits na entrada do codificador, existe um atraso associado ao processo de codificação.

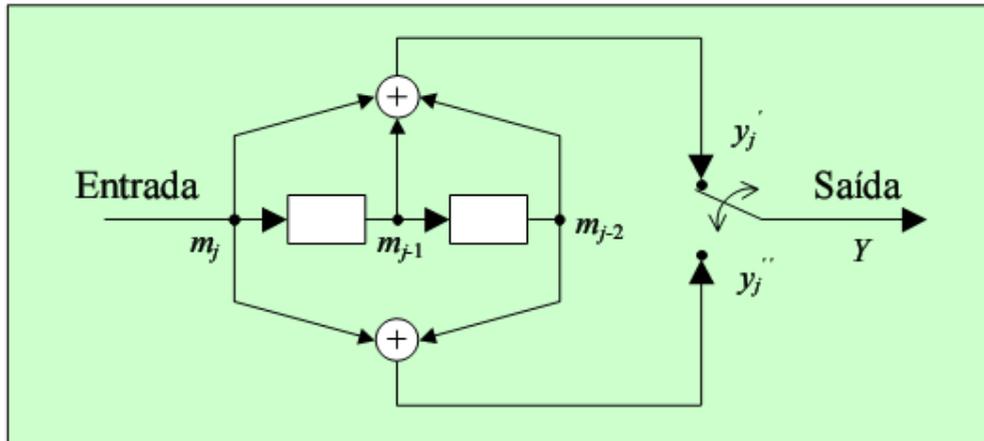


Figura 13 - Exemplo de um código convolucional (2,1,3)[2]

Os codificadores convolucionais são caracterizados pelos seguintes parâmetros:

- Taxa do código :  $R = k/n$  ;
- Comprimento de restrição:  $N = \max_{1 \leq i \leq k} N_i$  ;
- Memória do codificador:  $\nu = \sum_{i=1}^k (N_i - 1)$  ;
- Número de estados:  $2^\nu$ ;

em que  $k$  corresponde ao número de bits simultâneos à entrada do codificador e  $n$  representa o número de bits à saída do codificador. O comprimento de restrição pode definir-se como o número de deslocamentos de um bit, à entrada, que influenciam bits de saída. Desta forma, um codificador convolucional com uma taxa  $R=k/n$ , e comprimento de restrição  $N$  é representado pela notação  $(n,k,N)$ .

Os codificadores convolucionais podem ser representados de diversas formas. Existem métodos de representação não gráfica que englobam a representação através dos vectores geradores (ou de ligação), da sua resposta impulsional, dos polinómios geradores (ou de ligação) ou através da matriz geradora. Podem também representar-se através de métodos gráficos, tais como a árvore do código, a treliça do código ou o diagrama de estados.

Apresentam-se de seguida as várias representações para o codificador convolucional apresentado na figura anterior:

- **Vectores geradores**

Simbolizam as ligações de cada operação lógica efectuada pelo codificador:

Ligação superior:  $g_1 = [1 \ 1 \ 1]$

Ligação inferior:  $g_2 = [1 \ 0 \ 1]$

- **Resposta impulsional**

Representa a resposta do codificador a um único bit “1” na entrada, assim a saída de um codificador pode ser determinada pela adição linear de impulsos, na entrada, deslocados no tempo (convolução da sequência de entrada com a resposta impulsional).

Tabela 3.1- Resposta impulsional de um codificador convolucional (2,1,3)

Bits presentes no registo	Palavra na saída do codificador	
	$y'_j$	$y''_j$
1 0 0	1	1
0 1 0	1	0
0 0 1	1	1

- **Polinómios geradores**

O codificador convolucional pode também ser representado por  $n$  polinómios geradores binários de grau  $N-1$  ou menor, onde o termo de ordem mais baixa corresponde ao andar de entrada.

Polinómio superior :  $g_1(D) = 1 + D + D^2$

Polinómio inferior :  $g_2(D) = 1 + D^2$

- **Matriz Geradora**

Os vectores ou polinómios geradores dão origem à matriz geradora de dimensão  $k \times n$  :

$$\begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{k,1} & \cdots & g_{n,k} \end{bmatrix}$$

Figura 14 - Matriz geradora

Vectores binários:  $G = 111 \ 101$

Vectores em formato octal:  $G = 7 \ 5$

Polinómios binários:  $G(D) = 1 + D + D^2 \ 1 + D^2$

- **Treliça do código e o diagrama de estados**

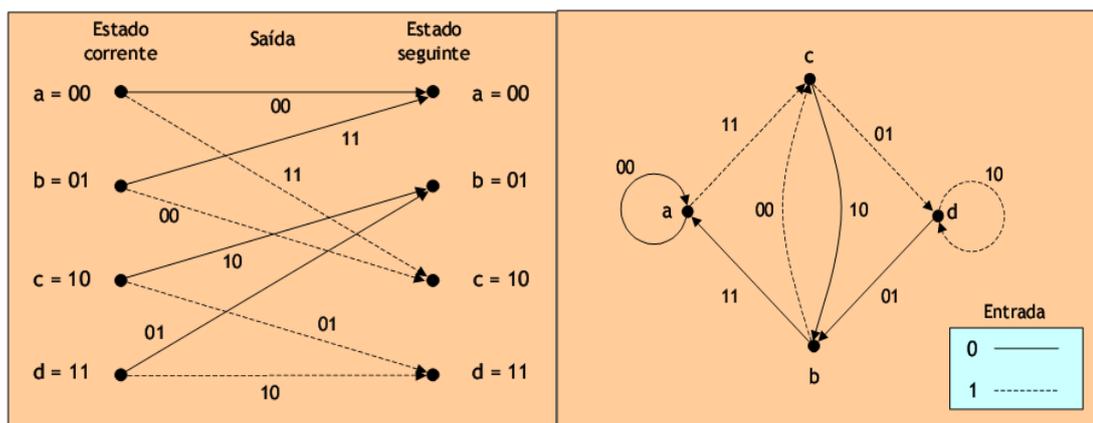


Figura 15 - Treliça do código (à direita) e Diagrama de estados (à esquerda) do codificador convolucional (2,1,3)[2]

- Árvore do código

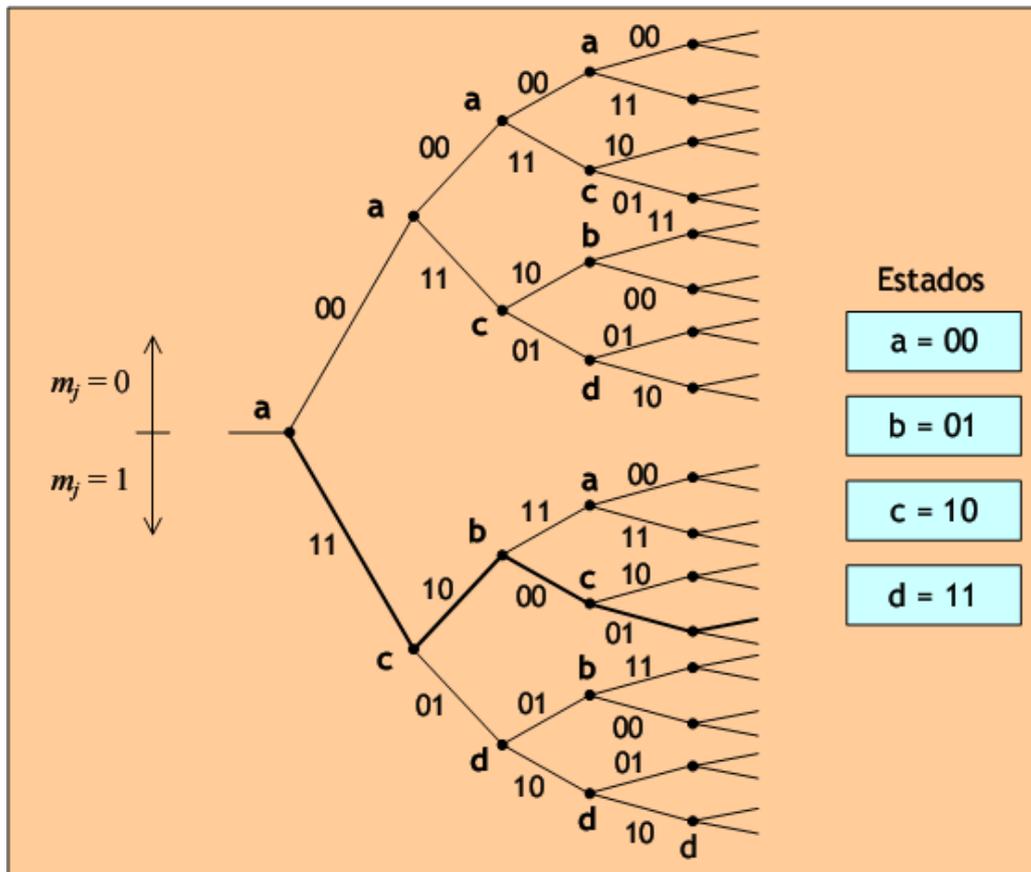


Figura 16 - Árvore do código para o codificador convolucional (2,1,3)[2]

Um outro aspecto que importa focar nesta secção dedicada aos códigos convolucionais é o conceito da *distância livre do código convolucional*.

Nos códigos de bloco, a capacidade de controlo de erros depende da distância mínima do código, determinada a partir dos pesos<sup>2</sup> das palavras de código. Um código convolucional não agrupa os *bits* em palavras, considera-se por isso o peso  $w(Y)$  de toda a sequência  $Y$  transmitida.

**Distância livre de um código convolucional:**  $d_f = [w(Y)]_{min} Y \neq 000 \dots$

Na determinação de  $d_f$  não se consideram, na realidade, todas as mensagens possíveis, consideram-se mensagens que terminem no mesmo estado inicial (por exemplo que comecem e acabem no estado '00') e que tenham os pesos mais baixos.

<sup>2</sup> - O peso da palavra é avaliado através do número de bits "um" presentes na palavra, quanto mais "uns" a palavra tiver, maior peso terá.

Nas tabelas seguinte apresentam-se as distâncias livres para os codificadores com polinómios geradores que demonstram melhores resultados.

**Tabela 3.2 - Codificadores convolucionais óptimos com uma taxa de transmissão  $R=1/2$  e máxima distância livre**

Comprimento de restrição, N	Polinómios geradores (octal)		$d_f$	$d_{fmax}$
2	1	3	3	4
3	5	7	5	5
4	15	17	6	6
5	23	35	7	8
6	53	75	8	9
7	133	171	10	10
8	247	371	10	11
9	561	753	12	12
10	1131	1537	12	13

**Tabela 3.3 - Codificadores convolucionais óptimos com uma taxa de transmissão  $R=1/3$  e máxima distância livre**

Comprimento de restrição, N	Polinómios geradores (octal)			$d_f$	$d_{fmax}$
2	1	3	3	5	6
3	5	7	7	8	8
4	13	15	17	10	10
5	25	33	37	12	12
6	47	53	75	13	13
7	117	127	155	15	15
8	225	331	367	16	17
9	575	623	727	18	18
10	1167	1375	1545	20	20

Nesta dissertação, interessa também abordar o factor denominado por ganho de codificação. Num sistema de comunicação, para se transmitir com uma determinada probabilidade de erro é necessária uma relação  $E_b/N_0$  específica. A utilização destas técnicas de codificação do canal permite a transmissão com uma determinada probabilidade de erro, necessitando de menor relação  $E_b/N_0$ . A diferença em dB, entre estes dois valores, representa o *ganho de codificação* do código utilizado. O ganho de codificação máximo de um código é atingido quando a relação  $E_b/N_0$  é bastante elevada. Este ganho depende da distância livre do código:

Decisões rígidas (*hard-decisions*):  $\text{Ganho de codificação} \leq 10 \log \frac{Rd_f}{2}$

Decisões brandas não-quantizadas (*soft-decisions*):  $\text{Ganho de codificação} \leq 10 \log Rd_f$

Tabela 3.4 - Ganho de codificação máximo, com decisões rígidas

Comprimento de restrição, N	Taxa R=1/2		Taxa R=1/3	
	Distância livre	Ganho de codificação máximo (dB)	Distância livre	Ganho de codificação máximo (dB)
3	5	0,97	8	1,25
4	6	1,76	10	2,22
5	7	2,43	12	3,01
6	8	3,01	13	3,36
7	10	3,98	15	3,98
8	10	3,98	16	4,26
9	12	4,77	18	4,77
10	12	4,77	20	5,23

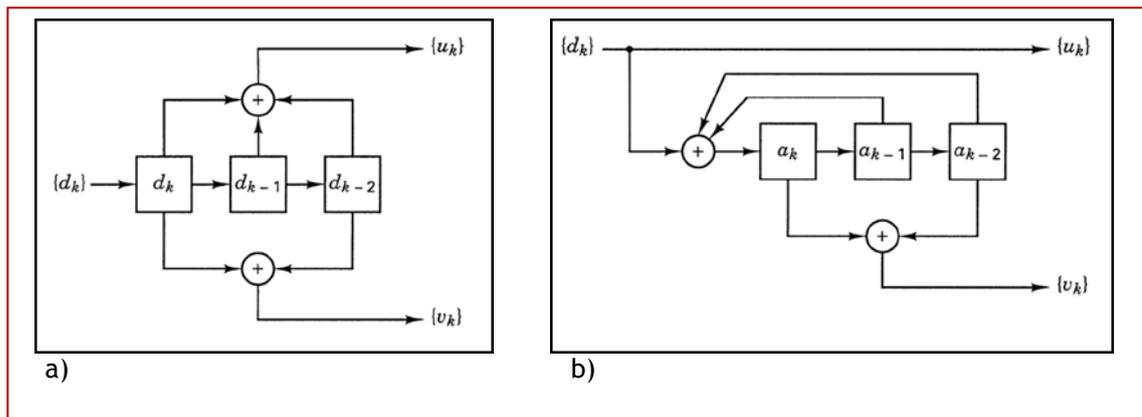
Com decisões brandas (*soft-decision*) o ganho de codificação tende a ser entre 2 a 3 dB mais elevado[32][2].

### 3.1.1 Códigos convolucionais sistemáticos recursivos

Os tipos de codificador, discutidos anteriormente, podem ser vistos como sistemas lineares de resposta impulsional finita (FIR). São comumente denominados de códigos convolucionais não sistemáticos, onde os bits de entrada não aparecem na saída. É sabido que, para valores elevados de  $E_b/N_0$ , o desempenho dos códigos convulsionais não sistemáticos (códigos NSC) é melhor que a performance de códigos convolucionais sistemáticos com o mesmo comprimento de restrição. No entanto, para valores pequenos de  $E_b/N_0$ , esta situação inverte-se[9][8].

Como tal, uma classe de códigos convolucionais com uma resposta impulsional infinita, foi proposta por Berrou *et Al.*, para a implementação dos blocos de codificação nos códigos turbo[9][8]. Esta classe de códigos é frequentemente designada por códigos convolucionais sistemáticos recursivos (RSC codes). Um código convolucional não sistemático pode ser transformado em sistemático, sem que essa transformação altere as suas propriedades referentes à distância mínima, realimentando a sua entrada com uma das saídas[34].

À medida que o débito binário aumenta, os códigos RSC tendem a obter melhores resultados, para qualquer que seja a quantidade  $E_b/N_0$ . [30]



**Figura 17** - Codificador convolucional não sistemático (a) ; Codificador convolucional sistemático recursivo (b) [30]

A grande diferença na implementação dos códigos RSC centra-se na terminação da trama, e no retorno ao estado inicial. Enquanto que, no caso dos códigos convolucionais não recursivos bastava uma determinada seqüência de  $v$  bits nulos (onde  $v$  representa a memória do codificador) para levar o codificador ao estado inicial, no caso dos códigos sistemáticos recursivos isto não acontece. A seqüência necessária para fazer um codificador sistemático recursivo regressar ao seu estado inicial irá depender do estado actual do codificador, no final da seqüência de símbolos transmitidos.

### 3.3 Resumo

Neste capítulo foram discutidos os principais aspectos relativos aos códigos convolucionais. Apresentaram-se as diversas formas de representação de um codificador convolucional e apresentou-se uma classe específica dos códigos convolucionais - Os códigos convolucionais sistemáticos recursivos - utilizada na implementação dos códigos turbo.

No capítulo seguinte é apresentado o princípio turbo. São apresentados os conceitos fulcrais deste princípio, como por exemplo os esquemas de codificação concatenada, e o processo iterativo para a decodificação.

# Capítulo 4

## Princípio Turbo

### 4.1 Introdução

Em 1993 foi proposta a descodificação de códigos bidimensionais ou de dimensão superior, usando uma descodificação iterativa, ou como é actualmente designada, uma descodificação turbo.

O conceito básico deste novo esquema de codificação/descodificação consiste na utilização de uma concatenação de dois ou mais códigos, com um entrelaçador entre os codificadores. A descodificação baseia-se numa descodificação alternada e iterativa das componentes codificadas, fornecendo a chamada informação extrínseca, obtida no descodificador SISO (Soft-Input/Soft-Output), à próxima iteração do processo de descodificação.

Mesmo utilizando códigos relativamente simples o princípio turbo aplicado à descodificação permite a obtenção de uma *performance* próxima do limite teórico de Shannon, pelo menos para os casos em que os entrelaçadores utilizados têm uma dimensão elevada, e para probabilidades de erro de aproximadamente  $10^{-5}$ [17].

No entanto, uma observação mais cuidada permite concluir que este método, aplicado primeiramente à codificação e descodificação, pode ser generalizado e aplicado a muitos outros casos. Na verdade não existe grande inovação na codificação; é no descodificador que reside a verdadeira aplicação do princípio turbo, ou seja, a descodificação iterativa com troca de informação extrínseca. Não é desejável que a referência a este processo seja a da codificação turbo (trata-se de um termo claramente redutor), mais antes como o princípio turbo, uma vez que ele apresenta muitas outras aplicações, como são exemplos a igualização e da modulação codificada.

