

Universidade Estadual de Campinas  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação



**UNICAMP**

Dissertação de Mestrado

Análise de Desempenho de Sistemas de TV Digital Móveis  
DVB-H e ISDB-T  
utilizando Concatenação de Códigos BCH e Turbo Codificadores.

**Autor: Diogo Gará Caetano**

Orientador: Prof. Dr. Yuzo Iano

Dissertação de Mestrado apresentada à  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação como parte dos requisitos para  
obtenção do título de Mestre em Engenharia  
Elétrica

Banca Examinadora

Prof. Dr. Yuzo Iano.....Decom/Feec/Unicamp  
Prof. Dr. Marcelo Knorich Zuffo.....Politécnica/USP  
Prof. Dr. Fujio Yamada.....Universidade Mackenzie  
Prof. Dr. Dalton Soares Arantes.....Decom/Feec/Unicamp

Campinas, SP- Brasil

Outubro / 2007

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

C116a Caetano, Diogo Gará  
Análise de desempenho de sistemas de TV digital móveis  
DVB-H e ISDB-T utilizando concatenação de códigos BCH  
e turbo codificadores / Diogo Gará Caetano. --Campinas,  
SP: [s.n.], 2007.

Orientador: Yuzo Iano.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação.

1. Comunicações digitais. 2. Televisão digital. 3.  
Sistemas de telecomunicação móvel. 4. Comunicação  
móvel. 5. Códigos de controle de erros (Teoria da  
informação). I. Iano, Yuzo. II. Universidade Estadual de  
Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação. III. Título.

Título em Inglês: Performance analysis of mobile digital TV systems DVB-H and ISDB-T  
by the use of BCH and turbo codes concatenation

Palavras-chave em Inglês: Digital communication, Digital television, MóBILE  
telecommunication systems, MóBILE communication, Error control  
code (Theory of information)

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Marcelo Knorich Zuffo, Fujio Yamada, Dalton Soraes Arantes

Data da defesa: 31/10/2007

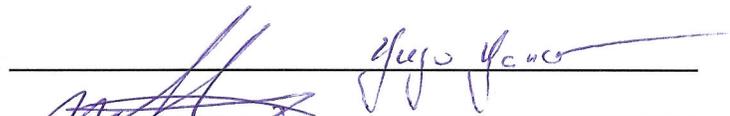
Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

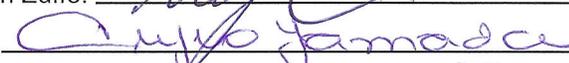
**Candidato:** Diogo Gará Caetano

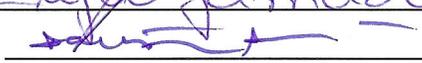
**Data da Defesa:** 31 de outubro de 2007

**Título da Tese:** "Análise de Desempenho de Sistemas de TV Digital Móveis DVB-H e ISDB-T Utilizando Concatenação de Códigos BCH e Turbo Codificadores"

Prof. Dr. Yuzo Iano (Presidente): \_\_\_\_\_ 

Prof. Dr. Marcelo Knorich Zuffo: \_\_\_\_\_ 

Prof. Dr. Fujio Yamada: \_\_\_\_\_ 

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes: \_\_\_\_\_ 

“Mas na entrada para a ciência, como na entrada do inferno , é preciso impor a exigência:

Qui si convien lasciare ogni sospetto

Ogni viltà convien che sai morta.

*(Dante Alighieri, Divina Comédia)*

“Que aqui se afaste toda a suspeita

Que neste lugar se despreze todo o medo”

"Se fiz descobertas valiosas, foi mais por ter paciência do que qualquer outro talento."

*( Isaac Newton )*

# Agradecimentos

Agradeço a Deus pelas pessoas que colocou em meu caminho.

Agradeço ao meu orientador Yuzo Iano, pela orientação, incentivo, sugestões, paciência e ajuda.

Agradeço ao meu co-orientador, Vicente Idalberto Becerra Sablón, pelo apoio, orientação e indicações.

Agradeço aos meus pais pela motivação, suporte e lições de vida.

Agradeço a minha companheira Verônica pelos cuidados, paciência, compreensão e incentivo.

Agradeço ao meu irmão pelo incentivo, companheirismo e amizade.

Agradeço aos amigos da Unicamp pelo incentivo, especialmente a Cristiano Akamine e Rangel Arthur que abriram meus caminhos à pesquisa em sistemas de TV Digital.

Aos amigos pesquisadores que estudaram ao meu lado Eduardo Luis Carrara e Roger Larico pela ajuda e companheirismo.

Agradeço a todos do Laboratório de Comunicações Visuais LCV pelo apoio e paciência dedicados e ao DECOM, FEEC e UNICAMP.

Agradeço aos professores da Escola Federal de Engenharia de Itajubá pelos ensinamentos, especialmente aos professores José Antonio Justino Ribeiro e Luiz Lenarth Gabriel Vermaas pelas indicações.

Agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

Ao corpo docente da FEEC, pelo aprendizado.

## Resumo

O objetivo deste trabalho foi estudar o desempenho de codificadores de canal com decodificação iterativa e diferentes esquemas de concatenação de codificadores para sistemas de TV digital móveis tais como: DVB-H e ISDB-T. Contribui-se com uma proposta de concatenação de codificadores para sistemas COFDM avaliada através de implementação computacional. Os resultados gerados nesta pesquisa demonstram ganhos de codificação em relação a sistemas padronizados de TV digital. Estes ganhos de codificação são referentes à utilização de codificadores BCH concatenados com codificadores Turbo e LDPC. As simulações ocorreram em canais com multipercurso, distribuição *Rayleigh*, ruído gaussiano branco e outros canais típicos de radiodifusão utilizados no Brasil para testes de TV digital.

**Palavras-chave:** TV Digital, COFDM, Turbo Codificadores, Decodificadores Iterativos, DVB-H/SH, DVB-T, ISDB-T/Tmm.

## **Abstract**

The aim of this work is to study the performance of channel encoders with iterative decoders, and also different encoders concatenation schemes to mobile digital television standards as DVB-H and ISDB-T. The contribution of this work is a proposal of encoder concatenation scheme for COFDM systems evaluated through software implementation. The final results of this work presents overall coding gain with respect to digital TV standards. The gain presented in this work is regarded to the concatenation of BCH encoders with Turbo and LDPC encoders. The simulations were performed over multipath, Rayleigh, AWGN and typical Brazilian broadcast channels used for digital TV trials.

**Keywords:** Digital TV, COFDM, Turbo Encoders, Iterative Decoders, DVB-H/SH, DVB-T, ISDB-T/Tmm, Mobile TV.

# Sumário

<b>Lista de Figuras.....</b>	<b>vi</b>
<b>Lista de Tabelas.....</b>	<b>x</b>
<b>Lista de Abreviaturas e Siglas.....</b>	<b>xii</b>
<b>1 Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1 Evolução dos Sistemas de Comunicações Móveis .....	1
1.2 Televisão Móvel Digital .....	3
1.3 Motivação e Objetivos.....	5
1.4 Organização da Tese.....	6
<b>2 Sistema DVB-H.....</b>	<b>8</b>
2.1 Introdução.....	8
2.2 Requisitos do Sistema.....	8
2.3 Camadas de Rede e Protocolos.....	9
2.4 Camada Física.....	11
2.5 Camada de Transporte.....	11
2.6 Camada de Rede.....	12
2.6.1 UDP (Protocolo Datagrama do Usuário).....	12
2.6.2 IPV6/IPV4.....	13
2.6.3 RTP (Protocolo de Transporte em Tempo Real).....	15
2.6.4 H.264/AVC.....	15
2.6.5 FLUTE/ALC.....	15
2.6.6 Sinalização de Seção PSI/SI.....	17
2.7 Camada de Aplicação .....	18
2.8 Multiplexador .....	20
2.8.1 Time Slicing.....	21
2.8.2 Delta-T.....	22
2.8.3 Tamanho da Rajada de Dados (Burst Size).....	25
2.8.4 Largura de Banda da Rajada (Burst Bandwidth) .....	27
2.8.5 Largura de Banda Constante (Constant Bandwidth).....	27
2.8.6 Tempo de Desligamento (Off-time) .....	27
2.8.7 Duração Máxima da Rajada (Maximum Burst Duration) .....	28
2.8.8 MPE-FEC (Multiprotocol Encapsulation-Forward Error Correction).....	31
2.9 Cálculo de Taxa de Bits Úteis .....	34
2.10 Modulador (Exciter) .....	39
2.11 Dispensador de Energia .....	42
2.12 Codificação Externa (Reed-Solomon) .....	43
2.13 Entrelaçador Externo (Outer Interleaver) .....	46
2.14 Codificação Interna (Inner Coding) .....	48
2.15 Entrelaçador Interno (Inner Interleaver).....	49
2.16 Entrelaçador de Bits.....	51
2.17 Entrelaçador de Símbolos.....	53

<b>3</b>	<b>Modulação .....</b>	<b>55</b>
3.1	Modulação M-PSK .....	55
3.1.1	<i>BPSK</i> .....	57
3.1.2	<i>QPSK</i> .....	58
3.2	Modulação M-QAM.....	64
3.2.1	<i>16-QAM</i> .....	65
3.2.2	<i>64-QAM</i> .....	66
3.3	Parâmetros das Modulações dos Padrões DVB-T/H, ISDB-T .....	67
3.4	Modulação Hierárquica .....	68
<b>4</b>	<b>Estrutura do Quadro OFDM.....</b>	<b>71</b>
4.1.1	<i>Localização das Portadoras Pilotos Espalhadas</i> .....	74
4.1.2	<i>Pilotos com Parâmetros de Sinalização (TPS)</i> .....	76
4.1.3	<i>Ortogonalidade</i> .....	77
4.1.4	<i>Intervalo de Guarda</i> .....	78
4.2	Receptor Móvel .....	79
4.3	Estimadores de Canal .....	80
4.4	Algoritmos Estimadores de Canal .....	83
4.5	Estimação Piecewise.....	84
4.6	Estimação Cubic-Spline .....	85
4.7	Testes com Efeito <i>Doppler</i> .....	86
4.7.1	<i>Espectro de Potência Doppler</i> .....	87
4.8	Desvanecimento Seletivo em Frequência.....	88
4.9	Sistemas de Portadora Única .....	91
4.10	Sistemas Multiportadora.....	92
4.11	Vantagens e Desvantagens do Sinal OFDM.....	94
4.12	Geração e Detecção dos Sinais OFDM .....	97
<b>5</b>	<b>Rede de Frequência Única (SFN) .....</b>	<b>101</b>
5.1	Conteúdo.....	106
5.2	Encapsulador IP.....	106
5.3	Modulador( <i>Exciter</i> ) .....	107
5.4	Transmissores .....	107
5.5	Máscara Espectral.....	108
5.6	Repetidores de Sinal ( <i>GAP-Fillers</i> ).....	109
5.7	Retransmissor ( <i>Relay Station</i> ) .....	109
5.8	Adaptador SFN .....	110
5.8.1	<i>Sincronismo de Redes SFN</i> .....	111
5.9	Adaptadores de Rede TX/RX.....	113
5.10	Sistema CAS ( <i>Control Access System</i> ).....	114
<b>6</b>	<b>Comparação entre Sistemas Móveis .....</b>	<b>116</b>
6.1	ISDB ( <i>Integrated Services Digital Broadcasting</i> ).....	119
6.1.1	<i>Introdução</i> .....	119
6.1.2	<i>Transmissão Hierárquica</i> .....	120
6.1.3	<i>Recepção Parcial para Equipamentos Móveis</i> .....	120

<b>7</b>	<b>Capacidade de Canal.....</b>	<b>125</b>
7.1	Limite de Shannon.....	125
7.1.1	<i>Limite de Capacidade da Constelação.....</i>	128
<b>8</b>	<b>Códigos Turbo.....</b>	<b>130</b>
8.1	Introdução.....	130
8.2	Demodulação por Decisão Suave ( <i>Soft-Decision</i> ).....	131
<b>9</b>	<b>Codificadores Turbo Convolucionais (TCC) .....</b>	<b>134</b>
9.1.1	<i>Cálculo da Probabilidade Conjunta <math>P(s',s,y)</math>.....</i>	137
9.1.2	<i>Cálculo de <math>\gamma</math>.....</i>	137
9.1.3	<i>Cálculo Recursivo de <math>\alpha</math> e <math>\beta</math>.....</i>	138
9.1.4	<i>Instabilidade Numérica do Algoritmo BCJR.....</i>	139
9.1.5	<i>Cálculo de <math>\alpha</math> e <math>\beta</math> utilizando a Treliça.....</i>	140
9.1.6	<i>Cálculo de <math>\alpha</math>.....</i>	141
9.1.7	<i>Cálculo de <math>\beta</math>.....</i>	142
9.1.8	<i>Cálculo de <math>P(s',s,y)</math> e <math>L(uk y)</math>.....</i>	143
9.1.9	<i>Simplificações do Algoritmo MAP.....</i>	144
9.2	Aplicação da Decodificação Iterativa.....	147
9.3	Turbo Codificador Paralelo.....	148
9.4	Turbo Codificador Serial.....	151
9.4.1	<i>Aplicação.....</i>	152
<b>10</b>	<b>Códigos LDPC (<i>LOW DENSISTY PARITY CHECK</i>).....</b>	<b>156</b>
10.1	Matriz de Cheque de Paridade H e Geradora G.....	156
10.2	Decodificação.....	157
10.3	Mensagens com Variáveis Binárias.....	163
10.4	Simplificação: Algoritmo “ <i>Max-Product</i> ”.....	164
10.5	Simplificações: Algoritmo “ <i>Min-Sum</i> ”.....	165
<b>11</b>	<b>Resultado de Simulações.....</b>	<b>167</b>
11.1	Simulações com o Codificador PCCC.....	170
11.2	Simulações com o Codificador SCCC.....	179
11.3	Simulações com o Codificador LDPC.....	187
11.4	Resumo dos Melhores Resultados de Simulações Para o Sistema DVB-T/H....	192
11.5	Análise de Ganho do Codificador MPE-FEC.....	197
11.6	Resumo dos Melhores Resultados para o Sistema ISDB-T.....	202
11.7	Ganho em Relação ao Alcance das Redes.....	205
<b>12</b>	<b>Conclusões.....</b>	<b>209</b>
12.1	Sugestões para Trabalhos Futuros.....	212
<b>13</b>	<b>Referências Bibliográficas.....</b>	<b>213</b>
<b>14</b>	<b>Exemplos Numéricos.....</b>	<b>220</b>
14.1	Exemplo Turbo Códigos Convolucionais com o Algoritmo BCJR, ou MAP....	220

14.1.1	<i>Exemplo com o Algoritmo Max-Log-MAP</i> .....	225
14.1.2	<i>Exemplo com o Algoritmo Log-MAP</i> .....	227
14.1.3	<i>Exemplo de Decodificação Turbo</i> .....	228
14.2	<i>Exemplo Numérico LDPC (Low Density Parity Check)</i> .....	232
<b>15</b>	<b>Anexos</b> .....	<b>236</b>
15.1	Protocolos IPV4/IPV6 .....	236
15.2	Protocolo RTP .....	238
15.3	Sinalização de Seção PSI/SI.....	239

# Lista de Figuras

Fig.2.1 Diagramas de esquemas de roteamento. ....	10
Fig.2.2 Estrutura de protocolos DVB-H. ....	10
Fig.2.3 Estrutura do protocolo UDP. ....	13
Fig.2.4 Estrutura dos protocolo IPV4/IPV6. ....	14
Fig.2.5 Estrutura do protocolo RTP. ....	15
Fig.2.6 Método de transporte de dados para o protocolo FLUTE. ....	16
Fig.2.7 Principais camadas do protocolo FLUTE. ....	17
Fig.2.8 Sinalização de seção. ....	18
Fig.2.9 Transmissão DVB-H. ....	22
Fig.2.10 Seções de dados. ....	22
Fig.2.11 Delta-T e tempo de sincronismo. ....	24
Fig.2.12 Delta-t jitter. ....	24
Fig.2.13 Taxa de dados utilizando método de rajadas DVB-H. ....	26
Fig.2.14 Taxa de dados utilizando método convencional DVB-T. ....	26
Fig.2.15 Método de desligamento do receptor DVB-H. ....	28
Fig.2.16 Duração máxima da rajada. ....	29
Fig.2.17 Parâmetros gerais. ....	29
Fig.2.18 Quadro MPE-FEC. ....	31
Fig.2.19 Alocação de datagramas na <i>application data table</i> . ....	32
Fig.2.20 Alocação de datagramas na <i>RS data table</i> . ....	32
Fig.2.21 Sistema de Transmissão DVB-H dedicado. ....	41
Fig.2.22 Sistema de Transmissão DVB-H hierárquico. ....	42
Fig.2.23 Pacote de dados na saída do codificador MPEG-2/H.264. ....	42
Fig.2.24 Aleatorizador e desaleatorizador de dados. ....	43
Fig.2.25 Pacote de dados aleatorizados. ....	43
Fig. 2.26 Pacote de dados de saída do codificador <i>Reed-Solomon</i> . ....	44
Fig.2.27 Estrutura do decodificador RS/BCH. ....	45
Fig.2.28 Diagrama do entrelaçador/desentrelaçador. ....	46
Fig.2.29 Vetor de bits 1's para teste do efeito do entrelaçador externo. ....	47
Fig.2.30 Efeito do espalhamento do vetor de bits 1's após processado pelo entrelaçador externo. ....	47
Fig.2.31 Pacote de dados na saída do entrelaçador de bytes. ....	48
Fig.2.32 Codificador convolucional de 64 estados e taxa $\frac{1}{2}$ , (n=2,k=1,m=6). ....	48
Fig.2.33 Entrelaçador interno-mapeamento dos bits em símbolos para modulação não hierárquica. ....	51
Fig.2.34 Entrelaçador interno: mapeamento dos bits em símbolos para a modulação hierárquica. ....	53
Fig.3.1 Sinal binário modulado em PSK(observe os deslocamento de fase de 180° na mudança do sinal) ....	56
Fig.3.2 a) $\phi_i$ função Seno b) $\phi_j$ função Coseno ....	56
Fig.3.3 a) Forma retangular I e Q b) forma Polar S11(amplitude),S21(fase). ....	57
Fig.3.4 Modulações M-PSK, a)BPSK, b)QPSK, c)QPSK d)8PSK ....	59
Fig.3.5 Pulso quadrado com amplitude A e duração T. ....	60

Fig.3.6 Mudança de fase no tempo de um sinal arbitrário M-PSK.....	60
Fig.3.7 Constelação QPSK.....	63
Fig.3.8 Modulador M-QAM genérico.....	64
Fig.3.9 Constelação 16 QAM no plano I-Q.....	65
Fig.3.10 Constelação 64 QAM no plano I-Q.....	66
Fig.3.11 Comparação do alcance entre as modulações QPSK, 16-QAM, 64-QAM, quanto a relação sinal ruído em função da distância da torre de transmissão para uma região plana em campo aberto.....	67
Fig.3.12 Modulação 16-QAM não uniforme com $\alpha=4$ .....	68
Fig.3.13 Modulação hierárquica QPSK embarcada em 16-QAM.....	69
Fig.3.14 Modulação hierárquica QPSK embarcada em 64-QAM.....	69
Fig.4.1 Estrutura do quadro OFDM.....	75
Fig.4.2 Quadro de sinalização.....	77
Fig.4.3 Portadoras com períodos inteiros dentro de um símbolo OFDM.....	77
Fig.4.4 Sinal OFDM no domínio da frequência.....	77
Fig.4.5 Símbolo OFDM com extensão cíclica.....	79
Fig.4.6 Sinal OFDM de 4 sub-portadoras no domínio da frequência com intervalo de guarda a)utilizando espaçamento nulo em canal dispersivo b) utilizando prefixo cíclico.....	79
Fig.4.7 Sistema de recepção DVB-H.....	80
Fig.4.8 Interpolação 1D em frequência.....	81
Fig.4.9 Interpolação 2D tempo e frequência.....	82
Fig.4.10 Estrutura de transmissão do quadro OFDM com pilotos de sinalização.....	82
Fig.4.11 Sistema de transmissão/recepção OFDM.....	83
Fig.4.12 Ângulo entre a frente de onda e o deslocamento da antena.....	86
Fig.4.13 Espectro de potência espalhado devido ao efeito <i>Doppler</i> em uma onda senoidal.....	87
Fig.4.14 Canal de radiofrequência móvel.....	88
Fig.4.15 Ambiente com multipercurso.....	89
Fig.4.16 Resposta em frequência do canal com multipercurso.....	90
Fig.4.17 Comparação entre os espectros de sinais de portadora única, FDM e OFDM.....	94
Fig.4.18 Efeito do desvanecimento seletivo nos sistemas de portadora única e multiportadora.....	95
Fig.4.19 Efeito do desvanecimento plano nos sistemas de portadora única e multiportadora.....	96
Fig.4.20 Diagrama em blocos do modulador OFDM.....	97
Fig.4.21 Geração do sinal OFDM.....	99
Fig.4.22 Sistema OFDM utilizando o método da IFFT/FFT.....	100
Fig.5.1 Diagrama simplificado de rede DVB-H dedicada.....	105
Fig.5.2 Estrutura do encapsulador IP.....	106
Fig.5.3 Máscara espectral para canais de 6 Mhz.....	108
Fig.5.4 Estrutura de <i>GAP-Filler</i> .....	109
Fig.5.5 Rede primária de distribuição com adaptação SFN.....	110
Fig.5.6 Atrasos de sinais referentes a diferentes estações em uma rede SFN.....	112
Fig.5.7 Ajuste de atraso em retransmissores de SFN.....	112
Fig.5.8 Método de ajuste <i>fine-tuning</i> para sincronismo de redes SFN.....	113
Fig.5.9 Sistema CAS.....	114
Fig.6.1 Espectro do canal de RF segmentado.....	119
Fig.6.2 Diagrama de transmissão ISDB-T hierárquica e recepção parcial.....	121

Fig.7.1 Limite de <i>Shannon</i> . .....	128
Fig.8.1 Símbolo recebido após um canal AWGN modulado em 16QAM. ....	131
Fig.9.1 Diagrama de blocos simplificado do sistema. ....	135
Fig.9.2 A treliça do codificador usado. ....	136
Fig.9.3 Treliça com os valores $\alpha, \gamma$ e $\beta$ . ....	140
Fig.9.4 Cálculo recursivo de $\alpha$ e $\beta$ . ....	141
Fig.9.5 Cálculo recursivo de $\beta$ . ....	142
Fig.9.6 A probabilidade $P(s', s, y)$ como produto de três fatores $\alpha, \gamma$ e $\beta$ . ....	143
Fig.9.7 Vetor de permutação (entrelaçamento) de 10 bits. ....	149
Fig.9.8 Diagrama de um codificador turbo paralelo. ....	150
Fig.9.9 Diagrama de blocos de um decodificador turbo paralelo. ....	151
Fig.9.10 Diagrama de codificador turbo serial. ....	151
Fig.9.11 Diagrama do decodificador turbo serial. ....	151
Fig.9.12 Codificador turbo convolucional paralelo concatenado e puncionado. ....	152
Fig. 9.13 Demultiplexação para alimentação do decodificador. ....	153
Fig.9.14 Decodificador turbo convolucional paralelo concatenado e puncionado. ....	153
Fig.9.15 Codificador turbo convolucional serial concatenado e puncionado. ....	154
Fig.9.16 Decodificador turbo convolucional serial concatenado e puncionado. ....	155
Fig.10.1 Matrizes de paridade H a)Código regular LDPC(3,2) b)Código irregular LDPC (7,4) .....	156
Fig.10.2 Gráficos de <i>Tanner</i> associados as Matrizes H a)Código regular LDPC(3,2) b)Código irregular LDPC (7,4). ....	158
Fig.10.3 Exemplo de transferência de mensagens entre os nós de gráficos bipartidos. ....	160
Fig.10.4 Mensagens entre nós do grafo de <i>Tanner</i> . ....	164
Fig.10.5 As funções VAR e PAR em nós de grau 3. ....	165
Fig.10.6 A função auxiliar $\Phi(x)=-\ln[\tanh(x/2)]$ . ....	166
Fig.11.1 Representação octal das conexões de ramos do código RSC ( <i>Recursive Systematic Convolutional</i> ) com taxa $\frac{1}{2}$ . ....	169
Fig.11.2 Análise de ganho de codificação utilizando concatenação de codificadores BCH- PCCC para a modulação QPSK. ....	170
Fig.11.3 Espalhamento de erros após a decodificação de <i>Viterbi e Reed-Solomon</i> no sistema DVB-T/H (SNR=1.2 dB, QPSK $\frac{1}{2}$ , 2K, IG $\frac{1}{4}$ ). ....	171
Fig.11.4. Espalhamento de erros após a decodificação de <i>Viterbi e Reed-Solomon</i> no sistema DVB-T/H em canal AWGN (SNR=1.5 dB, QPSK $\frac{1}{2}$ , 2K, IG $\frac{1}{4}$ ). ....	171
Fig.11.5 Espalhamento de erros após a decodificação turbo e BCH(2047,2003) no sistema DVB-T/H em canal AWGN (SNR=0.6 dB, QPSK $\frac{1}{2}$ , 2K, IG $\frac{1}{4}$ ). ....	172
Fig.11.6 Entrelaçador temporal helicoidal. ....	172
Fig.11.7 Espalhamento de erros após a decodificação turbo e BCH (2047,2003) no sistema DVB-T/H em canal AWGN (SNR=0.7 dB, QPSK $\frac{1}{2}$ , 2K, IG $\frac{1}{4}$ ). ....	173
Fig.11.8 Saturação de ganho do codificador BCH-PCCC com variação do número de iterações para a modulação QPSK-COFDM. ....	173
Fig.11.9 Análise de ganho de codificação utilizando concatenação de codificadores BCH-SCC para a modulação QPSK. ....	180
Fig.11.10 Saturação de ganho do codificador RS-SCCC com variação do número de iterações para modulação QPSK-COFDM. ....	180

Fig.11.11 Saturação de ganho do codificador BCH-SCCC com variação do número de iterações para a modulação QPSK-COFDM. ....	181
Fig.11.12 Análise de ganho de codificação utilizando concatenação de codificadores BCH-LDPC para a modulação QPSK. ....	187
Fig.11.13 Saturação de ganho do codificador LDPC sem concatenação para a modulação QPSK-COFDM com variação do número de iterações. ....	188
Fig.11.14 Resumo dos melhores resultados para a modulação QPSK-COFDM taxa 0.46. ....	192
Fig.11.15 Resumo dos melhores resultados para a modulação 64-QAM-COFDM taxa 0.46. ....	194
Fig.11.16 Representação dos resultados em relação a proximidade do Limite de <i>Shannon</i> para a modulação QPSK-COFDM. ....	195
Fig.11.17 Representação dos resultados em relação a proximidade do Limite de <i>Shannon</i> para a modulação 16-QAM-COFDM. ....	195
Fig.11.18 Representação dos resultados em relação a proximidade do Limite de <i>Shannon</i> para a modulação 64-QAM-COFDM. ....	196
Fig.11.19 Representação dos resultados em relação a proximidade do Limite de <i>Shannon</i> para as modulações QPSK/16-QAM/64-QAM-COFDM. ....	196
Fig.11.20 Estrutura das tabelas MPE-FEC simuladas e taxas de código alcançadas. ....	198
Fig.11.21 Comparação da utilização do codificador MPE-FEC com a possível utilização de treliça com taxa 1/3 para o codificador convolucional. (QPSK-COFDM ; IG: ¼; Modo 8 K). ....	198
Fig.11.22 Ganho de codificação em canal Brasil A com a utilização de turbo codificadores concatenados e estimação de canal 2-D cúbica. ....	200
Fig.11.23 Ganho de codificação em canal Brasil B com a utilização de turbo codificadores concatenados e estimação de canal 2-D cúbica. ....	200
Fig.11.24 Ganho de codificação em canal TU-6 com a utilização de turbo codificadores concatenados e estimação de canal 2-D cúbica. ....	201
Fig.11.25 Desempenho em mobilidade em canal com dispersão <i>Rayleigh</i> para sistema QPSK-COFDM taxa 0.46. ....	202
Fig.11.26 Representação dos resultados em relação a proximidade do Limite de <i>Shannon</i> para as modulações (QPSK/16-QAM/64-QAM) COFDM. ....	204
Fig.14.1 Valores recebidos e enviados em $k = 1$ e probabilidades $\alpha$ e $\gamma$ correspondentes. ....	220
Fig.14.2 Valores de $\gamma$ ao fim de toda a seqüência de seis símbolos recebida. ....	222
Fig.14.3 Valores de $\alpha$ , $\beta$ ao fim de toda a seqüência de seis símbolos recebida. ....	222
Fig.14.4 Valores usados no cálculo de $P(2,3,y)$ . ....	223
Fig.14.5 Valores de $\Gamma$ ao fim de toda a seqüência de seis símbolos recebida. ....	226
Fig.14.6 Valores de A, B ao fim de toda a seqüência de seis símbolos recebida. ....	227
Fig.14.7 Valores máximos das somas “A + $\Gamma$ + B” no algoritmo max-log-MAP. ....	227
Fig.14.8 Treliça do codificador RSC dado por $G(x) = [1 \frac{2}{(1+x^2)} / (1+x+x^2)]$ . ....	229
Fig.14.9 Mensagens iniciais enviadas pelos nós de bits aos nós de paridade. ....	233
Fig.14.10 Mensagens enviadas pelos nós de paridade aos nós de variáveis na 1ª iteração. ....	233
Fig.14.11 Início da segunda iteração para o nó $x_2$ . ....	234
Fig.15.1 Simulador utilizado para análise de desempenho do padrão DVB-T/H. ....	246
Fig.15.2 Simulador utilizado para análise de desempenho do padrão DVB-T/H-PCCC. ....	247

# Lista de Tabelas

Tabela 2.1. Relação entre resolução e taxas para diferentes níveis H.264.....	19
Tabela 2.2. Diferentes resoluções para o padrão CIF a partir de padrões analógicos.....	19
Tabela 2.3 Cálculo de economia de energia utilizando o método <i>time-slicing</i> .....	30
Tabela 2.4 Possibilidades de configurações de FEC para as seções MPE-FEC.....	34
Tabela 2.5 Possibilidade de números de linhas para as seções MPE-FEC.....	34
Tabela 2.6 Cálculo de taxas de serviços no multiplexador DVB-H.....	37
Tabela 2.7 Taxa de bits úteis(Mbps) para canais de 6 MHZ e Intervalo de guarda 1/4.....	37
Tabela 2.8 Taxa de bits úteis(Mbps) para canais de 6 MHZ e Intervalo de guarda 1/8.....	38
Tabela 2.9 Taxa de bits úteis(Mbps) para canais de 6 MHZ e Intervalo de guarda 1/16.....	38
Tabela 2.10. Taxa de bits úteis(Mbps) para canais de 6 MHZ e Intervalo de guarda 1/32.....	39
Tabela 2.11 Parâmetros da camada física e de transporte DVB-H.....	40
Tabela 2.12 Características do funcionamento.....	49
Tabela 2.13 Divisão do número de feixes para cada modulação.....	50
Tabela 2.14 Tabela de permutação de bits no modo 2K.....	54
Tabela 2.15 Tabela de permutação de bits no modo 4K.....	54
Tabela 2.16 Tabela de permutação de bits no modo 8K.....	54
Tabela 3.1 Regras de mapeamento para BPSK.....	58
Tabela 3.2 Regras de mapeamento para a modulação QPSK.....	63
Tabela 3.3 Comparação modo regular e hierárquico.....	70
Tabela 4.1 Valores numéricos para o OFDM para 6 MHZ.....	71
Tabela 4.2 Parâmetros do sinal OFDM para canais de 6MHZ.....	72
Tabela 4.3 Fator de normalização.....	73
Tabela 4.4 Posição dos pilotos contínuos.....	75
Tabela 4.5 Posição das portadoras pilotos de sinalização.....	76
Tabela 4.6 Máximo pós-eco tolerado pelo estimador para a relação E/D=0.....	84
Tabela 4.7 Parâmetros para geração do símbolo OFDM.....	98
Tabela 5.1 Máxima distância permitida em Km para sinais atrasados.....	101
Tabela 5.2 Máximo atraso permitido em $\mu$ s para sinais atrasados.....	102
Tabela 6.1 Comparação entre sistemas móveis.....	117
Tabela 6.2 Parâmetros dos segmentos do sistema ISDB-T para 6 MHZ.....	122
Tabela 9.1 Sumário de expressões usadas nos algoritmos MAP simplificados.....	145
Tabela 9.2- Expressões de $\alpha'k(s)$ normalizadas e não normalizadas.....	145
Tabela 9.3 Expressões de $P(s', s, y)$ normalizadas e não normalizadas.....	146
Tabela 9.4 Expressões de $\beta_{k-1}(s')$ normalizadas e não normalizadas.....	146
Tabela 9.5 Expressões de $\gamma_k(s', s)$ normalizadas e não normalizadas.....	147
Tabela 11.1 Taxas de código utilizadas nas simulações.....	168
Tabela 11.2 Representação octal das treliças utilizadas.....	169
Tabela 11.3 Taxas resultantes da concatenação de codificadores RS-CC.....	174
Tabela 11.4 Resultados das simulações de concatenação dos códigos (RS,BCH) e PCCC para canal AWGN.....	174
Tabela 11.5 Resultados das simulações de concatenação dos códigos (RS,BCH) e SCCC para canal AWGN.....	181

Tabela 11.6 Resultados das simulações de concatenação dos códigos (RS,BCH) e LDPC para canal AWGN. ....	188
Tabela 11.7 Resumo dos melhores resultados para a modulação QPSK-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6 ; 7/8) .....	192
Tabela 11.8 Resumo dos melhores resultados para a modulação 16- QAM-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6; 7/8) .....	193
Tabela 11.9 Resumo dos melhores resultados para a modulação 64- QAM-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6; 7/8) .....	194
Tabela 11.10 Distâncias relativas (dB) ao Limite de <i>Shannon</i> - Canal AWGN .....	197
Tabela 11.11 Resumo dos resultados de códigos concatenados com taxa 1/3 .....	199
Tabela 11.12 Resumo dos melhores resultados para a modulação QPSK-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6; 7/8). ....	203
Tabela 11.13 Resumo dos melhores resultados para a modulação 16- QAM-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6; 7/8). ....	203
Tabela 11.14 Resumo dos melhores resultados para a modulação 64- QAM-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6; 7/8). ....	203
Tabela 11.15 Distâncias relativas (dB) ao Limite de <i>Shannon</i> - canal AWGN. ....	204
Tabela 11.16 Diferença em (dB) entre os resultados das aplicações nos sistemas DVB-T/H e ISDB-T. ....	205
Tabela 11.17 Ganhos em distância em relação ao ganho de SNR para propagação em espaço livre. ....	208
Tabela 11.18 Ganhos em distância em relação ao ganho de SNR para propagação em espaço livre. ....	208
Tabela 14.1 Valores de $\Sigma_{PK}$ , $\Sigma P(s',s,y)$ e $\Sigma P_{norm}(s',s,y)$ . ....	223
Tabela 14.2 Valores da probabilidade conjunta, da LLR e estimativa de $u_k$ . ....	225
Tabela 14.3 Valores do algoritmo max-log-MAP. ....	226
Tabela 14.4 Valores do algoritmo Log-MAP. ....	227
Tabela 14.5 Sequências de entrada do decodificador turbo. ....	229
Tabela 14.6 Valores LLR na primeira iteração do decodificador 1. ....	229
Tabela 14.7 LLR a priori. ....	230
Tabela 14.8 Saídas dos decodificadores turbo durante cinco iterações. ....	231
Tabela 14.9: Valores da LLR para 5 iterações .....	234
Tabela 15.1 Exemplo de sinalização PT. ....	238
Tabela 15.2 Resultados de simulações para diferentes configurações de códigos para a modulação QPSK .....	241
Tabela 15.3 Pilha de protocolos DVB-H completa .....	244
Tabela 15.4 DVB-H MPE e MPE-FEC .....	245

# Lista de Abreviaturas e Siglas

AWGN	( <i>Additive White Gaussian Noise</i> ) Ruído branco aditivo com distribuição gaussiana
ALC	( <i>Asynchronous Layered Coding</i> ) Codificação de camada assíncrona
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
ASK	( <i>Amplitude Shift Keying</i> ) Chaveamento por deslocamento de amplitude
AVC	( <i>Advanced Video Coding</i> ) Codificação avançada de vídeo
BCH	( <i>Bose, Ray-Chaudhuri, Hocquenghem</i> )
BER	( <i>Bit Error Ratio</i> ) Taxa de erro de bit
bps	( <i>bits per second</i> ) Bits por segundo
BPSK	( <i>Binary Phase Shift Keying</i> ) Chaveamento por deslocamento de fase binário
CAS	( <i>Conditional Access System</i> ) Sistema de acesso condicional
CC	( <i>Congestion Control</i> ) Controle de congestionamento
CIF	( <i>Common Intermediate Format</i> ) Formato intermediário comum
COFDM	( <i>Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> ) Multiplexação por divisão de frequência ortogonal codificada
CRC	( <i>Cyclic Redundancy Check</i> ) Checagem cíclica de redundância
DAB	( <i>Digital Audio Broadcasting</i> ) Radiodifusão de áudio digital
DFT	(Discrete <i>Fourier</i> Transform) Transformada discreta de <i>Fourier</i>
DRM	( <i>Digital Rights Management</i> ) Administração de direitos autorais
DSB- SC	( <i>Double Sideband with Suppressed Carrier</i> ) Banda lateral dupla e portadora suprimida
DSP	( <i>Digital Signal Processing</i> ) Processamento digital de sinais
DVB	( <i>Digital Video Broadcasting</i> ) Radiodifusão de vídeo digital

DVB-H	<i>(Digital Video Broadcasting- Handheld)</i> Radiofusão de vídeo digital para dispositivos de mão.
DVB-T	<i>(Digital Video Broadcasting- Terrestrial)</i> Radiofusão de vídeo digital terrestre
ECM	<i>(Entitlement Control Message)</i> Mensagem de controle de cabeçalho
EN	<i>(European Normative)</i> Normatização europeia
FDM	<i>(Frequency Division Multiplexing)</i> Multiplexação por divisão em frequência
FEC	<i>(Forward Error Correction)</i> Correção posterior de erro
FFT	<i>(Fast Fourier Transform)</i> Transformada rápida de <i>Fourier</i>
FLO	<i>(Forward Link Only)</i> Transmissão em um único sentido
FLUTE	<i>(File Delivery Over Unidirectional Transport Environment)</i> Entrega de arquivos em um ambiente de transporte unidirecional
GPS	<i>(Global Positioning System)</i> Sistema de posicionamento global
GSM	<i>(Global System for Mobile communication)</i> Sistema global de comunicações móveis
I_MT	<i>(Interface of Mobile Terminal)</i> Interface com terminal móvel
ICI	<i>(Intercarrier Interference)</i> Interferência entre portadoras
IDFT	<i>(Inverse Discrete Fourier Transform)</i> Transformada inversa de <i>Fourier</i> discreta
IFFT	<i>(Inverse Fast Fourier Transform)</i> Transformada rápida de <i>Fourier</i> inversa
INT	<i>(IP/MAC Notification Table)</i> Tabela de notificação IP/MAC
IP	<i>(Internet Protocol)</i> Protocolo de <i>internet</i>
IPDC	<i>(Internet Protocol Datacasting)</i> Protocolo de <i>internet</i> para transmissão de dados
IPSec	<i>(IP Security)</i> Segurança IP
ISDB-T	<i>(Integrated Service of Digital Broadcasting - Terrestrial)</i> Serviços integrados de radiodifusão digital – terrestre
ISI	<i>(Intersymbol Interference)</i> Interferência intersimbólica
LAN	<i>(Local Area Network)</i> Rede de área local

LCT	<i>(Layered Coding Transport)</i> Transporte de camada de código
LDPC	<i>(Low Density Parity Check)</i> Checagem de paridade de baixa densidade
LLR	<i>(Log Likelihood Ratio)</i> Razão log de verossimilhança
MAP	<i>(Maximum A-Posteriori)</i> Máximo posterior
MER	<i>(Modulation Error Rate)</i> Taxa de erro de modulação
MIMO	<i>(Multiple Input, Multiple Output)</i> Múltiplas entradas múltiplas saídas
MPE	<i>(Multi-Protocol Encapsulation)</i> Encapsulamento de multiprotocolo
MPEG	<i>(Motion Picture Expert Group)</i> Grupo especializado em imagens em movimento
NIT	<i>(Network Information Table)</i> Tabela de informação de rede
NTSC	<i>(National Television System(s) Committee)</i> Comitê nacional de sistemas de televisão
OFDM	<i>(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)</i> Multiplexação por divisão de frequência ortogonal
PAL	<i>(Phase Alternating Line)</i> Linha de fase alternante
PAPR	<i>(Peak to Average Power Ratio)</i> Relação entre potência de pico e potência média
PCCC	<i>(Parallel Concatenated Convolutional Code)</i> Codificador convolucional concatenado em paralelo.
PCS	<i>(Personal Communications Systems)</i> Sistema de comunicação pessoal
PID	<i>(Packet Identifier)</i> Identificação de pacotes
PLR	<i>(Packet Loss Rate)</i> Taxa de perda de pacote
PRBS	<i>(Pseudo-random-binary sequence)</i> Sequência binária pseudo-aleatória
PSI/SI	<i>(Program Specific Information/Specific Information)</i> Informação específica de serviço/ Informação de específica
QAM	<i>(Quadrature Amplitude Modulation)</i> Modulação de amplitude em quadratura
QEFIP	<i>(Quasi Error Free on IP level)</i> Quase livre de erro no nível IP
QPSK	<i>(Quadrature Phase Shift Keying)</i> Modulação em quadratura por deslocamento de fase

RF	<i>(Radio Frequency)</i> Radiofrequência
RMS	<i>(Root Mean Square)</i> Raiz quadrática media
RS	<i>(Reed-Solomon)</i>
RTP	<i>(Real Time Transport Protocol)</i> Protocolo de transporte em tempo real
SCCC	<i>(Serial Concatenated Convolutional Code)</i> Codificador convolucional concatenado em série.
SDP	<i>(Service Description Protocol)</i> Protocolo de descrição de serviços
SDT	<i>(Service Description Table)</i> Tabela de descrição de serviços
SIMO	<i>(Single Input Multiple Output)</i> Entrada única múltiplas saídas
SNR	<i>(Signal to Noise Ratio)</i> Taxa de relação sinal ruído
TCC	<i>(Turbo Convolutional Code)</i> Codificador turbo convolucional
TCP	<i>(Transmission Control Protocol)</i> Protocolo de controle de transmissão
T-DMB	<i>(Terrestrial Digital Multimedia Broadcasting)</i> Radiodifusão terrestre de multimídia digital
TPS	<i>(Transport Parameter Signaling)</i> Sinalização de parâmetros de transporte
UDP	<i>(User Data Protocol)</i> Protocolo datagrama do usuário
UHF	<i>(Ultra High Frequency)</i> Frequência ultra-alta
UMTS	<i>(Universal Mobile Telecommunication System)</i> Sistema de telecomunicação móvel universal
VHF	<i>(Very High Frequency)</i> Frequências muito altas
XML	<i>(Xtendable Markup Language)</i> Linguagem de extensão com marcação

# Lista de Símbolos

$A$	Variável aleatória da amplitude do sinal OFDM
$A_i$	Componente em fase do símbolo transmitido M-QAM
$A_n$	Atenuação do n-ésimo percurso
$B_j$	Componente em quadratura do símbolo transmitido M-QAM
$BW_c$	Banda de coerência do canal
$BW_{mc}$	Largura de faixa de um sub-canal do sistema OFDM
$BW_s$	Largura de faixa do sinal modulado em banda passante
$\vec{c}_n$	Vetor de N símbolos transmitidos
$c_n$	Vetor de símbolos transmitido
$\dot{c}_n$	Vetor de símbolos recebido
$f_n$	Frequência da n-ésima sub-portadora
$f_s$	Frequência de amostragem
$K$	Número de multipercursos
$h(t)$	Resposta ao impulso unitário
$h_p(t)$	Resposta impulsiva de um canal com multipercurso
$H_p(t)$	Resposta em frequência de um canal com multipercurso
$i(t)$	Componente em fase
$i_n$	Componente em fase discreta transmitida
$\dot{i}_n$	Componente em fase discreta recebida
$k$	Número de bits por símbolo
$L$	Número de níveis de uma constelação M-QAM
$l$	Limiar de ceifamento
$M$	Ordem da modulação
$m$	Número de amostras
$m(t)$	Informação binária
$N$	Número de sub-portadoras do sistema OFDM
$n(t)$	Ruído branco gaussiano
$P[erro]$	Probabilidade de erro de símbolo
$q_n$	Componente em quadratura discreta transmitida
$\dot{q}_n$	Componente em quadratura discreta recebida
$q(t)$	Componente em quadratura
$R_b$	Taxa de transmissão em bits por segundo
$R_{mc}$	Taxa de transmissão de um sistema OFDM em símbolos por segundo
$R_s$	Taxa de transmissão de um sistema de portadora única em símbolos por segundo
$r(m)$	Sinal OFDM recebido discreto

$r(t)$	Sinal OFDM recebido
$\Re[.]$	Parte real de (.)
$s_i(t)$	Símbolo transmitido M-QAM
$\vec{s}_m$	Vetor de N símbolos recebidos
$s_{OFDM}(t)$	Sinal OFDM transmitido
$S_n$	Densidade espectral de potência do ruído AWGN
$s(t)$	Sinal modulado M-QAM
$T$	Tempo de símbolo OFDM
$t_m$	Intervalo entre as amostras
$t_s$	Tempo do símbolo OFDM de entrada
$\alpha$	Fator de decaimento do filtro co-seno elevado
$\Delta f$	Espaçamento entre as sub-portadoras do sistema OFDM
$\Delta f_{\min}$	Espaçamento mínimo entre as sub-portadoras ortogonais
$\delta(t)$	Função impulso unitário
$\kappa$	Fator de correção da banda de coerência
$\eta_f$	Espaçamento entre nulos espectrais adjacentes
$\sigma_\tau$	Valor rms do atraso de propagação do canal
$\Psi_N$	Sub-portadoras ortogonais do sistema OFDM
$\omega_{\max}$	Frequência angular máxima do sinal OFDM
$\omega_n$	Frequência angular da n-ésima subportadora
$B_s$	Tamanho da rajada
$B_b$	Taxa de bits da rajada
$C_b$	Taxa de bits constante
$D_j$	Delta <i>jitter</i>
$CA$	Tempo de sincronismo ECM
$Bd$	Duração da rajada
$Ot$	Tempo de desligamento
$St$	Tempo de sincronismo
$Ps$	Economia de bateria
$Rs$	Taxa necessária para determinado serviço
$L(u_k)$	Estimação de seqüência de bits originais
$L(u_k / y)$	Razão log de verossimilhança <i>a posteriori</i>
$u_k$	Seqüência de bits originais
$y$	Seqüência de bits originais somados ao ruído após o demodulador
$P(s', s, y)$	Probabilidade conjunta
$\alpha_{k-1}(s')$	Probabilidade de se estar no estado $s'$ no instante anterior a $k$
$\gamma_k(s', s)$	Probabilidade condicional de, no instante $k$ , o símbolo recebido ser $y_k$ e o estado atual ser $S_k=s$ .
$B_k(s)$	Probabilidade da seqüência de N bits recebida ser $y$
$Lc$	Medida de confiabilidade do canal
$\Gamma_k(s', s)$	Variável logarítmica de $\gamma_k(s', s)$ para o algoritmo max-log-map

$A_k(s)$	Variável logarítmica de $\alpha_k(s)$ para o algoritmo max-log-map
$B_{k-1}(s')$	Variável logarítmica de $B_{k-1}(s)$ para o algoritmo max-log-map
$Le(u_k)$	Informação extrínseca de $u_k$
$s$	Peso das linhas
$n$	Comprimento do código
$t$	Capacidade de correção do código
$k$	Número de linhas da matriz H
$v$	Palavra código
$m$	Vetor binário de dados
$G$	Matriz geradora
$H$	Matriz cheque de paridade
$q_{ij}$	Mensagem do nó do bit para o nó de paridade
$r_{ji}$	Mensagem do nó de paridade para o nó do bit
$L(q_{ij})$	Estimação de $q_{ij}$
$L(r_{ji})$	Estimação de $r_{ji}$
$L(p_i)$	Informação suave na saída do demodulador

# 1 Introdução

## 1.1 Evolução dos Sistemas de Comunicações Móveis

Historicamente, o crescimento no campo das comunicações móveis teve um início extremamente relacionado ao desenvolvimento tecnológico. A disponibilidade de sistemas de comunicações móveis às populações inteiras não foi possível até a concepção do conceito de comunicações celulares pelos pesquisadores do *Bell Laboratories* nas décadas de 60 e 70. Pode-se considerar que as comunicações *wireless* tiveram como marco inicial o desenvolvimento de *hardware* miniaturizado e de confiabilidade adequada para uso em rádio-freqüência, nos anos 70.

Nos últimos anos, o crescimento dos serviços de rádio-celular e de sistemas de comunicações pessoais (*Personal Communications Systems - PCS*) tem sido exponencial. A necessidade de aumentar a segurança pública foi o fator determinante do surgimento da indústria de telecomunicações. A primeira utilização de comunicações rádio móveis em automóveis aconteceu em 1921[12], ocasião em que o departamento de polícia de Detroit implementou um sistema utilizando uma banda de freqüência próxima de 2 MHz.

Em 1932, o departamento de polícia de Nova York também implementou o uso da banda de 2 MHz para comunicações móveis. Em 1934, existiam 194 estações policiais de rádio municipais e 58 estaduais adotando modulação AM em sistemas de comunicações móveis de segurança pública nos Estados Unidos.

Foi estimado em 5.000 o número de usuários de sistemas de comunicações instalados em veículos, ao redor de 1930. No entanto, a tecnologia existente não era suficiente para desenvolver equipamentos de pequenas dimensões e fácil manuseio, para uso em veículos automotivos. A transmissão de sinais de rádio-telefonia também era prejudicada pela existência de prédios altos e terrenos acidentados.

A tecnologia revolucionária para melhorar a transmissão de rádio e diminuir o tamanho dos equipamentos surgiu em 1935, quando *Edwin Armstrong* revelou sua invenção, a modulação em freqüência(FM). A modulação FM tem sido, desde então, a técnica de modulação mais adotada pelos usuários de sistemas de comunicações móveis no mundo[12].

A Segunda Guerra Mundial acelerou as melhorias dos processos de industrialização e miniaturização, o que possibilitou o posterior desenvolvimento de sistemas de rádio e televisão dedicados aos consumidores em geral. Como consequência, o número de usuários do sistema de comunicações móveis nos Estados Unidos subiu de poucos milhares em 1940 para 86.000 em 1948, logo após o final da Segunda Guerra quando, então, já se encontrava disponibilizado para o setor privado, para a polícia e para os bombeiros.

Desde então, os sistemas de comunicações móveis têm sido impulsionados a fazer uso das altas frequências devido ao congestionamento na porção inferior do espectro.

O comportamento do sinal de alta frequência aliado à mobilidade do usuário, exige técnicas de estimação e equalização apropriadas ao deslocamento do usuário. Nessas condições, os objetos funcionam como espalhadores, fazendo com que o sinal percorra múltiplos caminhos até atingir o receptor. Os múltiplos sinais, com fases e amplitudes diversas, compõem-se na recepção de forma a se somarem ou se subtraírem, dando origem ao fenômeno de desvanecimento. O deslocamento do usuário impõe uma variação lenta da média do sinal, como resultado da mudança de ambientes: árvores, prédios, túneis, morros, água, etc., fatores que atenuam diferentemente o sinal, e a disposição desses obstáculos no ambiente não pode ser descrita de forma determinística. A velocidade do móvel imprime um deslocamento de frequência, e um consequente ruído devido a esta variação. A imperfeição dos equipamentos e a operação em ambientes multiusuários propicia a interferência, à qual se somam ruídos de origem diversas como o galáctico, o atmosférico, o provocado pelo homem (redes de alta tensão, eletrodomésticos, etc..) também conhecido como ruído impulsivo.

O nível de recepção de um sinal de rádio móvel depende, entre outros, da potência de transmissão do sinal. Num primeiro momento, um aumento de potência de transmissão tenderia a melhorar o nível do sinal na recepção. A qualidade de recepção, no entanto, é influenciada por uma gama de fatores outros, em que se incluem o ruído presente no ambiente e a interferência. Sem dúvida, um aumento de potência melhora o desempenho do sistema em relação ao ruído, resolve o problema de áreas mal servidas, mas pode ser desastroso no que concerne à interferência.

A fim de se garantir um grau de serviço adequado, as especificações de sistema recomendam, entre outras, que em 90% da área e por 90% do tempo, o sinal seja recebido acima de um dado limiar, em que se incluem o nível de ruído e de interferência admissíveis.

Existe um grande número de distribuições de probabilidade que descreve de maneira aproximada o comportamento do sinal rádio móvel. O seu uso depende de parâmetros de ajustes, normalmente não disponíveis no planejamento do sistema, e que mudam continuamente com a dinâmica da área servida (poda de árvores, derrubada ou construção de edifícios, etc..).

## **1.2 Televisão Móvel Digital**

O avanço tecnológico do final do século XX e início do século XXI, no nível internacional e nacional trouxe aos dispositivos portáteis uma alta capacidade de processamento e armazenamento de dados. Com processadores cada vez mais poderosos e capacidade de armazenamento de dados da ordem de *gigabytes* foi possível agregar a esses dispositivos portáteis uma infinidade de funcionalidades como GPS, celular, internet, *multimídia*, e TV digital.

Simultaneamente ao desenvolvimento dos processadores, múltiplas técnicas de transmissão e comunicação foram sendo desenvolvidas para prover conteúdo multimídia em tempo real para dispositivos portáteis. Dentre as diversas soluções apresentadas, a transmissão de dados à altas taxas provenientes das tecnologias 3G, e os diversos padrões de TV digital demonstraram ser capazes de transmitir e recuperar dados em alta velocidade em diversos ambientes de recepção, proporcionando assim, uma experiência de TV móvel com qualidade de áudio e vídeo.

Além destas, outras tecnologias também possibilitaram com que, usuários de redes locais sem fio (*Wireless LAN*), pudessem assistir a programas de TV em dispositivos móveis conectados a internet através de sua rede local. Para isso, os sinais de TV analógicos codificados por equipamentos locais são transmitidos pelo método de *streaming*, ou seja, um fluxo contínuo de vídeo, codificado com endereçamento IP em uma rede, disponibilizando os canais da TV paga ou abertos à equipamentos moveis, com acesso a *internet*.

Vale ressaltar, que um dos principais problemas e desafios enfrentados pelas novas tecnologias móveis portáteis foi o de encontrar soluções eficientes para redução do consumo de bateria dos dispositivos.

Entre as tecnologias para *broadcast* terrestre, o padrão DVB (*Digital Video Broadcasting*) foi um dos pioneiros nas técnicas de digitalização e codificação de sinais de áudio e vídeo. O

projeto DVB, na Europa, iniciou sua investigação sobre a possibilidade de uma recepção móvel em 1998. Após dois anos, foi concluído que a mobilidade no DVB era viável e ainda discutia-se acerca da necessidade de uma rede exclusiva e mais robusta para este tipo de serviço. Em 2002, testes em veículos em movimento provaram que era possível receber o sinal DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) em mobilidade. Deu-se início as alterações do sistema e o desenvolvimento de uma norma. Em novembro de 2004, surge o DVB-H, (ETSI *Standard EM 302 304*)[3]. Coincidentemente e ao mesmo tempo em que o sistema DVB era alterado para prover mobilidade, o Japão inaugurava seu sistema para *broadcast* digital, o ISDB-T (*Integrated Service of Digital Broadcasting - Terrestrial*)[6], com capacidade de recepção de sinais em diferentes resoluções para dispositivos fixos e móveis portáteis no mesmo canal. Em 2005, a Coreia lançou seu sistema multimídia móvel T-DMB (*Terrestrial -Digital Multimedia Broadcast*) - uma evolução do padrão de áudio digital EUREKA-147 DAB (*Digital Audio Broadcasting*) para bandas estreitas de 1,536 Mhz com características semelhantes ao DVB-H. Em 2006, a empresa americana *Qualcomm* apresentou ao mercado seu sistema *Media-FLO (Forward Link Only)*[59], destinado exclusivamente a dispositivos portáteis, utilizando as técnicas de maior eficiência entre os padrões de *broadcast* digital, e fazendo uso de turbo codificadores como técnica de correção de erros.

A radiodifusão de sinais de áudio e vídeo em tempo real para dispositivos móveis portáteis, pode ser vista como uma extensão do conteúdo das TV's abertas e pagas a usuários em movimento, preenchendo o espaço de tempo em que a TV fixa perde sua audiência. Com a utilização em massa de dispositivos com essa capacidade, múltiplos novos serviços poderão surgir, além de novas mídias para as diferentes resoluções e programas de curta duração. A capacidade de transmissão de dados à altas taxas, possibilita também a sinalização em massa de serviços de interesse público, como, por exemplo, alarmes contra desastres naturais, incêndios e demais informações.

Algumas das tecnologias apresentadas no decorrer deste trabalho, foram testadas em diversos países em 2006, e o início de suas operações comerciais é aguardado para 2007 e início de 2008.

Enquanto estas soluções para *broadcast* de vídeo terrestre tentam alcançar o mercado, soluções para mobilidade como o DVB-SH (*Digital Video Broadcast- Satellite Handheld*) e CMMB-STiMi (*China Multimedia Mobile Broadcasting - Satellite and Terrestrial Interactive*

*Multiservice Infrastructure*) estão em desenvolvimento para prover serviços para dispositivos móveis com transmissão direta de satélites com repetidores em solo. Iniciou-se dessa forma, uma corrida tecnológica, para prover sinais digitais para equipamentos móveis portáteis.

### **1.3 Motivação e Objetivos**

O incentivo do governo brasileiro às instituições de pesquisa, para o desenvolvimento de um padrão brasileiro de TV digital, instigou vários pesquisadores a desenvolverem plataformas de testes para comparar o desempenho dos sistemas fixos, os quais eram considerados, candidatos à adoção para a TV pública. Através de simulações computacionais obteve-se um domínio amplo das técnicas envolvidas nos moduladores dos sistemas digitais, o próximo passo seria então alterar a estrutura desses sistemas buscando um melhor desempenho em diversos ambientes de recepção.

Os principais sistemas para *broadcast* de vídeo e dados para equipamentos móveis e fixos terrestres adotados no mundo se basearam na tecnologia COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*)[13]. Em paralelo, os padrões DVB-S2(*Digital Video Broadcasting-Satellite Second Generation*), DVB-SH para transmissões via satélite, e o sistema americano *Media-FLO*, adotavam em suas normas o uso de turbo codificadores e códigos LDPC, conhecidos por se aproximarem do limite da capacidade de canal conhecido por limite de *Shannon*.

Esta pesquisa está inserida no âmbito das preocupações que norteiam atualmente a implantação da TV Digital no Brasil e seu objetivo foi investigar e analisar o desempenho da concatenação dos codificadores BCH e turbo codificadores convolucionais (TCC) nos sistemas COFDM DVB-T/H e ISDB-T. Enfatizou-se as características principais do sistema europeu móvel DVB-H, o qual apresenta, atualmente, considerável aceitação mundial, possibilidade de utilização dedicada à mobilidade, flexibilidade de parâmetros de transmissão e necessidade de atualização tecnológica.

Também foi um dos objetivos deste trabalho comparar o sistema DVB-H com os principais sistemas móveis de TV digital, apontando suas vantagens e desvantagens, assim como apresentar soluções para as próximas gerações de sistemas de transmissão digitais.

## **1.4 Organização da Tese**

No Capítulo 2, são apresentados os conceitos da tecnologia DVB-H, onde são descritos resumidamente a funcionalidade de cada protocolo utilizado para o transporte de áudio, vídeo e dados, assim como detalhes de cada sub-processo dentro dos processos de multiplexação e modulação da informação até sua transmissão.

No Capítulo 3, separadamente, enfatiza-se o sub-processo de modulação da informação, são apresentadas as principais modulações utilizadas pelos padrões de TV digital nos modos dedicado e hierárquico.

No Capítulo 4, a estrutura de formação do quadro OFDM dentro do processo de modulação é apresentada conjuntamente com o sub-processo de inserção de sinais de referência (sinais pilotos) para que o receptor possa realizar uma estimação do canal de transmissão. Alguns algoritmos de estimação de canal testados são também apresentados nesse capítulo assim como o efeito *Doppler* na recepção de sinais.

No Capítulo 5, as principais características da tecnologia OFDM são citadas, assim como sua utilização em sistemas multiportadoras e uniportadora, e as principais vantagens e desvantagens do uso desta tecnologia.

No Capítulo 6, são apresentados os conceitos da utilização de redes de frequência única (SFN), os equipamentos básicos utilizados para construção de uma rede, as limitações do uso de uma mesma frequência para cobertura de uma região e a máscara espectral utilizada para controlar emissões fora da faixa de frequência de operação no Brasil.

No capítulo 7, é realizado uma comparação entre os principais sistemas móveis de TV digital.

No capítulo 8, o conceito de capacidade de canal é apresentado buscando-se a distância do limite de *Shannon* em que os códigos padronizados e testados se encontram.

No capítulo 9, uma introdução aos códigos turbo é apresentada, detalhadamente são seguidos os passos da codificação e decodificação para os codificadores convolucionais e seus arranjos em paralelo e também o processo de codificação e decodificação de códigos turbo.

No capítulo 10, apresenta-se o processo de codificação e decodificação por matrizes esparsas LDPC (*Low Density Parity Check*),.

No capítulo 11, o resultado das simulações realizadas neste trabalho são apresentadas em forma de gráficos e tabelas.

No capítulo 12, encontram-se as devidas conclusões, propostas para trabalhos futuros e considerações finais.

Nos capítulos 13,14,15 encontram-se adendos sobre os assuntos tratados, bibliografia, exemplos numéricos, resultados diversos e figuras dos simuladores utilizados.

## **2 Sistema DVB-H**

### **2.1 Introdução**

O DVB (*Digital Video Broadcast*), é o padrão europeu para transmissão e recepção de sinais digitais de televisão, é uma adaptação de sinais MPEG-2/H.264 codificados para a banda base dos sinais de televisão (UHF, VHF). A especificação DVB-T (ETS 300 744) [1] foi inicialmente criada com o propósito de prover o fornecimento de sinais digitais, através do espaço aéreo, mais especificamente para recepção com antenas fixas, como são feitas as recepções para televisão analógica. O sistema proposto deveria resolver com um sistema de modulação robusta, os problemas de ruído inserido por ecos, criados por reflexões em edifícios, montanhas, e objetos terrestres. A multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM) foi proposta como um esquema capaz de resolver esses problemas. Sendo o DVB-T um sinal *wireless* terrestre, é possível recebê-lo, sem nenhuma conexão com uma antena parabólica necessária para sinais de TV via satélite, ou sistemas de TV a cabo. É considerado desta forma um ótimo meio para transmissão de sinais de TV para recepção móvel, tais como veículos em movimento, trens, celulares e PDA's. Esse sistema já foi proposto e padronizado [1,2,3,6,7,8], atualmente está sendo testado e implantado em diversos países, é conhecido como DVB-H (*Digital Video Broadcast-Handheld*).

### **2.2 Requisitos do Sistema**

Embora o sistema DVB-T já tenha provado sua capacidade para a recepção fixa, para os terminais móveis, definidos como equipamentos de baixo consumo de energia, é necessário que o sistema de transmissão garanta as seguintes condições[6]:

- Como os terminais móveis são equipamentos que utilizam bateria, o sistema de transmissão deve oferecer a possibilidade de que haja um desligamento temporal durante a recepção, para que seja possível um melhor aproveitamento da carga.
- Recepção dos serviços DVB-H sem interrupção dos serviços quando o receptor trocar de célula.

- Recepção em ambientes diversos (lugares abertos e fechados, veículos em movimento), o sistema de transmissão deve oferecer flexibilidade/escalabilidade para permitir a recepção dos serviços quando o terminal se locomover em diferentes velocidades.
- Recepção em ambientes de alta interferência de ruídos produzidos pelo homem, ou seja, o sistema de transmissão deve oferecer meios para recepção do sinal em um ambiente sofrendo um alto nível de ruído.
- Prover os serviços DVB-H para os terminais em diferentes partes do mundo, o sistema de transmissão deverá oferecer flexibilidade para ser utilizado com diferentes bandas de transmissão e larguras de canal.

O Sistema DVB-H completo é definido combinando os elementos das camadas de rede, enlace e física, que serão detalhados nas próximas seções.

### **2.3 Camadas de Rede e Protocolos**

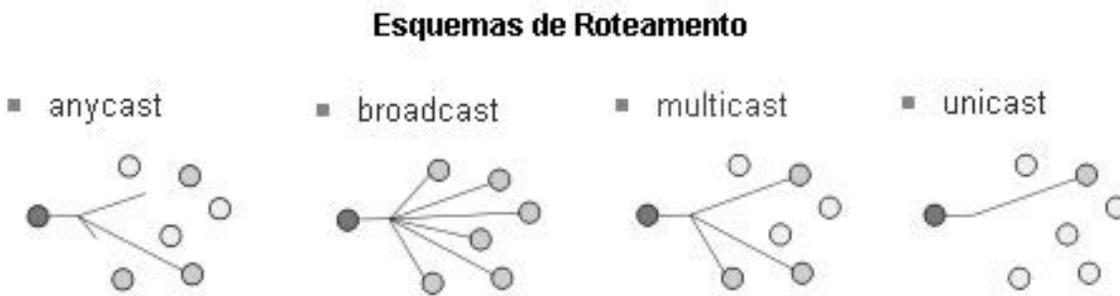
O Sistema DVB-H utiliza diversos protocolos de *internet* para prover informação para os usuários e sinalizar os receptores, como os dados transmitidos variam entre guia de serviços, vídeos em tempo real, vídeos sobre demanda, áudio e imagens. Diferentes protocolos específicos para cada tipo de aplicação foram escolhidos, e conceitos como *broadcast*, *multicast*, *unicast*, *anycast*, *datacast* e IPDC(*Internet Protocol Datacasting*) devem ser compreendidos *para o* o melhor entendimento do uso de cada protocolo.

O conceito de *broadcast* está em transmitir sinais de áudio e vídeo para todos os usuários ou telespectadores. No caso da TV analógica aberta, o sinal com mesmo conteúdo e sem criptografia está sendo transmitido com a finalidade de cobrir ao máximo a área de concessão determinada, assim qualquer receptor apto a captar este sinal terá acesso as informações transmitidas.

O conceito de *multicast* está na entrega de informações para um determinado grupo de destinatários simultaneamente, utilizando a estratégia mais eficiente para entrega de mensagens sobre cada conexão de uma rede. A palavra “*multicast*” é tipicamente utilizada para se referir ao IP *multicast*, a implementação do conceito de *multicast* no nível de roteamento IP.

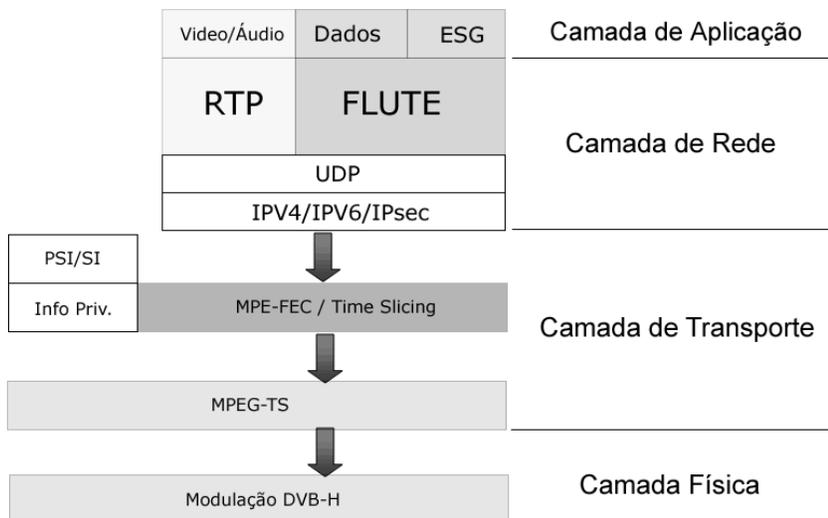
O conceito de *unicast* está em enviar a informação para apenas um usuário, de maneira dedicada, ou seja um conteúdo destinado a apenas um receptor. *Datacast* seria o envio de informações através do conceito de *broadcast*.

Por último, o sistema DVB-H é conhecido como um sistema IPDC(*Internet Protocol Datacasting*), o que implica em *datacast* baseado em IP (*data broadcast*), ou seja, como a informação enviada é composta por dados multimídia para um grande número de usuários e o sistema é baseado em IP, considera-se como uma propagação de dados em *broadcast* (*datacast*), a Fig.2.1 apresenta o conceito dos diferentes esquemas de roteamento acima citados.



**Fig.2.1 Diagramas de esquemas de roteamento.**

Os protocolos utilizados pelo sistema DVB-H são mostrados na pilha de protocolos abaixo:



**Fig.2.2 Estrutura de protocolos DVB-H.**

## **2.4 Camada Física**

A Sinalização dos parâmetros DVB-H é inserida nos bits do TPS (*Transmission Parameter Signalling*), através de sinais pilotos, ou de referência inseridos para sinalização, aumentando a velocidade de atualização de serviços, ou seja acesso aos canais e dados disponíveis mais rapidamente. TPS é um método de sinalização de canal que permite ao receptor se auto configurar aos vários parâmetros e modos da transmissão, este método de acesso a sinalização é mais rápido que o acesso a sinalização de informações de serviços (SI) ou de seções MPE (*Multiprotocol Encapsulation*), os quais para se ter acesso é necessário a demodulação e decodificação dos sinais recebidos.

- Entrelaçamento *In-depth* de símbolos para os modos 2K e 4K, para posteriormente melhorar sua robustez em um ambiente móvel e em condições de ruídos impulsivos, através da utilização de um *buffer* com maior capacidade para armazenamento de dados utilizado no modo 8K.

-Cell\_id: Inclusão de sinalização para identificação das células nas redes DVB-H.

## **2.5 Camada de Transporte**

O DVB-T (ETSI EN 300 744 *standard*) [1] com os seguintes elementos técnicos, é especificadamente direcionado para o uso do DVB-H:

-*Time slicing*, ou desligamento temporal do sintonizador do terminal, visando uma redução do consumo da bateria do equipamento, e propiciando uma transição transparente de frequência.

-Correção posterior de erro para as informações encapsuladas de multiprotocolo (MPE-FEC), melhorando o desempenho dos canais móveis quanto às taxas C/N (Portadora/Ruído) e *Doppler*, melhorando também a tolerância a interferência de impulsos.

-*Handover*, ou a troca de células, é facilitada pelo Método de *time slicing*, ou desligamento temporal. Há um monitoramento das células vizinhas e troca da *stream* de transporte no intervalo do desligamento, essa mudança de célula ocorrerá sem interrupção dos serviços.

O cabeçalho da carga útil (*payload*), do DVB-H é formado por *datagramas* IP ou outro *datagrama* de camada de rede, encapsulado em seções MPE (*Multiprotocol Encapsulation*).

A estrutura do receptor DVB-H inclui um demodulador DVB-H e um terminal DVB-H, o demodulador DVB-H, inclui um demodulador DVB-T, um módulo *time slicing* e um módulo MPE-FEC.

- O demodulador DVB-T recupera os pacotes MPEG-2/H.264 da “*stream*” de transporte recebidos via sinal de RF. Ele oferece três modos de transmissão 8K, 4K, 2K com as correspondentes sinalizações de parâmetros de transmissão (TPS).
- O Módulo *time slicing*, como foi dito, busca reduzir o consumo de energia com um desligamento temporal e, neste intervalo o terminal faz um monitoramento das células vizinhas e troca de células sem interrupção dos serviços.
- O Módulo MPE-FEC oferece através da camada física de transmissão, uma correção posterior de erro complementar, possibilitando a recepção de qualidade em situações de difícil recepção.

## **2.6 Camada de Rede**

### **2.6.1 UDP (Protocolo Datagrama do Usuário)**

UDP [67] é um dos protocolos de núcleo do *internet protocol suite*, que é um conjunto de protocolos de comunicação que implementam as pilhas de protocolos. Utilizando UDP, os

programas em redes de computadores podem enviar pequenas mensagens conhecidas como *datagramas* entre si.

O UDP, não fornece a confiabilidade de entrega de dados que o protocolo TCP (*Transmission Control Protocol*) fornece. Os *datagramas* podem chegar fora de ordem, ou se perderem sem informar a fonte de envio, que foi perdido. Desta forma com alguns cabeçalhos a menos o UDP é mais rápido e mais eficiente para aplicações em tempo real. Comparado ao TCP, o UDP é utilizado para *broadcast*( envio para todos na rede local) e *multicast* (envio para todos os assinantes). O UDP é recomendado para a transmissão de dados pouco sensíveis, como *streaming* de áudio e vídeo. No UDP não existe checagem de nada, nem confirmação alguma. Os dados são transmitidos apenas uma vez, incluindo apenas um frágil sistema de CRC (*Cyclic Redundancy Check*). Os pacotes que chegam corrompidos são simplesmente descartados, sem que o emissor sequer saiba do problema.

A idéia é justamente transmitir dados com o maior desempenho possível, eliminando dos pacotes quase tudo que não sejam dados em si. A vantagem é não exibir no vídeo quadros fantasmas mantendo dessa forma o desempenho.

Em geral, os programas que utilizam portas UDP recorrem também à uma porta TCP para enviar as requisições de dados a serem enviados e também para checar periodicamente se o cliente ainda está *online*.

O protocolo UDP utiliza portas para permitir a comunicação entre aplicações. O campo das portas possui 16-bits, então o intervalo de portas possíveis varia de 0 a  $2^{16}$  (65535 portas).

O cabeçalho UDP é extremamente simples, contendo apenas os números de porta de origem e destino, comprimento da mensagem e o *checksum*. O cabeçalho dos *datagramas* UDP é colocado a seguir ao cabeçalho IP.



Fig.2.3 Estrutura do protocolo UDP.

## 2.6.2 IPV6/IPV4 (Protocolo de Internet, Versões 6 e 4)

A utilização do protocolo IPV6 provê um aumento do número de endereços de destino possíveis (128 bits) comparado a versão anterior IPV4 (32 bits). Adicionalmente suporta a criptografia de dados (IPSec), e para o DVB-H a utilização do protocolo IPV6 ao invés do IPV4 não traz vantagens em relação ao número máximo de endereços IP, pois os dados são transmitidos para todos os receptores em *multicast*, ou seja os receptores irão se conectar a um grupo pequeno de endereços IP referentes aos endereços de cada serviço, o controle do conteúdo será monitorado pela interface entre o receptor e a rede GSM/GPRS, através de um controle de acesso de usuários (CAS), logo não necessita de um endereço IP para cada receptor. A identificação de cada usuário é feita através do *SIM Card (Subscriber Identity Module)* de cada equipamento, porém o protocolo IPV6 foi simplificado e alguns campos foram descartados. O IPV4, suporta cerca de 4 bilhões de endereços( $4 \times 10^9$ ), enquanto o IPV6 suporta ( $3,4 \times 10^{38}$ ) endereços.

A Fig.2.4 ilustra as principais diferenças entre os protocolos IPV4 e IPV6.

**IPV4**

Versão	Cabeçalho	TOS	Comprimento Total	
Identificação		Sinalização		Offset de Fragmento
TTL		Protocolo	Checagem de Paridade	
Endereço de 32 bits (Remetente)				
Endereço de 32 bits (Destinatário)				

	Removido
	Substituído

**IPV6**

Versão	Classe de Tráfego	<i>Flow Label</i>	
Comprimento do Pacote		Próximo Cabeçalho	Limite de Nós
Endereço de 128 bits (Remetente)			
Endereço de 128 bits (Destinatário)			

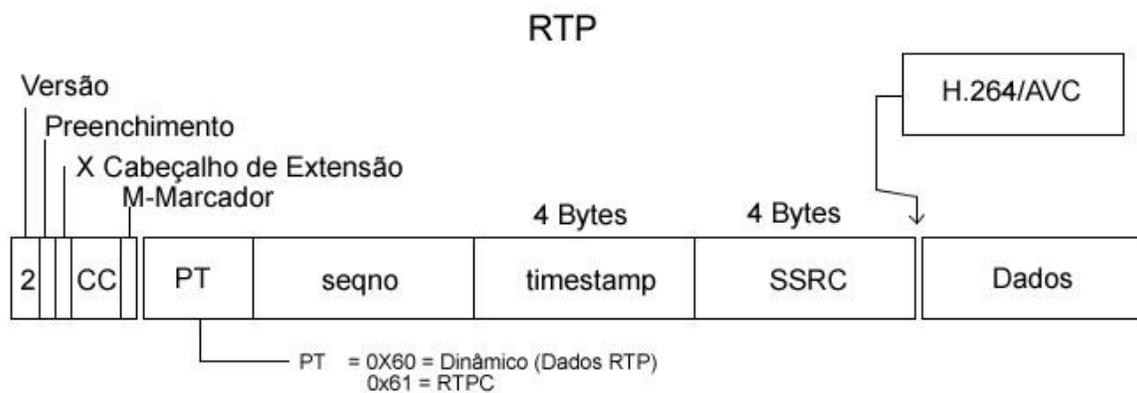
Fig.2.4 Estrutura dos protocolo IPV4/IPV6.

A funcionalidade de cada campo dos protocolos IPV4/IPV6 é descrita com maior detalhamento na seção anexos na página [236].

### 2.6.3 RTP (Protocolo de Transporte em Tempo Real)

RTP define um formato padronizado de pacotes para entrega de áudio e vídeo através da *internet*[68], que pode ser utilizado em diversas aplicações. Este protocolo não possui portas de comunicações padronizadas como o TCP e UDP. O único padrão que este protocolo segue é que a comunicação UDP é feita sob portas pares, e a próxima porta ímpar superior é utilizada para o controle de protocolo RTP . As portas normalmente utilizadas estão na faixa de 16385 a 32767.