## 4.2 Codificação turbo

Uma das características interessantes nos códigos turbo reside no facto de não se tratarem de um único código, mas antes de uma combinação de dois ou mais códigos em funcionamento conjunto. Os códigos turbo propostos por Berrou *et al.* eram formados pela concatenação, em paralelo, de dois códigos separados por um entrelaçador[9][8]. Embora estes códigos possam ser distintos, o esquema inicialmente proposto consistia numa concatenação paralela de dois códigos RSC iguais.

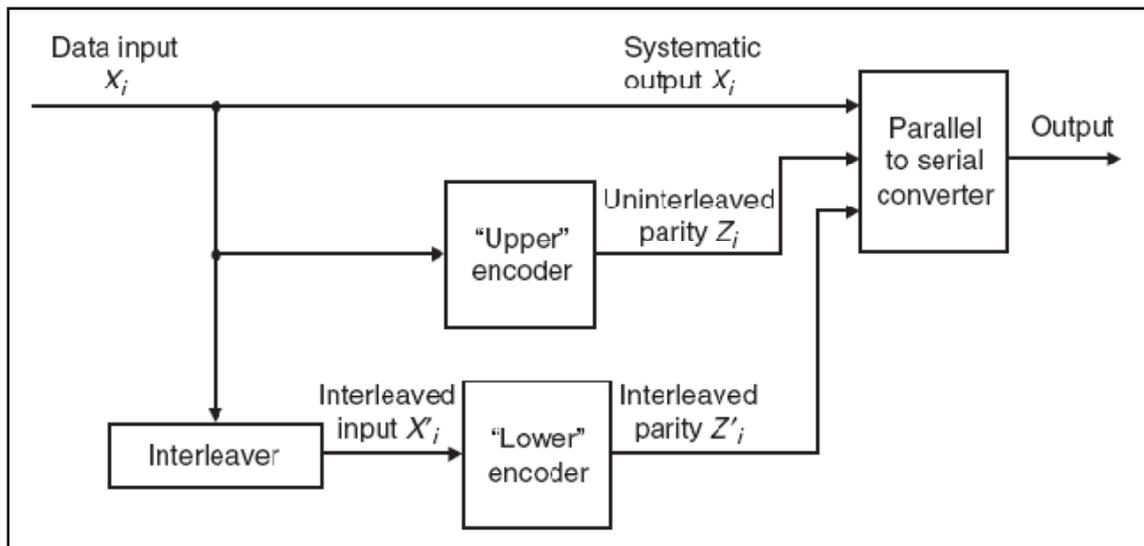


Figura 18 - Codificador genérico para códigos turbo [33]

O entrelaçador (*interleaver*) constitui um elemento fundamental no desempenho dos códigos turbo. Este elemento reorganiza a ordem dos bits transmitidos, de forma pseudo-aleatória pré definida<sup>3</sup>. A informação codificada pelos dois codificadores não é a mesma, mas pode ser obtida novamente, através da operação inversa à efectuada no entrelaçador.

No caso dos códigos turbo constituídos por dois codificadores RSC paralelamente concatenados, utilizaram-se inicialmente codificadores com uma taxa de código de 1/2, posteriormente perfurados. A perfuração resume-se a eliminar (não transmitir) um conjunto de bits de paridade. Desta forma, aumenta-se a taxa do codificador turbo de 1/3 para 1/2 (sem perfuração seriam transmitidos os bits sistemáticos do codificador superior e os bits de paridade de ambos os codificadores).

<sup>3</sup> - O entrelaçador funciona de forma similar ao baralhar das cartas com a diferença de que a forma como se reorganizam os bits é conhecida previamente. A informação transmitida é a mesma, apenas é feita segundo uma ordem diferente.

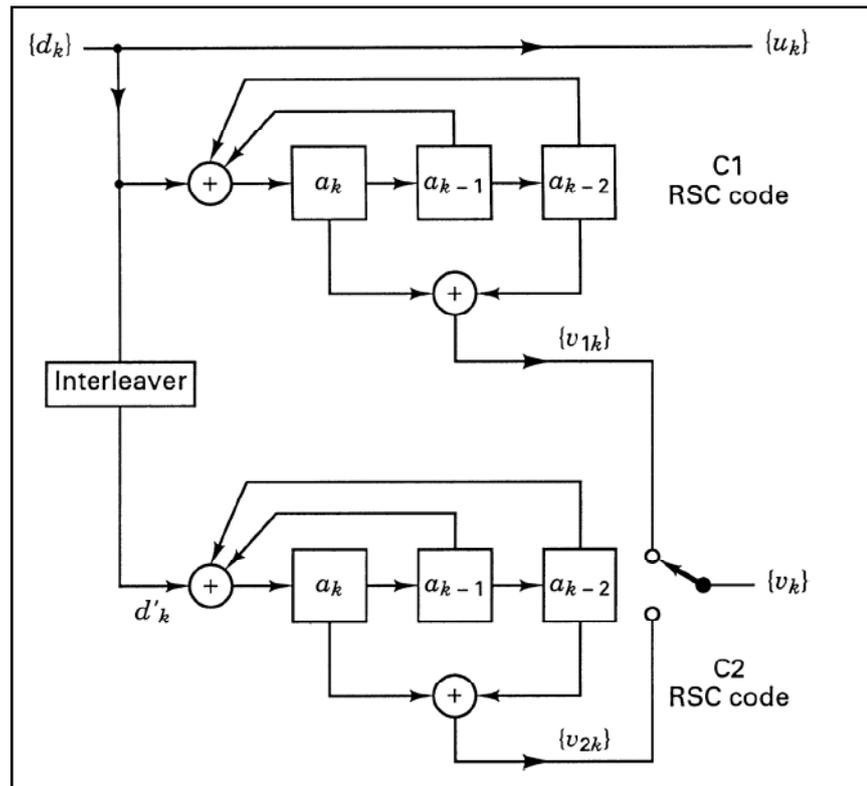


Figura 19 - Codificador turbo composto por dois codificadores RSC, paralelamente concatenados, com perfuração [30]

No codificador turbo acima apresentado são transmitidos os bits sistemáticos do codificador superior, os bits de paridade de ordem ímpar do codificador superior, e os bits de paridade de ordem par do codificador inferior.

### 4.3 Descodificação turbo

Na detecção e descodificação é comum distinguir-se entre a estimação de sequência e a estimação bit a bit, onde se aplica, respectivamente, o critério da Máxima Verossimilhança (Maximum-Likelihood) ou o critério do Máximo-a-Posteriori (MAP).

Neste trabalho é abordado principalmente o critério MAP aplicado à estimação bit-a-bit dos símbolos  $a_k$ , pertencentes a um vector  $\mathbf{a}$  que, após ser codificado e ter sofrido distorção proveniente de um processo de Gauss-Markov, é recebido como  $\mathbf{y}$ , de acordo com uma distribuição  $p(\mathbf{y}|\mathbf{a})$ . Como dado adicional, é possível conhecer a probabilidade *a priori*  $P(\mathbf{a})$ , e adiciona-la como uma entrada do estimador. À saída do estimador obtém-se a probabilidade *à posteriori*  $P(\hat{a}_k|\mathbf{y})$ .

Pode-se explicar o princípio turbo aplicado à descodificação da seguinte forma[17]:

- Realização de estimativas MAP, de forma iterativa, a partir de probabilidades *a priori*  $P_i(\mathbf{a})$  sucessivamente refinadas. Para o cálculo de  $P_i(\mathbf{a})$  usa-se toda a informação (de preferência) estatisticamente independente que se encontra disponível na iteração  $i$ . Os seguintes exemplos ilustram formas distintas para obter  $P_i(\mathbf{a})$ :

- Dados estatísticos de cada bit já disponíveis *a priori*, ou obtidos *a posteriori*;
- Probabilidade *a posteriori* de transmissões paralelas, como por exemplo concatenações paralelas ou canais multi-utilizador correlacionados;
- Combinações de probabilidades *a posteriori*, provenientes de descodificações anteriores.

O objectivo deste processo é a obtenção de uma probabilidade de erro mínima  $P(\mathbf{a}_k \neq \hat{\mathbf{a}}_k)$  para cada bit  $\mathbf{a}_k$ . Isto é conseguido atribuindo a cada bit  $\hat{\mathbf{a}}_k$  o valor  $a \in \{0,1\}$  que maximiza a probabilidade *a posteriori*  $P(\mathbf{a}_k = a | \mathbf{y})$  dada a observação de uma sequência  $\mathbf{y}$ , onde  $\hat{\mathbf{a}}_k$  se refere a cada bit recebido, e  $\mathbf{a}_k$  ao correspondente bit transmitido.

Quando se consideram variáveis binárias como é o caso de  $\mathbf{a}_k$  é conveniente trabalhar com razões logarítmicas de verosimilhança (log likelihood ratio - LLR) em vez de probabilidades. O LLR de uma variável binária  $a$  é definido por:

$$L(x) = \log \frac{P(x=+1)}{P(x=-1)} \quad (4.1)$$

onde os valores binários '1' e '0' assumem, respectivamente, os valores '+1' e '-1'.

Desta forma:

$$L(a_k | \mathbf{y}) = \log \frac{P(a_k=+1 | \mathbf{y})}{P(a_k=-1 | \mathbf{y})} \quad (4.2)$$

aplicando o teorema de Bayes obtém-se a equação,

$$L(a_k | \mathbf{y}) = \log \left[ \frac{P(\mathbf{y} | a_k=+1)}{P(\mathbf{y} | a_k=-1)} * \frac{P(a_k=+1)}{P(a_k=-1)} \right] = L(\mathbf{y} | a_k) + L(a_k) \quad (4.3)$$

onde  $L(\mathbf{y} | a_k)$  representa os valores estatísticos recebidos à saída do canal de transmissão (os valores recebidos portanto), e  $L(a_k)$  representa a LLR *a priori* dos bits  $\mathbf{a}_k$ . Para simplificar a escrita é comum representar-se a equação anterior na forma  $L'(\hat{\mathbf{a}}_k) = L_c(\mathbf{y}) + L(a_k)$ , onde  $L_c(\mathbf{y}) = L_c * \mathbf{y}$ ,  $L_c = 4aR * E_b/N_0$ .  $L_c$  representa a fiabilidade do canal, e o valor  $a$  (desvanecimento) toma o valor 1 em canais AWGN.

A introdução do descodificador vai traduzir-se num acréscimo de informação disponível e a saída do descodificador pode ser representada pela equação,

$$L(\hat{\mathbf{a}}_k) = L'(\hat{\mathbf{a}}_k) + L_e(\hat{\mathbf{a}}_k) = L_c(\mathbf{y}) + L(a_k) + L_e(\hat{\mathbf{a}}_k) \quad (4.4)$$

onde  $L_e(\hat{\mathbf{a}}_k)$  representa a informação extrínseca (soft-information), um conhecimento adicional que se ganhou aquando da descodificação. A saída do descodificador é então composta por três elementos estatisticamente independentes: o primeiro é obtido por observação da saída do canal de transmissão, o segundo representa um conhecimento *a priori* dos dados transmitidos e o terceiro representa a informação extrínseca obtida no descodificador[30].

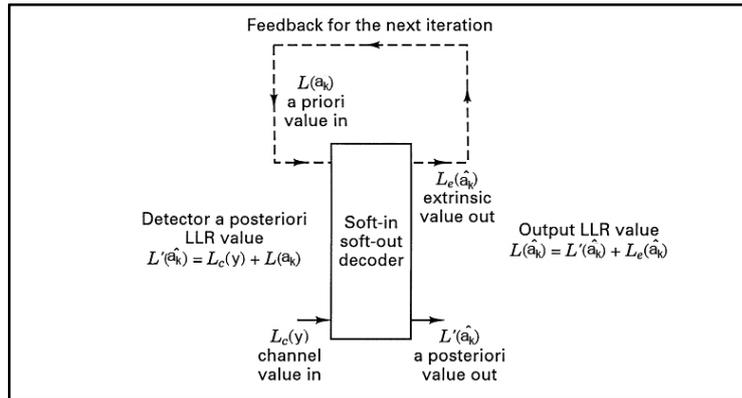


Figura 20- Decodificador SISO para um código convolucional[30]

Este procedimento é aplicado iterativamente, obtendo as razões logarítmicas de verosimilhança (LLR's) à saída do segundo decodificador SISO, a partir das quais se faz a decisão sobre os bits recebidos.

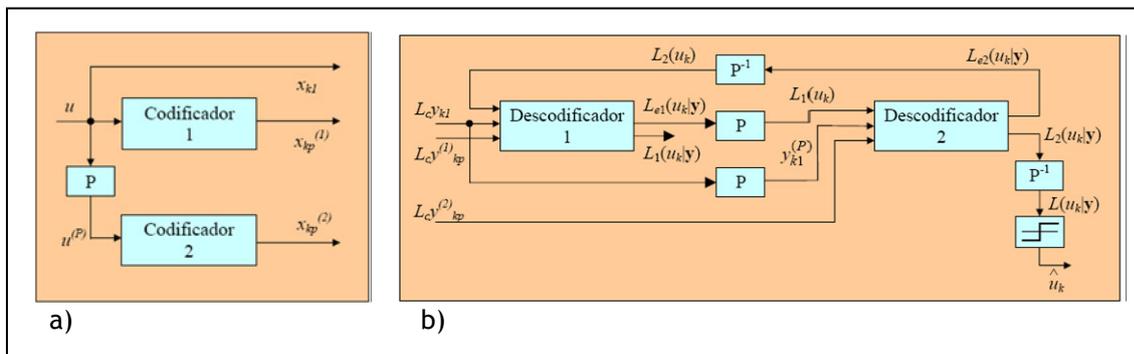


Figura 21 - Codificador (a) e decodificador (b) baseados no princípio iterativo dos códigos turbo [3]

A decodificação iterativa é efectuada da seguinte forma:

- Na iteração inicial assume-se que a informação *a priori*  $L(u_k)$  é nula. Do processo de decodificação efectuado no decodificador 1 resulta a informação extrínseca  $L_{e1}(u_k|y)$ . Realça-se o facto de o decodificador 2 não precisar das razões logarítmicas de verosimilhança provenientes do decodificador 1 -  $L_1(u_k|y)$ ;

- Depois de efectuar o entrelaçamento da informação extrínseca  $L_{e1}(u_k|y)$  do decodificador 1, calculada através da equação (4.4), ela é passada ao decodificador 2 como informação *a priori* -  $L_1(u_k)$ .

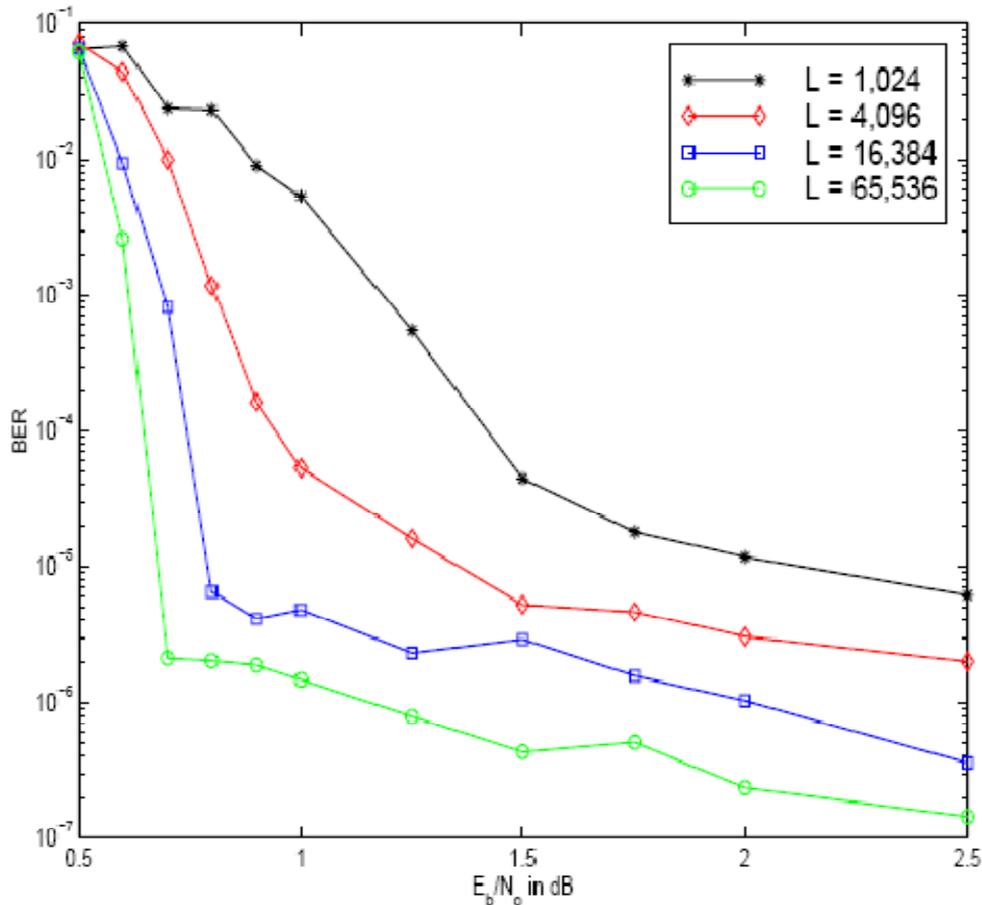
- De seguida, como resultado do processo de decodificação efectuado no decodificador 2, obtém-se a informação extrínseca relativa aos bits de paridade da segunda componente codificada -  $L_{e2}(u_k|y)$ . Esta informação, após ser efectuada a operação inversa aquela que é feita no entrelaçamento, é devolvida ao decodificador 1 como uma nova informação *a priori* (mais fiável) -  $L_2(u_k)$  - para que seja iniciada uma nova iteração.

Após um determinado numero de iterações, ou depois de ser satisfeito um determinado critério de paragem, as razões logarítmicas de verosimilhança provenientes do decodificador 2 -  $L_2(u_k|y)$  - são desentrelaçadas e fornecidas ao mecanismo de decisão que determinará se

o bit recebido se trata de um “zero” ou um “um”, dependendo do sinal da LLR ser, respectivamente, negativo ou positivo.

#### 4.4 Principais factores no desempenho dos códigos turbo

Existem vários factores que afectam a *performance* dos códigos turbo. O factor mais influente é, sem dúvida, o tamanho do entrelaçador (ou seja o tamanho do bloco de dados transmitido)[34]. À medida que o tamanho do entrelaçador aumenta, aumenta também a capacidade correctora dos códigos turbo. A figura seguinte mostra a evolução do desempenho de um código turbo à medida que se aumenta o tamanho do entrelaçador.



**Figura 22** - Desempenho de um código turbo com uma taxa de 1/2 e comprimento de restrição igual a 5, para vários tamanhos do entrelaçador[34]

A análise desta figura, permite concluir que, aumentando o tamanho do entrelaçador até ao valor máximo, se obtinha o melhor desempenho, no entanto, este facto aumentaria a latência da transmissão de uma forma inoportável, uma vez que a descodificação só pode ser efectuada após toda a sequência ser transmitida.

Outro parâmetro que afecta o desempenho dos códigos turbo é a taxa do código. Quanto menor for a taxa de codificação  $R$ , melhor será o seu desempenho, sendo que esta diminuição da taxa do código afecta negativamente a taxa total de transmissão. Também o comprimento de restrição afecta o desempenho dos códigos turbo, no entanto, este parâmetro tem um

efeito reduzido no desempenho. É por isso comum utilizar comprimentos de restrição entre 3 e 5 para a implementação dos códigos turbo, pois para além desses valores, a complexidade de descodificação não justifica o ganho obtido.

A escolha do algoritmo usado para a descodificação, bem como o número de iterações efectuadas influenciam igualmente o desempenho dos códigos turbo. À medida que aumenta o número de iterações, tende a aumentar a eficácia do código.

Existe uma limitação nos códigos turbo, que é importante referir. Até probabilidades de bit errado da ordem de  $10^5$  estes códigos têm um desempenho extraordinário, no entanto, para BER muito diminutas este desempenho deteriora-se. Esta limitação é referida como um “chão” para a probabilidade de bit errado (*bit error floor*), que pode ser observado na figura anterior. A curva de erros começa a perder a inclinação e tende a ser muito mais horizontal (o que revela um pior desempenho) para probabilidades de erro inferiores a  $10^{-5}$ .

### 4.5 Resumo

No capítulo que agora termina foram apresentados os conceitos fundamentais do princípio turbo. Foi explanado o esquema de codificação e o método iterativo utilizado no processo de descodificação. Discutiram-se também a influência de alguns factores no desempenho dos códigos turbo.

No capítulo seguinte serão abordados os aspectos mais relevantes dos algoritmos utilizados na implementação da descodificação turbo.

## Capítulo 5

# Algoritmos utilizados na descodificação

### 5.1 Introdução

Existe uma grande variedade de algoritmos de descodificação para códigos convolucionais. Até há bem pouco tempo, o objectivo principal do processo de descodificação centrava-se na identificação de sequência de símbolos transmitidos. Estes descodificadores, baseados na estimação da sequência podem ser divididos, em dois grandes grupos: os descodificadores baseados na árvore do código e os descodificadores baseados na treliça do código.

Os principais descodificadores, baseados na árvore de código, assentam o seu processo de descodificação em algoritmos sequenciais. Os descodificadores baseados na treliça do código usam, por sua vez, algoritmos mais estruturados. O algoritmo mais importante utilizado nesta classe de descodificadores, baseado no critério da Máxima Verosimilhança (Maximum-Likelihood), é o algoritmo de Viterbi.

Mais recentemente, e de acordo com o aparecimento dos códigos turbo, os algoritmos de estimação “bit a bit” conheceram um aumento significativo da sua importância. Estes algoritmos calculam as probabilidades de um dado símbolo transmitido ou de informação, em vez do cálculo da probabilidade de uma sequência de símbolos. Os algoritmos de estimação “bit a bit” são essenciais para o processo iterativo utilizado pelo princípio turbo.

O principal algoritmo de estimação “bit a bit” baseia-se no critério de Máximo-a-Posteriori (MAP), e é conhecido como algoritmo BCJR (devido ao nome dos seus inventores - Bahl, Cocke, Jelinek e Raviv).

Neste capítulo são abordados os aspectos mais importantes dos algoritmos de descodificação utilizados neste trabalho.

Será dado maior destaque ao algoritmo BCJR, uma vez que foi este o algoritmo usado para a implementação da descodificação turbo, nesta investigação. Também será abordado o algoritmo de Viterbi (embora de forma mais sucinta), de igual modo implementado neste trabalho para se obter um termo de comparação entre o desempenho na descodificação de códigos convolucionais.

## 5.2 Algoritmo Viterbi

Através algoritmo de Viterbi determina-se o caminho que possui uma menor métrica acumulada, calculada a partir das distâncias de *Hamming* para cada ramo da treliça (número de bits diferentes, no caso binário).

Pode-se resumir este algoritmo por um conjunto de operações que se desenvolvem sucessivamente:

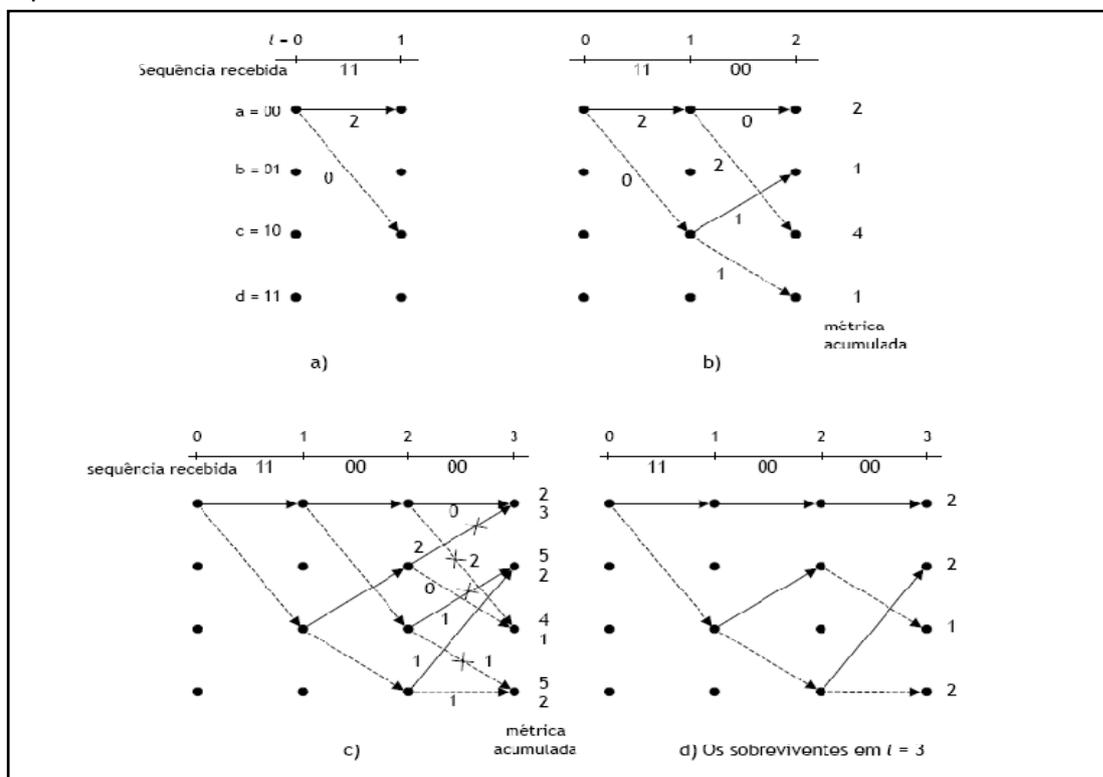
- Calcula-se a distância de Hamming, entre os vários elementos da sequência recebida, e o resultado associado a cada transição de estados para todos os caminhos (ramos) da treliça.
- Cada caminho da treliça tem uma distância denominada de métrica acumulada, composta pelo somatório das distâncias dos vários ramos que compõem esse caminho.
- Em cada iteração consideram-se apenas os caminhos que possuem a menor métrica acumulada.

Apresenta-se, de seguida, um exemplo para ilustrar o funcionamento do algoritmo de Viterbi[2]:

Transmite-se a seguinte mensagem codificada por um codificador convolucional semelhante ao da figura 13:

**Mensagem Transmitida:** [1 0 1 1 1 0 11 0 0]  
**Sequência codificada:** [11 10 00 01 10 01 00 01 01 11]  
**Sequência recebida:** [11 00 00 00 10 01 00 01 01 11]

As figuras seguintes ilustram os passos, descritos anteriormente, usados para obter a sequência decodificada.



**Figura 23** - Exemplo da aplicação do algoritmo de Viterbi - a) cálculo da distância de Hamming para cada ramo; b) cálculo das métricas acumuladas; c) e d) escolha dos percursos com menor métrica acumulada[2]

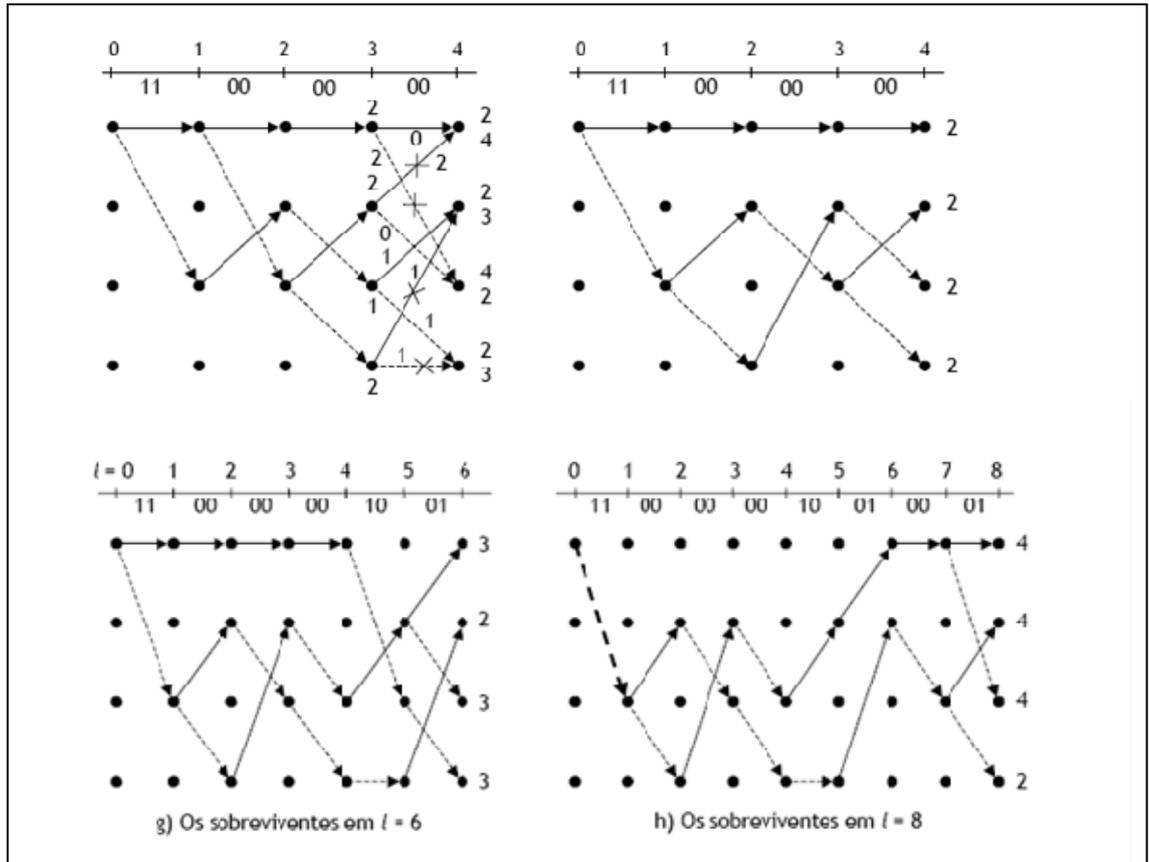


Figura 24 - Exemplo da aplicação do algoritmo de Viterbi - repete-se o processo até ao fim da sequência recebida[2]

Por fim escolhe-se o caminho com menor métrica acumulada, e estima-se a sequência enviada percorrendo as transições desse caminho na treliça de forma inversa. Desta forma obtêm-se os bits enviados.

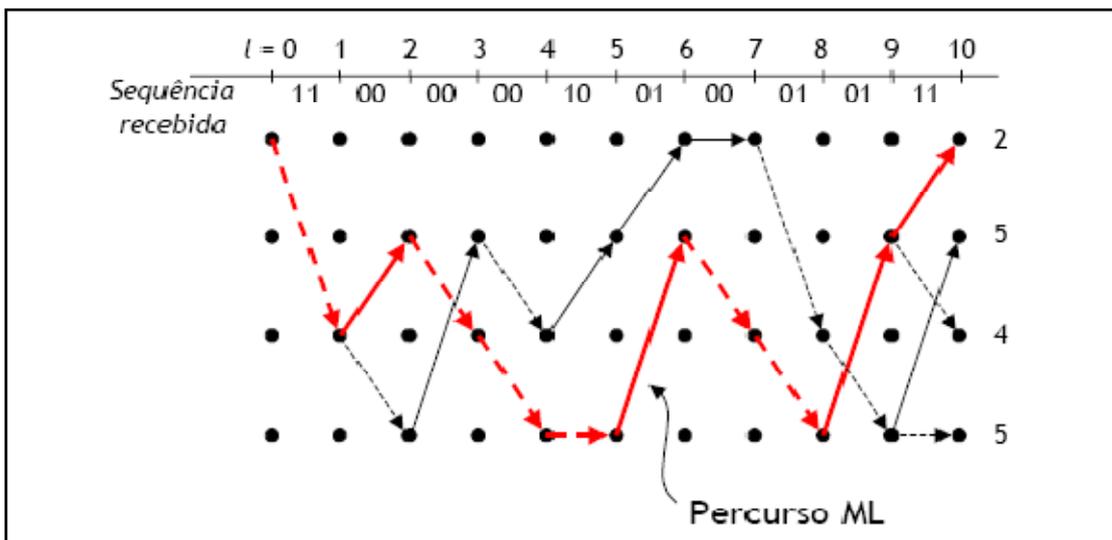


Figura 25 - Percurso de máxima verosimilhança (percurso ML)[2]

Assim, a sequência estimada será **[1 0 1 1 1 0 11 0 0]**, ou seja, os erros presentes na sequência recebida foram corrigidos.

### 5.3 Algoritmo BCJR

Bahl, Cocke, Jelinek e Raviv publicaram um artigo, em 1974, no qual descreviam um algoritmo de decodificação utilizando as probabilidades *a posteriori*[5]. Este artigo, conhecido por BCJR, baseia-se no critério de Máximo-a-Posteriori (MAP), e pode ser aplicado tanto a códigos convolucionais como a códigos de bloco[35]. Com uma complexidade muito superior ao algoritmo de Viterbi, apenas aquando do aparecimento dos códigos turbo, este algoritmo ganhou a importância que tem nos dias de hoje. Existem outras versões mais simplificadas do algoritmo BCJR, nomeadamente o algoritmo log-MAP e max-log-MAP, que, sacrificando um pouco o desempenho, se traduzem num decréscimo significativo da sua complexidade em termos de implementação.

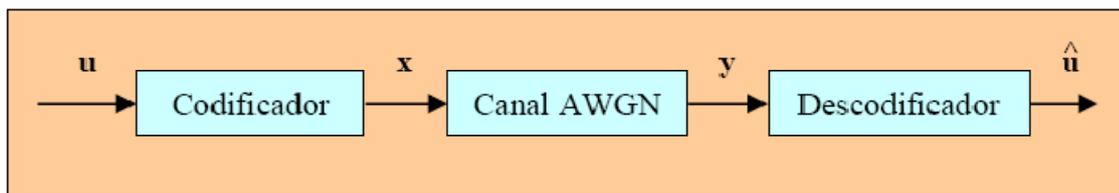


Figura 26 - Esquema simplificado do processo de codificação e decodificação[3]

Suponha-se o caso da transmissão de uma sequência  $u_k$  de símbolos. Esta sequência é codificada por um codificador convolucional descrito pela treliça e diagrama de estados da figura 15, dando origem a uma sequência codificada  $x_k$ , que é transmitida através de um canal AWGN. Esta sequência é então transformada numa sequência de valores reais  $y_k$ . É esta sequência que o descodificador recebe, utilizando o algoritmo BCJR, para tentar estimar a sequência original  $u_k$ .

O algoritmo BCJR fornece, para cada símbolo  $u_k$  descodificado, a probabilidade de o valor<sup>4</sup> deste bit ser +1 ou -1, em função da sequência  $y_k$  recebida. Para tal o algoritmo calcula a razão de verosimilhança logarítmica *a posteriori*  $L(u_k|y) = \log P(u_k = +1|y)/P(u_k = -1|y)$ .

É o sinal de  $L(u_k|y)$ , positivo ou negativo, que indica se o bit enviado se trata de +1 ou -1 respectivamente. A magnitude do valor absoluto de  $L(u_k|y)$  fornece também informação sobre a fiabilidade da estimativa efectuada. Quanto maior for o valor absoluto de  $L(u_k|y)$ , mais confiança existe na estimativa de  $u_k$ .

O funcionamento deste algoritmo pode ser explicado de um modo razoavelmente simples se se usar a treliça do código. Considerando novamente um codificador convolucional de taxa  $\frac{1}{2}$  e com memória  $\nu = 2$ , o número de estados possíveis será  $2^\nu = 4$ ,  $S = \{0, 1, 2, 3\}$ , e pode ser representado pela treliça da figura seguinte. Um bit “0” à entrada do codificador é descrito por um traço contínuo na treliça sendo um bit “1” à entrada do codificador descrito por um traço intermitente na treliça. A treliça apresenta também, junto a cada ramo, o valor da saída  $x$  do codificador (dois bits no caso deste codificador).