A Fig.2.5 ilustra a estrutura do protocolo RTP.



**Fig.2.5 Estrutura do protocolo RTP.**

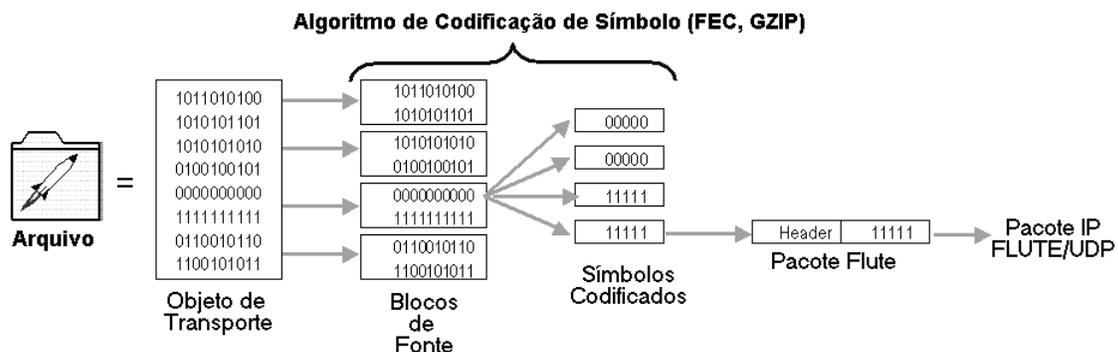
A funcionalidade de cada campo dos protocolos RTP é descrita com maior detalhamento na seção Anexos na página 238.

### 2.6.4 H.264/AVC

O padrão de compressão H.264 OU AVC (*Advanced Video Codec*) é utilizado para a codificação das *streams* de vídeo e áudio substituindo o padrão MPEG-2. Este método de codificação de vídeo permite uma redução da utilização de largura de banda mantendo-se a qualidade de vídeo.

### 2.6.5 FLUTE/ALC

Para o transporte de dados tem-se duas opções o protocolo FLUTE ou ALC [58], FLUTE(*File Delivery over Unidirectional Transport*): Protocolo para entrega de arquivos de modo unidirecional. A especificação do protocolo FLUTE é baseada na codificação de camada assíncrona(ALC) e, este protocolo é utilizado para *broadcasting* de áudio, vídeo e dados para serem armazenados no receptor e utilizados posteriormente, ou seja não em tempo real. Este protocolo adiciona uma correção de erros posterior (FEC) aos pacotes UDP, adicionando confiabilidade a transmissão. Os dados carregados por este protocolo variam entre imagens, vídeos, páginas HTML e transporte de guia de serviços[58,59].



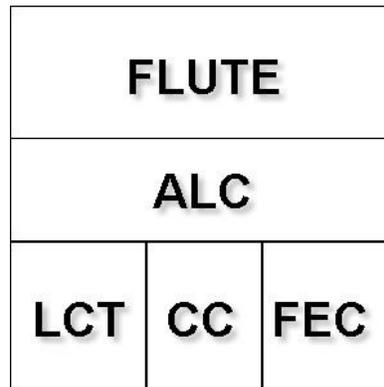
**Fig.2.6 Método de transporte de dados para o protocolo FLUTE.**

Este protocolo base foi projetado para distribuição *multicast* escalável em massa. O ALC (*Asynchronous Layered Coding*) transporta objetos binários arbitrariamente, o que para aplicações de entrega de dados não é suficiente, e neste caso o receptor precisa saber que tipo de dados está recebendo. Desta forma o protocolo FLUTE é considerado um mecanismo para sinalização e mapeamento das propriedades dos dados utilizando o conceito do ALC, de modo que possibilita o receptor a assinar esses parâmetros para os objetos recebidos.

Algumas características do protocolo FLUTE:

- Entrega de arquivos unidirecionalmente, os arquivos são entregues como objetos de transporte com codificação de conteúdo (Ex: gzip).
- Distribuição para um grande número de receptores, não há a necessidade de sinalização de retorno.

- Suporta os protocolos IPV4 e IPV6.
- Pode ser utilizado com os *datagramas* de usuário de *multicast* e *unicast*.
- Confiabilidade para retransmissão de dados utilizando um sistema de correção de erro posterior FEC.



**Fig.2.7 Principais camadas do protocolo FLUTE**

O protocolo FLUTE foi construído acima do protocolo ALC (*Assynchronous Layered Coding*). O ALC combina as seguintes camadas: LCT (*layered coding transport*) que garante um suporte no nível de transporte para garantir uma entrega de conteúdo confiável, CC (*Congestion Control*) o qual provê um controle de congestionamento de dados confiável sobre uma transmissão assíncrona e FEC (*Foward Error Corretion*), responsável por acrescentar paridade à sinalização para posterior correção de eventuais erros.

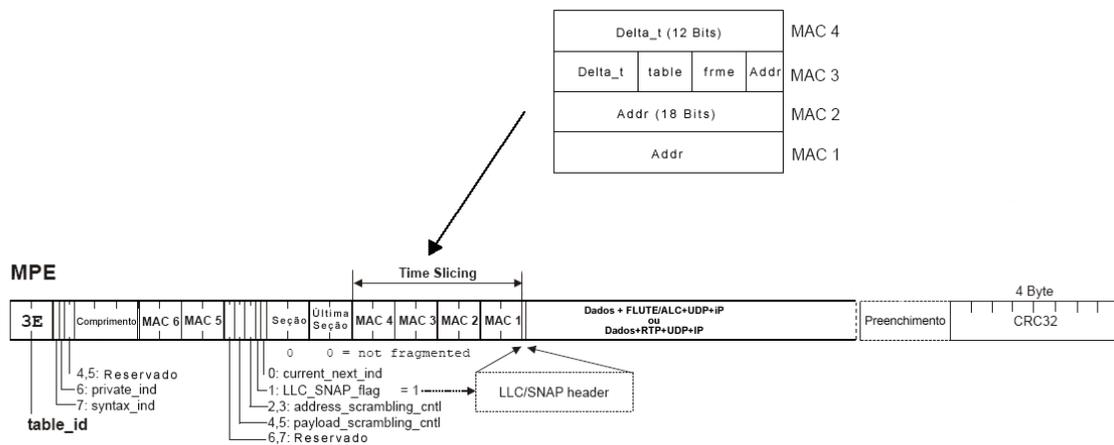
Logo, o protocolo FLUTE é uma modificação do ALC, incluindo:

- Detalhes de transporte e parâmetros temporais
- Sinalização dos parâmetros de transporte das sessões do ALC.
- Sinalização das propriedades dos dados entregues
- Detalhes associados a multiplexação de múltiplos dados em uma seção.

### **2.6.6 Sinalização de Seção PSI/SI**

A sinalização de seção PSI/SI [7] (*Service Information*), provê informação para possibilitar a auto configuração do receptor para demultiplexar e decodificar as várias *streams* de programas multiplexadas e, corresponde a última seqüência de sinalização anterior ao encapsulamento

destas informações em *stream* elementar, a qual alimentará o modulador DVB-H, na stream elementar onde são usados MPE-FEC (*Multiprotocol Encapsulation-Forward Error Correction*) e *time slicing*. Cada seção MPE e MPE-FEC deve carregar parâmetros para transmitir dados em tempo real. Para as sessões MPE, estes parâmetros de dados em tempo real são carregados utilizando-se os endereços MAC\_address [7,8], como mostrado na Fig.2.8.



**Fig.2.8 Sinalização de seção.**

A funcionalidade de cada campo da sinalização de seção é descrita com maior detalhamento na seção Anexos na página 239.

## 2.7 Camada de Aplicação

Entrega de Vídeo/Dados e ESG [8]: Após passar pelas camadas física, de enlace e de rede, o usuário consegue acesso ao serviço escolhido (vídeo, dados, áudio etc..) através de um guia eletrônico de serviços(ESG).

ESG: É o guia eletrônico de serviços, e é formado por arquivos do tipo XML, SDP, HTML, JPG e POL.

Vídeo/Áudio: Podem estar em diferentes formatos, como MPEG-2, H.264/AVC, MPEG-4, H.263.

A tabela a seguir apresenta as diferentes resoluções aplicadas aos sistemas de TV fixa e TV móvel, com a utilização de um codificador H.264 e, é possível garantir taxas compatíveis as disponibilizadas pelas diferentes configurações dos sistemas digitais de TV, garantindo a sensação de movimento contínuo do vídeo transmitido.

**Tabela 2.1. Relação entre resolução e taxas para diferentes níveis H.264.**

Resolução (Horizontal x Vertical)	Pixels	Aspecto	Descrição	Aplicação	Taxa Máxima - Taxa de Frames	H264
						(Level Profile)
128 x 96	12.888	04:03	Sub Quarter-CIF (SQCIF)	Telefones Celulares	128 Kbits/s - 30.9 Fps	1
176 x 120	21.120	22:15	Quarter-CIF (QCIF) NTSC	Telefones Celulares	128 Kbits -15 Fps	1
176 x 144	25.344	11:09	Quarter-CIF (QCIF) PAL	Telefones Celulares	192 Kbits -30 Fps	1.1
320 x 240	76.800	04:03	Quarter-VGA (QVGA)	PDA's	384 Kbits/s -20 Fps	1.2
352 x 240	84.480	22:15	CIF (NTSC)	PDA's	384 Kbits/s -20 Fps	1.2
352 x 288	101.376	11:09	CIF (PAL)	Vídeo Conferência	2 Mbits/s -30 Fps	2
720 x 480	405.000	16:09	SDTV (NTSC)	TV analógica (NTSC)	10 Mbits/s -30 Fps	3
720 x 576	405.504	11:09	SDTV (PAL)	TV analógica (PAL)	10 Mbits/s -25 Fps	3
1280 x 720	921.600	16:09	HDTV 720p	Televisão Digital-HDTV	20 Mbits/s - 68.3 Fps	4
1920 x 1080	2.073.600	16:09	HDTV 1080p	Televisão Digital-HDTV	20 Mbits/s - 30 Fps	4

**Tabela 2.2. Diferentes resoluções para o padrão CIF a partir de padrões analógicos.**

Formato	Baseado em NTSC	Baseado em PAL
SQCIF		128 x 96
QCIF	176 x 120	176 x 144
QCIF+	176 x 220	176 x 220
CIF	352 x 240	352 x 288
2CIF	704 x 240	704 x 288

4 CIF	704 x 480	704 x 756
9 CIF	1056 x 720	1056 x 864
16 CIF	1408 x 960	1408 x 1152

## 2.8 Multiplexador

### Parâmetros para Economia de Energia, Encapsulamento IP e Proteção Contra Erros

#### Rajada (*Burst*)

Rajada é um conjunto de seções de dados enviadas na forma de *stream* elementar. São seções enviadas em uma alta taxa por um curto período de tempo. Entre duas rajadas consecutivas existe um período de tempo em que nenhuma seção é transmitida. Cada rajada indica para o receptor o tempo para chegada das seções de dados da próxima rajada .

#### Acesso Condicional (CA)

Utiliza algoritmos de embaralhamento de dados (*Scrambling*) em pacotes de *streams* de transporte para controle de acesso aos serviços para determinados usuários.

#### Datagrama

É um quadro de informações da camada de rede. No caso de protocolo de *internet* (IP), o datagrama é um datagrama IP.

#### ECM( *Entitlement Control Message*)

É um método de acesso à informação condicional privado no qual especifica palavras de controle e parâmetros de controle e embaralhamento.

#### EMM( *Entitlement Management Message*)

É um método de acesso à informação condicional privado no qual especifica níveis de autorização ou serviços de decodificadores específicos. Podem ser endereçados para um único decodificador ou grupos de decodificadores.

#### MPE-FEC(Encapsulamento de Multiprotocolo com correção posterior de Erro):

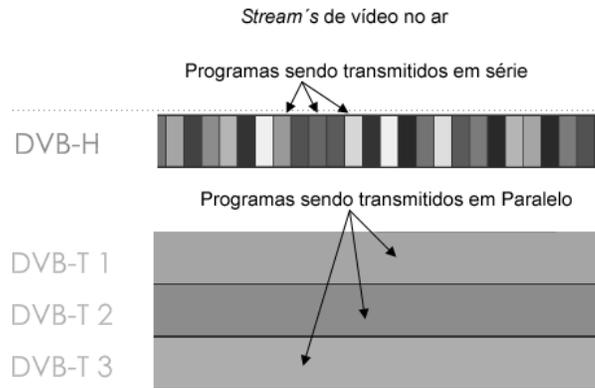
Utiliza um algoritmo *Reed Solomon* (RS) para calcular bits de paridade de *datagramas* de seções de encapsulamento de multiprotocolo (MPE) e será visto em detalhes na seção 2.8.8.

### **2.8.1 Time Slicing**

O Conceito de *time slicing* é enviar a informação em rajadas (*bursts*), ou em partes [11], utilizando uma alta taxa de transmissão comparada à taxa necessária se a informação fosse transmitida utilizando um gerenciamento de largura de banda convencional. Juntamente com o envio da rajada é indicado o tempo ( $\Delta t$ ) para início da próxima rajada. Entre o envio de dados, não é transmitida nenhuma informação da *stream* elementar, possibilitando que outras *streams* elementares utilizem a largura de banda não utilizada. Isto permite que o receptor fique ativo somente uma fração do tempo, enquanto recebe essa informação através das rajadas de dados de um serviço demandado.

O *time slicing*, também suporta a possibilidade de se utilizar o receptor para monitorar outras *stream's* de transporte durante o tempo de desligamento. Para que haja uma recepção ininterrupta dos serviços, é necessário que o receptor utilize o período de *off-time*. entre as rajadas para se registrar em uma segunda célula.

Comparando-se o método *time slicing* ao convencional, seria como comparar uma transmissão em série de dados, ou uma fila de dados, enquanto o método convencional utiliza uma transmissão em paralelo, ou seja informação de vários serviços ao mesmo tempo, conforme a figura a seguir:



**Fig.2.9 Transmissão DVB-H x DVB-T.**



**Fig.2.10 Seções de dados.**

### 2.8.2 Delta-T

A função do método delta-t, é sinalizar o instante do início da seção MPE recebida até o início da próxima rajada de informação[11]. Para manter o delta-t insensível a qualquer atraso constante do canal de transmissão, o delta-t deve ser relativo.

Fornecendo o delta-t nas seções MPE, exclui-se a necessidade de sincronismo dos relógios entre o transmissor e o receptor. Uma alta flexibilidade é suportada desde que os parâmetros das rajadas como, tamanho, duração, taxa de bits e tempo de desligamento possam variar entre

as *streams* elementares, assim como entre as rajadas dentro de uma *stream* elementar. O receptor deve suportar uma precisão suficiente para apenas um desligamento temporal (*off-time*), pois o relógio é reiniciado após cada rajada, e a informação *delta-t* começará a ser enviada.

Em más condições de recepção, partes dos dados de informação podem ser perdidas. Se o *delta-t* for perdido, o receptor não saberá por quanto tempo deverá ficar desligado, portanto será forçado a ficar em espera até a próxima rajada de dados. Para evitar esta condição, o *delta-t*, deverá ser fornecido no cabeçalho de cada seção dentro de cada rajada. Mesmo em um péssimo ambiente de recepção, se apenas uma seção for recebida, tem-se acesso a informação *delta-t*, assim garantindo o ganho de economia no consumo do equipamento.

O *delta-t* indica um tempo relativo e, o método não é afetado por atrasos constantes no canal de transmissão. No entanto, o *jitter* nesses atrasos afeta a precisão do *delta-t*. Este *jitter* é referido como *delta-t-jitter*. Se o *delta-t* indica o menor tempo para início da próxima rajada, qualquer *delta-t-jitter* poder ser gerenciado diminuindo o *delta-t*, e em consequência há uma queda na precisão deste parâmetros *delta-t*. Esta precisão afetará o consumo de bateria do equipamento.

Para o *time slicing*, um *delta-t-jitter* de 10 ms é aceito, e como este valor é menor que um *jitter* típico em um tempo de sincronismo, é considerado que não haverá nenhum ganho virtual reduzindo o valor de *delta-t-jitter*.

O tempo de sincronismo é o tempo requerido pelo receptor, para se tornar ativo, receber o sinal e iniciar a recepção das seções. Por exemplo, nas implementações do DVB-T o tempo é estimado em 200 ms a 250 ms, e um fator limitante para o sincronismo de símbolos OFDM na recepção é 100 ms, observe a Fig.2.11.

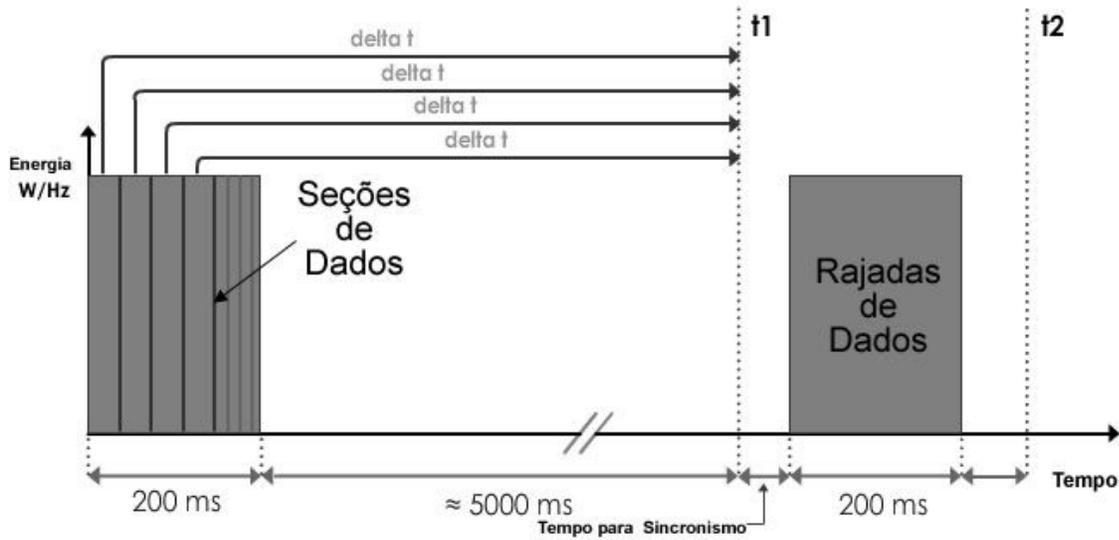


Fig.2.11 Delta-T e tempo de sincronismo.

Pode-se observar através da Fig.2.11, que cada seção transmitida sinaliza o receptor com um delta-t relativo, indicando o tempo para envio da próxima seção, e que o tempo de sincronismo pode ser visto como uma lacuna de tempo entre t1 e o início de recebimento dos dados.

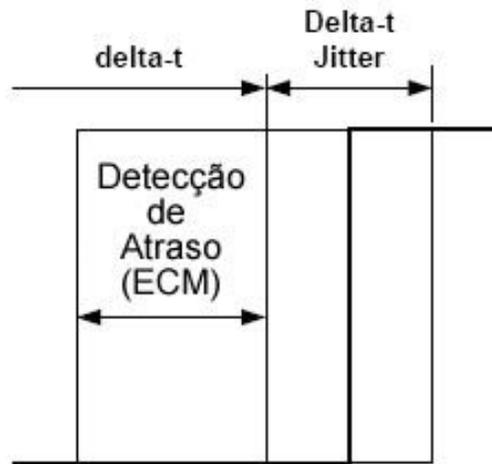


Fig.2.12 Delta-t jitter.

**Tamanho da Rajada de Dados (*Burst Size*) e Tempo de Desligamento:**

O Tamanho da rajada deve ser menor que a memória disponível no receptor [6]. Quando uma rajada é recebida, o receptor deve armazenar os dados na memória utilizando um *Buffer*, esses

dados serão consumidos durante o período de desligamento. Deve-se considerar que um receptor pode suportar 2 Mbits de memória para armazenar uma rajada de entrada. Deve-se notar que um receptor que suporta múltiplas *streams* elementares com desligamentos temporais simultâneos, deverá ter suporte para um *buffer* de 2 Mbits para cada *stream* elementar com desligamento temporal, a menos que a *stream* elementar utilize menores tamanhos de rajadas[6].

### **2.8.3 Tamanho da Rajada de Dados (Burst Size)**

Refere-se ao número de bits da camada de rede dentro da rajada [11]. Os bits da camada de rede consistem de uma seção de bits de carga útil (*payload*). Cada seção MPE ou MPE-FEC contém 16 bytes de *overhead* referentes ao cabeçalho e CRC-32 (*Cyclic Redundancy Check-Polinômio de ordem 32*). Assumindo uma média de tamanho de 1 Kbyte para os *datagramas* IP, isto indica uma utilização de 1,5% de *overhead* (razão entre o tamanho do cabeçalho e o tamanho do campo de dados). O cabeçalho do pacote de transporte também causa *overhead*, o qual depende do tamanho da seção. Se o tamanho da seção for maior que 1 Kbyte, o *overhead* será aproximadamente 2,2%. É considerado conjuntamente (cabeçalhos de seção e pacotes de transporte) como um *overhead* de aproximadamente 4 % [3] conforme a equação:

$$Overhead(\%) = \frac{Cabeçalho(Kbytes)}{Payload(Kbytes)} \quad (2.1)$$

Nas Figuras 2.13 e 2.14, observa-se duas possibilidades de transmissão de dados em rajadas, onde 2 Mbits são transmitidos em 200 ms, alcançando uma taxa de 10 Mbps, este é o método utilizado pelo sistema DVB-H, para isso é necessário que a configuração do modulador suporte a transmissão de dados nesta taxa, o tempo restante é de 5000 ms, é o máximo tempo possível para que o dispositivo consuma a informação recebida em alta taxa e receba a próxima rajada

de dados, neste período de tempo, o equipamento móvel desligará o sintonizador para economia de bateria, na Fig.2.14 por exemplo, a mesma quantidade de dados é transmitida em 5200 ms, dessa forma não haverá tempo para desligamento do sintonizador, a quantidade de dados armazenada no receptor é insuficiente para manter um vídeo contínuo por mais de 1 segundo.

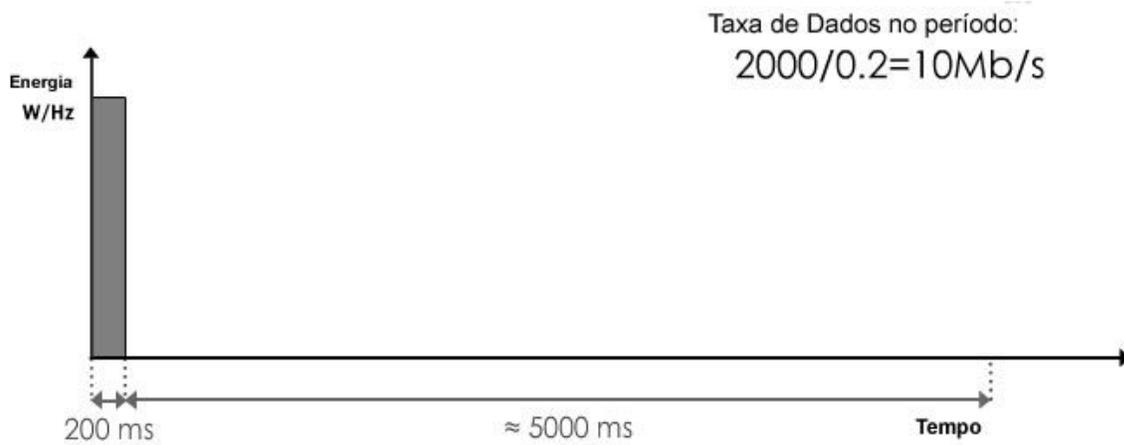


Fig.2.13 Taxa de dados utilizando método de rajadas DVB-H.

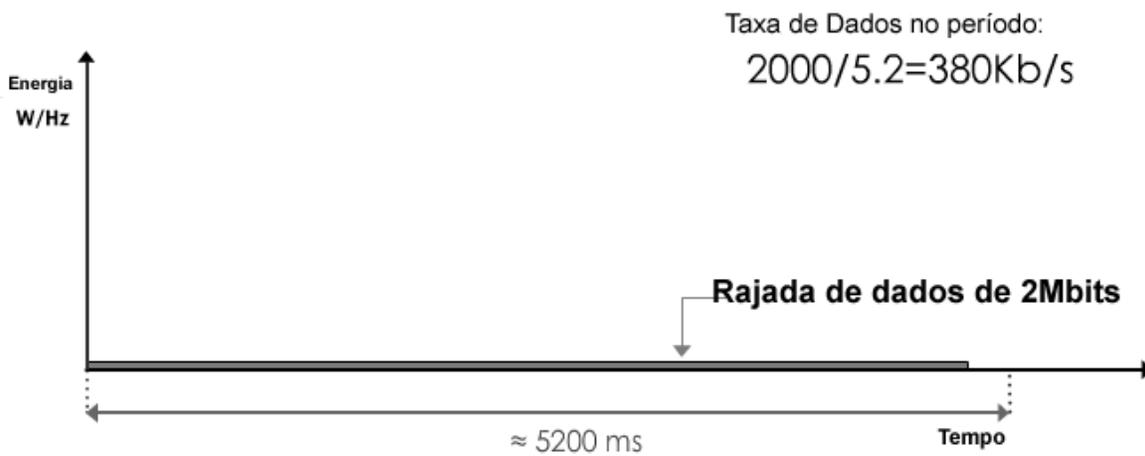


Fig.2.14 Taxa de dados utilizando método convencional DVB-T.

#### **2.8.4 Largura de Banda da Rajada (*Burst Bandwidth*)**

Largura de banda da rajada, refere-se a uma aproximação momentânea da largura de banda utilizada pelo método *time slicing* enquanto transmite a rajada de informações

#### **2.8.5 Largura de Banda Constante (*Constant Bandwidth*)**

Largura de banda constante, é uma largura de banda média necessária pela *stream* elementar quando o desligamento temporal não está ativo, ou não há desligamento do receptor. Ambas as larguras de banda *burst bandwidth* e *constant bandwidth*, incluem a transmissão dos pacotes de transporte (188 bytes). Para uma rajada de 1 Mbit e largura de banda de 1 Mbps, a duração da rajada ( tempo entre o início e fim da rajada de informação) é 1,04 segundos (devido aos 4 % de overhead) [3,4,5].

#### **2.8.6 Tempo de Desligamento (*Off-time*)**

É o tempo entre as rajadas. Durante este tempo de desligamento do *tuner* do receptor, nenhum pacote de transporte é recebido.

Durante a transmissão da rajada de informação (*on-time*), os pacotes de transporte de outra *stream* elementar podem ser transmitidos ao mesmo tempo. Isto ocorre quando a largura de banda do *burst* em questão é menor do que a largura de banda da *stream* de transporte, ou seja existem ocasiões onde a informação transmitida não utiliza toda a largura de banda destinada à transmissão e, pode-se assim transmitir outros dados neste espaço[3].

Pode-se observar na Fig.2.15 que durante o tempo de desligamento de um receptor, outros serviços estão sendo transmitidos, enquanto que no modo convencional DVB-T, os serviços são transmitidos de forma paralela, ou seja vários serviços ao mesmo tempo.

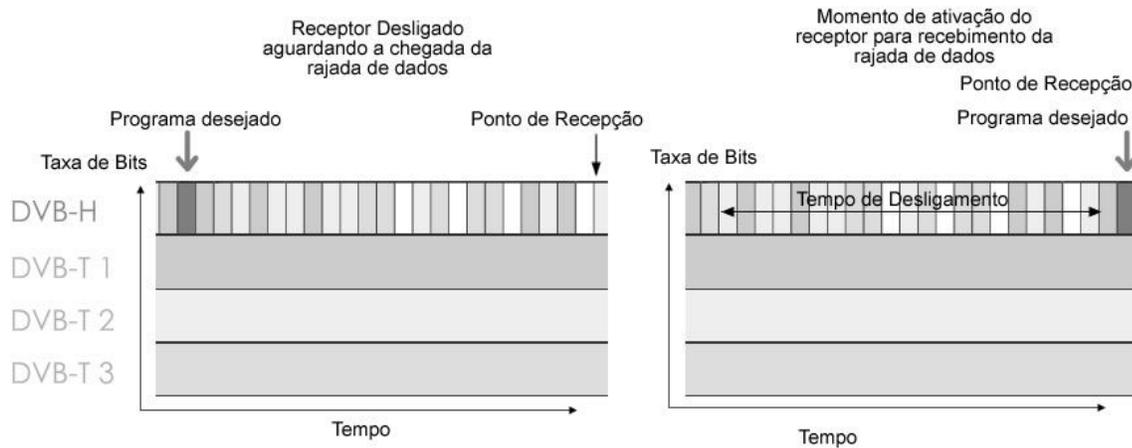


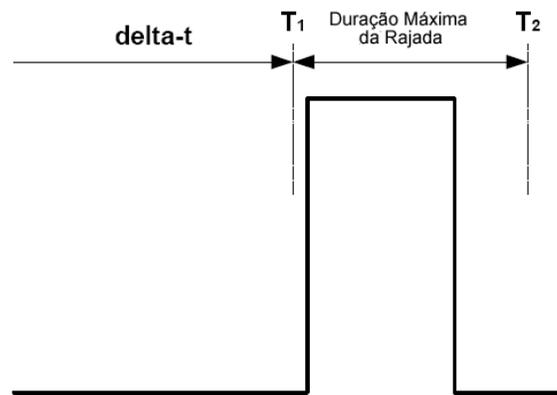
Fig.2.15 Método de desligamento do receptor DVB-H.

### 2.8.7 Duração Máxima da Rajada (Maximum Burst Duration)

A máxima duração de uma rajada deve ser sinalizada para cada *stream* elementar. Uma rajada de dados, como pode ser visto em [3,5,11], não deve iniciar-se antes de T1 e finalizar-se depois de T2, onde T1 é o tempo indicado por delta-t na rajada anterior, e T2 é T1 + duração máxima da rajada. Em más condições de recepção, o receptor deve utilizar estas informações para saber quando uma rajada foi terminada.

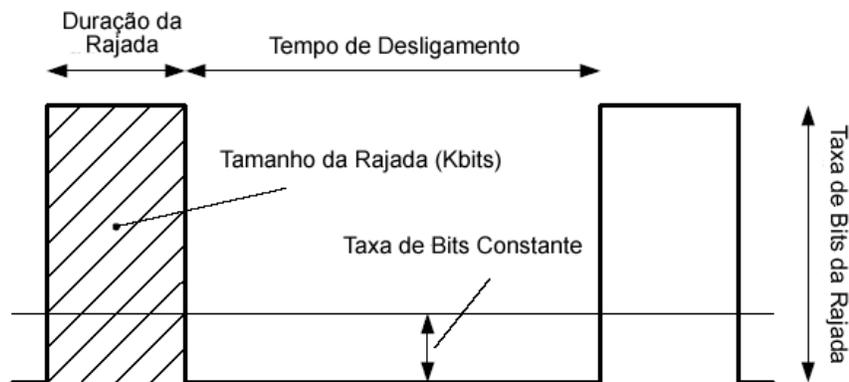
Para habilitar o receptor a distinguir rajadas com confiabilidade, o próximo envio de dados não deve começar antes de T2 da rajada atual (o delta-t deve sinalizar o tempo além de T2). Quando o MPE-FEC é utilizado, é importante que se faça uma distinção entre as rajadas de forma confiável.

Os parâmetros citados podem também ser utilizados para suportar um *delta-t-jitter* maior que 5 s [4].



**Fig.2.16 Duração máxima da rajada.**

A seguir apresentam-se algumas equações para o cálculo dos diversos parâmetros comentados, como tamanho da rajada, tempo de desligamento, duração da rajada e economia de energia. Um fator de correção de 0,96, compensará pelo overhead causado pelos pacotes de transporte e cabeçalhos de seção.



**Fig.2.17 Parâmetros gerais.**

**Bs** - Tamanho da Rajada (*Burst Size*) (bits)

**Bb** - Taxa de bits da Rajada (*Burst Bandwidth*) (bps)

**Cb** - Taxa de Bits Constante (*Constant Bandwidth*) (bps)

**Dj** - Delta *jitter* (s)

**CA** - Tempo de Sincronismo ECM (*ECM Synchronization time*)(s)

**Bd - Duração da Rajada**(*Burst Duration* )(s)

$$Bd = \frac{Bs}{Bb.0,96} \quad (2.2)$$

**Ot - Tempo de Desligamento** (*Off-time*)(s)

$$Ot = \frac{Bs}{Cb.0,96} - Bd \quad (2.3)$$

**St - Tempo de Sincronismo** (*Synchronization Time*) (s)

**Ps - Economia de Bateria** (*Power Saving*) (%)

$$Ps = \left(1 - \frac{(Bd + St + CA + (3/4.Dj)).Cb.0,96}{Bs}\right).100 \quad (2.4)$$

Dados:

Bs =2 Mbits , Bb=15 Mbps , Cb=350 Kbps , St= 250 ms, Dj= 10 ms

Resultados:

**Tabela 2.3 Cálculo de economia de energia utilizando o método *time-slicing*.**

Bd	$= \frac{2.10^6}{15.10^6.0,96}$	<b>~140 ms</b>
Ot	$= \frac{2.10^6}{350.10^3.0,96} - 128.10^{-3}$	<b>5,36 s</b>
Ps	$= 1 - \frac{(140.10^{-3} + 2,5.10^{-1} + \frac{3}{4}.350.10^3.0,96)}{2.10^6}.100$	<b>~93 %</b>

Variando o delta-*t-jitter* entre 0 e 100 ms, a economia irá cair apenas 2%, sendo assim o delta-*t-jitter* não afeta bruscamente a economia de energia do equipamento [4].

### 2.8.8 MPE-FEC (Multiprotocol Encapsulation-Forward Error Correction)

O MPE-FEC foi introduzido para suportar a recepção mesmo com uma alta taxa de perda de pacotes (PLR), no nível de seção MPE. Este alto PLR deve ocorrer em canais móveis quando a velocidade é muito alta e/ou quando a taxa relação sinal ruído C/N é muito baixa. Com o MPE-FEC, aproximadamente 25 % da informação da *stream* de transporte (TS) é alocada para *overhead* de paridade [11].

O MPE-FEC foi introduzido de tal maneira, que o receptor DVB, possuindo suporte ao MPE, mas sendo “cego” ao MPE-FEC, é capaz de receber a *stream* MPE de modo totalmente compatível(DVB-T/DVB-H). Essa compatibilidade serve tanto para a utilização do MPE-FEC com ou sem *time slicing*.

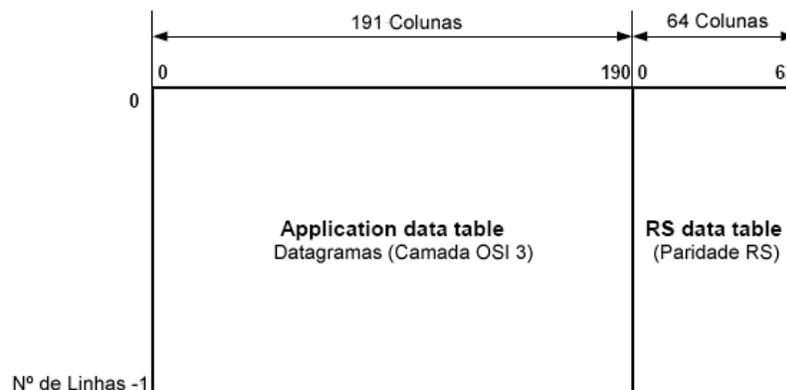


Fig.2.18 Quadro MPE-FEC.

O Quadro MPE-FEC é organizado na forma de uma matriz com 255 colunas e um número flexível de linhas. O máximo valor permitido é 1024 linhas, o qual faz com que o tamanho do quadro MPE-FEC seja igual a aproximadamente 2 Mbits. Cada posição da matriz é igual a 1 byte de informação. A parte esquerda do quadro MPE-FEC, consistindo de 191 colunas é dedicada a *datagramas* IP da camada OSI 3 (camada de rede) e a inserção de zeros , e é

chamada de *application data table*. O lado direito do quadro MPE-FEC, consiste de 64 colunas, é dedicado a informação de paridade do código FEC, e é chamado de *RS data table*. A posição de cada byte na *application data table* possui um endereço variando de 0 a 191 x (nº de linhas -1). Da mesma maneira, cada posição de 1 byte na *RS data table* possui um endereços variando entre 0 e 64 x (nº de linhas -1) [4].

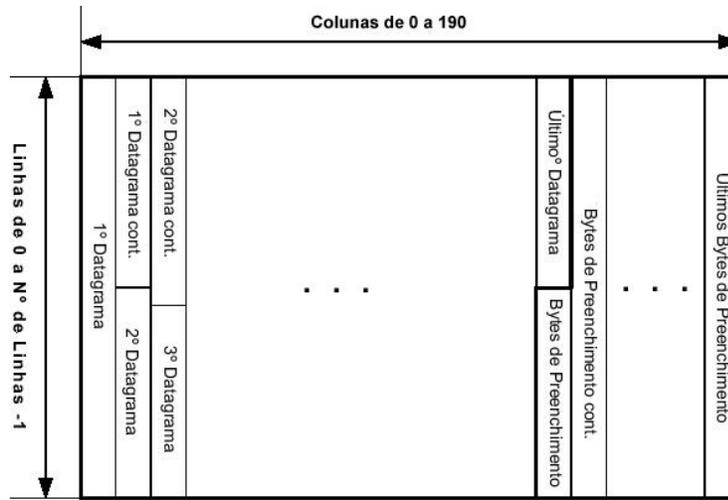


Fig.2.19 Alocação de *datagramas* na *application data table*.

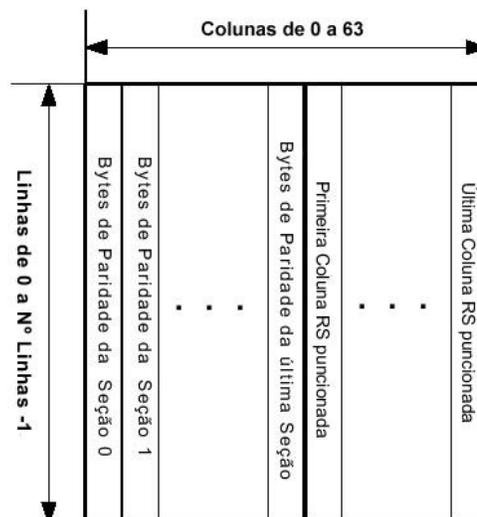


Fig.2.20 Alocação de *datagramas* na *RS data table*.

Cada seção carrega no cabeçalho um endereço de início para os dados úteis. Este endereço indica a posição na *application data table* do primeiro byte da seção de dados. No caso dos *datagramas* estarem divididos em múltiplas seções MPE, cada seção MPE indica a posição do primeiro byte na *application data table* do fragmento do *datagrama* carregado com a seção. O Receptor então será capaz de colocar o *datagrama* recebido nas posições corretas da *application data table* e marcar estas posições como confiáveis para o decodificador RS, com todos os dados da seção e, há ainda uma verificação de erros na seção por um detector de erros CRC-32(*Cyclic Redundance Check*) .

A última seção da *application data table* contém uma tabela de sinalização de borda, a qual indica o fim dos *datagramas* na *application data table*. Se todas as seções anteriores já estiverem sido recebidas corretamente, o receptor não precisa receber mais seções MPE-FEC e, se o método *time-slicing* estiver sendo utilizado, o receptor pode ser desligado para não receber e decodificar a paridade RS.

O código *Reed-Solomon* RS (255,191, t = 32) deve ser aplicado ao conjunto de 191 bytes de cada linha da *application data table* para gerar uma palavra código (bytes de paridade). Cada posição de bytes que não contenham bytes de *datagramas* deverão ser preenchidas com bytes zero (*padding*) anteriormente ao cálculo do RS.

O Codificador de *Reed-Solomon* recebe 191 bytes de entrada e calcula 64 bytes de paridade, possibilitando uma correção de até 32 bytes aleatório na palavra de 255 bytes recebida. Quando se utiliza a sinalização de confiabilidade dos bytes recebidos, como as fornecidas pelo CRC-32 das seções MPE/MPE-FEC, o código possibilita a correção de até 64 bytes aleatórios.

Este codificador de *Reed-Solomon* possui os seguintes parâmetros:

Polinômio Gerador de Código:  $g(x) = (x + \lambda^0) \cdot (x + \lambda^1) \cdot (x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{63})$ , onde  $\lambda = 02_{\text{Hex}}$

Polinômio Gerador de Campo:  $p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$

A seguir, verifica-se as possibilidade de taxas e linhas nas seções MPE-FEC, alterando-se o número de colunas de dados e colunas de paridade altera-se a taxa final, conforme equação (2.5).

$$R_{MPE-FEC} = \frac{N_{cd}}{N_{cp}} \quad (2.5)$$

onde,

$N_{cd}$  = Número de colunas de dados.

$N_{cp}$  = Número de colunas de paridade.

**Tabela 2.4 Possibilidades de configurações de FEC para as seções MPE-FEC.**

Configurações de FEC	
1/2	(64/64)
2/3	(128/64)
3/4	(191/64)
5/6	(190/38)
7/8	(189/27)

**Tabela 2.5 Possibilidade de números de linhas para as seções MPE-FEC.**

Possibilidades de Linhas
256
512
768
1024

A variação do número de linhas das seções é utilizada para variar o tamanho das rajadas de dados, por exemplo, utilizando-se a seguinte configuração: MPE-FEC=3/4, utiliza-se 191 colunas de dados + 64 colunas de paridade, o que equivale a 255 colunas de bytes, utilizando-se o máximo de 1024 linhas, tem-se.  $255 \cdot 1024 = 261.120$  bytes, o que equivale a aproximadamente 2 Mbits de rajada. Sendo este o tamanho máximo que o buffer no receptor deverá acumular para reverter o processo na decodificação, o aumento do tamanho da rajada de dados possibilita um maior tempo de desligamento do receptor, aumentando a economia de energia do equipamento, porém reduzindo o tempo de mudança de canais (*zapping time*) e descoberta de serviços.

## **2.9 Cálculo de Taxa de Bits Úteis**

O Cálculo da taxa de bits úteis é importante para avaliar-se a quantidade de *streams* de vídeo que se pode inserir no multiplexador, ou seja a quantidade de programas possíveis de serem transmitidos ao mesmo tempo, por exemplo um programa em alta definição necessita de aproximadamente 15 Mbps, se não for possível disponibilizar esta mesma taxa para a transmissão, o vídeo será amostrado em uma taxa reduzida e o usuário observará paradas na

imagem enquanto assiste ao programa, no caso de equipamentos móveis. Os programas possuem um formato e uma definição própria para as pequenas telas dos equipamentos portáteis, o sinal de vídeo de cada programa é codificado e redimensionado para taxas úteis entre 128 Kbps a aproximadamente 384 Kbps dependendo do formato e resolução disponíveis no codificador. O sinal de áudio também é codificado e amostrado entre 24 a 64 kbits por canal (taxas usualmente utilizadas).

As taxas acima mencionadas são consideradas taxas úteis de áudio e vídeo, cada codificador H.264/MPEG-2 e AAC (*Advanced Audio Coding*) são responsáveis pela codificação de fonte de vídeo e áudio de cada programa, e irá transmitir o sinal codificado em *streams* com endereçamento IP. O multiplexador será configurado para receber as *streams* através dos endereços IP's e adicionar cabeçalhos de sinalização de controle e bits de redundância (MPE-FEC), ou seja, para o cálculo de quantos programas pode-se transmitir em um canal de 5,6,7 ou 8 Mhz é necessário somar aproximadamente 4% à taxa necessária de bits úteis referentes a informação de sinalização, e multiplicar pelo inverso da taxa de codificação MPE-FEC, uma equação aproximada:

$$R_s = \frac{1,04 \cdot R_u}{R_{FEC}} \quad (2.6)$$

onde,

$R_s$  = Taxa necessária para a transmissão de um determinado serviço contabilizando cabeçalhos de protocolos e redundância MPE-FEC. (kbps)

$R_u$  = Taxas úteis de áudio e vídeo na saída do codificador H.264/MPEG-2 (Kbps)

$R_{FEC}$  = Taxa de redundância do codificador *Reed-Solomon* (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8).

Após o cálculo de  $R_s$  para cada serviço, deve-se calcular a taxa suportada pelo modulador DVB-T/H, o cálculo da taxa de bits úteis disponíveis para a transmissão é realizado através da equação abaixo[11,13]:

$$R_b = \frac{1}{T_u} \cdot N_u \cdot M \cdot \frac{1}{K+1} \cdot R_{cc} \cdot R_{rs} \quad (2.7)$$

onde,

- $T_u$  = Tempo útil do Símbolo OFDM ( $\mu$ s)
- $N_u$  = Número de portadoras úteis
- $R_{cc}$  = Razão do codificador convolucional
- $R_{rs}$  = Razão do codificador *Reed Solomon*
- $M$  = Método de modulação(bits)
- $K$  = Razão do intervalo de guarda

Por exemplo, para uma transmissão no modo 2K, com os seguintes parâmetros:

- $T_u = 299$  ( $\mu$ s) (BW = 6 Mhz)
- $N_u = 1512$  Portadoras úteis
- $R_{cc} = 1/2$
- $R_{rs} = 188/204$
- $M = 2$  (bits-QPSK)
- $K = 1/4$

O resultado é uma taxa de,  
 $R_b = 3,732$  Mbps

Para o cálculo de quantos serviços podem ser transmitidos utilizando-se a configuração acima, é necessário somar as taxas  $R_s$  de cada serviço, conforme a tabela a seguir:

**Tabela 2.6 Cálculo de taxas de serviços no multiplexador DVB-H.**

Número do Serviço	Descrição do Serviço	Áudio	Resolução do Vídeo	Taxa de codificação do vídeo (Kbps)	Taxa de codificação do áudio (Kbps)	Período da Rajada de Dados	FEC	Linhas	Rs(Kbps)	
1	Canal 1	Stereo	QVGA	230	32	1500	7/8	512	349,44	
2	Canal 2	Stereo	QVGA	250	32	1500	7/8	512	373,21	
3	Canal 3	Stereo	QVGA	250	32	1500	7/8	512	373,21	
4	Canal 4	Stereo	QVGA	250	32	1500	3/4	512	435,41	
5	Canal 5	Stereo	QVGA	230	32	1500	3/4	512	407,68	
6	Canal 6	Stereo	QVGA	250	32	1500	3/4	512	435,41	
7	Canal 7	Stereo	QVGA	192	32	1500	3/4	512	354,99	
8	Canal 8	Stereo	QVGA	230	32	1500	7/8	512	349,44	
9	Canal 9	Stereo	QVGA	230	32	1500	7/8	512	349,44	
11	ESG CBMS					1500	3/4	512	150,00	
PSI/SI tables									100,00	
									Total (Soma Rs)	3.678,24
									Taxa Modulador	3.732,00
									Taxa Disponível	53,76

Na Tabela 2.6 , observa-se a flexibilidade do uso de diferente taxas de código MPE-FEC para cada *stream* de vídeo/áudio, no caso da utilização da mesma taxa para todos os programas, as tabelas a seguir apresentam todas as taxa possíveis combinando a codificação do multiplexador com a codificação do modulador, ou seja se for utilizado uma taxa MPE-FEC  $\frac{1}{2}$  e no modulador em um canal de 6 MHz com intervalo de guarda  $\frac{1}{4}$ , optar-se pela taxa CC-FEC  $\frac{1}{2}$  , a taxa disponível seria de 1,86 Mbit/s , dessa forma deve-se dividir esta taxa por exemplo por  $\sim(230 \text{ Kbps}(\text{vídeo}) + 64 \text{ Kbps}(\text{áudio}))$ , resultando em um total de 6,34 programas, deve-se reservar taxa para a transmissão de guia de serviços e tabelas de sinalização, logo o total de programas seria aproximadamente 5 para as configurações acima.

**Tabela 2.7 Taxa de bits úteis(Mbps) para canais de 6 MHz e Intervalo de guarda 1/4.**

Intervalo de Guarda 1/4		FEC				
Modulação	MPE-FEC	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
QPSK	1/2	1,864	2,485	2,796	3,107	3,262
	2/3	2,485	3,314	3,728	4,142	4,350
	3/4	2,796	3,728	4,194	4,660	4,893
	5/6	3,107	4,142	4,660	5,178	5,437
	7/8	3,262	4,350	4,893	5,437	5,709
16-QAM	1/2	3,728	4,971	5,592	6,214	6,524
	2/3	4,971	6,628	7,456	8,285	8,699
	3/4	5,592	7,456	8,388	9,320	9,787
	5/6	6,214	8,285	9,320	10,356	10,874
	7/8	6,524	8,699	9,787	10,874	11,418
64-QAM	1/2	5,592	7,456	8,388	9,320	9,787
	2/3	7,456	9,942	11,185	12,427	13,049
	3/4	8,388	11,185	12,583	13,981	14,680
	5/6	9,320	12,427	13,981	15,534	16,311
	7/8	9,787	13,049	14,680	16,311	17,126

**Tabela 2.8 Taxa de bits úteis(Mbps) para canais de 6 MHz e Intervalo de guarda 1/8.**

Intervalo de Guarda 1/8		FEC				
Modulação	MPE-FEC	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
QPSK	1/2	2,071	2,762	3,107	3,452	3,625
	2/3	2,762	3,682	4,142	4,603	4,833
	3/4	3,107	4,142	4,660	5,178	5,437
	5/6	3,452	4,603	5,178	5,753	6,041
	7/8	3,625	4,833	5,437	6,041	6,343
16-QAM	1/2	4,142	5,523	6,214	6,904	7,249
	2/3	5,523	7,364	8,285	9,205	9,666
	3/4	6,214	8,285	9,320	10,356	10,874
	5/6	6,904	9,205	10,356	11,507	12,082
	7/8	7,249	9,666	10,874	12,082	12,686
64-QAM	1/2	6,214	8,285	9,320	10,356	10,874
	2/3	8,285	11,046	12,427	13,808	14,499
	3/4	9,320	12,427	13,981	15,534	16,311
	5/6	10,356	13,808	15,534	17,260	18,123
	7/8	10,874	14,499	16,311	18,123	19,029

**Tabela 2.9 Taxa de bits úteis(Mbps) para canais de 6 MHz e Intervalo de guarda 1/16.**

Intervalo de Guarda 1/16		FEC				
Modulação	MPE-FEC	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
QPSK	1/2	2,193	2,924	3,290	3,655	3,838
	2/3	2,924	3,899	4,386	4,873	5,117
	3/4	3,290	4,386	4,934	5,483	5,757
	5/6	3,655	4,873	5,483	6,092	6,396
	7/8	3,838	5,117	5,757	6,396	6,716
16-QAM	1/2	4,386	5,848	6,579	7,310	7,676
	2/3	5,848	7,798	8,772	9,747	10,234
	3/4	6,579	8,772	9,869	10,965	11,514
	5/6	7,310	9,747	10,965	12,184	12,793
	7/8	7,676	10,234	11,514	12,793	13,432
64-QAM	1/2	6,579	8,772	9,869	10,965	11,514
	2/3	8,772	11,696	13,158	14,620	15,351
	3/4	9,869	13,158	14,803	16,448	17,270
	5/6	10,965	14,620	16,448	18,275	19,189
	7/8	11,514	15,351	17,270	19,189	20,149

**Tabela 2.10. Taxa de bits úteis(Mbps) para canais de 6 MHz e Intervalo de guarda 1/32.**

Intervalo de Guarda 1/32		FEC				
Modulação	MPE-FEC	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
QPSK	1/2	2,260	3,013	3,389	3,766	3,954
	2/3	3,013	4,017	4,519	5,021	5,272
	3/4	3,389	4,519	5,084	5,649	5,931
	5/6	3,766	5,021	5,649	6,276	6,590
	7/8	3,954	5,272	5,931	6,590	6,920
16-QAM	1/2	4,519	6,025	6,779	7,532	7,908
	2/3	6,025	8,034	9,038	10,042	10,544
	3/4	6,779	9,038	10,168	11,298	11,862
	5/6	7,532	10,042	11,298	12,553	13,180
	7/8	7,908	10,544	11,862	13,180	13,840
64-QAM	1/2	6,779	9,038	10,168	11,298	11,862
	2/3	9,038	12,051	13,557	15,063	15,817
	3/4	10,168	13,557	15,252	16,946	17,794
	5/6	11,298	15,063	16,946	18,829	19,771
	7/8	11,862	15,817	17,794	19,771	20,759

## 2.10 Modulador (Exciter)

Em resumo, para a modulação, o sistema DVB-T torna-se compatível com DVB-H, quando sofre as seguintes modificações[4,5,7,11]:

- Extensão da Sinalização TPS
- Inclusão do modo 4K para a IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*)
- Inclusão do entrelaçamento de símbolo do modo 4K.
- Prover a possibilidade do uso de entrelaçadores de símbolos 8K no lugar dos entrelaçadores para o modo 2 K e 4K.
- Estender a adaptação de quadro para possibilitar o sequenciamento e temporização no modo 4K.

O modulador do sistema DVB-H recebe todos os dados encapsulados em pacotes de 188 bytes, o fluxo contínuo de dados neste formato é definido como *transport stream* (TS), o processo de modulação das informações multiplexadas será descrito nas próximas seções. A tabela a seguir apresenta os principais parâmetros da camada física e de transporte do sistema DVB-H.

**Tabela 2.11 Parâmetros da camada física e de transporte DVB-H.**

<b>Parâmetros</b>	<b>DVB-H</b>
Largura de Banda (MHz)	5, 6, 7, 8
Tamanho da FFT	8k, 4k, 2k
Intervalo de Guarda ( $\mu$ s)	224, 112, 56, 28, 14, 7 ( BW = 6Mhz)
Tipo de Modulação	QPSK, 16QAM, 64QAM
Proteção contra erros	MPE-FEC+ RS FEC + Codificador Convolutacional
Taxa dos Códigos Convolutacionais	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8
Entrelaçamento Temporal	Praticamente até 1000 ms dependendo da seleção do MPE-FEC, tipicamente 200-500 ms
Taxas de Código MPE	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8
Método de Economia de energia	<i>Time slicing</i> (bom ganho de energia)
Pilha de Protocolos	Camada IP
Taxa de dados teórica (Mbit/ s)	1,9 – 23,7 Mbps (Canal de 6Mhz)
Número de Serviços	Máximo ~78 (8Mhz,64-QAM,FEC 7/8,IG 1/32, Sem MPE-FEC), Taxa reservada por programa ~400 kbps
Interface com Redes Celulares	GSM/UMTS/CDMA
Ganho de Antena	Baixo

O diagrama de blocos do modulador do sistema DVB-T/DVB-H pode ser visto na Fig.2.21. O modulador recebe uma seqüência de pacotes de dados chamada de *transport stream* que contém informação multiplexada comprimida de vídeo, áudio e dados. O sistema DVB-T/H possui duas interfaces de entrada, a DVB-SPI “*Digital Video Broadcasting – Synchronous Parallel Interface*” e a ASI “*Asynchronous Serial Interface*” [10,13]. As entradas são denominadas de alta prioridade, HP “*High Priority*” e baixa prioridade LP “*Low Priority*”, se for utilizado um sistema hierárquico de transmissão. A entrada de baixa prioridade é opcional e é utilizada na modulação hierárquica. O DVB-H utiliza a entrada de alta prioridade no modo

hierárquico, porém atualmente são utilizadas redes dedicadas para os equipamentos móveis, ou seja há somente uma entrada de alta prioridade que recebe um encapsulamento IP.

O Modulador é dividido em um bloco de codificação externa e interna de canal e outro de modulação. O estágio de codificação externa é fixo formado por um aleatorizador de dados e um codificador *Reed-Solomon* com entrelaçador de bytes. O estágio de codificação interna é flexível, formado pelo codificador convolucional de taxa mãe 1/2 com ajuste de puncionamento com entrelaçamento de bits e símbolos. O primeiro estágio de modulação é formado por uma modulação primária que pode ser escolhida entre QPSK, 16-QAM ou 64-QAM. Uma estrutura de sincronismo é adicionada com a inserção de pilotos. O segundo estágio de modulação é formado por um modulador OFDM que opera com IFFT de tamanho 2k, 4k ou 8k. Na saída do modulador OFDM é adicionado um prefixo cíclico que garante a robustez do sistema contra interferência intersimbólica. Os sinais são convertidos para analógico em banda básicas de 5,6,7 ou 8MHz.

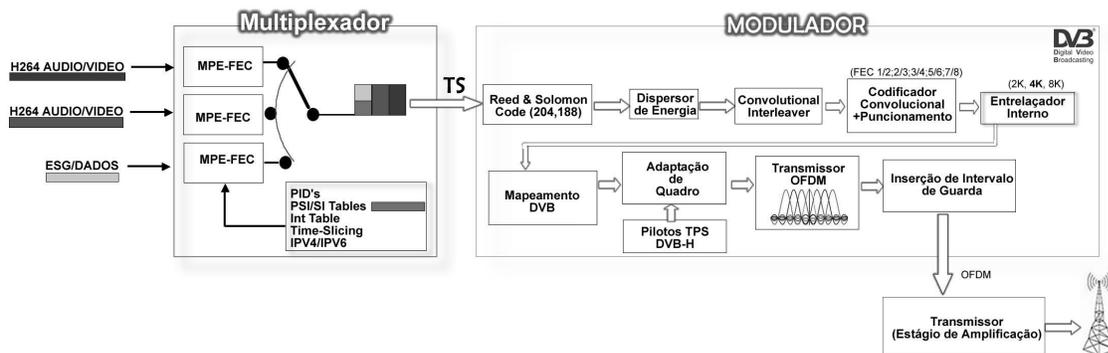


Fig.2.21 Sistema de Transmissão DVB-H dedicado.

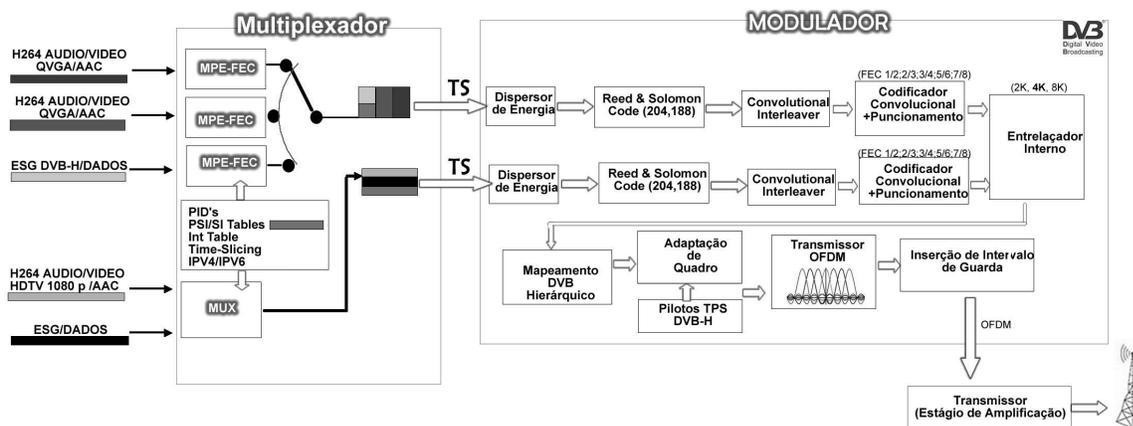


Fig.2.22 Sistema de Transmissão DVB-H hierárquico.

A entrada de dados do modulador DVB-T/H deve ser compatível com as especificações do MPEG-TS [59] que é formado por pacotes de 188 bytes. Cada pacote possui 1 byte de sincronismo (47HEX) e 187 bytes de informação útil. A Fig.2.23 ilustra um pacote de dados originado na saída do codificador MPEG-2/H264.

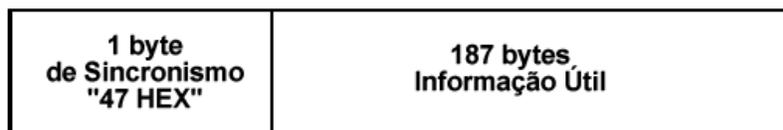


Fig.2.23 Pacote de dados na saída do codificador MPEG-2/H.264.

## 2.11 Dispersor de Energia

Com objetivo de espalhar os dados entrantes do codificador MPEG-2 e eliminar seqüências repetidas de zeros e uns que poderiam gerar um nível DC causando uma interferência intersimbólica[1,11,13], os dados são serializados e somados a uma seqüência binária pseudo-aleatória PRBS formada pelo gerador polinomial  $1 + x^{14} + x^{15}$ .

Os registradores de deslocamento desse gerador PRBS são carregados com uma seqüência inicial "100101010000000". O tamanho da seqüência do aleatorizador de dados é de  $2^{15} - 1 = 32767$ .

A Fig.2.24 ilustra o esquema do aleatorizador/desaleatorizador de dados utilizado.

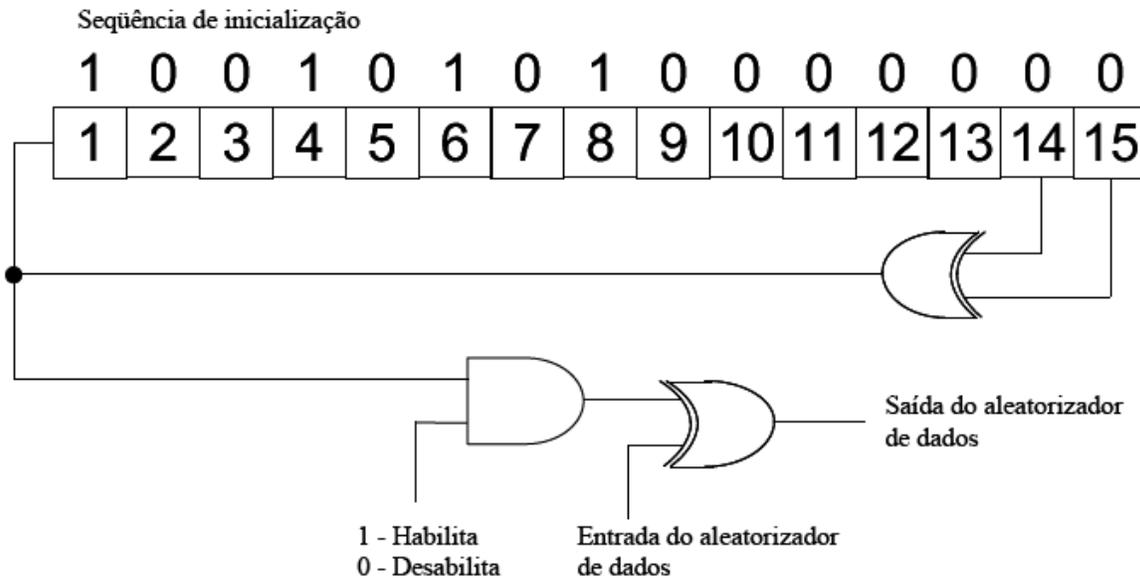


Fig.2.24 Aleatorizador e desaleatorizador de dados.

A saída do aleatorizador de dados será somada a 8 pacotes MPEG-2/H.264, sendo que o primeiro byte será formado pelo pulso de sincronismo invertido SYNC B8HEX. Para que isso ocorra durante os 8 primeiros bits de entrada de dados do MPEG-2/H.264, o gerador PRBS será desabilitado.

A cada 8 pacotes MPEG-TS, é utilizado 1 byte de sincronismo (B8HEX) e 1503 bytes de dados somados ao aleatorizador como pode ser visto na Fig.2.25.

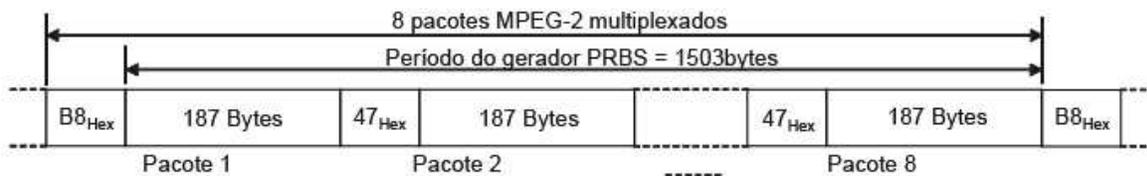


Fig.2.25 Pacote de dados aleatorizados.

## 2.12 Codificação Externa (Reed-Solomon)

Os códigos de *Reed-Solomon*(RS) são uma classe de códigos corretores de erros de bloco lineares, não binários e cíclicos inventados em 1960 por *Irvin S.Reed e Gustave Solomon*. Essa classe de códigos é uma sub-família da família de códigos BCH. Os códigos RS e BCH são também conhecidos como códigos *q-ários*, desde que operam sobre o alfabeto de *q* elementos do campo de *Galois GF(q)*, com  $q > 2$ . Dessa forma esses códigos são diferentes dos códigos

BCH (*Bose, Ray-Chaudhuri, Hocquenghem*) binários que operam em GF(2). Este é o motivo pelo qual os códigos *q-ários* são também chamados de códigos não binários. Todos os conceitos e propriedades dos códigos BCH binários também são válidos para esses códigos não binários.[81]

Os códigos de Reed-Solomon e BCH são baseados em campos de *Galois* ou campos finitos. Um campo finito possui a propriedade de que as operações aritméticas com elementos deste campo sempre possuem um resultado pertencente ao campo finito. Na codificação utiliza-se um polinômio gerador de corpo irredutível, que define os resultados possíveis das operações polinomiais, o decodificador também é pré-configurado com os polinômios gerador de campo e gerador de código para que possa realizar a decodificação.

O *outer coder* e *interleaver* no sistema DVB-T/H compõem a estrutura de pacotes de entrada do modulador. É constituído então por um código de bloco do tipo *Reed-Solomon*. e são representados por  $RS_{(n,k,t)}$ , onde  $k$  é a entrada,  $n$  é a saída e  $t$  é a capacidade de correção de erros. No DVB-T/DVB-H é utilizado como entrada  $k=188$  e  $n=204$  de saída. A distância mínima pode ser calculada por  $d_{min}=n-k+1$ . Esse código possui 16 símbolos de paridade =  $n-k$  e capacidade de correção  $t=(d_{min}-1)/2$ , onde cada símbolo possui  $m = 8$  bits.

Onde  $d_{min}=204-188+1=17$ , e  $t=(17-1)/2=8$  bytes.

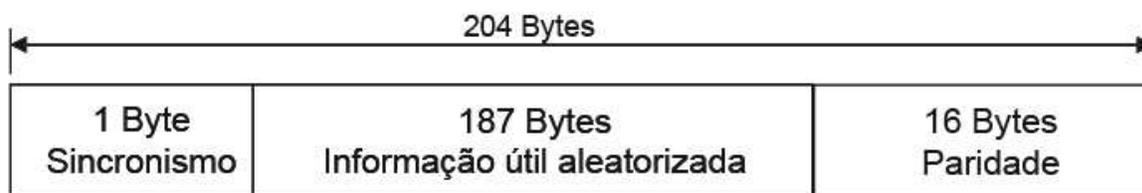


Fig. 2.26 Pacote de dados de saída do codificador *Reed-Solomon*.

O código de *Reed-Solomon* utilizado nos sistemas DVB e ISDB, são códigos sistemáticos, e utilizam para a codificação um polinômio, chamado de polinômio gerador de código de ordem  $2^m-1$  e, todas as palavras código válidas devem ser divisíveis por este polinômio.

$$g(x) = x^0 + x^1 + x^2 + x^{15} \text{ (polinômio gerador de código padrão DVB-T/H).}$$

sendo o polinômio gerador de corpo de ordem  $m$ :

$$p(x) = x^0 + x^2 + x^3 + x^4 + x^8 \text{ (polinômio Gerador de corpo padrão DVB-T/H).}$$

Uma implementação curta desse código pode ser realizada acrescentando-se 51 bytes preenchidos com zeros antes da entrada do codificador. Após a saída do codificador esses

bytes são descartados. Dessa forma, o codificador *Reed-Solomon* utiliza a configuração RS(255, 239, t=8). As operações polinomiais são realizadas em GF(256) , (GF(2<sup>m</sup>), onde m=8 bytes).

A mensagem é transformada em um polinômio na forma:

$$M(x) = M_{k-1}x^{k-1} + \dots + M_1x + M_0 \quad (2.8)$$

O polinômio é deslocado para alocar a paridade:

$$M(x) \times x^{n-k} \quad (2.9)$$

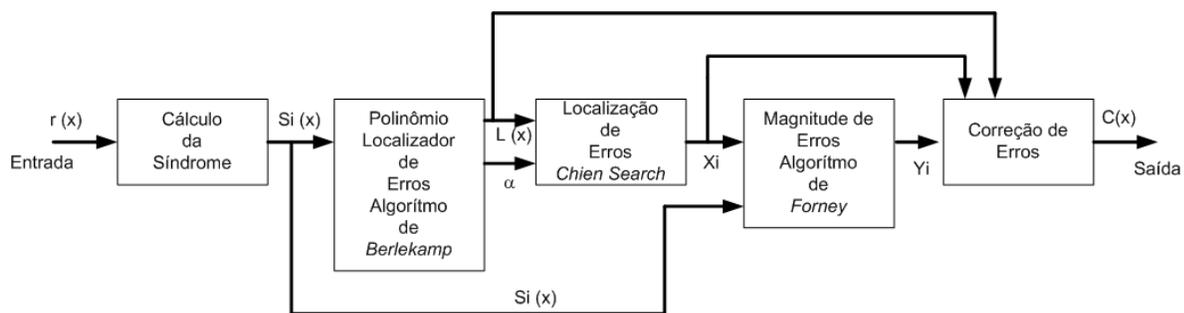
A paridade é calculada somando-se o resto da divisão da mensagem por  $g(x)$ :

$$r(x) = M(x) \times x^{n-k} / g(x) \quad (2.10)$$

Logo, o código resultante  $C(x)$  é dado por:

$$C(x) = M(x) \times x^{n-k} + r(x) \quad (2.11)$$

A seguir apresenta-se a estrutura de decodificação dos decodificadores de Reed-Solomon/ BCH.



**Fig.2.27 Estrutura do decodificador RS/BCH**

Os seguintes polinômios são calculados na decodificação:

- Polinômio da síndrome
- Cálculo do Polinômio localizador de erro  $L(x)$ , através dos algoritmos:
  - Algoritmo de *Petersons*
  - *Petersons Berlekamp-Massey*
  - *Kraft*, solução aproximada a de *Berlekamp*, decodificação de árvore

- Matriz padrão, “força bruta”
- Polinômio de magnitude de erro  $Y_i$
- Polinômio de correção

Os códigos BCH binários foram utilizados neste trabalho como uma opção de *outer coder* concatenado com códigos turbo e LDPC, os quais serão apresentados nos capítulos 8,9 e 10. Com a aplicação dos códigos BCH, foi possível trabalhar com  $GF(2)$ , permitindo a correção de erros binários aleatórios no código corrompido pelo canal, e já processado pelo decodificador de *Viterbi*.

### 2.13 Entrelaçador Externo (Outer Interleaver)

O entrelaçador externo tem como objetivo espalhar os pacotes provenientes do *Reed-Solomon* para aumentar sua eficiência perante erros de bloco. Como pode ser visto na Fig.2.28, ele é constituído por um entrelaçador convolucional com  $I=12$  ramos e  $J=17$  bytes de memória (registradores de deslocamento). Cada ramo possui  $(I-1) \times 17$  registradores e cada símbolo tem tamanho de 8 bits. Os 12 ramos estão conectados ciclicamente na saída do *Reed-Solomon* e transferem 1 símbolo de cada vez em cada ramo.

O ramo  $I=0$  não possui memória e os símbolos são transferidos imediatamente na saída.

Dessa forma, os símbolos de sincronismo são enviados no ramo  $I=0$ . A Fig.2.31 ilustra um pacote proveniente da saída do entrelaçador de bytes.

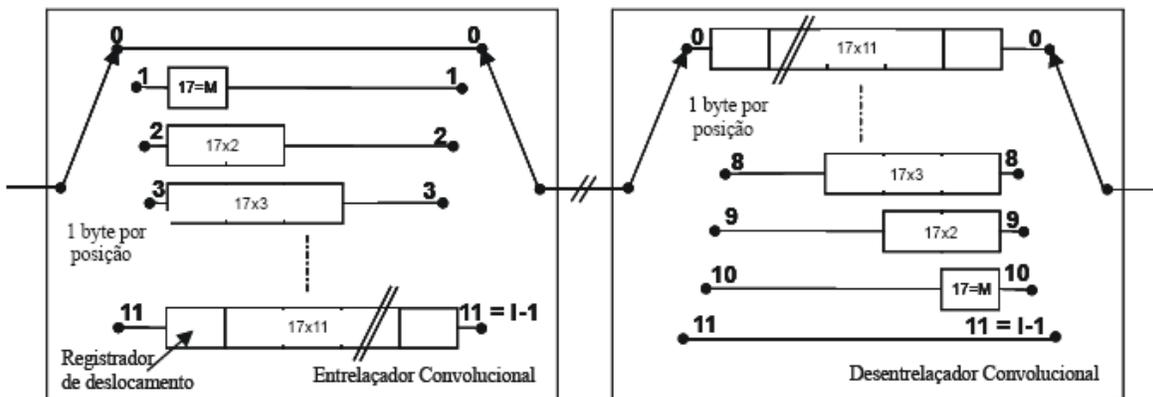
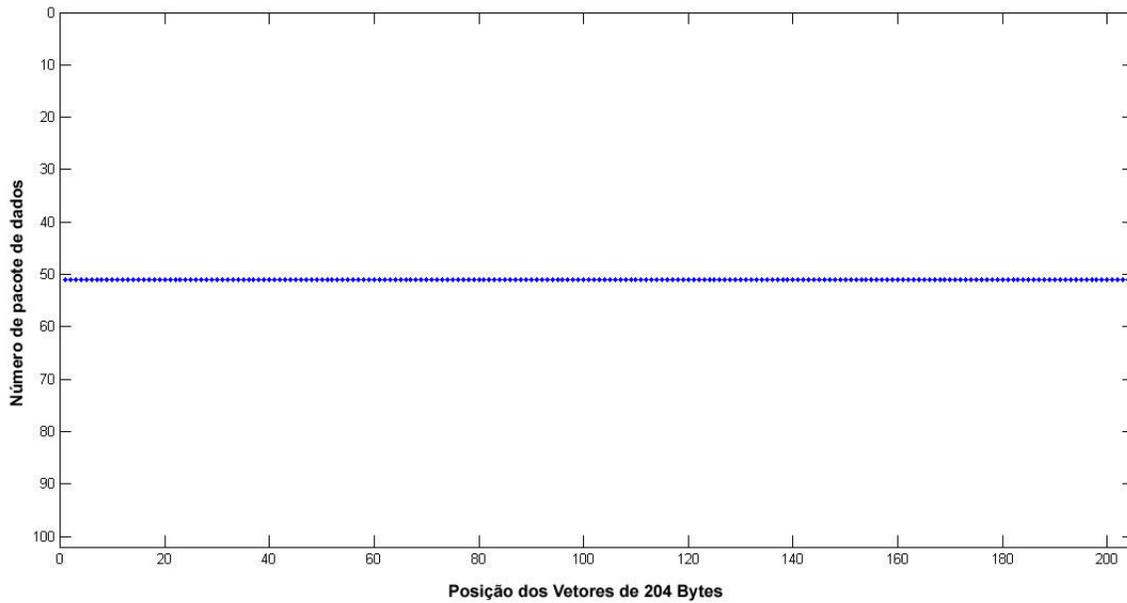
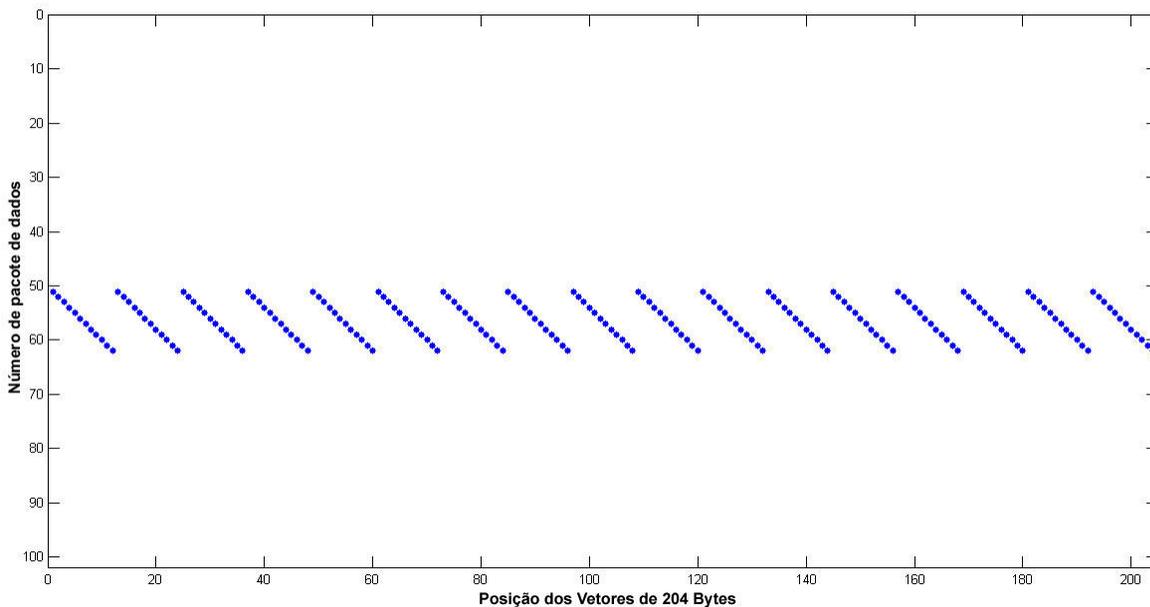


Fig.2.28 Diagrama do entrelaçador/desentrelaçador.