4 - Como foi referido no capítulo anterior, os valores binários ‘1’ e ‘0’ assumem, respectivamente, os valores ‘+1’ e ‘-1’.

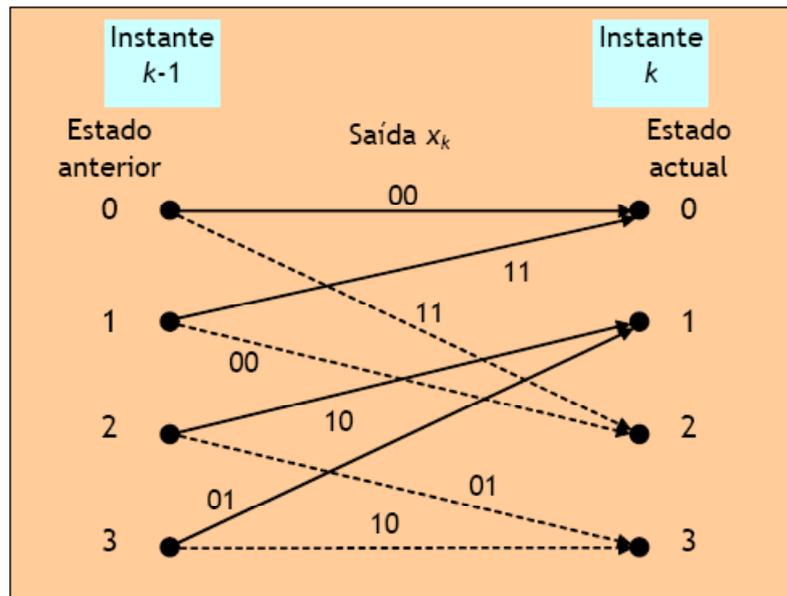


Figura 27 - Treliça do codificador convolucional utilizado[3]

No instante  $k$  o estado actual pode ser definido como  $S(k) = s$ , o estado anterior definido como  $S(k - 1) = s'$  sendo que o símbolo recebido nesse instante pelo decodificador é  $y_k$ .

Estas definições, juntamente com a regra de Bayes ( $P(A|B) = P(A \cap B)/P(B)$ ) e o facto de que as transições entre os estados  $s'$  e  $s$  da treliça serem mutuamente exclusivas (isto é, apenas uma pode ter ocorrido no codificador), permitem reescrever a equação (4.2) para a razão de verosimilhança logarítmica *a posteriori*  $L(u_k|y)$  como[3][35]:

$$\begin{aligned}
 L(u_k|y) &= \log \frac{P(u_k=+1|y)}{P(u_k=-1|y)} = \log \frac{\sum_{R_1} P(s',s|y)}{\sum_{R_0} P(s',s|y)} = \\
 &= \log \frac{\sum_{R_1} P(s',s,y)/P(y)}{\sum_{R_0} P(s',s,y)/P(y)} = \mathbf{\log} \frac{\sum_{R_1} P(s',s,y)}{\sum_{R_0} P(s',s,y)} \quad (5.1)
 \end{aligned}$$

Considerando agora a probabilidade individual  $P(s',s,y)$  presente no numerador e denominador da equação anterior. A sequência recebida  $y$  pode ser dividida em três secções: o símbolo recebido no instante actual  $y_k$ , a sequência recebida até ao instante actual  $y_{j < k}$  e a sequência recebida depois do instante actual  $y_{j > k}$ .

Desta forma:

$$P(s',s,y) = P(s',s,y_{j < k}, y_k, y_{j > k}) \quad (5.2)$$

Usando novamente a regra de Bayes, e assumindo o canal como um canal sem memória, a sequência  $y_{j > k}$  recebida futuramente dependerá apenas do estado actual  $s$  e não do estado

anterior  $s'$  ou da sequencia  $y_{j < k}$  recebida anteriormente nem do símbolo  $y_k$  recebido no estado actual[3][35]. Como tal podemos reescrever a equação anterior da seguinte forma:

$$\begin{aligned} P(s', s, y) &= P(y_{j > k} | s) \cdot P(s', s, y_{j < k}, y_k) \\ &= P(y_{j > k} | s) \cdot P(y_k, s | s') \cdot P(s', y_{j < k}) \\ &= \beta_k(s) \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \alpha_{k-1}(s') \end{aligned} \quad (5.3)$$

onde  $\alpha_{k-1}(s')$  representa a probabilidade de, no instante  $k-1$ , se estar no estado  $s'$  e a sequencia que foi recebida ser  $y_{j < k}$ .  $\gamma_k(s', s)$  é a probabilidade de, sendo o estado anterior o estado  $s'$ , o estado actual ser  $s$  e o símbolo recebido ser  $y_k$ .  $\beta_k(s)$  representa a probabilidade de, sendo o estado actual o estado  $s$ , a sequencia recebida futuramente ser  $y_{j > k}$ .

A equação (5.1) pode então ser reescrita assim:

$$L(u_k | y) = \log \frac{\sum_{R_1} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s)}{\sum_{R_0} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s)} \quad (5.4)$$

### 5.2.1 Cálculo de $\gamma_k(s', s)$

Na presença de um canal AWGN,  $\gamma_k(s', s)$  é dado pela seguinte expressão:

$$\gamma_k(s', s) = C_k \cdot e^{u_k L(u_k)/2} \cdot e^{\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n (x_{kl} \cdot y_{kl})} \quad (5.5)$$

onde o valor de  $C_k$  é irrelevante pois aparecerá no numerador e denominador da LLR; já  $L_c$  representa a fiabilidade do canal e é dado pela expressão:

$$L_c = 4 \cdot a \cdot \frac{E_c}{N_0} = 4 \cdot a \cdot R \cdot \frac{E_b}{N_0} \quad (5.6)$$

onde  $a$  representa o desvanecimento ( $a=1$  em canais AWGN),  $E_b$  a energia de bit e  $N_0$  a densidade espectral de potência do ruído.

### 5.2.2 Cálculo de $\alpha_{k-1}(s')$ e de $\beta_k(s)$

O cálculo destes valores deve ser feito de forma recursiva. Para o cálculo destes valores é necessário o valor de  $\gamma_k(s', s)$ , pelo que este deverá ser calculado anteriormente.

$$\alpha_k(s) = \sum_{s'} \gamma_k(s', s) \cdot \alpha_{k-1}(s'), \quad \alpha_0(s) = \begin{cases} 1 & \text{se } s = 0 \\ 0 & \text{se } s \neq 0 \end{cases} \quad (5.7)$$

O valor da probabilidade  $\alpha$  vai sendo calculada à medida que é recebida a sequencia  $y$ , ou seja, é calculada de trás para a frente na treliça (*forward recursive calculation*)[35]. Os somatórios são calculados para todos os estados anteriores  $s'$  dos quais os ramos convergem no estado actual  $s$ .

$$\beta_{k-1}(s') = \sum_s \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s), \quad \beta_N(s) = \begin{cases} 1 & \text{se } s = 0 \\ 0 & \text{se } s \neq 0 \end{cases} \quad (5.8)$$

O valor da probabilidade  $\beta$  só pode ser calculada após ter sido recebida toda a sequencia  $y$ , ou seja, é calculada da frente para trás na treliça (*backward recursive calculation*)[35]. Os somatórios são calculados para todos os estados seguintes  $s$  que se atingem, partindo do estado  $s'$ .

Os valores iniciais  $\alpha_0(s)$  e de  $\beta_N(s)$  são apresentados, partindo do princípio de que o percurso pela treliça começa e acaba no estado inicial nulo. É necessário, portanto, adicionar no fim do bloco a transmitir uma sequência de terminação que leve o codificador a regressar ao estado inicial nulo.

Os valores de  $\alpha$  e  $\beta$  aparecem então associados aos estados do codificado, ao contrário dos valores de  $\gamma$  que estão associados aos ramos ou transições entre estados.

O funcionamento do algoritmo BCJR pode ser resumido através do esquema apresentado na figura seguinte:

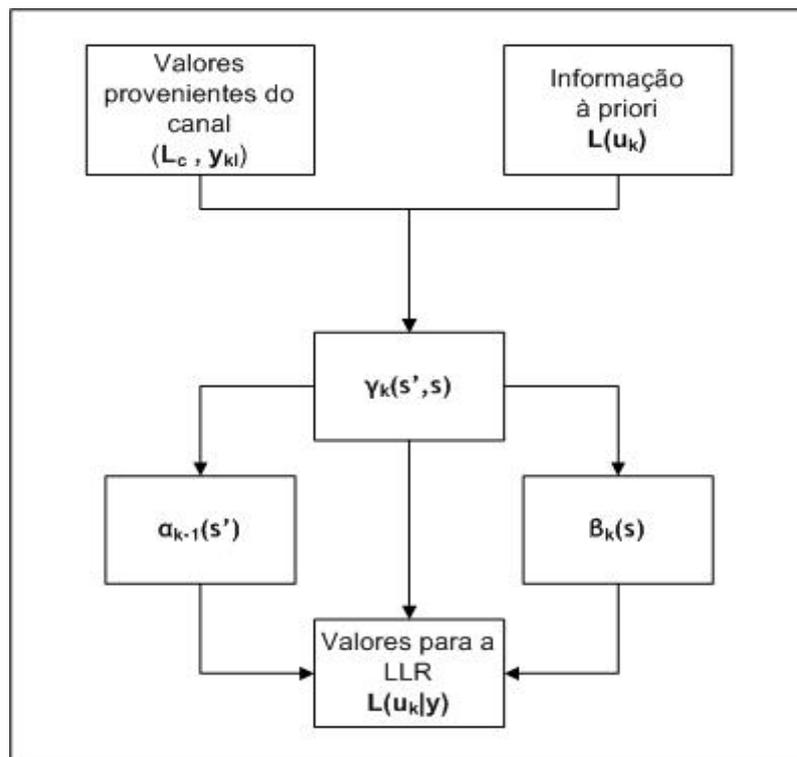


Figura 28 - Resumo do algoritmo BCJR

### 5.2.3 Instabilidade numérica

A natureza do cálculo iterativo efectuado no algoritmo BCJR poderá levar a problemas de instabilidade numérica. O valor das diversas variáveis pode tender rapidamente para infinito, pelo que é importante combater este problema. Desta forma, para evitar a ocorrência da instabilidade é necessário proceder à normalização das probabilidade  $\alpha$  e  $\beta$ , bem como da probabilidade conjunta  $P(s', s, y)$ [3].

Definem-se assim novas variáveis normalizadas:

$$\alpha_k(s)_{norm} = \frac{\alpha_k(s)}{\sum_s \alpha_k(s)} \quad (5.9)$$

$$\beta_{k-1}(s')_{norm} = \frac{\beta_{k-1}(s')}{\sum_{s'} \beta_{k-1}(s')} \quad (5.10)$$

$$P(s', s, y)_{norm} = \frac{\beta_k(s)_{norm} \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \alpha_{k-1}(s')_{norm}}{\sum_{R_0, R_1} [\beta_k(s)_{norm} \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \alpha_{k-1}(s')_{norm}]} \quad (5.11)$$

A partir destas equações obtemos então o valor para as razões de verosimilhança logarítmica:

$$L(u_k | y) = \log \frac{\sum_{R_1} P(s', s, y)_{norm}}{\sum_{R_0} P(s', s, y)_{norm}} \quad (5.12)$$

#### 5.2.4 Simplificações do algoritmo BCJR

O algoritmo BCJR apresentando-se como um algoritmo bastante mais complexo do que o algoritmo Viterbi, foi durante largos anos ignorado. No entanto, com o aparecimento dos códigos turbo viu a sua importância renovada, bem como a investigação à sua volta. Descobriu-se que era possível torná-lo bastante mais simples sacrificando apenas um pouco o seu desempenho. Surgiram assim aproximações ao algoritmo BCJR. Primeiro, em 1990 e 1994, o algoritmo max-log-MAP[20][13] e, em 1995, o algoritmo log-MAP[25]. Nestes dois novos algoritmos as multiplicações presentes no algoritmo BCJR foram substituídas por adições.

Definem-se então novas variáveis A, B e  $\Gamma$ ,

$$\Gamma_k(s', s) = \ln[\gamma_k(s', s)] = \ln C_k + \frac{u_k L(u_k)}{2} + \frac{L_c}{2} \cdot \sum_{l=1}^n (x_{kl} \cdot y_{kl}) \quad (5.13)$$

$$A_k(s) = \ln [\alpha_k(s)] \\ = \max^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s)], \quad A_0(s) = \begin{cases} 0 & \text{se } s = 0 \\ -\infty & \text{se } s \neq 0 \end{cases} \quad (5.14)$$

$$B_{k-1}(s') = \ln [\beta_{k-1}(s')] \\ = \max^* [B_k(s) + \Gamma_k(s', s)], \quad B_N(s) = \begin{cases} 0 & \text{se } s = 0 \\ -\infty & \text{se } s \neq 0 \end{cases} \quad (5.15)$$

onde :

$$\max^* [a, b] = \begin{cases} \max(a, b) & \text{algoritmo max - log - MAP} \\ \max(a, b) + \ln(1 + e^{-|a-b|}) & \text{algoritmo log - MAP} \end{cases}$$

Não é necessário o efectuar o cálculo de  $\ln(1 + e^{-|a-b|})$  para todos os valores de  $|a-b|$ , basta guardar numa tabela oito valores desta função para valores de  $|a-b|$  compreendidos entre 0 e 5[3][35]. A quantidade  $\ln(C_k)$  não dependendo de  $u_k$  nem da sequência codificada transmitida  $x_k$ , é tratada como uma constante e não deverá aparecer na expressão final de  $L(u_k | y)$  [3][35]:

$$L(u_k | y) = \max_{R_1}^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) \cdot B_k(s)] - \max_{R_0}^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) \cdot B_k(s)] \quad (5.16)$$

## 5.4 Resumo

Apresentaram-se, neste capítulo, os algoritmos utilizados durante a realização deste trabalho. O algoritmo de Viterbi, utilizado para a descodificação dos códigos convolucionais utilizados, forneceu resultados que puderam ser utilizados como termo de comparação com os resultados obtidos, posteriormente, através do algoritmo BCJR e da descodificação turbo.

O capítulo seguinte apresenta a esquematização do trabalho que foi realizado durante esta dissertação.

# Capítulo 6

## Trabalho realizado

### 6.1 Introdução

Este trabalho teve como objectivo principal o desenvolvimento técnicas de processamento de sinal turbo para compensar distorção associada a efeitos de dispersão em sistemas de comunicações ópticas.

Esta investigação foi planeada e executada de uma forma faseada. Definiram-se várias etapas, e objectivos a alcançar, de modo a encetar um desenvolvimento sólido e gradual do trabalho. Foi utilizado, como recurso informático, programa MATLAB para efectuar as simulações.

### 6.2 Sistema de transmissão de um sinal BPSK sobre um canal AWGN

Numa primeira fase, foi implementado um sistema de transmissão, necessário para o desenvolvimento e análise das técnicas de processamento de sinal turbo. O sistema de transmissão inicialmente implementado caracterizou-se por ser um sistema simples, que teve como objectivo primordial a definição dos conceitos iniciais do trabalho. Aspectos como a frequência de amostragem, a modulação de sinal, o débito binário, a adição de ruído e mesmo a detecção do sinal puderam ser analisados nesta fase inicial.

Definiu-se um sistema de comunicação com um débito binário de 1Gbit/s, amostrado a uma frequência de 100GHz.

Foi utilizado um código de linha NRZ Polar (Non-Return-to Zero) para converter uma sequência aleatória de dígitos binários numa forma de onda adequada à transmissão através de um canal de comunicação.

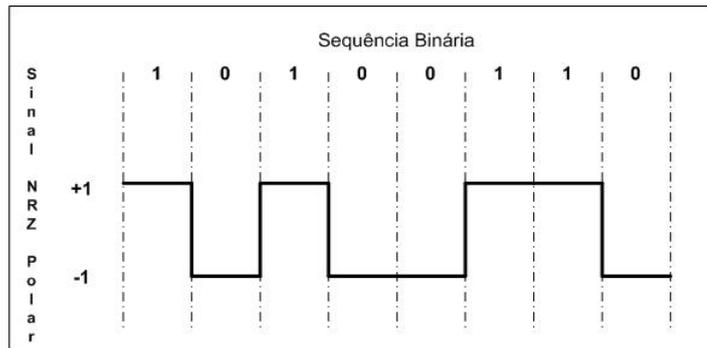


Figura 29 - Código de linha NRZ polar

Este sinal foi posteriormente modulado em BPSK e transmitido através de um canal com ruído aditivo branco Gaussiano (AWGN). A frequência utilizada para a portadora foi de 5 GHz.

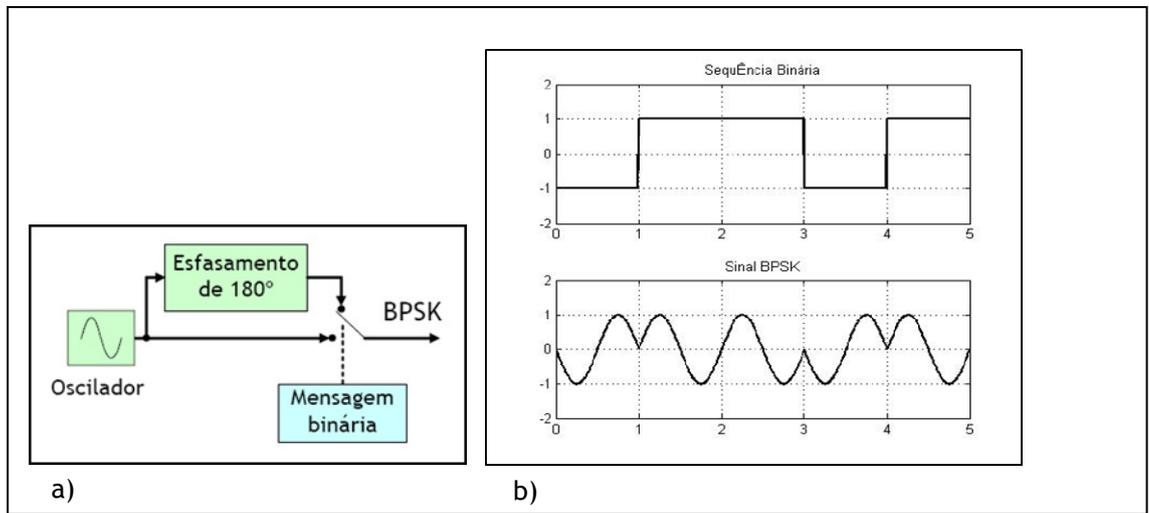


Figura 30 - a) Modulador BPSK[1]; b) Sinal modulado em BPSK

A utilização de um sinal modulado teve como objectivo a simulação de um sinal de rádio sobre fibra, ainda que, no sistema final, não seja considerado o canal de transmissão *wireless*.

No lado do receptor foi efectuada a desmodulação do sinal, a sua detecção através de um filtro “Integrate and Dump” e avaliada a curva da taxa de erros obtida. A figura seguinte ilustra o sistema implementado nesta fase inicial:

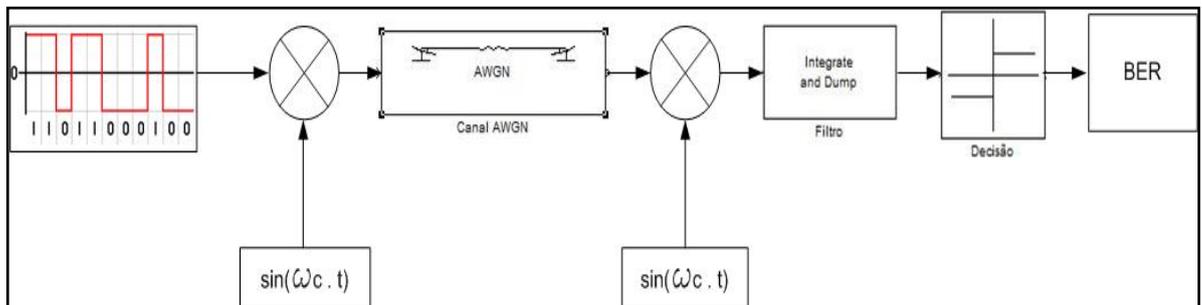


Figura 31 - Sistema de comunicação inicial: Modulação BPSK - Canal AWGN - Desmodulação BPSK

### 6.3 Modulador Mach Zehnder e díodo PIN

Na fase seguinte foi implementado um modulador Mach Zehnder (MZM) do lado do emissor. O modulador MZM é o responsável pela modulação do sinal BPSK, para que este sinal possa ser transmitido através do canal óptico de comunicação (fibra óptica monomodo, no caso deste trabalho).

Da mesma forma, para efectuar a detecção do sinal, um díodo PIN foi implementado do lado do receptor.

Nesta fase foi testado o efeito da distorção associada ao índice de modulação do modulador Mach Zehnder. Este índice de modulação é dado por  $V_{in}/V_{\pi}$ . OS vários índices de modulação testados foram obtidos através da variação da amplitude do sinal BPSK ( $V_{in}$ ), já que  $V_{\pi}$  é um valor intrínseco do MZM (neste caso  $V_{\pi} = 5V$ ). A saída do modulador, foi conectada directamente ao díodo PIN e a adição de ruído foi efectuada no receptor.

A figura seguinte ilustra o sistema implementado nesta fase do trabalho:

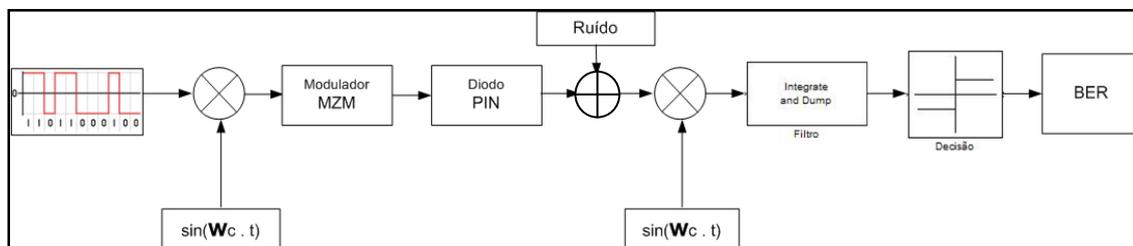


Figura 32 - Sistema composto por: Modulação BPSK - Modulador Mach-Zehnder (MZM) - Fotodíodo - Ruído AWGN - Desmodulação BPSK

### 6.4 Canal de transmissão - a fibra óptica

O passo seguinte passou por estudar o efeito do carácter dispersivo da fibra óptica, e o seu impacto na taxa de erros no sistema de transmissão. Para tal foi implementada uma função para modular a resposta em frequência de uma fibra óptica monomodo, tendo em conta a atenuação e a dispersão inerentes a este meio de transmissão:

$$H_{SMF}(f) = 10^{\left(\frac{-\alpha \cdot L \cdot 10^{-3}}{20}\right)} \cdot e^{j\left[\frac{D\lambda^2(2\pi f)^2 L}{4\pi c}\right]} \quad (6.1)$$

onde a primeira parcela corresponde à atenuação (a expressão de  $\alpha$  é apresentada na equação 2.3) e a segunda parcela da equação ao efeito associado à dispersão cromática, conforme demonstrado na equação 2.5.

Foram utilizadas as especificações de uma fibra óptica SMF-28, que definem o parâmetro de dispersão  $D = 17.461$  ps/(nm.Km) e a atenuação  $\alpha = 0.2$ dB/Km, trabalhando a um comprimento de onda de 1550nm.

Nesta fase do trabalho foi possível estudar a penalização de potência induzida pela dispersão cromática, quando se transmite um sinal através da fibra óptica, como foi demonstrado no Capítulo 2. Foi também estudado o impacto desta dispersão na taxa de erros do sistema de comunicações ópticas.

O sistema de comunicação estudado nesta fase é apresentado na figura seguinte:

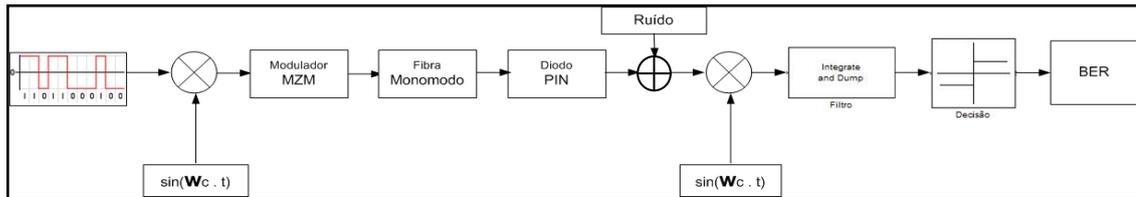


Figura 33 - Sistema de comunicação com a presença da fibra óptica

## 6.5 Codificação e descodificação

Analizadas as penalizações associadas ao sistema de comunicações, iniciou-se a fase do desenvolvimento de técnicas de processamento de sinal Turbo para compensar estes efeitos.

### 6.5.1 Codificador convolucional

O primeiro passo foi a implementação de um codificador convolucional bastante simples, ilustrado na figura seguinte.

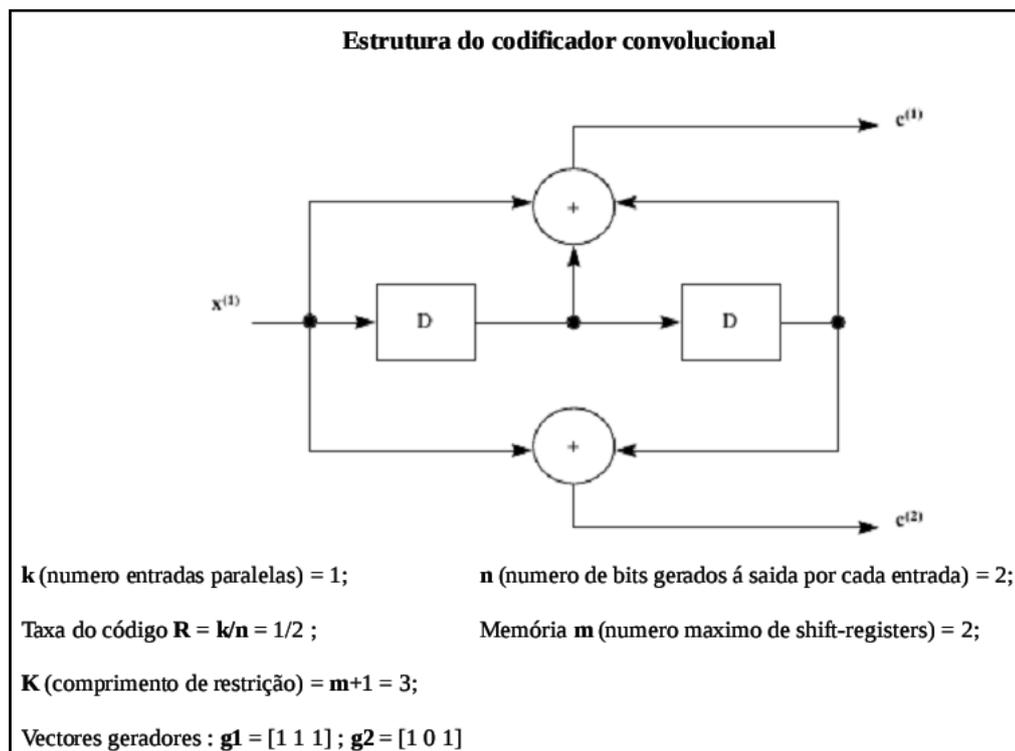


Figura 34 - Codificador convolucional utilizado

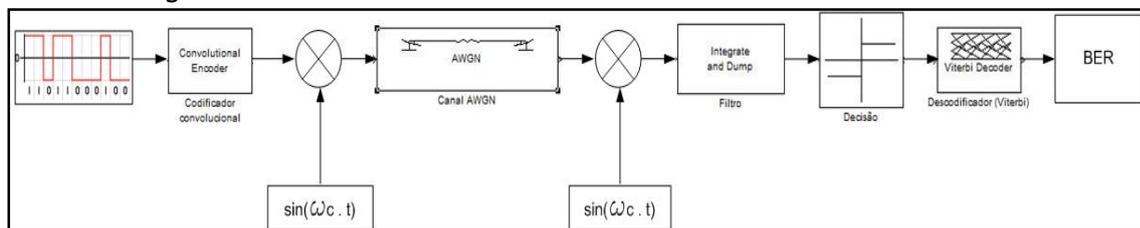
### 6.5.2 Implementação do algoritmo de Viterbi

Para a descodificação do sinal foi implementado, num primeiro momento, um descodificador baseado no algoritmo de Viterbi (Hard-decision).

Embora sem aplicação prática neste trabalho, já que as técnicas turbo são baseadas na decodificação iterativa através de decodificadores SISO (Soft-In-Soft-Out) - ou seja, utilizando algoritmos de Soft-decision - esta fase permitiu a compreensão de muitos aspectos essenciais da decodificação. Por outro lado, a implementação deste algoritmo forneceu também resultados que serviram de termo de comparação com os resultados obtidos em fases posteriores.

Para avaliar o desempenho do processo de codificação/decodificação, foi utilizado o sistema de comunicações inicial, sem a presença do modulador MZM, da fibra nem do díodo PIN. Desta forma foi possível comparar os resultados obtidos, com outros valores presentes em bibliografia já existente.

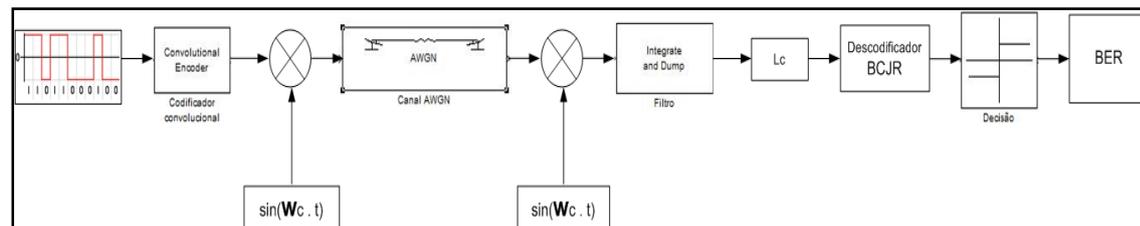
Na figura seguinte esta ilustrada a implementação da codificação e decodificação através do algoritmo de Viterbi:



**Figura 35** - Processo de codificação e decodificação através do algoritmo de Viterbi, aplicado ao sistema de comunicações

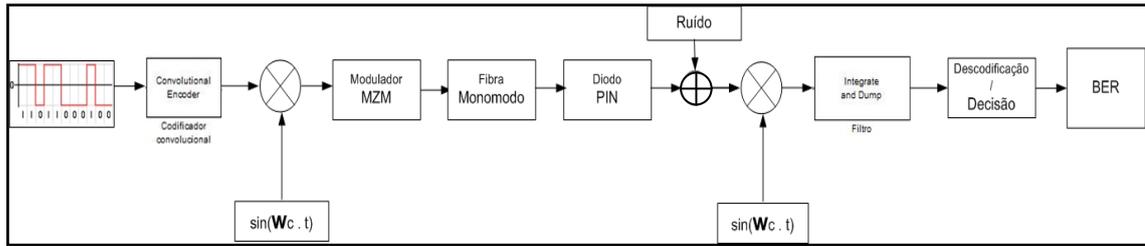
### 6.5.3 Implementação do algoritmo BCJR

Posteriormente, foi implementado um novo algoritmo para a decodificação do sinal transmitido. Optou-se por um algoritmo de Máximo *a posteriori* - o algoritmo BCJR. Este algoritmo, que faz uso de decisões brandas (soft-decision), é ideal para a implementação do decodificador SISO e foi o algoritmo escolhido para a implementação do princípio turbo. Utilizou-se o mesmo codificador, e o mesmo sistema de comunicações utilizado na fase anterior do trabalho, para obter resultados que pudessem ser comparados com os resultados obtidos através do algoritmo de Viterbi.



**Figura 36** - Processo de codificação e decodificação através do algoritmo BCJR, aplicado ao sistema de comunicações

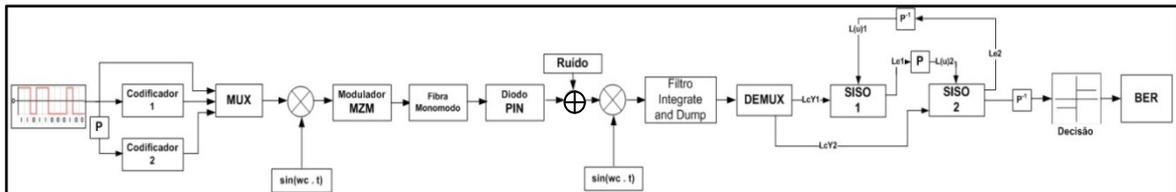
Após a implementação dos algoritmos de codificação e decodificação, e da comparação do desempenho de ambos os algoritmos, introduziu-se no sistema de comunicações o modulador MZM, a fibra óptica e o díodo PIN, com o objectivo de proceder à avaliação do desempenho na presença de dispersão cromática.



**Figura 37** - Processo de codificação e descodificação aplicado ao sistema de comunicações, aquando da presença do efeito dispersivo da fibra óptica

## 6.6 Princípio Turbo

Numa última etapa do trabalho foi desenvolvido o sistema onde é aplicado o princípio turbo. São utilizados dois codificadores RSC, paralelamente concatenados, com perfuração, conforme apresentado na figura 18, sendo a descodificação feita de forma iterativa, por dois blocos descodificadores SISO, baseados no algoritmo BCJR. Nesta fase foram estudados vários factores que influenciam o desempenho da codificação turbo, como por exemplo o tamanho do entrelaçador, o número de iterações efectuadas ou os vectores geradores do código utilizado.



**Figura 38** - Aplicação do princípio turbo ao sistema de comunicações ópticas

## 6.7 Resumo

Neste capítulo foi explanada a forma como foi estruturado o trabalho desenvolvido durante a dissertação. Foram também apresentados os diferentes sistemas modelados através da aplicação informática MATLAB, para a recolha dos resultados obtidos. No capítulo seguinte apresentam-se e discutem-se os resultados obtidos nas diversas etapas do trabalho descritas no capítulo que agora termina.

# Capítulo 7

## Apresentação e análise de resultados

### 7.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos através das simulações realizadas em MATLAB. São analisadas as limitações associadas aos sistemas de comunicações ópticas e o seu impacto na curva da probabilidade de bit errado. É feita também a comparação entre os vários modelos de codificação/descodificação utilizados no trabalho, bem como a análise dos principais factores que influenciam o desempenho da codificação turbo.

### 7.2 Modulação BPSK e adição de ruído AWGN

Foi definido um sistema de comunicações, conforme apresentado na figura 31, caracterizado por um débito binário 1Gbit/s, amostrado a uma frequência de 100GHz, sendo o sinal em banda base modulado em BPSK, com frequência da portadora de 5GHz.

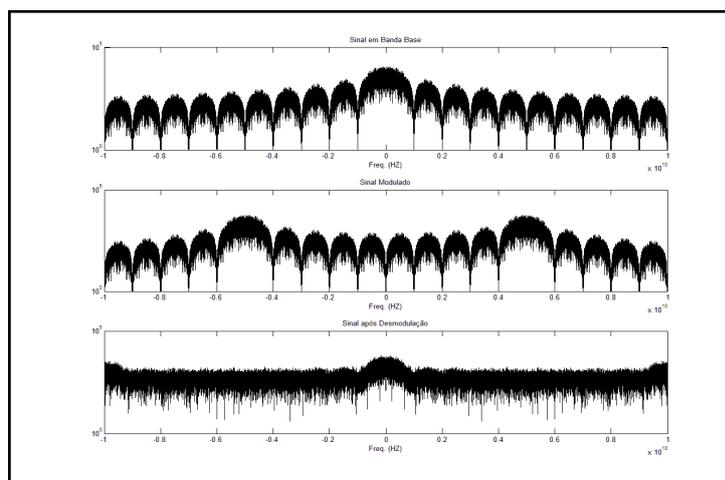


Figura 39 - Espectro do sinal em Banda Base e do sinal BPSK

Para um sinal modulado em BPSK é conhecida a taxa de erros esperada. O seu valor é dado pela equação,

$$P(b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (7.1)$$

Desta forma foi possível comparar os resultados obtidos na simulação, com o valor teórico.