Para análise do efeito do entrelaçador externo, utilizou-se um vetor de bytes 1's transmitidos entre vetores de bytes 0, como pode ser visto na Fig.2.29 Vetor de bits 1's para teste do efeito do entrelaçador externo



**Fig.2.29** Vetor de bits 1's para teste do efeito do entrelaçador externo.



**Fig.2.30** Efeito do espalhamento do vetor de bits 1's após processado pelo entrelaçador externo.

Observa-se o espalhamento dos bytes 1's entre os bytes's 0's a partir da Fig.2.30, os dados então se misturam entre os próximos 11 pacotes de 204 bytes, causando um atraso do

desentrelaçador de  $11 \times$  Tempo útil do símbolo, (Modo 8k, IG:1/4 =  $11 \times 1493 \mu s = 16.4$  ms). A Figura a seguir apresenta o pacote de dados após a saída do entrelaçador e, observa-se que byte de sincronismo é preservado no entrelaçamento.

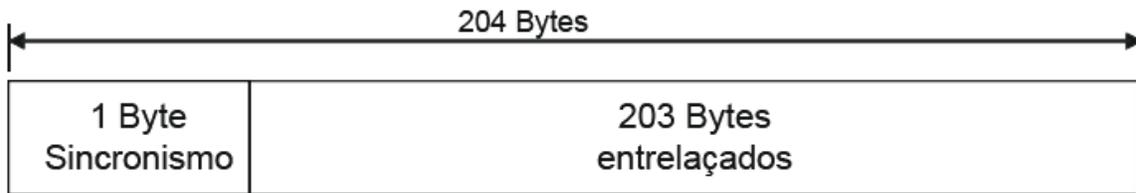


Fig.2.31 Pacote de dados na saída do entrelaçador de bytes.

## 2.14 Codificação Interna (Inner Coding)

A codificação interna é formada por um codificador convolucional com punçãoamento. Tem a função de acrescentar bits para aumentar a capacidade de correção de bits. Ele é constituído por um código convolucional de taxa mãe  $R = 1/2$  e 64 estados. O código convolucional gerado para saída X é  $G_1 = 171$  OCT e para a saída Y é  $G_2 = 133$  OCT. A Fig.2.32 ilustra o diagrama deste codificador convolucional.

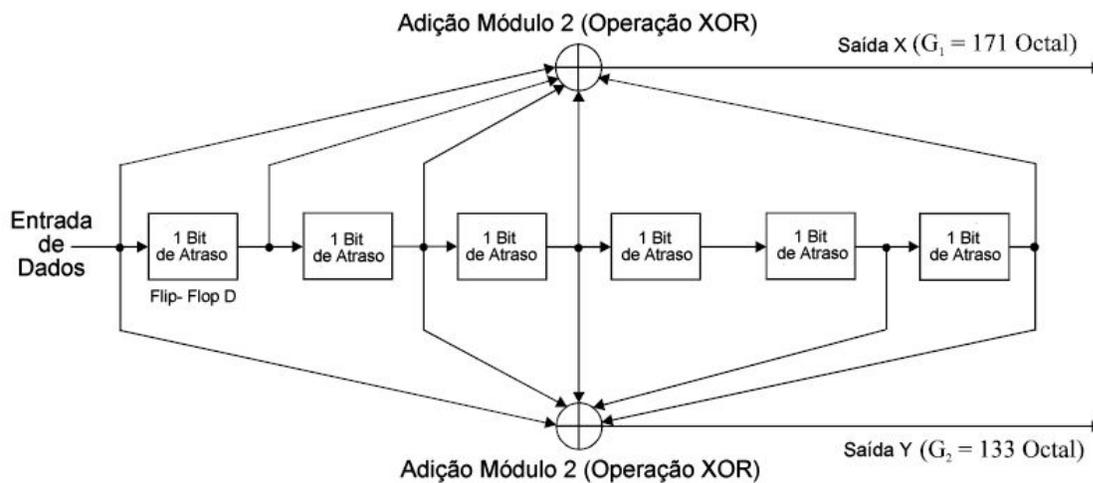


Fig.2.32 Codificador convolucional de 64 estados e taxa  $1/2$ , ( $n=2, k=1, m=6$ ).

Codificador Convolucional ( $n, k, m$ )

onde,

$$G_1 = 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^6 = 171 \text{ octal}$$

$$G_2 = 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1 = 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6 = 133 \text{ octal}$$

n = saída (número de somadores modulo 2)

k = entrada

m = memória (número de registradores de deslocamento)

O Código convolucional descrito anteriormente possui taxa mãe 1/2. Para alterar essa taxa é utilizado um puncionamento para conseguir as taxas 2/3, 3/4, 5/6 e 7/8 como pode ser visto na Tabela 2.12, o método de puncionamento consiste em simplesmente descartar os bits das posições com o valor 0 do vetor de puncionamento da tabela abaixo, ou seja para o vetor 1111, significa que os quatro bits de entrada seguem em frente, para o vetor 1011, significa que dos quatro bits de entrada, o segundo bit é descartado e o restante segue em frente, alterando assim a taxa do código.

**Tabela 2.12 Características do puncionamento.**

Código			Taxa do Código									
K	G1	G2	1/2		2/3		3/4		5/6		7/8	
			P	dfree	P	dfree	P	dfree	P	dfree	P	dfree
7	171oct	133oct	X=1	10	X=10	6	X=101	5	X=10101	4	X=1000101	3
			Y=1		Y=11		Y=11010		Y=111010			

onde,

P=Puncionamento

D<sub>free</sub>=Distância Livre

Na recepção o inverso do puncionamento é uma inserção de zeros para a decodificação do tipo decisão abrupta (*hard-decision*) ou uma inserção de valores estimados após o demodulador com incerteza de 50% de serem 0's ou 1's para a decodificação do tipo suave (*soft-decision*).

## **2.15 Entrelaçador Interno (Inner Interleaver)**

O entrelaçador interno é formado por um demultiplexador, entrelaçador de blocos e entrelaçador de símbolos.[1,11,13].

A seguir a descrição de cada um dos blocos do sistema:

A saída do demultiplexador é dividida em feixes que variam com o método de modulação utilizado. A Tabela 2.13 ilustra o número de feixes utilizado para cada método de modulação.

**Tabela 2.13 Divisão do número de feixes para cada modulação.**

<b>Modulação</b>	<b>Número de feixes v</b>
QPSK	2
16-QAM	4
64-QAM	6

Para a modulação não hierárquica, utiliza-se a demultiplexação representada por

$$x_{di} = b_{\left[ \text{floor}\left(\frac{\text{mod}(di,v)}{(v/2)+2 \cdot \text{mod}(di,v/2)}\right), \text{floor}\left(\frac{di}{v}\right) \right]} \quad (2.12)$$

Para a modulação hierárquica, utiliza-se a demultiplexação apresentada por

$$x'_{di} = b_{\left[ \text{mod}(di,2), \text{floor}\left(\frac{di}{v}\right) \right]} \quad (2.13)$$

$$x''_{di} = b_{\left[ \text{floor}\left(\frac{\text{mod}(di,(v-2))}{((v-2)/2)+2 \cdot \text{mod}(di,(v-2)/2)}\right), \text{floor}\left(\frac{di}{(v-2)}\right) \right]} \quad (2.14)$$

onde,

$$x_{di} = b_{e,do}$$

$x_{,di}$  é a entrada do demultiplexador para a modulação não hierárquica;

$x_{di}$  é a entrada do demultiplexador de alta prioridade;

$x'_{di}$  é a entrada do demultiplexador de baixa prioridade;

$b_{e,do}$  , é a saída do demultiplexador;

$e$  , é o número do bit-stream demultiplexado número  $0 \leq e < v$  ;

$do$ , é o número de saída demultiplexado do bit-stream que contém informação útil;

$di$  ,é o número de entrada do bit-stream que contém informação útil;

$v$  ,é o número de bits de entrada (2 para QPSK, 4 para 16-QAM e 6 para 64-QAM).

## 2.16 Entrelaçador de Bits

Cada saída do demultiplexador I é processada separadamente pelo entrelaçador de bits como pode ser visto na Fig.2.33. Os entrelaçadores são enumerados de  $I_0$  à  $I_5$  dependendo do método de modulação.  $I_0$  e  $I_1$  para QPSK,  $I_0$  até  $I_3$  para 16-QAM e  $I_0$  até  $I_5$  para 64-QAM.

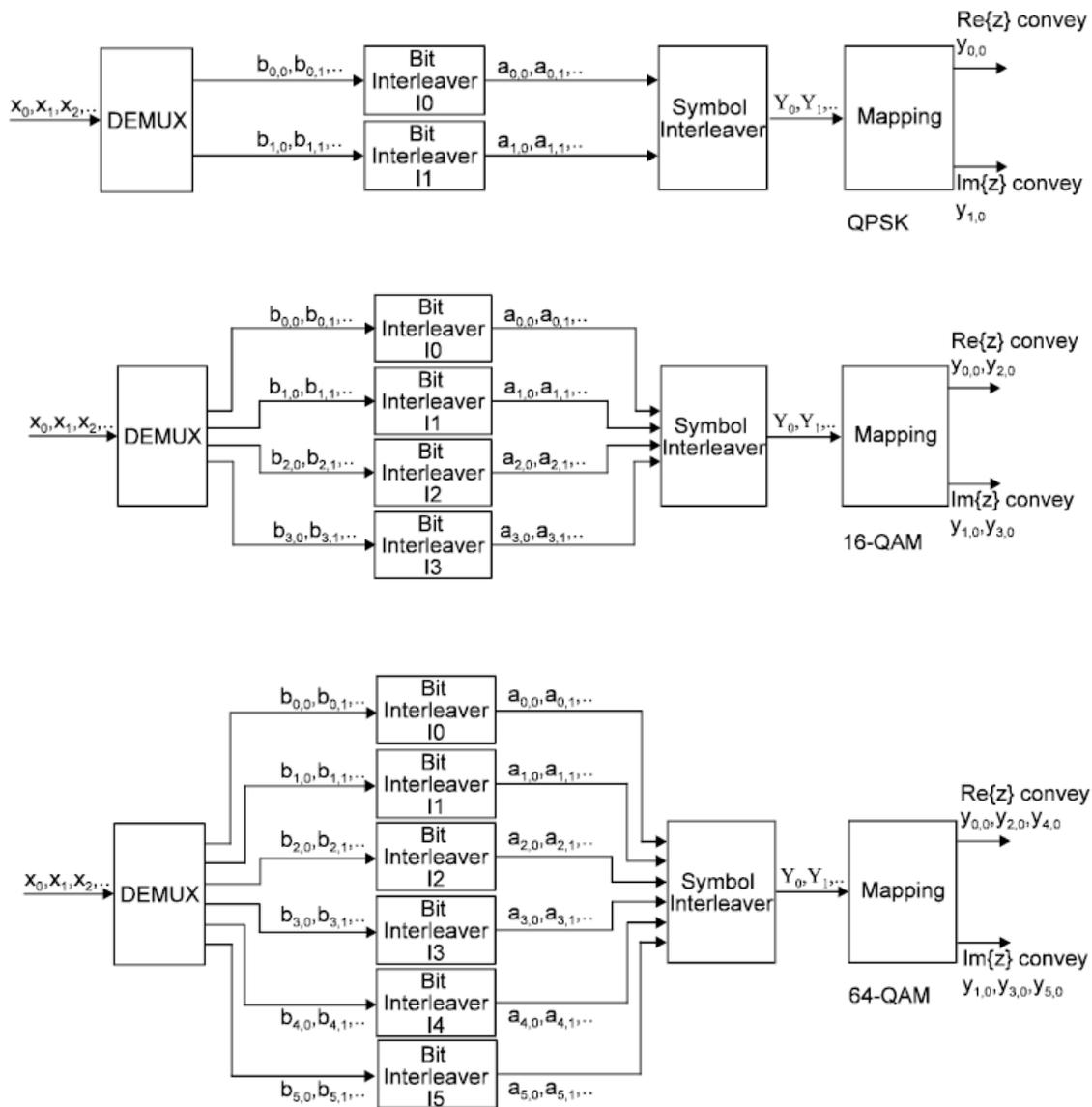


Fig.2.33 Entrelaçador interno-mapeamento dos bits em símbolos para modulação não hierárquica.

Os entrelaçadores possuem o mesmo tamanho de bloco (126 bits), mas com seqüências diferentes para cada ramo.

A entrada desse entrelaçador pode ser representada por

$$B(e)=(b_{e,0},b_{e,1},b_{e,2},\dots,b_{e,125}), \quad (2.15)$$

onde “e” varia de 0 até v-1.

A saída desse entrelaçador pode ser representada por

$$a_{(e,w)} = b_{e,He(w)}, \quad (2.16)$$

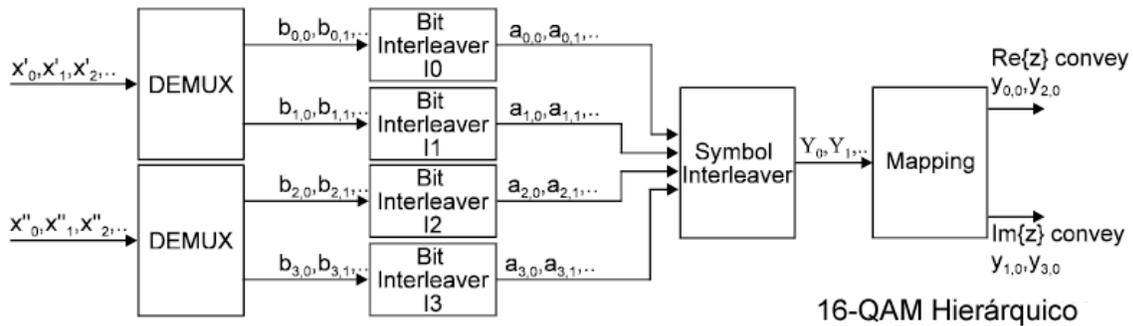
onde w varia de 0 até 125 e He(w) é definido por

I0: H 0 (w) = w;

I1: H 1 (w) = (w + 63) mod 126;

I2: H 2 (w) = (w + 105) mod 126;

A Fig.2.34 ilustra o mapeamento de bits em símbolos utilizando o entrelaçador interno para modulação hierárquica.



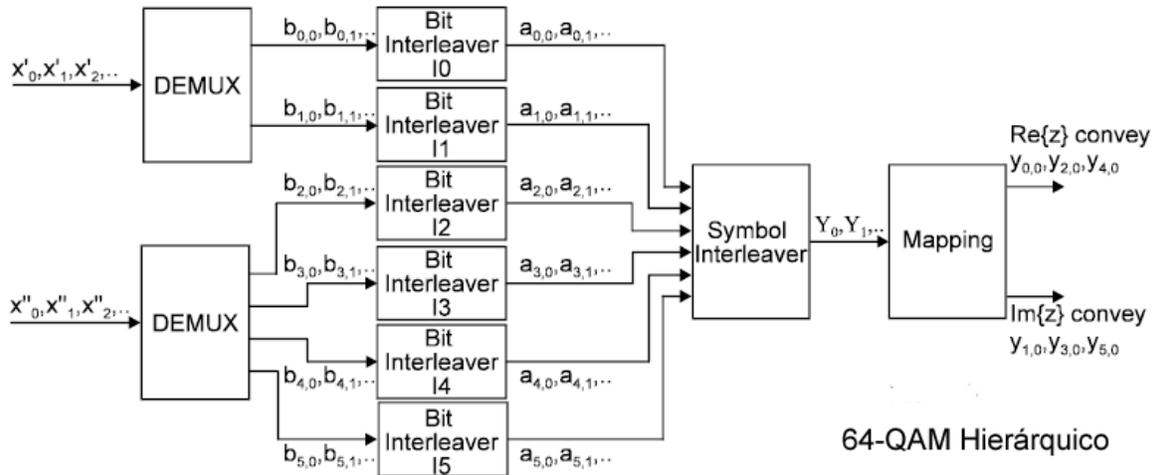


Fig.2.34 Entrelaçador interno: mapeamento dos bits em símbolos para a modulação hierárquica.

### 2.17 Entrelaçador de Símbolos

O objetivo do entrelaçador de símbolos é mapear os  $v$  bits em palavras de tamanho de 1512 símbolos para o modo 2k, 3024 símbolos para modo 4k ou 6048 símbolos para o modo 8k que representam o número real de sub-portadoras que transmitem informação útil no símbolo OFDM.

Para o modo 2k, 12 grupos de 126 palavras de dados proveniente do entrelaçador de bits são lidas seqüencialmente em um vetor  $Y'=(y'0, y'1, y'2, \dots, y'1511)$ . Similarmente para o modo 4k, um vetor  $Y'=(y'0, y'1, y'2, \dots, y'3023)$  é agrupado em 24 grupos de 126 palavras e modo 8k, um vetor  $Y'=(y'0, y'1, y'2, \dots, y'6047)$  é agrupado em 48 grupos de 126 palavras de dados.

O vetor entrelaçado  $Y=(y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N_{\max}-1})$  é definido por:

$$Y_{H(q)}=Y'_q \text{ para símbolos pares } q=0, \dots, N_{\max}-1;$$

$$Y_q=Y'_{H(q)} \text{ para símbolos ímpares } q=0, \dots, N_{\max}-1;$$

onde,

$N_{\max} = 1512$  para o modo 2k, 3024 modo 4k ou 6048 para o modo 8k.

$H_{(q)}$  é a função de permutação definida por uma palavra binária  $R^i$ , onde:

$$N_r = \log_2(M_{\max})$$

$M_{\max} = 2048$  para o modo 2k, 4096 para o modo 4k ou 8192 para o modo 8k

$R^i$  assume os valores:

$$i=0,1: R^i [N_r - 2, N_r - 3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 0$$

$$i=2: R^i [N_r - 2, N_r - 3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 1$$

$$2 < i < M_{\max}: \{R^i [N_r - 3, N_r - 4, \dots, 1, 0] = R^{i-1} [N_r - 2, N_r - 3, \dots, 2, 1]\};$$

$$\text{para o modo 2k: } R^i [9] = R^{i-1} [0] \oplus R^{i-1} [3]$$

$$\text{para o modo 4k: } R^i [10] = R^{i-1} [0] \oplus R^{i-1} [2]$$

$$\text{para o modo 8k: } R^i [11] = R^{i-1} [0] \oplus R^{i-1} [1] \oplus R^{i-1} [4] \oplus R^{i-1} [6]$$

O vetor  $R_i$  é derivado do vetor  $R^i$  pela permutação das Tabela 2.14, Tabela 2.15 e Tabela 2.16.

**Tabela 2.14 Tabela de permutação de bits no modo 2K.**

<b>R' i posição do bit</b>	<b>9</b>	<b>8</b>	<b>7</b>	<b>6</b>	<b>5</b>	<b>4</b>	<b>3</b>	<b>2</b>	<b>1</b>	<b>0</b>
<b>R i posição do bit</b>	<b>0</b>	<b>7</b>	<b>5</b>	<b>1</b>	<b>8</b>	<b>2</b>	<b>6</b>	<b>9</b>	<b>3</b>	<b>4</b>

**Tabela 2.15 Tabela de permutação de bits no modo 4K.**

<b>R' i posição do bit</b>	<b>10</b>	<b>9</b>	<b>8</b>	<b>7</b>	<b>6</b>	<b>5</b>	<b>4</b>	<b>3</b>	<b>2</b>	<b>1</b>	<b>0</b>
<b>R i posição do bit</b>	<b>7</b>	<b>10</b>	<b>5</b>	<b>8</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>4</b>	<b>9</b>	<b>0</b>	<b>3</b>	<b>6</b>

**Tabela 2.16 Tabela de permutação de bits no modo 8K.**

<b>R' i posição do bit</b>	<b>11</b>	<b>10</b>	<b>9</b>	<b>8</b>	<b>7</b>	<b>6</b>	<b>5</b>	<b>4</b>	<b>3</b>	<b>2</b>	<b>1</b>	<b>0</b>
<b>R i posição do bit</b>	<b>5</b>	<b>11</b>	<b>3</b>	<b>0</b>	<b>10</b>	<b>8</b>	<b>6</b>	<b>9</b>	<b>2</b>	<b>4</b>	<b>1</b>	<b>7</b>

O modo *in-depth interleaving* (entrelaçamento profundo), é uma opção para os modos 2k e 4k, quando esta opção é selecionada, utiliza-se o entrelaçamento padrão ou nativo do modo 8k, ou seja há um acúmulo de símbolos antes do entrelaçamento, desta forma consegue-se um melhor espalhamento dos erros em rajada na transmissão.

Após o entrelaçador de símbolos, o próximo passo é modular os símbolos em sinais QPSK e QAM, como poderá ser visto na seção a seguir.

### 3 Modulação

O processo de modulação da informação pode ser visto como uma maneira de facilitar a transmissão de informações sobre um meio. Os três tipos básicos de modulação existentes são[72]:

*Amplitude-Shift Keying (ASK)*

*Frequency-Shift Keying (FSK)*

*Phase-Shift Keying (PSK)*

Todas estas técnicas, para representar a informação, realizam uma variação em um sinal senoidal (portadora). Uma senóide possui três parâmetros que podem ser variados. Estes são: Amplitude, fase e frequência. A modulação é o processo de mapear a informação, utiliza-la como fator de variação para uma senóide padronizada e transmiti-la. No receptor este sinal modificado é demapeado recuperando-se uma cópia próxima a informação original.

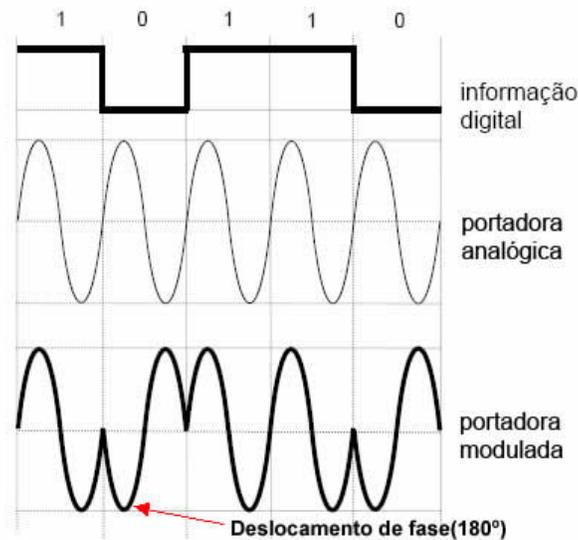
Nos sistemas digitais de TV móveis e terrestres as modulações mais utilizadas são QPSK, 16-QAM, 64-QAM, nos sistemas digitais via satélite como o DVB-S2 também são utilizadas as modulações 8-PSK, 16-APSK, 32-APSK [13,73].

Todas estas modulações utilizam o deslocamento em fase das portadoras e são extensões da modulação PSK.

#### 3.1 Modulação M-PSK

Na modulação PSK, muda-se a fase da portadora para indicar a informação. A fase neste contexto é o ângulo inicial da senóide. Para transmitir um bit 0, desloca-se a fase da senóide em 180°, um deslocamento de fase neste caso representa uma mudança no estado da informação. Pode-se observar a expressão que rege a modulação PSK a seguir:

$$PSK(t) = \begin{cases} \text{sen}(2.\pi.f.t) \text{ para o bit } 1 \\ \text{sen}(2.\pi.f.t + \pi) \text{ para o bit } 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

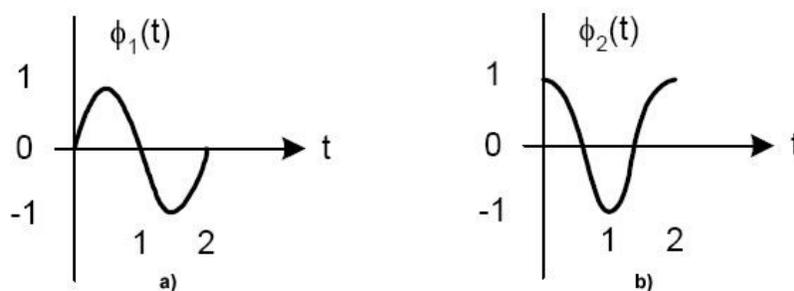


**Fig.3.1 Sinal binário modulado em PSK(observe os deslocamento de fase de 180° na mudança do sinal)**

Combinando-se as modulações ASK e PSK cria-se um sistema híbrido como a modulação em amplitude e quadratura (QAM) onde a fase e a amplitude da portadora são variadas ao mesmo tempo.

A maioria dos sistemas de comunicações utilizam as funções seno e co-seno com amplitude unitária para gerar um conjunto de outras funções, estas duas funções possuem a característica de serem ortogonais a qualquer outra função do conjunto gerado, e podem ser representadas por:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \phi_i(t) \cdot \phi_j(t) = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (3.2)$$



**Fig.3.2 a)  $\phi_1$  função Seno b)  $\phi_2$  função Coseno**

Pode-se também representar os sinais em sua forma polar por sua magnitude e fase(ângulo) ou por suas projeções retangulares(I e Q):

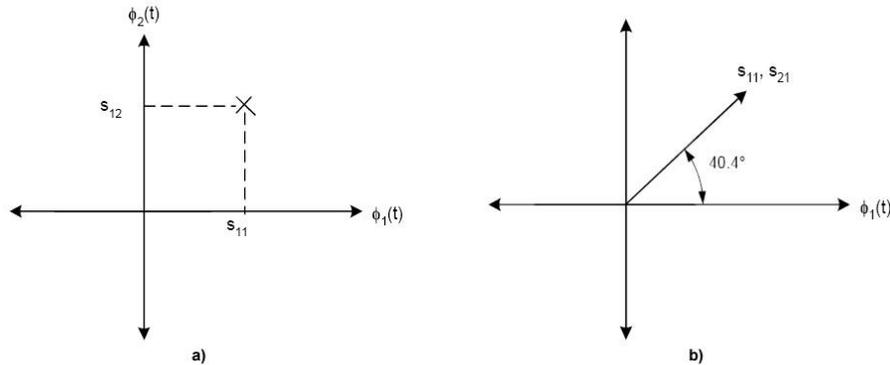


Fig.3.3 a) Forma retangular I e Q b) forma Polar S11(amplitude),S21(fase)

A magnitude do sinal é representada por:

$$S = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (3.3)$$

A fase do sinal é representada por:

$$Fase\ do\ sinal = \tan^{-1} \frac{I}{Q} \quad (3.4)$$

### 3.1.1 BPSK

A modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) ou 2-PSK varia a fase para representar um símbolo de 1 bit sobre o eixo x, com uma diferença de fase de 180° entre o bit 0 e bit 1.

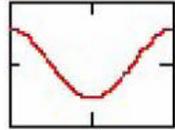
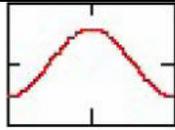
Na Tabela 3.1 pode-se observar os dois símbolos possíveis e sinais utilizados para representá-los (a portadora do sinal mostrado possui  $f=1\text{Hz}$ ) as amplitudes I e Q são as projeções x e y

computadas para  $f_c=0$ , e  $\sqrt{\frac{2E_s}{T}}=1$ , assim tem-se,  $I=1$  para o primeiro símbolo e  $-1$  para o

segundo símbolo. A amplitude Q é 0 para ambos os símbolos pois o seno de 0° e 180° é 0.

observe a tabela a seguir:

**Tabela 3.1 Regras de mapeamento para BPSK.**

Símbolo	Bit	Expressão	Sinal Modulado em fc=1 Hz	I em fc=0	Q em fc=0
S1	0	$\sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \cos(2.\pi.f_c t + 0)$		-1	0
S2	1	$\sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \cos(2.\pi.f_c t + \pi)$		1	0

Os sinais apresentados na tabela acima estão em uma frequência demonstrativa de  $f_c=1$  Hz, nos sistemas digitais reais são utilizadas frequências da ordem de GHz. Esta é a resposta transmitida em relação a entrada do bit 0 ou 1 no modulador.

O termo  $\sqrt{\frac{2E_s}{T}}$ , refere-se a amplitude energia do sinal, como se pode ver a seguir:

$$E_s = \frac{A^2 T}{2} \quad (3.5)$$

Dessa forma, pode-se verificar que a amplitude do sinal de saída é controlada pela energia do sinal, a partir da seguinte equação:

$$A = \sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \quad (3.6)$$

Através desta equação pode-se observar que o espaçamento entre os pontos da constelação depende da energia do sinal, quanto maior o espaçamento entre as coordenadas dos símbolos 0 e 1, maior será a facilidade de detecção do símbolo pelo demodulador após o canal, porém há uma relação direta entre o espaçamento utilizado e a potência do transmissor utilizado, quanto maior o espaçamento maior a potência e maior a imunidade a distorção do canal.

### 3.1.2 QPSK

A modulação QPSK é uma extensão da modulação BPSK, utiliza dois sinais independentes(seno e co-seno), logo é considerada bidimensional. As modulações BPSK e

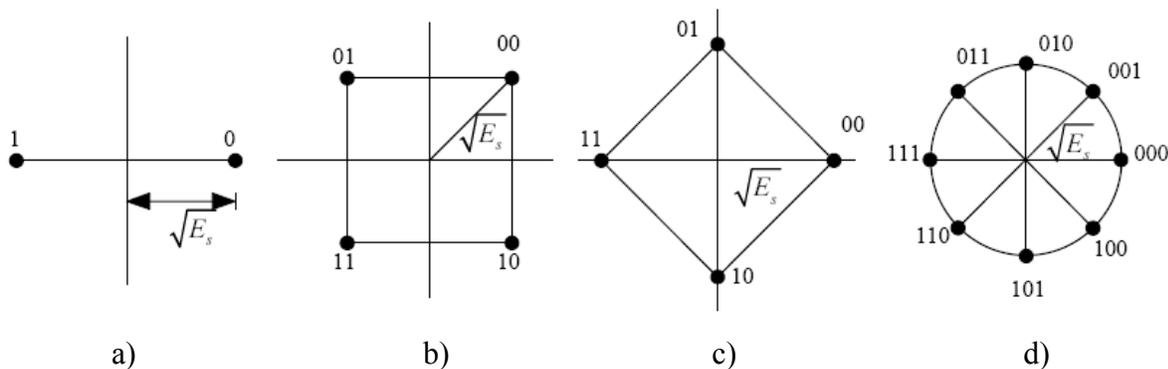
QPSK são sinais do tipo M-ários, pode-se descrever o processo que descreve o sinal modulado na forma polar como:

$$s_i(t) = A_c \cdot ps(t) \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_c t + \frac{2\pi \cdot i}{M}\right) \quad (3.7)$$

Onde  $ps(t)$  é uma função pulso. Na modulação de fase digital, a fase da senóide é modificada em resposta a um bit recebido. A mudança de fase é representada pelo termo  $\frac{2\pi \cdot i}{M}$ . A senóide pode alcançar uma mudança máxima de fase de  $2\pi$  em um período. Então a fase máxima que pode-se mudar em um só tempo é de  $180^\circ$ . Pode-se utilizar M níveis de quantização de  $2\pi$  para criar uma variedade de modulações PSK. A variável  $i$  é um número de 1 a M. As fases possíveis são dadas por:

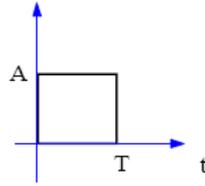
$$\theta_i = \frac{2\pi \cdot i}{M} \quad (3.8)$$

Onde, M representa a ordem da modulação. M=2, equivale a modulação BPSK, M=4 QPSK, M=8 8PSK e assim por diante. Os diagramas a seguir apresentam três destas modulações e suas constelações. Uma rotação de  $45^\circ$  das coordenadas da Fig.3.4(b) resulta na Fig.3.4(c) e não modifica a potência ou desempenho da modulação.



**Fig.3.4 Modulações M-PSK, a)BPSK, b)QPSK, c)QPSK d)8PSK**

Para sinais PSK de banda base, utiliza-se um pulso quadrado. O pulso possui uma amplitude de A. A energia neste pulso é igual ao produto da potência do sinal e a duração T. A Potência é igual a  $A^2$  com R=1 ohm e T é o tempo do símbolo.



**Fig.3.5 Pulso quadrado com amplitude A e duração T.**

$$E = 1 = \frac{A^2 \cdot T}{2} \quad (3.9)$$

$$A = \sqrt{\frac{2}{T}} \quad (3.10)$$

O que resulta nesta equação para o pulso, onde o pulso possui essa amplitude em um período de T segundos.

$$ps(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.11)$$

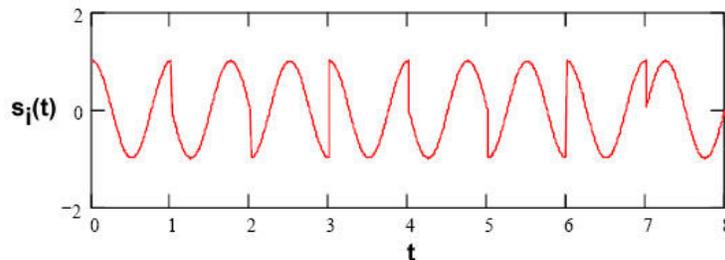
substituindo na Equação (3.7), tem-se:

$$s_i(t) = A_c \cdot \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_c \cdot t + \frac{2\pi \cdot i}{M}\right) \quad (3.12)$$

A amplitude da portadora é  $A_c$  e, considerando-se  $A_c = \sqrt{E_s}$ , tem-se a equação da modulação de um sinal M-PSK genérico.

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2 \cdot E_s}{T}} \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_c \cdot t + \frac{2\pi \cdot i}{M}\right) \quad i = 0, 1, \dots, M \quad (3.13)$$

Uma plotagem de um sinal arbitrário desta equação é mostrado a seguir. Pode-se notar uma mudança de fase nos pontos marcados como escala do gráfico que representam o tempo de cada símbolo.



**Fig.3.6 Mudança de fase no tempo de um sinal arbitrário M-PSK.**

Pode-se notar na Fig.3.6 várias mudanças de fase, algumas de 90° como no tempo t=1 e outras de 180° como em t=6. A modulação BPSK possui apenas uma mudança de fase de 180° enquanto a QPSK possui deslocamentos de fase de 90° e 180°.

A primeira parte da Equação (3.14) é a magnitude ou amplitude do sinal e é uma constante, o resto é uma função do ângulo de fase.

Pode-se expandir a Equação (3.13) utilizando-se de identidades trigonométricas:

$$\text{Cos}(A + B) = \text{Cos}(A).\text{Cos}(B) - \text{Sen}(A).\text{Sen}(B) \quad (3.14)$$

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \cos\left(2\pi.f_c.t + \frac{2.\pi.i}{M} + \frac{\pi}{4}\right) \quad (3.15)$$

$$\sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \left[ \cos(2\pi.f_c.t) \cdot \cos\left(\frac{2.\pi.i}{M} + \frac{\pi}{4}\right) - \text{sen}(2\pi.f_c.t) \cdot \text{sen}\left(\frac{2.\pi.i}{M} + \frac{\pi}{4}\right) \right]$$

em  $f_c=0$ , tem-se quatro sinais de banda base que será utilizado para sinalização.

Para o exemplo as fases foram iniciadas com 45° e, essa fase não tem efeito na modulação.

Agora, pode-se dividir a equação nos canais I e Q, utilizando-se das funções base:

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= \cos(\omega_c t) \\ \phi_2(t) &= \text{sen}(\omega_c t) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Quaisquer dois sinais criados através de versões escalonadas desses dois sinais base serão também ortogonais. Assim escalona-se os sinais e define-se como canais I e Q.

$$I = \sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.17)$$

$$Q = \sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \text{sen}(2\pi f_c t) \quad (3.18)$$

As equações acima são claramente ortogonais, pois somente multiplica-se as funções base por uma constante. Agora multiplica-se a parte angular de I e Q acima com a parte angular da Equação (3.16). Para  $i=0, 1, 2, 3$  e  $M=4$ , a segunda parte também é uma constante. Assim as duas equações permanecem ortogonais:

$$I = \sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t) \left[ \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) \text{ ou } \cos\left(\frac{3\pi}{4}\right) \text{ ou } \cos\left(\frac{5\pi}{4}\right) \text{ ou } \cos\left(\frac{7\pi}{4}\right) \right] \quad (3.19)$$

$$Q = \sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \sin(2\pi f_c t) \left[ \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) \text{ ou } \sin\left(\frac{3\pi}{4}\right) \text{ ou } \sin\left(\frac{5\pi}{4}\right) \text{ ou } \sin\left(\frac{7\pi}{4}\right) \right] \quad (3.20)$$

Agora pode-se apresentar a equação da modulação como:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \cos(\theta(t)) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t) - \sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \sin(\theta(t)) \cdot \sin(2\pi \cdot f_c \cdot t) \quad (3.21)$$

Essa é chamada forma em quadratura da equação da modulação, os dois sinais são ortogonais com amplitudes  $\sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \cos(\theta(t))$  para I e  $\sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \sin(\theta(t))$  para Q, os valores destas amplitudes são os mesmos das projeções nos eixos x e y do sinal de energia  $\sqrt{E_s}$ . Então um sinal modulado em fase pode ser visto com uma combinação de dois sinais em quadratura e, a amplitude de cada um modifica-se em resposta a mudança de fase. Um sinal modulado em fase pode ser visto como um vetor com I e Q sendo suas componentes x e y.

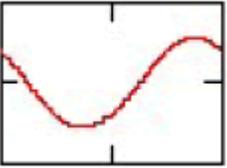
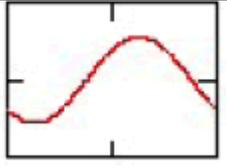
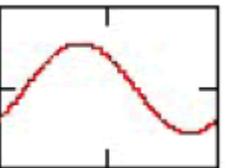
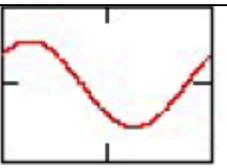
Existem várias maneiras de se mapear os bits para as possíveis fases, especificamente quando se tem muitos símbolos. Um exemplo é para a modulação 8-PSK, considere as combinações, 001, 000, 100, 101, 111, 110, 010, 011. Há várias maneiras de se combinar estas seqüências, o melhor modo de combiná-las é fazê-lo de forma que cada fase adjacente signifique apenas um bit de diferença. Assim, quando se tem um erro de fase e a fase detectada é a fase mais próxima da correta, desta forma somente um bit é decodificado incorretamente. Este tipo de arranjo é chamado de codificação *Gray*, e é sempre aplicada em PSK. Em QPSK isto pode ser feito perfeitamente, em ordens maiores ( $M > 4$ ), enquanto que para as modulações PSK nem sempre é possível uma ordenação do tipo *Gray*.

Em QPSK, tem-se quatro símbolos, cada um representando dois bits. No exemplo inicia-se o primeiro com 45° de fase e posteriormente troca-se a fase para 90° a cada mudança de símbolo.

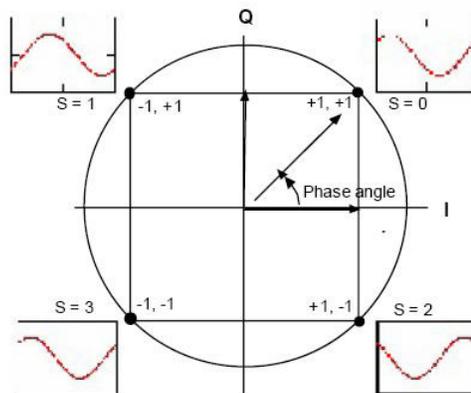
Os valores de I e Q são computados configurando  $f_c=0$ , e  $\sqrt{\frac{2.E_s}{T}} = \sqrt{2}$ . Para o primeiro

símbolo posicionado no primeiro quadrante, os valores de I e Q são ambos +1. Similarmente para outros como mostrado na tabela abaixo:

**Tabela 3.2 Regras de mapeamento para a modulação QPSK.**

Símbolo	Bits	S(t)	Fase(°)	Sinal Modulado em $f_c=1$	I	Q
S1	00	$\sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \cos\left(2.\pi.f_c.t + \frac{\pi}{4}\right)$	45°		1	1
S2	01	$\sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \cos\left(2.\pi.f_c.t + \frac{3\pi}{4}\right)$	135°		-1	1
S3	11	$\sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \cos\left(2.\pi.f_c.t + \frac{5\pi}{4}\right)$	225°		-1	-1
S4	10	$\sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \cos\left(2.\pi.f_c.t + \frac{7\pi}{4}\right)$	315°		1	-1

Normalizando a amplitude de I e Q para 1, pode-se representar a constelação da modulação QPSK com um círculo de raio  $\sqrt{E_s}$ , que neste caso seria 1.414 e, o ângulo da modulação é  $360^\circ/M$ . Neste caso ( $M=4$ ), é  $90^\circ$ .



**Fig.3.7 Constelação QPSK.**

A constelação mostra a fase dos símbolos e a relação entre eles. A projeção no eixo x para cada símbolo representa a amplitude do canal I e a projeção no eixo y para cada símbolo representa a amplitude do canal Q.

### 3.2 Modulação M-QAM

A modulação M-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) é comumente utilizada para melhorar a eficiência de largura de faixa de canais com limitação de banda. Esta modulação pode ser considerada uma extensão da modulação M-PSK (*Phase Shift Keying*), pois consiste na combinação da modulação em fase com a modulação em amplitude. A maior vantagem que a modulação M-QAM apresenta com relação à M-PSK é a melhor eficiência de largura de faixa, utilizando a mesma potência média do sinal. A modulação M-QAM pode ser expressa por:

$$s(t) = A_i \cos(\omega_0 t) + B_j \sin(\omega_0 t) \quad (3.22)$$

onde  $A_i$  e  $B_j$  correspondem, respectivamente, às componentes em fase e em quadratura do símbolo transmitido e  $\omega_0$  é a frequência angular da portadora modulada.

A Fig.3.8 mostra o diagrama em blocos de um modulador M-QAM genérico. De acordo com esta figura, o sinal de entrada é mapeado em uma componente em fase,  $i(t)$ , e uma componente em quadratura,  $q(t)$ . A portadora co-senoidal de frequência angular  $\omega$  é modulada pela componente em fase, enquanto a portadora senoidal de mesma frequência é modulada pela componente em quadratura. Como as funções co-seno e seno são ortogonais entre si, ambos os sinais modulados podem ser transmitidos no mesmo canal, sem que ocorra interferência entre os mesmos. Deste modo, esses sinais podem ser independentemente detectados com o uso de filtros casados.

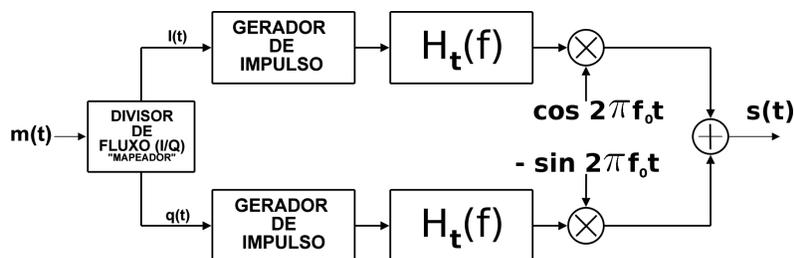


Fig.3.8 Modulador M-QAM genérico.

### 3.2.1 16-QAM

A equação da modulação QAM é uma variação da equação utilizada em PSK. A equação PSK generalizada permite ambas as mudanças de amplitude e fase. Em PSK todos os pontos estão posicionados em um círculo, então os valores de I e Q estão correlacionados, todos os pontos possuem a mesma amplitude. Se esta equação é modificada, permitindo uma alteração da amplitude para cada símbolo, então tem-se uma modulação chamada de QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), modulação de amplitude em quadratura. Pode ser considerada uma combinação linear de dois sinais DSB-SC (*Double Sideband with Supressed Carrier*) ou banda lateral dupla e portadora suprimida. Então seria uma modulação AM e FM ao mesmo tempo. A equação abaixo pode ser utilizada para criar um tipo híbrido de modulação que varia tanto a fase quanto a amplitude.

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \cos(\theta(t)) \cdot \cos(2.\pi.f_c.t) - \sqrt{\frac{2.E_s}{T}} \cdot \text{sen}(\theta(t)) \cdot \text{sen}(2.\pi.f_c.t) \quad (3.23)$$

Supondo M=16, então tem-se 16 símbolos, cada um representando uma palavra de 4 bits. É possível representá-los por um círculo, porém os pontos estariam muito próximos uns dos outros, e a probabilidade de erro seria alta.

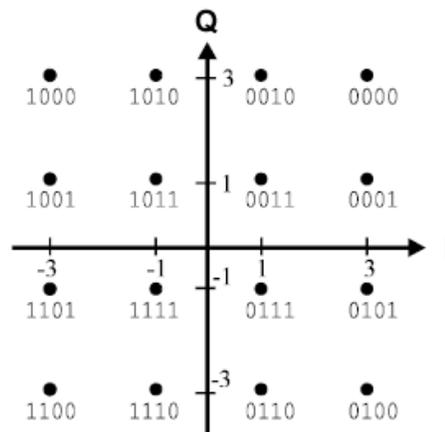


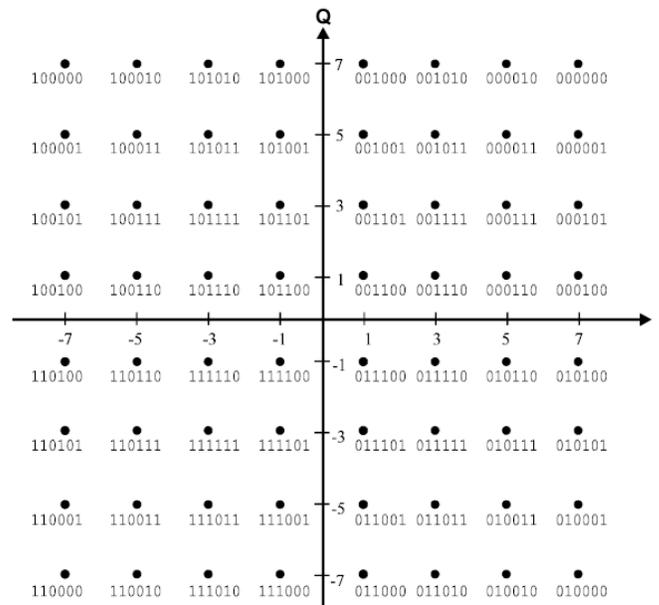
Fig.3.9 Constelação 16 QAM no plano I-Q.

Neste caso, a melhor opção é representar os pontos ao longo de um retângulo ao invés de um círculo, variando também a amplitude que antes era constante para a modulação PSK, nesta situação, os pontos mais próximos dos eixos possuem menor amplitude e conseqüentemente menor energia do que os outros. Pode-se computar os valores de x e y de cada um desses

pontos, e dependendo do total de potência necessária, determina-se o valor da variável  $a$ . Para uma típica constelação, considera-se  $a=1$ .

### 3.2.2 64-QAM

Como foi dito, um sinal M-QAM pode ser representado geometricamente através de uma constelação formada por M pontos, onde cada ponto corresponde ao n-ésimo sinal modulado e é composto pela combinação das componentes em fase e em quadratura. A Fig.3.10 ilustra o espaço bi-dimensional de um sinal 64-QAM, a expressão utilizada para esta modulação é a mesma utilizada para a modulação 16-QAM.



**Fig.3.10 Constelação 64 QAM no plano I-Q.**

Na Fig.3.10, pode-se observar que a constelação 64-QAM é formada por 64 pontos, ou seja, a ordem M da modulação fornece o número de símbolos possíveis. Cada símbolo da constelação carrega  $k$  bits, onde

$$k = \log_2(M) \tag{3.24}$$

A largura de faixa mínima utilizada por um sistema QAM é dada por

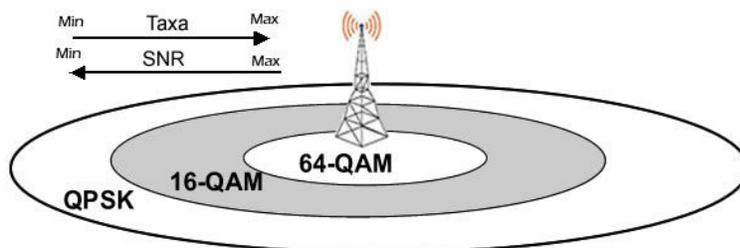
$$BW_{\min} = \frac{R}{\log_2(M)} \quad (3.25)$$

onde  $R$  é a taxa de transmissão de bits e  $M$  é o número de símbolos da constelação QAM.

Pode-se expressar a eficiência de largura de faixa para um sistema QAM [73] por:

$$\beta = \log_2(M) = \frac{R}{BW_{\min}} \quad (3.26)$$

A partir da Fig.3.11 pode-se fazer uma comparação entre as modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM, quanto maior a distância entre os pontos adjacentes da constelação, menor é a probabilidade de erro em um canal AWGN entre as modulações propostas quando o receptor se afasta da torre de transmissão, porém a Fig.3.11 é meramente ilustrativa, conseqüentemente optando-se por uma modulação mais robusta, há uma redução da taxa de bits transmitida.



**Fig.3.11** Comparação do alcance entre as modulações QPSK, 16-QAM, 64-QAM, quanto a relação sinal ruído em função da distância da torre de transmissão para uma região plana em campo aberto.

Para uma melhor comparação entre a robustez de cada modulação, observe a curva do Limite de *Shannon* na seção 7.1

### **3.3 Parâmetros das Modulações dos Padrões DVB-T/H, ISDB-T**

No padrão DVB-T/H, toda a informação das portadoras em um quadro OFDM são moduladas utilizando as modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM [1,10,11,13], também utiliza-se modos não uniformes 16-QAM e 64-QAM, e modulações hierárquicas.

A modulação hierárquica é utilizada no padrão DVB-T possibilitando a transmissão de dados para terminais móveis(DVB-H), a informação codificada destinada a estes terminais móveis é modulada embarcada em uma modulação 64-QAM ou 16-QAM, as características deste tipo de modulação será melhor apresentada na seção 3.4.

As proporções exatas das constelações dependem de um parâmetro  $\alpha$ , quando se utiliza uma modulação hierárquica pode-se tomar três valores para  $\alpha$ , 1,2, ou 4,  $\alpha$  é a distância mínima que

separa dois pontos da constelação carregando diferentes bits de alta prioridade dividida pela distância mínima que separa quaisquer dois outros pontos da constelação, para transmissões não hierárquicas utiliza-se a mesma constelação uniforme ( $\alpha=1$ ).

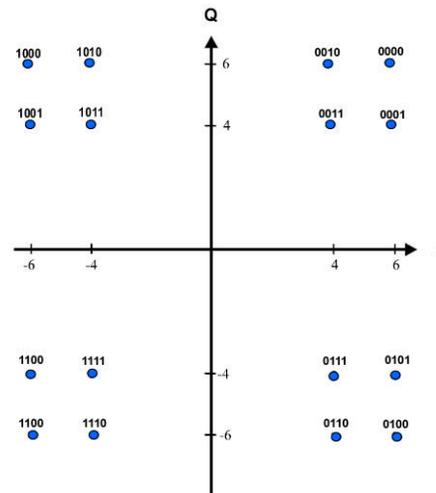


Fig.3.12 Modulação 16-QAM não uniforme com  $\alpha=4$ .

O aumento da distância mínima entre os pontos carregando bits de alta prioridade aumenta a robustez do sistema móvel quanto a relação sinal ruído em um canal AWGN.

### 3.4 Modulação Hierárquica

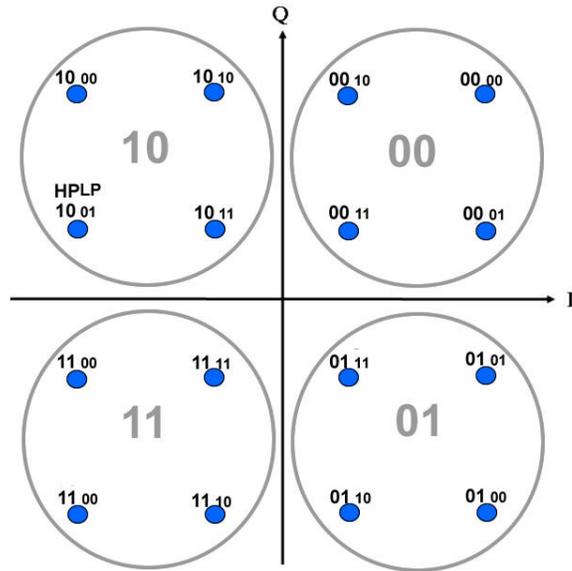
A modulação hierárquica constitui um dos inúmeros recursos do padrão DVB-T [1,10,11], provendo a possibilidade de utilizar diferentes receptores em diferentes situações, sem a necessidade de recursos de RF adicionais.

Na modulação hierárquica, duas diferentes *streams* de informações são moduladas em uma única *stream* DVB-T, uma chamada de HP (*High Priority*) e outra LP (*Low Priority*) *stream*. Os Receptores com boas condições de recepção podem receber ambas as *streams* de dados (HP e LP), enquanto aqueles com pobres condições de recepção apenas receberão a *stream* de alta prioridade HP. As emissoras podem então visar dois tipos de receptores DVB-T com dois tipos de serviços completamente diferentes. Tipicamente a *stream* LP possui uma maior taxa de bits e menor robustez ao ruído que a HP e, dessa forma opta-se por transmitir HDTV na *stream* LP.

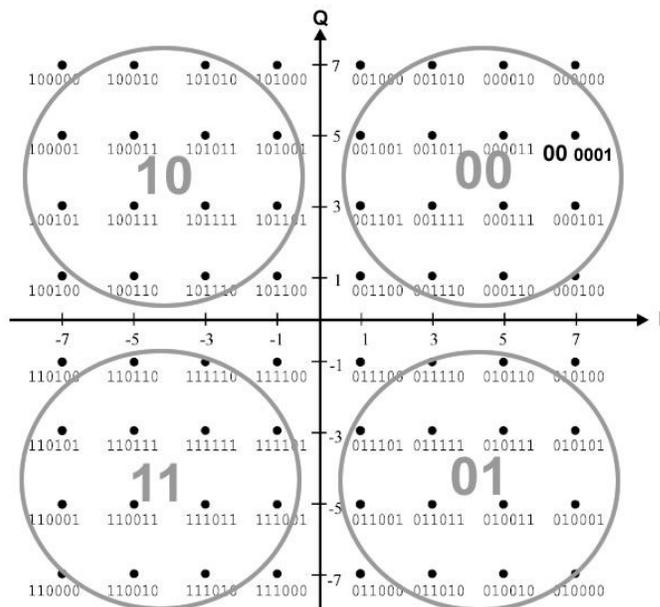
Um exemplo, utilizando-se uma modulação 64-QAM, tem-se 6 bits para cada símbolo 64-QAM, na modulação hierárquica padrão, uma modulação QPSK é embarcada em uma 64-QAM e, os 2 bits mais significativos devem ser utilizados para os serviços de maior robustez

(HP, móvel), enquanto os demais poderão conter por exemplo um serviço HDTV. Os primeiros 2 bits correspondem a modulação QPSK embarcada em uma 64-QAM.

As figuras 3.13 e 3.14 apresentam a modulação QPSK embarcada em uma 16-QAM e 64-QAM:



**Fig.3.13 Modulação hierárquica QPSK embarcada em 16-QAM.**



**Fig.3.14 Modulação hierárquica QPSK embarcada em 64-QAM.**

Seguindo a lógica anterior, ao transmitir os bits 11 0100, os primeiro bits “11” são utilizados para codificar os serviços de alta prioridade HP, os restantes “0100” são referentes aos serviços de baixa prioridade LP.

Só é possível a utilização da modulação hierárquica se utilizarmos um mapeamento do tipo *Gray* ou outro que distribua os bits de forma que fiquem constantes em um ou mais quadrantes. Desta forma os símbolos adjacentes possuirão a mínima diferença, os dois primeiros bits permanecerão os mesmos em cada quadrante possibilitando a formação de uma modulação QPSK ou BPSK embarcada. No exemplo o terceiro e quarto bit são constantes em metade do quadrante, enquanto o quinto e sexto bit permanecem constantes em praticamente um quarto do quadrante.

Os ganhos de sinal na recepção fixa são maiores que na recepção móvel devido a vantagem de se possuir antenas externas, enquanto os equipamentos portáteis móveis são severamente penalizados pelas perdas na penetração em construções fechadas. Isto exige uma modulação com maior robustez como a QPSK ou BPSK, além de equalização para suportar o efeito *Doppler* causado pelo deslocamento do equipamento.

Ao converter um modo não hierárquico em hierárquico, percebe-se uma redução da capacidade global : Convertendo-se o modo regular 64-QAM (FEC:2/3, 8MHZ, IG:1/32, modo 8K) em hierárquico com HP:QPSK (FEC:1/2,8MHZ,IG:1/32, modo 8K) e LP:16QAM (FEC:2/3, 8MHZ, IG:1/32 ,modo 8K), tem-se o seguinte resultado em relação a taxa de transmissão e limites de recepção em um canal AWGN:

**Tabela 3.3 Comparação modo regular e hierárquico.**

Modos	Não Hierárquico	Hierárquico
Taxa de Bits	24,13 Mbps	HP:6,03 (Mbps) LP:16,09 (Mbps)
C/N Canal Gaussiano	16,5 dB	HP:8,9 (dB) LP:16,9 (dB)

Observando os resultados da Tabela 3.3, percebe-se uma redução na taxa de bits úteis de 24,13 Mbps para 22,12 Mbps. A capacidade global é então reduzida em 2,01 Mbps. Porém, o desempenho do sistema referente à relação (C/N) não foi o mesmo em ambas às *streams* LP e HP, onde a *stream* HP obteve melhor desempenho em relação a LP, a qual manteve o mesmo desempenho.

Este resultado mostra um benefício para os receptores móveis portáteis, que serão penalizados por perdas em ambientes fechados, porém a utilização da modulação hierárquica é apenas uma opção para que o padrão DVB possa oferecer serviços para equipamentos móveis e fixos no mesmo canal. Atualmente com DVB-H tem-se utilizado toda a largura de banda referente a um canal de 6,7 ou 8 Mhz dedicada aos serviços móveis.

Nos sinais OFDM, cada portadora transporta um sinal QAM [10], que representa um certo número de bits dependendo do nível QAM utilizado. A especificação oferece uma larga faixa de parâmetros (diferentes níveis QAM, número de portadoras, taxas de codificação e intervalos de guarda variáveis), sendo assim produz diferentes taxas de bits dependendo de quais parâmetros foram definidos.

## 4 Estrutura do Quadro OFDM

Na modulação OFDM a transmissão do sinal é organizada em quadros. Cada quadro possui duração TF, e consiste em 68 símbolos OFDM. Quatro quadros constituem um super-quadro. Cada símbolo é constituído por um número  $K=6817$  portadoras para o modo 8k,  $K=3409$  portadoras para o modo 4K e  $K=1705$  portadoras para o modo 2k que são transmitidas com a duração TS. TS é composto por duas partes, TU que é a duração de tempo das portadoras e o intervalo de guarda com duração  $\Delta[1,11,13]$ . O intervalo de guarda consiste em uma extensão cíclica de TU que é inserida ao seu término. Um símbolo OFDM ocupa a banda de 5.71MHz para um canal de 6 MHz como pode ser visto através da Tabela 4.1.

**Tabela 4.1 Valores numéricos para o OFDM para 6 MHz.**

<b>Parâmetro</b>	<b>Modo 2K</b>	<b>Modo 4K</b>	<b>Modo 8K</b>
Número de portadoras K	1705	3409	6817
Número da portadora inferior Kmin	0	0	0
Número da portadora superior Kmax	1704	3408	6816
Duração de Tu	298.6667us	597.333 us	1194.667 us
Espaçamento de portadoras 1/Tu	3.348214 KHz	1.953125 KHz	0.837054 KHz
Espaçamento entre a portadora inferior a superior	5.71 MHz	5.71MHz	5.71MHz

**Tabela 4.2 Parâmetros do sinal OFDM para canais de 6MHZ.**

Modo	2K				4K				8K			
Duração do Símbolo Tu(μs)	2048 x T = 298,667 μs				4096 x T = 597,33 μs				8192 x T = 1194 μs			
Intervalo de Guarda Δ/Tu	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duração do Intervalo de Guarda Δ(μs)	512 x T 74,66 μs	256 x T 37,33 μs	128 x T 18,66 μs	64 x T 9,33 μs	1024 x T 149,33 μs	512 x T 74,67 μs	256 x T 37,33 μs	128 x T 18,67 μs	2048 x T 298,667 μs	1024 x T 149,33 μs	512 x T 74,66 μs	256 x T 37,33 μs
Duração do Símbolo Ts=Δ+Tu (μs)	2560 x T 373,3 μs	2304 x T 336 μs	2176 x T 317,3 μs	2112 x T 308 μs	5120 x T 746,67 μs	4608 x T 672 μs	4352 x T 634,67 μs	4224 x T 616 μs	10240 x T 1493,3 μs	9216 x T 1344 μs	8704 x T 1269,3 μs	8448 x T 1232 μs

Os símbolos do OFDM são numerados de 0 a 67. Todos os símbolos possuem informação de dados e referência.

Em resumo, além das portadoras de dados, um quadro OFDM também possui sub-portadoras pilotos:

- Espalhadas;
- Contínuas;
- Parâmetros de transmissão e sinalização (TPS);

Os pilotos são utilizados para a sincronização de quadro, sincronização de frequência, sincronização de tempo, estimação de canal, identificação do modo de transmissão e correção de ruído de fase.

Como o sinal OFDM é constituído de várias portadoras ortogonais moduladas, cada símbolo pode ser considerado como uma única portadora com duração TU.

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} C_{m,l,k} \cdot \Psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (4.1)$$

$$\Psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{k'}{TU} (t - \Delta - l \cdot Ts - 68 \cdot m \cdot Ts)} & (l + 68 \cdot m) \cdot Ts \leq t \leq (l + 68 \cdot m + 1) \cdot Ts \\ 0 & \text{Caso Contrário} \end{cases} \quad (4.2)$$

onde,

- k Número da portadora;
- l Número do símbolo OFDM;
- m Número do quadro OFDM;

K Número de portadoras transmitidas  $2k$  ou  $8k$ ;  
 TS Duração do símbolo OFDM com intervalo de guarda;  
 TU Duração do símbolo OFDM sem intervalo de guarda;  
 $\Delta$  Duração do intervalo de guarda;  
 $f_c$  Frequência central do canal de RF;  
 $k'$  Índice da portadora relativo ao centro da frequência,  
 $k' = k - (K_{max} + K_{min}) / 2$ ;  
 $c_{m,0,k}$  Dado a ser transmitido representado por um símbolo complexo que modulará uma portadora  $k$  no símbolo 1 do quadro OFDM;  
 $c_{m,1,k}$  Dado a ser transmitido representado por um símbolo complexo que modulará uma portadora  $k$  no símbolo 2 do quadro OFDM;  
 $c_{m,67,k}$  Dado a ser transmitido representado por um símbolo complexo que modulará uma portadora  $k$  no símbolo 68 do quadro OFDM;  
 Os valores dos símbolos  $c_{m, l, k}$  são normalizados por um fator  $Z$  de acordo com o esquema de modulação utilizado. A Tabela 4.3 ilustra os fatores de normalização

**Tabela 4.3 Fator de normalização.**

Esquema de modulação	$\alpha$	Fator de normalização
QPSK	-	$c = z / \sqrt{2}$
16-QAM	1	$c = z / \sqrt{10}$
	2	$c = z / \sqrt{20}$
	4	$c = z / \sqrt{52}$
64-QAM	1	$c = z / \sqrt{42}$
	2	$c = z / \sqrt{60}$
	4	$c = z / \sqrt{108}$

Várias portadoras do quadro OFDM são moduladas com informações de referência que são conhecidas pelo receptor. Essas portadoras são transmitidas com uma potência superior às

portadoras de dados. As informações transmitidas nessas portadoras são chamadas de pilotos contínuos ou espalhados.

Cada piloto contínuo coincide com os pilotos espalhados a cada quatro símbolos. O número de portadoras usadas para dados é constante para cada símbolo: 1512 para o modo 2k e 6048 para o modo 8k.

A informação modulante para as sub-portadoras pilotos contínuas ou espalhadas é originada por um polinômio PRBS  $X^{11} + X^2 + 1$ .

As portadoras pilotos contínuas e espalhadas são moduladas de acordo com a seqüência PRBS  $W_k$ , correspondente ao seu respectivo índice  $k$ .

$W_k$  assume valores 1 ou 0.

A seqüência PRBS é inicializada com a primeira portadora e incrementada a cada portadora transmitida (piloto ou não).

#### **4.1.1 Localização das Portadoras Pilotos Espalhadas**

As portadoras pilotos com informações de referência espalhadas são transmitidas com uma potência superior do que as portadoras de dados. A modulação utilizada pelos pilotos é a BPSK e pode ser representada por:

$$\text{Re}(C_{m,l,k}) = 4/3 \times 2^{(1/2 - W_k)}$$

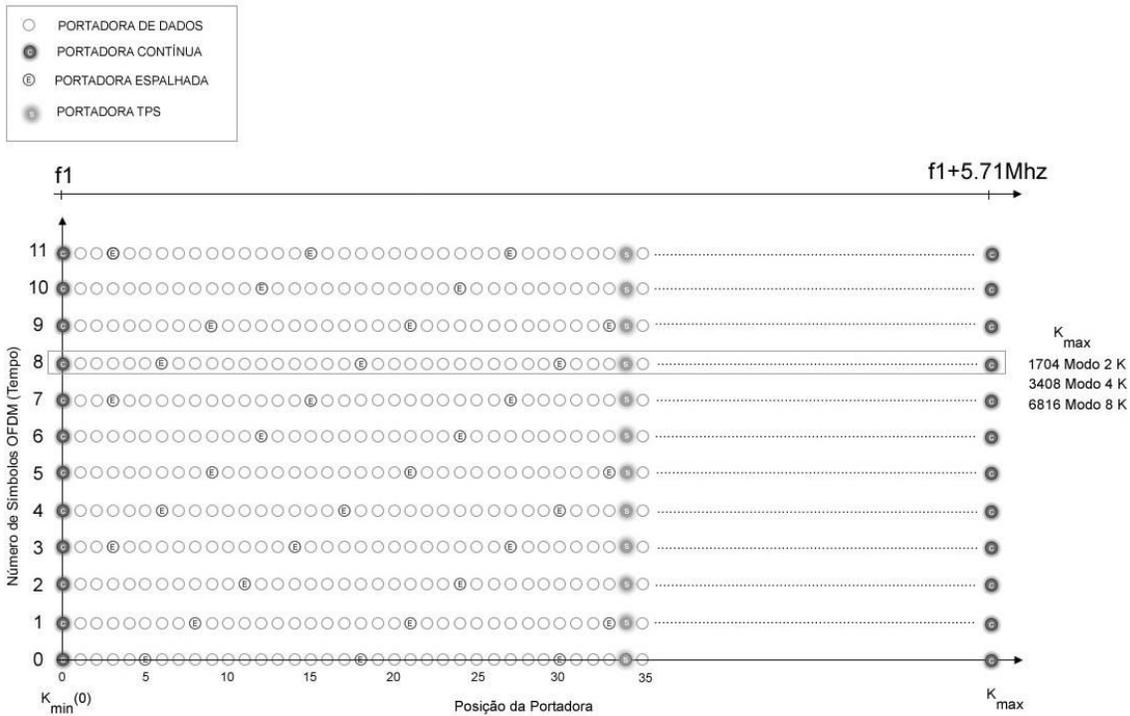
$$\text{Im}(C_{m,l,k}) = 0$$

$W_k$  assume valores 0 ou 1 provenientes do gerador PRBS.

A posição de cada uma das portadoras pilotos, espalhadas dentro de um quadro OFDM, pode ser calculada utilizando-se a Equação (4.3) a seguir:

$$K = K_{\min} + 3 \text{mod}(l, 4) + 12p \quad (4.3)$$

onde  $l$  representa o número do símbolo OFDM,  $p$  é um inteiro  $\geq 0$  e controla  $k$  para que fique entre os valores  $K_{\min}$  e  $K_{\max}$ .



**Fig.4.1 Estrutura do quadro OFDM.**

**Tabela 4.4 Posição dos pilotos contínuos.**

Modo 2K	0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450 483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873 888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110 1137 1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683 1704
Modo 4K	0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450 483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873 888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110 1137 1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683 1704 1752 1758 1791 1845 1860 1896 1905 1959 1983 1986 2037 2136 2154 2187 2229 2235 2322 2340 2418 2463 2469 2484 2508 2577 2592 2622 2643 2646 2673 2688 2754 2805 2811 2814 2841 2844 2850 2910 2973 3027 3081 3195 3387 3408
Modo 8K	0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450 483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873 888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110 1137 1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683 1704 1752 1758 1791 1845 1860 1896 1905 1959 1983 1986 2037 2136 2154 2187 2229 2235 2322 2340 2418 2463 2469 2484 2508 2577 2592 2622 2643 2646 2673 2688 2754 2805

2811 2814 2841 2844 2850 2910 2973 3027 3081 3195 3387 3408 3456 3462 3495 3549 3564 3600 3609 3663 3687 3690 3741 3840 3858 3891 3933 3939 4026 4044 4122 4167 4173 4188 4212 4281 4296 4326 4347 4350 4377 4392 4458 4509 4515 4518 4545 4548 4554 4614 4677 4731 4785 4899 5091 5112 5160 5166 5199 5253 5268 5304 5313 5367 5391 5394 5445 5544 5562 5595 5637 5643 5730 5748 5826 5871 5877 5892 5916 5985 6000 6030 6051 6054 6081 6096 6162 6213 6219 6222 6249 6252 6258 6318 6381 6435 6489 6603 6795 6816
--

#### 4.1.2 Pilotos com Parâmetros de Sinalização (TPS)

As portadoras pilotos de sinalização são moduladas em BPSK com uma potência unitária igual a 1. Cada símbolo OFDM possui 17 sub-portadoras de sinalização para o modo 2k, 34 para o modo 4k e 68 sub-portadoras de sinalização para o modo 8k. A mesma informação é transmitida em todas as portadoras pilotos de sinalização dentro de cada símbolo OFDM. Essas sub-portadoras estão fixas dentro de cada símbolo OFDM como pode ser visto na Tabela 4.5 e carregam informação de 68 bits de informação para sinalização como pode ser visto na Fig.4.2 Quadro de sinalização

**Tabela 4.5 Posição das portadoras pilotos de sinalização.**

Modo 2K	34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687
Modo 4K	34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687 1738 1754 1913 2050 2117 2273 2299 2392 2494 2605 2777 2923 2966 2990 3173 3298 3391
Modo 8K	34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687 1738 1754 1913 2050 2117 2273 2299 2392 2494 2605 2777 2923 2966 2990 3173 3298 3391 3442 3458 3617 3754 3821 3977 4003 4096 4198 4309 4481 4627 4670 4694 4877 5002 5095 5146 5162 5321 5458 5525 5681 5707 5800 5902 6013 6185 6331 6374 6398 6581 6706 6799

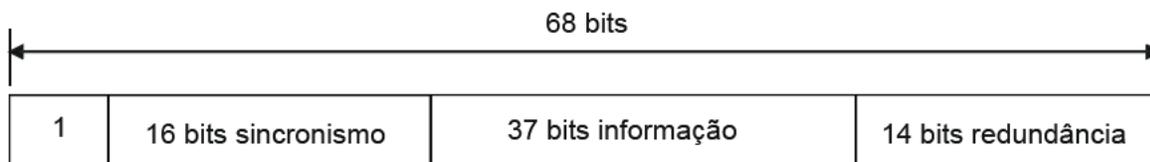


Fig.4.2 Quadro de sinalização.

### 4.1.3 Ortogonalidade

Ortogonalidade, neste caso significa uma relação entre as frequências de todas as Portadoras[1,9,13]. Essa ortogonalidade garante que cada portadora possua um número inteiro de períodos dentro do símbolo OFDM como pode ser visto na Fig.4.3. Em um sistema OFDM as portadoras são arranjadas de tal forma que as bandas laterais de cada sub-portadora individual não sobreponham a sub-portadora adjacente sem causar ICI e, assim o espectro possui um nulo no centro da frequência de cada uma das sub-portadoras do sistema. como pode ser visto na Fig.4.4

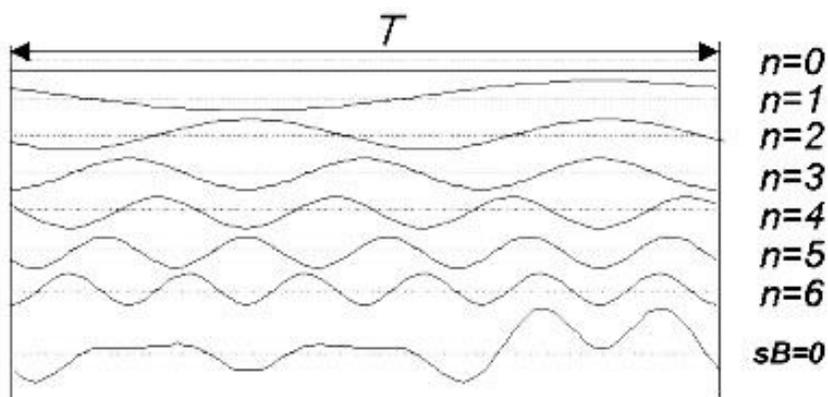


Fig.4.3 Portadoras com períodos inteiros dentro de um símbolo OFDM.

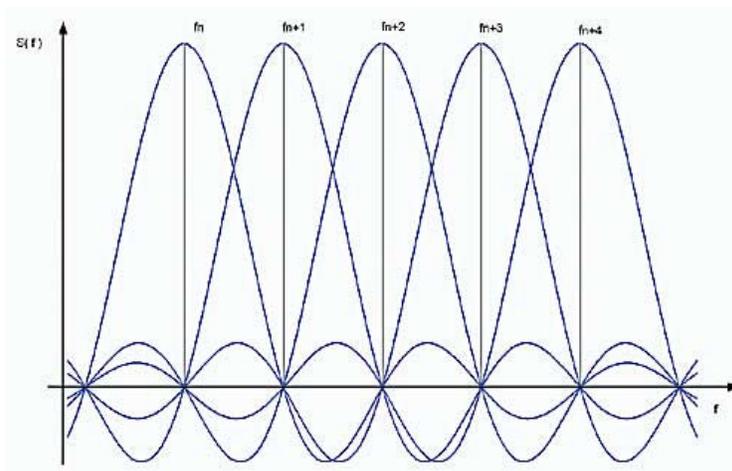


Fig.4.4 Sinal OFDM no domínio da frequência.

#### 4.1.4 Intervalo de Guarda

O intervalo de guarda é inserido após a modulação OFDM e consiste em uma extensão cíclica do símbolo OFDM. O tamanho da réplica  $T_g$  equivale à duração do intervalo de guarda. A Fig.4.5 ilustra um símbolo OFDM com intervalo de guarda.

Para eliminar a ISI entre símbolos OFDM completamente, um tempo de guarda é adicionado em cada símbolo OFDM. O tempo de guarda é escolhido de maneira a tolerar o máximo espalhamento temporal, na qual componentes de um símbolo OFDM não interfiram no outro. O tamanho do intervalo de guarda deve ser escolhido com valor superior ao esperado do espalhamento temporal.

O intervalo de guarda pode ser constituído por um espaço vazio [1,13], mas em canais dispersivos os atrasos de cada sub-portadora podem ser diferentes, devido a vários caminhos de propagação, ocorrendo uma ICI dentro do símbolo OFDM fazendo com que as sub-portadoras deixem de ser totalmente ortogonais. A Fig.4.6 ilustra a interferência entre portadoras causada pela inserção do intervalo de guarda nulo em um canal dispersivo no domínio do tempo e frequência. No domínio do tempo as sub-portadoras deixam de ser ortogonais pois não possuem um número inteiro de ciclos dentro da parte útil do símbolo OFDM. No domínio da frequência a ICI está cruzada com várias sub-portadoras [13].

Para eliminar a ICI, o símbolo OFDM é estendido ciclicamente para dentro do intervalo de guarda como pode ser visto pela Equação (4.4) e Fig.4.5. Isto garante que as sub-portadoras atrasadas do símbolo OFDM sempre terão um número inteiro de ciclos na parte útil do símbolo OFDM

$$x_g(n) = \begin{cases} x(N+n), & n = -Ng, -Ng+1, \dots, -1 \\ x(n), & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (4.4)$$

onde,

$x(n)$  = Número de amostras do Símbolo OFDM  $s$  T com intervalo de guarda,

$N$  = Número de sub-portadoras

$Ng$  = Número de amostras do intervalo de guarda

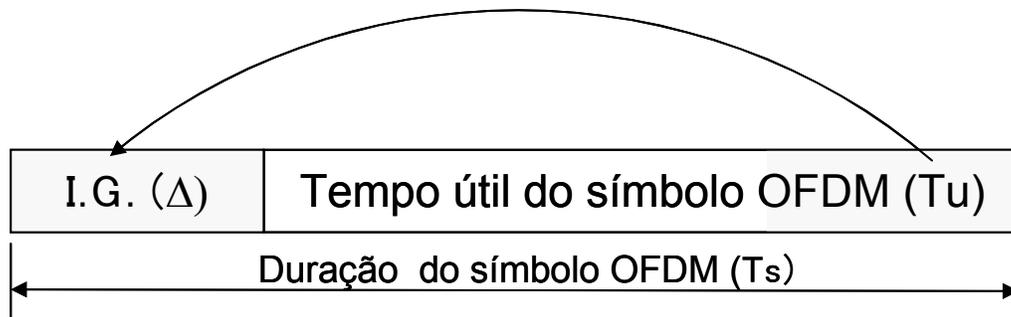


Fig.4.5 Símbolo OFDM com extensão cíclica.