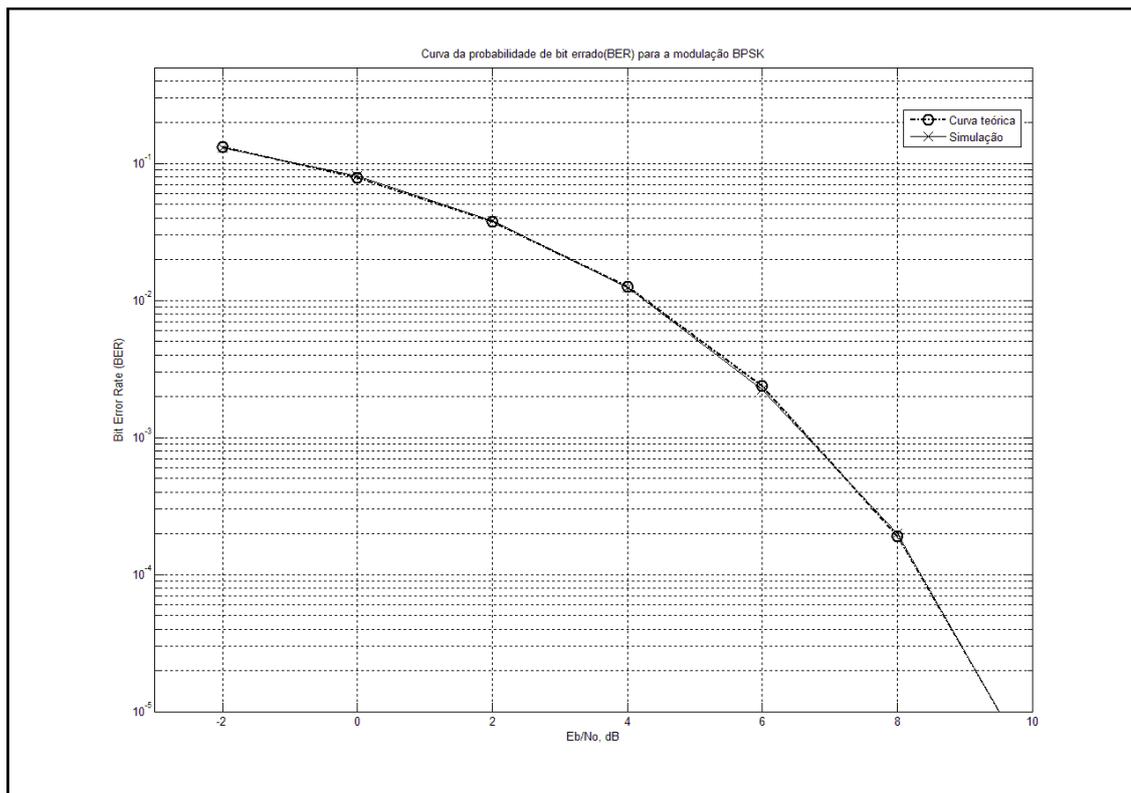


Figura 40 - Probabilidade de bit errado para a modulação BPSK

Como se pode observar na figura, a probabilidade de bit errado obtida na simulação é extremamente próxima da probabilidade teórica, para a modulação BPSK, o que levou a concluir que a modulação do sinal binário e a adição de ruído AWGN estavam a ser efectuadas de forma eficaz.

### 7.3 Distorção associada ao modulador Mach Zehnder (MZM)

A introdução de um modulador MZM no sistema de comunicações teve por objectivo a modulação do sinal, para que este pudesse ser transmitido através da fibra óptica. O índice de modulação é definido pelo quociente entre a amplitude do sinal à entrada do MZM ( $V_{in}$ ) e a tensão de controlo do modulador ( $V_{\pi}$ ).

O modelo do modulador Mach Zehnder utilizado pode ser descrito pelas seguintes expressões:

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = \cos\left(\frac{\Delta\varphi_1(t) - \Delta\varphi_2(t)}{2}\right) e^{\frac{j[\Delta\varphi_1(t) + \Delta\varphi_2(t)]}{2}} \quad (7.2)$$

Neste caso, para uma simples modulação em intensidade,  $\Delta\varphi_1(t) = -\Delta\varphi_2(t) \equiv \Delta\varphi(t)$ , e o termo relativo à modulação da fase desaparece, resultando na simples equação:

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = \cos(\Delta\varphi(t)) \quad (7.3)$$

Desta forma,

$$P_{0out} = P_{0in} \cos^2(\Delta\varphi(t)) = \frac{P_{0in}}{2} [1 + \cos(2 * \Delta\varphi(t))] \quad (7.4)$$

A relação entre a tensão à entrada do modulador e a sua saída é uma relação não linear. Assim, é necessária uma tensão de polarização, para que o sistema funcione numa região *quasi-linear*. Se  $\Delta\varphi(t)$  for suficientemente pequeno resulta:

$$\begin{aligned} \frac{P_{0out}}{P_{0in}} &= \frac{1}{2} [1 + \cos(2 * \Delta\varphi(t) + (2n - 1) \frac{\pi}{2})] \\ &= \frac{1}{2} [1 \pm \sin(2 * \Delta\varphi(t))] = \frac{1}{2} [1 \pm 2\Delta\varphi(t)] \end{aligned} \quad (7.5)$$

onde,  $\Delta\varphi(t) = \frac{v(t)}{V_\pi} \pi$  e o índice de modulação é dado por  $\frac{\max(v(t))}{V_\pi}$

Um índice de modulação elevado provoca a introdução de distorção não linear, e consequentemente o aumento da taxa de erros do sistema.

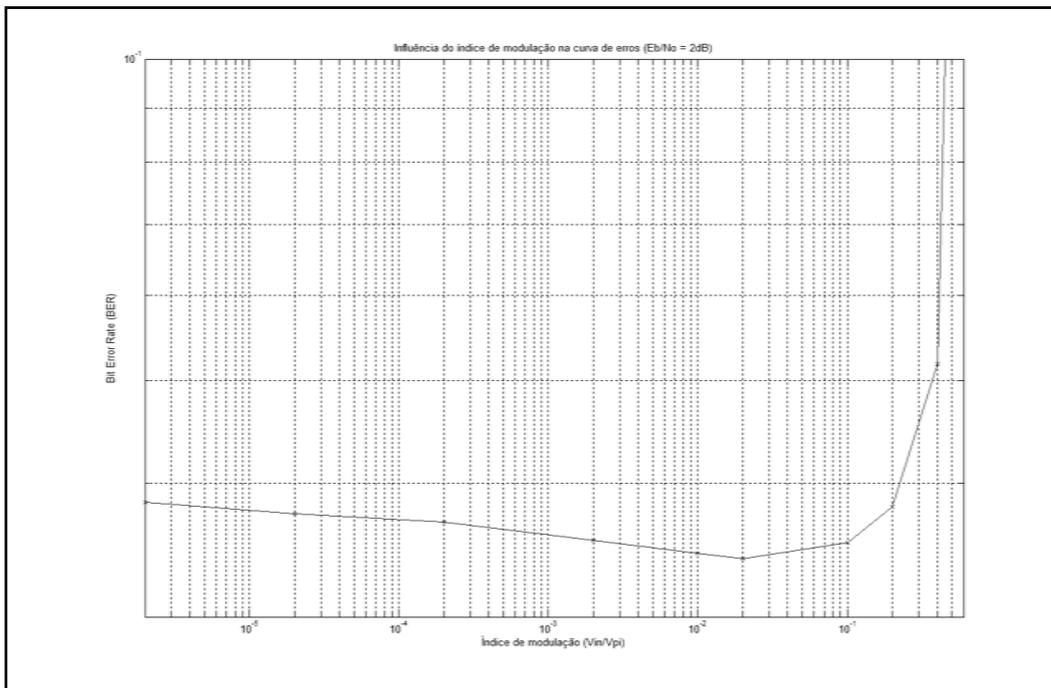
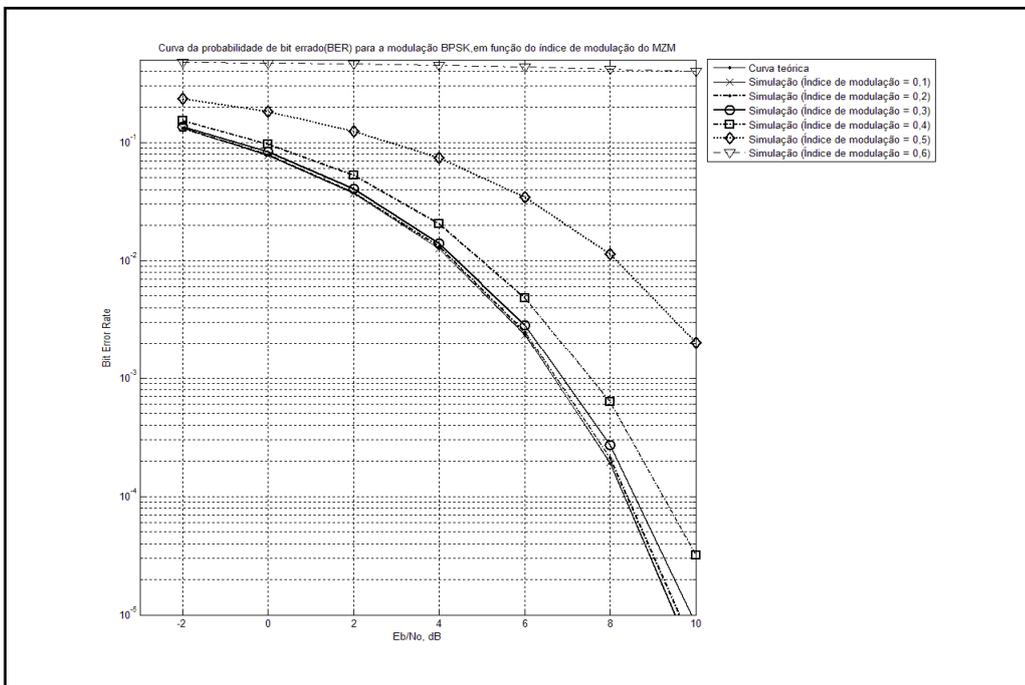


Figura 41 - Variação da taxa de bits errados, em função do índice de modulação

Pode observar-se, pela análise da figura anterior, que para índices de modulação com valores muito pequenos, a taxa de erros não é ótima; ela decresce até aproximadamente  $2 \cdot 10^{-2}$  e, a partir desse valor, a distorção não linear introduzida pelo modulador começa a fazer-se sentir. A figura seguinte apresenta as curvas de taxas de erros para vários valores do índice de modulação, considerando o sistema apresentado na figura 32.



**Figura 42** - Curva da taxa de bit errado, para um sinal modulado em BPSK, em função do índice de modulação

Observa-se um aumento significativo na curva de erros do sistema, para valores do índice de modulação acima de 0.2. Assim, optou-se por escolher, para o desenvolvimento desta investigação, o valor de 0.1 para o índice de modulação.

## 7.4 Efeito do carácter dispersivo da fibra óptica

A adição de um canal de fibra óptica no sistema de comunicações resulta, como seria de esperar, numa penalização associada à dispersão cromática da fibra. A análise desta penalização foi efectuada, numa primeira fase, sobre um sinal sinusoidal com frequência de 5GHz, estando a fibra óptica a funcionar a 1550nm. Foi observada a potência recebida na extremidade da fibra óptica, variando o comprimento da fibra.

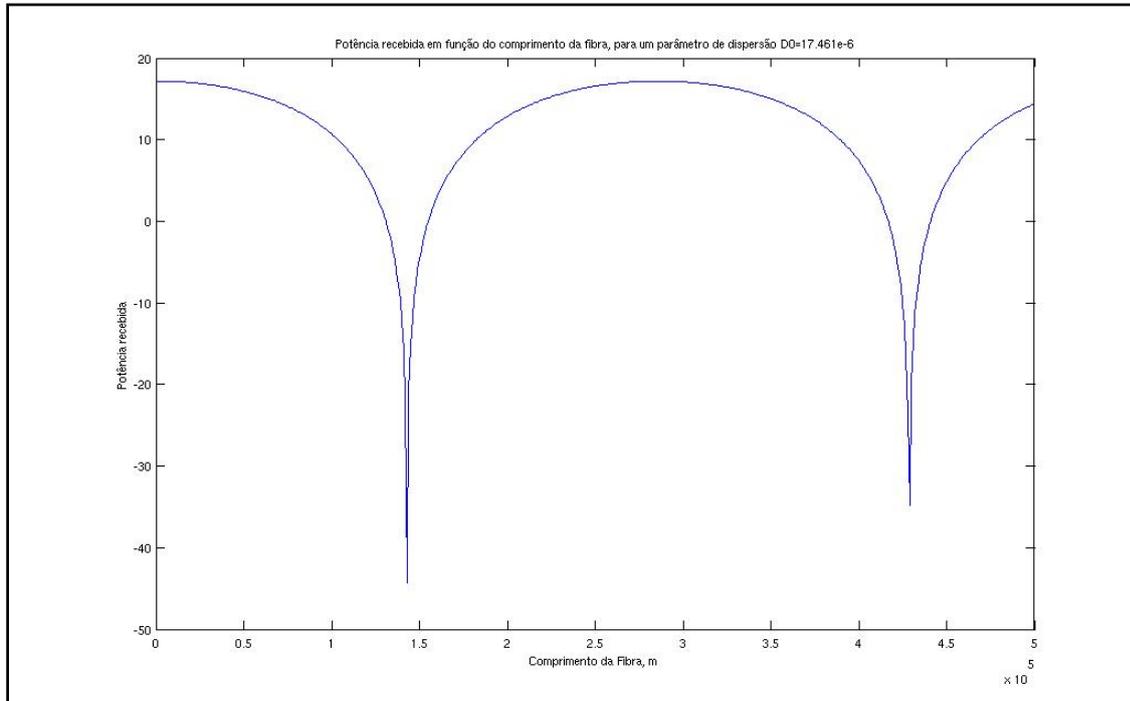


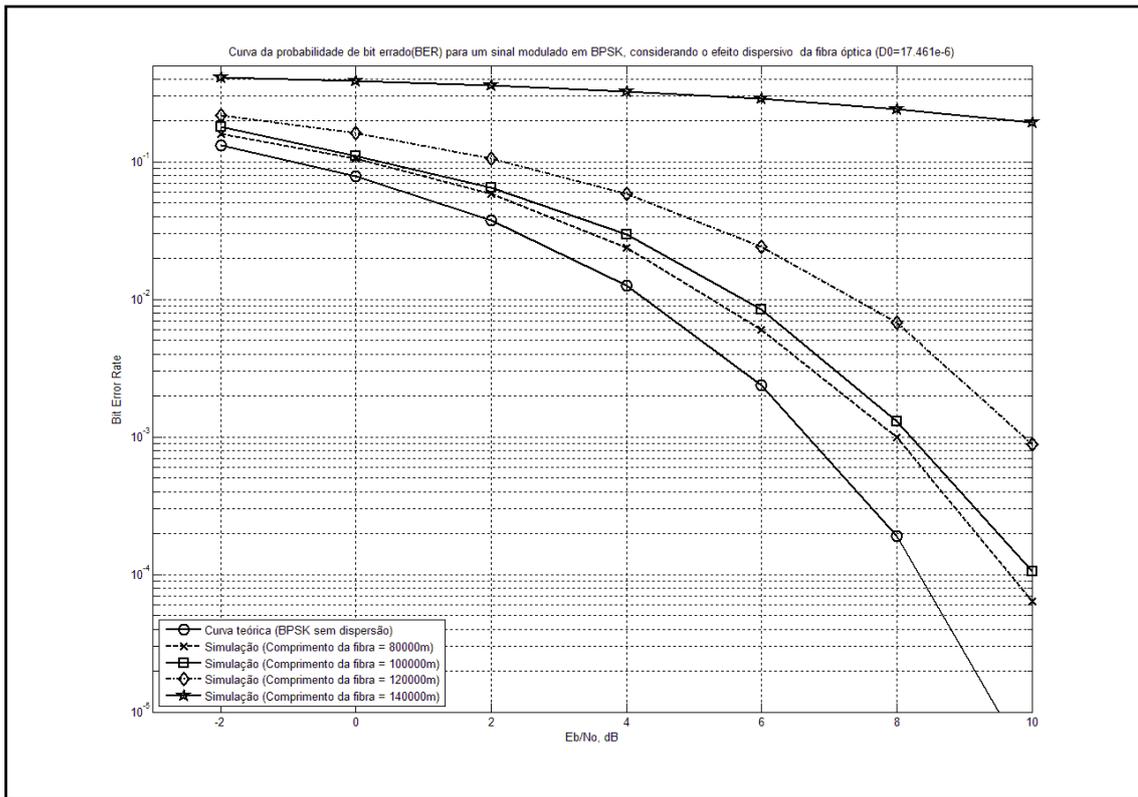
Figura 43 - Potência recebida em função do comprimento da Fibra óptica.

Utilizaram-se, tal como referido no capítulo anterior, as especificações de uma fibra SMF-28.

Pode observar-se a ocorrência de nulos periódicos na potência recebida, na extremidade da fibra. Este comportamento foi descrito no Capítulo 2 e caracterizado pelas equações (2.6), (2.7) e (2.8).

Neste caso, o primeiro nulo ocorrerá em  $L_{null,1} = \frac{c}{2D\lambda^2 f^2} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 17.461 \cdot 10^{-6} \cdot (1.55 \cdot 10^{-6})^2 \cdot (5 \cdot 10^9)^2} = 1.43 \cdot 10^5 m$  como se pode constatar na figura anterior.