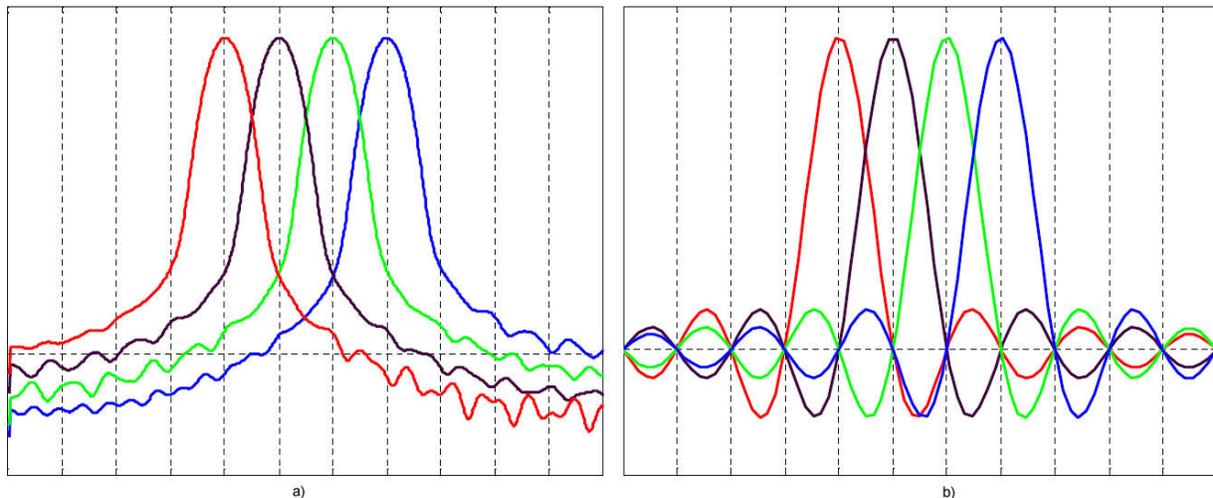


Fig.4.6 Sinal OFDM de 4 sub-portadoras no domínio da frequência com intervalo de guarda a) utilizando espaçamento nulo em canal dispersivo b) utilizando prefixo cíclico.

## 4.2 Receptor Móvel

Antes do receptor OFDM demodular as sub-portadoras, ele deve realizar duas rotinas de sincronização [14][15]. A primeira, é encontrar os limites do símbolo OFDM (sincronismo temporal) que irão minimizar os efeitos de ISI e ICI. A segunda é estimar a correta variação de frequência (sincronismo de frequência) das subportadora para que não ocorra ICI.

Em um sistema OFDM as sub-portadoras somente são totalmente ortogonais se o transmissor e receptor estiverem sincronizados em frequência. Qualquer variação de frequência resulta em ICI. Esse problema pode ser gerado pelo ruído de fase dos osciladores do transmissor e receptor. Esse ruído modula aleatoriamente a fase do oscilador resultando em uma variação de frequência (*jitter*) que causa ICI e ISI no receptor OFDM. Para os sistemas de portadora única, o ruído de fase apenas degrada a relação sinal-ruído do receptor, pois as constelações perdem o

foco. O sistema OFDM é altamente sensível aos erros de sincronização causados pelo ruído de fase, essa é uma desvantagem do sistema OFDM em relação aos sistemas de portadora única. Os métodos de sincronismo de frequência e de tempo utilizam o intervalo de guarda para identificação de início do símbolo OFDM e os pilotos para identificar desvios de fase e frequência. Nas simulações realizadas o sincronismo de frequência e fase foram considerados ideais e não serão tratados com maiores detalhes neste trabalho.

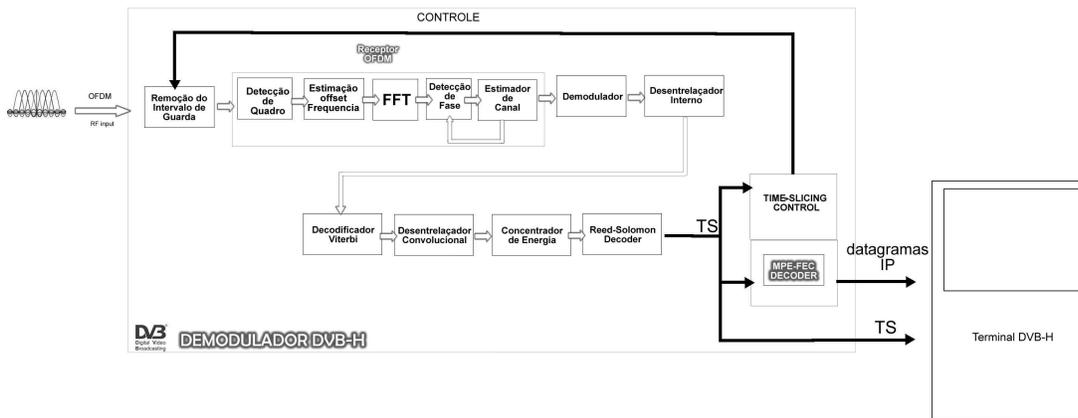


Fig.4.7 Sistema de recepção DVB-H.

### 4.3 Estimadores de Canal

Como visto nos capítulos anteriores, os sistemas DVB-T/H e ISDB-T utilizam as portadoras pilotos de referência que são transmitidas junto com as sub-portadoras de dados dentro dos quadros OFDM. Como a informação das portadoras pilotos de referência são conhecidas pelo receptor, o uso dessas portadoras pilotos poderá ajudar na estimação e equalização do canal. O estimador de canal, estima a variação de amplitude e fase em todas as sub-portadoras de um ou quatro símbolos OFDM.

A estimação de canal é feita após a demodulação do sinal OFDM [1,6,13,62] sendo que o receptor utiliza a informação dos pilotos de referência para corrigir a constelação das sub-portadoras de dados através de interpolações.

Durante a transmissão as portadoras OFDM sofrem deslocamentos devidos ao efeito *Doppler* e ao efeito de multipercurso, pode-se visualizar este deslocamento analisando a constelação antes da demodulação QPSK/M-QAM e após a demodulação OFDM. Tendo como referência

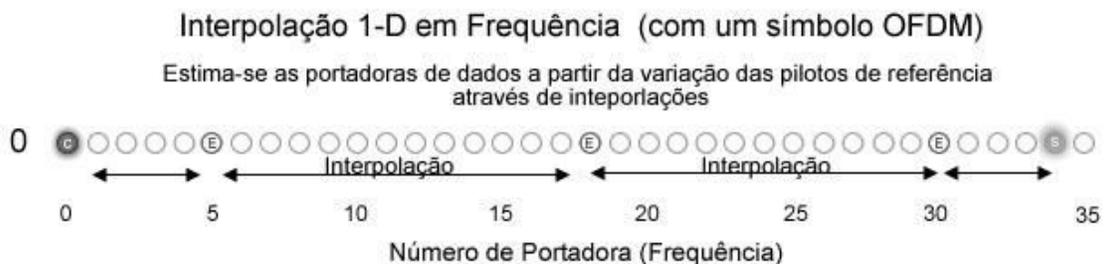
sinais pilotos, é possível uma reversão eficaz do efeito dos deslocamentos através de estimadores de canal.

Nas comunicações móveis, a variação tempo x frequência é muito rápida, logo a estimação de canal indicada em [13] deve ser feita utilizando-se as portadoras piloto de apenas um símbolo OFDM, ou seja a estimação em uma dimensão (1D), esse método é indicado para canais dinâmicos que sofrem com o deslocamento em frequência *Doppler*.

O efeito *Doppler* é uma variação aleatória de frequência devido às variações na velocidade relativa entre o transmissor e receptor[63].

Essas variações em um canal com multipercurso criam um ruído de frequência aleatório e um deslocamento lateral do espectro [63] ocasionando ICI.

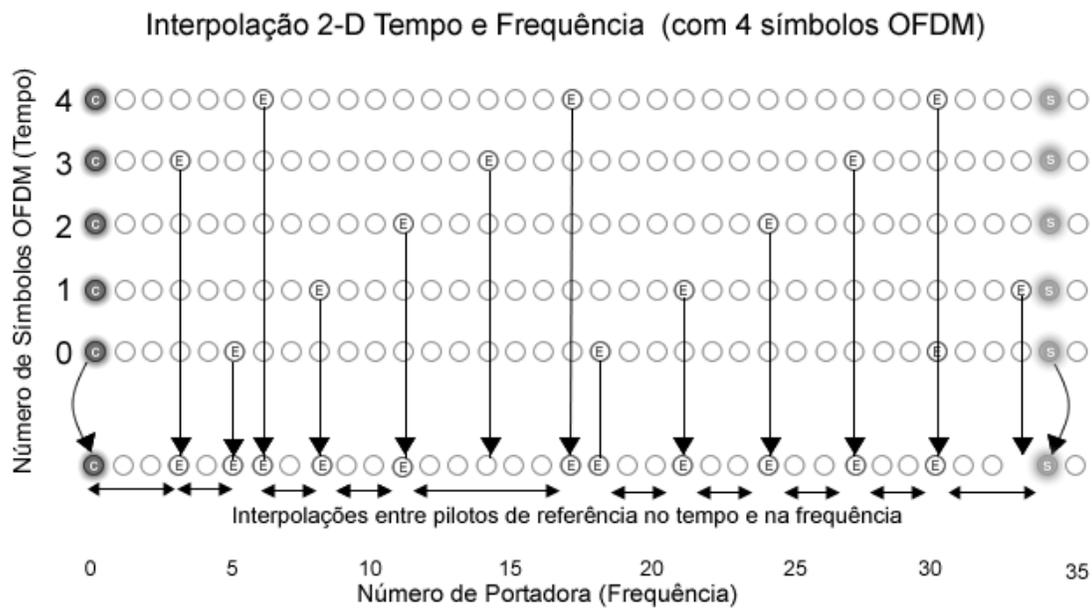
Para minimizar a interferência do efeito *Doppler* é realizada uma combinação das portadoras pilotos espalhadas e contínuas dentro do quadro OFDM. Esse conceito é demonstrado na Fig.4.8, onde utilizou-se um quadro de 12 símbolos OFDM x 35 sub-portadoras.



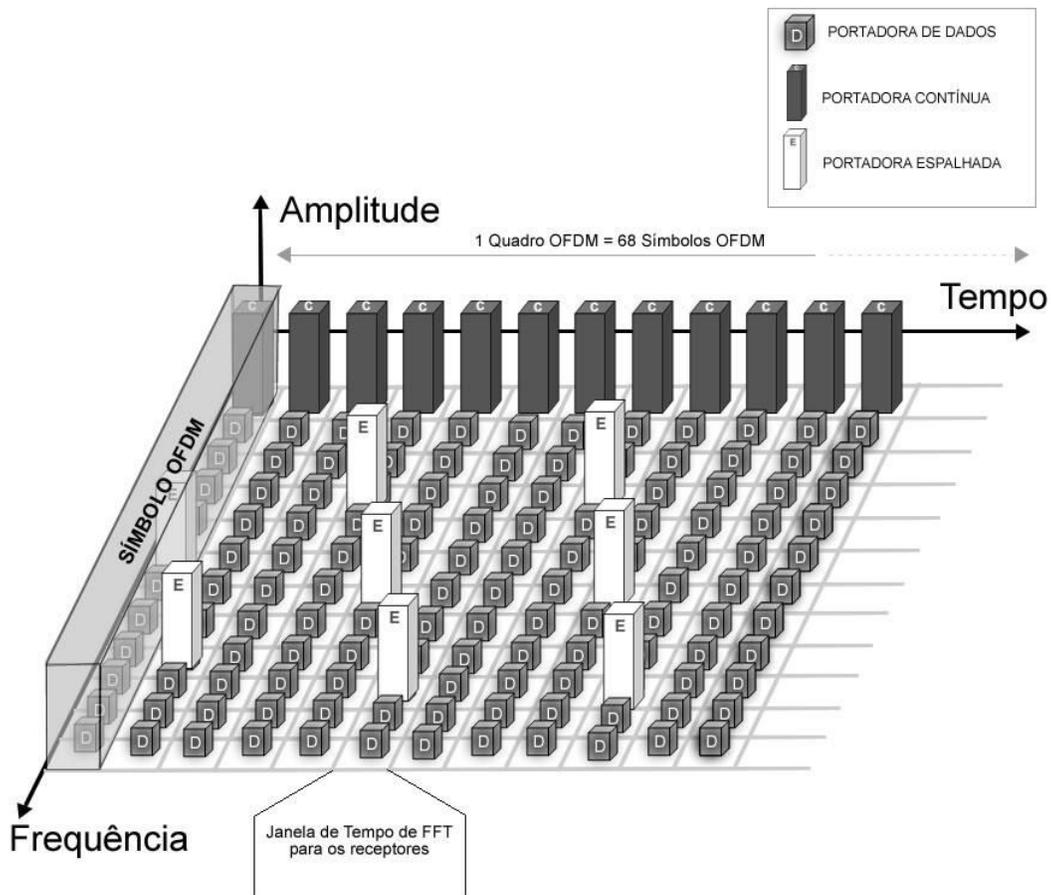
**Fig.4.8 Interpolação 1D em frequência.**

Na estimação de canal em duas dimensões 2D (tempo x frequência), as portadoras pilotos de quatro símbolos OFDM são utilizadas, ou seja armazena-se informação no temporal para a estimação de canal, e considera-se que o canal possui variação lenta, comportamento característico para recepção fixa. Nesse caso, o uso dessa estimação está relacionada com o espalhamento temporal do canal onde várias cópias do sinal chegam atrasadas até o receptor. O espalhamento temporal causa variações de amplitude e fase no sinal recebido.

Esse método tem como objetivo garantir uma melhor resolução no domínio da frequência, com a sobreposição das portadoras piloto espalhadas em símbolos anteriores com o símbolo atual como pode ser visto na Fig.4.9.



**Fig.4.9** Interpolação 2D tempo e frequência.



**Fig.4.10** Estrutura de transmissão do quadro OFDM com pilotos de sinalização.

## 4.4 Algoritmos Estimadores de Canal

Vários algoritmos estimadores de canal com referência periódica de sinal têm sido propostos para compensar a deterioração do efeito de canal com desvanecimento por multipercursos. *piecewise linear, gaussian, cubic-spline* [13], e combinados com interpolações em 2D. Esses algoritmos foram testados em exaustão por [13], para os sistemas DVB-T e ISDB-T.

A Fig.4.11 ilustra um diagrama típico de um sistema OFDM com pilotos de referência.

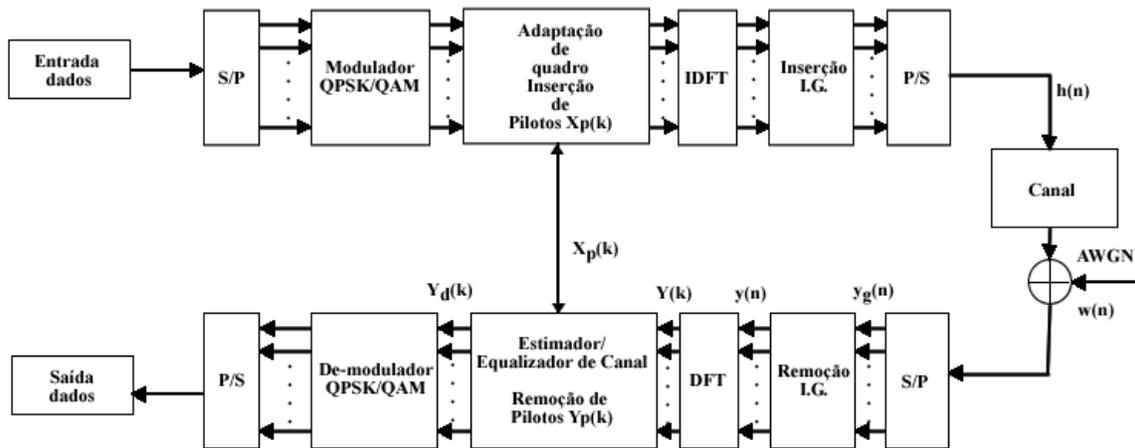


Fig.4.11 Sistema de transmissão/recepção OFDM.

A informação de dados é agrupada em um conjunto de bits e modulada em QPSK ou QAM. O sinal de dados modulado  $X_d(k)$  é somado às portadoras pilotos  $X_p(k)$  resultando no sinal  $X(k)$ . O sinal  $X(k)$  é enviado ao bloco da transformada IDFT resultando no sinal  $x(n)$  como pode ser visto na Equação (4.5).

$$x(n) = IDFT\{X(k)\} = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi kn/N} \quad (4.5)$$

onde, N representa o número de portadoras e k o índice das portadoras.

Então, o intervalo de guarda é inserido com  $N_g$  sub-portadoras resultando no sinal  $x_g$ :

$$x_g(n) = \begin{cases} x(N+n), n = -N_g, N_g+1, \dots, -1 \\ x(n), n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (4.6)$$

onde,

$N_g$ =Número de amostras do intervalo de guarda que depende da razão de guarda  $k$  do DVB-T ou ISDB-T.

A seguir, o sinal  $X_g$  é transmitido passando por um canal com desvanecimento por multipercurso e ruído gaussiano.

O sinal recebido pode ser representado por:

$$y_g(n) = x_g(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (4.7)$$

onde,

$h(n)$  é a resposta impulsiva do canal

$w(n)$  é o ruído branco AWGN.

Depois de remover o intervalo de guarda de  $y_g(n)$ , as amostras de  $y(n)$  são enviadas para o bloco da DFT.

$$Y(k) = DFT\{y(n)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi kn/N} \quad (4.8)$$

Considerando que o intervalo de guarda é maior do que o tamanho da resposta impulsiva do canal, a Equação (4.9) será válida.

$$Y(k) = X(k) \cdot H(k) + W(k) \quad (4.9)$$

Foi verificado em [13] que para espalhamentos temporais com variação da potência de eco em canais estáticos, o desempenho do algoritmo *cubic-spline* com a uma estimação 2D em tempo e frequência, foi superior aos demais algoritmos (*piecewise*, *cubic-spline* e *Gaussiano*), como mostrado na tabela abaixo:

**Tabela 4.6 Máximo pós-eco tolerado pelo estimador para a relação E/D=0.**

Estimador	Max. Pós-Eco (μs)
<b>RX1</b>	74.6
<i>Piecewise</i>	9.33
<i>Cubic-Spline</i>	27.63
<b>Gaussiano</b>	5.97
<b>2D com Cubic-Spline</b>	74.81

## 4.5 Estimação Piecewise

Nesse esquema o resultado do canal é obtido pela aproximação linear entre sinais adjacentes de referência. Como a função de transferência das portadoras pilotos são conhecidas pelo vetor

$\hat{H}(p)$  (4.11), então a estimação de cada piloto é determinada pela Equação (4.10) [21][13].

$$\hat{H}(k) = (1-a) \cdot \hat{H}_p(m) + a \cdot \hat{H}_p(m+1) \quad (4.10)$$

onde,

$$\hat{H}_p(m) = \frac{Y_p(m)}{X_p(m)}, \quad (4.11)$$

e,

$$a = \frac{l}{L};$$

$X_p$  é a informação do piloto contínuo ou espalhado de referência;

$Y_p$  é a informação do piloto contínuo ou espalhado recebida;

$\hat{H}_p$  é a função de transferência do piloto;

$l$  é a distância entre o piloto de referência e a  $k_n$  sub-portadora.;

$L$  é o espaçamento entre pilotos;

$m$  denota a posição do piloto;

$\hat{H}$  é a estimação do canal.

## 4.6 Estimação Cubic-Spline

A função de transferência de cada sub-portadora é aproximada aos polinômios de terceira ordem com o respectivo  $l/L$ . A estimação é feita obtendo-se os coeficientes dos polinômios pela média de quatro sinais de referências e da sua derivação de segunda ordem. Por essa razão, o estimador pode ser visto pela Equação (4.12)[13].

$$\hat{H}(k) = A(a) \cdot \hat{H}_p(m) + B(a) \cdot \hat{H}_p(m+1) + C(a) \cdot z(m) + D(a) \cdot z(m+1) \quad (4.12)$$

onde,

$A(a)$ ,  $B(a)$ ,  $C(a)$  e  $D(a)$  são constantes determinadas por  $a$ .

$z(m) = \hat{u}''(m)$  é a derivada de segunda ordem da função de transferência do sinal de referência  $m$ .

Se  $k$  sinais de referência são usados, então todas as derivadas de segunda ordem são dadas pela Equação (4.13).

$$Z=X^{-1}V \quad (4.13)$$

onde,

$$Z=[(m-(K/2)+1), \dots, z(m), \dots, z(m-(K/2))]$$

X é o numerador e V é o denominador da matriz derivativa de segunda ordem.

Portanto, para se encontrar as derivadas de segunda ordem da função de transferência requerida é necessário um tempo computacional adicional, mas com ganhos significativos.

#### 4.7 Testes com Efeito Doppler

Nos sistemas de comunicações móveis baseados em OFDM, o espalhamento *Doppler* leva a perda de ortogonalidade entre as sub-portadoras limitando a velocidade de deslocamento permitida pelo receptor[63].

$$\Delta f_d = V \cdot \frac{f_{rf}}{C} \cdot \cos(\theta) \quad (4.14)$$

onde,

$\Delta f_d$  = desvio em frequência (hz);

V = velocidade do receptor (m/s);

$f_{rf}$  = Frequência central do canal de transmissão (hz);

$\theta$  = Ângulo entre a frente de onda e o sentido de deslocamento do receptor;

C =Velocidade da luz (m/s).

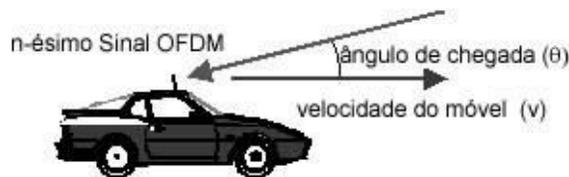


Fig.4.12 Ângulo entre a frente de onda e o deslocamento da antena.

O máximo deslocamento *Doppler* ocorre para uma onda chegando no sentido contrário à direção de movimento da antena com ângulo de 0°.

Uma antena em movimento leva a um deslocamento de fase variante no tempo de ondas refletidas individuais, a utilização de osciladores pode compensar facilmente o maior deslocamento de fase, porém quando várias ondas chegam com diferentes deslocamentos de fase, suas fases relativas mudam a todo momento, e isto afeta a amplitude do sinal composto resultante. Desta forma o efeito *Doppler* determina a taxa de mudança da amplitude do sinal composto resultante.

#### 4.7.1 Espectro de Potência Doppler

Os modelos de canais com desvanecimento como *Rayleigh* ou *Rician* assumem que muitas ondas são recebidas cada uma com seu próprio ângulo em relação a direção de deslocamento da antena, ou seja cada uma com seu deslocamento *Doppler*, que é uniformemente distribuído em  $[0 \text{ a } 2\pi]$  independente de outras ondas. Isto permite o cálculo da função de densidade de probabilidade da frequência das ondas recebidas.

Se um sinal senoidal é transmitido (representado por uma linha no espectro de frequências), após a transmissão em um canal com desvanecimento, observa-se um espectro de potência espalhado de acordo com a Fig.4.13. A variação de frequência no qual o espectro de potência é diferente de zero define o espalhamento *Doppler*.

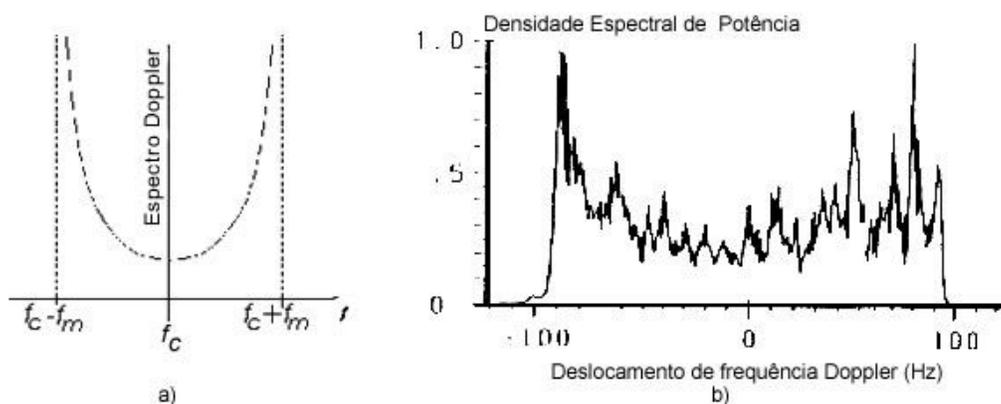


Fig.4.13 Espectro de potência espalhado devido ao efeito *Doppler* em uma onda senoidal.

Um exemplo de canal móvel como apresentado na Fig.4.14, mostra flutuações em tempo e frequência causados pelo deslocamento da antena e conseqüente deslocamento em frequência da portadora.

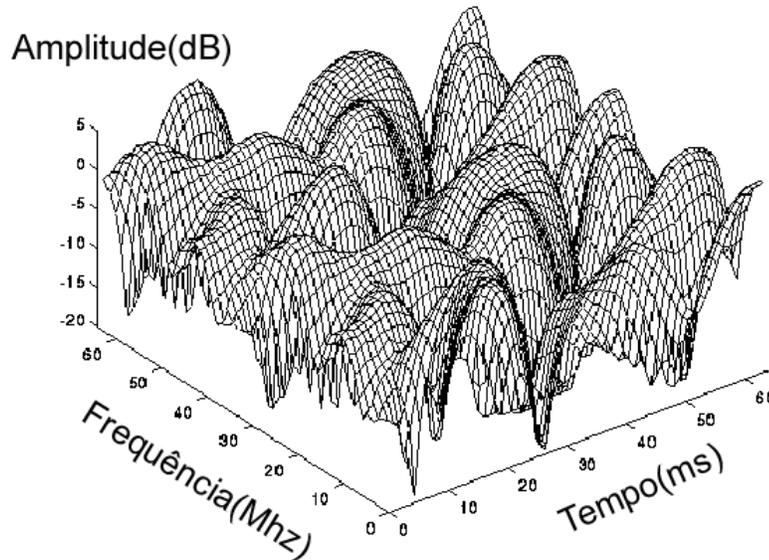


Fig.4.14 Canal de radiofrequência móvel.

Para as tecnologias OFDM móveis é necessário um esquema robusto de equalização para correção das interferências entre portadoras(ICI), das interferências entre símbolos(ISI) e do desvanecimento seletivo em frequência causados pelo deslocamento do dispositivo.

#### **4.8 Desvanecimento Seletivo em Frequência**

A presença de obstáculos móveis em um canal de comunicação cria um ambiente variante no tempo que dissipa a energia do sinal. Esses obstáculos resultam em múltiplas versões do sinal transmitido, que chegam à antena receptora atrasadas entre si. As fases e amplitudes aleatórias das diferentes versões do sinal recebido causam flutuações na intensidade do mesmo, introduzindo distorções[12,13,62,63].

O desvanecimento seletivo em frequência caracteriza o fenômeno que ocorre neste tipo de canal de comunicação, onde a existência de obstáculos entre as antenas transmissora e receptora causa o multipercorso, cujo atraso entre os percursos é da ordem de grandeza do tempo de sinalização do sistema. Assim, este fenômeno representa um desafio para as transmissões a altas taxas, uma vez que sua ocorrência é muito comum nas comunicações terrestres, devido ao grande número de obstáculos presentes entre as antenas. A Fig.4.15

apresenta este cenário, onde múltiplas versões atrasadas do sinal transmitido,  $s(t)$ , chegam à antena de recepção por diferentes percursos.



**Fig.4.15 Ambiente com multipercurso.**

A resposta ao impulso deste canal,  $h(t)$ , é expressa por:

$$h(t) = A_0\delta(t) + \sum_{n=1}^K A_n\delta(t - \tau_n) \quad (4.15)$$

onde  $A_0$  é a atenuação do percurso em visada direta,  $A_n$  e  $\tau_n$  são, respectivamente, a atenuação e o atraso do  $n$ -ésimo percurso do canal,  $K$  corresponde ao número de percursos e  $\delta(t)$  é a função impulso unitário.

O sinal recebido inclui múltiplas versões atenuadas e atrasadas no tempo da forma de onda transmitida, o que degrada a qualidade do sistema. Seja um canal que apresenta um percurso principal e um percurso secundário. Este tipo de canal é encontrado em enlaces de rádio digital com visada direta, cuja resposta ao impulso é dada por

$$h(t) = A_0\delta(t) + A_1\delta(t - \tau_1) \quad (4.16)$$

onde  $h_1(t)$  representa a resposta impulsiva de um canal com apenas um multipercurso.

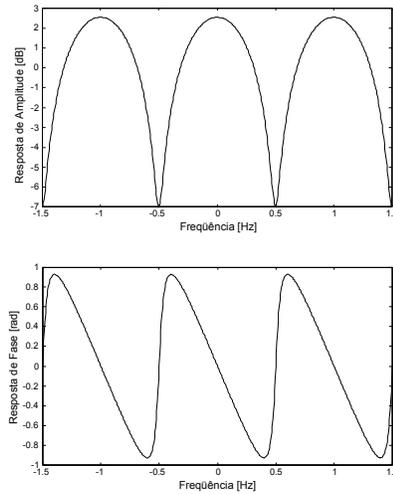
A resposta em frequência deste canal pode ser obtida a partir da transformada de *Fourier* da Equação (4.16). Assim:

$$H_1(f) = \mathfrak{F}\{h_1(t)\} \quad (4.17)$$

$$H_1(f) = \mathfrak{F}\{A_0\delta(t) + A_1\delta(t - \tau_1)\} \quad (4.18)$$

$$H_1(f) = A_0 + A_1e^{-j2\pi f\tau_1} \quad (4.19)$$

A Fig.4.16 mostra a resposta em frequência obtida na Equação (4.17) para  $A_0=1$ ;  $A_1=0,8$  e  $\tau_1=1s$ . Nesta figura, é possível observar que este canal apresenta nulos espectrais, cujo espaçamento depende do atraso entre os percursos.



**Fig.4.16 Resposta em frequência do canal com multipercurso.**

A distância entre dois nulos espectrais adjacentes pode ser obtida através da Equação (4.20).

$$\eta_f = \frac{1}{\tau_1} \quad (4.20)$$

Assim, quanto maior for o atraso introduzido pelos múltiplos percursos de um canal, menor será a separação entre os nulos espectrais, causando a dispersão temporal dos símbolos transmitidos e introduzindo interferência intersimbólica (ISI - *Intersymbol Interference*). Analisando o espectro de frequências deste sinal, certamente algumas de suas componentes de frequência têm ganhos maiores que outras.

A banda de coerência de um canal,  $BW_c$ , representa uma medida estatística da escala de frequências sobre a qual o canal pode ser considerado plano. Este parâmetro é utilizado para determinar a ocorrência ou não do desvanecimento seletivo em frequência. A banda de coerência do canal é definida como:

$$BW_c = \frac{1}{k\sigma_\tau} \quad (4.21)$$

onde  $k$  é o fator de correção, cujos valores são 5 (para coerência de 50%) ou 50 (para coerência de 90%) e  $\sigma_\tau$  é o valor rms (*root mean square*) do atraso de propagação do canal. Caso a

largura de faixa do sinal transmitido seja maior do que a banda de coerência do canal, o desvanecimento é seletivo em frequência; caso contrário, o desvanecimento é plano.

Como o desvanecimento seletivo em frequência introduz ISI no sinal transmitido, a taxa de erro de bit na recepção é elevada a valores que inviabilizam a recepção de dados. Por este motivo, os efeitos deste fenômeno devem ser minimizados.

#### **4.9 Sistemas de Portadora Única**

Os sistemas de portadora única têm sido largamente empregados na transmissão de dados, tanto em enlaces terrestres quanto em enlaces via-satélite. Nesses sistemas, utiliza-se uma única portadora para transmitir seqüencialmente todos os dados pelo canal de comunicação.

É comum em moduladores de portadora única o emprego de filtros de *Nyquist* para limitar a largura de faixa ocupada dentro do canal. O filtro co-seno levantado é normalmente escolhido, cujo fator de decaimento,  $\beta$ , varia entre 0 e 1. As modulações M-PSK e M-QAM são as mais utilizadas para a transmissão em canais com limitação de largura de faixa.

A largura de faixa de um sinal M-QAM ou M-PSK modulado em banda passante por uma única portadora é definida por:

$$BW_s = \frac{R_b}{\log_2(M)} (1 + \beta) \quad (4.22)$$

onde  $R_b$  é a taxa de transmissão em bits por segundo.

A Equação (4.23) fornece a taxa de sinalização de um sistema M-QAM ou M-PSK.

$$R_s = \frac{R_b}{\log_2(M)} \quad (4.23)$$

De acordo com as equações (4.22) e (4.23), o aumento na taxa de transmissão de dados resulta em um aumento da largura de faixa ocupada pelo sinal transmitido, o que eleva a probabilidade de ocorrência do desvanecimento seletivo em frequência.

Durante o desvanecimento seletivo, ocorrem erros em rajada na recepção, que normalmente não podem ser recuperados com o uso de códigos corretores de erros. A solução mais empregada para minimizar os efeitos do multipercurso em sistemas de portadora única consiste no uso de equalizadores adaptativos, que determinam a amplitude e o atraso dos diversos percursos do canal, cancelando-os na recepção. Embora esta técnica melhore o desempenho do

sistema em canais com desvanecimento seletivo em frequência, ela pode tornar-se extremamente complexa à medida que o número de percursos do canal aumenta, dificultando sua implementação. A seção seguinte apresenta uma técnica de transmissão com múltiplas portadoras, que permite minimizar os efeitos causados pelos múltiplos percursos presentes no canal de comunicação.

#### **4.10 Sistemas Multiportadora**

Para evitar que um sinal transmitido em um canal com multipercurso sofra desvanecimento seletivo em frequência, a largura de faixa do sinal deve ser menor do que a banda de coerência do canal. De acordo com a Equação (4.22), para reduzir a largura de faixa do sinal modulado por uma única portadora, deve-se reduzir a taxa de transmissão ou aumentar a ordem da constelação da modulação digital. Em geral, não é possível reduzir a taxa de transmissão, em função das características e dos tipos de serviços oferecidos, tais quais as transmissões em tempo real, como a telefonia móvel e os sistemas digitais de rádio e televisão. Por sua vez, o aumento na ordem da modulação digital implica em um aumento proibitivo da potência de transmissão, dificultando a aplicação desta solução. O aumento da potência de transmissão deve-se à necessidade de manter a taxa de erro de bit causada pelo ruído branco aditivo gaussiano (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*) do canal. Uma maneira eficiente de evitar a ocorrência do desvanecimento seletivo em sistemas com altas taxas de transmissão consiste em utilizar múltiplas portadoras de diferentes frequências. Nesta técnica, a seqüência de dados a ser transmitida é dividida em N feixes paralelos, com taxa de sinalização expressa por:

$$R_{mc} = \frac{R_s}{N} \quad (4.24)$$

Cada um dos N feixes paralelos modula uma sub-portadora, de modo que a largura de faixa ocupada em cada sub-canal, desconsiderando a faixa de guarda, é dada por:

$$BW_{mc} = \frac{BW_s}{N} \quad (4.25)$$

A escolha das frequências das N sub-portadoras deve ser feita de forma que minimize a largura de faixa total ocupada pelo sistema. Limitando-se a largura de faixa da cada sub-canal entre os pontos de nulos, o espaçamento entre as frequências das sub-portadoras,  $\Delta f$ , deve estar de acordo com a Equação (4.26), o que evita a ocorrência de sobreposição espectral.

$$\Delta f \geq 2R_{mc} \quad (4.26)$$

Essa técnica foi muito utilizada em sistemas telefônicos analógicos, sendo conhecida como FDM (*Frequency Division Multiplexing*). Entretanto, como cada portadora é modulada em um sub-canal independente dos demais, esta técnica apresenta baixa eficiência espectral para a transmissão de sinais digitais. Isto impede sua utilização em sistemas terrestres sem fio, devido à necessidade cada vez maior de economia do espectro de frequência.

Uma solução para este problema é permitir a sobreposição espectral dos sub-canais, sem introduzir interferências entre as portadoras. Para isto, as sub-portadoras devem ser ortogonais entre si, permitindo a separação dos vários sub-canais. Para que duas funções sejam ortogonais, a condição apresentada pela Equação (4.27) deve ser satisfeita.

$$\int_0^T \psi_i \cdot \psi_j dt = 0 \quad 0 \leq i, j \leq N-1 \quad e \quad i \neq j \quad (4.27)$$

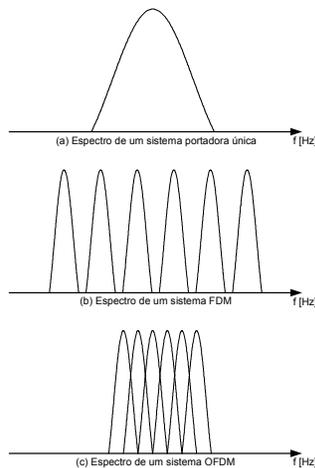
onde  $\psi_N$  são as sub-portadoras do sistema e  $T$  é o intervalo de sinalização de cada feixe paralelo.

A ortogonalidade entre as sub-portadoras pode ser obtida por diversos valores de espaçamento entre as mesmas. Lembrando que o objetivo é economizar o espectro de frequências, é comum utilizar a menor separação entre as sub-portadoras, desde que ela garanta a ortogonalidade. Este valor é obtido a partir da seguinte expressão:

$$\Delta f_{\min} = R_{mc} = \frac{1}{T} \quad (4.28)$$

A técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) utiliza este princípio para viabilizar a transmissão digital a altas taxas. Embora esta técnica apresente o termo multiplexação em sua denominação, vale ressaltar que, a rigor, não ocorre multiplexação em um sistema OFDM, mas sim a transmissão paralela de uma seqüência de bits originalmente serial. O OFDM tem sido particularmente considerado para ser empregado em radiodifusão, em transmissão digital sobre linhas telefônicas e em redes locais sem fio (*Wireless Lan*). A Europa adotou-o como interface aérea nos padrões DAB (*Digital Audio Broadcasting*) e DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*). O Japão utiliza-o para realizar a radiodifusão do seu sistema de televisão digital, o ISDB-T (*Integrated Service of Digital Broadcasting - Terrestrial*).

A Fig.4.17 apresenta uma comparação entre os espectros de sinais transmitidos utilizando as técnicas apresentadas nesta seção.

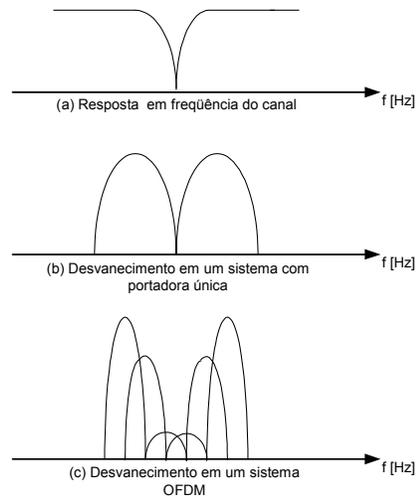


**Fig.4.17 Comparação entre os espectros de sinais de portadora única, FDM e OFDM.**

#### **4.11 Vantagens e Desvantagens do Sinal OFDM**

O uso do sistema multiportadora reduz a taxa de sinalização no canal. A largura de faixa ocupada por cada sub-portadora é  $N$  vezes menor do que a largura de faixa ocupada pelo sinal modulado por uma única portadora.

O sistema OFDM pode ser visto como  $N$  sub-sistemas independentes, devido à ortogonalidade das sub-portadoras, cujas larguras de faixa são expressas pela Equação (4.25). Deste modo, quando o número de sub-portadoras torna-se suficientemente elevado, o canal com desvanecimento seletivo em frequência de um sistema de portadora única transforma-se em um canal com desvanecimento plano para a sub-portadora afetada no sistema OFDM. A Fig.4.18 ilustra a influência do desvanecimento nos sistemas de portadora única e multiportadora.

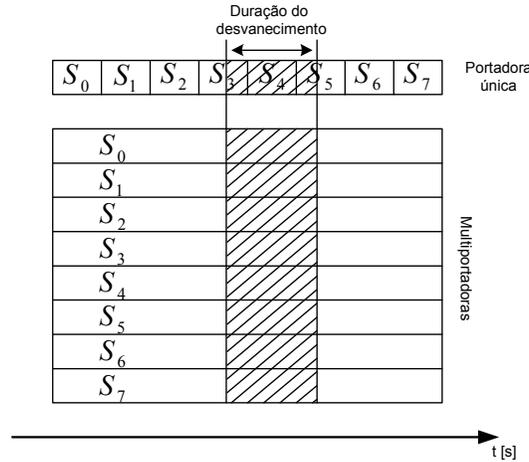


**Fig.4.18 Efeito do desvanecimento seletivo nos sistemas de portadora única e multiportadora.**

No sistema de portadora única, todos os símbolos transmitidos durante a ocorrência do desvanecimento são afetados, causando erros em rajada na recepção. No sistema multiportadora, apenas os símbolos transmitidos nas portadoras afetadas pelo desvanecimento são perdidos. Para evitar a ocorrência de erros em rajadas no sistema multiportadora, os símbolos transmitidos são “entrelaçados” antes de serem mapeados em  $N$  feixes de dados. Neste processo, as sub-portadoras adjacentes não transportam símbolos adjacentes, de modo que, se o desvanecimento afetar um grupo de sub-portadoras, não ocorrerão erros em rajada na recepção. Isto permite que o código corretor de erro atue efetivamente sobre os erros introduzidos.

A análise do sistema OFDM no domínio do tempo apresenta ainda outras vantagens com relação ao sistema de portadora única. Como o tempo de símbolo é tão longo quanto maior for o número de sub-portadoras utilizadas, o sinal OFDM torna-se mais robusto ao efeito do desvanecimento plano. Este fenômeno caracteriza-se por uma redução na potência do sinal recebido durante determinado intervalo de tempo. No caso do sistema de portadora única, como a taxa de transmissão é alta, o tempo de símbolo é pequeno, fazendo com que vários símbolos sejam perdidos durante a ocorrência do desvanecimento. No sistema multiportadora a ocorrência deste efeito afeta os  $N$  símbolos paralelos. Entretanto, se o número de sub-portadoras for suficientemente elevado, o tempo de símbolo torna-se muito maior do que a duração do desvanecimento e a interferência introduzida não acarreta na perda de símbolos

transmitidos. A Fig.4.19 ilustra o efeito do desvanecimento plano nos sistemas de portadora única e multiportadora.



**Fig.4.19 Efeito do desvanecimento plano nos sistemas de portadora única e multiportadora.**

Conforme mostra a Fig.4.19, no sistema de portadora única, os símbolos  $S_3$ ,  $S_4$  e  $S_5$  são afetados pelo desvanecimento plano, gerando erros em rajada na recepção. Os demais símbolos não são afetados. No sistema multiportadora, todos os símbolos são afetados pelo desvanecimento plano, mas a distorção introduzida não causa a perda de informação na recepção, visto que o tempo de sinalização é maior do que a duração do desvanecimento.

Como o tempo de símbolo OFDM torna-se  $N$  vezes maior do que o tempo de símbolo da transmissão serial, o sistema OFDM reduz significativamente a ISI introduzida pela sobreposição dos símbolos transmitidos, cuja causa é a dispersão temporal do canal. Em sistemas de portadora única com altas taxas de transmissão, a ISI compromete o desempenho da taxa de erro de bit se a duração da dispersão temporal do canal for da ordem de grandeza do tempo de símbolo. Os sistemas multiportadora são mais robustos aos efeitos da ISI pelo fato de apresentarem tempo de símbolo muito maior do que a dispersão temporal do canal. Esta robustez pode ser melhorada com a inserção de um tempo de guarda entre os símbolos adjacentes.

Embora as vantagens dos sistemas OFDM sejam evidentes, existem alguns problemas inerentes à esta técnica que limitam a sua utilização nos novos padrões de transmissão digital. Dois desses problemas são alvo de pesquisas em diversas instituições. O primeiro deles refere-se a complexidade de geração e detecção dos símbolos OFDM, que se eleva quando o número

de sub-portadoras é alto, devido à necessidade de sincronismo entre as mesmas. Desta forma, o número de sub-portadoras utilizadas deve ser uma solução de compromisso entre a estabilidade de fase e frequência e a capacidade de combater o desvanecimento seletivo em frequência.

O segundo problema está relacionado à amplificação do sinal OFDM para tornar possível sua transmissão, pois o mesmo apresenta uma alta relação entre sua potência de pico e sua potência média (*PAPR - Peak to Average Power Ratio*), uma vez que a primeira é muito maior do que a segunda. Isso exige que o amplificador de potência apresente uma região linear extensa, ou seja, o ponto de operação do amplificador deve estar muito abaixo do ponto de saturação, elevando o seu custo. Para minimizar o custo de implementação do sistema, os amplificadores de potência são projetados para alta eficiência, de modo que o ponto de operação fique próximo do ponto de saturação. Assim, é inevitável que os amplificadores ceifem os picos do sinal OFDM antes de transmiti-lo, introduzindo uma distorção não linear que degrada a qualidade do sistema.

#### 4.12 Geração e Detecção dos Sinais OFDM

O objetivo principal do sistema OFDM é aumentar a robustez do sinal em canais com multipercurso. É necessário, então, diminuir a taxa de sinalização no canal de comunicação sem reduzir a taxa de transmissão ou aumentar a ordem da modulação digital empregada.

Para que isto seja possível, utiliza-se a transmissão paralela dos dados, onde cada feixe modula uma sub-portadora, o que reduz a taxa de sinalização em função do número de sub-portadoras adotado. A Fig.4.20 apresenta um diagrama em blocos básico para a geração do sinal OFDM.

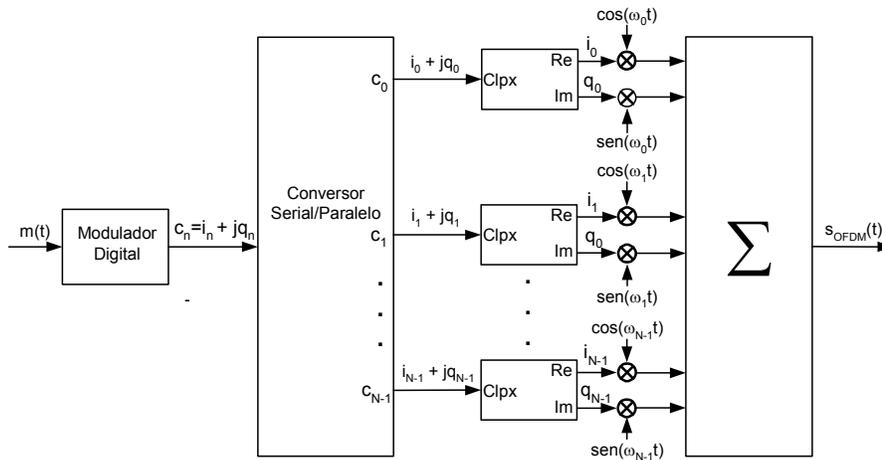


Fig.4.20 Diagrama em blocos do modulador OFDM.

A seqüência binária a ser transmitida,  $m(t)$ , é mapeada nos sinais em fase,  $i_n$ , e em quadratura,  $q_n$ , que compõem o sinal complexo,  $c_n$ . Este sinal é convertido em N feixes de símbolos complexos paralelos que modulam as sub-portadoras complexas. Isto significa que a parte real do símbolo de entrada modula a função co-seno de freqüência angular  $\omega_n$  e a parte imaginária modula a função seno de mesma freqüência. As N sub-portadoras são ortogonais entre si e o espaçamento entre sub-portadoras adjacentes é igual ao inverso do tempo de símbolo OFDM. Todas as sub-portadoras complexas moduladas são somadas, gerando o sinal OFDM.

A partir do diagrama em blocos apresentado na Fig.4.20, pode-se equacionar a geração do sinal OFDM, conforme mostrado a seguir.

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} R\{c_n e^{-j\omega_n t}\} \quad (4.29)$$

$$s_{OFDM} = \sum_{n=0}^{N-1} \Re\{(i_n + jq_n) \cdot [\cos(\omega_n t) - jsen(\omega_n t)]\} \quad (4.30)$$

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \Re\{i_n \cos(\omega_n t) - ji_n sen(\omega_n t) + jq_n \cos(\omega_n t) + q_n sen(\omega_n t)\} \quad (4.31)$$

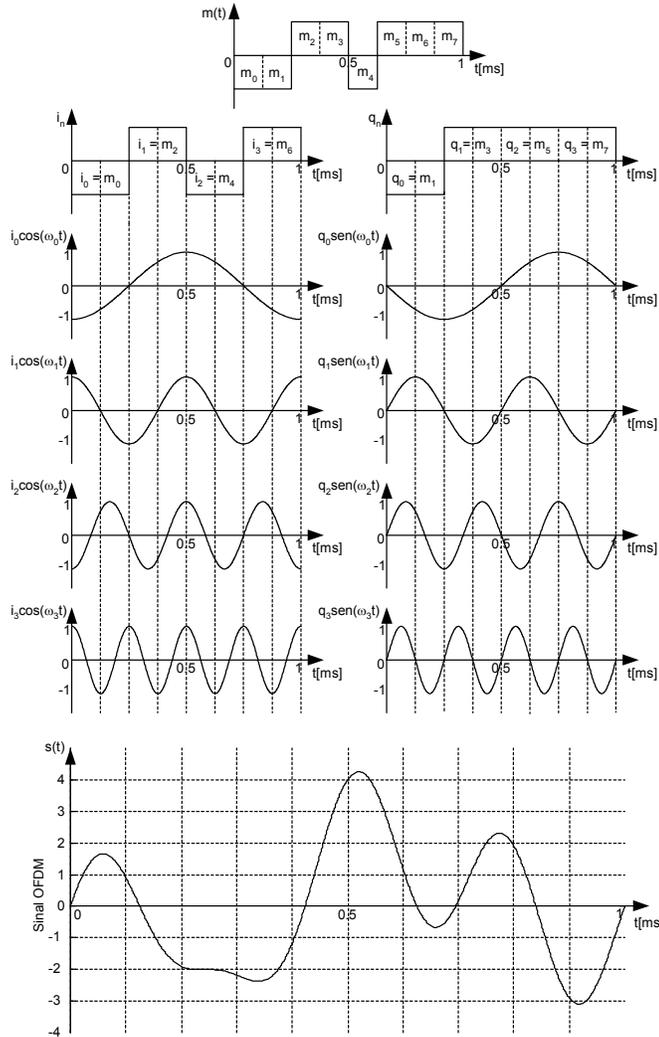
onde  $\Re\{\cdot\}$  corresponde à parte real .Finalmente, o sinal OFDM é expresso por

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [i_n \cos(\omega_n t) - q_n sen(\omega_n t)] \quad (4.32)$$

A Fig.4.21 ilustra a geração de um símbolo OFDM, cujas características são apresentadas na Tabela 4.7, onde se pode notar que os valores das N componentes  $c_n$  determinam as amplitudes das N sub-portadoras complexas.

**Tabela 4.7 Parâmetros para geração do símbolo OFDM.**

Modulação	QPSK
$R_b$	1 kb/s
$N$	4
$f_0$	1 kHz

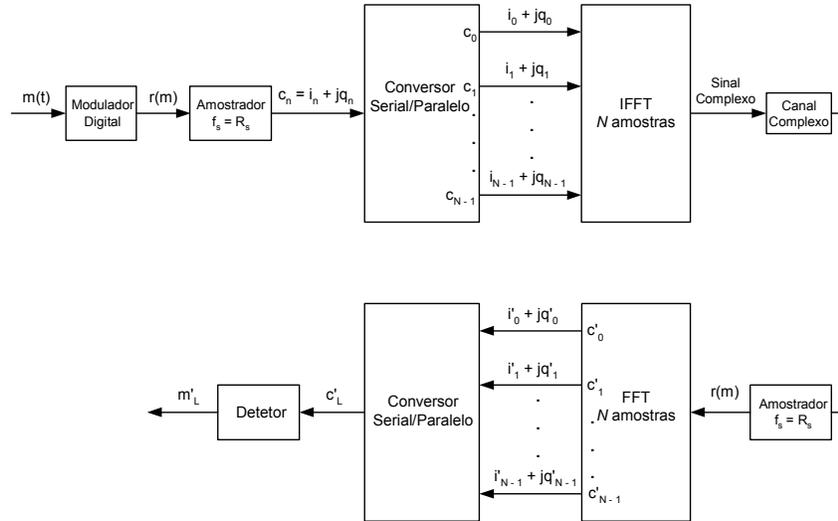


**Fig.4.21** Geração do sinal OFDM.

O valor da amplitude de cada sub-portadora é atualizado a cada T segundos, que corresponde ao tempo de símbolo OFDM.

Em um sistema OFDM, todos os N osciladores complexos do transmissor e do receptor devem estar em fase. Quanto maior for o número de sub-portadoras no sistema, maior será a dificuldade em se obter o sincronismo entre os osciladores, aumentando a complexidade de implementação, o que pode inviabilizar o uso desta técnica.

A Fig.4.22 apresenta o diagrama em blocos de um sistema OFDM implementado pelo Método da IFFT/FFT.



**Fig.4.22 Sistema OFDM utilizando o método da IFFT/FFT.**

Os padrões que utilizam o sistema OFDM empregam este método para implementar o transmissor e o receptor. As técnicas de processamento digital de sinais permitiram que sistemas OFDM com elevado número de sub-portadoras fossem empregados para a transmissão digital a altas taxas.

## 5 Rede de Frequência Única (SFN)

Uma das vantagens dos sistemas de *broadcast* digital é a capacidade de utilização de vários transmissores de baixa potência operando em uma única frequência. O sistema DVB-H assim como a maioria dos sistemas para *broadcast* terrestre, pode utilizar redes de frequência única (SFN) (*Single Frequency Network*)[1,3,11,13] para cobrir determinadas áreas de interesse.

Neste tipo de rede os transmissores são sincronicamente modulados com o mesmo sinal e irradiam na mesma frequência. Os sinais transmitidos por vários transmissores em diferentes localizações e seus múltiplos percursos são recebidos em tempos diferentes, ou seja, além da diferença de tempo entre os sinais recebidos os quais são transmitidos por diferentes transmissores, existe ainda uma diferença temporal entre a chegada de um sinal de um mesmo transmissor e seus múltiplos percursos. Dessa forma para o sistema COFDM, esta diferença temporal pode contribuir construtivamente até o limite de auto interferência da rede e, se o atraso dos sinais ultrapassarem o limite de tempo determinado pela razão do intervalo de guarda em relação ao tempo útil do símbolo OFDM, haverá uma interferência semelhante a introdução de ruído no sinal desejado. Deve ser notado que o impacto dos sinais atrasados fora do intervalo de guarda pode depender de soluções implementadas no receptor por cada fabricante. Para a escolha do tamanho do intervalo de guarda necessário para evitar a auto interferência de sinais, deve-se levar em conta a distancia máxima entre dois transmissores da rede. O modo 8k é o mais indicado para evitar a auto interferência de sinais, a utilização de um maior número de portadoras possibilita o carregamento da mesma quantidade de dados por um período mais longo, por outro lado há uma perda da capacidade de recepção de sinais em altas velocidades(> 120 Km/h) devido ao menor espaçamento em frequência entre as portadoras e a perda de ortogonalidade devido ao efeito *Doppler*. A tabela a seguir apresenta os valores máximos permitidos em Km para o multipercurso de um sinal ou diferença máxima percorrida pelos sinais emitidos por dois transmissores.

**Tabela 5.1 Máxima distância permitida em Km para sinais atrasados.**

<b>6MHZ</b>				
Modo/IG	¼	1/8	1/16	1/32
<b>2K</b>	22 Km	11 Km	6 Km	3 Km
<b>4K</b>	45 Km	22 Km	11 Km	6 Km
<b>8K</b>	90 Km	45 Km	22 Km	11 Km

<b>7 MHz</b>				
Modo/IG	<b>1/4</b>	<b>1/8</b>	<b>1/16</b>	<b>1/32</b>
<b>2K</b>	19 Km	10 Km	5 Km	2 Km
<b>4K</b>	38 Km	19 Km	10 Km	5 Km
<b>8K</b>	77 Km	38 Km	19 Km	10 Km
<b>8 MHz</b>				
Modo/IG	<b>1/4</b>	<b>1/8</b>	<b>1/16</b>	<b>1/32</b>
<b>2K</b>	17 Km	8 Km	4 Km	2 Km
<b>4K</b>	34 Km	17 Km	8 Km	4 Km
<b>8K</b>	67 Km	34 Km	17 Km	8 Km

**Tabela 5.2** Máximo atraso permitido em  $\mu\text{s}$  para sinais atrasados.

<b>6MHz</b>				
Modo/IG	<b>1/4</b>	<b>1/8</b>	<b>1/16</b>	<b>1/32</b>
<b>2K</b>	75 $\mu\text{s}$	37 $\mu\text{s}$	19 $\mu\text{s}$	9 $\mu\text{s}$
<b>4K</b>	149 $\mu\text{s}$	75 $\mu\text{s}$	37 $\mu\text{s}$	19 $\mu\text{s}$
<b>8K</b>	299 $\mu\text{s}$	149 $\mu\text{s}$	75 $\mu\text{s}$	37 $\mu\text{s}$
<b>7 MHz</b>				
Modo/IG	<b>1/4</b>	<b>1/8</b>	<b>1/16</b>	<b>1/32</b>
<b>2K</b>	64 $\mu\text{s}$	32 $\mu\text{s}$	16 $\mu\text{s}$	8 $\mu\text{s}$
<b>4K</b>	128 $\mu\text{s}$	64 $\mu\text{s}$	32 $\mu\text{s}$	16 $\mu\text{s}$
<b>8K</b>	256 $\mu\text{s}$	128 $\mu\text{s}$	64 $\mu\text{s}$	32 $\mu\text{s}$
<b>8 MHz</b>				
Modo/IG	<b>1/4</b>	<b>1/8</b>	<b>1/16</b>	<b>1/32</b>
<b>2K</b>	56 $\mu\text{s}$	28 $\mu\text{s}$	14 $\mu\text{s}$	7 $\mu\text{s}$
<b>4K</b>	112 $\mu\text{s}$	56 $\mu\text{s}$	28 $\mu\text{s}$	14 $\mu\text{s}$
<b>8K</b>	224 $\mu\text{s}$	112 $\mu\text{s}$	56 $\mu\text{s}$	28 $\mu\text{s}$

Observa-se através das tabelas acima que a utilização do canal de 6 MHz oferece maior robustez a auto interferência dos sinais oferecendo um intervalo de guarda de maior duração. Isto se dá pelo fato de que o período elementar  $T$  é inversamente proporcional a largura de banda do canal,  $7/64 \mu\text{s}$  para 8MHz,  $7/56 \mu\text{s}$  para 7 MHz,  $7/48 \mu\text{s}$  para 6 MHz e  $7/40 \mu\text{s}$  para 5 MHz, alterando-se o período elementar altera-se o espaço entre portadoras, o comprimento do símbolo e conseqüentemente o intervalo de guarda e a taxa útil de bits.

Cada célula SFN, consiste em um número de pontos de transmissão com mesma frequência, repetidores, e um encapsulador IP. Quando se entra em um segundo site com o sinal sendo retransmitido em uma diferente frequência significa que o receptor está em outra célula. A distribuição para uma célula é feita através de uma *backbone* baseada em IP.

Em cada célula da SFN, um encapsulador IP é responsável pelo encapsulamento de Multi-Protocolo (MPE) dos *datagramas* IP, pelo método *time slicing*, e também pela camada de seção de correção posterior de erro (MPE-FEC). Um adaptador SFN também será necessário em cada célula para sincronizar os transmissores através do sistema de posicionamento global (GPS). A saída do encapsulador de dados IP está no formato de uma *stream* de transporte MPEG-TS e será distribuído para cada ponto de transmissão dentro de uma célula.

Em um *head-end* DVB-H, um modulador neste padrão é alimentado pelo encapsulador de dados IP, desta forma o sinal será sincronizado, codificado e modulado, até que o sinal de RF modulado seja amplificado e transmitido.

Para as estações retransmissoras, o sinal deve ser recuperado através de um link de satélite, fibra óptica ou microondas e, re-modulado, sincronizado e retransmitido.

Um número variado de repetidores será necessário em cada célula, dependendo do número de construções e obstáculos presentes na região.

Para regiões onde se deseja recuperar o conteúdo e inserir novos serviços, será necessário um novo encapsulador IP, servidores para armazenamento de conteúdo, guia eletrônico de serviços, serviços móveis, CAS, entre outros, como equipamentos redundantes para maior confiabilidade do sistema, ou seja a reconstrução de uma estação principal a partir do conteúdo da primeira estação.

O DVB-H será implementado na L1 (Camada 1) da pilha de protocolos dos padrões GSM/GPRS/UMTS, como o TCP/IP. O sistema possui seu próprio protocolo para transmissões baseado nas tabelas de informações de serviços (SIT). A SIT determina o satélite de origem e destino se este estiver em uso, além da frequência de transmissão e recepção, compatibilidade com a rajada de dados e tráfego de modem para transmissões e recepções de tráfego IP e utiliza uma portadora de tráfego ATM/MPEG-2.

As redes DVB-H foram inicialmente projetadas para que os dados destinados aos equipamentos móveis fossem transmitidos hierarquicamente com os programas destinados aos receptores fixos DVB-T, compartilhando o mesmo multiplexador. Este sistema surgiu como

uma forma de aperfeiçoar o sistema europeu quando comparado ao japonês ISDB-T[6] que já possuía como característica a transmissão de dados hierárquica para receptores móveis. Atualmente o sistema hierárquico está dando lugar às redes dedicadas, ou seja, a transmissão de serviços para os receptores móveis, sem compartilhamento do multiplexador com o sistema DVB-T, utilizando-se toda a banda de um canal de TV para a transmissão de vários vídeos codificados em baixa taxa.

A seguir apresenta-se um diagrama de uma rede DVB-H.

## DIAGRAMA DE REDE SFN DVB-H

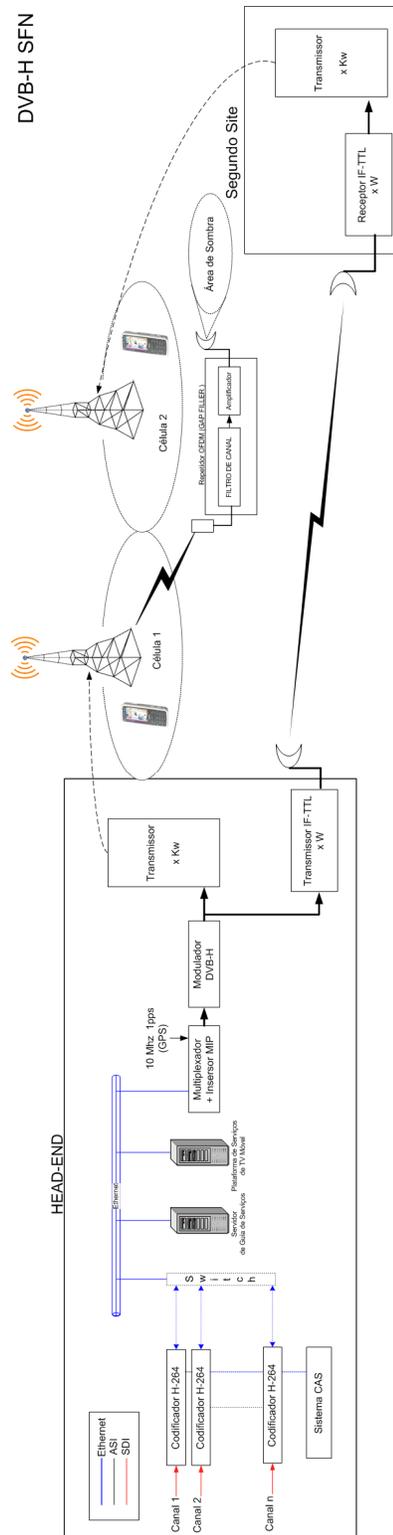


Fig.5.1 Diagrama simplificado de red DVB-H dedicada.

## 5.1 Conteúdo

O conteúdo enviado para os equipamentos móveis variam entre páginas HTML, figuras, textos, vídeos ao vivo, vídeos pré-gravados, áudio, e serviços em geral. Normalmente para a retransmissão de canais em tempo real, é necessário a captação do sinal de um determinado programa via satélite, cada canal captado deverá passar por um codificador MPEG-2/H.264, onde será codificado em uma baixa taxa utilizando as resoluções de vídeo da Tabela 2.2. Na saída do codificador a *stream* de vídeo receberá um IP de saída, o codificador se conectará em uma LAN(*Local Area Network*) e a *stream* de vídeo estará disponível para ser multiplexada pelo encapsulador IP.

O Conteúdo de vídeo e áudio podem também ser pré gravados, logo pode-se armazenar conteúdo em um servidor de VOD(*Video On-Demand*), controlar a seqüência de vídeos que entrarão no ar, e sua programação.

## 5.2 Encapsulador IP

O encapsulador IP faz o papel de multiplexador do sistema, fornece a cada serviço um número PID (*Packet Identifier*) e, coloca em fila todos os dados que serão transmitidos e encapsula em MPEG-TS. Este equipamento possibilita a configuração de taxas, economia de energia através da configuração dos parâmetros das rajadas de dados e, supervisão da multiplexação. Em alguns equipamentos também é possível inserir o MIP(*Megaframe Initialization Packet*) que através de um GPS (*Global Positioning System*) sinalizará outros transmissores e sincronizará a rede.

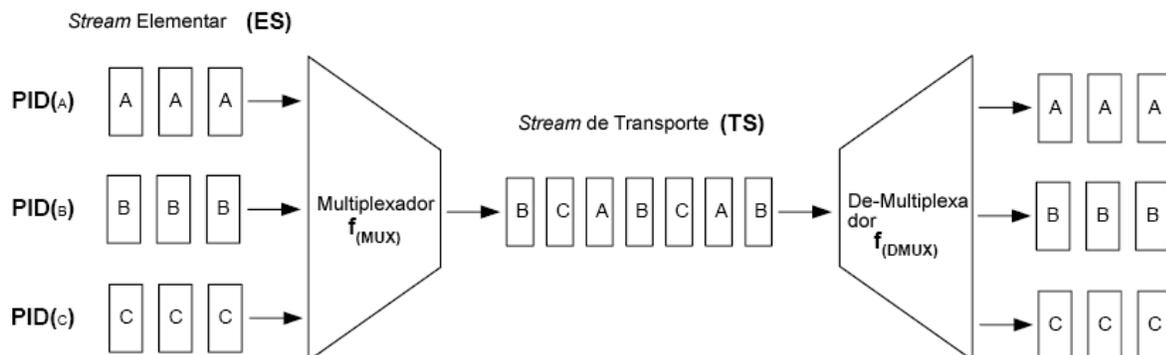


Fig.5.2 Estrutura do encapsulador IP.

A partir da Fig.5.2, se pode observar como o encapsulador IP, coloca em fila os pacotes de cada *stream* com seus respectivos PID(*Packet Identifier*) e, após a transmissão, esses pacotes são recuperados por um equipamento desconcentrador, que será responsável pela demultiplexação ou recuperação dos pacotes para possível re-inserção de conteúdo em um segundo *site*, e re-modulação para retransmissão.

### **5.3 Modulador(Exciter)**

O Modulador DVB-H, como mostrado na seção 3 na pág 55, recebe todos os dados encapsulados em MPEG-TS [59], codifica, sinaliza, e modula em COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), onde cada símbolo COFDM é convertido de FI (Frequência Intermediária) e desta para a frequência desejada e amplificada pelos módulos do transmissor.

### **5.4 Transmissores**

Como os transmissores de TV, especialmente os transmissores de alta potência produzem emissões fora do canal, conhecidos como sinais espúrios, um cuidado deve ser tomado no projeto de estágios de baixa potência desses transmissores para evitar a emissão de espúrios e, também a não linearidade dos amplificadores de potência gerem emissões fora do canal nominal e particularmente nos canais adjacentes.

Nos canais adjacentes, emissões espúrias de transmissores analógicos serão vistas pelos receptores digitais como uma interferência de co-canal.

Para se evitar a emissão de espúrios, filtros devem ser utilizados na saída do transmissor ou utilizar *combiners* seletivos de RF.

Os transmissores digitais possuem mecanismos de proteção contra excesso de potência refletida e, este fenômeno que manifesta através do surgimento de uma onda estacionária.

A reatância indutiva também provoca o surgimento de um fenômeno denominado sobre tensão. Os picos de amplitude da tensão defasada com os da tensão gerada são somados gerando uma tensão induzida que em parte é refletida ao gerador. O surgimento da tensão refletida provoca também a potência refletida da carga para o gerador. A interação entre sinal incidente e sinal refletido criará a chamada onda estacionária.

A onda estacionária pode ser dimensionada pela relação entre tensão incidente e tensão refletida. Esta relação é chamada de VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) e, possui um

índice de reflexão ( $\rho$ ) que determina o percentual de tensão refletida. Por exemplo:

$$\begin{aligned} \text{VSWR} = 1.1 & \quad 10\% \text{ tensão refletida} \\ & \quad 90\% \text{ tensão incidente} \end{aligned}$$

Para a migração de transmissores analógicos para digitais, é necessário garantir um VSWR de pelo menos 1.3 (17 dB) para a maioria dos transmissores digitais. Logo se houver um excesso de reflexão, o transmissor irá se auto desarmar para proteção.

### 5.5 Máscara Espectral

O nível do espectro, fora da banda, alocado para a transmissão do sinal de televisão deve ser reduzido, aplicando-se uma filtragem adequada. Os pontos limites da máscara espectral, para os casos onde a transmissão digital terrestre é co-localizada devem obedecer as potências irradiadas pelos transmissores do canal em questão e dos canais adjacentes. A máscara do espectro da transmissão para as condições “não-crítica”, “sub-crítica” e “crítica” deve estar de acordo com a Fig.5.3, onde a atenuação expressa a relação em dB entre a potência medida em uma banda de 10 kHz e potência total de transmissão[74].

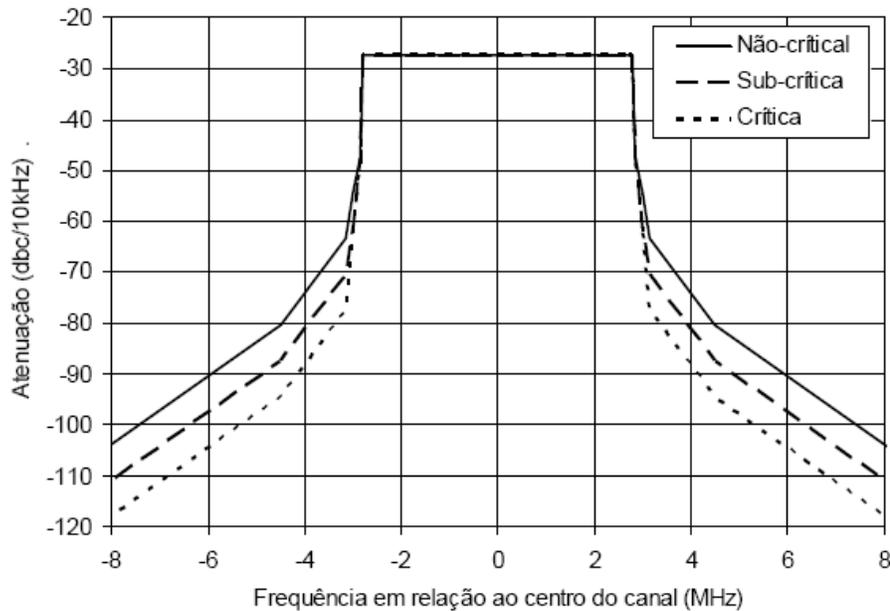


Fig.5.3 Máscara espectral para canais de 6 Mhz.

## 5.6 Repetidores de Sinal (GAP-Fillers)

Os chamados *GAP-Fillers*, são equipamentos responsáveis por receber um sinal da estação principal, filtrar, amplificar e re-irradiar o sinal DVB-T/H em baixas potências, não utiliza remodulação, é uma forma de cobrir áreas onde o sinal principal não atende ao mínimo especificado pelo equipamento receptor.

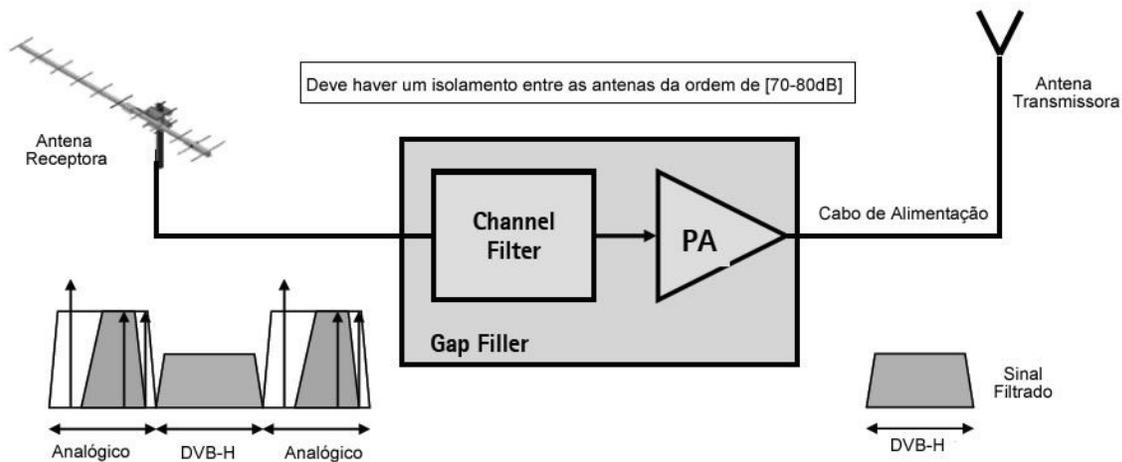


Fig.5.4 Estrutura de *GAP-Filler*.

O atraso introduzido pelo processo de recepção, amplificação e transmissão deve ser menor que o intervalo de guarda utilizado. Um atraso típico é de  $5 \mu\text{s}$  [9,11] e, desta forma não haverá interferência devido a recepção de sinais da estação principal e de repetidores.

O maior obstáculo dos repetidores de sinal, é que este pode também receber o sinal que está sendo transmitido por ele próprio, criando uma espécie de *loop* de realimentação que gera dois tipos de problemas: o efeito do *ripple* na função de transferência do equipamento, e instabilidade do equipamento. Logo, deve se levar em conta o isolamento (*Decoupling* ( $\beta$ , dB)) entre a saída e a entrada do repetidor, os valores  $\beta$  recomendados são da ordem de e 70-80 dB [75].

## 5.7 Retransmissor (Relay Station)

Nas redes de frequência única deve-se transmitir os sinais de forma sincronizada, ou seja todas as torres de transmissão devem irradiar o sinal ao mesmo tempo. A estação principal deverá

alimentar todas as estações retransmissoras, ou apenas algumas retransmissoras, e estas deverão se comunicar com terceiras através de *links* (satélite, fibra óptica, microondas, etc.). As linhas de visada e distâncias irão determinar quais estações estarão interconectadas. Na estações de transmissão, um equipamento GPS (*Global Positioning System*) conectado ao encapsulador IP ou a um equipamento específico para adaptação, insere um sinal de referência (10 MHz, 1 pulso por segundo) para sinalização de sincronismo [79].

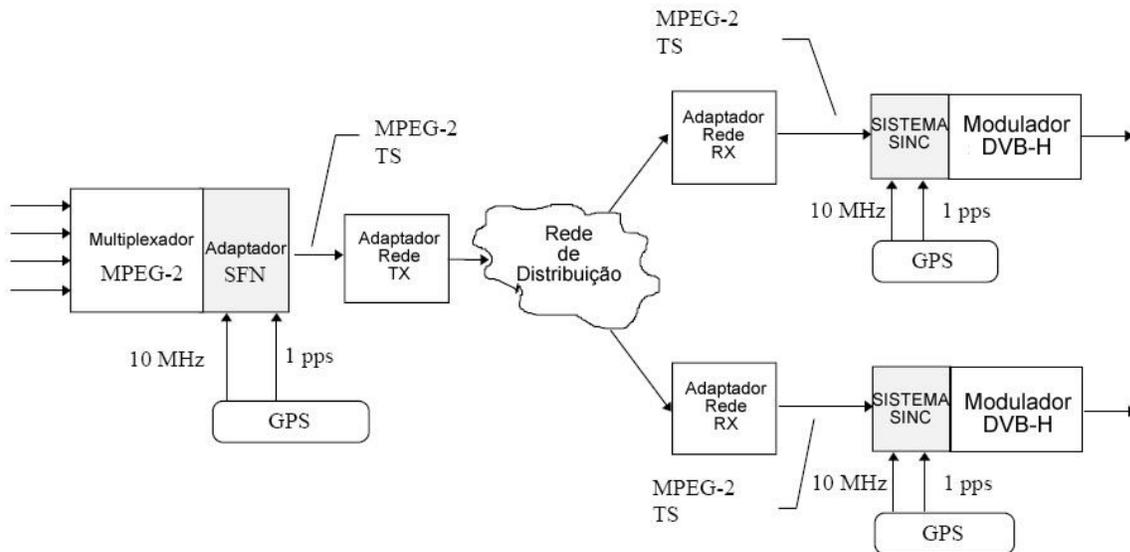


Fig.5.5 Rede primária de distribuição com adaptação SFN.

## 5.8 Adaptador SFN

O adaptador SFN, pode ser um equipamento específico ou estar acoplado a outro equipamento como o encapsulador IP [11]. Este adaptador forma o mega-quadro que consiste em 8 quadros DVB-T/H no modo 8k, 16 no modo 4k e 32 quadros no modo 2 K, e insere um pacote de inicialização de mega-quadro (MIP) com um valor PID dedicado. O  $MIP_M$  possibilita a identificação do ponto de início (primeiro pacote) em um mega-quadro  $M+1$ . Isto é realizado através da utilização de um ponteiro carregado pelo próprio  $MIP_M$  para indicar sua posição em relação ao início do mega-quadro  $M+1$ .

A diferença de tempo entre o último pulso do “um pulso por segundo” de referência derivado do equipamento GPS, que precede o início do mega-quadro  $M+1$  e o início atual (primeiro bit do primeiro pacote) deste mega-quadro  $M+1$  é copiado no  $MIP_M$ . Esse parâmetro é chamado de selo de tempo de sincronismo (STS).

A duração do mega-quadro depende exclusivamente da largura de banda do canal e proporção do intervalo de guarda, variando entre 0,5 segundos (IG:1/32, BW: 8 MHz) a 0,97 segundos (IG:1/4, BW:5 MHz)[79] .

### **5.8.1 Sincronismo de Redes SFN**

Para sincronizar uma rede de frequência única (SFN)[8,11,79] , é importante lembrar que o mega-quadro (MIP) responsável por sincronizar todas as estações , é inserido antes da modulação. Logo além do atraso regular devido ao espaço físico entre as diferentes estações, é necessário computar o atraso de processamento da informação pelo modulador, e demais atrasos que podem ser configurados manualmente por operadores. A seguir são listados alguns parâmetros para sincronismos de um transmissor digital.