A etapa seguinte deste trabalho consistiu em avaliar o efeito associado ao carácter dispersivo da fibra, na taxa de bits errados do sistema, apresentado na figura 33, e simulado em Matlab.



**Figura 44** - Taxa de bits errados, para um sinal modulado em BPSK, considerando o efeito dispersivo da fibra óptica

Como seria de esperar, à medida que aumenta o comprimento da fibra, aumenta também o impacto da dispersão associada à fibra óptica, na taxa de erros do sistema de comunicações. O aparecimento de nulos de potência é difícil de observar já que não estamos perante um sinal sinusoidal, mas antes um sinal BPSK, com uma largura de banda muito superior. As diversas frequências que compõem o sinal são afectadas de forma diferente.

Para analisar a capacidade correctora do processo de codificação/descodificação optou-se por utilizar uma fibra óptica com um comprimento de 100000m.

## 7.5 Aplicação da codificação e descodificação

Estudadas as penalizações associadas ao sistema de comunicações foi iniciada a fase do desenvolvimento de técnicas capazes de compensar estes efeitos.

Em primeiro lugar, analisaram-se os resultados obtidos com um sistema de codificação simples. Este esquema assentou num codificador convolucional com um comprimento de restrição igual a 3 e com vectores geradores  $G_1=[1 \ 1 \ 1]$  e  $G_2 = [1 \ 0 \ 1]$ .

Para efectuar a descodificação utilizaram-se os algoritmos de Viterbi (baseado em *hard-decision*) e o algoritmo de BCJR (baseado em *soft-decision*) que seria utilizado para a implementação da descodificação iterativa, sobre a qual assenta o princípio turbo. Estes sistemas de comunicação são apresentados nas figuras 35 e 36 e, de uma forma mais genérica, na figura 37.

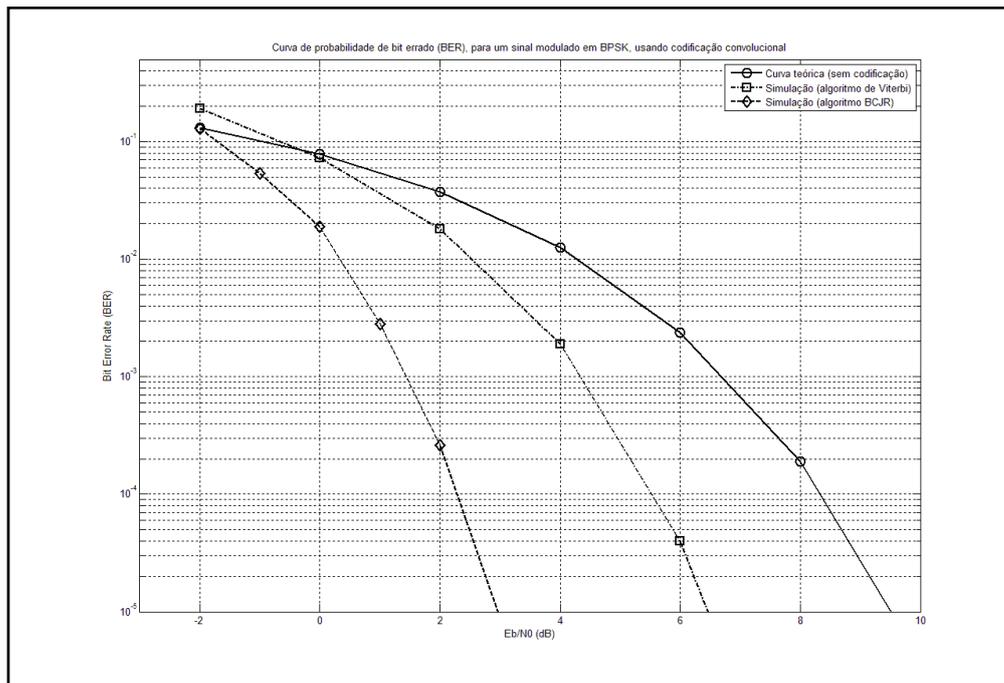


Figura 45 - Comparação entre a descodificação efectuada através do algoritmo de Viterbi e o algoritmo BCJR

Como se pode observar, a utilização do processo de descodificação resulta na diminuição drástica da taxa de erros do sistema. Mesmo com este esquema simples de codificação é possível atingir um ganho da ordem dos 6dB.

A utilização de um algoritmo baseado em *soft-decision* dever-se-á traduzir num ganho de codificação entre 2 a 3 dB [32][2]. Este facto é observado na figura anterior, onde o ganho de codificação se situa, aproximadamente, nos 2,7dB.

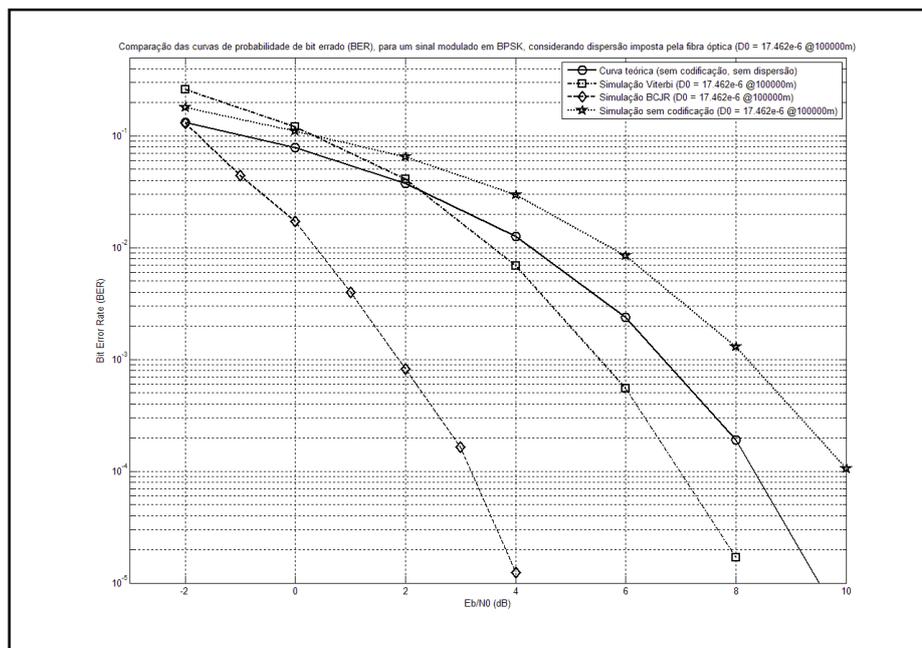


Figura 46 - Comparação entre a descodificação efectuada através do algoritmo de Viterbi e o algoritmo BCJR na presença de dispersão

Quando aplicadas a um sistema afectado pela dispersão proveniente da fibra óptica, espera-se que estas técnicas de correcção de erros continuem a produzir resultados satisfatórios. Pode observar-se, na figura anterior, que embora a curva de erros se tenha deteriorado um pouco (devido ao meio de transmissão dispersivo) o ganho máximo de codificação (para o algoritmo BCJR) continua entre valores de 6 a 7 dB. Um facto que também merece reparo é a maior diferença de desempenho entre o algoritmo de Viterbi e o algoritmo BCJR, na presença de dispersão cromática. Este aspecto sugere que os algoritmos que utilizam decisões brandas (*soft-decision*) são mais eficazes para compensar os efeitos causados pelo carácter dispersivo da fibra óptica.

## 7.6 Aplicação do princípio turbo

Nesta secção apresentam-se os resultados obtidos nas simulações do esquema de codificação turbo identificado na figura 38. O codificador é composto por dois códigos RSC - com um comprimento de restrição igual a 3 - concatenados em paralelo, e posteriormente perfurados, de modo a obter uma taxa de código de  $\frac{1}{2}$ . Os vectores geradores utilizados nos codificadores foram os que, segundo a tabela 3.2, permitem obter melhores resultados, já que possuem uma maior distância livre dos códigos.

São analisados diversos parâmetros que influenciam o desempenho dos códigos turbo como o número de iterações utilizadas ou o tamanho dos entrelaçadores.

Na descodificação é aplicado o princípio turbo. O algoritmo utilizado pelos descodificadores SISO é a aproximação Log-MAP que, obtendo um desempenho idêntico permite a execução das simulações com uma complexidade temporal bastante mais reduzida.

### 7.5.1 O efeito do número de iterações utilizado

Apresenta-se, na figura seguinte, o desempenho dos códigos turbo, em função do número de iterações efectuado. Utilizou-se um entrelaçador de tamanho  $L=10000$  bits nestas simulações.

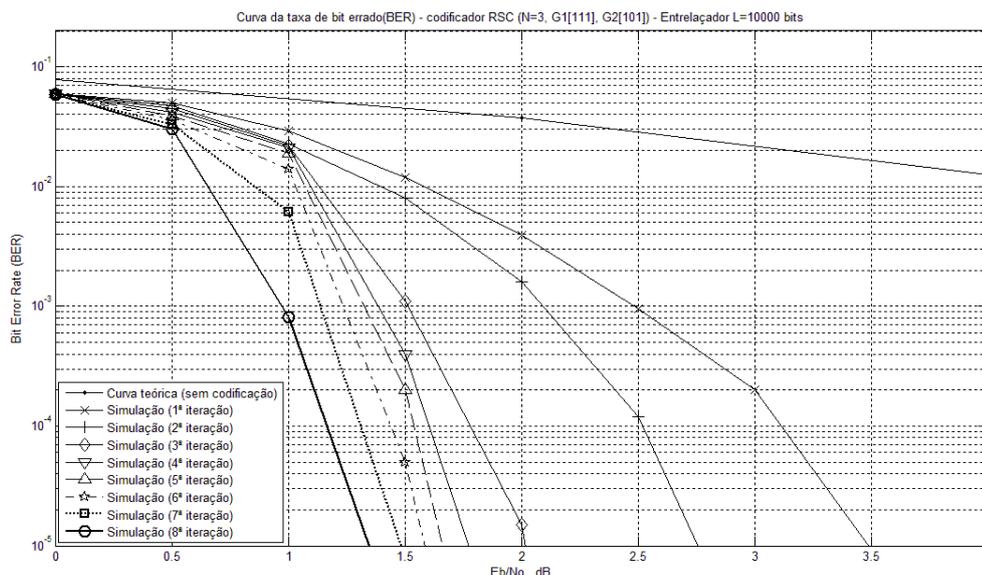


Figura 47 - Curva da taxa de erros para os códigos turbo, em função do número de iterações

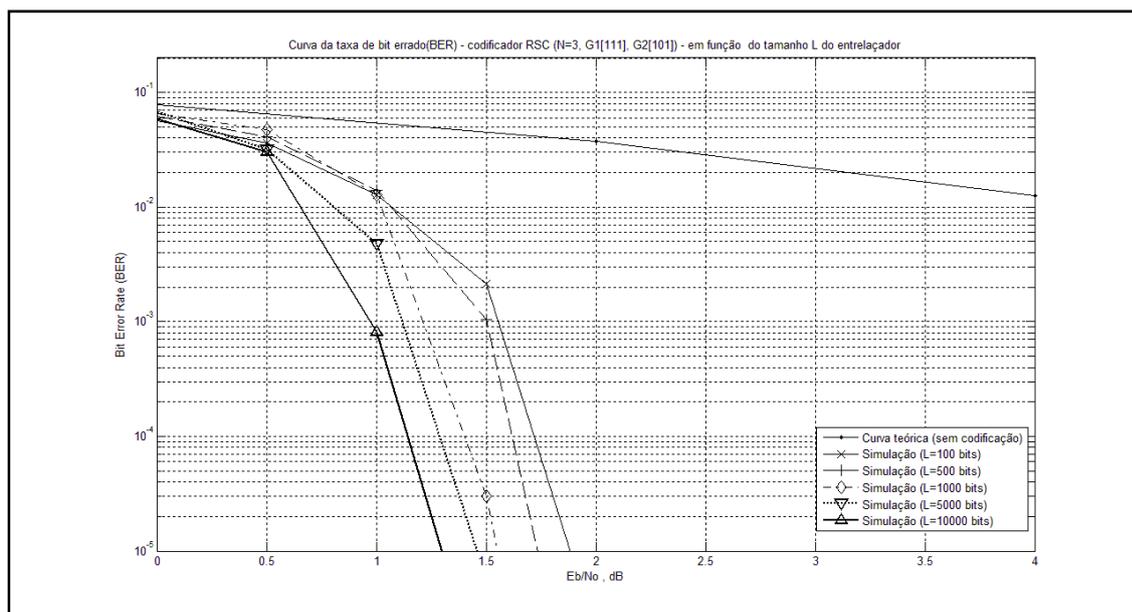
A análise desta figura permite constatar que, após a primeira iteração, o desempenho dos códigos turbo se aproxima da decodificação de um código convolucional, através do algoritmo BCJR. À medida que aumentam o número de iterações observa-se uma melhoria muito significativa do desempenho dos códigos turbo. Após 8 iterações a taxa de bits errados situa-se abaixo do valor de  $10^{-5}$  para uma relação  $E_b/N_0$  de, aproximadamente, 1.3. Para além das 8 iterações a melhoria no desempenho foi muito pequena, para a complexidade temporal imposta.

Para modulações binárias, muitos autores apontam o limite pragmático de Shannon como 0.2dB para uma taxa de código de 1/2. No entanto, para aproximar este limite seria necessário a utilização de códigos com um comprimento de restrição superior, como proposto por Berrou *et al.*[9][8]. Este esquema de codificação utilizado, mais simples, embora não atinja o limite pragmático de Shannon, permite uma aproximação bastante interessante, ficando apenas à distância de 1,1dB.

Na secção seguinte discute-se a influência do tamanho do entrelaçador no desempenho do código turbo.

### 7.5.2 O efeito do tamanho do entrelaçador

Berrou *et al.* demonstrou que era possível obter resultados impressionantes através do uso de códigos turbo, com entrelaçadores de tamanho bastante elevado[9][8]. Nesta secção pretende-se analisar a importância deste parâmetro no desempenho dos códigos turbo. Foram efectuadas várias simulações com entrelaçadores de diferentes tamanhos para observar o efeito no desempenho do princípio turbo. Utilizaram-se novamente 8 iterações para chegar aos resultados finais.



**Figura 48** - Curva da taxa de erros para os códigos turbo, em função do tamanho do entrelaçador utilizado

A figura anterior ilustra a dramática melhoria no desempenho dos códigos turbo, à medida que o tamanho do entrelaçador aumenta.

Um problema associado ao tamanho das frames transmitidas (e do tamanho do entrelaçador) prende-se com o facto de introduzir latência, muito prejudicial para sistemas de transmissão em tempo real, como é o caso de sistemas de voz ou vídeo. Observa-se, nesta figura, que mesmo para um entrelaçador de pequenas dimensões (100 bits), os códigos turbo apresentam um desempenho superior àquele que foi obtido através da descodificação simples de códigos convolucionais.

Na secção seguinte discute-se a influência das componentes de código utilizadas.

### 7.5.3 O efeito das componentes de código utilizadas

Até aqui têm-se utilizado códigos RSC com vectores geradores  $G1=[1\ 1\ 1]$  e  $G2=[101]$ . Nesta secção propõe-se a análise do impacto da alteração destes vectores geradores no desempenho dos códigos turbo. É importante escolher códigos com vectores geradores que garantam uma distância livre mínima. No entanto, o uso de entrelaçadores pode alterar esta distância no caso dos códigos turbo.

Foram utilizados dois novos códigos RSC com vectores geradores  $G1=[1\ 0\ 1]$  e  $G2=[111]$ , e  $G1=[1\ 1\ 0]$  e  $G2=[101]$  para avaliar a importância deste factor no desempenho dos códigos Turbo.