- Atraso Máximo: Período entre a saída do sinal da estação principal (*head-end*) onde foi inserido o mega-quadro (MIP) e sua transmissão via antena.
- Atraso de Rede: Tempo de propagação do sinal entre a inserção do MIP na estação principal e a entrada do modulador na estação retransmissora. Este atraso depende do tipo de canal de propagação utilizado. Este atraso é referente aos tempos T1 e T2 da Fig.5.8.
- Atraso de Processamento: Tempo utilizado pelo modulador para processar o sinal recebido e, depende dos parâmetros de modulação.
- Atraso dinâmico (Tmax): Período de tempo pelo qual o processamento de sinais é manualmente atrasado para a obtenção de um determinado tempo de transmissão.

Na Fig.5.6, pode-se observar que, para a construção de uma rede SFN, no ponto de recepção do sinal, a diferença temporal entre os vários sinais que chegam ao receptor móvel devem ser menores que o tempo de intervalo de guarda utilizado (IG). Neste caso se não houver o sincronismo entre as diferentes estações retransmissoras do sinal, o intervalo de guarda estará sendo subutilizado, ou seja o receptor irá receber além dos multipercursos comuns ao ambiente de recepção, sinais atrasados com alta potência gerados por uma estação não sincronizada.

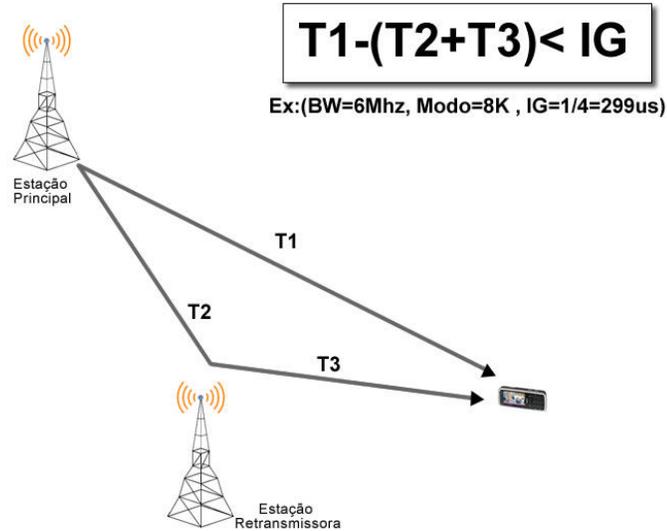


Fig.5.6 Atrasos de sinais referentes a diferentes estações em uma rede SFN.

Uma rede de frequência única deve ser projetada para ser expandida sem a necessidade de paralisação de sua operação. Para que todos os transmissores entrem em operação ao mesmo tempo, é necessário um ajuste de atraso em cada estação da rede. Como pode ser observado na Fig.5.7.

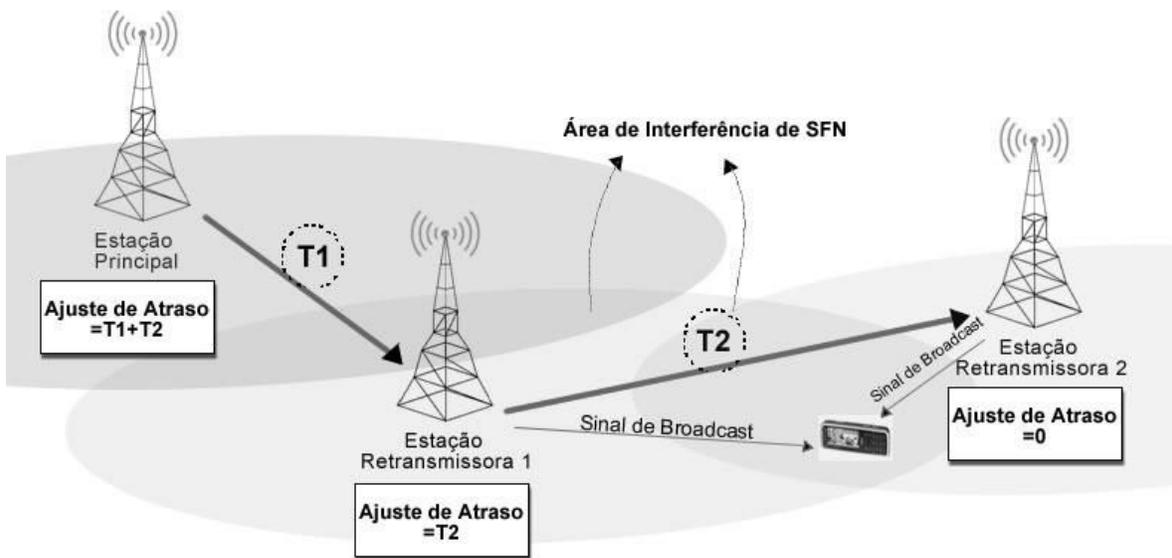


Fig.5.7 Ajuste de atraso em retransmissores de SFN.

Pode-se observar na Fig.5.7, que se os ajustes de atraso forem configurados com tempos determinados como  $T1+T2$ , para a topologia de rede ilustrada, ao adicionar-se uma terceira

estação retransmissora na rede, seria necessário a adição de uma constante  $T_3$  a cada ajuste anterior a estação 3, e para isso seria necessário paralisar a operação. Desta forma utiliza-se dois métodos de ajustes temporais para o sincronismo das estações, o primeiro método conhecido como *coarse-tuning* [66] se baseia em configurar (*set*) um atraso máximo ( $T_{max}$ ) para a estação principal, este valor máximo deve ser calculado previamente prevendo o crescimento da rede. Neste caso até a rede não alcançar o tamanho máximo, o último transmissor também terá que aguardar um tempo para transmitir o sinal, a desvantagem da utilização deste método é o excesso de atraso na transmissão dos sinais quando comparado aos sistemas analógicos.

O segundo método utilizado é o *fine-tuning*, onde um *offset* de tempo é adicionado no ajuste temporal do método de *coarse tuning* para cada estação de transmissão, como pode ser observado na Fig.5.8. Desta forma com o mesmo ajuste para todas as estações é possível fazer com que a última estação não tenha que esperar para retransmitir, otimizando o tempo de atraso da rede.

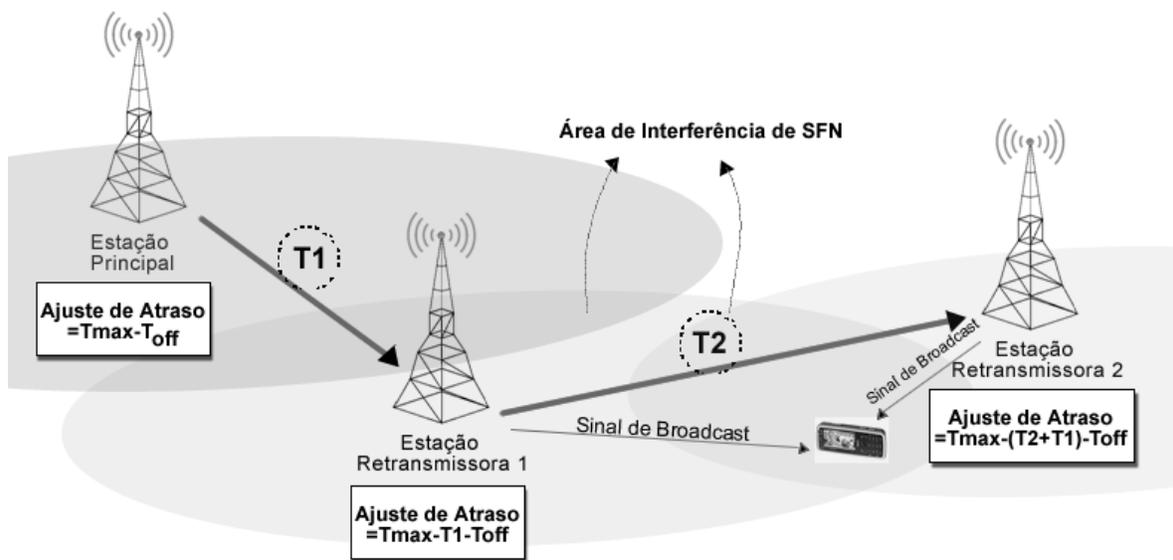


Fig.5.8 Método de ajuste *fine-tuning* para sincronismo de redes SFN.

## 5.9 Adaptadores de Rede TX/RX

Os adaptadores de rede mostrados na Fig.5.5 representam todos os equipamentos necessários para uma conexão transparente da MPEG-TS entre a estação principal e as estações

retransmissoras. O atraso máximo permitido entre os multipercursos da rede suportado pelo sistema de sincronismo (SINC) é de aproximadamente 1 segundo[79].

### 5.10 Sistema CAS (Control Access System)

O controle de acesso condicional aos usuários dependem da criptografia dos dados enviados e de chaves para descriptografar o conteúdo no receptor.

No estágio da codificação através de codificadores MPEG-2/H.264, uma palavra de controle (CW) é utilizada para criptografar os dados de um programa e, a mesma palavra é utilizada para reverter o processo no receptor. Um exemplo de algoritmo utilizado para criptografar é o AES-CTR 128 bits[11]. Esta palavra de controle é modificada periodicamente, a cada período de criptografia.

Um cenário geral do sistema CAS é mostrado na Fig.5.9.

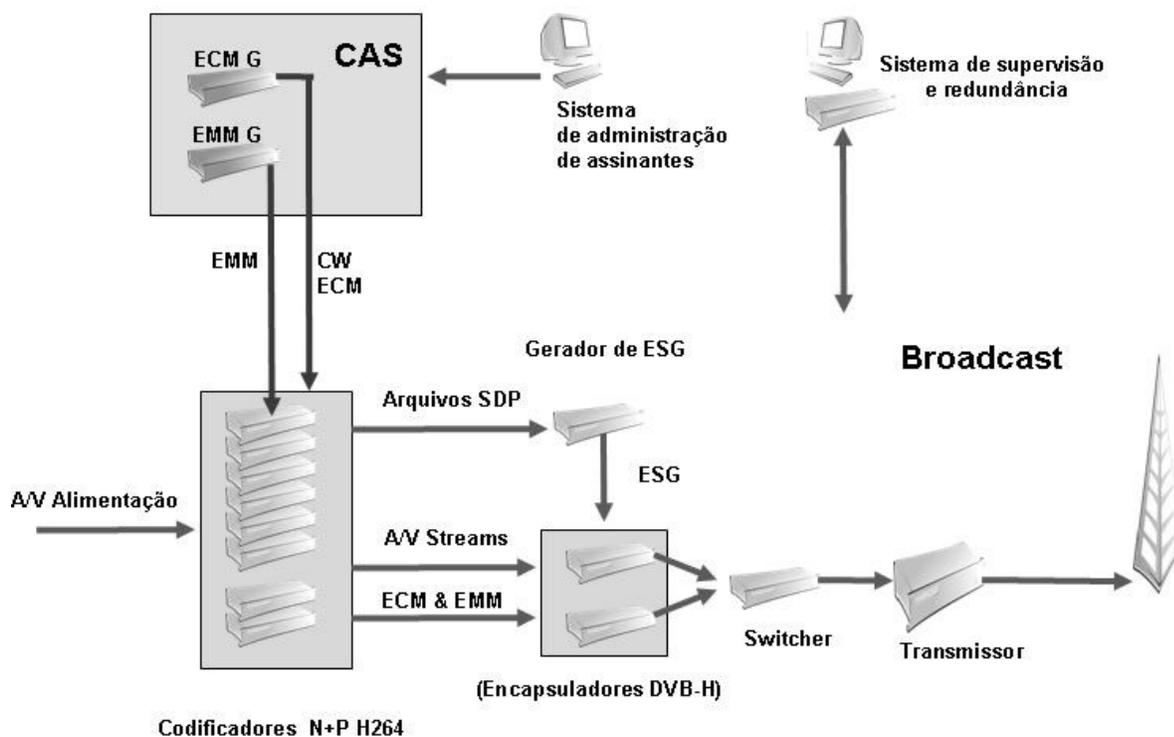


Fig.5.9 Sistema CAS.

#### ECM(Entitlement Control Message)

Mensagem de controle contendo a palavra de controle(CW) e, o algoritmo de criptografia é específico para cada sistema CAS.

A sinalização é feita via arquivo SDP(*Session Description Protocol*).

### EMM (Entitlement Management Message)

Contém a informação para atualizar os direitos de acesso de assinantes.

A sinalização é feita via arquivo SDP(*Session Description Protocol*).

### Gerador de EMM(EMM-G)

O EMM-G gera e envia as mensagens EMM para os codificadores MPEG-2/H.264.

### Gerador de ECM (ECM-G)

A cada período de criptografia, o codificador MPEG-2/H.264 envia uma palavra de controle(CW) para o gerador ECM-G, este replica com uma mensagem ECM.

Os codificadores enviam estas mensagem para os receptores via arquivo SDP (*Session Description Protocol*), cada codificador cria dois arquivos SDP, o primeiro para o serviço criptografado, que sinaliza a presença de *streams* com mensagens ECM, e o segundo para o serviço de EMM, sinalizando a presença de *streams* com EMM.

## 6 Comparação entre Sistemas Móveis

Os principais sistemas para *broadcast* terrestre de áudio/vídeo e serviços multimídia COFDM para dispositivos móveis portáteis são DVB-H (europeu), o T-DMB (Coreano), ISDB-Tmm (japonês), *Media-FLO* (americano). Na Tabela 6.1 é possível verificar as similaridades e particularidades desses sistemas.

Observando a Tabela 6.1, pode-se verificar que as vantagens oferecidas pelo sistema DVB-H foram supridas nos sistemas recém projetados para mobilidade, como é o caso do sistema *Media-FLO*, que adotou parâmetros específicos para melhor desempenho em mobilidade, adotando as técnicas de *time-slicing*, turbo codificação, CRC para verificação de erros nos pacotes recebidos e sinalização para controle de iterações, no caso de não detecção de erros nos pacotes recebidos, o turbo codificador não executa mais de uma iteração e o decodificador de *Reed-Solomon* apenas retira a paridade do código, não necessitando de decodificação. Este método reduz o processamento e economiza a bateria do dispositivo móvel. O sistema ISDB-T [6], segmentou o espectro de transmissão, onde cada segmento pode carregar um serviço móvel de forma independente. Este sistema foi chamado de ISDB-Tmm(*Multimídia Móvel*), apresentou entrelaçadores temporais, gerando ganho em relação a duração de ruídos impulsivos no canal de transmissão, além de adicionar a modulação D-QPSK e inserir 3 níveis hierárquicos em seu sistema. O sistema proposto para economia de energia da bateria para dispositivos móveis, se refere a demodulação de apenas uma faixa estreita do segmento central do espectro de transmissão, ao contrário do padrão DVB-H, o qual necessita da demodulação de toda a largura de banda. O sistema *Media-FLO* de forma semelhante, segmentou o espectro em partes para separar serviços e, se o usuário estiver apenas interessado no áudio do canal, é possível o desligamento do vídeo que estará sendo transportado por portadoras independentes. O receptor então irá apenas demodular as portadoras referentes ao serviço escolhido, economizando em processamento e novamente a bateria do dispositivo[76].

O padrão coreano T-DMB, é uma variação do padrão de rádio digital DAB(*Digital Áudio Broadcast*) europeu, com a adição de códigos corretores de erros. Este sistema possui semelhanças em relação ao sistema DVB-H, porém possui uma maior flexibilidade de taxas e um sistema com pior aproveitamento da bateria, provavelmente pelo fato de que utiliza menores larguras de banda (1,5 Mhz), ou seja o tempo útil dos símbolos OFDM será reduzido,

e o tempo de desligamento do *tunner* do receptor será menor, desta forma o método para economia de bateria é descrito como *micro time slicing*.

**Tabela 6.1 Comparação entre sistemas móveis.**

Parâmetros	DVB-H	ISDB-T	MEDIA-FLO	T-DMB
Largura de Banda (MHz)	5,6, 7, 8	6	5, 6, 7, 8	1,536
Tamanho da FFT	8k, 4k, 2k	8k, 4k, 2k	4k	0.25k, 0.5k, 1k, 2k
Intervalo de Guarda (ms)	1/4 , 1/8 , 1/16 , 1/32	1/4 , 1/8 , 1/16 , 1/32	1/8	1/4 , 1/8 , 1/16 , 1/32
Tipo de Modulação	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM, DQPSK	QPSK, 16-QAM	DQPSK
Modulação de Portadora	COFDM	BST-COFDM	COFDM	COFDM
Proteção contra erros	Multiplexação: MPE-FEC (Taxas:1/2 , 2/3, 3/4 ,5/6, 7/8)	-	-	-
	Outer Coder: Reed Solomon(188/204)	Outer Coder: Reed Solomon(188/204)	Outer Coder: Reed Solomon(188/204)	Outer Coder: Reed Solomon Block com variação de Taxa
	Inner Coder: Codificador Convolutacional	Inner Coder: Codificador Convolutacional	Inner Coder: Turbo Codificador Convolutacional	Inner Coder: Codificador Convolutacional
Taxa dos Códigos Convolutacionais	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	1/5, 1/3 , 1/2 ,2/3	1/4, 3/8, 1/2, 3/4 4/9, 4/7, 2/3, 4/5
Entrelaçamento Temporal	Praticamente até 1000ms dependendo da seleção do MPE-FEC, tipicamente 200-500 ms	0, 100 ,200 e 400 ms	200 ou 500 ms	384 ms
Método de Economia de energia	<i>Time slicing</i>	*NA	Time Management (MLC "Wake Up")	Micro- Time Slicing
Pilha de Protocolos	Camada IP	MPEG-4	MAC	MPEG-4
Taxa de dados teórica (Mbit/s)	1,9 – 23,7 Mbps (Canal de 6Mhz)	3,65 Mbps (280,85 Kps/seg) a 23,2 Mbps (1,7 Mbit/seg)	2,8 a 11,2 Mbps (6 Mhz) 3,7 a 14,9 Mbps (8 Mhz)	1,06- 2.3 Mbps
Número de Serviços	Máximo ~78 (8Mhz,64-QAM,FEC 7/8,IG 1/32, Sem MPE-FEC), Taxa reservada por programa ~400 kps, prático 9 programas com qualidade em 6 MHz	13 Serviços Móveis (1 por Segmento)	20 Serviços Móveis em 6 MHz	4 Serviços Móveis

<b>Parâmetros</b>	<b>DVB-H</b>	<b>ISDB-T</b>	<b>MEDIA-FLO</b>	<b>T-DMB</b>
<b>Duração Bateria</b>	(1600mAh ~4 horas)	800 mAh - 2 horas	(1600mAh ~4 horas)	800 mAh - 2 horas
<b>Particularidades</b>	Metodologia de segmentação de dados no tempo para economia de bateria	Flexibilidade de Configuração de parametros para cada camada de transmissão de forma independente	Transmissão de áudio e vídeo em portadoras independentes	Flexibilidade para canais de 1,5 Mhz
	Modulação hierárquica	Segmentação do espectro de frequências	Modulação hierárquica	
			Turbo codificador	
			Alteração de taxas RS de Bloco	
		CRC		

Os últimos padrões apresentados ao mercado, são referentes ao *broadcast* via satélite para dispositivos móveis, como é o caso do sistema europeu DVB-SH (*Digital Video Broadcast-Satellite Handheld*), e o Chinês CMMB-STiMi (*China Mulimidia Mobile Broadcast – Satellite and Terrestrial Interactive Mulimidia Service Infrastructure*). As técnicas de transmissão adotadas por ambos os sistemas são similares, o padrão chinês opera em 2.6 Ghz, utilizando uma banda de 25 Mhz, oferecendo 25 canais de vídeo, 30 canais de áudio, e alguns canais de dados adicionais, enquanto o padrão europeu ainda em desenvolvimento irá operar em frequências abaixo de 3 Ghz. O padrão europeu já apresenta o uso de turbo codificação como método de correção de erros, modulação OFDM entre o satélite e dispositivos portáteis, e satélite e repetidores em solo (DVB-SH-A). Além da opção de utilização de TDM (*Time Division Multiplex*) para o *link* de satélite descrita como DVB-SH-B.[80]

## 6.1 ISDB (Integrated Services Digital Broadcasting)

### 6.1.1 Introdução

ISDB (*Integrated Services Digital Broadcasting*)[6] é o padrão de radiodifusão de serviços *multimidia* proposto e adotado pelo Japão e adotado pelo Brasil para a transmissão de canais abertos de TV. O Sistema integra sistematicamente vários tipos de conteúdo digital, onde cada um desses conteúdos podem acomodar uma variedade de serviços terrestres digitais como HDTV, SDTV, e também *multimidia* móvel(LDTV).

Este padrão possui uma série de similaridades com os padrões DVB-T/DVB-H/DMB, onde através da utilização da codificação MPEG-2 e processos de multiplexação, provê a transmissão de multiprogramas para diferentes condições de recepção através de transmissão hierárquica, os parâmetros para cada camada podem ser escolhidos independentemente.

A *transport stream* é remultiplexada e arranjada em grupos (segmentos) anteriormente a modulação OFDM. Após a codificação de canal os segmentos de informação são organizados em segmentos OFDM, cada um contendo uma largura de banda de  $B_0/14$  MHz ( $B_0=6$  MHz).

A Fig.6.1, ilustra a segmentação de canal RF em 13 segmentos de banda, logo  $B_0=6$  e cada segmento possui  $6/14=428,57$  KHz.

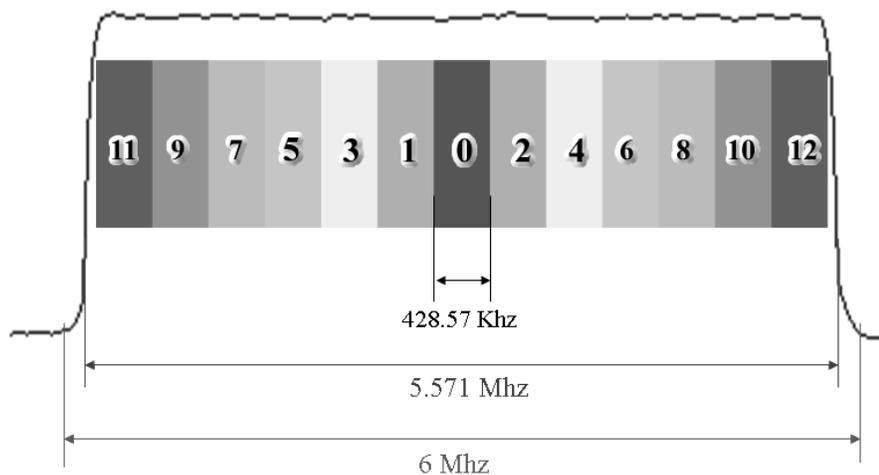


Fig.6.1 Espectro do canal de RF segmentado.

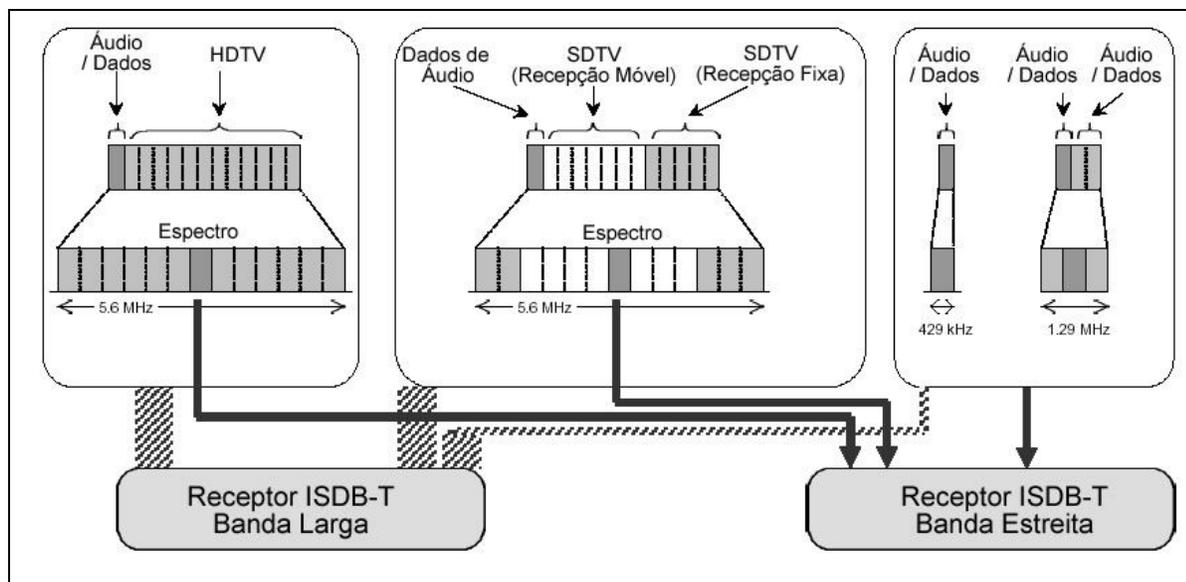
### **6.1.2 Transmissão Hierárquica**

No sistema ISDB-T, os parâmetros de transmissão do esquema de modulação das portadoras OFDM, a taxa de código do *inner code* e o tamanho do entrelaçador temporal podem ser independentemente aplicados para cada segmento de informação. A transmissão hierárquica é caracterizada pela transmissão de grupos de segmentos OFDM possuindo diferentes parâmetros de transmissão em um mesmo canal. O máximo de três camadas ( três diferentes grupos de segmentos) podem ser transmitidos em um canal ao mesmo tempo. Ou seja, um programa HDTV será enviado em uma destas camadas podendo-se configurar parâmetros apropriados para sua transmissão, assim como os programas destinados aos equipamentos móveis, áudio e SDTV poderão ser transmitidos em outras camadas com diferentes parâmetros.

### **6.1.3 Recepção Parcial para Equipamentos Móveis**

Através da limitação do intervalo de entrelaçamento em frequência em um único segmento, é possível a separação de um segmento independente dos outros 12 segmentos,.

Deste modo, a recepção parcial dos serviços contidos em um canal de transmissão podem ser obtidos utilizando um receptor de banda estreita que possui uma largura de banda de um segmento OFDM, logo para os serviços destinados aos equipamentos móveis portáteis utiliza-se o segmento central do canal segmentado (sistema padrão) ou 13 segmentos móveis (ISDB-Tmm), bem como outros modos de transmissão podem ser observados na figura abaixo:



**Fig.6.2 Diagrama de transmissão ISDB-T hierárquica e recepção parcial.**

Na Fig.6.2, observa-se diferentes exemplos de transmissões ISDB-T em um canal de 6MHz , HDTV + Áudio/Dados, SDTV(Móvel) + SDTV( Fixo) + Áudio/Dados e a opção de utilização de um e três segmentos para Áudio/Dados.

Na Tabela 6.2, observa-se os parâmetros possíveis dos segmentos para a transmissão em 6 MHz.

Tabela 6.2 Parâmetros dos segmentos do sistema ISDB-T para 6 MHz.

Modo	Modo 1 (2K)		Modo 2 (4K)		Modo 3 (8K)	
	Ns (menor ou igual a 13), Ns = Nº de Segmentos					
Número de Segmentos	6000/(14 x Ns + 6000/(14 x 108) KHz		6000/(14 x Ns + 6000/(14 x 216) KHz		6000/(14 x Ns + 6000/(14 x 432) KHz	
Largura de banda	6000/(14 x Ns + 6000/(14 x 108) KHz		6000/(14 x Ns + 6000/(14 x 216) KHz		6000/(14 x Ns + 6000/(14 x 432) KHz	
Número de Segmentos por Modulação Diferencial	nd					
Número de segmentos por Modulação Coerente	nd					
Espaçamento entre Portadoras	6000/(14x108)=3.968 .KHz		6000/(14x216)=1.9841 .KHz		6000/(14x432)=0.99206 .KHz	
Total	108 x Ns + 1		216 x Ns + 1		432 x Ns + 1	
Data	96 x Ns		192 x Ns		384 x Ns	
SP <sup>*1</sup>	9 x ns		18 x ns		36 x ns	
CP <sup>*1</sup>	nd + 1		nd + 1		nd + 1	
TMCC <sup>*2</sup>	ns + 5 x nd		2 x ns + 10 x nd		4 x ns + 20 x nd	
AC1 <sup>*3</sup>	2 x Ns		4 x Ns		8 x Ns	
AC2 <sup>*3</sup>	4 x nd		9 x nd		19 x nd	
Modulação	16 QAM, 64 QAM, QPSK		16 QAM, 64 QAM, QPSK		16 QAM, 64 QAM, QPSK	
Nº de símbolos por Quadro	204					
Duração Efetiva do Símbolo	252 µs		504 µs		1008 µs	
Intervalo de Guarda	63 µs (1/4), 31.5 µs (1/8), 15.75 µs (1/16), 7875 µs (1/32)		63 µs (1/4), 31.5 µs (1/8), 15.75 µs (1/16), 7875 µs (1/32)		63 µs (1/4), 31.5 µs (1/8), 15.75 µs (1/16), 7875 µs (1/32)	
Duração do Quadro	64.26 ms (1/4), 57.834 ms (1/8), 54.621 ms (1/16), 53.0145 ms (1/32)		128.52 ms (1/4), 115.668 ms (1/8), 109.242 ms (1/16), 106.029 ms (1/32)		257.04 ms (1/4), 231.336 ms (1/8), 218.464 ms (1/16), 212.058 ms (1/32)	
Taxa do Relógio FFT	512/63=8; 126984 MHz					
Taxa de Código (Inner Code)	Código Convolutacional (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)					
Codificador Reed Solomon (Outer Code)	RS (204, 189)					
Entrelaçador Temporal	0 ~ 0.5 s					
Taxa Util de Bits	3.661Mbps ~ 23.234 Mbps					

\*1 SP (Pilotos espalhadas), e CP (Pilotos contínuas) utilizadas para sincronismo em frequência e estimação de canal  
 \*2 TMCC (Controle Configuração de Transmissão e Multiplexação) carrega informação dos parâmetros de transmissão  
 \*3 AC (Canal Auxiliar) carrega informação para a rede de operação.

Como se pode observar na Tabela 6.2, o sistema possui uma série de parâmetros que podem ser aplicados para cada segmento de dados, por exemplo, pode-se definir que será aplicado para dados de vídeo destinados a equipamentos móveis a seguinte configuração:

**Modo:** 1 (2 k) – Escolha do total de portadoras OFDM, quanto menor o número de portadoras maior o espaçamento entre elas em uma dada largura de banda, ou seja menor será a probabilidade de interferência entre portadoras devido a desvios de fase, a taxa de bits transmitidos é reduzida.

**Ns:** 13 – Divisão da largura de banda em 13 segmentos de 428,57 KHz.

**Largura de Banda:** 6 Mhz - (Largura de faixa de canais de TV no Brasil)

**Número de segmentos para modulação diferencial ( $n_d$ ):** 1 (1 de 13 segmentos é destinado a modulação diferencial DQPSK, ou seja destinado a dados para equipamentos móveis)

**Número de segmentos para modulação coerente( $n_s$ ):** 12 (Os doze segmentos são destinados aos dados por exemplo de um programa HDTV).

**Espaçamento entre Portadoras** –  $6000 / (14 \times 108) = 3.968$  KHz

**Número total de portadoras para todos os segmentos:**

*Total:*  $108 \times N_s + 1 = 108 \times 13 + 1 = 1405$  portadoras

*Dados:*  $96 \times N_s = 1248$  portadoras de dados

*SP:*  $9 \times n_s = 9 \times 12 = 108$  portadoras pilotos espalhadas

*CP:*  $n_d + 1 = 2$  portadoras pilotos contínuas

*TMCC:*  $n_s + 5 \times n_d = 12 + 5 \times 1 = 17$  portadoras de parâmetros de Transmissão

*ACI:*  $2 \times N_s = 2 \times 13 = 26$  portadoras de informação para operação de rede

*AC2:*  $4 \times n_d = 4 \times 1 = 4$  portadoras de informação para operação de rede

**Número total de portadoras apenas para o segmento móvel portátil:**

*Total:*  $108 \times N_s + 1 = 108 \times 1 = 108$  portadoras

*Dados:*  $96 \times N_s = 96$  portadoras de dados

*SP:*  $9 \times n_s = 9 \times 0 =$  nenhuma para portadoras pilotos espalhadas

*CP:*  $n_d + 1 = 0 + 1 = 1$  portadora pilotos contínua

*TMCC:*  $n_s + 5 \times n_d = 12 + 5 \times 1 = 17$  portadoras de parâmetros de Transmissão

*ACI:*  $2 \times N_s = 2 \times 1 = 2$  portadoras de informação para operação de rede

AC2:  $4 \times n_d = 4 \times 1 = 4$  portadoras de informação para operação de rede

Ou seja, existem portadoras unicamente responsáveis pelo transporte de dados e outras responsáveis pelo transporte de parâmetros da transmissão e, esses últimos servem para sinalizar o receptor sobre a configuração escolhida para cada camada da transmissão, assim como prepara o receptor para um sincronismo em frequência e uma estimação do canal.

A seguir segue um exemplo de escolha de parâmetros para uma camada de dados destinados a um receptor móvel portátil.

**Modulação:** DQPSK

**Número de Símbolos por quadro:** 204 símbolos, que equivale a  $204 \times 8 = 1632$  bits

**Duração Efetiva do símbolo:**  $252 \mu\text{s}$  - Intervalo entre dois símbolos consecutivos enviados por uma portadora, equivale ao inverso do espaçamento entre portadoras,  $1/3.968 \text{ KHz} = 252 \mu\text{s}$ . Quanto menor o número de portadoras menor é o tamanho do símbolo, logo menor será sua duração efetiva.

**Intervalo de Guarda:**  $\frac{1}{4}$  - É  $\frac{1}{4}$  da Duração efetiva do símbolo, ou seja  $0,25 \times 252 \mu\text{s} = 63 \mu\text{s}$  - Adicionando-se um intervalo de guarda, adiciona-se uma proteção ao efeito de multipercurso do sinal.

**Duração do Quadro:** Um quadro é formado por 204 símbolos, logo  $204 \times (252 \mu\text{s} + 63 \mu\text{s}) = 64.26 \text{ ms}$  é a duração de um quadro para um intervalo de guarda de  $\frac{1}{4}$ .

**Inner Code:**  $\frac{1}{2}$ , - É a taxa do código convolucional, para cada bit de entrada e é inserido mais um bit de paridade, sendo essa a taxa de maior robustez do sistema.

**Outer Code:** 204,188 - O codificador de *Reed Solomon* é configurado para receber 188 bytes de entrada e adicionar 16 bytes de paridade, resultando em 204 bytes de saída.

## 7 Capacidade de Canal

O recente advento de esquemas concatenados de códigos para correção posterior de erro (FEC) associados aos algoritmos de decodificação iterativos ressaltaram a importância do conceito de capacidade de canal.

A capacidade é definida como um limite teórico alcançável em um dado canal. É uma medida direta da quantidade de informações possíveis de se recuperar de um sinal ruidoso. Analisando-se a curva de limite de *Shannon*, é possível observar qual o limite de ruído será suportado por um esquema de codificação e decodificação infinitamente complexo.[60]

Os turbo codificadores estão sendo apresentados como esquemas capazes de recuperar essa informação útil a 0.1dB deste limite teórico. Essa recente aproximação ao limite teórico é uma forma de avaliar o desempenho de um determinado sistema.

Há uma diferença entre a capacidade absoluta conhecida como limite de *Shannon* de um dado canal e o fator de limitação da capacidade do canal para uma dada constelação.

### 7.1 Limite de Shannon

O Limite de *Shannon* [18,29,40,60] é limite teórico da capacidade de um canal dado qualquer esquema de transmissão, codificação, ou decodificação.

Quando a informação digital é enviada através de um canal de transmissão, ruídos e interferências inerentes a qualquer canal prático degradam o sinal de forma que os dados recebidos contêm erros.

O usuário do sistema de transmissão digital geralmente estabelece uma taxa de erro máxima aceitável, por exemplo um bit errado em  $10^6$  recebidos, acima do qual os dados recebidos não serão considerados utilizáveis pelo usuário. Esta taxa de erro máxima aceitável depende da informação que transita pelo canal.

O codificador de canal em um sistema digital é responsável por manter essa taxa dentro de um limite máximo aceitável pelo usuário.

A possibilidade do uso de codificação para controlar com eficácia a taxa de erro de um sistema de comunicação digital foi demonstrada por *Shannon* em 1948 [40] através do teorema fundamental de *Shannon*.

Se a taxa de transmissão  $R$  [bits/s] da informação a ser enviada pelo canal é menor que a quantidade  $C$  [bits/s] denominada pela capacidade do canal, então a comunicação através do canal pode ser estabelecida com uma probabilidade de erro baixa quanto se deseja através do uso de um código adequado para correção de erro.

Em essência, o teorema fundamental de *Shannon* estabelece que a potência do sinal transmitido, a potência do ruído no canal e a largura de banda estabelecem um limite máximo na taxa de transmissão  $R$ .

No caso específico de o único agente degradante do canal ser ruído  $\eta(t)$  com distribuição Gaussiana (canal Gaussiano), a Lei de *Shannon-Hartley*, decorrente do teorema fundamental de *Shannon*, estabelece que a capacidade  $C$  desse tipo de canal é dada por:

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N} \right) [\text{bits} / \text{s}] \quad (7.1)$$

onde,

$B$  = Largura de banda nominal

$P$  = Potência do sinal recebido no receptor

$N$  = Potência do ruído Gaussiano na entrada do receptor

Considera-se também,

$R = \eta \cdot B$  = Taxa de dados [bits/s]

$\eta$  = Eficiência espectral [bits/s/Hz]

Em geral, a maioria dos canais físicos são pelo menos aproximadamente iguais ao canal AWGN, então demonstra-se que o resultado obtido para um canal AWGN provê um limite inferior para o desempenho de um sistema digital operando com um canal não AWGN.

Em geral, como a densidade espectral  $\eta(t)$ , dada por  $|\mathfrak{F}\{\eta(t)\}|^2$ , é uma constante  $\eta_0 B$ , sendo  $\mathfrak{F}\{\cdot\}$  o operador transformada de *Fourier* [60], a Equação (7.1) pode ser reescrita como:

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P}{\eta_0 B} \right) [\text{bits} / \text{s}] \quad (7.2)$$

Quando a largura de banda  $B$  é tende ao infinito, a capacidade de canal resulta em:

$$C|_{B \rightarrow \infty} = \frac{P}{\eta_0} \log_2 e = 1.44 \cdot \frac{P}{\eta_0} [\text{bits} / \text{s}] \quad (7.3)$$

Logo o teorema fundamental de *Shannon* demonstra que para  $R \leq C$  existe um código corretor de erro tal que a informação pode ser transmitida no canal com uma taxa de erro arbitrariamente baixa, e que para  $R > C$  não é possível transmitir informação sem erro através do canal, mesmo que se utilize o mais poderoso código corretor que se possa construir.

Considerando  $E_b$  como a energia média do sinal por bit de informação e  $N_0$  a variância do ruído em duas dimensões, desde que  $E_b = E_s / \eta$ , onde  $E_s$  é a energia média do sinal em duas dimensões, tem-se:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s}{\eta \cdot N_0} = \frac{SNR}{\eta} \quad (7.4)$$

Para o cálculo do limite de *Shannon*, consideras-se:

$$\eta < C = \log_2(1 + SNR) \quad (7.5)$$

Verifica-se em [62] que para um esquema de codificação com taxa  $\eta$ , se a probabilidade de erro é muito baixa, então a SNR deve satisfazer:

$$SNR < 2^\eta - 1 \quad (7.6)$$

Desta forma utilizando a igualdade de [60,61],

Utiliza-se a seguinte equação para traçar a curva limite de *Shannon*:

$$\frac{E_b \cdot \eta}{N_0} < 2^\eta - 1 \Rightarrow \frac{E_b}{N_0} < \frac{2^\eta - 1}{\eta} \quad (7.7)$$

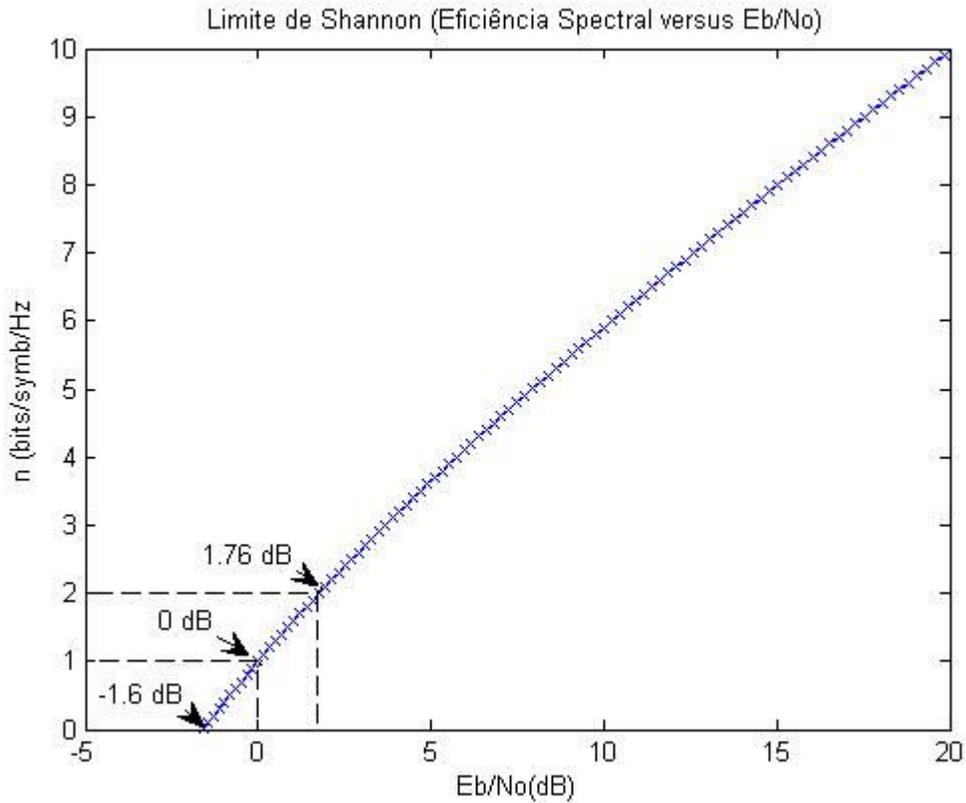


Fig.7.1 Limite de *Shannon*.

### 7.1.1 Limite de Capacidade da Constelação

Nos testes realizados neste trabalho, para uma avaliação do desempenho de cada esquema de codificação e decodificação testado, o cálculo do limite de *Shannon* para os fatores limitantes como a escolha da modulação, a largura de banda utilizada e a relação sinal ruído pode ajudar a visualizar o quanto os algoritmos implementados estão próximos do limite teórico. Este limite teórico para uma dada modulação é chamado de Limite de capacidade da constelação.

A equação, representa o limite de *Shannon* para um canal AWGN para uma dada SNR ,  $E_s/N_0$  . Considera-se:

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{E_s}{N_o} - 10.\log(k) \quad (7.8)$$

onde ,

$E_s/N_0$ = Relação entre a energia de um símbolo e densidade de potência espectral do ruído

$k$ = Número de bits por símbolo [bits/símbolo]

A partir da Equação (7.8) os dados obtidos nas simulações serão convertidos para  $E_b/N_0$  e comparados com a curva de limite de *Shannon* da Figura

(7.1).

## 8 Códigos Turbo

### 8.1 Introdução

Nos anos 40, *Claude Shannon* estava desenvolvendo a teoria da informação e codificação como um modelo matemático para as comunicações. Ao mesmo tempo, *Richard Hamming*, um colega de *Shannon* da *Bell Laboratories*, encontrou uma necessidade de correção de erros em seus trabalhos computacionais. Uma checagem de paridade já estava sendo utilizada para detectar erros em cálculos de computadores baseados em relés eletromecânicos e, *Hamming* descobriu que uma forma mais sofisticada de checagem de paridade permitia a correção de erros unitários com detecção de erros duplos.

Os códigos que *Hamming* desenvolveu, o código de *Hamming* para correção de erros binários unitários, e a detecção de erro duplo estendido marcaram o início da teoria da codificação. Esses códigos permanecem importantes até hoje, por razões teóricas e práticas como também históricas.

Hoje, mais de 15 anos após a invenção dos códigos turbo, as pesquisas sobre o tema se encontram em um estágio avançado e ramificaram-se, dando surgimento ao processamento turbo no qual, de forma genérica, para a realização de um determinado processo há troca de informação entre subprocessos componentes que cooperam entre si de forma iterativa. Dentre as várias técnicas nas quais o processamento turbo pode ser aplicado destacam-se.[14,15,19,20,21,24,25,34], a equalização turbo, a estimação de canal, a codificação de fonte e canal conjunta, a detecção multiusuário e o cancelamento de interferências, os sistemas MIMO(*Multiple Input, Multiple Output*) e a codificação espaço temporal

O processamento turbo está sendo interpretado como uma das mais promissoras técnicas para a melhoria de desempenho em sistemas de comunicação. Por essa razão, a invenção dos códigos turbo está sendo considerada como o segundo grande marco do desenvolvimento científico das comunicações[18], desde o desenvolvimento da teoria matemática da comunicação no final da década de 40[39]. Qualquer sistema com realimentação a partir de agora deve ser interpretado não simplesmente como um sistema onde há realimentação de sinais, mas sim onde há realimentação de informação, como acontece no processamento turbo[39].

Recentemente, potentes códigos Turbo e LDPC (*Low Density Parity-Check*) [30,44,45,46] também tratados nesta dissertação são conhecidos pela capacidade de operar a menos de 0,1 dB do limite de *Shannon*.

## 8.2 Demodulação por Decisão Suave (*Soft-Decision*)

Os códigos turbo e LDPC utilizam como alimentação dados do tipo *soft decision* para cada bit transmitido por um canal [69]. A informação do tipo *soft decision* indica um valor de  $-x$ , para um máximo de confiabilidade de que o bit seja 0, até  $+x$ , para o máximo de confiança de que o bit seja 1, o valor de confiabilidade é calculado a partir da detecção de um sinal modulado. A saída do demodulador QAM apresenta valores de I (amplitude) e Q (fase) para cada amostra. O primeiro passo da decodificação é regenerar a métrica suave de cada bit do símbolo QAM.

A Fig.8.1 mostra um exemplo de símbolo recebido por um demodulador 16-QAM. Neste exemplo, o símbolos transmitido é '1111', com  $I=1$  e  $Q=1$ . O símbolo recebido é  $I=2.1$ ,  $Q=1.4$ . O objetivo do bloco de mapeamento de métrica suave é converter esses valores de I e Q em valores do tipo *soft decision* para cada bit do símbolo.

O cálculo da métrica suave é realizado através da utilização da razão log de Verossimilhança (*LLR-Log Likelihood Ratio*). Utilizando a distância Euclidiana entre o símbolo recebido e todos os possíveis símbolos transmitidos, a LLR computa a probabilidade de que um dado símbolo seja 1 ou 0.

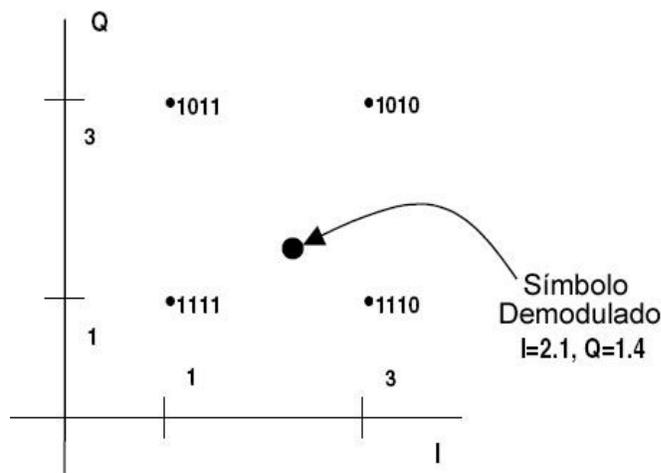


Fig.8.1 Símbolo recebido após um canal AWGN modulado em 16QAM.

A LLR simplificada utilizada para computar as métricas suaves, onde  $LLR(b)$  é a razão log de verossimilhança para o bit “b” do símbolo, é dada por:

$$LLR(b) = \ln \left[ \frac{\sum_{k \in \{sym_k(b)=1\}} e^{\frac{(I(sym_k) - I(rcv))^2 + (Q(sym_k) - Q(rcv))^2}{2\sigma^2}}}{\sum_{k \in \{sym_k(b)=0\}} e^{\frac{(I(sym_k) - I(rcv))^2 + (Q(sym_k) - Q(rcv))^2}{2\sigma^2}}} \right], \quad (8.1)$$

onde  $sym_k(b)$  é o valor binário do bit b do símbolo k,  $I(sym_k)$  and  $Q(sym_k)$  são os valores I e Q do ponto da constelação para o símbolo k, enquanto  $I(rcv)$  e  $Q(rcv)$  são os valores I e Q do símbolo recebido. A variância do ruído estimado é  $\sigma^2$ , e é computada baseada na relação  $E_s/N_o$  e no espaçamento da constelação, a equação para o cálculo de  $\sigma^2$  é mostrado a seguir.

$$\sigma^2 = \frac{\sum_{k \in sym} I(sym_k)^2 + Q(sym_k)^2}{2 \frac{E_s}{N_o} M}, \quad (8.2)$$

onde M é o número de símbolos na constelação.

A relação entre  $E_s/N_o$  e  $E_b/N_o$  é dada por

$$\frac{E_s}{N_o} = \frac{E_b}{N_o} \cdot R \cdot \log_2(M), \quad (8.3)$$

onde R é a taxa de código.

O numerador na Equação (8.1) adiciona a probabilidade de todos os símbolos possuírem 1 no bit da posição b. O denominador adiciona a probabilidade de todos os símbolos possuírem 0 na posição b. Estas probabilidade são funções que decaem exponencialmente com a distância Euclidiana entre o símbolo recebido e os símbolos  $sym_k$  possíveis.

O resultado é um valor de decisão suave indicando a confiabilidade do bit b ser 0 ou 1, onde um valor positivo indica o binário 1 e o negativo indica o binário 0.

Para o símbolo recebido no exemplo da Fig.8.1, a LLR de cada bit no símbolo são indicadas a seguir, assumindo  $\sigma^2 = 0.397$ :

$$LLR(0) = -0.5$$

$$\text{LLR}(1) = 11.5$$

$$\text{LLR}(2) = 3.0$$

$$\text{LLR}(3) = 7.1.$$

A  $\text{LLR}(0)$  é o menor valor de confiabilidade, isto ocorre quando o símbolo é recebido entre dois valores opostos para o bit 0. Enquanto a  $\text{LLR}(1)$  é o maior valor entre os quatro calculados, pois o símbolo recebido está próximo a dois símbolos que possuem 1 na posição do bit 1. Pode-se também notar que a  $\text{LLR}(2)$  possui uma menor confiabilidade em relação a  $\text{LLR}(1)$  devido aos 0's na segunda posição de bit para os pontos mais altos da constelação.

Esse método de cálculo das LLR's foi utilizado para todos os sistemas turbo e LDPC simulados neste trabalho.

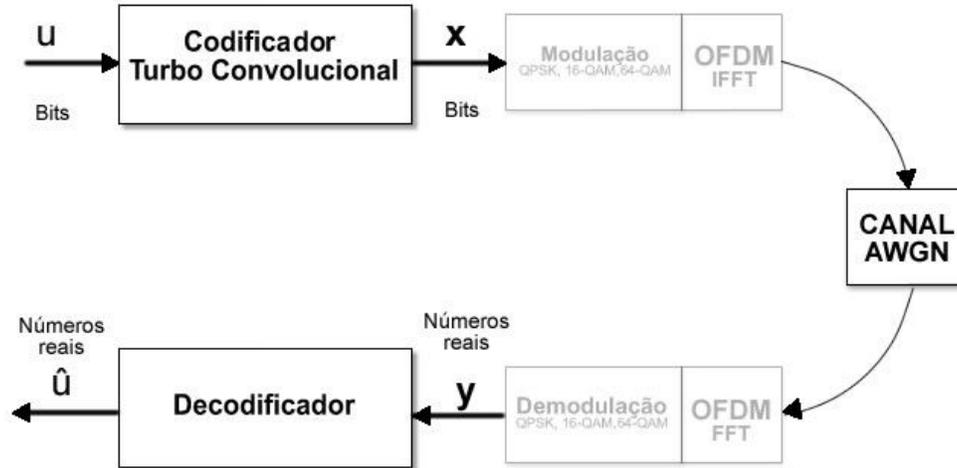
## 9 Codificadores Turbo Convolucionais (TCC)

Os codificadores turbo convolucionais de taxa  $k/n$  são descritos por treliças que apresentam em suas saídas seqüências de  $N$  palavras de código [52,53], ou símbolos, de  $n$  bits cada. Pode-se descrever os símbolos na saída de um codificador como uma seqüência  $x = x_1 \cdot x_2 \dots x_N$ , onde  $x_t$  representa o símbolo produzido pelo codificador no instante  $t$ . Um conjunto de símbolos  $x_k$  produzidos pelo codificador serão modulados e transmitidos por canais pré determinados, por exemplo por um canal de ruído gaussiano sem memória (canal AWGN), utilizando um sistema de demodulação suave, a seqüência codificada  $x$  somada ao ruído do canal após a demodulação, resultará em seqüência de símbolos reais  $y = y_1 \cdot y_2 \dots y_N$ , como se mostra na Fig.9.1.

A partir da seqüência  $y$ , o decodificador através de um algoritmo, vai tentar estimar a seqüência de bits originais  $u_k$ . Para isso o algoritmo calcula a LLR( *Log Likelihood Rate*) a posteriori  $L(u_k|y)$  [30,35,43], um valor real definido pela razão:

$$L(u_k / y) = \ln \cdot \frac{P(u_k = +1 | y)}{P(u_k = -1 | y)} \quad (9.1)$$

O sinal, positivo ou negativo, da LLR, indica que o bit enviado foi +1 ou -1, respectivamente, e o seu valor absoluto traduz a maior ou menor confiança, ou confiabilidade para esta decisão, isto é, quanto mais afastado o valor de  $L(u_k|y)$  estiver do limiar de decisão nulo, mais confiança tem-se na estimativa do bit. Esta informação branda contida em  $L(u_k|y)$  pode ser passada a outro elemento de decodificação, se neste caso houver, ou convertida em decisões rígidas: se  $L(u_k|y) < 0$  o decodificador estimará que foi enviado o bit  $u_k = -1$ , caso contrário estimará que foi enviado o bit +1.



**Fig.9.1 Diagrama de blocos simplificado do sistema.**

No numerador e no denominador da Equação (9.1) tem-se probabilidades condicionais *a posteriori*, ou seja, probabilidades calculadas após o conhecimento de  $y$ . Por outras palavras, tem-se as probabilidades de no instante  $k$  o bit de entrada do codificador ter sido  $u_k = +1$  ou  $u_k = -1$ , respectivamente, dado que se conhece toda a seqüência recebida. São estas as probabilidades condicionais que o algoritmo BCJR [53] calcula e compara. Porém, é completamente equivalente usar a formulação logarítmica da Equação (9.1).

Na Fig.9.2, pode-se observar a lógica de uma treliça em dois instantes de tempo consecutivos de um codificador convolucional de taxa  $\frac{1}{2}$ , com  $n=2$ , e quatro estados  $S = \{0, 1, 2, 3\}$ , onde o bit de mensagem  $-1$  produz um ramo de traço contínuo e o bit de mensagem  $+1$ , produz um ramo tracejado. Cada ramo está rotulado com a correspondente saída de dois bits  $x_k$ , em que 0 e 1 correspondem a  $-1$  e  $+1$ , respectivamente.

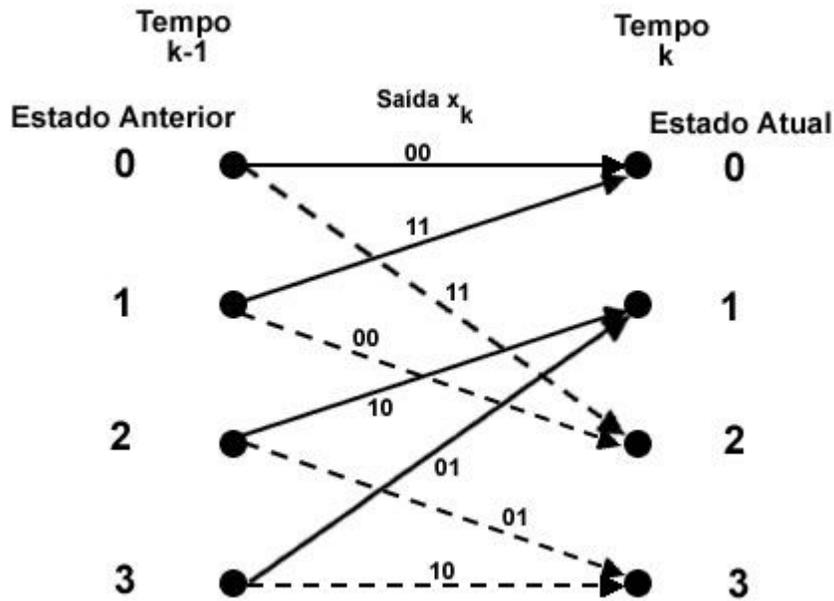


Fig.9.2 A treliça do codificador usado.

Analisando a treliça no momento  $k$ , o estado atual é  $S_k$ , o estado anterior é  $S_{k-1}=s'$ , e o símbolo recebido no decodificador é  $y_k$ . Antes deste instante já tinha sido recebido  $k-1$  símbolos e depois irão ser recebidos  $N-k$  símbolos. Ou seja, a seqüência completa  $y$  pode ser dividida em três sub-sequências, uma representando o passado, outra o presente e outra o futuro:

$$y = \underbrace{y_1 y_2 \dots y_{k-1}}_{y_{<k}} y_k \underbrace{y_{k+1} \dots y_N}_{y_{>k}} = y_{<k} y_k y_{>k} \quad (9.2)$$

A LLR *a posteriori*  $L(u_k|y)$  é dada pela expressão:

$$L(u_k | y) = \frac{\sum_{R1} P(s', s, y)}{\sum_{R0} P(s', s, y)} = \ln \frac{\sum_{R1} \alpha_{k-1}(s') \gamma(s', s) \cdot \beta_k(s)}{\sum_{R0} \alpha_{k-1}(s') \gamma(s', s) \cdot \beta_k(s)} \quad (9.3)$$

$P(s', s, y)$  representa a probabilidade conjunta no instante  $k-1$  de se estar no estado  $s'$  e, no instante corrente,  $k$ , se estar no estado  $s$  e, a seqüência de  $N$  bits recebida ser  $y$  [48,49]. No numerador  $R_1$  significa que o somatório se estende as transições entre estados  $s'$  e  $s$  provocadas por um bit de mensagem  $u_k = +1$  (ou seja, ramos tracejados). Da mesma maneira,

no denominador  $R_0$  designa os outros ramos, os que são originados por um bit de mensagem  $u_k = -1$ . As variáveis  $\alpha, \gamma$  e  $\beta$  são probabilidades definidas a seguir.

### 9.1.1 Cálculo da Probabilidade Conjunta $P(s', s, y)$

Esta probabilidade pode ser calculada como o produto de três probabilidades,

$$P(s', s, y) = \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s) \quad (9.4)$$

definidas da seguinte maneira:

$$\alpha_{k-1}(s') = P(s', y < k) \quad (9.5)$$

$$\gamma_k(s', s) = P(y_k, s | s') \quad (9.6)$$

$$\beta_k(s) = P(y_{>k} | s) \quad (9.7)$$

No instante  $k$  as probabilidades  $\alpha, \gamma$  e  $\beta$  estão associadas ao passado, ao presente e ao futuro da seqüência  $y$ , respectivamente. Será apresentado a seguir o método de cálculo de  $\gamma$ .

### 9.1.2 Cálculo de $\gamma$

A probabilidade  $\gamma_k(s', s) = P(y_k, s | s')$  é a probabilidade condicional de, no instante  $k$  [48,49,53], o símbolo recebido ser  $y_k$  e o estado atual ser  $S_k = s$ , sabendo-se qual foi o estado anterior. É dada pelo produto de probabilidades:

$$\gamma_k(s', s) = P(y_k | x_k) P(u_k) \quad (9.8)$$

No caso especial de canais de ruído branco gaussiano (AWGN)  $\gamma_k(s', s)$  é dada por:

$$\gamma_k(s', s) = C_k \cdot e^{ukL(uk)/2} \exp\left(\frac{Lc}{2} \cdot \sum_{l=1}^n x_{kl} \cdot y_{kl}\right) \quad (9.9)$$

onde  $C_k$  representa uma quantidade que, surgindo no numerador e no denominador da Equação (9.3) vai desaparecer ao se calcular a LLR condicional  $L(u_k|y)$ . Na segunda exponencial tem-se a quantidade  $Lc$  e um somatório, denominado valor, ou medida, de confiabilidade do canal.

$$Lc = 4a \cdot \frac{E_c}{N_o} = 4 \cdot a \cdot Rc \cdot \frac{E_b}{N_o} \quad (9.10)$$

Sendo  $N_o/2$  a densidade espectral de potência bilateral do ruído,  $E_c$  e  $E_b$  são as energias transmitidas por bit codificado e bit de mensagem, respectivamente,  $Rc$  é a taxa do código e  $a$  é a amplitude de *fading*. Se no canal não existir *fading* então  $a = 1$ .

### 9.1.3 Cálculo Recursivo de $\alpha$ e $\beta$

As probabilidades  $\alpha$  e  $\beta$  devem ser calculadas recursivamente:

$$\alpha_k(s) = \sum_{s'} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \text{ condições iniciais} \begin{cases} \alpha_0(s) = 1 & s = 0 \\ \alpha_0(s) = 0 & s \neq 0 \end{cases} \quad (9.11)$$

$$\beta_{k-1}(s') = \sum_s \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s) \text{ condições iniciais} \begin{cases} \beta_N(s) = 1 & s = 0 \\ \beta_N(s) = 0 & s \neq 0 \end{cases} \quad (9.12)$$

É importante observar que em ambos os casos é necessário a mesma quantidade  $\gamma_k(s', s)$ , que terá que ser calculada primeiro.

No caso de  $\alpha(k)$ , os somatórios são efetuados para todos os estados anteriores dos quais saem ramos que convergem no estado  $s$ , enquanto no caso de  $S_{k-1} = s'$  os somatórios são efetuados para todos os estados seguintes  $S_k = s$  que se atingem do estado  $s'$ . Com códigos binários os somatórios têm duas parcelas apenas.

A probabilidade  $\alpha$  vai sendo calculada à medida que se for recebendo a seqüência  $y$ . Ou seja, no cálculo de  $\alpha$  parte-se do início para o fim da treliça (sentido “*forward*”).

A probabilidade  $\beta$  só pode ser calculada depois de se receber toda a seqüência  $y$ . Ou seja, no cálculo de  $\beta$  regressa-se do fim para o princípio (sentido “*backward*”).

Pode-se notar através da treliça da Fig.9.3 os valores de  $\alpha$  e  $\beta$  estão associados aos estados do codificador e os valores de  $\gamma$  estão associados aos ramos ou transições entre estados.

Os valores iniciais  $\alpha_0(k)$  e  $\beta_N(s)$  pressupõem que o percurso na treliça começa e termina no estado nulo (é chamada de treliça *terminada*). Para isso é necessário acrescentar ao final da mensagem alguns bits de “cauda” que obriguem o percurso a regressar ao estado nulo inicial.

Esta forma de decodificação fez com que o algoritmo BCJR também fosse conhecido por “*forward-backward algorithm*”.

#### 9.1.4 Instabilidade Numérica do Algoritmo BCJR

A natureza iterativa de alguns cálculos pode conduzir a indesejáveis situações de “*underflow*” ou “*overflow*” que devem ser evitadas[53]. Nesse sentido, em vez de na Equação (9.4) usar  $\alpha$  e  $\beta$  calculadas diretamente das equações recursivas (9.11) e (9.12) essas probabilidades devem ser previamente normalizadas pela soma de todos os  $\alpha$  e  $\beta$  em cada instante, respectivamente. O mesmo se aplica à probabilidade conjunta,  $P(s', s, \mathbf{y})$ , como segue. Em cada instante de tempo  $k$  define-se as variáveis auxiliares não normalizadas  $\alpha'$  e  $\beta'$ :

$$\alpha'_k(s) = \sum_{s'} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \quad (9.13)$$

$$\beta'_{k-1}(s') = \sum_{s} \beta_k(s) \cdot \gamma_k(s', s) \quad (9.14)$$

Depois de todos os  $M$  valores de  $\alpha'$  e  $\beta'$  terem sido calculados soma-se:  $\sum_{s'} \alpha'_k$  e  $\sum_{s'} \beta'_{k-1}(s')$ .

Depois normaliza-se  $\alpha$  e  $\beta$  dividindo-os por essas somas:

$$\alpha_k(s) = \frac{\alpha'_k(s)}{\sum_s \alpha'_k(s)} \quad (9.15)$$

$$\beta_{k-1}(s') = \frac{\beta'_{k-1}(s')}{\sum_{s'} \beta'_{k-1}(s')} \quad (9.16)$$

Do mesmo modo, depois de todos os  $2M$  produtos  $\alpha_{k-1}(s')$ ,  $\gamma(s', s)$ ,  $\beta_k(s)$  em todos os ramos da treliça terem sido calculados no instante  $k$  a sua soma,

$$\begin{aligned} \sum p_k &= \sum_{R_0, R_1} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s) = \sum_{R_0} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s) \\ &+ \sum_{R_1} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s) \end{aligned} \quad (9.17)$$

irá normalizar  $P(s', s, \mathbf{y})$ :

$$P_{norm}(s', s, y) = \frac{P(s', s, y)}{\sum_{pk} P(s', s, y)} \quad (9.18)$$

Assim garante-se que as somas de todos os  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $P_{norm}(s', s, y)$  são sempre iguais a 1 em cada instante  $k$ . Nenhuma destas somas de normalização afeta o LLR  $L(u_k|y)$  final visto que todas aparecem no numerador e denominador:

$$L(u_k | y) = \frac{\sum_{R1} P(s', s, y)}{\sum_{Ro} P(s', s, y)} = \ln \frac{\sum_{R1} P_{norm}(s', s, y)}{\sum_{Ro} P_{norm}(s', s, y)} \quad (9.19)$$

### 9.1.5 Cálculo de $\alpha$ e $\beta$ utilizando a Treliça

A Fig.9.3 apresenta a treliça da Fig.9.2, com a utilização de rótulos. Recordar-se que um ramo tracejado é devido a um bit de entrada +1 e um ramo contínuo é devido a um bit de entrada -1.

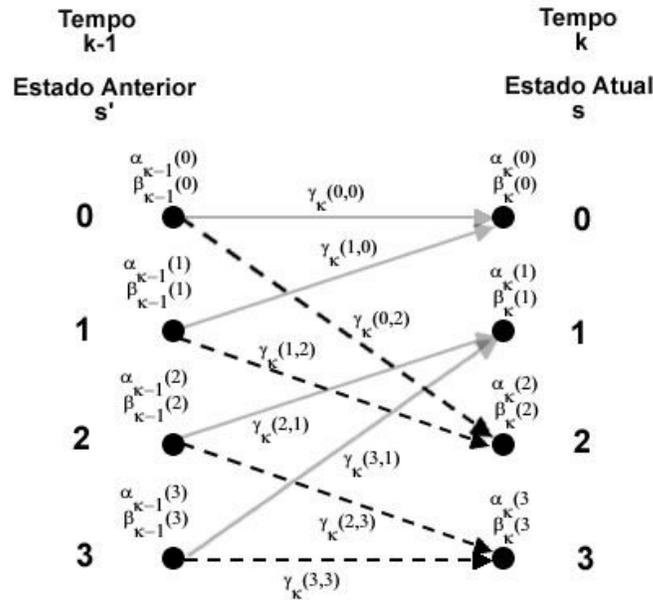


Fig.9.3 Treliça com os valores  $\alpha$ ,  $\gamma$  e  $\beta$ .

À medida que os cálculos forem efetuados, faz-se as seguintes operações:

Em cada ramo coloca-se um rótulo com o valor de  $\gamma_k(s', s)$  calculado de acordo com a Equação (9.9).

Em cada nó de estado coloca-se o valor de  $\alpha_k(s)$  calculado de acordo com a (9.13) ou (9.15) a partir das condições iniciais  $\alpha_0(s)$ .

Em cada nó de estado e abaixo de  $\alpha_k(s)$  na treliça, coloca-se o valor de  $\beta_k(s)$  calculado de acordo com a Equação (9.14) ou (9.16) a partir das condições iniciais  $\beta_N(s)$ .

### 9.1.6 Cálculo de $\alpha$

Supondo-se conhecidos de  $\alpha_{k-1}(s')$ , a probabilidade  $\alpha'_k(s)$  (sem normalização) é obtida somando os produtos de  $\alpha_{k-1}(s')$  e  $\gamma_k(s',s)$  dos ramos que convergirem em  $s$ . Por exemplo, na treliça da Fig.9.3, pode-se ver que no instante  $k$  chegam dois ramos ao estado  $S_k = 2$ , um que vem do estado 0 e outro que vem do estado 1, como se salienta na Fig.9.4. Depois de todos os  $M$  valores de  $\alpha'_k(s)$  terem sido calculados devem ser divididos pela sua soma para se obter  $k$ .

O procedimento repete-se até se chegar ao fim da seqüência recebida e ter-se calculado  $\alpha_N(0)$  (recorda-se que a treliça termina no estado nulo).

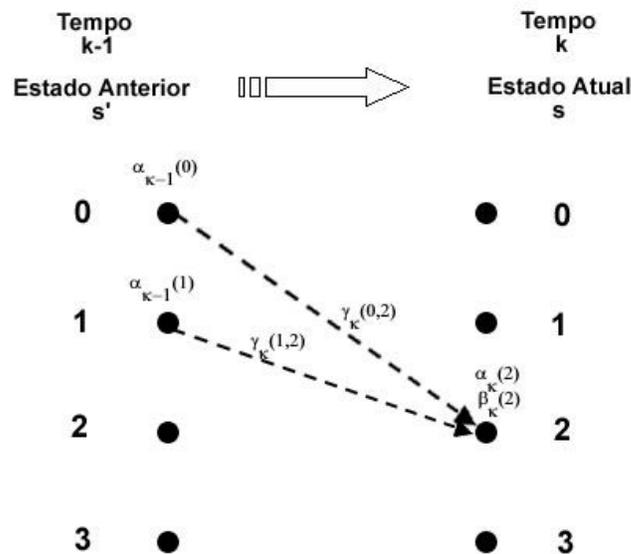


Fig.9.4 Cálculo recursivo de  $\alpha$  e  $\beta$

Onde no exemplo:

$$\alpha'_k(2) = \alpha_{k-1}(0)\gamma_k(0,2) + \alpha_{k-1}(1)\gamma_k(1,2) \quad (9.20)$$

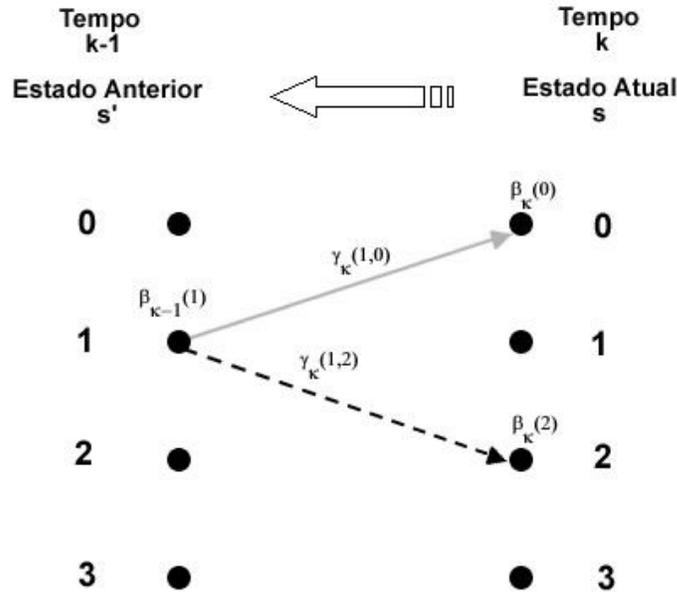


Fig.9.5 Cálculo recursivo de  $\beta$

Onde no exemplo:

$$\beta'_{k-1}(1) = \beta_k(0)\gamma_k(1,0) + \beta_k(2)\gamma_k(1,2) \quad (9.21)$$

### 9.1.7 Cálculo de $\beta$

A quantidade  $\beta$  só pode ser calculada recursivamente depois de se ter recebido toda a seqüência  $y$ . Conhecendo  $\beta_k(s)$  o valor de  $\beta_{k-1}(s')$  é calculado de maneira semelhante à de  $\alpha_k(s)$ . Vê-se que os ramos saem do estado  $S_{k-1}=s'$ , somam-se os correspondentes produtos de  $\gamma_k(s)$  por  $\beta_k(s)$  e dividem-se pela soma  $\sum_{s'} \beta'_{k-1}(s')$ . Por exemplo, pode se ver na Fig.9.3 que do estado  $S_{k-1}=1$  saem dois ramos, um dirigido ao estado  $S_k=0$  e outro dirigido ao estado  $S_k=2$ , como se realça na Fig.9.5. O processo repete-se até ao cálculo de  $\beta_0(0)$ .

### 9.1.8 Cálculo de $P(s',s,y)$ e $L(u_k|y)$

Tendo-se todos os valores de  $\alpha$ ,  $\gamma$  e  $\beta$  é possível calcular a probabilidade conjunta  $P_{\text{norm}}(s',s,y) = \alpha_{k-1} \cdot \gamma_k(s',s) \cdot \beta_k(s) / \sum p_k$ . Por exemplo, para o cálculo do valor  $P(1,2,y)$  não normalizado, como é mostrado na Fig.9.6, vale  $\alpha_{k-1}(1) \cdot \gamma_k(1,2) \cdot \beta_k(2)$ .

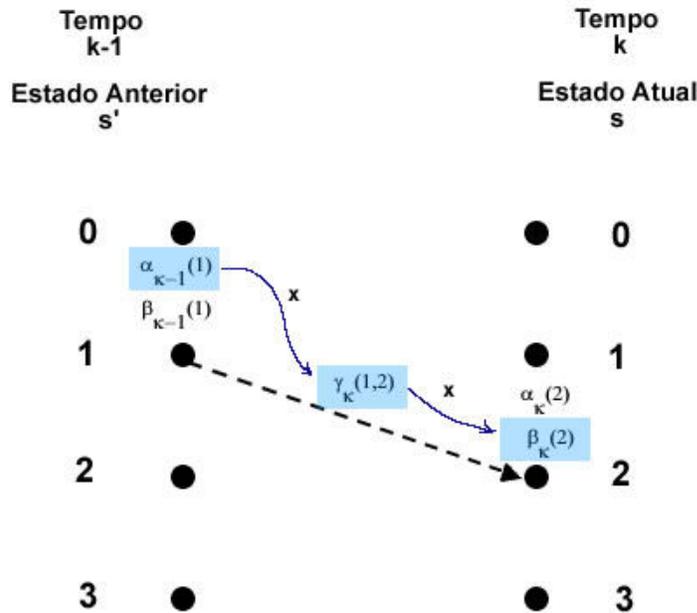


Fig.9.6 A probabilidade  $P(s',s,y)$  como produto de três fatores  $\alpha, \gamma$  e  $\beta$ .

Após o cálculo de  $P(s',s,y)$ , é possível calcular a LLR a posteriori  $L(u_k|y)$ . Observando a treliça da Fig.9.3 novamente, observa-se que um bit de mensagem +1 origina as transições de estados seguintes:  $0 \rightarrow 2$ ,  $1 \rightarrow 2$ ,  $2 \rightarrow 3$  e  $3 \rightarrow 3$ . São estas as transições  $R_1$  da Equação (9.3). As restantes quatro transições de estados, representados por traço contínuo (conjunto  $R_0$ ), são devidas, a um bit de mensagem -1. Logo, as primeiras quatro transições estão associadas ao numerador da Equação (9.3) e as restantes ao denominador:

$$L(u_k | y) = \ln \frac{\sum_{R_1} P(s', s, y)}{\sum_{R_0} P(s', s, y)} = \ln \frac{P(0,2, y) + P(1,2, y) + P(2,3, y) + P(3,3, y)}{P(0,0, y) + P(1,0, y) + P(2,1, y) + P(3,1, y)} \quad (9.22)$$

### 9.1.9 Simplificações do Algoritmo MAP

O algoritmo BCJR, ou MAP, apresenta uma desvantagem importante: excesso de multiplicações. No intuito de reduzir a complexidade dos cálculos surgiram algoritmos mais simples, nomeadamente os algoritmos SOVA (*Soft-Output Viterbi Algorithm*), em 1989 [69], max-log-MAP, em 1990-1994 [70] [71], e log-MAP, em 1995 [72]. Nestes algoritmos as multiplicações do algoritmo MAP são substituídas por adições.

Para isso, são definidas três novas variáveis,  $A$ ,  $B$  e  $\Gamma$ :

$$\Gamma_k(s', s) = \ln \gamma_k(s', s) = \ln C_k + \frac{ukL(uk)}{2} + \frac{Lc}{2} \cdot \sum_{l=1}^n x_{kl} \cdot y_{kl} \quad (9.23)$$

$$A_k(s) = \ln \alpha_k(s) = \max_{s'}^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s)] \quad A_0(s) = \begin{cases} 0 & s = 0 \\ -\infty & s \neq 0 \end{cases} \quad (9.24)$$

$$B_{k-1}(s') = \ln B_{k-1}(s') = \max^* [B_k(s) + \Gamma_k(s', s)] \quad B_N(s) = \begin{cases} 0 & s = 0 \\ -\infty & s \neq 0 \end{cases} \quad (9.25)$$

onde,

$$\max^*(a, b) = \begin{cases} \max(a, b) + \ln(1 + e^{-|a-b|}) & \text{algoritmo log-MAP} \\ \max(a, b) & \text{algoritmo max-log-MAP} \end{cases} \quad (9.26)$$

É suficiente guardar os valores da função  $\ln(1+e^{-|a-b|})$  numa tabela com apenas oito valores de  $|a-b|$  entre 0 e 5.

A parcela  $\ln(C_k)$  na expressão de  $\Gamma_k(s', s)$  não vai ser usada no cálculo da LLR. Esta é igual a:

$$L(u_k | y) = \max_{R_1}^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + \beta_k(s)] - \max_{R_0}^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + \beta_k(s)] \quad (9.27)$$

A Tabela 9.1 apresenta o conjunto de expressões necessárias para calcular a LLR da Equação (9.27).

**Tabela 9.1** Sumário de expressões usadas nos algoritmos MAP simplificados.

$L(u_k   y)$	
Expressões Não normalizadas	$L(u_k   y) = \frac{\sum_{R_1} P(s', s, y)}{\sum_{R_0} P(s', s, y)} = \ln \frac{\sum_{R_1} \alpha_{k-1}(s') \gamma(s', s) \cdot \beta_k(s)}{\sum_{R_0} \alpha_{k-1}(s') \gamma(s', s) \cdot \beta_k(s)}$
Expressões Normalizadas	$L(u_k   y) = \max_{R_1}^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + \beta_k(s)] - \max_{R_0}^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + \beta_k(s)]$

Nas Tabelas a seguir são apresentados os valores normalizados e não normalizados das probabilidades  $\alpha^k(s)$ ,  $P(s', s, y)$  e  $\beta_{k-1}(s')$ .

**Tabela 9.2-** Expressões de  $\alpha^k(s)$  normalizadas e não normalizadas.

$\alpha^k(s)$	
<p>The diagram shows two parts of the state transition process. On the left, the non-normalized expression <math>\alpha_k(s)</math> is shown. It features a vertical dashed line separating 'Tempo k-1' (left) from 'Tempo k' (right). States are represented by dots at levels 0, 1, 2, and 3. Transitions from state <math>s'</math> at time <math>k-1</math> to state <math>s</math> at time <math>k</math> are indicated by dashed arrows labeled <math>\gamma_k(s', s)</math>. For example, transitions from state 0 to 0, 1, and 2 are labeled <math>\gamma_k(0,0)</math>, <math>\gamma_k(0,1)</math>, and <math>\gamma_k(0,2)</math> respectively. The initial state at time <math>k-1</math> is labeled <math>\alpha_{k-1}(s')</math>. On the right, the normalized expression <math>A_k(s)</math> is shown with a similar structure, but the transition probabilities are labeled <math>\Gamma_k(s', s)</math> and the initial state is labeled <math>A_{k-1}(s')</math>.</p>	
Expressões Não normalizadas	$\alpha_k(s) = \sum_{s'} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \text{ condições iniciais } \begin{cases} \alpha_0(s) = 1 & s = 0 \\ \alpha_0(s) = 0 & s \neq 0 \end{cases}$
Expressões Normalizadas	$A_k(s) = \ln \alpha_k(s) = \max_{s'}^* [A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s)] \quad A_0(s) = \begin{cases} 0 & s = 0 \\ -\infty & s \neq 0 \end{cases}$

Tabela 9.3 Expressões de  $P(s', s, y)$  normalizadas e não normalizadas.

$P(s', s, y)$			
Tempo k-1	Tempo k	Tempo k-1	Tempo k
Estado Anterior s'	Estado Atual s	Estado Anterior s'	Estado Atual s
0 ●	● 0	0 ●	● 0
1 ●	● 1	1 ●	● 1
2 ●	● 2	2 ●	● 2
3 ●	● 3	3 ●	● 3

Expressões Não normalizadas	$P(s', s, y) = \alpha_{k-1} \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s)$
Expressões Normalizadas	$P(s', s, y) = A_{k-1} + \Gamma_k(s', s) + B_k(s)$

Tabela 9.4 Expressões de  $\beta_{k-1}(s')$  normalizadas e não normalizadas.

$\beta_{k-1}(s')$			
Tempo k-1	Tempo k	Tempo k-1	Tempo k
Estado Anterior s'	Estado Atual s	Estado Anterior s'	Estado Atual s
0 ●	● 0	0 ●	● 0
1 ●	● 1	1 ●	● 1
2 ●	● 2	2 ●	● 2
3 ●	● 3	3 ●	● 3

Expressões Não normalizadas	$\beta_{k-1}(s') = \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s)$
Expressões Normalizadas	$\beta_{k-1}(s') = \Gamma_k(s', s) + B_k(s)$

Expressões Não normalizadas	$\beta'_{k-1}(s') = \sum_{s'} \beta_k(s) \cdot \gamma_k(s', s)$ $B_N(s) = \begin{cases} 0 & s = 0 \\ -\infty & s \neq 0 \end{cases}$
Expressões Normalizadas	$B_{k-1}(s') = \ln B_{k-1}(s') = \max^*[B_k(s) + \Gamma_k(s', s)]$ $B_N(s) = \begin{cases} 0 & s = 0 \\ -\infty & s \neq 0 \end{cases}$

**Tabela 9.5** Expressões de  $\gamma_k(s', s)$  normalizadas e não normalizadas.

CANAL AWGN	
Expressões Não normalizadas	$\gamma_k(s', s) = C_k \cdot e^{u_k L(u_k)/2} \exp\left(\frac{Lc}{2} \cdot \sum_{l=1}^n x_{kl} \cdot y_{kl}\right)$ $Lc = 4a \cdot \frac{E_c}{N_o} = 4aRc \cdot \frac{E_b}{N_o}$
Expressões Normalizadas	$\Gamma_k(s', s) = \ln C_k + 1 \cdot u_k L(u_k) + \frac{Lc}{2} \sum_{l=1}^n x_{kl} \cdot y_{kl}$

A Equação (9.27) não é de cálculo imediato no algoritmo log-MAP pois a função  $\max^*$  nessa equação tem mais de duas variáveis.

Como utiliza fórmulas exatas o algoritmo log-MAP tem um desempenho igual ao do algoritmo BCJR, mas é mais simples pelo qual é preferido na prática. O algoritmo max-log-MAP, por sua vez, utiliza aproximações e por isso o seu desempenho é ligeiramente inferior.

## 9.2 Aplicação da Decodificação Iterativa

Considere um codificador convolucional sistemático de taxa  $1/n$  no qual o primeiro bit codificado,  $x_{kl}$ , é igual ao bit de informação  $u_k$ . Nesse caso a razão LLR a posteriori  $L(u_k|y)$  pode ser decomposta numa soma de três parcelas:

$$L(u_k | y) = L(u_k) + Lc y_{k1} + Le(u_k) \quad (9.28)$$

As primeiras duas parcelas estão relacionadas com o bit de informação  $u_k$ . Pelo contrário a terceira,  $Le(u_k)$ , só depende dos bits de paridade da palavra de código. É por isso que a  $Le(u_k)$

se dá o nome de informação *extrínseca*. Esta informação extrínseca é uma estimativa da LLR a priori  $L(u_k)$ . Para isto é necessário fornecer  $L(u_k)$  e  $Lcy_{kl}$  a um decodificador MAP (ou outro), que apresenta  $L(u_k|y)$  na saída. Depois, por subtração, obtém-se a estimativa de  $L(u_k)$ :

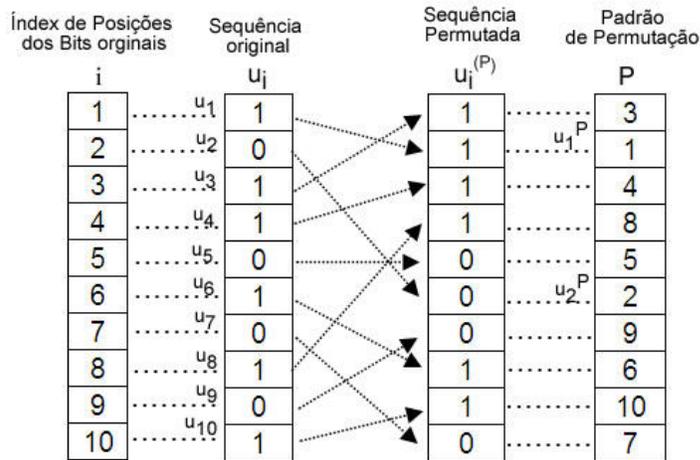
$$Le(u_k) = L(u_k | y) - L(u_k) - Lcy_{kl} \quad (9.29)$$

Esta estimativa de  $L(u_k)$  é um valor mais preciso da LLR a priori, que é desconhecida, e deve substituir o anterior valor de  $L(u_k)$ . Se for repetido o procedimento anterior de um modo iterativo fornecendo a um outro decodificador  $Lcy_{kl}$  (novamente) e a nova  $L(u_k) = Le(u_k)$  espera-se obter uma  $L(u_k|y)$  mais rigorosa na sua saída. Este é o princípio da decodificação turbo.

### 9.3 Turbo Codificador Paralelo

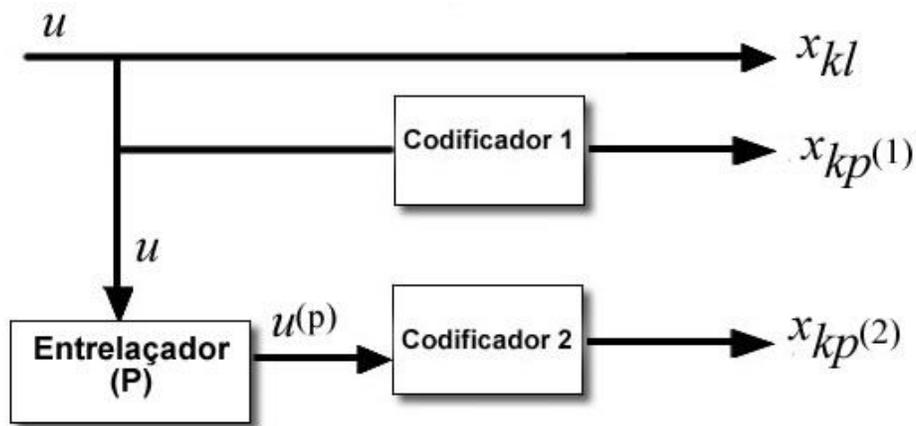
Os inventores dos códigos turbo [18] usaram dois códigos convolucionais recursivos e sistemáticos, de taxa 1/2, concatenados em paralelo e entrelaçados e, realizaram a decodificação iterativamente com dois decodificadores MAP. Ambos os codificadores da Fig.9.8 são iguais e os seus bits de paridade  $x_{kp}^{(1)}$  e  $x_{kp}^{(2)}$ , na saída, são frequentemente recolhidos alternadamente, por puncionamento, de modo a obter-se uma taxa de código global de 1/2.

O elemento de ordem  $i$  da seqüência entrelaçada,  $u_i^{(P)}$ , é simplesmente igual ao elemento de ordem  $Pi$  da seqüência original. Logo  $u_i^{(P)} = u_{Pi}$ , como pode ser visto no exemplo da Fig.9.7, a função do entrelaçador no processo de codificação é o de descorrelacionar as informações para a proteção contra rajadas de erros na transmissão.



**Fig.9.7** Vetor de permutação (entrelaçamento) de 10 bits.

A Equação (9.28) é a base da decodificação iterativa. Na primeira iteração a LLR a priori  $L(uk)$  é nula se for considerado que os bits de entrada são equiprováveis. A informação extrínseca  $Le(uk)$  que cada decodificador fornece será usada para atualizar  $L(uk)$  de iteração para iteração e desse decodificador para o outro. Dessa maneira o decodificador turbo ganha progressivamente mais confiança nas decisões rígidas  $\pm 1$  que o decodificador terá de tomar no fim do processo iterativo. A Fig.9.9 mostra um diagrama de blocos simplificado de um decodificador turbo que ilustra os procedimentos iterativos. Para obter-se uma seqüência entrelaçada  $u^{(P)}$  a partir de  $u$  calcula-se  $u_i^{(P)} = u_{p_i}$ . Foi utilizado nesta dissertação um entrelaçador aleatório, o qual faz a permutação de bits a partir de um valor aleatório chamado de valor semente.



**Fig.9.8 Diagrama de um codificador turbo paralelo.**

Na Fig.9.9, observa-se o processo e as variáveis utilizadas na decodificação iterativa, que seguem os seguintes passos:

Na primeira iteração assume-se que  $L(u_k) = 0$ . O decodificador 1 fornece então a informação extrínseca  $L_{e1}(u_k|y)$  sobre o bit sistemático, ou de mensagem, que obteve do primeiro bit de paridade e, nota-se que o decodificador 2 não precisa da LLR  $L_1(u_k|y)$ .

Após entrelaçamento apropriado a informação extrínseca  $L_{e1}(u_k|y)$  do decodificador 1, calculada através da Equação (9.28), é entregue ao decodificador 2 como  $L_1(u_k)$ , que é uma melhor e mais atual estimativa sobre  $L(u_k)$ . Depois, o decodificador 2 fornece  $L_{e2}(u_k|y)$ , que é a sua própria informação extrínseca sobre o bit sistemático, mas agora baseada no outro bit de paridade (note-se que até este ponto a LLR continua a ser desprezada). Após desentrelaçamento esta informação é entregue ao decodificador 1 como  $L_2(u_k)$ , a qual é uma estimativa ainda mais bem elaborada sobre  $L(u_k)$ .

Neste ponto inicia-se uma nova iteração

Após um número pré-determinado de iterações ou após se ter atingido um determinado critério de parada, a LLR  $L_2(u_k|y)$  na saída do decodificador 2 é desentrelaçada e entregue como  $L(u_k|y)$  ao dispositivo de decisão rígida o qual, por sua vez, estima o bit de informação de acordo exclusivamente com o sinal, positivo ou negativo, da LLR desentrelaçada:

$$\hat{u}_k = \text{sign}[L(u_k | y)] = \text{sign}\{p^{-1}[L_2(u_k | y)]\} \quad (9.30)$$

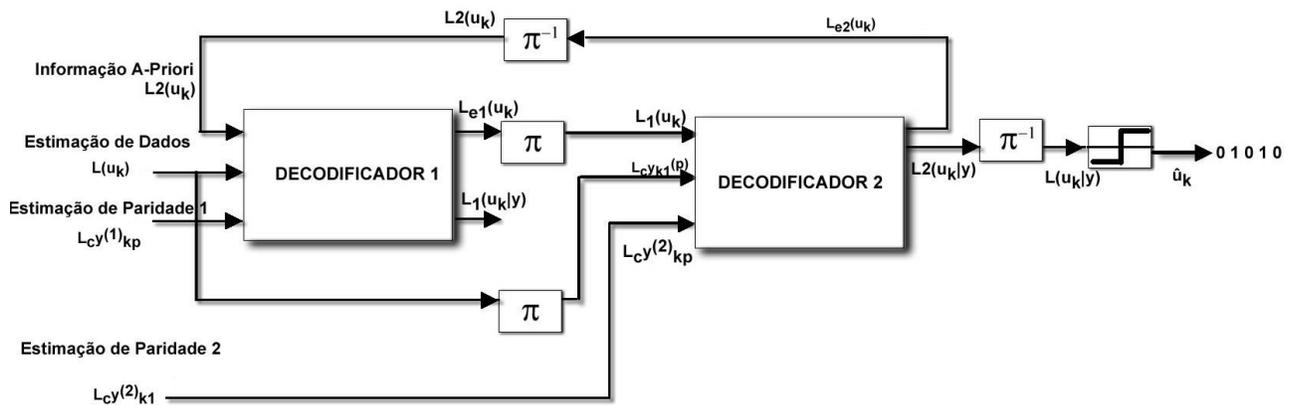


Fig.9.9 Diagrama de blocos de um decodificador turbo paralelo.

## 9.4 Turbo Codificador Serial

Outro método de concatenação de codificadores convolucionais utilizado é a concatenação serial [18,30,35,47], como pode ser ver na Fig.9.10.



Fig.9.10 Diagrama de codificador turbo serial

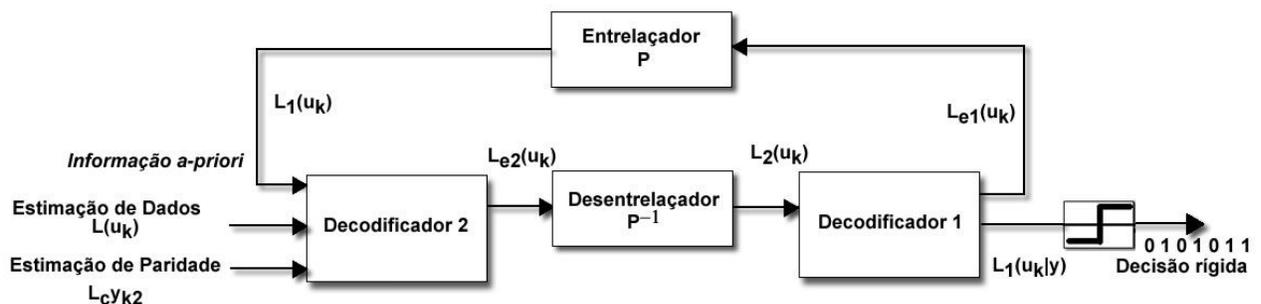


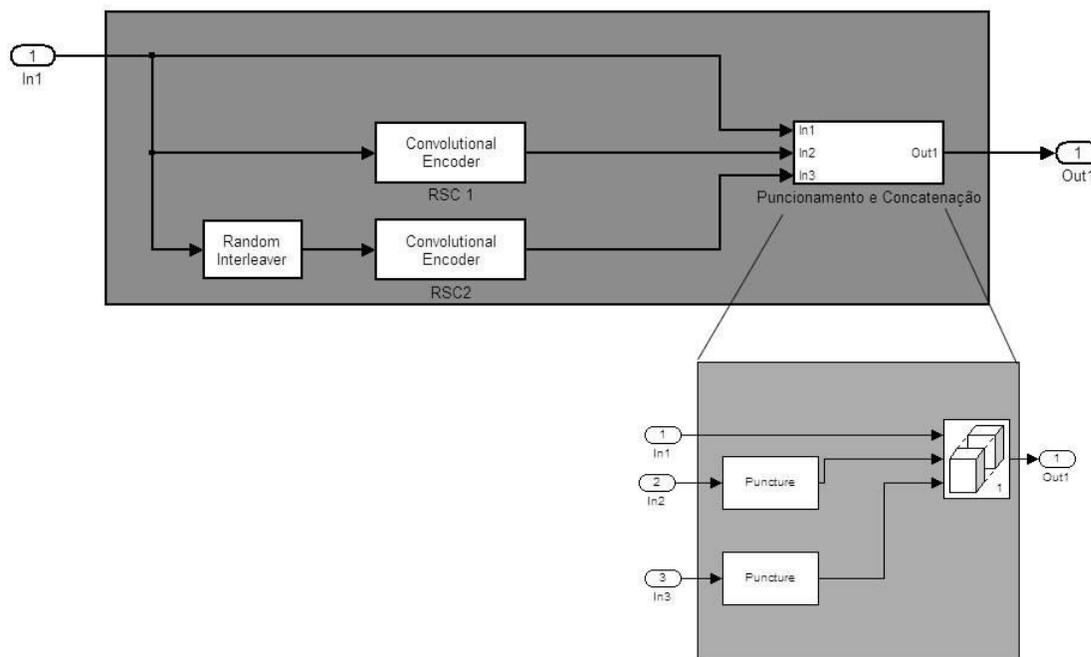
Fig.9.11 Diagrama do decodificador turbo serial.

No decodificador serial, a estimção de dados  $L(u_k)$  que alimenta o decodificador 2, contém a informação útil e paridade do decodificador 1, que deverá ser desentrelaçada e decodificada. A

informação extrínseca do decodificador 1 será então entrelaçada e irá alimentar o decodificador 2 como informação *a-priori* de forma iterativa, como pode ser visto na Fig.9.11.

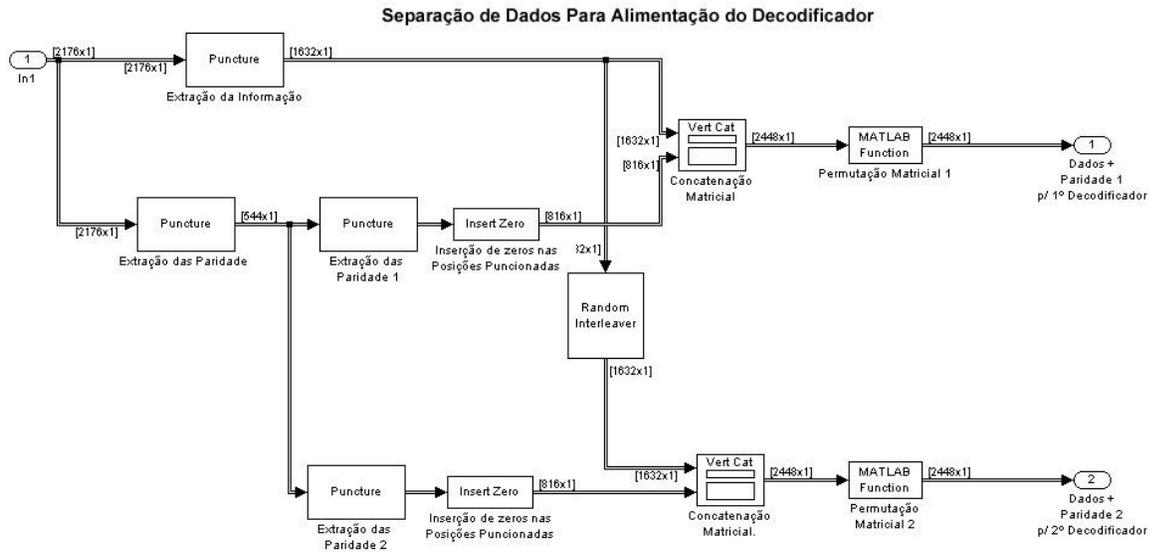
### 9.4.1 Aplicação do Codificador Turbo

Para a substituição dos codificadores convolucionais e decodificadores de *Viterbi* por blocos turbo codificadores e decodificadores nos sistemas de TV Digital , foi utilizada a plataforma *Matlab Simulink* e , foram implementados puncionadores, quantizadores, *buffers* e extratores de paridade para alcançar as diferentes taxas existentes nos diferentes padrões. A seguir, o diagrama de blocos dos codificar implementado em paralelo.



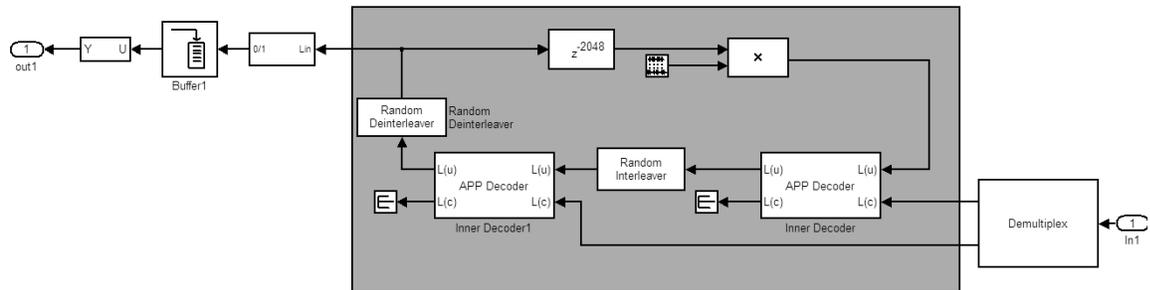
**Fig.9.12 Codificador turbo convolucional paralelo concatenado e puncionado.**

Para a codificação em paralelo, foi utilizado dois codificadores convolucionais recursivos , com diferentes polinômios tentando-se alcançar o melhor desempenho, um entrelaçador aleatório (*Random Interleaver*), blocos de puncionamento para filtrar a informação desejada e posteriormente punciona-la( ou perfura-la), excluindo dados de paridade para atingir a taxa desejada. O desempenho de diferentes polinômios e taxas são apresentados na seção resultados, no final do trabalho.



**Fig. 9.13 Demultiplexação para alimentação do decodificador.**

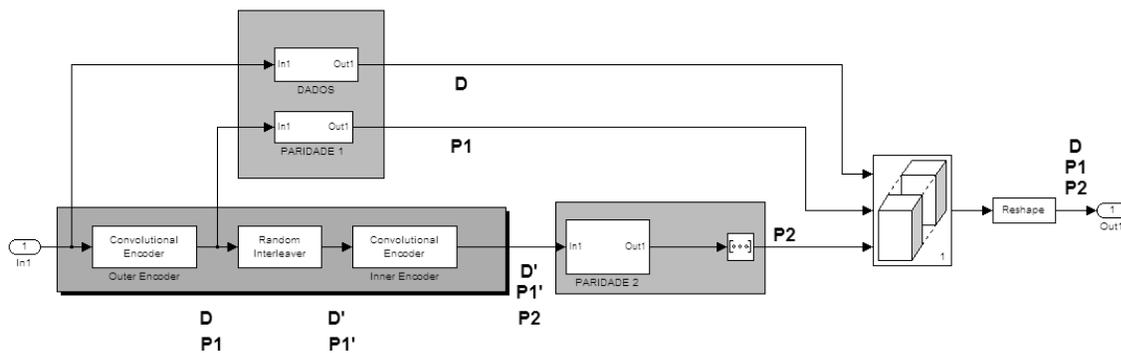
Para recuperar a informação de dados e paridade após a demodulação é utilizado um demultiplexador. Utiliza-se um extrator de paridade onde se separa os dados e paridade puncionada para uma inserção de zeros na posição onde o vetor foi perfurado. É necessário um entrelaçamento para se concatenar novamente os dados e a paridade 2, pois no codificador da Fig.9.12 observa-se que os dados foram entrelaçados antes de serem codificados, porém os dados que foram transmitidos não estavam entrelaçados, desta forma os dados que foram anteriormente entrelaçados e codificados foram descartados após a codificação 2. Assim para representá-los, entrelaça-se os dados recebidos e concatena-se com a paridade 2, desta forma tem-se os dados para a alimentação do decodificador 1 (dados + paridade 1) e decodificador 2 (dados entrelaçados e paridade 2 entrelaçada) .



**Fig.9.14 Decodificador turbo convolucional paralelo concatenado e puncionado.**

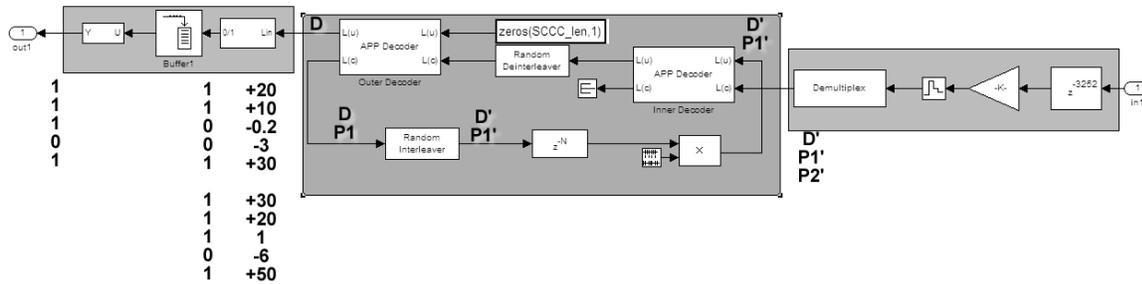
Nesta etapa, inicia-se a decodificação iterativa do codificador turbo em paralelo, utilizando-se um ganho  $k$  para reduzir o efeito da variância do ruído do canal, um bloco *zero-order-hold*, para controlar o número de realimentações do sistema, um bloco de extração de paridade apresentado na figura anterior para separar os dados e paridade para a alimentação dos decodificadores, dois blocos decodificadores turbo *APP Decoder* com algoritmo *Max-log-MAP* separados por um entrelaçador aleatório, o primeiro decodificador recebe os dados e paridade 1 e também a informação *a-priori* do decodificador 2. Sua saída é a informação extrínseca que será entrelaçada e utilizada como informação *a-priori* pelo decodificador 2. O resultado da primeira iteração pode ser observado analisando a informação *a-posteriori* do decodificador 2, a informação extrínseca deste decodificador será entrelaçada e irá realimentar o decodificador 1 como informação *a-priori*.

Na Fig.9.15, apresenta-se o esquema de concatenação de um código convolucional em série, também conhecido como código turbo convolucional serial (SCCC).



**Fig.9.15 Codificador turbo convolucional serial concatenado e puncionado.**

Da mesma forma, o codificador turbo concatenado em série foi implementado separando-se os dados e a paridade para que somente a paridade fosse puncionada. A diferença deste codificador é que a paridade 2 é a paridade 1 codificada e entrelaçada. O desempenho desses dois métodos foi testado e analisado e, os resultados são apresentados na seção resultados no final deste trabalho.



**Fig.9.16 Decodificador turbo convolucional serial concatenado e puncionado.**

Após a separação de dados e paridade, alimenta-se o decodificador 1 com dados e ambas as paridades puncionadas. O decodificador 1 também é alimentado pela informação *a-priori* do decodificador 2. A saída deste decodificador é composta por uma estimacão dos dados e do código de paridade do decodificador 2, o qual resulta em informacão *a-posteriori*(dados) e informacão extrínseca, que é chamada de informacão *a-priori* pelo primeiro decodificador após ser entrelaçada.

Os resultados gráficos da comparacão de desempenho destes sistemas e as configuracões dos codificadores convolucionais são apresentados na seccão resultados.

## 10 Códigos LDPC (*LOW DENSISTY PARITY CHECK*)

Os códigos LDPC (*Low Density Parity Check*) foram inventados por *Robert Gallager*, que os apresentou pela primeira vez em 1962 e depois na sua tese de doutorado em 1963 [45]. Apesar de *Gallager* também ter proposto o método (iterativo) de decodificação, os códigos LDPC eram considerados “avançados” para a tecnologia da época e ficaram esquecidos por cerca de trinta anos. Em 1993 com o advento dos turbo codificadores, os códigos LDPC reapareceram como outra solução que se aproximava ao limite de capacidade de canal de *Shannon*. São códigos de bloco binários caracterizados por uma matriz de verificação de paridade H esparsa (matriz em que o número de elementos não nulos é pequeno em relação ao número de elementos nulos).

### 10.1 Matriz de Cheque de Paridade H e Geradora G

A matriz H pode ser construída de forma regular (mesmo número de uns nas linhas e mesmo numero de uns nas colunas) ou irregular (mesmo número de uns nas linha) [16,44,45,46].

Os códigos LDPC regulares são representados por LDPC(s,t), onde “s” é o peso das linhas e t é o peso das colunas, se o código for irregular representa-se apenas por LDPC(n,s), onde n representa o comprimento do código. Para a construção de H, deve-se distribuir 1’s na matriz de acordo com as restrições de regularidade ou irregularidade.

Para um código regular, as condições de regularidade são:

O peso das linhas é dado por

$$s = \frac{nt}{n-k} \quad (10.1)$$

onde k representa o número de linhas da matriz H, e n representa o comprimento do código.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

a) b)

Fig.10.1 Matrizes de paridade H a)Código regular LDPC(3,2) b)Código irregular LDPC (7,4)

As linhas da matriz  $H$  representam as equações de paridade e as colunas os bits da palavra código. O elemento da linha  $j$  e coluna  $i$  só é 1 se o bit  $x_i$  fizer parte da  $j$ -ésima equação de paridade. Utilizando uma matriz  $H$  esparsa, tem-se um número reduzido de variáveis envolvidas em cada equação de paridade. Para se obter a palavra código  $v \in C(n,k)$  é necessário a construção de uma matriz geradora de códigos  $G$  a partir da manipulação de  $H$ .

A palavra código  $v$  é resultante de uma combinação linear das linhas da matriz geradora de  $C$ , um vetor binário de dados  $m$  definirá a combinação linear das linhas:

$$v = m.G \quad (10.2)$$

Após a construção de  $G$ , faz-se a verificação de paridade do código  $C$  formado por  $G$ :

$$G.H^T=0 \quad (10.3)$$

Se a condição acima for satisfeita, uma palavra código gerada por  $G$  também deverá satisfazer a condição necessária e suficiente para  $v \in C$ :

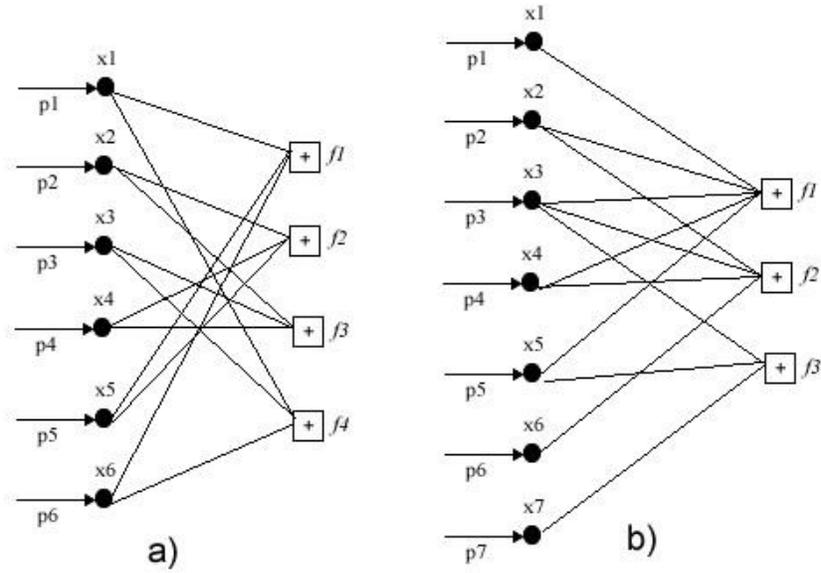
$$v.[H]^T=0 \quad (10.4)$$

A matriz geradora  $G$  deve ser construída através de permutação de colunas e operações lineares de  $H$ , de forma que  $G$  resulte em :

$$G=[I_{k \times k} \ P_{k \times n}] \quad (10.5)$$

## 10.2 Decodificação

Para caracterizar e decodificar os códigos LDPC são utilizados os gráficos bipartidos de *Tanner* [16]. Os gráficos de *Tanner* são gráficos *bipartidos*, ou seja o gráfico está dividido em duas regiões distintas, cada uma com seu tipo de nó, ligadas por linhas que unem nós de tipos diferentes. Para um dado código de bloco  $(n,k)$ , em um dos lados do gráfico são colocados  $n$  nós de variáveis, e no outro são colocados  $n - k$  nós de controle, ou de paridade, representados por quadrados. Na Fig.10.2, ao número de linhas que se encontram num dado nó chama-se *grau* do nó e o número total de linhas do gráfico é igual ao número de “uns” da matriz  $H$  do código.



**Fig.10.2** Gráficos de *Tanner* associados as Matrizes H a)Código regular LDPC(3,2) b)Código irregular LDPC (7,4)

Nos gráficos de *Tanner* cada nó de variável está associado a um bit de código e cada nó de paridade está associado a uma equação de paridade (e apenas está ligado às variáveis dessa equação). Sendo assim, pode-se encarar cada nó de paridade como uma função com dois valores possíveis: se a equação de paridade respectiva for satisfeita vale 1, se não o for vale 0.

Por exemplo para a matriz da Fig.10.1 b) , observa-se a verificação de paridade (soma modulo 2) para as equações de paridade:

$$\begin{cases} x1 \oplus x2 \oplus x3 \oplus x5 = 0 \\ x2 \oplus x3 \oplus x4 \oplus x6 = 0 \\ x3 \oplus x4 \oplus x5 \oplus x7 = 0 \end{cases} \quad (10.6)$$

Sendo  $\mathbf{x} = x_1, x_2, \dots, x_7$  uma palavra de código. A mesma Fig.10.2 b) mostra o correspondente gráfico de *Tanner*. Neste exemplo tem-se três funções de quatro variáveis,  $f_1(x_1, x_2, x_3, x_5)$ ,  $f_2(x_2, x_3, x_4, x_6)$  e  $f_3(x_3, x_4, x_5, x_7)$ , funções que, como se acabou de dizer, valem 1 ou 0 conforme as equações de paridade do código são ou não satisfeitas, ou seja,  $f_1, f_2$  e  $f_3$  são funções binárias indicadoras *de pertence* ao código.

Usando a terminologia dos gráficos bipartidos: os nós de paridade têm todos grau 4. Já os nós de variáveis têm graus diversos: por exemplo, a variável  $x_3$  tem grau 3 e a variável  $x_4$  tem grau 2.

Portanto, uma dada palavra de  $n$  bits pertence ao código se todas as funções indicadoras forem iguais a 1 e não pertence se pelo menos uma das funções for nula. A seqüência 1101000, por exemplo, não é uma palavra de código pois nem todas as funções associadas aos nós de paridade valem 1:

$$\begin{cases} 1+1+0+0=0 \Rightarrow f1=1 \\ 1+0+1+0=0 \Rightarrow f2=1 \\ 0+1+0+0=1 \Rightarrow f3=0 \end{cases} \quad (10.7)$$

Pode-se escrever então:

$$\begin{aligned} f1(x1, x2, x3, x5) &= \delta(x1 \oplus x2 \oplus x3 \oplus x5) \\ &= \begin{cases} 1, & x1 \oplus x2 \oplus x3 \oplus x5 = 0 \\ 0 & x1 \oplus x2 \oplus x3 \oplus x5 \neq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (10.8)$$

$$\begin{aligned} f2(x2, x3, x4, x6) &= \delta(x2 \oplus x3 \oplus x4 \oplus x6) \\ f3(x3, x4, x5, x7) &= \delta(x3 \oplus x4 \oplus x5 \oplus x7) \end{aligned} \quad (10.9)$$

Na expressão (10.8),  $\delta(x)$  representa o delta de *Kronecker*:

$$\delta(x) = \begin{cases} 1, & x = 0 \\ 0, & x \neq 0 \end{cases} \quad (10.10)$$

Na aplicação que interessa, a decodificação, os gráficos de *Tanner* são usados para transferir *mensagens* entre nós através das linhas que os unem. Quanto mais linhas possuir o gráfico mais cálculos serão necessários e, desta forma as matrizes esparsas com seu número reduzido de “uns” são apropriadas para a decodificação baseada em gráficos bipartidos.

Os algoritmos de decodificação utilizados são baseados em gráficos e são designados genericamente por *algoritmos de transferência de mensagens*.

Considerando-se então um gráfico de *Tanner* com nós de variáveis  $x_i$  e nós de controle  $f_j$ , trocando mensagens deste gênero, a variável  $x_i$  questiona  $f_j$  sobre as “opiniões” que os outros  $x_i$  têm dela e  $f_j$  responde-lhe com as “opiniões” que conhece. Tais questões e respostas refletem-se na notação a seguir:

$q_{ij}(x_i)$  : Mensagem do nó do bit  $x_i$  para o nó de paridade  $f_j$

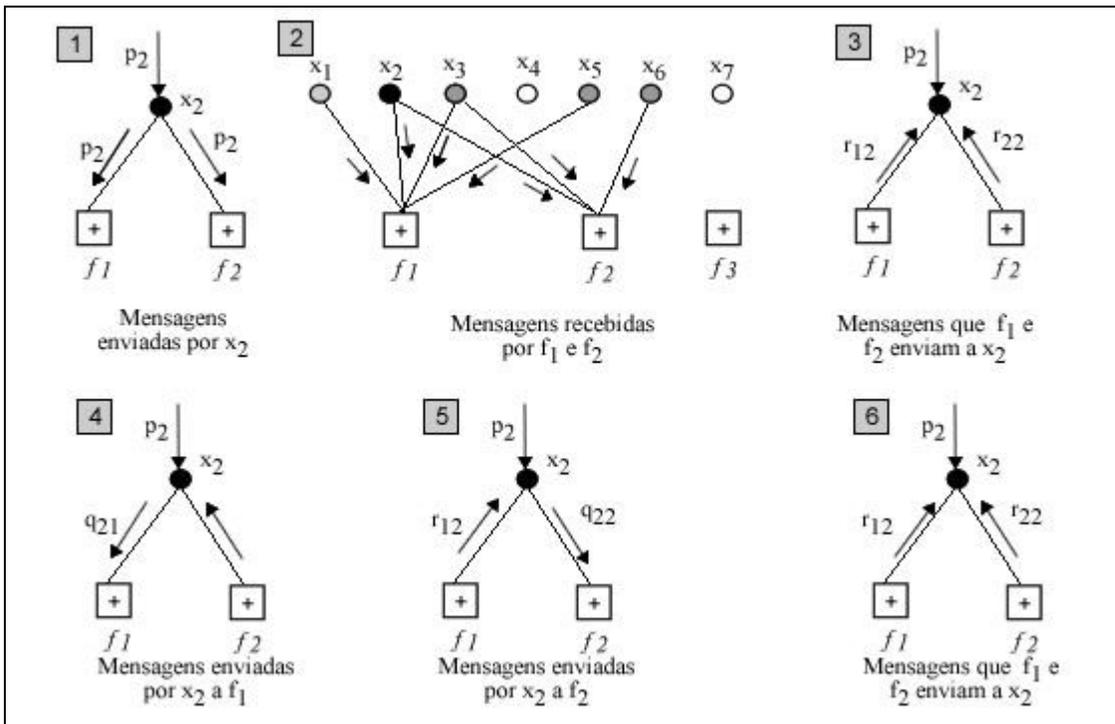
$$q_{ij} = \begin{bmatrix} q_{ij}(x_i = 0) \\ q_{ij}(x_i = 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(x_i = 0 | \sim \{f_j\}, y) \\ p(x_i = 1 | \sim \{f_j\}, y) \end{bmatrix} \quad (10.11)$$

$r_{ji}(x_i)$ : Mensagem do nó de paridade  $f_j$  para o nó de variável  $x_i$ .

Da mesma forma, a mensagem de  $f_j$  para  $x_i$  é a probabilidade de  $x_i$  ter um certo valor e a equação de paridade  $f_j$  ser satisfeita

$$r_{ji}(x_i) = \begin{bmatrix} r_{ji}(0) \\ r_{ji}(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(x_i = 0, f_j(), y) \\ p(x_i = 1, f_j(), y) \end{bmatrix} \quad (10.12)$$

Para exemplificar com um caso concreto considera-se o gráfico de Tanner da Fig.10.3 e os vários passos relativos à variável  $x_2$ :



**Fig.10.3 Exemplo de transferência de mensagens entre os nós de gráficos bipartidos**

1. No início a variável  $x_2$  espalha pelos nós de paridade  $f_1$  e  $f_2$  a mensagem a priori (isto é, a estimativa de probabilidade) que recebeu do canal,  $p_2$ .
2. Mas o nó  $f_1$  também recebeu estimativas de  $x_1, x_3$  e  $x_5$  e o nó  $f_2$  também recebeu estimativas de  $x_3$  e  $x_6$ .
3. Cada um dos nós  $f_1$  e  $f_2$  processa as mensagens que **não** vieram de  $x_2$  e envia a este o resultado ( $r_{12}$  e  $r_{22}$ , respectivamente).
- 4/5. O processo agora se repete com as mensagens a circular das variáveis para os nós de paridade e destes para as variáveis: por exemplo voltando à variável  $x_2$ , esta envia a  $f_1$  uma mensagem  $q_{21}$  baseada no que os outros nós de paridade,  $p_2$  e  $f_2$ , lhe enviaram, e envia a  $f_2$  uma outra mensagem,  $q_{22}$ , esta baseada no que recebeu de  $p_2$  e  $f_1$ .

6. Os nós  $f_1$  e  $f_2$  enviam a  $x_2$  novas mensagens mais refinadas.

Existem diversos algoritmos para o cálculo das probabilidades das mensagens entre os nós de paridade e variáveis, como os algoritmos soma e produto, máximo produto e mínimo da soma.

No algoritmo “soma-e-produto” para o cálculo probabilístico de q e r utiliza-se as seguintes expressões:

$$q_{ij}(x_i) = K_{ij} \prod_{j' \neq j} r_{ji}(x_i) \quad (10.13)$$

$$r_{ji}(x_i) = \sum_{i' \neq i} [f_j(x_1, x_2, \dots) \prod_{i' \neq i} q_{i'j}(x_i)], \quad (10.14)$$

onde  $K_{ij}$  é um fator de normalização com valor tal que  $q_{ij}(0) + q_{ij}(1) + \dots + q_{ij}(M-1) = 1$  e a função de várias variáveis  $f_j(x_1, x_2, \dots)$  é, como se viu, uma função indicadora de pertence, e resulta em dois valores, 0 e 1.

Na Equação (10.14) as somas e os produtos justificam o nome do algoritmo soma-produto. A Equação (10.13) diz que a mensagem que uma variável transmite a um dos nós de paridade a que está ligada é igual ao produto, devidamente normalizado, das mensagens que acabou de receber dos outros nós de paridade (incluindo o canal). A Equação (10.14) diz que a mensagem que um nó de paridade envia a um dos nós de variáveis a que está ligado é igual à soma dos produtos das mensagens que o nó acabou de receber das outras variáveis e que satisfazem a equação de paridade. As mensagens que circulam em ambos os sentidos são mensagens exteriores ou *extrínsecas* à variável em causa. A estimativa final da probabilidade a posteriori  $p(x_i | y)$  produzida por cada nó de variável  $x_i$  é igual ao produto normalizado de todas as mensagens recebidas dos nós de paridade, incluindo a mensagem a priori do canal:

Para a atualização das mensagens logarítmicas, utilizam-se as seguintes expressões:

- Mensagem do nó  $x_i$  para a função  $f_j$ :

$$L(q_{ij}) = L(p_i) + \sum_{j' \neq j} L(r_{ji}), \quad (10.15)$$

onde  $L(p_i)$  é a LLR *a priori* calculada inicialmente pelo demodulador *soft*, onde o ruído na saída de um filtro adaptado no receptor tem variância  $\sigma^2 = N_0 / 2E_c$  onde  $N_0/2$  é a densidade espectral de potência do ruído e  $E_c = R_c E_b$  é a energia de cada *bit* codificado (sendo  $E_b$  a energia de cada bit antes da codificação e  $R_c = k/n$  a taxa do código). Portanto, utiliza-se a seguinte expressão para a modulação BPSK:

$$L(p_i) = 4 \frac{Ec}{No} y_i = 4 \cdot \frac{R_c \cdot E_b}{N_o} y_i \quad (10.16)$$

Para outras modulações,

- Mensagem do nó de variável  $x_i$  para o nó de paridade  $f_j$ :

$$L(q_{ij}) = L(p_i) + \sum L(r_{j'i}) \quad (10.17)$$

- Mensagem do nó de paridade  $f_j$  para o nó de bit  $x_i$ :

onde,

$$\begin{aligned} L(r_{ij}) &= \ln \frac{1 - \prod_{i' \neq i} (1 - 2q_{i'j})}{1 + \prod_{i' \neq i} (1 - 2q_{i'j})} = \frac{\ln 1 - \prod_{i' \neq i} \tanh[-L(q_{i'j})/2]}{1 + \prod_{i' \neq i} \tanh[-L(q_{i'j})/2]} \\ &= 2 \tanh^{-1} \left( - \prod_{i' \neq i} \tanh(-L(q_{ij})/2) \right) \end{aligned} \quad (10.18)$$

Onde define-se a função auxiliar  $\Phi(x) = \tanh\left(\frac{-x}{2}\right)$ .

Logo,

$$\begin{aligned} L(r_{ij}) &= 2 \tanh^{-1} \left( - \prod_{i' \neq i} \tanh(-L(q_{i'j})/2) \right) \\ &= \Phi^{-1} \left( \prod_{i' \neq i} \Phi(L(q_{i'j})) \right) \end{aligned} \quad (10.19)$$

A estimativa final da probabilidade *a posteriori*  $p(x_i | y)$  produzida por cada nó de variável  $x_i$  é igual ao produto normalizado de todas as mensagens recebidas dos nós de paridade, incluindo a mensagem a priori do canal:

$$p(x_i | y) = K_i \prod_j r_{ji}(x_i) \quad (10.20)$$

Tal como antes, o fator de normalização  $K_i$  tem um valor tal que:

$$\sum_{k=0}^{M-1} p(x_i = k | y) = 1 \quad (10.21)$$

No fim de todas as iterações calcula-se a LLR final somando todas as LLR que confluem na variável:

$$L(x_i | y) = L(q_i) = L(p_i) + \sum_j L(r_{ji}) \quad (10.22)$$

A expressão anterior mostra que a LLR a posteriori é igual à soma de uma componente fixa intrínseca à variável,  $L(p_i)$ , com uma componente que lhe é extrínseca e resultou da transferência de mensagens,  $\sum_j L(r_{ji})$ .

### 10.3 Mensagens com Variáveis Binárias

Se as variáveis forem binárias as expressões das mensagens tornam-se mais simples, especialmente as enviadas pelos nós de paridade:

$$q_{ij}(0) = K_{ij} (1 - p_i) \prod_{j \neq j'} r_{j'i}(0) \quad (10.23)$$

$$q_{ij}(1) = K_{ij} p_i \prod_{j \neq j'} r_{j'i}(1)$$

$$r_{ji}(0) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \prod_{i' \neq i} [1 - 2q_{i'j}(1)] \right\} \quad (10.24)$$

$$r_{ji}(1) = 1 - r_{ji}(0)$$

O fator  $K_{ij}$  é tal que  $q_{ij}(0) + q_{ij}(1) = 1$ .

Exemplo: Considerando-se os nós de grau 4 da Fig.10.4, o nó de variável v3 envia ao nó de paridade f1 a mensagem dada pela expressão

$$q_{31} = K_{31} p_3 r_{33} r_{43} \quad (10.25)$$

onde K é dado pela expressão:

$$K_{31} = \frac{1}{p_3 r_{33} r_{43} + (1 - p_3)(1 - r_{33})(1 - r_{43})} \quad (10.26)$$

As mensagens para os nós de paridade seriam calculadas de forma similar, segundo as expressões:

$$q_{33} = \frac{p_3 r_{13} r_{43}}{p_3 r_{13} r_{43} + (1 - p_3)(1 - r_{13})(1 - r_{43})} \quad (10.27)$$

$$q_{34} = \frac{p_3 r_{13} r_{33}}{p_3 r_{13} r_{33} + (1-p_3)(1-r_{13})(1-r_{33})} \quad (10.28)$$

Por sua vez, o nó de paridade  $f_2$  envia aos nó do bit  $v_2$  a mensagem  $r_{22}$  obtida pela Equação (10.26):

$$r_{22} = q_{12}(1-q_{32})(1-q_{42}) + q_{32}(1-q_{12})(1-q_{42}) + q_{42}(1-q_{12})(1-q_{32}) + q_{12}q_{32}q_{42} \quad (10.29)$$

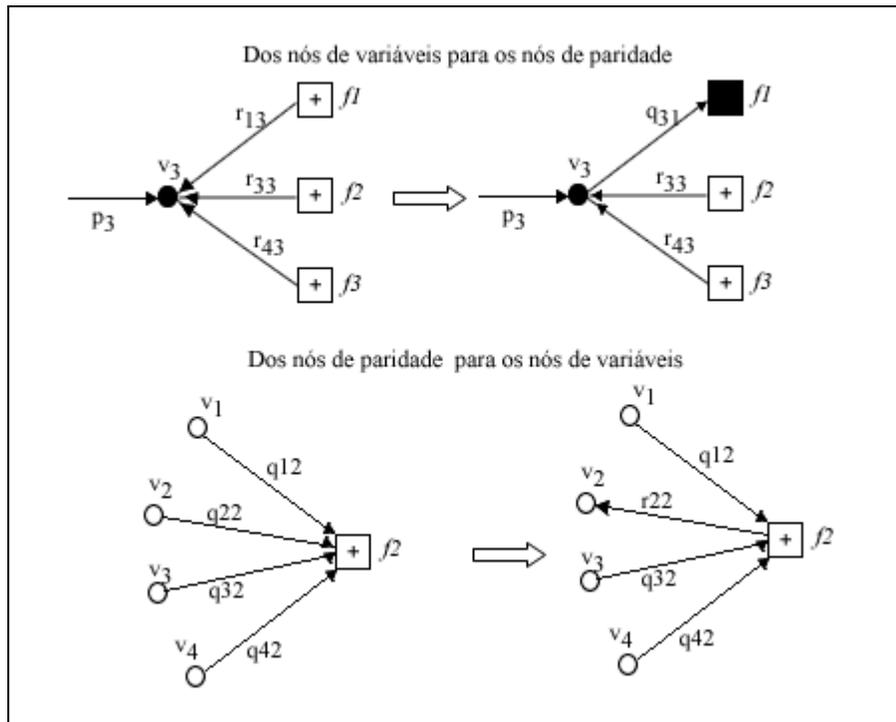


Fig.10.4 Mensagens entre nós do grafo de Tanner.

## 10.4 Simplificação: Algoritmo "Max-Product"

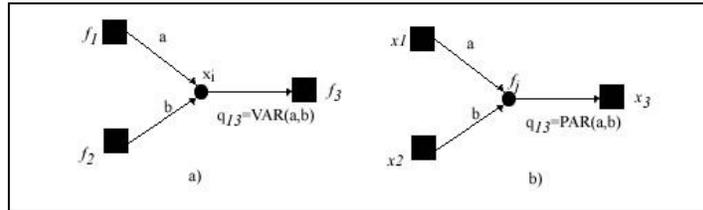
Observando o nó de paridade de grau 3 da Fig.10.5, a mensagem transmitida resulta de um produto que, como se viu, vale:

$$r_{j3} = \text{PAR}(a,b) = a(1-b) + b(1-a) \quad (10.30)$$

Uma simplificação do algoritmo substitui este cálculo pelo máximo das duas parcelas:  $r_{j3} \approx \max \{a(1-b), b(1-a)\}$ . Com nós de paridade de grau superior, as multiplicações da

equação (10.30) são simplificadas de maneira idêntica. Tomando-se apenas o valor máximo dos diversos produtos envolvidos, segundo a expressão (10.29), obtém-se:

$$r_{ji} \approx \max[a(1-b)(1-c)\dots, b(1-a)(1-c)\dots, c(1-a)(1-b)\dots, abc\dots]. \quad (10.31)$$



**Fig.10.5 As funções VAR e PAR em nós de grau 3.**

A este algoritmo simplificado, em que as mensagens dos nós de variáveis resultam de um produto e as mensagens dos nós de paridade são um máximo, dá-se o nome de algoritmo *max-product*.

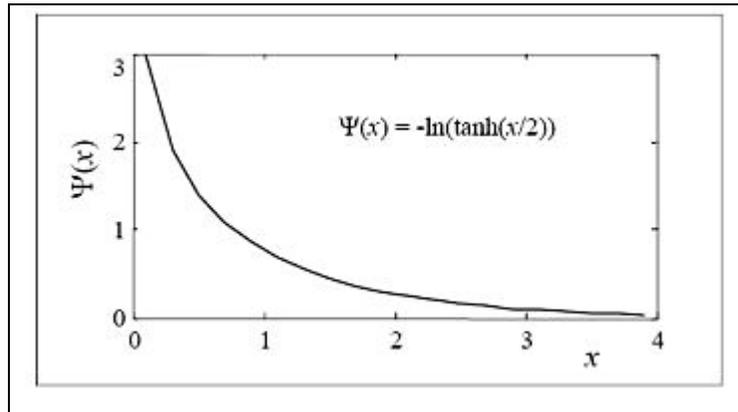
### 10.5 Simplificações: Algoritmo “Min-Sum”

As razões LLR são usadas para simplificar os cálculos, nomeadamente para substituir multiplicações por somas. Mesmo que já se tenha substituído as multiplicações por adições no cálculo das mensagens de variáveis, as multiplicações subsistem no cálculo das mensagens dos nós de paridade. Assim, define-se uma nova função auxiliar,  $\Phi(x) = -\ln[\tanh(x/2)]$ ,  $x > 0$ , e sabendo que qualquer número real  $y$  é igual ao produto do seu módulo pela função sinal,  $y = \text{sign}(y)|y|$ , a Equação (10.25) pode ser escrita da forma:

$$L(r_{ij}) = (-1)^{d_j} \left( \prod_{i' \neq i} \text{sgn}[L(q_{i'j})] \right) \Phi(|L(q_{i'j})|) \quad (10.32)$$

onde  $d_j$  é o grau do nó.  $\Phi$  é uma função positiva fortemente decrescente pelo que o somatório das funções  $\Phi$  é aproximadamente igual ao termo dominante, correspondente ao menor dos  $|L(q_{ji})|$  envolvidos. Além disso, a função  $\Phi$  é igual a sua inversa,  $\Phi^{-1}(x) = \Phi(x)$ , isto é  $\Phi(\Phi(x)) = x$ . Logo, a expressão acima simplifica-se em:

$$\begin{aligned}
L(r_{ij}) &\approx (-1)^{d_j} \left( \prod_{i' \neq i} \text{sgn}[L(q_{i'j})] \right) \Phi \left( \max_{i' \neq i} (\Phi(|L(q_{i'j})|)) \right) \\
&= (-1)^{d_j} \left( \prod_{i' \neq i} \text{sgn}[L(q_{i'j})] \right) \Phi \left( \min_{i' \neq i} (\Phi(|L(q_{i'j})|)) \right)
\end{aligned}
\tag{10.33}$$



**Fig.10.6** A função auxiliar  $\Phi(x)=-\ln[\tanh(x/2)]$ .

A forma simplificada indicada pela Equação (10.33) recebe o nome de *min-sum algorithm*.

## 11 Resultado de Simulações

Para as simulações, foram utilizados simuladores anteriormente desenvolvidos para o projeto do sistema brasileiro de TV digital, os quais foram modificados para simular os diferentes padrões como DVB-T e ISDB-T, neste trabalho implementa-se nos simuladores os blocos necessários para simular o sistema DVB-H e ISDB-T com turbo codificadores e LDPC concatenados com os códigos BCH e *Reed-Solomon*.

Considerações sobre a simulação:

- Modulações utilizadas : QPSK, 16-QAM, 64-QAM
- Canais: AWGN , Brasil A, Brasil B, TU-6 , Rayleigh
- Considera-se o sincronismo perfeito entre transmissor e receptor
- Variância de ruído informada para o receptor

Procedimento para geração de resultados:

- 1- Escolha dos Códigos concatenados (RS,BCH) + (CC, PCCC,SCCC,LDPC)
- 2- Variação de taxa do codificador externo (RS e BCH) (0.73 , 0.94 ; 0.98 ; 0.99)
- 3- Variação das taxas do código interno equalizada com taxa de código externo e funcionamento da paridade para geração da taxa desejada. (1/3 ,1/2 , 2/3, 3/4, 5/6 ,7/8)
- 4- Variação do número de estados das treliças dos RSC (LDPC forma regular/irregular)
- 5- Variação do número de iterações (ponto de saturação)
- 6- Traçar curvas (BER x SNR)
- 7- Escolha dos melhores resultados
- 8- Comparação entre Sistemas (melhores resultados)
- 9- Testes em diferentes canais (BR-A/B/,ITU-6)
- 10- Testes dos melhores resultados para deslocamento em frequência *Doppler*
- 11- Resumo dos resultados obtidos e conclusões

A tabela a seguir apresenta as diferentes taxas utilizadas para análise de desempenho dos codificadores, o tamanho em bits ou bytes da mensagem de dados  $k$  é dividido pelo tamanho  $n$  do código produzido, gerando a taxa  $k/n$ .

**Tabela 11.1 Taxas de código utilizadas nas simulações.**

<b>Codificador</b>	<b>n</b>	<b>k</b>	<b>Taxa</b>	<b>Taxa (Fração)</b>
<b>Reed-Solomon</b>	255	129	0,506	43/85
	255	151	0,592	45/76
	255	173	0,678	19/28
	255	195	0,765	13/17
	204	188	0,922	47/51
	255	239	0,937	15/16
<b>BCH</b>	2047	2025	0,989	92/93
	2047	2003	0,979	91/93
	2047	1937	0,946	88/93
	2047	1508	0,737	14/19
	2047	1222	0,597	40/67
<b>CC</b>	3264	1632	0,500	1/2
	2448	1632	0,667	2/3
	2176	1632	0,750	3/4
	1958	1632	0,833	5/6
	1866	1632	0,875	7/8
<b>PCCC/SCCC/LDPC</b>	3264	1632	0,500	1/2
	2448	1632	0,667	2/3
	2176	1632	0,750	3/4
	1958	1632	0,833	5/6
	1866	1632	0,875	7/8
<b>PCCC/SCCC/LDPC</b>	Variável	2048		Variável

O primeiro estágio de codificação no modulador é descrito neste trabalho em referência as normas dos sistemas DVB-T/H e ISDB-T, como *outer-coder* (Codificador externo) e o segundo estágio *inner-coder* (Codificador Interno). Os codificadores de *Reed-Solomon* e BCH foram utilizados como *outer-coder* e os codificadores convolucionais (CC), turbo paralelo (PCCC), turbo Serial (SCCC) e LDPC como *inner-coder*.

As taxas representadas na Tabela 11.1 como “Variável” representam todas as taxas produzidas pelo código *inner-coder* concatenado com o *outer-coder*, para gerar uma taxa final equivalente as taxas (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8) e, dessa forma pode-se comparar o desempenho dos códigos com a mesma eficiência espectral.

Para os turbo codificadores paralelo e serial, o algoritmo de decodificação iterativa utilizado foi o *max-log-map*.

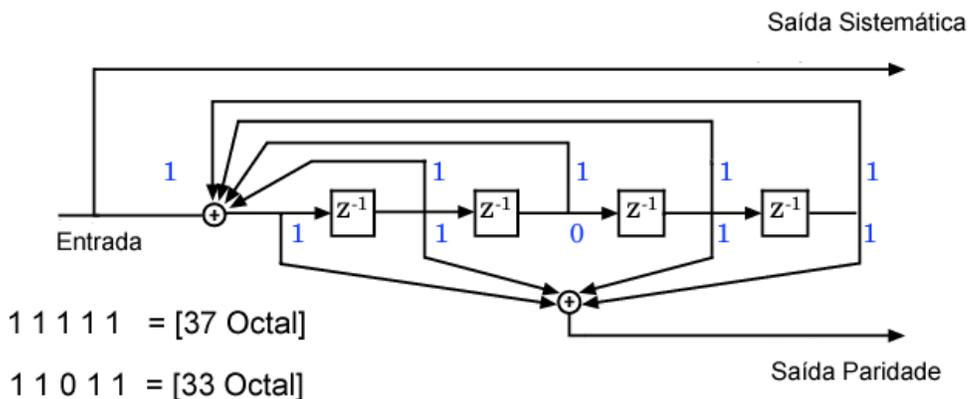
A Tabela 11.2 apresenta as treliças utilizadas nos codificadores turbo paralelo e turbo serial e uma representação de treliça recursiva com indicação octal das conexões de seus ramos.

**Tabela 11.2 Representação octal das treliças utilizadas.**

Taxa	Nº de Estados	Representação Octal	Dfree
1/2	4	[7 5]	10
1/2	8	[15 14]	5
1/2	16	[23 33]	10
1/2	64	[171 133]	10
1/2	128	[1257 1553]	10
1/2	512	[1267 553]	9
2/3	16	[5 0 5; 0 3 3]	5
2/3	64	[15 0 12; 0 13 6]	5
2/3	128	[33 0 13; 0 13 15]	5
2/3	512	[15 0 12; 0 13 6]	5

\*Códigos recursivos foram utilizados para as aplicações com realimentação

Os codificadores sistemáticos recursivos são conhecidos por ter uma resposta a um impulso infinita IIR (*Infinite impulse response*), que é fundamental na distribuição de pesos das palavras códigos geradas, afetando assim diretamente o desempenho do codificador.



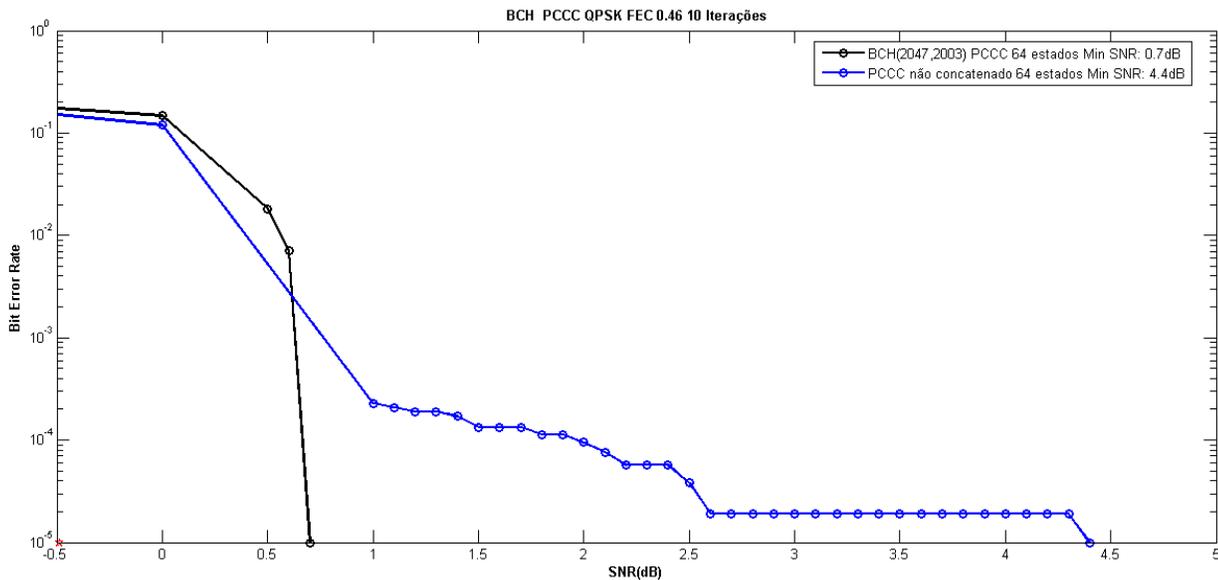
**Fig.11.1 Representação octal das conexões de ramos do código RSC (*Recursive Systematic Convolutional*) com taxa 1/2.**

Nas simulações a seguir foram transmitidos aproximadamente  $1.4 \times 10^5$  bits de informação para cada simulação e, os valores de limiar de SNR (*Signal to Noise Ratio*), foram registrados quando o sistema apresentava uma taxa de BER (*Bit Error Ratio*) de 0, ou seja quando o sistema na saída do último estágio de decodificação estava livre de erros.

Apresenta-se na seqüência os testes realizados com o padrão DVB-T/H, e um resumo dos mesmos testes com o padrão ISDB-T.

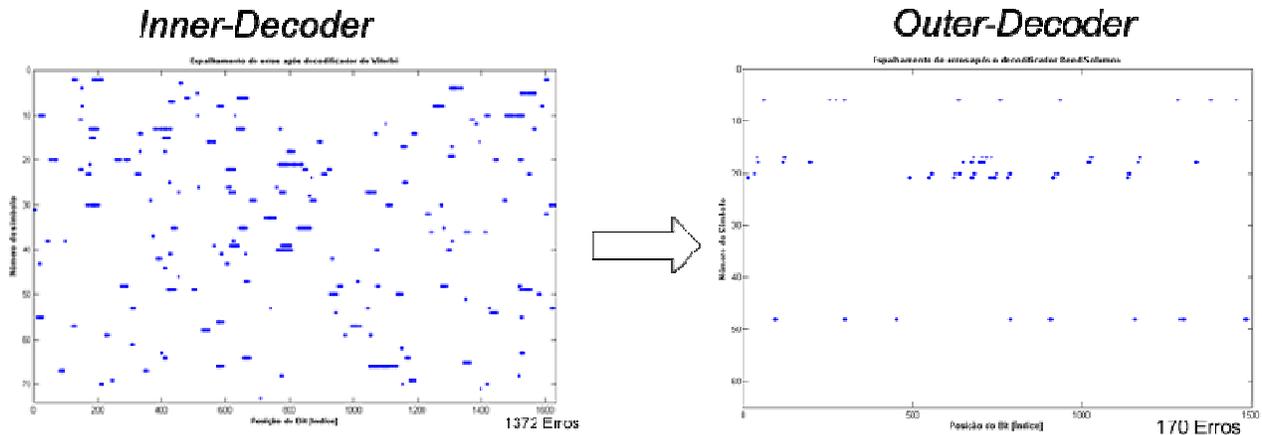
## 11.1 Simulações com o Codificador PCCC

As primeiras análises realizadas com a implementação do código turbo paralelo, foram em relação a necessidade ou não de concatenação destes códigos com os chamados *outer-coder*(RS, BCH). A curva a seguir esclarece o porque do uso de códigos concatenados.



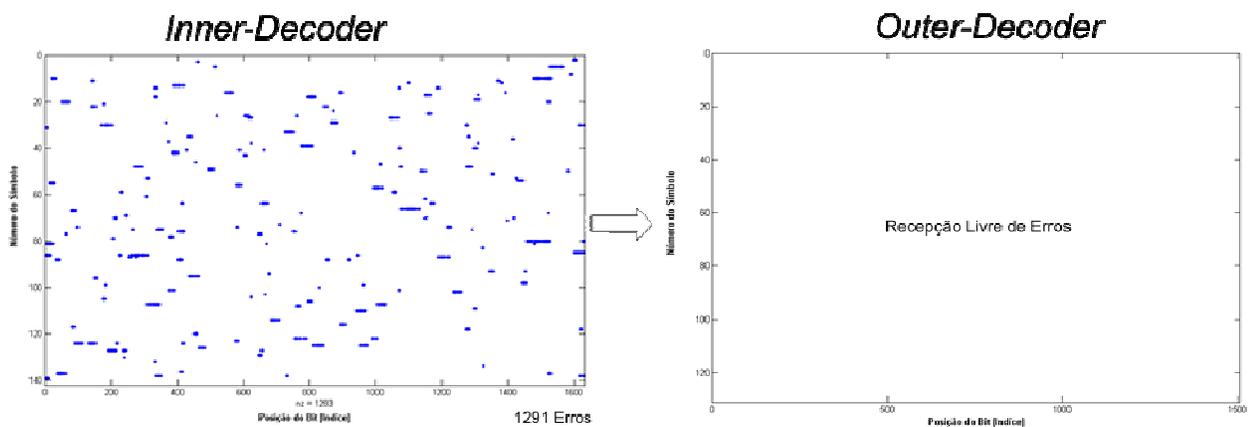
**Fig.11.2 Análise de ganho de codificação utilizando concatenação de codificadores BCH-PCCC para a modulação QPSK.**

Observa-se na Fig.11.2, que mesmo utilizando as mesmas taxas para os códigos concatenados e não concatenados, o codificador turbo paralelo não concatenado não consegue convergir a um BER de  $\sim 1 \cdot 10^{-5}$ , perdendo drasticamente o desempenho de codificação em relação a concatenação BCH-PCCC. Na figura abaixo, é possível observar o ganho de desempenho da concatenação entre os codificadores convolucionais e *Reed Solomon*.



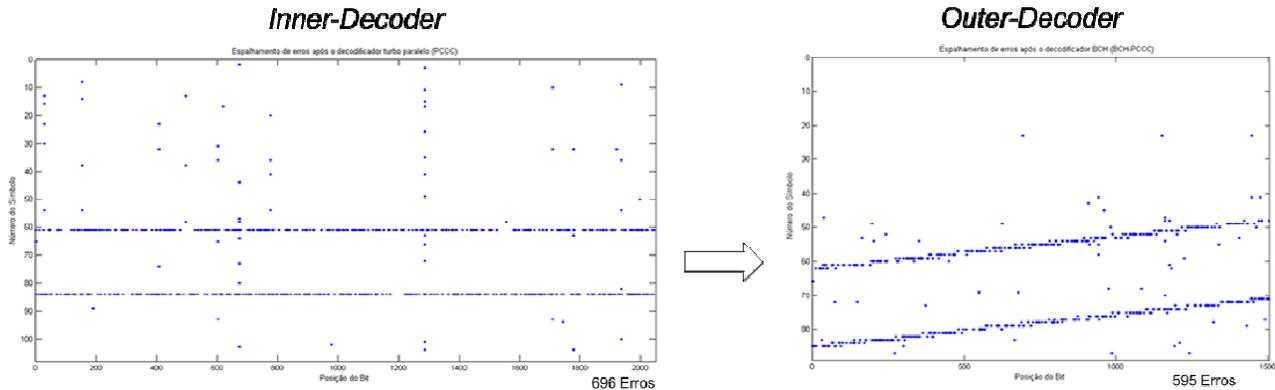
**Fig.11.3** Espalhamento de erros após a decodificação de *Viterbi* e *Reed-Solomon* no sistema DVB-T/H (SNR=1.2 dB, QPSK 1/2 , 2K , IG 1/4).

Na Fig.11.3, os pontos em azul na *inner-decoder*, representam erros na saída do decodificador de *Viterbi*, e no *outer-decoder*, erros na saída do decodificador RS (*Reed-Solomon*), observa-se dessa forma que os erros na saída do decodificador de *Viterbi* estão concentrados em pequenas rajadas de erros espalhadas, o que é conveniente para o decodificador de RS, o qual possui uma característica nas configurações adotadas de correção de 8 bytes espalhados por símbolo recebido. Cada símbolo recebido equivale a uma linha do gráfico da Fig.11.3. Como as rajadas de erros do decodificador de *Viterbi* estão na forma binária, e serão convertidas para bytes, antes de alimentarem o decodificador RS, pode-se notar então o chamado “casamento” entre os corretores de erros, a forma de concentração dos erros na saída do primeiro decodificador são perfeitas para a maior eficiência do segundo decodificador.



**Fig.11.4.** Espalhamento de erros após a decodificação de *Viterbi* e *Reed-Solomon* no sistema DVB-T/H em canal AWGN (SNR=1.5 dB, QPSK 1/2 , 2K , IG 1/4).

Porém, nota-se que, os turbo decodificadores e decodificadores LDPC respondem de forma diferente ao espalhamento de propagação de erros, como é possível notar na Fig.11.5.



**Fig.11.5** Espalhamento de erros após a decodificação turbo e BCH(2047,2003) no sistema DVB-T/H em canal AWGN (SNR=0.6 dB, QPSK 1/2 , 2K , IG 1/4).

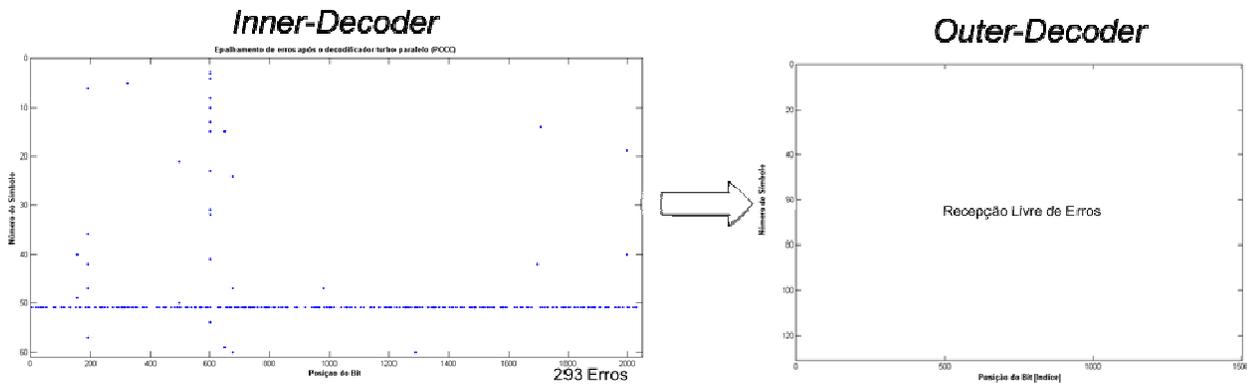
Na Fig.11.5, visualiza-se 2 rajadas de erros concentradas em quadros inteiros e, para a recuperação destes erros, foi necessário o entrelaçamento temporal para espalhamento dos erros entre 10 quadros futuros, a partir do uso de um entrelaçador temporal helicoidal, como pode ser visto na Fig.11.6.



**Fig.11.6** Entrelaçador temporal helicoidal.

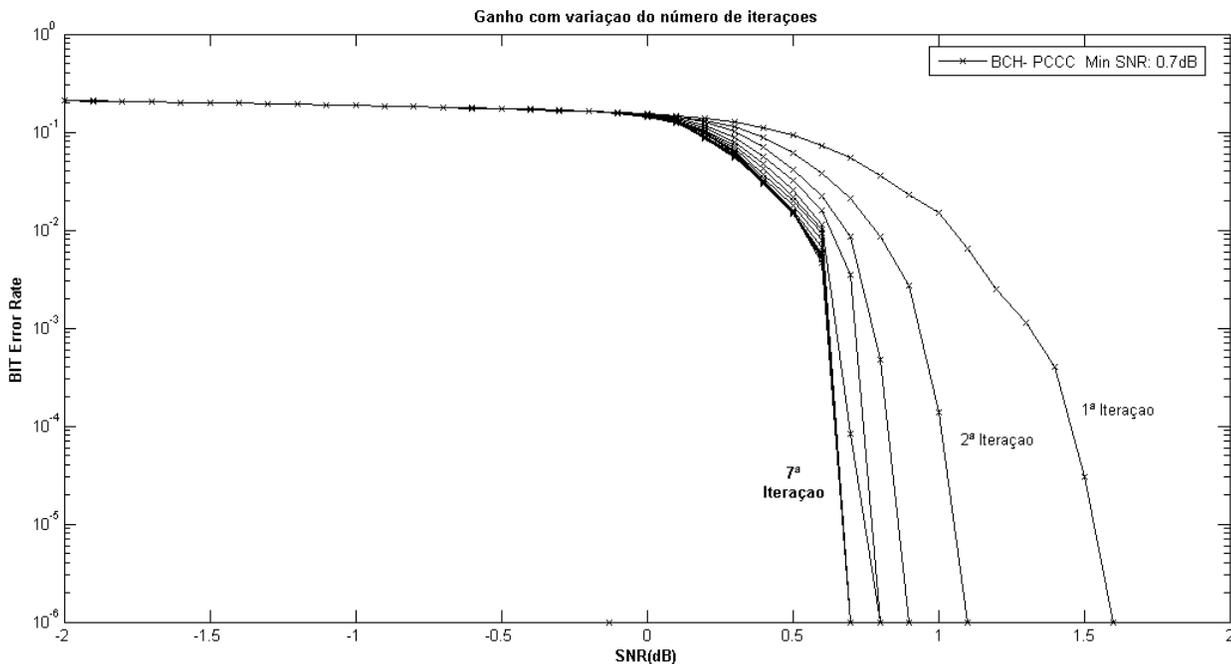
O entrelaçador helicoidal acumula vetores de dados de vários quadros e os organiza distribuindo as posições seqüenciais ao longo de diagonais da matriz interna, a saída é composta pela seqüência de linhas da matriz. É possível notar o efeito do uso do entrelaçador helicoidal pela inclinação da rajada de erros na Fig.11.5, ou seja os erros em rajada na saída

dos turbo decodificadores foram distribuídos entre vários quadros. Desta forma , com a variação de 0.1 dB, foi possível corrigir os erros em rajada propagados pelos decodificadores turbo e LDPC como pode ser visto na Fig.11.7.