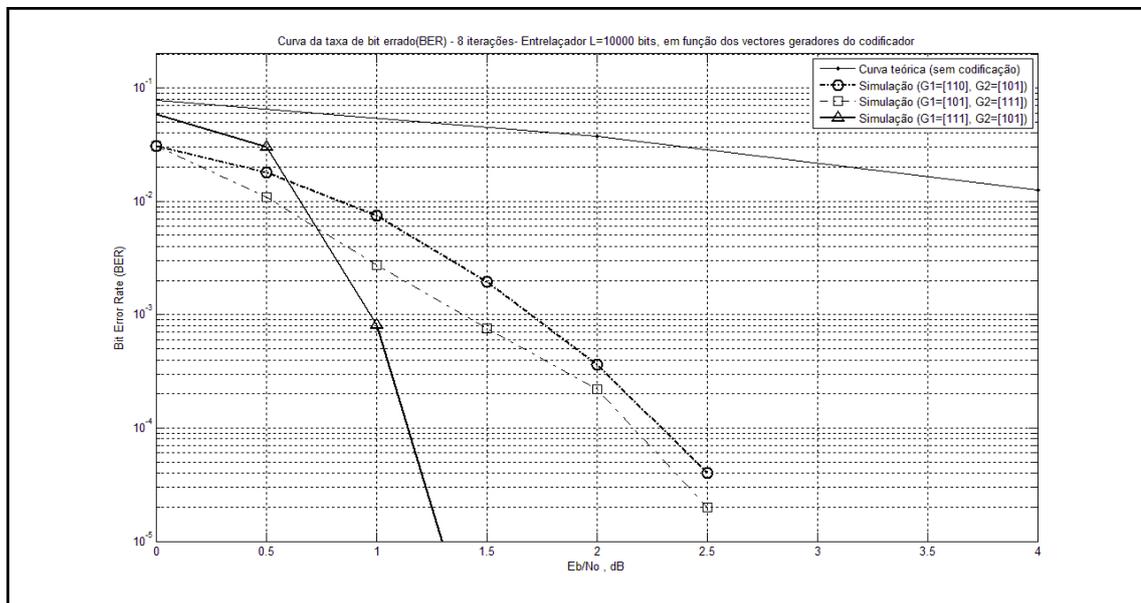


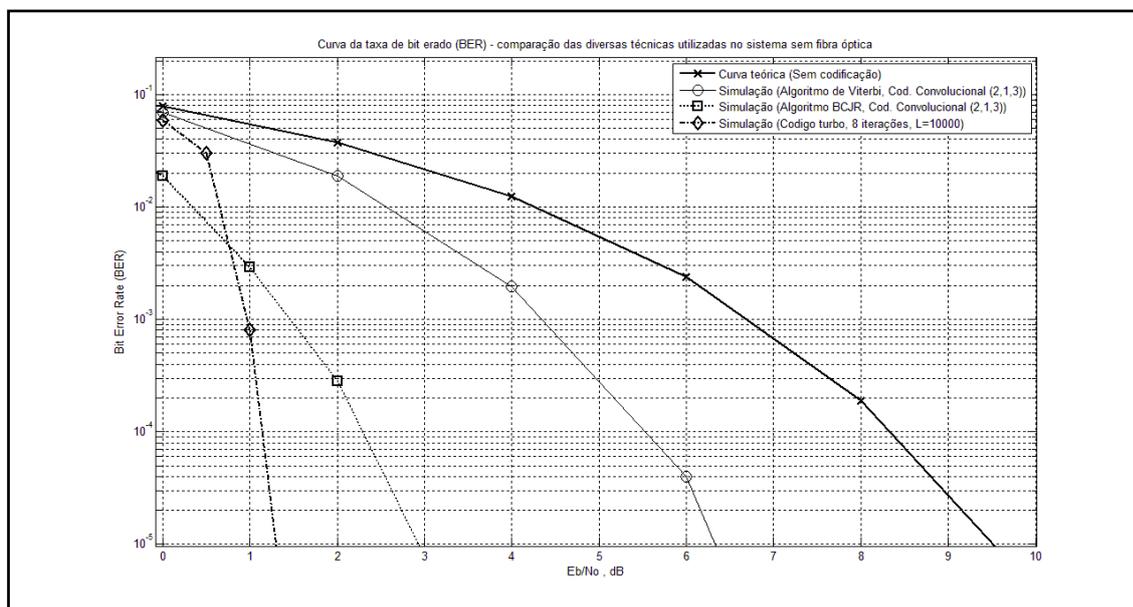
Figura 49 - Curva da taxa de erros para os códigos turbo, em função dos vectores geradores utilizados no codificador

Observa-se, pela análise dos resultados obtidos, que o desempenho dos códigos turbo é afectado pela escolha dos vectores geradores do codificador. A utilização de vectores geradores que não resultam numa distância livre mínima ( $G1=[1\ 1\ 0]$  e  $G2=[101]$ ) afecta a *performance* dos códigos turbo, como seria expectável.

Já a simples troca de  $G_1$  por  $G_2$ , que não influencia o desempenho dos códigos convolucionais, afecta também negativamente o desempenho dos códigos turbo. É por essa razão que, é comum optar-se por vectores geradores  $G_1=[1 \ 1 \ 1]$  e  $G_2=[1 \ 0 \ 1]$ , para códigos com um comprimento de restrição  $N=3$ , quando aplicados ao princípio turbo [18][16].

## 7.7 Comparação dos resultados obtidos

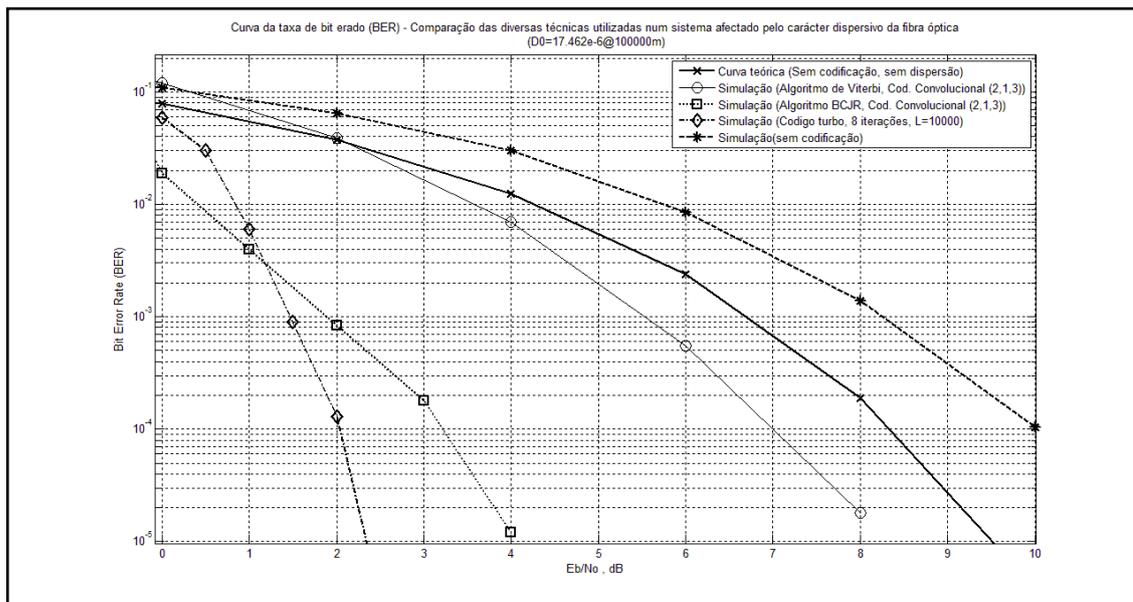
Apresenta-se agora um breve resumo dos principais resultados obtidos durante a execução deste trabalho.



**Figura 50** - Comparação das diversas técnicas utilizadas no trabalho, sem considerar a dispersão imposta pela fibra óptica

Ao observar os resultados presentes na figura anterior torna-se claro a vantagem da utilização do princípio turbo. Obtém-se um ganho de codificação da ordem dos 8,5 dB, e se se tiver em conta que foi utilizado um esquema de codificação bastante simples, os resultados podem ser considerados bastante satisfatórios.

Na presença dos efeitos causados pela dispersão da fibra, é expectável que as curvas de erros piorem um pouco, no entanto, como se pode observar na figura seguinte, o ganho de codificação para os códigos turbo mantém-se na ordem dos 8 dB.



**Figura 51** - Comparação das diversas técnicas utilizadas no trabalho, considerando o efeito dispersivo da fibra óptica

## 7.8 Resumo

Neste capítulo apresentaram-se os resultados obtidos durante a realização desta dissertação. Foram também expostas as reflexões mais relevantes sobre os resultados apresentados.

No capítulo seguinte apresentam-se as conclusões deste trabalho, bem como propostas para, sobre o tema, trabalho a desenvolver no futuro.

# Capítulo 8

## Síntese conclusiva

### 8.1 Conclusões

O ponto de partida desta dissertação centrou-se no desenvolvimento de técnicas de processamento de sinal turbo para compensar os efeitos associados ao carácter dispersivo das fibras ópticas, que ocorrem nos sistemas de comunicações ópticas.

Neste trabalho foram abordadas as principais noções relacionadas com o princípio turbo. Foi explanado o procedimento utilizado na codificação turbo - concatenação de dois ou mais códigos - e os métodos utilizados para a implementação de uma descodificação iterativa, baseada em descodificadores Soft-In-Soft-Out. Identificaram-se ainda os principais algoritmos utilizados na descodificação turbo, e explicou-se o seu modo de funcionamento.

Caracterizaram-se, de igual modo, os sistemas de comunicações ópticas, com referência para as suas vantagens, limitações e principais aplicações. Descreveu-se, em particular, o fenómeno de dispersão, que ocorre nas fibras ópticas.

Observou-se que o desempenho exemplar dos códigos turbo assenta essencialmente nos dois factores acima descritos: a concatenação de códigos na codificação que, juntamente com o uso de entrelaçadores, permite a obtenção de códigos pseudo-aleatórios, como recomendado por Shannon; e a utilização de algoritmos de descodificação de forma iterativa no codificador que, não sendo a forma óptima de descodificação - a forma óptima seria a utilização de um super algoritmo, mas de complexidade impraticável - é uma forma sub-óptima com resultados surpreendentes.

Durante a realização desta dissertação estudou-se também a influência de vários parâmetros no desempenho dos códigos turbo, observando-se a importância da escolha do tamanho do entrelaçador.

De todos os algoritmos de descodificação estudados, aquele que teria uma maior viabilidade para a implementação em *hardware* seria o algoritmo log-MAP. Com uma complexidade mais reduzida que o algoritmo BCJR, aquele algoritmo apresenta um desempenho equivalente. Mesmo nesta implementação em software foi possível observar uma diferença na complexidade temporal entre os dois algoritmos, sobretudo à medida que aumentava o número de iterações utilizadas.

Os resultados obtidos neste trabalho aproximam-se bastante de outros presentes em trabalhos anteriormente realizados, diferindo unicamente, nos esquemas de codificação adoptados [9][30][34][8][35]. A utilização de uma taxa de código menor teria como resultado um desempenho superior ao obtido, no entanto a taxa de transmissão do sistema era diminuída também. Este revelou-se um factor de importância extrema, a considerar na escolha do código.

O desenvolvimento deste trabalho permitiu compreender as vantagens da utilização da codificação de canal, principalmente o uso do princípio turbo, a crescente investigação desenvolvida nesta área e as mais-valias da aplicação deste princípio aos sistemas de comunicações ópticas.

A implementação dos vários algoritmos, em particular do algoritmo BCJR, constituiu a parte fundamental deste trabalho. Este algoritmo, para além do papel fundamental que desempenhou neste trabalho, poderá também servir como base para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

## 8.2 Propostas para trabalhos futuros

São apresentadas de seguida algumas sugestões de trabalhos a desenvolver no futuro:

- O trabalho desenvolvido durante a realização desta dissertação poderá ver continuidade na implementação de um esquema de codificação/descodificação sob um sistema de comunicações ópticas real. A implementação do decodificador log-MAP poderá ser feita com base no recurso a FPGA's como proposto em [22];
- Para uma representação mais fiel de um sistema de Rádio sob Fibra seria interessante a implementação do canal de transmissão *wireless*, para além da fibra óptica, e analisar o desempenho dos códigos turbo neste caso;
- Uma aplicação interessante para o princípio turbo é a igualização turbo, que consiste numa combinação da igualização com a codificação/descodificação de canal de forma iterativa. O igualizador tem como objectivo compensar a interferência intersimbólica que ocorre no canal de transmissão. O canal de transmissão (devido às suas características de dispersão e atenuação) pode ser visto como um codificador interno com uma taxa de código unitária. Assim, a combinação do bloco de codificação com as características dispersivas da fibra óptica, poder-se-á considerar como uma concatenação em série de duas componentes codificadas distintas, e descodificada através de um processo iterativo, ou seja, seguindo o princípio turbo. O bloco equalizador - que funciona como o decodificador interno - trocará informação com o bloco decodificador de forma iterativa, num processo análogo àquele que acontece na descodificação turbo;
- A igualização turbo poderia ser também utilizada na compensação dos efeitos provenientes de não linearidades introduzidas, pelo modulador Mach Zehnder, no sistema de comunicações ópticas.

## Referências

- [1] Abrantes, S. “Apontamentos da disciplina de Telecomunicações 2 - Modulações binárias (ASK e PSK)”. Acedido em: 27, Janeiro, 2009, em: [http://paginas.fe.up.pt/%7Esam/Tele2/apontamentos/Modul\\_3\\_1.pdf](http://paginas.fe.up.pt/%7Esam/Tele2/apontamentos/Modul_3_1.pdf)
- [2] Abrantes, S. “Apontamentos da disciplina de teoria da informação - Códigos Convolucionais”. Acedido em: 27, Janeiro, 2009, em: <http://www.fe.up.pt/~sam/TI/apontamentos/Sec2.5.zip>
- [3] Abrantes, S. “Do algoritmo BCJR à decodificação turbo”. Abril 2004, acedido em 27, Janeiro, 2009 em : <http://paginas.fe.up.pt/~sam/textos/De%20BCJR%20a%20turbo.pdf>
- [4] AZADET, K. , HARATSCH, E. , KIM, H. , SAIBI, F. , SAUNDERS, J. , SHAFFER, M. , SONG, L. e YU, M. “Equalization and FEC Techniques for Optical Transceivers”, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL.37, No.3, Março de 2002
- [5] Bahl, L. R., Cocke, J., Jelinek, F., e Raviv, J. “Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate”. IEEE Trans. Inform. Theory, pp. 284-287, Março de 1974
- [6] Bass, M. “Fiber optics handbook: fiber, devices and systems for optical communications”. New York : McGraw-Hill, 2002
- [7] Benedetto, S. e Biglieri, E. “Principles of Digital Transmission: with wireless applications”. Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999
- [8] Berrou, C. e Glavieux, A. “Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes”. IEEE Trans. Commun., vol. 44, pp. 1261-1271, Outubro 1996.
- [9] Berrou, C., Glavieux, A. e Thitimajshima, P. “Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes”. ICC, pp 1064-1070, 1993
- [10] Chettat, H., Mokhtar, S. L., Bouslimani, Y. e Hamam, H. “RoF Networks: A Comprehensive Study”. IEEE: Wireless Pervasive Computing, 2008. ISWPC 2008. 3rd International Symposium, Santorini, pp. 495-498, Maio de 2008
- [11] Cover, T. e Thomas, J.” Elements of Information Theory”. New York, NY: John Wiley & Sons, Inc., 1991. P.198
- [12] Elias, P. “Coding for noisy channels”. IRE Conv. Rec., March 1955, vol. 3, pp. 37-46
- [13] Erfanian, J. A., Pasupathy, S. e Gulak, G. “Reduced complexity symbol detectors with parallel structures for ISI channels”. IEEE Trans. Communications, vol. 42, pp. 1661 1671, 1994.

- [14] “*Fiber optics 4 sale*”. Acedido em 27, Janeiro, 2008 em: <http://www.fiberoptics4sale.com/Merchant2/optical-fiber.php>
- [15] Gallager, R. “*Information Theory and Reliable Communication*”. Capítulo 5, New York: John Wiley and Sons, 1968
- [16] Hagenauer, J. “*Iterative Decoding of Block and Convolutional Codes*”. In: Proc. of the EIDMA Winter Meeting, p. 164, Dezembro de 1994
- [17] Hagenauer, J. “*The turbo principle: Tutorial introduction and state of the art*”. Proceedings of the 1st International Symposium on Turbo Codes, Brest, França, pp. 1-11, Setembro de 1997
- [18] Jung, P. “*Comparison of Turbo-Code Decoders Applied to Short Frame Transmission Systems*”. IEEE, vol. 14, No. 3, pp. 530-537, Abril de 1996
- [19] Keiser, G.E. “*Optical Fiber Communications*”. McGraw-Hill, New York, 3rd ed., 2000
- [20] Koch, W. e Baier, A. “*Optimum and sub-optimum detection of coded data disturbed by time-varying inter-symbol interference*”. IEEE Globecom, pp. 1679-1684, Dezembro de 1990
- [21] MacKay, David J.C. “*Information Theory, Inference, and Learning Algorithms*”. Cambridge: Cambridge University Press, 2003
- [22] Martin, R. R ., Garcia, A. D. G., Perez, L. F. G. e Villarruel, J. E. G. *Hardware Architecture of MAP Algorithm for Turbo Codes Implemented in a FPGA*. Conielect, pp.70-75, 15th International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECT'05), 2005
- [23] MIZUOCHI, T. “*Recent Progress in Forward Error Correction for Optical Communication Systems*”, IEIC TRANS. COMMUN., VOL.E88-B, No.5, Maio de 2005;
- [24] MIZUOCHI, T. , KUBO, K. , YOSHIDA, H. , TAGAMI, H. , AKITA, M. e MOTOSHIMA, K. “*Recent Progress in Forward Error Correction for Optical Communication Systems*”. OFC VOL.2, 2003;
- [25] Robertson, P., Villebrun, E. e Hoeher, P. “*A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain*”. Proc. Intern. Conf. Communications (ICC), pp. 1009-1013, Junho de 1995.
- [26] Salgado, H. “*Dispersion in Optical Fibers*”. Dezembro 2007, acedido em 27, Janeiro, 2009 em : [http://paginas.fe.up.pt/~hsalgado/co/docs/phase\\_group\\_vel\\_dispersion.pdf](http://paginas.fe.up.pt/~hsalgado/co/docs/phase_group_vel_dispersion.pdf)
- [27] Schlegel, C. “*Trellis Coding*”, IEEE Press, Piscataway, NJ, 1997.
- [28] Shannon, Claude E. “*A Mathematical Theory of Communication*”. Urbana, IL: University of Illinois Press, 1949 (reprinted 1998)
- [29] Silva, Amanda C. “*Análise do desempenho de códigos turbo*”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica pelo Departamento de Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

- [30] Sklar, B. “*A primer on turbo code concepts*”. IEEE Communications Magazine, vol. 35, no. 12, pp. 94-102, Dezembro 1997
- [31] Sripimanwat, K. “*Turbo Code Applications: A Journey from a Paper to Realization*”. 4ª Edição, Dordrecht Springer Science & Business Media, 2005
- [32] TYCHOPOULOS, A., KOUFOPAVLOU, O. e TOMKOS, I. “*FEC In Optical Communications*”, IEEE CIRCUITS & DEVICES MAGAZINE, Novembro /Dezembro de 2006
- [33] Valenti, M.C e Sun, J. “*Handbook of RF and Wireless Technologies*”. Capítulo 12, F. Dowla Editor, Newnes Press, 2004.
- [34] Valenti, M.C. “*Turbo codes and iterative processing*”. In Proc. IEEE New Zealand Wireless Commun. Symp., (Auckland New Zealand), Novembro 1998
- [35] Woodard, J. P. e Hanzo, L. “*Comparative study of turbo decoding techniques: an overview*”. IEEE Trans. Veh. Technol. v49 i6 (2000). pp.2208-2233
- [36] Wozencraft, J.M. e Jacobs, I.M. “*Principles of Communication Engineering*”. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1965, reprinted by Waveland Press, 1993