**Fig.11.7 Espalhamento de erros após a decodificação turbo e BCH (2047,2003) no sistema DVB-T/H em canal AWGN (SNR=0.7 dB, QPSK 1/2 , 2K , IG ¼)**

Utilizando concatenação dos códigos BCH-PCCC e RS-PCCC, para uma posterior análise das variações de configurações, satura-se o ganho do sistema variando-se o número de iterações como pode ser visto na Fig.11.8:



**Fig.11.8 Saturação de ganho do codificador BCH-PCCC com variação do número de iterações para a modulação QPSK-COFDM.**

Como o ganho de codificação foi saturado a partir da 7ª iteração, nas simulações a seguir utilizou-se um total de 10 iterações contabilizando 3 iterações como margem de segurança para eventuais perdas de desempenho devido a alterações de parâmetros.

Os resultados apresentados a seguir são referentes a simulações de concatenação dos codificadores *Reed-Solomon*/BCH com o codificador PCCC, para sistema DVB-T/H no modo 2K, IG ¼. Nas tabelas é utilizada a seguinte nomenclatura:

IC= *Inner-Coder* ( Codificador interno)

OC=*Outer-Coder* (Codificador externo)

HI=Utilização de entrelaçador do tipo helicoidal temporal

Capacidade de correção IC= refere-se a capacidade de correção em bits (BCH) ou bytes (RS) .

As taxas indicadas como 0,46 ; 0,61 ; 0,69 ; 0,76 ; 0,81 são referentes as taxas utilizadas nos sistemas de TV digital DVB-T/H e ISDB-T, são taxas resultantes da concatenação do código *Reed-Solomon* e codificador convolucional, onde a taxa fixa do codificador *Reed-Solomon* é equivalente a (188/204) e as taxas possíveis a partir do método de puncionamento do codificador convolucional são 1/2 , 2/3 , 3/4 , 5/6 e 7/8. A multiplicação das taxas dos dois sistemas geram as seguintes taxas: (188/204) x 1/2 = 0.46 , (188/204) x 2/3 =0.61.

**Tabela 11.3 Taxas resultantes da concatenação de codificadores RS-CC.**

<b>Outer-Coder</b>	<b>Inner-Coder</b>	
<b>RS</b>	<b>CC</b>	<b>Taxa Resultante</b>
188/204	1/2	0,46
188/205	2/3	0,61
188/206	3/4	0,69
188/207	5/6	0,77
188/208	7/8	0,81

As diferentes configurações de taxas dos códigos *inner-coder* e *outer-coder* das tabelas a seguir geram as mesmas taxas resultantes da Tabela 11.3, possibilitando a comparação dos códigos com a mesma eficiência espectral.

**Tabela 11.4 Resultados das simulações de concatenação dos códigos (RS,BCH) e PCCC para canal AWGN  
BCH- HI-PCCC-QPSK-COFDM TAXA (1/3)**

<b>OC</b>	<b>IC</b>	<b>Taxa OC</b>	<b>Taxa IC</b>	<b>Taxa Total</b>	<b>Nº de Iterações</b>	<b>Descrição (OC)</b>	<b>Descrição (IC)</b>	<b>Capacidade Correção(IC)</b>	<b>SNRmin</b>
BCH	PCCC	0,989	0,311	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	-1,2

BCH	PCCC	0,979	0,314	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	-1,1
BCH	PCCC	0,989	0,311	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	<b>-0,8</b>
BCH	PCCC	0,979	0,314	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	-1,2

**BCH- HI-PCCC-16QAM-COFDM TAXA(1/3)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,311	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	4,3
BCH	PCCC	0,979	0,314	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	4
BCH	PCCC	0,989	0,311	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	3,6
BCH	PCCC	0,979	0,314	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>3,5</b>

**BCH- HI-PCCC-64QAM-COFDM TAXA(1/3)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,311	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	8
BCH	PCCC	0,979	0,314	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	8
BCH	PCCC	0,989	0,311	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	7,4
BCH	PCCC	0,979	0,314	0,307	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>7,2</b>

**RS- CI-PCCC-QPSK-COFDM TAXAS (0,46 ; 0,61 ; 0,69 ; 0,76 ; 0,81 )**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
RS	PCCC	0,922	0,500	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	RS(188/204)	t=8	1,2
RS	PCCC	0,922	0,667	0,614	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	RS(188/204)	t=9	3,2
RS	PCCC	0,922	0,750	0,691	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	RS(188/204)	t=10	4,2
RS	PCCC	0,922	0,833	0,768	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	RS(188/204)	t=11	5,4
RS	PCCC	0,922	0,875	0,806	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	RS(188/204)	t=8	7,9

**BCH- HI-PCCC-QPSK-COFDM TAXA 0.46**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,466	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	1,8
BCH	PCCC	0,979	0,471	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	0,7
BCH	PCCC	0,989	0,466	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	<b>0,7</b>
BCH	PCCC	0,979	0,471	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	0,7
-	PCCC	-	0,461	0,461	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	-		4,4

**BCH- HI-PCCC-QPSK-COFDM TAXA 0,61**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,621	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	<b>2,6</b>
BCH	PCCC	0,979	0,628	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	2,7

BCH	PCCC	0,989	0,621	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	6,7
BCH	PCCC	0,979	0,628	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/316 estados	BCH(2047,2003)	t=4	7,5
-	PCCC	-	0,614	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	-		6,6

### BCH- HI-PCCC-QPSK-COFDM TAXA 0,69

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
	PCCC	0,946	0,730	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,1937)	t=10	7,5
	PCCC	0,946	0,730	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	3,7
BCH	PCCC	0,989	0,699	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	<b>3,3</b>
BCH	PCCC	0,979	0,706	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	3,4
BCH	PCCC	0,989	0,699	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	7,5
BCH	PCCC	0,979	0,706	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	7,5
-	PCCC	-	0,691	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	-		

### BCH- HI-PCCC-QPSK-COFDM TAXA 0,77

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,776	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	5,6
BCH	PCCC	0,979	0,785	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>4,7</b>
BCH	PCCC	0,989	0,776	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	7,5
BCH	PCCC	0,979	0,785	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	7,5
-	PCCC	-	0,768	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	-		7,5

### BCH- HI-PCCC-QPSK-COFDM TAXA 0,81

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,815	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	6,2
BCH	PCCC	0,979	0,824	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	5,1
BCH	PCCC	0,989	0,815	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	7,5
BCH	PCCC	0,979	0,824	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	7,5
-	PCCC	-	0,806	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	-		7,5

### BCH- HI-PCCC-16QAM-COFDM TAXA 0,46

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,466	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	6,2
BCH	PCCC	0,979	0,471	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	6,4
BCH	PCCC	0,989	0,466	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	<b>6</b>

BCH	PCCC	0,979	0,471	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	6,1
-	PCCC	-	0,461	0,461	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	-		11,1

**BCH- HI-PCCC-16QAM-COFDM TAXA 0,61**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,621	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	9,3
BCH	PCCC	0,979	0,628	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>8,9</b>
BCH	PCCC	0,989	0,621	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	12
BCH	PCCC	0,979	0,628	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	12
-	PCCC	-	0,614	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 12 estados	-		12

**BCH- HI-PCCC-16QAM-COFDM TAXA 0,69**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,699	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	10,4
BCH	PCCC	0,979	0,706	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>10,2</b>
BCH	PCCC	0,989	0,699	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	12,9
BCH	PCCC	0,979	0,706	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	12,9
-	PCCC	-	0,691	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	-		12

**BCH- HI-PCCC-16QAM-COFDM TAXA 0,77**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,776	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	12,8
BCH	PCCC	0,979	0,785	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>11,6</b>
BCH	PCCC	0,989	0,776	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	12,9
BCH	PCCC	0,979	0,785	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	12,9

**BCH- HI-PCCC-16QAM-COFDM TAXA 0,81**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,815	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	12,4
BCH	PCCC	0,979	0,824	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>12,1</b>
BCH	PCCC	0,989	0,815	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	12,9
BCH	PCCC	0,979	0,824	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	16,4

**BCH- HI-PCCC-64QAM-COFDM TAXA 0,46**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,466	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	11,8
BCH	PCCC	0,979	0,471	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>11</b>
BCH	PCCC	0,989	0,466	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	12

BCH	PCCC	0,979	0,471	0,461	10	PCCC 2 RSC 1/2 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	10,6
-	PCCC	-	0,461	0,461	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	-		15

**BCH- HI-PCCC-16QAM-COFDM TAXA 0,61**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,621	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	14,1
BCH	PCCC	0,979	0,628	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	14,3
BCH	PCCC	0,989	0,621	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	16,5
BCH	PCCC	0,979	0,628	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	14,7
-	PCCC	-	0,614	0,614	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	-		17,7

**BCH- HI-PCCC-64QAM-COFDM TAXA 0,69**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,699	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	16
BCH	PCCC	0,979	0,706	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	15,8
BCH	PCCC	0,989	0,699	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	16,5
BCH	PCCC	0,979	0,706	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	16,5
-	PCCC	-	0,691	0,691	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	-		17,4

**BCH- HI-PCCC-64QAM-COFDM TAXA 0,77**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,776	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	17,3
BCH	PCCC	0,979	0,785	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	17,3
BCH	PCCC	0,989	0,776	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	17,4
BCH	PCCC	0,979	0,785	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	17,4
-	PCCC	-	0,768	0,768	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	-		18

**BCH- HI-PCCC-64QAM-COFDM TAXA 0,81**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	PCCC	0,989	0,815	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	18,4
BCH	PCCC	0,979	0,824	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	18,1
BCH	PCCC	0,989	0,815	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2025)	t=2	19,1
BCH	PCCC	0,979	0,824	0,806	10	PCCC 2 RSC 2/3 16 estados	BCH(2047,2003)	t=4	19,1
-	PCCC	-	0,806	0,806	10	CC 2/3 16 estados e CC 2/3 64 estados	-		

Após as simulações utilizando diferentes configurações de treliças, estados, e taxas para os códigos RS, BCH e turbo, notou-se que as configurações para a concatenação de códigos BCH

e PCCC para melhor desempenho em um canal AWGN dependem das taxas resultantes utilizadas, para cada taxa é possível encontrar uma configuração específica com maior ganho de codificação.

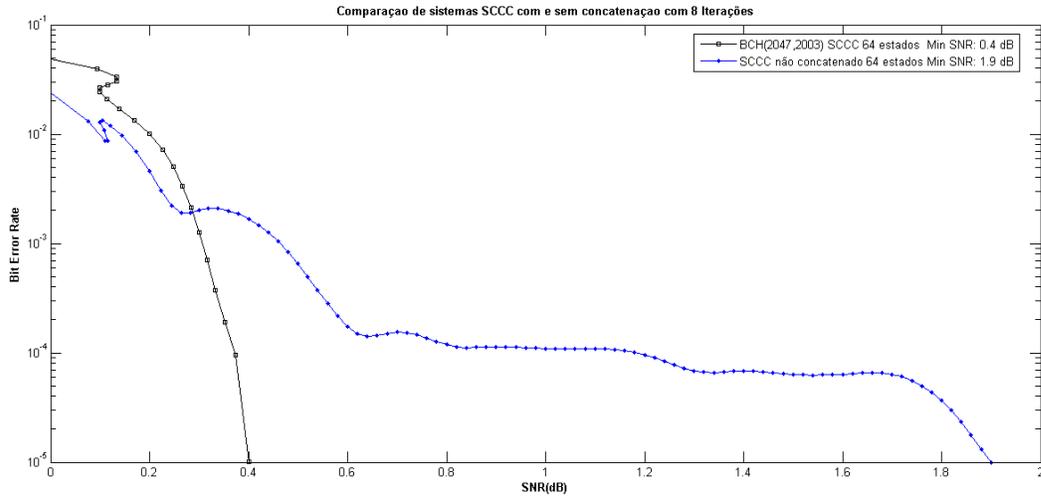
Dentre as configurações utilizadas, notou-se que os códigos turbo paralelo não respondem a um aumento do número de estados das treliças, concentrando seus melhores resultados em treliças de 16 e 64 estados. Aumentando-se a capacidade de correção dos códigos BCH e RS foi necessário reduzir as taxas do codificador turbo, incrementando a perda de bits de paridade através do método de punção, para gerar as mesmas taxas dos padrões de TV digital. Notou-se que para a melhor desempenho em termos de mínima relação sinal ruído (SNR) é necessário utilizar o *outer-coder* como um código auxiliar de taxa da ordem de ( $\sim 0.98$ ), que servirá como auxílio de convergência para a curva BER x SNR do sistema concatenado e, o *inner-coder* então deverá ter maior capacidade de correção.

Para o uso de baixas taxas da ordem de  $1/3$  a  $1/2$ , indica-se o uso de treliças de 16 estados e taxas do *outer-coder* próximas a 1 (0,989 ;0.979), com ganhos de até 1 dB em relação a mesmas taxas e treliças de 64 estados.

A partir de taxas maiores que  $1/2$ , a situação se inverte, onde a utilização de treliças de 64 estados apresenta ganhos em relação as de 16 estados da ordem de 4.5 dB. A variação entre as taxas do *outer-coder* (0,989 ;0.979) resultam em uma variação média de desempenho de 0.35 dB. A concatenação de códigos BCH-PCCC apresentou um ganho máximo de 1.7 dB em relação ao padrão DVB-T/H (RS+CC(1/3)).

## **11.2 Simulações com o Codificador SCCC**

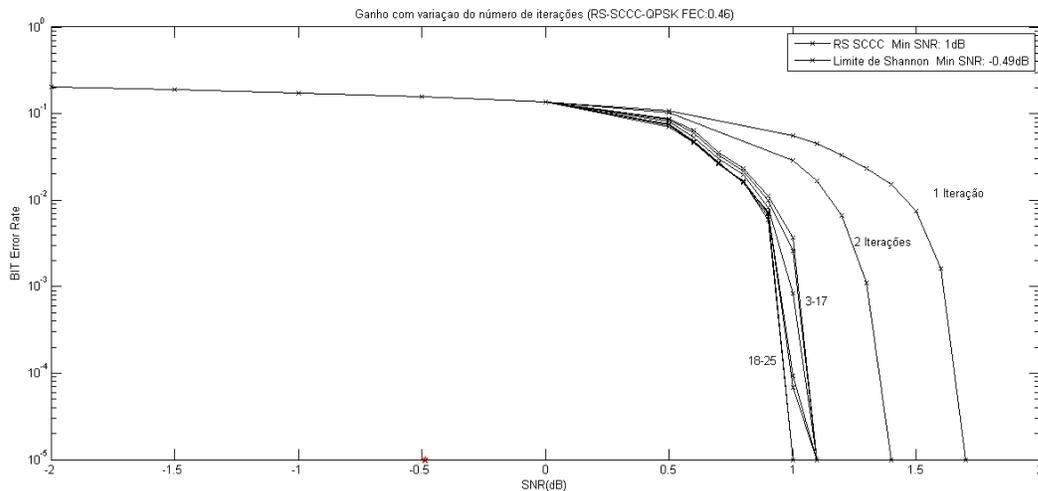
Os mesmos procedimentos foram seguidos para a análise do codificador SCCC. Novamente verifica-se a necessidade concatenação para ganho de desempenho, como pode ser observado na figura seguir:



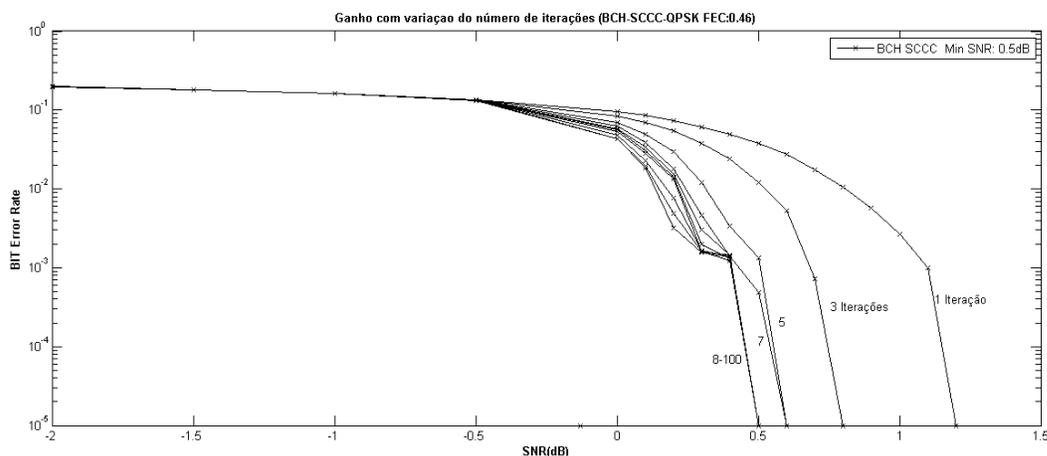
**Fig.11.9 Análise de ganho de codificação utilizando concatenação de codificadores BCH-SCC para a modulação QPSK.**

Da mesma forma, observando-se a Fig.11.9, a um BER de  $\sim 1.10^{-3}$ , porém apresentaram um ganho significativo (2.5 dB não concatenado e 0.3 dB concatenado) quando comparado aos resultados do sistema PCCC.

Utilizando concatenação dos códigos BCH-SCCC e RS-SCCC, para a posterior análise das variações de configurações, satura-se o ganho do sistema variando-se o número de iterações como pode ser visto na figura a seguir:



**Fig.11.10 Saturação de ganho do codificador RS-SCCC com variação do número de iterações para modulação QPSK-COFDM.**



**Fig.11.11 Saturação de ganho do codificador BCH-SCCC com variação do número de iterações para a modulação QPSK-COFDM.**

Comparando-se as curvas das figuras(Fig.11.11 e Fig.11.10), verifica-se que a utilização de concatenação dos codificadores de *Reed-Solomon* com o codificador SCCC além de possuir um número de iterações para saturação de desempenho da ordem de 18 iterações, 10 a mais que a concatenação com codificadores BCH, o desempenho de ganho de código é 0.5 dB inferior.

Os resultados apresentados a seguir são referentes a simulações de concatenação dos codificadores *Reed-Solomon*/BCH com o codificador SCCC, para sistema DVB-T/H no modo 2K, IG 1/4.

**Tabela 11.5 Resultados das simulações de concatenação dos códigos (RS,BCH) e SCCC para canal AWGN. RS-CI-SCCC-QPSK-COFDM TAXA (1/3)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,922	0,333	0,307	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(204,188)	t=8	-0,8

**RS-CI-SCCC-16QAM-COFDM TAXA (1/3)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,922	0,333	0,307	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(204,188)	t=8	4,5

**RS-CI-SCCC-64QAM-COFDM TAXA (1/3)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,922	0,333	0,307	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(204,188)	t=8	8,5

**BCH- HI-SCCC-QPSK-COFDM TAXA (1/3)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,922	0,333	0,307	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=8	-1,1
BCH	SCCC	0,922	0,333	0,307	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	-1,1

**BCH- HI-SCCC-16QAM-COFDM TAXA (1/3)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,922	0,333	0,307	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	4,1
BCH	SCCC	0,922	0,333	0,307	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	4,1

**BCH- HI-SCCC-64QAM-COFDM TAXA (1/3)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,922	0,333	0,307	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=8	8,2
BCH	SCCC	0,922	0,333	0,307	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	8,1

**RS- CI-SCCC-QPSK-COFDM TAXAS ( 0,46;0,61;0,69;0,77;0,81)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
RS+	SCCC	0,922	0,500	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(188/204)	t=8	1,1
RS+	SCCC	0,922	0,667	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(188/204)	t=8	3,2
RS+	SCCC	0,922	0,750	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(188/204)	t=8	4,1
RS+	SCCC	0,922	0,833	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(188/204)	t=8	6,4
RS+	SCCC	0,922	0,875	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(188/204)	t=8	6,8

**RS- CI-SCCC-16QAM-COFDM TAXAS ( 0,46;0,61;0,69;0,77;0,81)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
RS+	SCCC	0,922	0,500	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(188/204)	t=8	6,6
RS+	SCCC	0,922	0,667	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-	t=8	9,4
RS+	SCCC	0,922	0,750	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados		t=8	10,5
RS+	SCCC	0,922	0,833	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados		t=8	15,4
RS+	SCCC	0,922	0,875	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados		t=8	13,3

**RS- CI-SCCC-64QAM-COFDM TAXAS ( 0,46;0,61;0,69;0,77;0,81)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
RS+	SCCC	0,922	0,500	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(188/204)	t=8	12,1
RS+	SCCC	0,922	0,667	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(188/204)	t=8	14,9
RS+	SCCC	0,922	0,750	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(188/204)	t=8	16,7
RS+	SCCC	0,922	0,833	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(188/204)	t=8	19,4
RS+	SCCC	0,922	0,875	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	RS(188/204)	t=8	19,6

**BCH- HI-SCCC-QPSK-COFDM TAXA 0.46**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,946	0,461	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	0,6
BCH	SCCC	0,979	0,471	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>0,4</b>
BCH	SCCC	0,989	0,466	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	0,8
-	SCCC	-	0,461	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		1,9

**BCH- HI-SCCC-QPSK-COFDM TAXA 0,61**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,946	0,649	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	2,6
BCH	SCCC	0,979	0,628	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>2,5</b>
BCH	SCCC	0,989	0,621	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	3,8
-	SCCC	-	0,614	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		3,7

**BCH- HI-SCCC-QPSK-COFDM TAXA 0,69**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,946	0,730	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	3,7
BCH	SCCC	0,979	0,706	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>3,5</b>
BCH	SCCC	0,989	0,699	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	4,1
-	SCCC	-	0,691	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		5,9

**BCH- HI-SCCC-QPSK-COFDM TAXA 0,77**

OC	IC	Taxa			Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
		OC	IC	Total					
BCH	SCCC	0,946	0,812	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	4,6
BCH	SCCC	0,979	0,785	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	4,6
BCH	SCCC	0,989	0,776	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	<b>4,4</b>
-	SCCC	-	0,768	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		7,3

**BCH- HI-SCCC-QPSK-COFDM TAXA 0,81**

OC	IC	Taxa			Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
		OC	IC	Total					
BCH	SCCC	0,946	0,852	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	5,5
BCH	SCCC	0,979	0,824	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	5,1
BCH	SCCC	0,989	0,815	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	<b>4,9</b>
-	SCCC	-	0,806	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		7

**BCH- HI-SCCC-16QAM-COFDM TAXA 0,46**

OC	IC	Taxa			Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
		OC	IC	Total					
BCH	SCCC	0,946	0,487	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	6,2
BCH	SCCC	0,979	0,471	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	6
BCH	SCCC	0,989	0,466	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	<b>5,6</b>
-	SCCC	-	0,461	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		7,9

**BCH- HI-SCCC-16QAM-COFDM TAXA 0,61**

OC	IC	Taxa			Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
		OC	IC	Total					
BCH	SCCC	0,946	0,649	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	8,6
BCH	SCCC	0,979	0,628	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>8,4</b>
BCH	SCCC	0,989	0,621	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	8,8
-	SCCC	-	0,614	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		11,9

**BCH- HI-SCCC-16QAM-COFDM TAXA 0,69**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,946	0,730	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	10,2
BCH	SCCC	0,979	0,706	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	9,8
BCH	SCCC	0,989	0,699	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	10,5
-	SCCC	-	0,691	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		11,9

**BCH- HI-SCCC-16QAM-COFDM TAXA 0,77**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,946	0,812	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	11,5
BCH	SCCC	0,979	0,785	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	13,4
BCH	SCCC	0,989	0,776	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	11,5
-	SCCC	-	0,768	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		14,4

**BCH- HI-SCCC-16QAM-COFDM TAXA 0,81**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,946	0,852	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	12,4
BCH	SCCC	0,979	0,824	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	12,5
BCH	SCCC	0,989	0,815	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	11,8
-	SCCC	-	0,806	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		14,9

**BCH- HI-SCCC-64QAM-COFDM TAXA 0,46**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH	SCCC	0,946	0,487	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	10,7
BCH	SCCC	0,979	0,471	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	10,4
BCH	SCCC	0,989	0,466	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	10,4
-	SCCC	-	0,461	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		13,1

**BCH- HI-SCCC-64QAM-COFDM TAXA 0,61**

OC	IC	Taxa			Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
		OC	IC	Total					
BCH	SCCC	0,946	0,649	0,614	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	14,3
BCH	SCCC	0,979	0,471	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	<b>14,1</b>
BCH	SCCC	0,989	0,466	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	<b>14,1</b>
-	SCCC	-	0,461	0,461	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		16,9

**BCH- HI-SCCC-64QAM-COFDM TAXA 0,69**

OC	IC	Taxa			Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
		OC	IC	Total					
BCH+	SCCC	0,946	0,730	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	<b>16</b>
BCH+	SCCC	0,979	0,706	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	16,4
BCH+	SCCC	0,989	0,699	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	16,4
-	SCCC	-	0,691	0,691	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		18,5

**BCH- HI-SCCC-64QAM-COFDM TAXA 0,77**

OC	IC	Taxa			Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
		OC	IC	Total					
BCH	SCCC	0,946	0,812	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	17,7
BCH	SCCC	0,979	0,785	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	17,6
BCH	SCCC	0,989	0,776	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	<b>17,4</b>
-	SCCC	-	0,768	0,768	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		21,1

**BCH- HI-SCCC-64QAM-COFDM TAXA 0,81**

OC	IC	Taxa			Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
		OC	IC	Total					
BCH	SCCC	0,946	0,852	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,1937)	t=10	19,1
BCH	SCCC	0,979	0,824	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2003)	t=4	18,1
BCH	SCCC	0,989	0,815	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	BCH(2047,2025)	t=2	18,1
-	SCCC	-	0,806	0,806	8	RSC 2/3 16 estados e RSC 2/3 64 estados	-		19,4

Para os códigos BCH-SCCC, na Tabela 11.5, encontram-se as menores variações entre os melhores resultados encontrados. Variações de utilização de números de estados das treliças e concatenação de treliças de diferentes taxas são apresentadas na Tabela 15.2 na seção anexos no final deste trabalho.

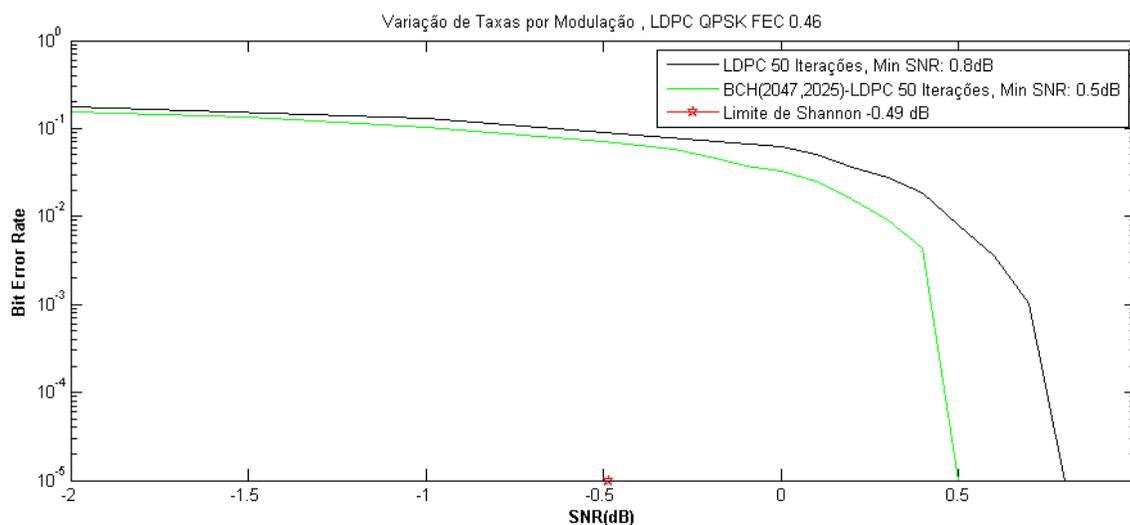
A utilização de treliças concatenadas com taxa 2/3, e a utilização de 16 estados para o primeiro codificador sistemático recursivo e 64 estados para o segundo, apresentou o mesmo ganho ou até mesmo ganho superior que concatenando treliças com maiores números de estados, porém apresentando melhor desempenho em velocidade de processamento.

A concatenação de códigos BCH e SCCC, apresentou um ganho máximo de 1.2 dB para a modulação QPSK taxa resultante 0.81, equivalente a concatenação RS+CC (7/8) do sistema DVB-T/H.

A variação de taxas do *outer-coder* para a concatenação com os códigos SCCC, apresentou melhores ganhos entre (0,946 e 0,989) dependendo da modulação e taxa resultante.

### 11.3 Simulações com o Codificador LDPC

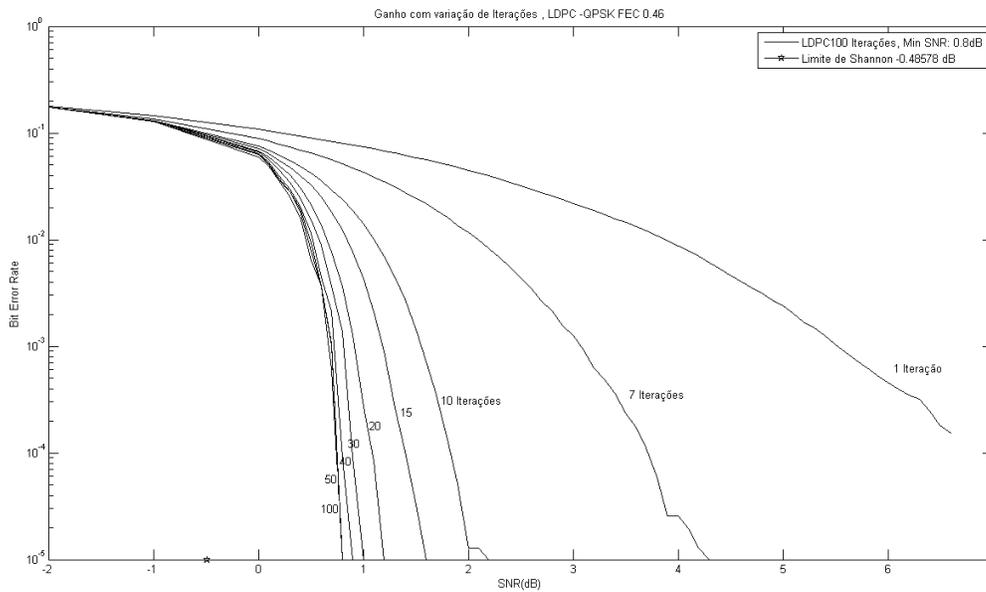
O mesmo procedimento foi seguido para a implementação do codificador LDPC nos simuladores de TV digital, o primeiro passo foi verificar a necessidade de concatenação deste codificador com os chamados *outer-coder* (RS, BCH), como pode ser visto na figura a seguir.



**Fig.11.12** Análise de ganho de codificação utilizando concatenação de codificadores BCH-LDPC para a modulação QPSK.

Diferentemente dos resultados obtidos pelos codificadores turbo paralelo e serial, o codificador LDPC mesmo não concatenado consegue uma convergência de suas curvas a um BER de  $1.10^{-5}$ , apresentando uma vantagem em relação aos demais codificadores quando tratados isoladamente, porém utilizando a concatenação de códigos BCH-LDPC ainda é possível melhorar o desempenho apresentando um ganho mínimo para a modulação QPSK.

Utilizando a concatenação dos códigos BCH-LDPC e RS-LDPC, para a posterior análise das variações de configurações, novamente satura-se o ganho do sistema variando-se o número de iterações como pode ser visto na figura a seguir:



**Fig.11.13 Saturação de ganho do codificador LDPC sem concatenação para a modulação QPSK-COFDM com variação do número de iterações.**

O ganho de codificação foi saturado a partir da 50ª iteração, Os resultados apresentados a seguir são referentes a simulações de concatenação dos codificadores *Reed-Solomon/BCH* com o codificador LDPC, para sistema DVB-T/H no modo 2K, IG ¼.

**Tabela 11.6 Resultados das simulações de concatenação dos códigos (RS,BCH) e LDPC para canal AWGN. RS- CI-LDPC-QPSK-COFDM TAXAS (0.46;0.61;0.69;0.77;0.81)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
RS	LDPC	0,922	0,500	0,461	50	regular	RS(188,204)	t=8	1
RS	LDPC	0,922	0,667	0,614	50	regular	RS(188,204)	t=8	3,2
RS	LDPC	0,922	0,750	0,691	50	regular	RS(188,204)	t=8	4,1
RS	LDPC	0,922	0,833	0,768	50	regular	RS(188,204)	t=8	5,3

RS	LDPC	0,922	0,875	0,806	50	regular	RS(188,204)	t=8	5,7
----	------	-------	-------	-------	----	---------	-------------	-----	-----

**RS- CI-LDPC-16QAM-COFDM TAXAS (0.46;0.61;0.69;0.77;0.81)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
RS	LDPC	0,922	0,500	0,461	50	regular	RS(188,204)	t=8	6,7
RS	LDPC	0,922	0,667	0,614	50	regular	RS(188,204)	t=8	3,2
RS	LDPC	0,922	0,750	0,691	50	regular	RS(188,204)	t=8	9,2
RS	LDPC	0,922	0,833	0,768	50	regular	RS(188,204)	t=8	10,4
RS	LDPC	0,922	0,875	0,806	50	regular	RS(188,204)	t=8	10,9

**RS- CI-LDPC-64QAM-COFDM TAXAS (0.46;0.61;0.69;0.77;0.81)**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
RS	LDPC	0,922	0,500	0,461	50	regular	RS(188,204)	t=8	11,3
RS	LDPC	0,922	0,667	0,614	50	regular	RS(188,204)	t=8	14,5
RS	LDPC	0,922	0,750	0,691	50	regular	RS(188,204)	t=8	14,5
RS	LDPC	0,922	0,833	0,768	50	regular	RS(188,204)	t=8	15,4
RS	LDPC	0,922	0,875	0,806	50	regular	RS(188,204)	t=8	15,4

**BCH- HI-LDPC-QPSK-COFDM TAXA 0.46**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,737	0,625	0,461	50	regular	BCH(2047,1508)	t=50	2,3
BCH+	LDPC	0,893	0,516	0,461	50	regular	BCH(2047,1827)	t=20	1,3
BCH+	LDPC	0,946	0,461	0,461	50	regular	BCH(2047,1937)	t=10	0,8
BCH+	LDPC	0,979	0,471	0,461	50	regular	BCH(2047,2003)	t=4	0,6
BCH+	LDPC	0,989	0,466	0,461	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	0,5
BCH+	LDPC	0,737	0,625	0,461	100	regular	BCH(2047,1508)	t=50	2,3
BCH+	LDPC	0,893	0,516	0,461	100	regular	BCH(2047,1827)	t=20	1,2
BCH+	LDPC	0,946	0,461	0,461	100	regular	BCH(2047,1937)	t=10	0,7
BCH+	LDPC	0,979	0,471	0,461	100	regular	BCH(2047,2003)	t=4	0,6
BCH+	LDPC	0,989	0,466	0,461	100	regular	BCH(2047,2025)	t=2	0,5
BCH+	LDPC	0,737	0,625	0,461	3	regular	BCH(2047,1508)	t=50	3,1
BCH+	LDPC	0,893	0,516	0,461	3	regular	BCH(2047,1827)	t=20	3,1
BCH+	LDPC	0,946	0,461	0,461	3	regular	BCH(2047,1937)	t=10	2,9
BCH+	LDPC	0,979	0,471	0,461	3	regular	BCH(2047,2003)	t=4	3,3
BCH+	LDPC	0,989	0,466	0,461	3	regular	BCH(2047,2025)	t=2	3,2
-	LDPC	-	0,461	0,461	50	regular	-		0,8

**BCH- HI-LDPC-QPSK-COFDM TAXA 0,61**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,989	0,621	0,614	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	2,2
-	LDPC	-	0,614	0,614	50	regular	-		2,5

**BCH- HI-LDPC-QPSK-COFDM TAXA 0,69**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,989	0,699	0,691	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	3,2
-	LDPC	-	0,691	0,691	50	regular	-		3,6

**BCH- HI-LDPC-QPSK-COFDM TAXA 0,77**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
----	----	---------	---------	------------	-----------------	----------------	----------------	-------------------------	--------

BCH+	LDPC	0,989	0,776	0,768	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	4,2
-	LDPC	-	0,768	0,768	50	regular	-		4,5

**BCH- HI-LDPC-QPSK-COFDM TAXA 0,81**

IC	OC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,989	0,815	0,806	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	4,7
-	LDPC	-	0,806	0,806	50	regular	-		5,2

**BCH- HI-LDPC-16QAM-COFDM TAXA 0,46**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,893	0,516	0,461	50	regular	BCH(2047,1827)	t=20	7
BCH+	LDPC	0,946	0,461	0,461	50	regular	BCH(2047,1937)	t=10	6,6
BCH+	LDPC	0,979	0,471	0,461	50	regular	BCH(2047,2003)	t=4	6,3
BCH+	LDPC	0,989	0,466	0,461	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	6,4
-	LDPC	-	0,461	0,461	50	regular	-		6,5

**BCH- HI-LDPC-16QAM-COFDM TAXA 0,61**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,893	0,688	0,614	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	8,6
-	LDPC	-	0,614	0,614	50	regular	-		8,7

**BCH- HI-LDPC-16QAM-COFDM TAXA 0,69**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,893	0,774	0,691	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	9,9
-	LDPC	-	0,691	0,691	50	regular	-		10,1

**BCH- HI-LDPC-16QAM-COFDM TAXA 0,77**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,893	0,860	0,768	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	11,1
-	LDPC	-	0,768	0,768	50	regular	-		11,2

**BCH- HI-LDPC-16QAM-COFDM TAXA 0,81**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,893	0,903	0,806	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	12,1
-	LDPC	-	0,806	0,806	50	regular	-		12,1

**BCH- HI-LDPC-64QAM-COFDM TAXA 0,46**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,893	0,516	0,461	50	regular	BCH(2047,1827)	t=20	11,8
BCH+	LDPC	0,979	0,471	0,461	50	regular	BCH(2047,2003)	t=4	11
BCH+	LDPC	0,989	0,466	0,461	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	10,9
-	LDPC	-	0,461	0,461	50	regular	-		10,7
-	LDPC	-	0,461	0,461	100	regular	-		10,6

**BCH- HI-LDPC-16QAM-COFDM TAXA 0,61**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,893	0,688	0,614	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	13,7

-	LDPC	-	0,614	0,614	50	regular	-		<b>13,6</b>
---	------	---	-------	-------	----	---------	---	--	-------------

**BCH- HI-LDPC-64QAM-COFDM TAXA 0,69**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,893	0,774	0,691	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	15,3
-	LDPC	-	0,691	0,691	50	regular	-		<b>14,7</b>

**BCH- HI-LDPC-64QAM-COFDM TAXA 0,77**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,893	0,860	0,768	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	16,9
-	LDPC	-	0,768	0,768	50	regular	-		<b>16,1</b>

**BCH- HI-LDPC-64QAM-COFDM TAXA 0,81**

OC	IC	Taxa OC	Taxa IC	Taxa Total	Nº de Iterações	Descrição (OC)	Descrição (IC)	Capacidade Correção(IC)	SNRmin
BCH+	LDPC	0,893	0,903	0,806	50	regular	BCH(2047,2025)	t=2	18
-	LDPC	-	Total	0,806	50	regular	-		16,6
-	LDPC	-	0,806	0,806	100	regular	-		<b>16,5</b>

Para os códigos BCH-LDPC, utilizou-se matrizes regulares, onde a matriz H de checagem de paridade possui uma distribuição fixa de bits uns por linha e colunas, as taxas do código BCH indicadas para melhor desempenho foi 0.989 (BCH (2047,2025)) para as modulações QPSK e 16-QAM, para a modulação 64-QAM o melhor desempenho foi para o sistema LDPC sem concatenação de codificadores.

## 11.4 Resumo dos Melhores Resultados de Simulações Para o Sistema DVB-T/H

A seguir, apresenta-se um resumo dos melhores resultados das tabelas dos sistemas analisados para as modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM,

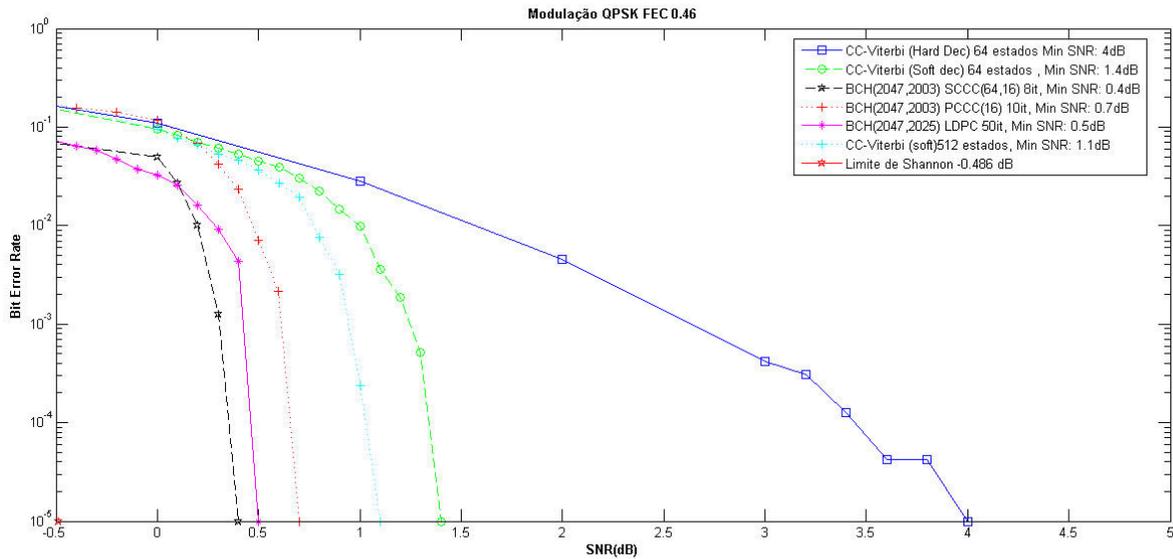


Fig.11.14 Resumo dos melhores resultados para a modulação QPSK-COFDM taxa 0.46.

Tabela 11.7 Resumo dos melhores resultados para a modulação QPSK-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6 ; 7/8)

	QPSK										Ganho Máximo
	RS	RS	RS	BCH	BCH	LDPC	BCH	RS	RS	RS	
	CC(64)	CC(64)	CC(512)	PCCC	SCCC	LDPC	LDPC	LDPC	SCCC	PCCC	
	Soft-Dec	Hard-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec							
1/3	0	1,9	0	-1,2	-1,1	-1,2	-1,2	-0,9	-0,8	-1	1,2
1/2	1,4	4	1,1	0,7	0,4	0,8	0,5	1	1,1	1,2	1
2/3	3,2	5,2	3,2	2,6	2,5	2,5	2,2	3,2	3,2	3,2	1
3/4	4,3	6,1	4,2	3,3	3,5	3,6	3,2	4,1	4,1	4,2	1,1
5/6	5,2	7,1	5,4	4,7	4,4	4,5	4,2	5,3	6,4	5,4	1
7/8	6,1	7,6	6	5,1	4,9	5,2	4,7	5,7	6,8	7,9	1,4
<b>Ganho Médio</b>		<b>-1,95</b>	<b>0,05</b>	<b>0,83</b>	<b>0,93</b>	<b>0,80</b>	<b>1,10</b>	<b>0,30</b>	<b>-0,10</b>	<b>-0,12</b>	<b>1,12</b>

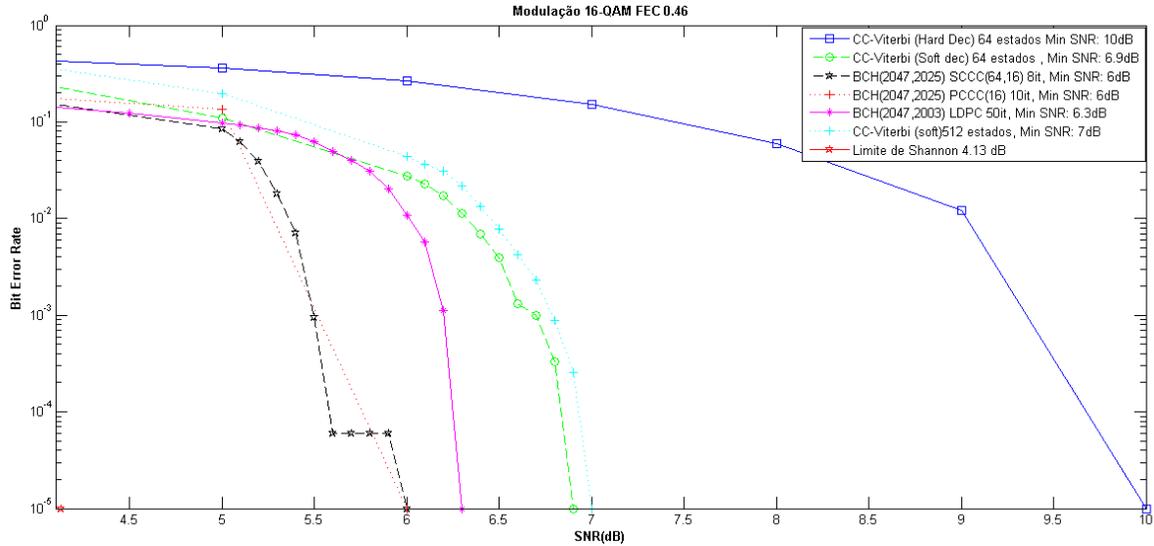


Fig.11.15 Resumo dos melhores resultados para a modulação 16-QAM-COFDM taxa 0,46

Tabela 11.8 Resumo dos melhores resultados para a modulação 16- QAM-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6; 7/8)

	16-QAM										Ganho Máximo
	RS CC(64)	RS CC(64)	RS CC(512)	BCH PCCC	BCH SCCC	LDPC LDPC	BCH LDPC	RS LDPC	RS SCCC	RS PCCC	
	Soft-Dec	Hard-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	
<b>1/3</b>	<b>5,2</b>	8,4	5,3	<b>3,5</b>	4,1	3,9	3,6	4,2	4,5	3,9	1,7
<b>1/2</b>	<b>6,9</b>	10	7	<b>6</b>	<b>6</b>	6,5	6,3	6,7	6,6	6,8	0,9
<b>2/3</b>	<b>9,3</b>	12	9,5	8,9	<b>8,4</b>	9,2	8,6	9,2	9,4	9,3	0,9
<b>3/4</b>	<b>10,8</b>	13	10,8	10,2	<b>9,8</b>	9,9	9,9	10,4	10,5	10,7	1
<b>5/6</b>	<b>12,2</b>	14,1	12,1	11,6	11,5	11,2	<b>11,1</b>	12,4	15,4	12,1	1,1
<b>7/8</b>	<b>12,8</b>	14,7	12,9	12,1	<b>11,8</b>	12,1	12,1	12,8	13,3	15,4	1
<b>Ganho Médio</b>	<b>-2,50</b>	<b>-0,07</b>	<b>0,82</b>	<b>0,93</b>	<b>0,73</b>	<b>0,93</b>	<b>0,25</b>	<b>-0,42</b>	<b>-0,17</b>	<b>1,10</b>	

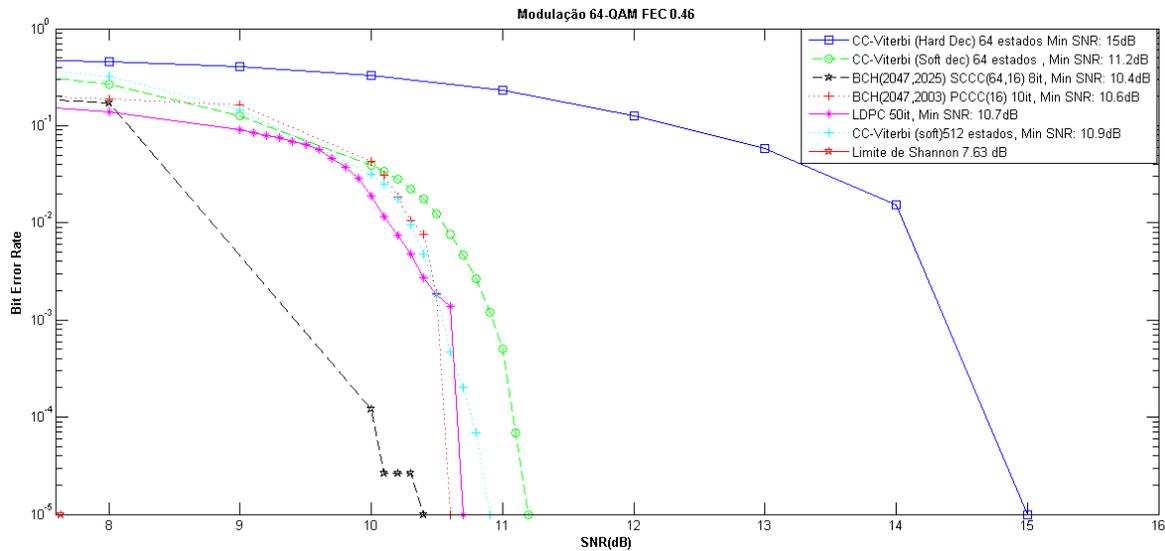


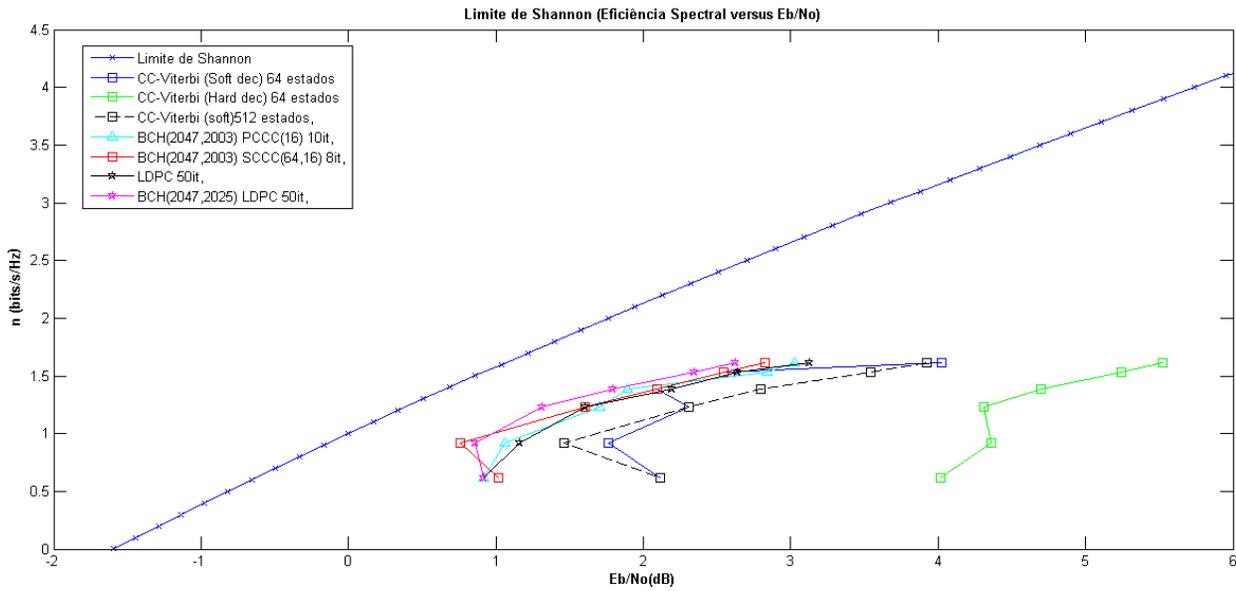
Fig.11.16 Resumo dos melhores resultados para a modulação 64-QAM-COFDM taxa 0.46.

Tabela 11.9 Resumo dos melhores resultados para a modulação 64- QAM-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6; 7/8)

64-QAM											Ganho Máximo
RS CC(64)	RS CC(64)	RS CC(512)	BCH PCCC	BCH SCCC	LDPC LDPC	BCH LDPC	RS LDPC	RS SCCC	RS PCCC		
Soft-Dec	Hard-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	
<b>1/3</b>	8,7	12,7	8,7	<b>7,2</b>	8,1	7,9	7,8	8,2	8,5	7,9	1,5
<b>1/2</b>	<b>11,2</b>	15	10,9	10,6	<b>10,4</b>	10,6	10,9	11,3	12,1	11,5	0,8
<b>2/3</b>	<b>14,4</b>	17,3	14,1	14,1	14,1	<b>13,6</b>	13,7	14,7	14,9	14,8	0,8
<b>3/4</b>	<b>16,4</b>	19,2	16	15,8	16,4	<b>14,7</b>	15,3	16,1	16,7	16,3	1,7
<b>5/6</b>	<b>17,5</b>	20,4	17,5	17,6	17,4	<b>16,1</b>	16,9	17,8	19,4	17,8	1,4
<b>7/8</b>	<b>18,4</b>	20,6	18,8	18,1	17,8	<b>16,5</b>	18	18,6	19,6	22	1,9
<b>Ganho Médio</b>	<b>-3,10</b>	<b>0,10</b>	<b>0,53</b>	<b>0,40</b>	<b>1,20</b>	<b>0,67</b>	<b>-0,02</b>	<b>-0,77</b>	<b>-0,62</b>	<b>1,35</b>	

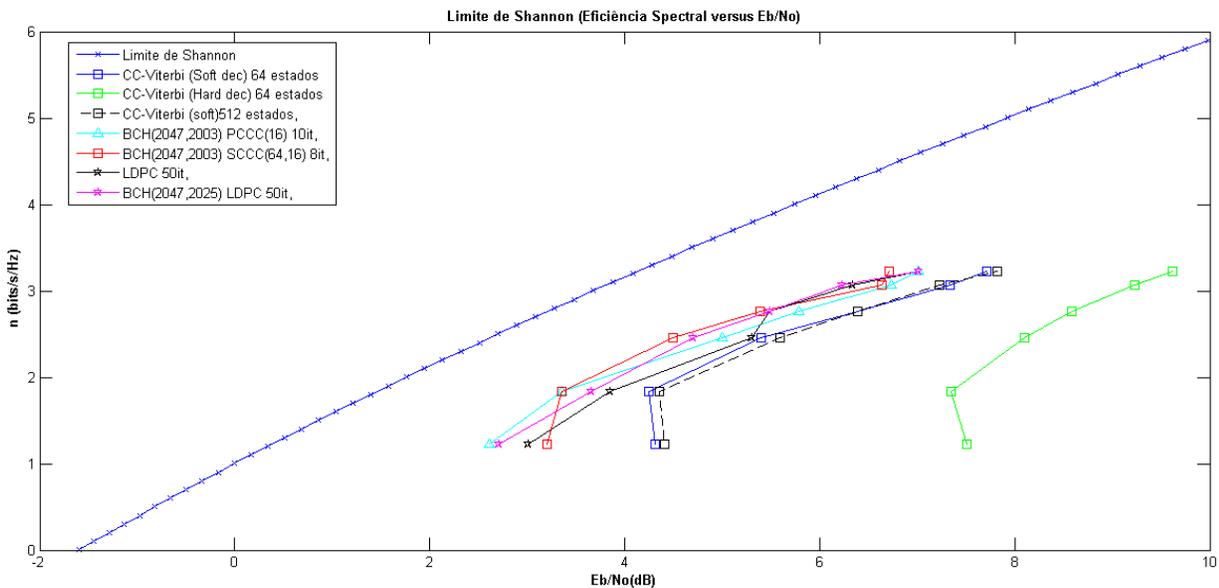
Observa-se a partir dos ganhos médios entre as modulações de todos os sistemas testados, que a concatenação de codificadores BCH-LDPC obteve melhor desempenho entre as modulações QPSK e 16-QAM, o codificador LDPC sem concatenação obteve o melhor desempenho médio utilizando a modulação 64-QAM. Os códigos BCH-PCCC se destacaram com os melhores resultados em configurações de baixa eficiência espectral, ou seja sistemas concatenados com taxas entre (0.3 e 0.46), A concatenação dos codificadores BCH-SCCC também se mostrou semelhante em desempenho médio em relação a concatenação BCH-LDPC para a modulação 16-QAM, além de ter obtido os melhores resultados entre todos os codificadores testados para todas as modulações com taxa 0.46, equivalente em taxa a concatenação RS-CC (1/2).

A seguir, compara-se os resultados encontrados para cada modulação a curva limite de *Shannon* para um canal AWGN, pode-se observar desta forma o quão próximo estão os resultados do limite teórico de capacidade do canal, os valores de eficiência espectral apresentados nas figuras a seguir não levam em conta o uso de intervalo de guarda e fator de *roll-off*.

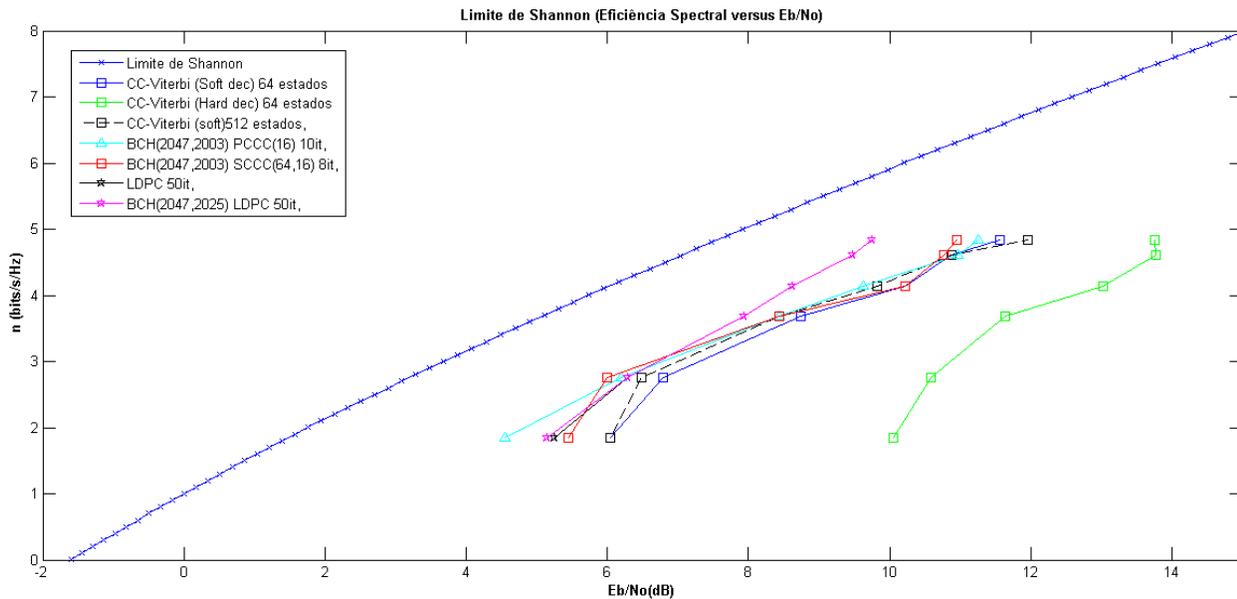


**Fig.11.17** Representação dos resultados em relação a proximidade do Limite de *Shannon* para a modulação QPSK-COFDM.

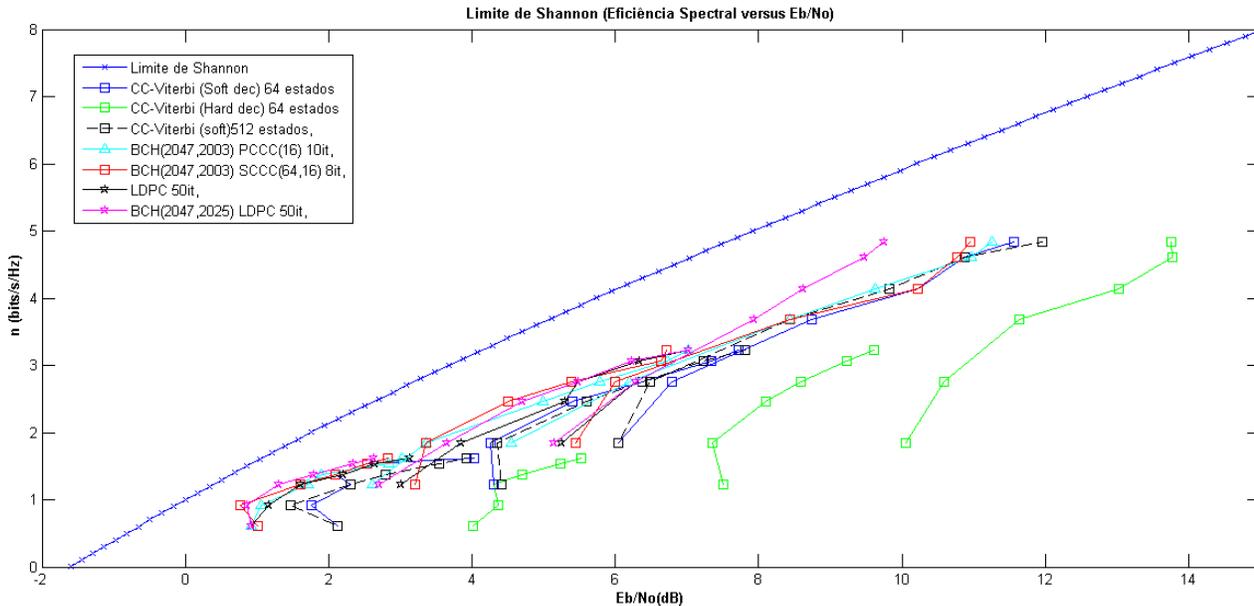
As distâncias em dB entre os pontos do gráfico e a curva limite são apresentadas na Tabela 11.10.



**Fig.11.18** Representação dos resultados em relação a proximidade do Limite de *Shannon* para a modulação 16-QAM-COFDM.



**Fig.11.19** Representação dos resultados em relação a proximidade do Limite de *Shannon* para a modulação 64-QAM-COFDM.



**Fig.11.20** Representação dos resultados em relação a proximidade do Limite de *Shannon* para as modulações QPSK/16-QAM/64-QAM-COFDM.

Na Fig.11.20, é possível observar a sobreposição em termos de eficiência espectral entre as modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM e as diferentes taxas escolhidas para as simulações.

**Tabela 11.10 Distâncias relativas (dB) ao Limite de Shannon - Canal AWGN**

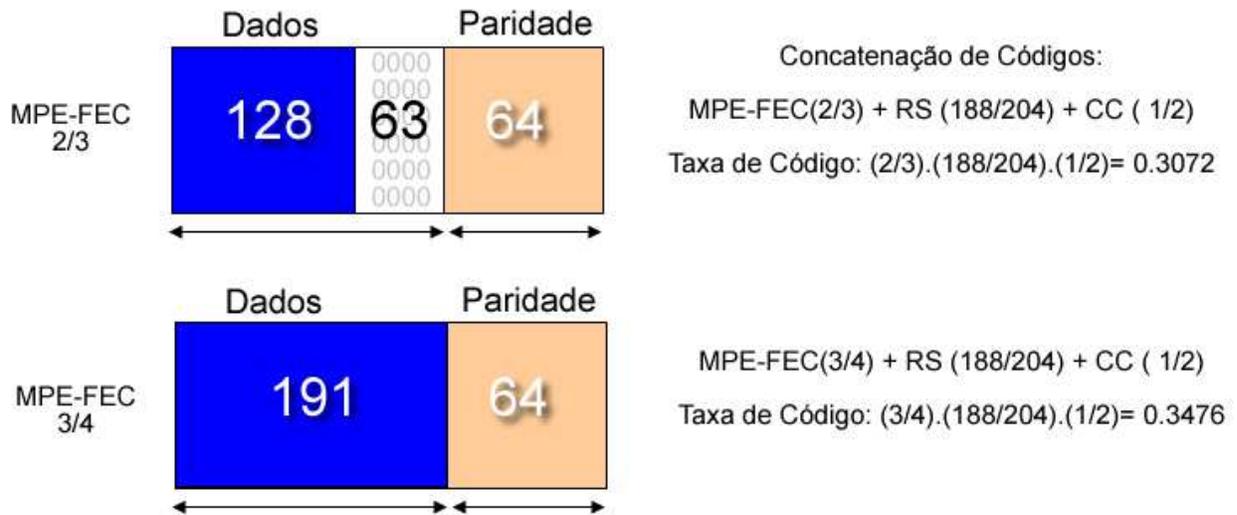
Modulação	Descrição dos Codificadores	1/3	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	Média
QPSK	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 64 estados	2,753	1,896	1,921	1,442	1,622	2,968	2,100
	RS-CC-Viterbi (Hard Dec) 64 estados	4,653	4,496	3,921	4,042	4,322	4,468	4,317
	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 512 estados	2,753	1,596	1,921	2,142	2,622	2,868	2,317
	BCH-PCCC	1,553	1,196	1,321	1,242	1,922	1,968	1,534
	BHC-SCCC	1,653	<b>0,896</b>	1,221	1,442	1,622	1,768	1,434
	LDPC	1,553	1,296	1,221	1,542	1,722	2,068	1,567
	BCH-LDPC	1,553	0,996	<b>0,921</b>	1,142	1,422	1,568	<b>1,267</b>
16-QAM	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 64 estados	3,921	2,784	2,781	3,171	3,516	3,586	3,293
	RS-CC-Viterbi (Hard Dec) 64 estados	7,121	5,884	5,481	5,371	5,416	5,486	5,793
	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 512 estados	4,021	2,884	2,981	3,171	3,416	3,686	3,360
	BCH-PCCC	2,221	1,884	2,381	2,571	2,916	2,886	2,476
	BHC-SCCC	2,821	1,884	1,881	2,171	2,816	2,586	<b>2,360</b>
	LDPC	2,621	2,384	2,681	2,271	2,516	2,886	2,560
	BCH-LDPC	2,321	2,184	2,081	2,271	2,416	2,886	<b>2,360</b>
64-QAM	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 64 estados	4,575	3,585	3,662	4,172	3,829	3,997	3,970
	RS-CC-Viterbi (Hard Dec) 64 estados	8,575	7,385	6,562	6,972	6,729	6,197	7,070
	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 512 estados	4,575	3,285	3,362	3,772	3,829	4,397	3,870
	BCH-PCCC	3,075	2,985	3,362	3,572	3,929	3,697	3,437
	BHC-SCCC	3,975	2,785	3,362	4,172	3,729	3,397	3,570
	LDPC	3,775	2,985	2,862	2,472	2,429	2,097	<b>2,770</b>
	BCH-LDPC	3,675	3,285	2,962	3,072	3,229	3,597	3,303

A partir dos valores da Tabela 11.10, destaca-se as médias mínimas e distâncias mínimas alcançadas pelas concatenações simuladas e, confirma-se o melhor desempenho médio para as concatenações BCH-LDPC (QPSK, 16-QAM) e LDPC (64-QAM), e BCH-SCCC com desempenho médio equivalente a concatenação BCH-LDPC para a modulação 16-QAM, destacando-se também pelo resultado mais próximo do limite de Shannon (0.89 dB).

### 11.5 Análise de Ganho do Codificador MPE-FEC

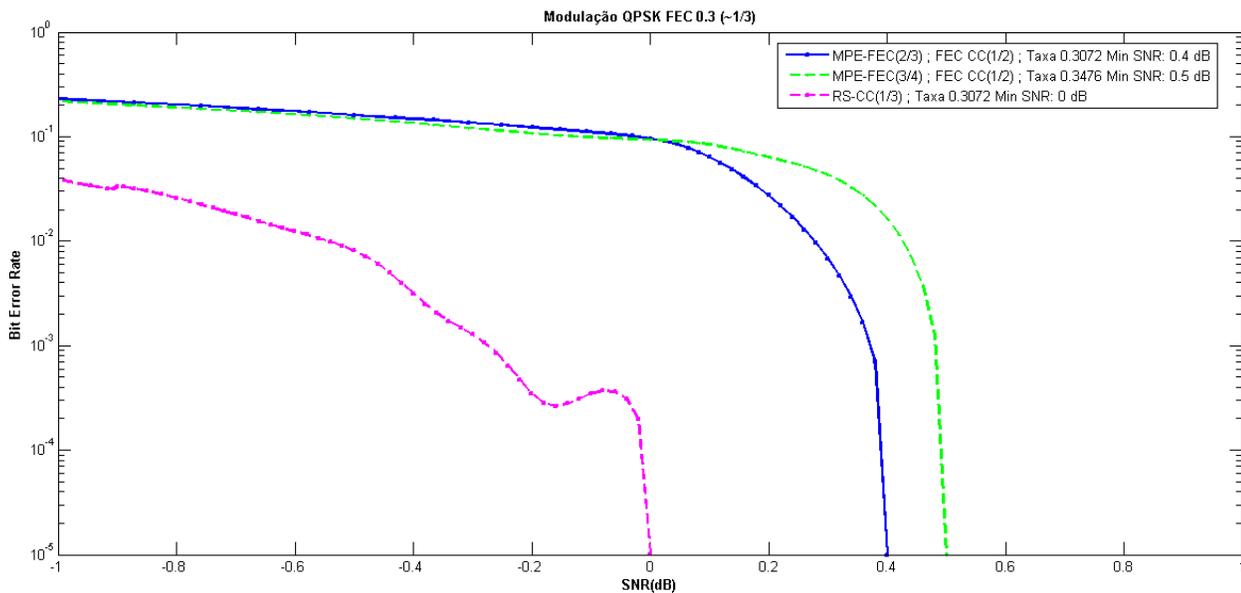
Uma análise do ganho de codificação do codificador MPE-FEC foi realizada através da construção de uma matriz de bytes de 256 linhas por 255 colunas. Para a variação da taxa do codificador são inseridos zeros para preenchimento da matriz de dados de 191 colunas e, após o preenchimento, um algoritmo de *Reed-Solomon* calcula a matriz de paridade de 64 colunas, após o cálculo da paridade, os zeros são descartados da matriz e, transmite-se apenas as 128+64 colunas de dados e paridade. Na recepção os zeros são inseridos novamente para a

decodificação. Neste teste buscou-se uma taxa de MPE-FEC que concatenada aos códigos do modulador RS-CC (1/2) gerasse uma taxa próxima a 0.3072, para permitir desta forma a comparação entre as demais concatenações de codificadores apresentadas.



**Fig.11.21** Estrutura das tabelas MPE-FEC simuladas e taxas de código alcançadas.

Na Fig.11.22 e na Tabela 11.11, são apresentados os resultados gráficos e limites de recepção para comparação entre os diferentes esquemas de concatenação de codificadores.



**Fig.11.22** Comparação da utilização do codificador MPE-FEC com a possível utilização de treliça com taxa 1/3 para o codificador convolucional. (QPSK-COFDM ; IG: ¼; Modo 8 K).

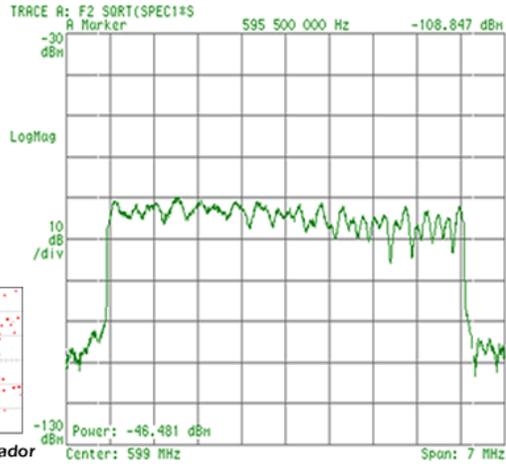
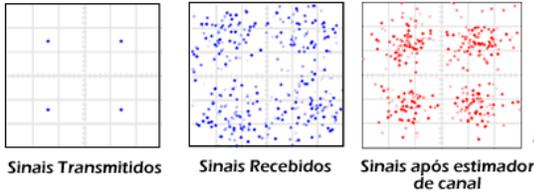
Tabela 11.11 Resumo dos resultados de códigos concatenados com taxa 1/3.

QPSK											
	RS CC(64)	RS CC(64)	RS CC(512)	BCH PCCC	BCH SCCC	LDPC LDPC	BCH LDPC	RS LDPC	RS SCCC	RS PCCC	MPE-FEC 2/3
	Soft-Dec	Hard-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec
<b>1/3</b>	<b>0</b>	1,9	0	<b>-1,2</b>	-1,1	<b>-1,2</b>	<b>-1,2</b>	-0,9	-0,8	-1	0,4

Observa-se a partir dos resultados obtidos, que a utilização de inserção de redundância no multiplexador como é o caso do codificador MPE-FEC (2/3) melhora em 1 dB a relação sinal ruído comparando-se ao limite mínimo do sistema sem a utilização deste recurso, trazendo flexibilidade de taxas e aumento de robustez ao sistema DVB-T, porém seu desempenho foi inferior a outros métodos de concatenação de codificadores, é importante observar que este método traz a vantagem de utilizar moduladores DVB-T sem nenhuma alteração de *hardware*, enquanto todos os outros métodos propõe alterações no modulador e conseqüentemente no receptor.

Nas figuras a seguir, apresenta-se os ganhos de codificação utilizando as modificações de concatenação de codificadores propostas em canais com multipercurso Brasil A/B e TU-6(Típico urbano com 6 percursos), utilizando um estimador 2D.

CANAL BRASIL A		
Multipercurso	Atenuação (dB)	Atraso (us)
1	0	0
2	13.8	0.15
3	16.2	2.22
4	14.9	3.05
5	13.6	5.86
6	16.4	5.93



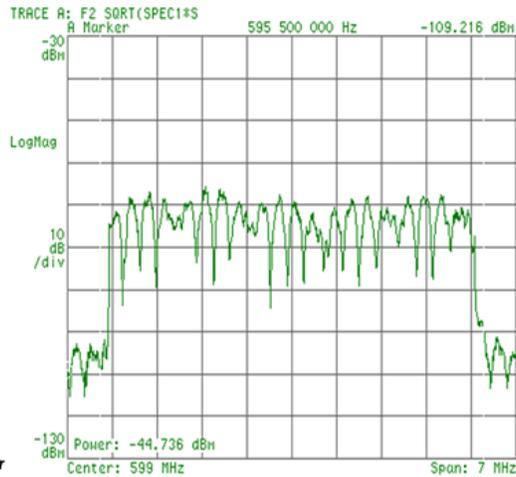
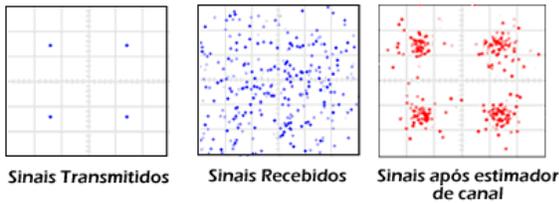
SNR necessária para BER=  $1.10^{-5}$  Taxa= 3.7 Mbps

SNR	MODO 8K (IG 1/4) QPSK FEC 1/2			
	DVB-T/H	BCH-SCCC	BCH-LDPC	BCH-PCCC
	8,2	7,6	2,6	2,4

Ganho            **0.6**            **5.6**            **5,8**

Fig.11.23 Ganho de codificação em canal Brasil A com a utilização de turbo codificadores concatenados e estimação de canal 2-D cúbica.

CANAL BRASIL B		
Multipercurso	Atenuação (dB)	Atraso (us)
1	0	0
2	12	0,3
3	4	3,5
4	7	4,4
5	15	9,5
6	22	12,7

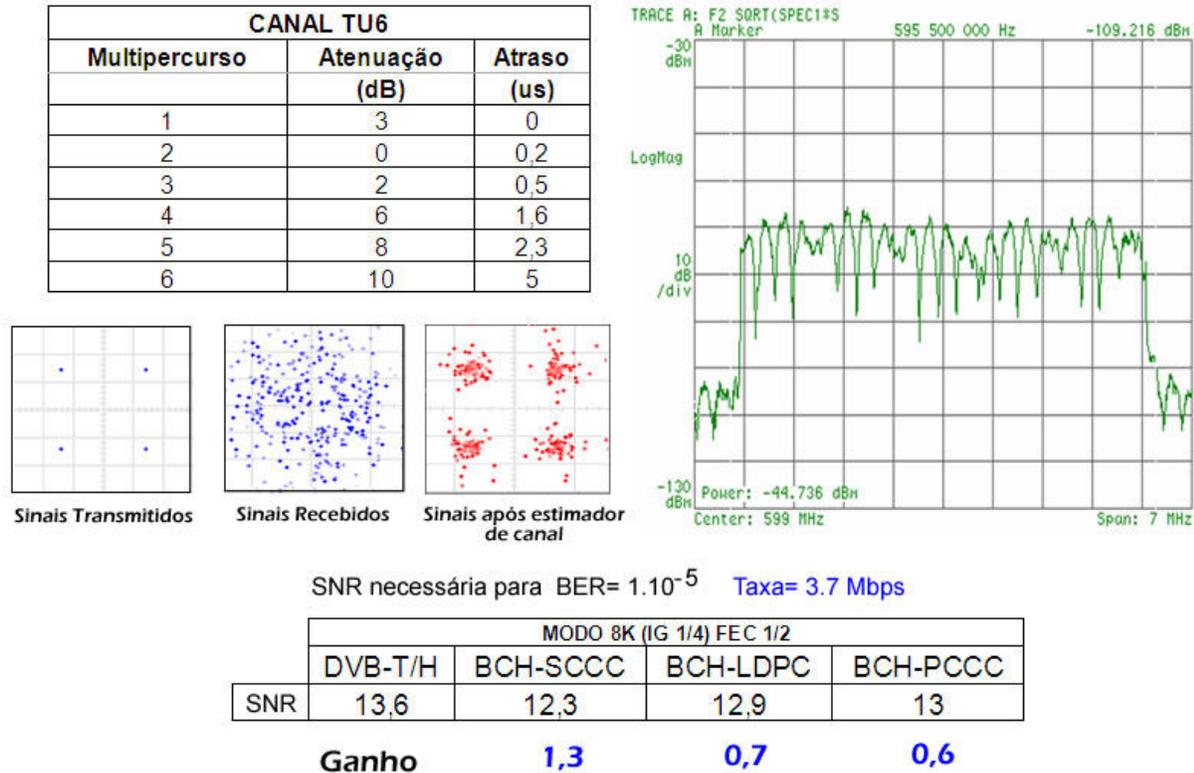


SNR necessária para BER=  $1.10^{-5}$  Taxa= 3.7 Mbps

SNR	MODO 8K (IG 1/4) FEC 1/2			
	DVB-T/H	BCH-SCCC	BCH-LDPC	BCH-PCCC
	15	12,1	10,5	10,6

Ganho            **2,9**            **4,5**            **4,4**

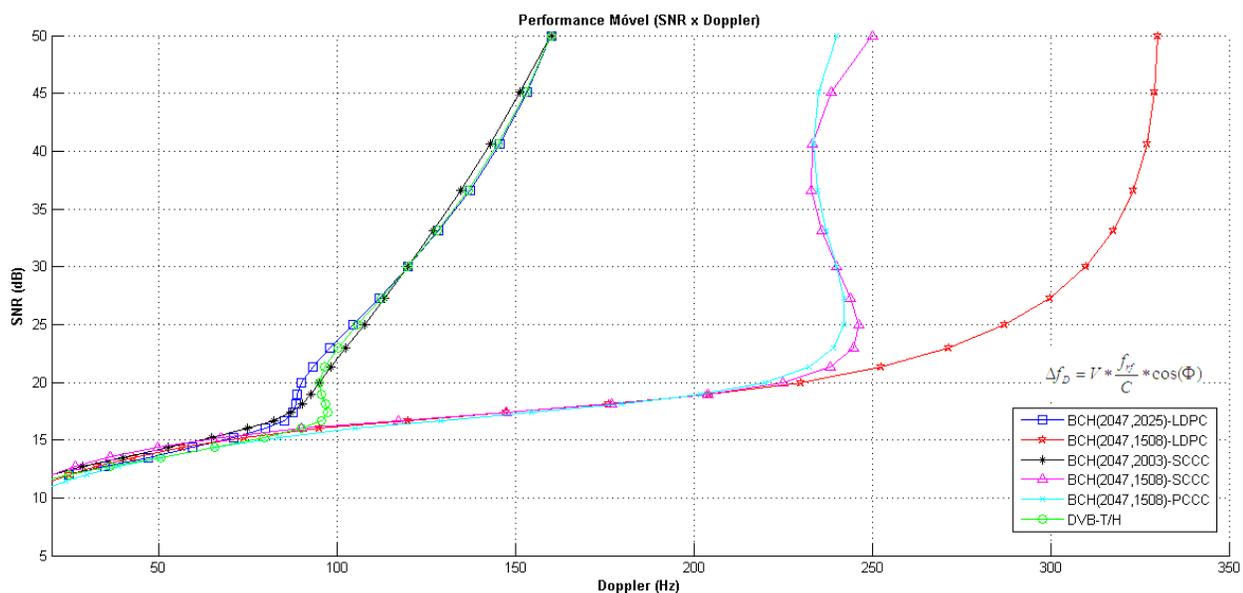
Fig.11.24 Ganho de codificação em canal Brasil B com a utilização de turbo codificadores concatenados e estimação de canal 2-D cúbica.



**Fig.11.25 Ganho de codificação em canal TU-6 com a utilização de turbo codificadores concatenados e estimação de canal 2-D cúbica.**

Observa-se a partir das figuras acima, que sistemas propostos apresentaram maiores ganhos de codificação quando foi introduzido o efeito de multipercurso no canal de transmissão. Avaliou-se então a resposta dos turbo codificadores com o uso de estimadores de canal e, através dos resultados obtidos notou-se que, enquanto o estimador de canal consegue reverter o efeito de desvanecimento no canal para os canais Brasil A e Brasil B, os turbo codificadores e LDPC apresentaram um ganho da ordem de 4 a 5 dB em relação ao sistema DVB-T/H padronizado, porém este ganho foi reduzido para o canal TU-6, caracterizado por receber ecos com maior potência que o sinal principal. Esta queda de desempenho indica a necessidade do uso de equalizadores mais robustos para a utilização de turbo codificadores em canais típicos urbanos. Nos canais com multipercurso, diferentemente dos testes realizados em um canal AWGN, a taxa de código dos codificadores BCH com melhor desempenho foi em torno de 0.7367.

Na Fig.11.26, analisa-se o desempenho dos sistemas propostos em um canal com dispersão *Rayleigh* e ruído AWGN, variando a frequência *Doppler* máxima suportada para diferentes valores de SNR.



**Fig.11.26 Desempenho em mobilidade em canal com dispersão Rayleigh para sistema QPSK-COFDM taxa 0.46**

Na Fig.11.26, observa-se o desempenho da concatenação de codificadores BCH com turbo codificadores em paralelo, serial e códigos LDPC. A utilização de menores taxas, consequentemente maior redundância para os códigos BCH, resultaram em ganhos de 170 Hz em comparação ao sistema padrão DVB-T/H utilizando estimadores de uma dimensão, ou seja interpolando dados de portadoras piloto em um único quadro, porém na prática com a utilização de equalizadores o sistema DVB-T apresenta resultados em um canal TU-6 até 375 Hz e o DVB-H até 419 Hz [2], desta forma as configurações utilizadas devem ser consideradas para simulações futuras com a aplicação de equalizadores adaptativos para a confirmação do ganho real gerado pelo incremento de redundância nos codificadores BCH.

### **11.6 Resumo dos Melhores Resultados para o Sistema ISDB-T**

Utilizando as configurações de melhor desempenho para as propostas anteriores, simulou-se o desempenho do sistema ISDB-T utilizando a concatenação de codificadores BCH-(PCCC/SCCC/LDPC), a mínima relação sinal ruído suportada pelo sistema para cada aplicação pode ser encontrada nas tabelas a seguir.

Tabela 11.12 Resumo dos melhores resultados para a modulação QPSK-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6; 7/8).

QPSK						
	RS CC(64)	BCH PCCC	BCH SCCC	LDPC	BCH LDPC	Ganho Máximo
	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	
1/3	-0,8	-2	-1,1	-1,6	-1,3	1,2
1/2	0,7	-0,1	-0,1	0,8	0,1	0,8
2/3	3	1,8	2	2,3	2,2	1,2
3/4	4	2,7	3	3,3	3	1,3
5/6	5,1	3,5	4	3,8	3,9	1,6
7/8	5,9	4,3	5,1	4,5	4,3	1,6
<b>Ganho Médio</b>	<b>1,28</b>	<b>0,83</b>	<b>0,80</b>	<b>0,80</b>	<b>0,95</b>	<b>1,28</b>

Tabela 11.13 Resumo dos melhores resultados para a modulação 16- QAM-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6; 7/8).

16-QAM						
	RS CC(64)	BCH PCCC	BCH SCCC	LDPC	BCH LDPC	Ganho Máximo
	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	
1/3	4	3	3,7	3,4	3,3	1
1/2	5,9	5,2	5,1	5,8	5,8	0,8
2/3	8,9	7,9	7,9	8,4	8,2	1
3/4	10,6	9	9,4	9,4	9,3	1,6
5/6	11,6	10,4	10,5	10,9	10,9	1,2
7/8	12,4	11,1	12,5	12,1	12	1,3
<b>Ganho Médio</b>	<b>1,13</b>	<b>0,72</b>	<b>0,57</b>	<b>0,57</b>	<b>0,65</b>	<b>1,15</b>

Tabela 11.14 Resumo dos melhores resultados para a modulação 64- QAM-COFDM para as taxas (1/3 ; 1/2 ; 2/3 ; 3/4 ; 5/6; 7/8).

64-QAM						
	RS CC(64)	BCH PCCC	BCH SCCC	LDPC	BCH LDPC	Ganho Máximo
	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	Soft-Dec	
1/3	6,4	7	7,3	7,3	7,4	0
1/2	10,4	9,5	9,4	10,5	10,5	1
2/3	14	12,7	13,4	13,8	13,9	1,3
3/4	15,6	14,3	15,1	15,2	15,4	1,3
5/6	17,5	15,8	16,4	16,5	16,9	1,7
7/8	18,4	16,6	17,9	17,1	17,7	1,8
<b>Ganho Médio</b>	<b>1,07</b>	<b>0,47</b>	<b>0,32</b>	<b>0,32</b>	<b>0,08</b>	<b>1,28</b>

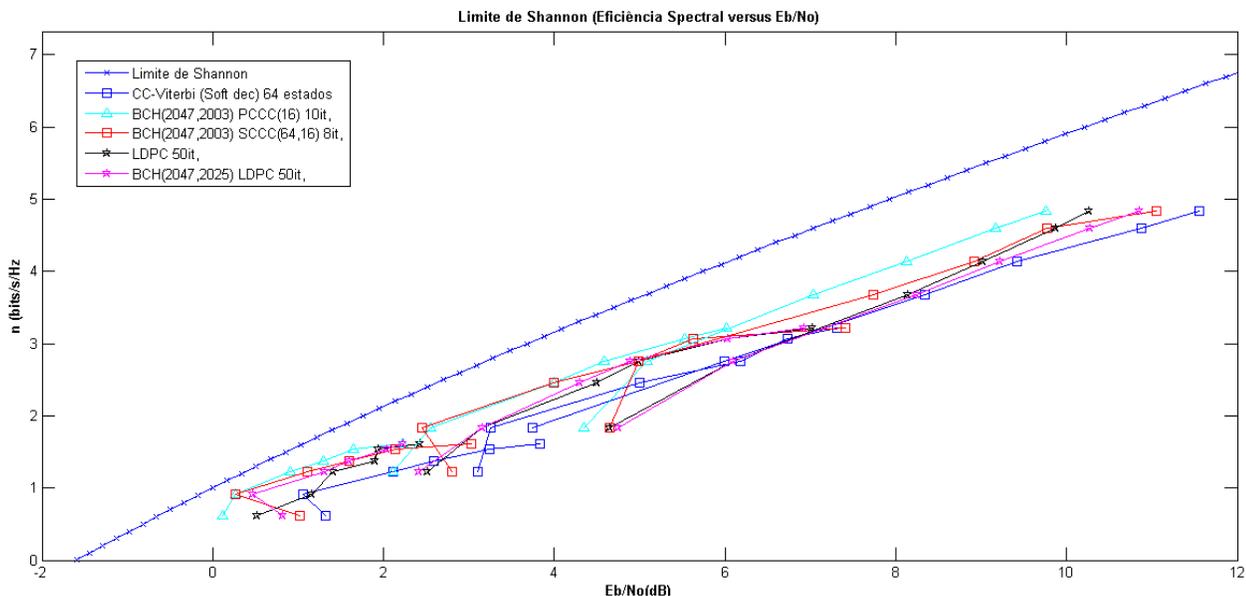


Fig.11.27 Representação dos resultados em relação a proximidade do Limite de *Shannon* para as modulações (QPSK/16-QAM/64-QAM) COFDM.

Tabela 11.15 Distâncias relativas (dB) ao Limite de *Shannon* - canal AWGN.

Modulação	Descrição dos Codificadores	1/3	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	Média
QPSK	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 64 estados	1,953	1,196	1,721	1,942	2,322	2,768	1,984
	BCH-PCCC	0,753	<b>0,396</b>	0,521	0,642	0,722	1,168	<b>0,700</b>
	BHC-SCCC	1,653	<b>0,396</b>	0,721	0,942	1,222	1,968	1,150
	LDPC	1,153	1,296	1,021	1,242	1,022	1,368	1,184
	BCH-LDPC	1,453	0,596	0,921	0,942	1,122	1,168	1,034
16-QAM	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 64 estados	2,721	1,784	2,381	2,971	2,916	3,186	2,660
	BCH-PCCC	1,721	1,084	1,381	1,371	1,716	1,886	<b>1,526</b>
	BHC-SCCC	2,421	0,984	1,381	1,771	1,816	3,286	1,943
	LDPC	2,121	1,684	1,881	1,771	2,216	2,886	2,093
	BCH-LDPC	2,021	1,684	1,681	1,671	2,216	2,786	2,010
64-QAM	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 64 estados	2,275	2,785	3,262	3,372	3,829	3,997	3,253
	BCH-PCCC	2,875	1,885	1,962	2,072	2,129	2,197	<b>2,187</b>
	BHC-SCCC	3,175	1,785	2,662	2,872	2,729	3,497	2,787
	LDPC	3,175	2,885	3,062	2,972	2,829	2,697	2,937
	BCH-LDPC	3,275	2,885	3,162	3,172	3,229	3,297	3,170

Observa-se a partir do resumo de resultados das tabelas anteriores, e das distâncias indicadas na Tabela 11.15, que a concatenação BCH-PCCC apresentou melhor desempenho nas 3 modulações utilizadas para o sistema ISDB-T, com ganho máximo de 1.8 dB (BCH-PCCC 7/8), melhorando os resultados obtidos nas aplicações dos mesmos codificadores no sistema DVB-T/H, e se aproximando do limite de capacidade do canal com uma distância de 0.39 dB.

Na Tabela 11.16, os valores positivos indicam em dB o ganho das propostas de concatenação de codificadores no sistema ISDB-T em relação ao sistema DVB-T/H, valores negativos indicam que o sistema DVB-T/H obteve melhor desempenho que o ISDB-T.

**Tabela 11.16 Diferença em (dB) entre os resultados das aplicações nos sistemas DVB-T/H e ISDB-T.**

Modulação	Descrição dos Codificadores	1/3	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	Média
QPSK	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 64 estados	0,80	0,70	0,20	-0,50	-0,70	0,20	0,12
	BCH-PCCC	0,80	0,80	0,80	0,60	1,20	0,80	0,83
	BHC-SCCC	0,00	0,50	0,50	0,50	0,40	-0,20	0,28
	LDPC	0,40	0,00	0,20	0,30	0,70	0,70	0,38
	BCH-LDPC	0,10	0,40	0,00	0,20	0,30	0,40	0,23
16-QAM	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 64 estados	1,20	1,00	0,40	0,20	0,60	0,40	0,63
	BCH-PCCC	0,50	0,80	1,00	1,20	1,20	1,00	0,95
	BHC-SCCC	0,40	0,90	0,50	0,40	1,00	-0,70	0,42
	LDPC	0,50	0,70	0,80	0,50	0,30	0,00	0,47
	BCH-LDPC	0,30	0,50	0,40	0,60	0,20	0,10	0,35
64-QAM	RS-CC-Viterbi (Soft Dec) 64 estados	2,30	0,80	0,40	0,80	0,00	0,00	0,72
	BCH-PCCC	0,20	1,10	1,40	1,50	1,80	1,50	1,25
	BHC-SCCC	0,80	1,00	0,70	1,30	1,00	-0,10	0,78
	LDPC	0,60	0,20	-0,20	-0,40	-0,40	-0,50	-0,12
	BCH-LDPC	0,40	0,20	-0,30	-0,60	-0,80	-1,10	-0,37

## 11.7 Ganho em Relação ao Alcance das Redes

A curva de de *Okumura-Hata*[77] é uma aproximação da propagação de ondas de radio baseado em informações agregadas obtidos em testes de propagação entre uma estação transmissora e móvel em várias áreas, como em terreno aberto, subúrbios, cidade de médio porte e cidades de grande porte. A intensidade do campo elétrico para cada área é calculada pela aplicação de um valor de correção para a intensidade de campo padrão.

### Condições de aproximação

Frequência: 150MHz - 1500MHz

Alcance: 1Km - 20Km

Altura da estação transmissora: 30m - 200m

Altura da estação móvel receptora: 1m - 10m

## Aproximação

Aproximação de perda de propagação

$$L_{OH} = A + B \log(d) - a(h_m) + C \quad (11.1)$$

Na Equação (11.1) os valores de A e B são os mesmos para todas as áreas.  $a(h_m)$  e C possuem valores diferentes para cada área.

### Parâmetros comum a todas as áreas

$$A = 69,55 + 36,16 \log(f) - 13,82 \log(h_b) \quad (11.2)$$

$$B = 44,9 - 6,55 \cdot \log(h_b) \quad (11.3)$$

### Espaço Livre

$$a(h_m) = (1,1 \cdot \log(f) - 0,7)h_m - (1,56 \cdot \log(f) - 0,8) \quad (11.4)$$

$$C = -4,78(\log(f))^2 + 18,33 \cdot \log(f) - 40,94 \quad (11.5)$$

### Ambiente semi-urbanos

$$a(h_m) = (1,1 \cdot \log(f) - 0,7)h_m - (1,56 \cdot \log(f) - 0,8) \quad (11.6)$$

$$C = -2(\log(f/28))^2 - 5,4 \quad (11.7)$$

### Ambiente urbano (cidades de médio porte)

$$a(h_m) = (1,1 \cdot \log(f) - 0,7)h_m - (1,56 \cdot \log(f) - 0,8) \quad (11.8)$$

$$C = 0$$

### Ambiente urbano denso (cidades de grande porte)

$$a(h_m) = (3,2 \cdot \log(11,75h_m))^2 - 4,97 \quad f \geq 400 \text{ MHz} \quad (11.9)$$

$$C = 0$$

Cálculo de sensibilidade de receptores:

$$S_{\min} = (SNR_{\min}) \cdot K \cdot T_o \cdot B \cdot (NF) \quad (11.10)$$

Cálculo de sensibilidade do sistema:

$$MOS = (SNR_{\min}) \cdot K \cdot T_o \cdot B \cdot (NF) / G \quad (11.11)$$

onde,

SNR<sub>min</sub>= Relação sinal ruído mínima (dB)

K=Constantes de *Boltzmann*  $1,38.10^{-23}$  (J/K)

T<sub>o</sub>=Temperatura absoluta do receptor (Kelvin)

B= Largura de banda (Hz)

NF=Figura de ruído (dB)

G=Ganho de antena na recepção (dBi)

Na tabela a seguir são apresentados os ganhos em relação as distâncias para os modelos de perda de propagação em espaço livre e urbano denso considerando os seguintes parâmetros:

SNR<sub>min</sub>=Valores mínimos encontrados em canais com multipercurso

K= $1,38.10^{-23}$  J/K°

T<sub>o</sub>=290 K

B= $6.10^6$  Hz

NF=4 dB

G=-12 dBi

### **Parâmetros de Transmissão**

P<sub>Tx</sub> = 1,2 Kw (Potência de Transmissão)

G<sub>Tx</sub> =12 dBi (Ganho de antena transmissora UHF)

L<sub>Tx</sub> =1,5 dB (Perda em cabos e conectores)

EIRP= P<sub>Tx</sub>+ G<sub>Tx</sub>- L<sub>Tx</sub> =  $10.\log(1200/1e-3)+12-1,5 = 69,29$  dBm

### **Parâmetros de recepção**

Para SNR<sub>min</sub>=8,2 dB (DVB Padrão –QPSK (R=0,46), Canal Brasil A)

Tem-se MOS=-82 dBm

Para SNR<sub>min</sub>= 2,4 dB (BCH-LDPC –QPSK (R=0,46), Canal Brasil A)

Tem-se MOS=-87,8 dBm

Ou seja, o ganho em sensibilidade mínima é diretamente proporcional ao ganho em relação sinal ruído.

Para a recepção a um limite de -82 dBm com 8,2 dB de SNR, utilizando o modelo *Okumura-Hata*, tem-se um alcance de:

Espaço Livre= 59,79 Km

Ambiente Denso Urbano= 8,24 Km

**Tabela 11.17 Ganhos em distância em relação ao ganho de SNR para propagação em espaço livre.**

Ganho SNR (dB)	Espaço Livre (Km)	Ganho (Km)
1	64,44	4,65
2	69,44	9,65
3	74,84	15,05
4	80,65	20,86
5	86,92	27,13
6	93,67	33,88

**Tabela 11.18 Ganhos em distância em relação ao ganho de SNR para propagação em espaço livre.**

Ganho SNR (dB)	Denso Urbano (Km)	Ganho (Km)
1	8,88	0,64
2	9,57	1,33
3	10,31	2,07
4	11,11	2,87
5	11,97	3,73
6	12,9	4,66

## 12 Conclusões

Neste trabalho foi realizada uma investigação acerca do sistema de TV digital europeu para equipamentos móveis DVB-H, comparando-se as principais tecnologias para radiodifusão de sinais de áudio e vídeos para equipamentos portáteis que fazem uso da multiplexação OFDM, além de um estudo de técnicas de codificação de canal com decodificação iterativa.

Procurou-se contribuir com sugestões para as próximas gerações dos padrões DVB-T/H e ISDB-T, as quais buscam melhorar o desempenho de codificação de canal utilizando a concatenação de algoritmos como *Reed-Solomon*, BCH, turbo codificadores seriais e paralelos e codificadores LDPC.

Através da utilização de simuladores, foi possível alterar os parâmetros dos sistemas DVB-T/H e ISDB-T, substituir técnicas de codificação de canal e medir o desempenho do sistema variando a relação sinal ruído, inserindo múltiplos percursos nos canais de transmissão e variar a velocidade do móvel. Reiterou-se, através de diversas modificações sem sucesso, o quanto às tecnologias estudadas e simuladas, foram bem projetadas e os parâmetros das técnicas de dispersão, entrelaçamento e codificação foram devidamente escolhidos. A utilização de técnicas complexas normalmente envolvem inúmeros parâmetros de configuração, diferentes configurações entre estes múltiplos parâmetros podem conduzir a conseqüências construtivas ou destrutivas em termos de ganho de codificação. Assim, observou-se que no atual estágio tecnológico dos padrões estudados, muitas vezes para um mínimo ganho é necessário um aumento considerável de complexidade dos sistemas.

Observou-se através dos resultados de simulações, que não houve um esquema de concatenação de codificadores com melhores resultados em todas as taxas, modulações e padrões.

Analisando os resultados das concatenações e parametrizações propostas conclui-se que:

Os codificadores convolucionais adotados pelos padrões não respondem linearmente a um aumento do número de estados de suas treliças, gerando ganhos mínimos e até mesmo resultados negativos para determinadas taxas de códigos, com um conseqüente aumento da complexidade do sistema.

Os turbo codificadores também não responderam a um aumento linear do número de estados em suas treliças e, os melhores resultados obtidos utilizaram arranjos de treliças com 16 e 64 estados.

Os turbo codificadores e codificadores LDPC não obtiveram ganhos significativos através da simples substituição dos blocos no sistema, havendo desta forma a necessidade de alteração dos parâmetros do codificador *Reed-Solomon*, além da necessidade de melhorar o desempenho do entrelaçador entre os codificadores concatenados ou substituição do algoritmo *Reed-Solomon* por BCH.

A substituição do algoritmo de *Reed-Solomon* por BCH nos sistemas com decodificação iterativa deu-se em função do descasamento entre codificadores concatenados após a implementação de turbo codificadores. Detectou-se anteriormente através de uma análise de erros na saída do primeiro estágio de decodificação que os decodificadores de *Viterbi* possuem a características de espalhar erros concentrados em pequenas rajadas, e o próximo estágio de correção de erros possui a capacidade corrigir 8 bytes aleatórios por símbolo OFDM através da utilização de um decodificador de *Reed-Solomon*, maximizando assim o desempenho dos sistemas DVB-T/H e ISDB-T. Essa situação foi descrita como casamento entre os decodificadores. Do outro lado, quando se alterou o esquema de concatenação, e analisou-se a propagação de erros nas saídas dos decodificadores iterativos, detectou-se rajadas concentradas em um único quadro. A solução adotada foi à substituição do entrelaçador temporal *outer-interleaver* por um helicoidal para desconcentrar a rajada de erros entre 11 quadros e em seguida decodificar os erros espalhados com um decodificador BCH.

Os sistemas de concatenação adotados apresentaram diferentes resultados quando aplicados aos padrões DVB-T/H e ISDB-T, indicando que o tipo e o posicionamento de entrelaçadores, anteriores a modulação como no padrão DVB-T/H e posteriores a modulação como no padrão ISDB-T influenciam diretamente no desempenho dos sistemas propostos.

A equalização entre a taxa do codificador externo e interno resulta em um ganho de codificação significativo e conseqüentemente em uma maior sensibilidade do receptor.

Este ganho em sensibilidade reflete em um ganho em alcance nas redes de frequência única ou a possibilidade de utilização de transmissores de menor potência para a mesma área de cobertura.

Como os resultados das aplicações de diferentes codificadores no sistema ISDB-T foi superior ao DVB-T/H, indica-se o uso de entrelaçadores de tempo e frequência após a modulação e o uso da técnica BCH-PCCC, a qual apresentou o melhor ganho médio entre as modulações testadas. No caso de sistemas com entrelaçamento anterior a modulação, indica-se a utilização da técnica BCH-LDPC.

Uma vantagem dos códigos LDPC é a possibilidade de checagem de paridade na recepção, se os dados forem recebidos não corrompidos, não há a necessidade de processamento iterativo e também não há a necessidade da decodificação do *outer-decoder*, apenas descartam-se os bits de paridade. Para os turbo codificadores convolucionais, é necessário um algoritmo adicional de checagem de paridade, essa técnica propicia uma economia em processamento de informações e conseqüentemente economia de bateria do móvel.

A concatenação BCH-SCCC obteve bons resultados entre ambas as aplicações com entrelaçadores anteriores ou posteriores a modulação para baixas taxas ( $<0.46$ ). Na codificação turbo serial, os melhores resultados utilizaram 16 estados para o primeiro codificador RSC e 64 estados para o segundo com treliças de taxas  $2/3$ .

Utilizando-se a curva limite de *Shannon*, foi possível medir o desempenho dos sistemas após a implementação dos algoritmos com decodificação iterativa, encontrando dessa forma o quão distante estão os resultados encontrados da capacidade de canal.

Observando os resultados relativos a distância da capacidade de canal entre os sistemas padronizados e suas respostas às modificações propostas, conclui-se que, o sistema japonês ISDB-T possui um melhor desempenho com a adoção de turbo codificadores e codificadores LDPC em relação aos sistemas DVB-T/H, obtendo melhor desempenho em 87% dos resultados entre 90 configurações diferentes. Porém, analisando a estrutura do modulador de ambos os sistemas e as datas de lançamento de suas normas, observa-se que o sistema europeu DVB-T/H está de certa maneira defasado tecnologicamente em relação ao japonês, e observando as recentes gerações de sistemas DVB, nota-se que os atuais padrões já atualizaram seus sistemas e também adotaram técnicas de correção de erro com decodificação iterativa.

A análise dos resultados apresentados mostram que os sistemas de TV digital podem ainda ser aperfeiçoados através de técnicas de correção de erro com realimentação de informação. Através de inúmeras simulações detectou-se as configurações de melhor desempenho para uso

de codificadores turbo nesses sistemas, além de uma proposta inovadora de concatenação de codificadores para sistemas de TVdigital.

Durante o desenvolvimento deste trabalho, observou-se o surgimento dos padrões DVB-S2, DVB-SH e *Media-FLO*, os quais adotaram a utilização das concatenações BCH-LDPC para aplicações via satélite e RS-Turbo para equipamentos móveis, confirmando a tendência de migração dos futuros padrões para o uso dos algoritmos com decodificação iterativa.

### **12.1 Sugestões para Trabalhos Futuros**

- Comparação entre a complexidade dos sistemas turbo e LDPC.
- Implementação de equalizadores adaptativos nos simuladores para análise do efeito *Doppler* em canais com multipercurso e dispersão Rayleigh.
- Implementação de modulação codificada.
- Utilização de técnicas de equalização turbo.
- Análise dos parâmetros de concatenação testados para códigos turbo produto.
- Implementação em simuladores do sistema *Media-FLO*.
- Análise dos sistemas com técnicas SIMO(Single Input Multiple Output) , MISO(Multiple Input Single Output) e MIMO (Multiple Input Multiple Output)

## 13 Referências Bibliográficas

- [1] DVB Project , “Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television”, ETSI EN 300 744 V1.5.1” , 2004.
- [2] DVB Project. “Validation Task Force Report”, ETSI TR 102 401 V1.1.1, 2005.
- [3] DVB Project. “Digital Video Broadcasting (DVB):Transmission System for HandHeld Terminals (DVB-H)”, DVB Document A081, 2004.
- [4] L. Yannick, “Enhanced Móbile Reception of Digital Terrestrial Television”, EBU Techical Review, 2005.
- [5] M.Simonsen,“Adding DVB-H compatibility to the DVB-T modulator: An overview of the required R&D,” ProTelevisionTechnologies Whitepaper, 2003.
- [6] ISDB Project “Channel Coding, Frame Structure and Modulation Scheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T”, Document 11A/Jxx-E, 1999.
- [7] DVB Project, “Digital Video Broadcasting (DVB):DVB Specification for Data Broadcasting”, ETSI EN 301 192 V1.4.1, 2004.
- [8] DVB Project. “Digital Video Broadcasting (DVB): IP Datacast Baseline Specification; Specification of Interface I-MT”. DVB Document A080
- [9] K. Michael, “DVB-H the emerging standard for mobile data communication”, IEEE Transaction Broadcasting, 2004.
- [10] G.Faria, “DVB-T Hierarchical Modulation: An opportunity for new services”, Media Com Whitepapers,1999
- [11] DVB Project, “Digital Video Broadcasting (DVB), DVB-H Implementation Guidelines”, ETSI TR 102 377 V1.1.1,2005
- [12] Waldman H, Yacoub D.Michel, “Telecomunicações, Princípios e Tendencias”, 10ª Edição, 1997.
- [13] C. Akamine., “Análise de desempenho do sistema de TV digital DVB-T com entrelaçador temporal em canais com ruído impulsivo”,Tese de Mestrado, 2004
- [14] Giordano A. Arthur, H..M Frank, ”Least Square Estimation with application to Digital Processing”, IEEE Transaction on Broadcasting 1985.
- [15] S. T. Alexander”Adaptive Signal Processing, Theory and Applications”, 1986.

- [16] Abrantes A. Silvio, “Descodificação iterativa de códigos LDPC por transferência de mensagens em grafos de factores”, Whitepaper, Universidade do Porto, 2005.
- [17] SET/ABERT “Digital Television Systems - Brazilian tests - Final Report”, ANATEL SP ,2000.
- [18] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima – “Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding Turbo Codes” - *Proc. Int. Conf. Communications*, p. 1064-1070, 1993.
- [19] M. Tüchler, R.Koetter, and A. C. Singer, “Turbo Equalization: Principles and New Results”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, No. 5, 2002.
- [20] Santos, D. Guimarães, “A Block Turbo Equalizer Scheme”, *XXII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações SBrT*, Sept. 2005.
- [21] Z. Yubing, K. Jingming, L. Jiakang, “Turbo ESAE channel estimation on OFDM systems”, *7<sup>th</sup> International Conference on Signal Processing ICSP04*, vol.2, p. 1653 – 1656, Sept. 2004.
- [22] F. Zhijun, X. Shenghua, W. Changxuan, W. Shiqian, W. Zhengyou, Z. Weiming, “Joint source-channel coding for MPEG-4 streams transmission over 3G networks”, *IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, 23-26 vol.2, p. 1261 – 1264, 2005.
- [23] J. Hagenauer, N. Gortz, “The turbo principle in joint source-channel coding”, *Information Theory Workshop*, p. 275 – 278, 31 ,2003.
- [24] Xiaoqiang Qiao, Yueming Cai, Youyun Xu, “Joint iterative decision feedback channel estimation for turbo coded V-BLAST MIMO-OFDM systems”, *IEEE International Symposium on Communication and Information Technology ISCIT*, , vol.2, p. 1384 – 1388, 12-14Oct. 2005.
- [25] Navarro, A. Grant, “Joint channel estimation and decoding for space-time turbo codes”, *IEEE International Symposium on Information Theory*, 2002, p. 161.
- [26] European Telecommunications Standards Institute ETSI, EN 301 958 DVB-RCT standard, 2003.
- [27] K.A. Barratt, P. Coulton, B. Honary, “Defining performance limits for turbo-code assisted synchronization in DVB-S systems”, *IEEE Transaction on Broadcasting*, 2001,
- [28] R. M. Pyndiah, “Near-optimum decoding of product codes: Block turbo codes”, *IEEE Trans. Commun.*, 1998.
- [29] H. Nickl, J. Hagenauer, F. Burkert, “Approaching Shannon’s Capacity Limit by 0.2 dB Using Simple Hamming Codes”, *IEEE Communication Letters*,1997.

- [30] Y. Chen, K.K Parhi, “Parallel decoding of interleaved single parity check turbo product codes”,
- [31] D. A. Guimarães, J. Portugueseis, “A Class of Product Codes and Its Iterative (Turbo) decoding”, Proceeding of the 3<sup>rd</sup> International Symposium on Turbo Codes & Related Topics, Brest, France, Sep. 1-5 2003, p. 431-434.
- [32] J. Cuevas, P. Adde, S. Kerouedan, R. Pyndiah, “New architecture for high data rate turbo decoding of product codes”, Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '02. IEEE, ,2002.
- [33] C. Argon and S. W. McLaughlin, “*Efficient decoding of turbo product codes*”, in Proc. 39th Annual Allerton Conference on Communications, Control, and Computing, 2001.
- [34] J. Moon, Yong Li, “On reduced-complexity soft demapping in MIMO systems with spatial multiplexing”, IEEE International Conference on Communications ,2005.
- [35] F. J. Macwilliams and N. J. A. Sloane, “The Theory of Error Correcting Codes”. Amsterdam, The Netherlands: North-Holland, 1978..
- [36] P. Elias, “Error-free coding,” *IRE Trans. Inform Theory*, 1954.
- [37] D. M. Rankin, T. A. Gulliver, “Single Parity Check Product Codes”, *IEEE Trans. Communication*, 2001.
- [38] J. Hokfelt, O. Edfors, T. Maseng, “Interleaver design for turbo codes based on the performance of iterative decoding”, *IEEE International Conference on Communications*, 1999.
- [39] Guimarães D.Adionel, “Noções sobre Decodificação Turbo: Um Estudo de caso para os códigos SPC-TPC”, 2005.
- [40] Shannon, C.E. “A Mathematical Theory of Communication.” ,Bell System Technical ,1948.
- [41] Haykin, S.; Sellathurai, M.”Turbo-BLAST with Multi-loop Feedback Receiver.” Proceedings of the 3<sup>rd</sup> International Symposium on Turbo Codes & Related Topics, 2003.
- [42] Rankin, D. M., “*Single Parity Check Product Codes and Iterative Decoding*”. Ph.D. Thesis, University Codes and Iterative Decoding. Ph.D. Thesis, University ,2001.
- [43] Barbelescu, S. A.; Pietrobon, S. S. “*Turbo Codes: a Tutorial on a New Class of Powerful Error Correcting Coding Schemes. Part I: Code Structures and Interleaver Design.*” Institute for Telecommunications Research, University of South Australia, 1998.
- [44] Gallager, R. G. “Low density parity check codes. *IRE Trans. Information Theory*, v.” ,1962.

- [45] Gallager, R. G. “Low Density Parity Check Codes. *Research monograph series*, n. 21”, MIT Press, Cambridge, 1963.
- [46] Mackay, D. J. C.; Neal, R. M. “Near Shannon limit performance of low density parity check codes”. *IEEE Electronics Letters*, 1996.
- [47] Benedetto, a D. Divsalar, b G. Montorsi, a e F. Pollara, “Serial Concatenation of Interleaved Codes Performance Analysis, Design, and Iterative Decoding”, 1996.
- [48] M. Valenti “Inserting Turbo Code Technology into the DVB Satellite Broadcasting System”, 2000.
- [49] Zou Y., Dong J, Li D., “A Performance Comparison Between PCCC and TPC”, Department of Information Engineering Beijing University of Posts & Telecommunications , 2002.
- [50] D. Divsalar and F. Pollara, “Serial and Hybrid Concatenated Codes with Applications” , Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, *Electronic Letters* Nov, 1997.
- [51] Divsalar D, M.J Robert , “The Effective Free Distance of Turbo Codes”, Jet Propulsion Laboratory and Department of Electrical Engineering ,California Institute of Technology, *Electronic Letters*, Jan, 1996.
- [52] Lattuada M., Posega R, Mattavelli M., Daniel M., “Turbo Coded OFDM system for Video Terrestrial Broadcasting”, 2003.
- [53] Abrantes A.Silvio , “From BCJR to turbo decoding: MAP algorithms made easier”, 2004.
- [54] D. Divsalar and F. Pollara , “Turbo Trellis Coded Modulation with Iterative Decoding for Mobile Satellite Communications”, 1996.
- [55] Martins T.J. Paulo, “Turbo decodificadores de baixa potência para comunicação digital sem fio”, Tese de Mestrado USP, 2004.
- [56] Benedetto, a D. Divsalar, b G. Montorsi, a e F. Pollara, “Parallel Concatenated Trellis Coded Modulation”, 1996.
- [57] Charan L., “Turbo Coding and MAP Decoding”, *Intuitive Guide to Principles of Communications* , 2007
- [58] Peltotalo J, “File Delivery over DVB-H, FLUTE” Institute of Communications Engineering, *Electronic Letters*, 2005.
- [59] Standard “INTERNATIONAL STANDARD ISO/IEC 13818-1 Information technology Generic coding of moving pictures and associated audio information: Systems Technologies de l'information — Codage générique des images animées et du son

associé: Systèmes”, Second edition ,2000.

[60] A.B. Carlson, P.B. Crilly and J.C. Rutledge, “Communication System: an introduction to signals and noise in electrical communication”, Fourth Ed., McGraw Hill, 2002.

[61] H.R. Walker, “The gap between uncoded performance and the Shannon limit”, Electronic Letters, 2005.

[62] R.Arthur, “Novas propostas para otimização de receptores de TV Digital baseados em OFDM em ambientes de redes de frequência única regionais”, Tese de Doutorado Unicamp, 2007.

[63] M.G J.Paul ,“Properties of the Mobile Radio Propagation Channel”, Linnart Department Head CoSiNe, Philips Research CTTV, 2007.

[64] M.J.Reis, “Linhas de Trasnmissão, Noções Básicas e princípios de LT”, Linear transmissores publicação eletrônica,2003

[65] DVB Document A024,“Specification of a Mega-Frame for SFN Synchronisation”, 1997.

[66] Takahashi. Y, “DTTV in Progress”, JEITA presentations, 2005

[67] Postel ISI, “RFC 768”, 1980.

[68] “RFC 3551”, 2003.

[69] J. Moon , Yong Li, “On reduced-complexity soft demapping in MIMO system with spatial multiplexing”, IEEE International Conference on Communications ICC, 2005.

[70] J. Hagenauer e P. Hoeher, “A Viterbi Algorithm With Soft-Decision Outputs and Its Applications”, Proceedings of GLOBECOM '89, Dallas, Texas, 1989.

[71] Bernard Sklar, "Digital Communications- Fundamental and Applications", John Wiley ans Sons INC,1998.

[72] Langton C., “Intuitive Guide to Principles of Communications”, Copyright 1998, 2006.

[73] DVB Project , “Digital Video Broadcasting (DVB), Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications” ,ETSI EN 302 307 V1.1.1 (2004-06).

[74] ABNT/CEET-00:001.85 Projeto 00:001.85-001 “Televisão Digital Terrestre- Padrão de Transmissão”, Junho 2007.

[75] Mauri K.,“DVB and DVB-H Systems” Helsinsky University of Technology Electronic Letters, 2006.

- [76] Murali R. Chari, Fuyun Ling, Ashok Mantravadi, Raghuraman Krishnamoorthi, Rajiv Vijayan, G. Kent Walker, and Rob Chandhok, “FLO Physical Layer: An Overview”, IEEE Transactions on Broadcasting, 2007
- [77] Rappaport S. Theodore , “Wireless Communications Principles and Practice, Second Edition,2002.
- [78] Annamalai M, “Study and simulation of BCH decoding algorithms”, Department of Electrical Engineering, UT Arlington, 2005
- [79] DVB Document A024, “Especification of a Mega-Frame for SFN Synchronisation”, 1997.
- [80] DVB Fact Sheet “Satellite Services to Handheld – Mobile Digital TV in S-band”, 2007.
- [81] J.C.Moreira, P.G. Farrel, “Essentials of Error-Control Coding”, 2006.
- [82] GARCIA, Fábio Lumertz ; CARDOSO, Fabbryccio A. C. M. ; ARANTES, D. S. . Implementação de um Codificador LDPC para um Sistema de Televisão Digital. In: XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2007, Recife. XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2007.

## Trabalhos Publicados e Submetidos

[1] D. G. Caetano ,Y. Iano, , R. Arthur, E. Carrara, *Performance Comparison of Convolutional and Turbo Convolutional Codes for ISDB-T in AWGN and Brazilian Channels*, ITS2006 International Telecommunications Symposium, Fortaleza-CE, 2006.

[2] D. G.Caetano, Y.Iano, C.Akamine, R.Arthur, G.Bedicks Jr ,“Improving DVB-T system for Brazilian Enviroments” , IEEE/Comsoc/SBrT –6<sup>th</sup> International Telecommunications Symposium 2006 - Fortaleza – Ceará, Brasil, Setembro de 2006.

[3] D. G. Caetano ,R. Arthur, Y. Iano, C. Akamine, , *Evaluation of improved ISDB-T by Turbo Codes using Brazilian Channels*, Unisal – Revista de Ciência e Tecnologia, ISSN 1677-9649,2007.

[4] D.G. Caetano, “Análise de Desempenho do Sistema DVB-H em canais Brasil”, Revista Ciência e Tecnologia,Unisal, Setembro de 2006.

[5] D. G. Caetano ,R. Arthur, Y. Iano, C. Akamine, D. G. Caetano, *Performance Improvement Proposals and Optimized Signal Redistribution using ISDB-T Digital TV Standard in Brazilian Environments*, Revista da SBPN, ISBN 1415-6512. (submetido)

[6] D. G. Caetano ,R. Arthur, Y. Iano, G. Bedicks, C. Akamine, , *Performance Evaluation of turbo ISDB-T on typical Brazilian multipaths*, IEICE Transactions on Communications, ISSN 1745-1345. (submetido)

## 14 Exemplos Numéricos

### 14.1 Exemplo Turbo Códigos Convolucionais com o Algoritmo BCJR, ou MAP

Considerando-se a medida de confiabilidade do canal  $Lc = 4.a.\frac{E_c}{N_o} = 4.1.10^{0.1} = 5.0$ . Como

$P(u_k = \pm 1) = 1/2$  então  $L(u_k) = 0$  pelo que  $e^{u_k L(u_k)/2} = 1$ , independentemente do sinal de  $u_k$ .

Considera-se neste exemplo  $C_k = 1$  (as probabilidades poderão ser maiores que um, ou seja o exemplo estará sujeito a problemas de “overflow” ou “underflow”.) [16]

No instante  $k = 1$  tem-se os a situação retratada na Fig.14.1. Os valores de  $\gamma$  são, assim,

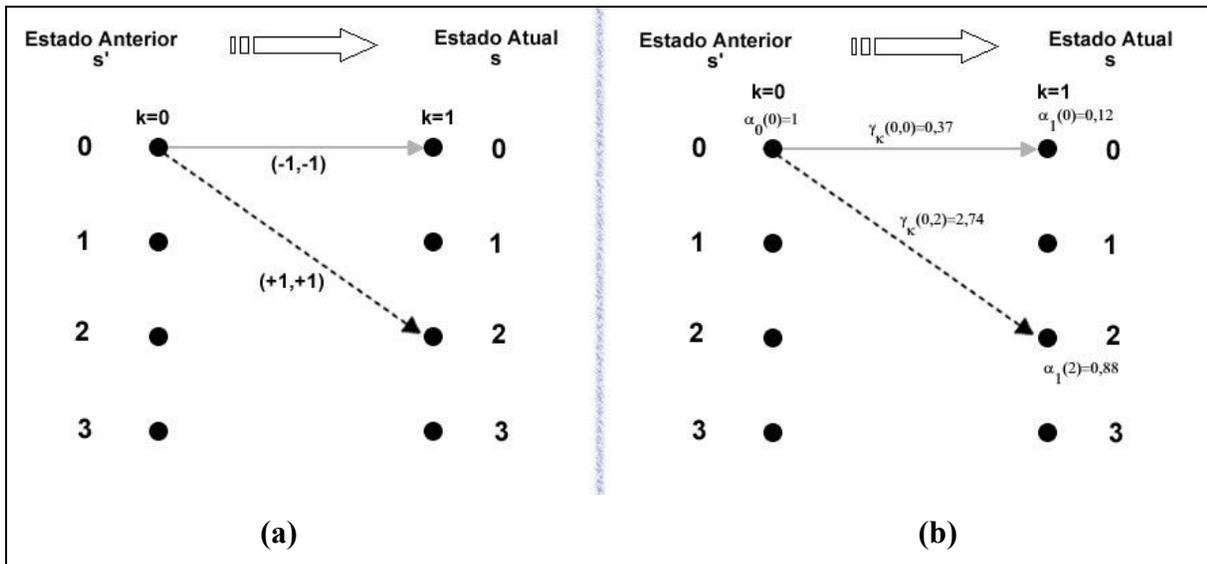


Fig.14.1 Valores recebidos e enviados em  $k = 1$  e probabilidades  $\alpha$  e  $\gamma$  correspondentes.

$$\gamma_1(0,0) = C_k e^{u_k L(u_k)/2} \cdot \exp\left[\frac{Lc}{2}(x_{11}y_{11} + x_{12}y_{12})\right] = e^{[2.5(-1.(0,3)-1.(0,1))]} = e^{-1} = 0.37 \quad (14.1)$$

$$\gamma_1(0,2) = e^{[2.5(-1.(0,3)+1.(0,1))]} = e^1 = 2.74 \quad (14.2)$$

e, portanto

$$\alpha_0(0)\gamma_1(0,0) = 1.0,37 = 0.37 \Rightarrow \alpha_0(0) = \frac{0,37}{0.37 + 2.74} = 0.12 \quad (14.3)$$

$$\alpha_0(0)\gamma_1(0,2) = 1.2,74 = 2.74 \Rightarrow \alpha_1(2) = \frac{2,74}{0.37 + 2.74} = 0.88 \quad (14.4)$$

Os cálculos de  $\alpha$  e  $\gamma$  vão prosseguindo de maneira idêntica à medida que a seqüência for sendo recebida (há, no máximo,  $2n = 4$  valores diferentes de  $\gamma$  em cada instante  $k$  pois há, no máximo,  $2n = 4$  palavras de código diferentes). Quando tiver chegado ao fim faz-se os cálculos de  $\beta$  em direção ao início da treliça. A situação final com todos os valores de  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$  é a retratada na Fig.14.2 e Fig.14.3. A seguir mais um exemplo de cálculo de  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$ .

$$\gamma_1(2,3) = e^{[2.5(-1.(0,8)+1.(0,5))]} = e^{-0.75} = 0.47 \quad (14.5)$$

$$\alpha_3(3) = \frac{\alpha_2(2)\gamma_3(2,3) + \alpha_2(3).\gamma(3,3)}{4,31} = \frac{0,01.0,47.0,92.2,13}{4,31} = 0,45 \quad (14.6)$$

$$\beta_2(2) = \frac{\beta_3(1)\gamma_3(2,1) + \beta_3(3).\gamma(2,3)}{9,96} = \frac{0,69.2,13.0,001.0,47}{9,96} = 0,15 \quad (14.7)$$

Os valores dos denominadores provêm das somas

$$\sum_s \alpha'_3(s) = \alpha'_3(0) + \alpha'_3(1) + \alpha'_3(2) + \alpha'_3(3) = 0,716 + 0,452 + 1,182 + 1,959 = 4,31 \quad (14.8)$$

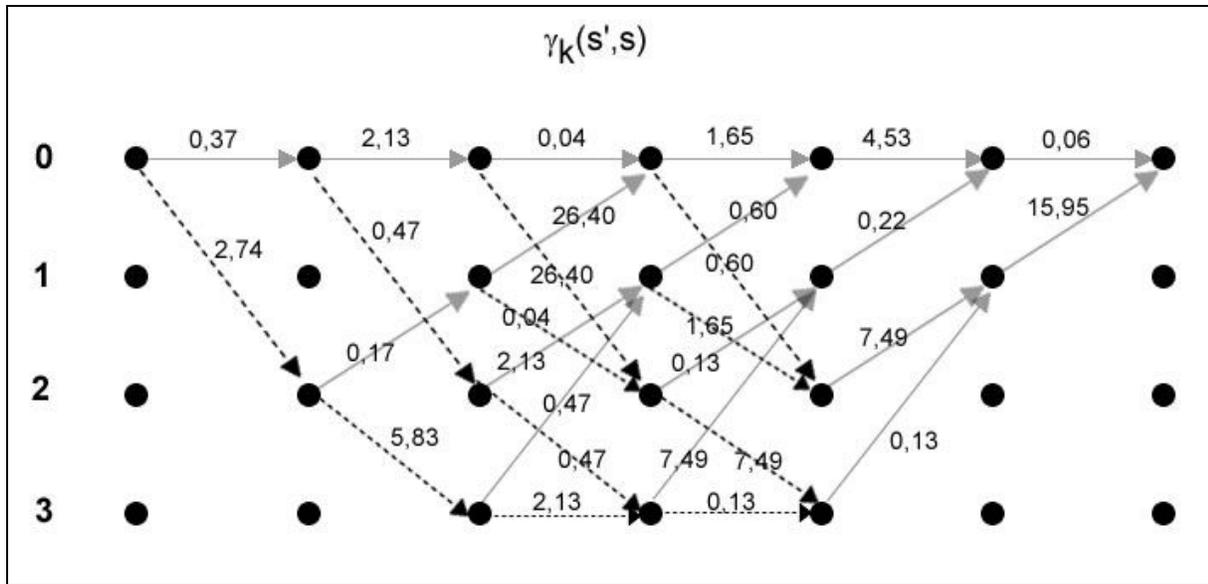


Fig.14.2 Valores de  $\gamma$  ao fim de toda a seqüência de seis símbolos recebida.

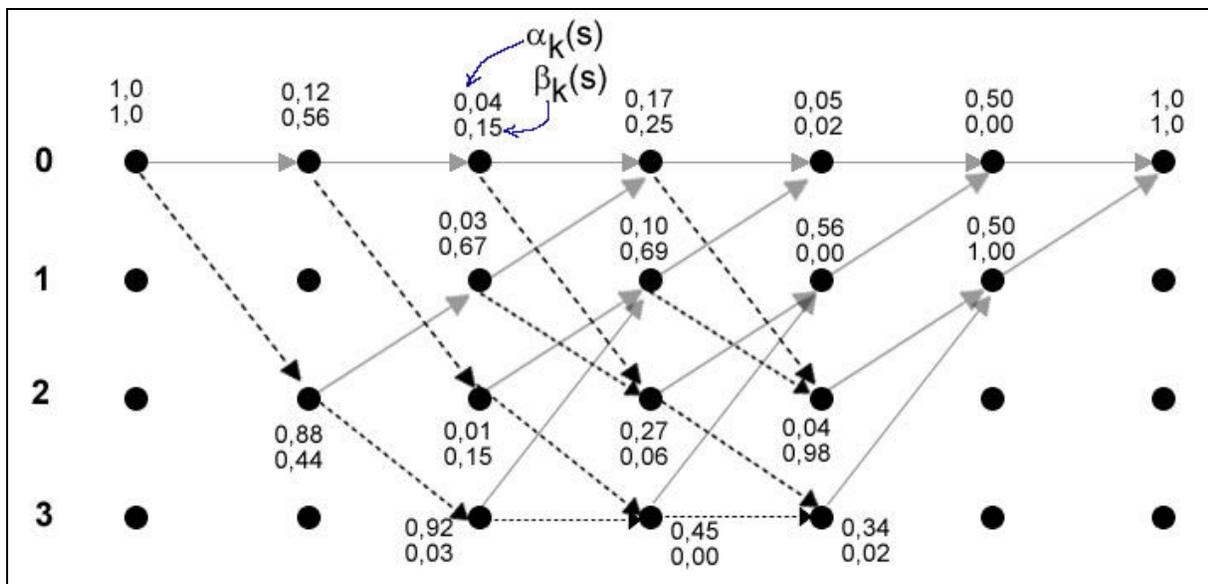


Fig.14.3 Valores de  $\alpha$ ,  $\beta$  ao fim de toda a seqüência de seis símbolos recebida.

$$\sum_s \beta'_3(s') = \beta'_2(0) + \beta'_2(1) + \beta'_2(2) + \beta'_2(3) = 1,476 + 6,689 + 1,469 + 0,327 = 9,96 \quad (14.9)$$

No cálculo de  $\gamma_3(2,3)$  leva-se em conta que o ramo em questão está associado ao símbolo  $x_3 = \{-1,+1\}$ .

Para os valores normalizados das diversas probabilidades  $P_k(s',s,y)$  . Por exemplo (veja a Fig.14.2), no instante  $k = 3$   $P_{\text{norm}}(2,3,y) = P(2,3,y)/\Sigma_{P_3}$  é igual a  $P_{\text{norm}}(2,3,y)=(0,01).(0,47).(0,001))/0,56$  , pois a soma dos produtos  $\alpha.\gamma.\beta$  dos oito ramos é

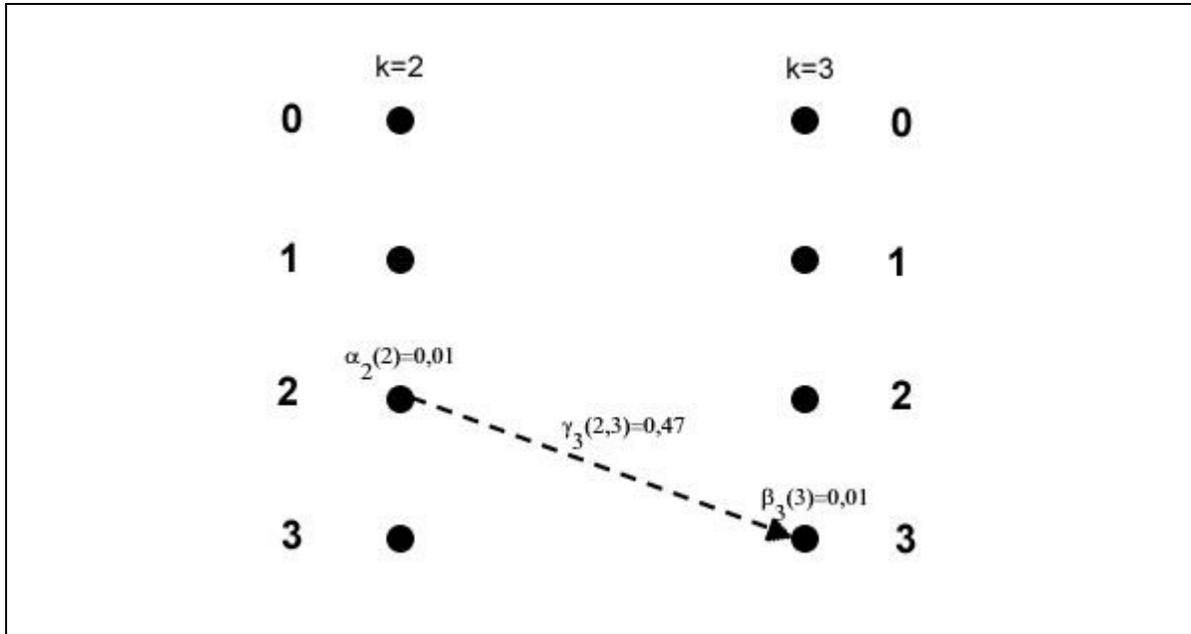


Fig.14.4 Valores usados no cálculo de  $P(2,3,y)$ .

$$\begin{aligned} \sum_{P_3} &= \sum_{R_0, R_1} \alpha_2(s') \cdot \gamma_3(s', s) \cdot \beta_3(s) = \\ &= \sum_{R_0} \alpha_2(s') \cdot \gamma_3(s', s) \cdot \beta_3(s) + \sum_{R_1} \alpha_2(s') \cdot \gamma_3(s', s) \cdot \beta_3(s) = 0,493 + 0,068 \approx 0,56 \end{aligned}$$

Os valores de  $\sum_{P_k}$ ,  $\sum_{R_0 \text{ ou } R_1} P(s', s, y)$  e  $\sum_{R_0 \text{ ou } R_1} P_{\text{norm}}(s', s, y)$  são apresentados na Tabela a seguir.

Tabela 14.1 Valores de  $\Sigma_{P_k}$ ,  $\Sigma P(s',s,y)$  e  $\Sigma P_{\text{norm}}(s',s,y)$ .

Valores Não Normalizados	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 4$	$k = 5$	$k = 6$
$\sum_{R_1} P(s', s, y)$	1.214	<b>0.177</b>	0.068	0.306	0.000	0.000
$\sum_{R_0} P(s', s, y)$	0.203	0.139	0.493	0.001	0.379	8.084
$\sum P_k$	1.417	0.316	0.562	0.307	0.379	8.084

Valores Normalizados						
$\sum_{R_1} P_{norm}(s', s, y)$	0.857	0.560	0.122	0.996	0.000	0.000
$\sum_{R_0} P_{norm}(s', s, y)$	0.143	0.440	0.878	0.004	1.000	1.000

Neste ponto, resta apenas um passo para se obter os valores pretendidos de  $L(u_k|y)$ : recolhem-se os valores das duas últimas linhas da Tabela 14.1 e obtém-se:

$$L(u_1 | y) = \ln \frac{P_{norm}(0,2, y)}{P_{norm}(0,0, y)} = \ln \frac{0.857}{0.143} = 1.79 \quad (14.10)$$

$$L(u_2 | y) = \ln \frac{P_{norm}(0,2, y) + P_{norm}(2,3, y)}{P_{norm}(0,0, y) + P_{norm}(2,1, y)} = \ln \frac{0.560}{0.440} = 0.24 \quad (14.11)$$

$$L(u_3 | y) = \ln \frac{P_{norm}(0,2, y) + P_{norm}(1,2, y) + P_{norm}(2,3, y) + P_{norm}(3,3, y)}{P_{norm}(0,0, y) + P_{norm}(1,0, y) + P_{norm}(2,1, y) + P_{norm}(3,1, y)} = \ln \frac{0.1220}{0.878} = -1.98 \quad (14.12)$$

$$L(u_4 | y) = \ln \frac{P_{norm}(0,2, y) + P_{norm}(1,2, y) + P_{norm}(2,3, y) + P_{norm}(3,3, y)}{P_{norm}(0,0, y) + P_{norm}(1,0, y) + P_{norm}(2,1, y) + P_{norm}(3,1, y)} = \ln \frac{0.996}{0.004} = 5.56 \quad (14.13)$$

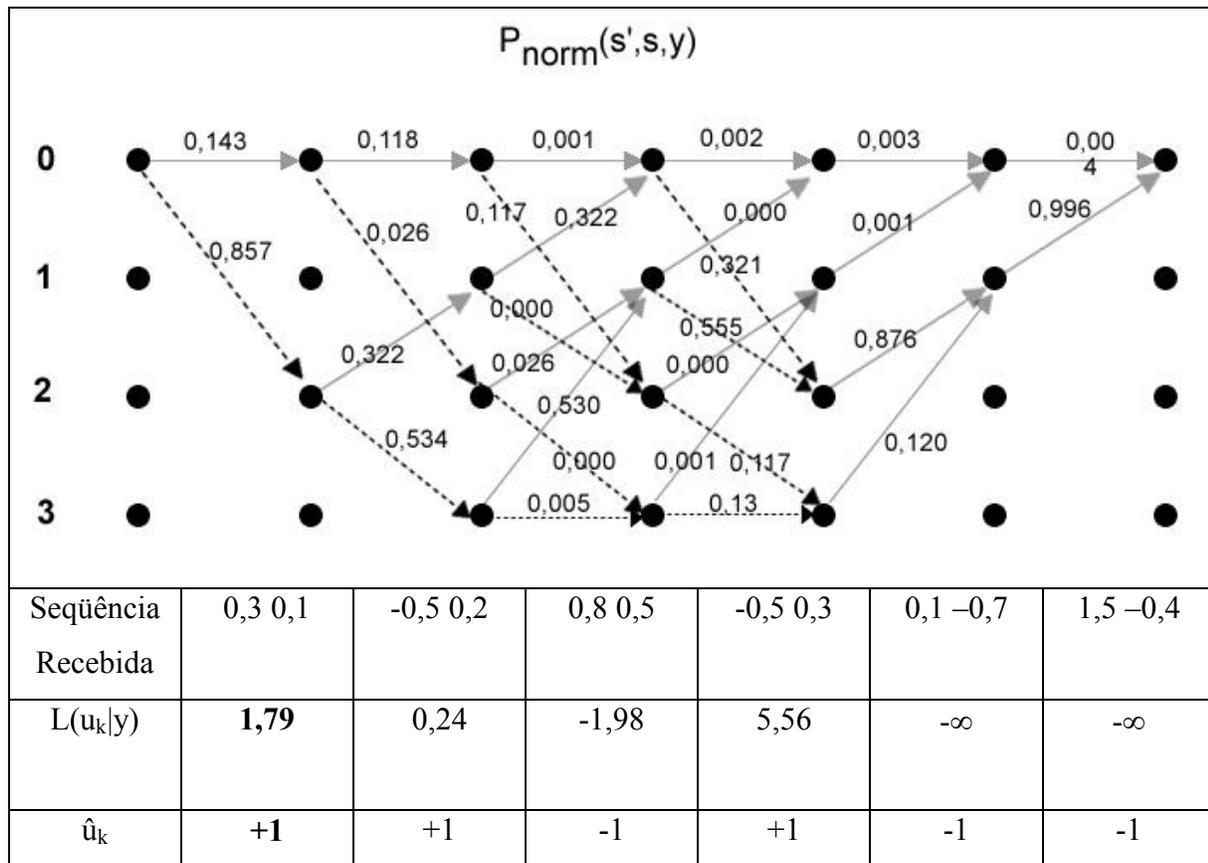
$$L(u_5 | y) = \ln \frac{0}{P_{norm}(0,0, y) + P_{norm}(1,0, y) + P_{norm}(2,1, y) + P_{norm}(3,1, y)} = -\infty \quad (14.14)$$

$$L(u_6 | y) = \ln \frac{0}{P(0,0, y) + P(1,0, y)} = -\infty \quad (14.15)$$

Os dois últimos valores são provocados pela terminação forçada da treliça. Em face dos valores obtidos a estimativa rígida da seqüência  $u$  é  $\hat{u} = +1 +1 -1 +1 -1 -1$  ou, em termos de valores 0 e 1, 1 1 0 1 0 0.

O percurso estimado pelo algoritmo BCJR está assinalado na figura abaixo.

Tabela 14.2 Valores da probabilidade conjunta, da LLR e estimativa de  $u_k$ .



### 14.1.1 Exemplo com o Algoritmo Max-Log-MAP

Seguindo os procedimentos descritos anteriormente obter-se-iam os valores de  $A$ ,  $B$  e  $\Gamma$  que estão na treliça da Fig.14.6. Por exemplo,  $A_4(1)$  e  $B_3(2)$  foram calculados assim:

$$A_4(1) = \max[A_3(2) + \Gamma_4(2,1), A_3(3) + \Gamma_4(3,1)] = \max[(2,01 - 2,01), (3,52 + 2,01)] = 5,54$$

$$B_3(2) = \max[B_4(1) + \Gamma_4(2,1), B_4(3) + \Gamma_4(2,3)] = \max[(-4,28 - 2,01), (0,76 + 2,01)] = 2,77$$

As somas  $A_{k-1}(s') + \Gamma_k(s', s) + B_k(s)$  calculam-se seguindo a Fig.14.6 mas substituindo  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$  por  $A$ ,  $B$  e  $\Gamma$ , respectivamente, e substituindo as multiplicações por adições, como na Fig.14.7. Agora só resta calcular o valor máximo dessas somas para cada instante  $k$  e para cada conjunto  $R_0$  e  $R_1$ . Subtraindo o primeiro valor do segundo obtém-se a LLR da Tabela 14.3 e a respectiva estimativa de  $u_k$ .

Tabela 14.3 Valores do algoritmo max-log-MAP.

	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 4$	$k = 5$	$k = 6$
$\max() R_1$	7.302	7.302	5.791	7.302	$-\infty$	$-\infty$
$\max() R_0$	5.791	6.798	7.302	1.762	7.302	7.302
$L(u_k y)$	1.511	0.504	-1.511	5.539	$-\infty$	$-\infty$
Estimativa de $u_k$	+1	+1	-1	+1	-1	-1

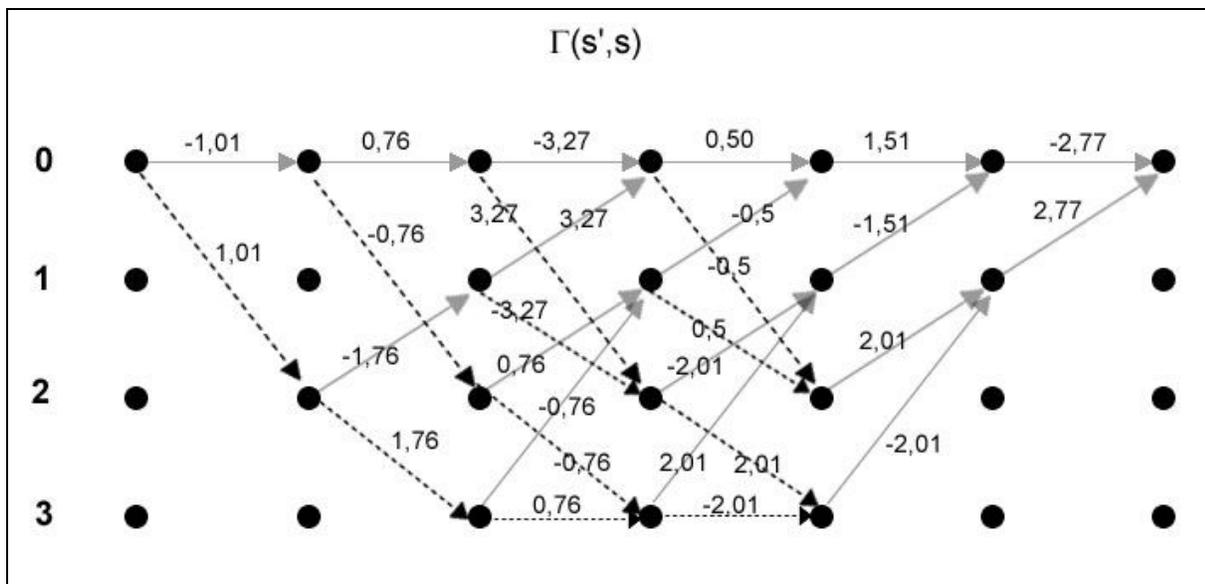


Fig.14.5 Valores de  $\Gamma$  ao fim de toda a seqüência de seis símbolos recebida.

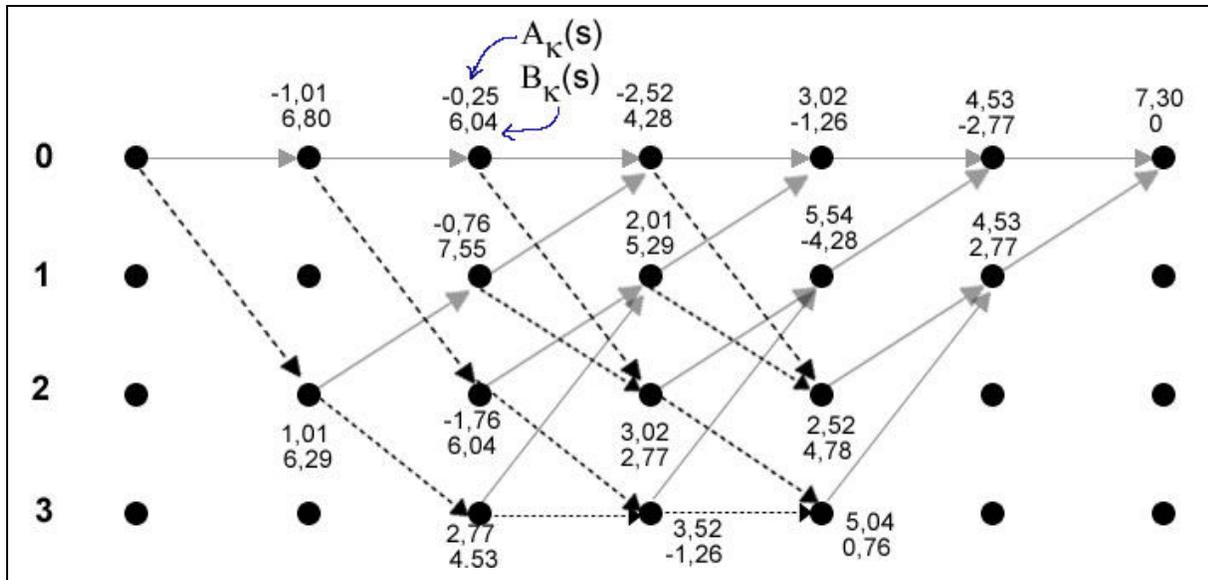


Fig.14.6 Valores de A, B ao fim de toda a seqüência de seis símbolos recebida.

A Fig.14.3 ilustra os ramos correspondentes aos valores máximos em cada conjunto. O único percurso sem interrupções é o que correspondente aos bits de informação estimados.

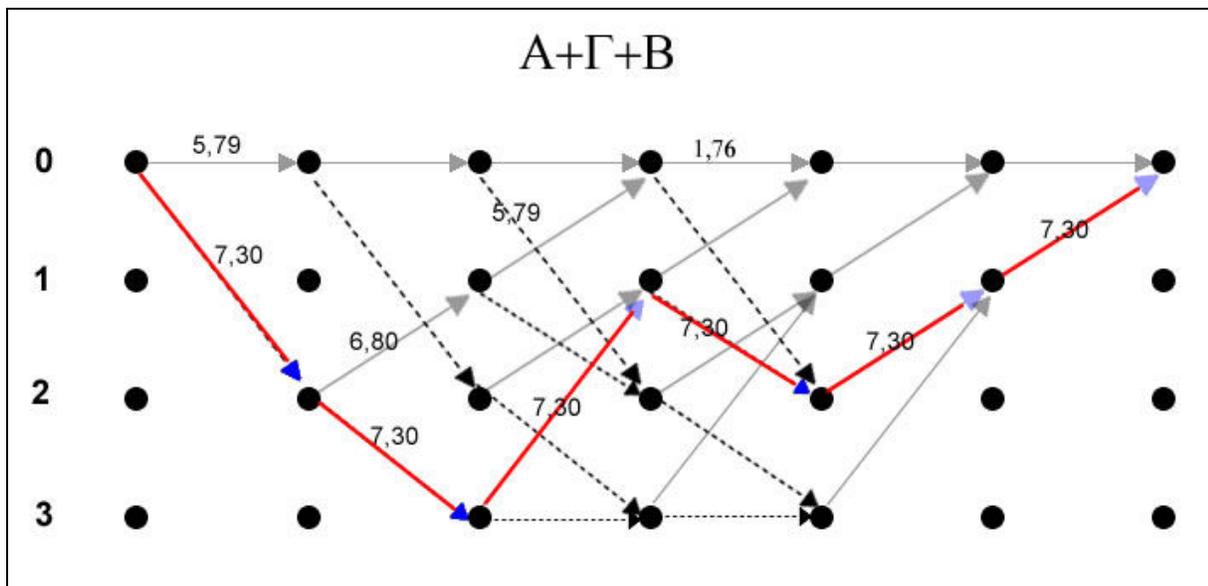


Fig.14.7 Valores máximos das somas “A +  $\Gamma$  + B” no algoritmo max-log-MAP.

### 14.1.2 Exemplo com o Algoritmo Log-MAP

Neste caso os valores de A e B são obtidos sem aproximações e a partir deles e de  $\Gamma$  (que é igual nos dois algoritmos simplificados) obtêm-se os valores da Tabela 14.4. Os valores de  $L(u_k|y)$  são exatamente iguais aos do algoritmo BCJR.

Tabela 14.4 Valores do algoritmo Log-MAP.

	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 4$	$k = 5$	$k = 6$
<b>max()</b> <b>R<sub>1</sub></b>	7.783	<b>7.311</b>	5.791	7.349	$-\infty$	$-\infty$
<b>max()</b> <b>R<sub>0</sub></b>	5.996	6.805	7.303	1.765	7.805	7.934
<b>L(u<sub>k</sub> y)</b>	1.79	0.24	-1.98	5.56	$-\infty$	$-\infty$
<b>Estimativa de u<sub>k</sub></b>	+1	+1	-1	+1	-1	-1

### 14.1.3 Exemplo de Decodificação Turbo

Considera-se a seguinte situação:

- Uma mensagem de nove bits nulos é aplicada a dois codificadores convolucionais sistemáticos e recursivos iguais, cada um com matriz geradora  $G(x) = [1 \ (1+x^2)/(1+x+x^2)]$  e a treliça apresentada na Fig.14.8. A seqüência de saída do codificador turbo é obtida por punção de modo que a taxa de código global é de 1/2.

- O canal AWGN é tal que  $E_c/N_0 = 0.25$  e  $a = 1$ , pelo que  $L_c = 1$ .

- A seqüência de dezoito valores reais recebida é

$y = 0.3 \ -4.0 \ -1.9 \ -2.0 \ -2.4 \ -1.3 \ 1.2 \ -1.1 \ 0.7 \ -2.0 \ -1.0 \ -2.1 \ -0.2 \ -1.4 \ -0.3 \ -0.1 \ -1.1 \ 0.3$ .

- O padrão de entrelaçamento é  $P = [1 \ 4 \ 7 \ 2 \ 5 \ 9 \ 3 \ 6 \ 8]$ . Assim, por exemplo, o terceiro elemento da versão entrelaçada da seqüência arbitrária  $m = [2 \ 4 \ 3 \ 1 \ 8 \ 5 \ 9 \ 6 \ 0]$  é  $m_3^{(P)} = m_{P_3} = m_7 = 9$ . Portanto,  $m^{(P)} = [2 \ 1 \ 9 \ 4 \ 8 \ 0 \ 3 \ 5 \ 6]$ .

- Arbitra-se que a LLR a priori inicial é  $L(u_k) = 0$ .

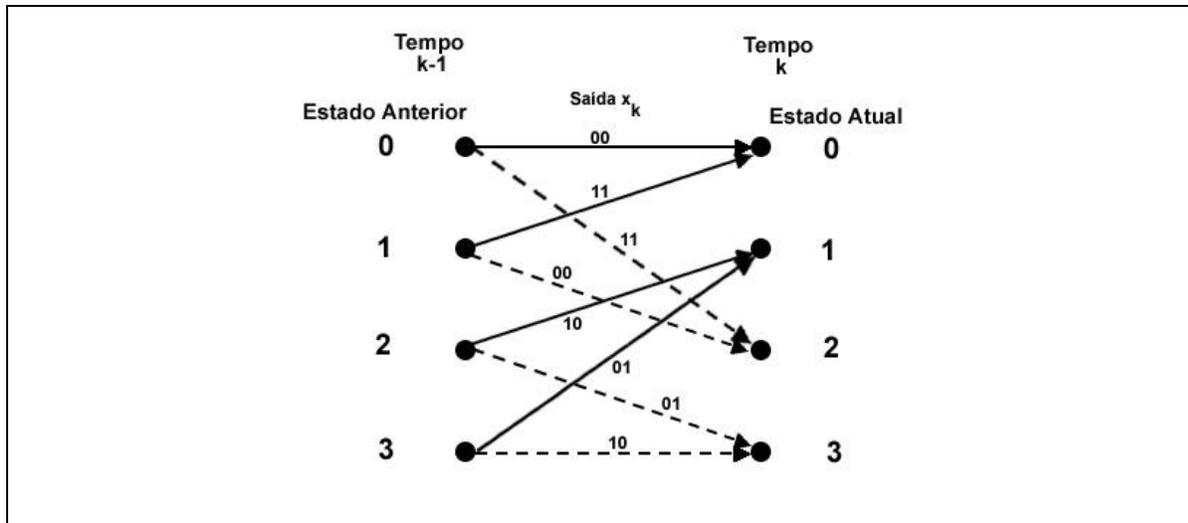


Fig.14.8 Treliça do codificador RSC dado por  $G(x) = [1 \frac{x^2}{1+x} / (1+x+x^2)]$ .

A tabela seguinte contém as seqüências de entrada do decodificador turbo:

Tabela 14.5 Seqüências de entrada do decodificador turbo.

$k$	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$L_c y_{k1}$	0.3	-1.9	-2.4	1.2	0.7	-1.0	-0.2	-0.3	-1.1
$L_c y_{k1}^{(P)}$	0.3	1.2	-0.2	-1.9	0.7	-1.1	-2.4	-1.0	-0.3
$L_c y_{kp}^{(1)}$	-4.0	0	-1.3	0	-2.0	0	-1.4	0	0.3
$L_c y_{kp}^{(2)}$	0	-2.0	0	-1.1	0	-2.1	0	-0.1	0

Na primeira iteração de decodificação a saída do decodificador 1 apresentaria os seguintes valores da LLR a posteriori  $L_1(u_k|y)$  e da informação extrínseca  $L_{e2}(u_k)$ , com  $L(u_k)$  e  $L_c y_{k1}$  à entrada:

Tabela 14.6 Valores LLR na primeira iteração do decodificador 1.

$L_1(u_k y)$	-4.74	-3.20	-3.66	1.59	1.45	-0.74	0.04	0.04	-1.63
$L(u_k)$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$L_c y_{k1}$	0.30	-1.90	-2.40	1.20	0.70	-1.00	-0.20	-0.30	-1.10
$L_{e1}(u_k)$	-5.04	-1.30	-1.26	0.39	0.75	0.26	0.24	0.34	-0.53
$L_1(u_k)$	-5.04	0.39	0.24	-1.30	0.75	-0.53	-1.26	0.26	0.34

Os valores da informação extrínseca, na quarta linha, foram calculados subtraindo a segunda e a terceira linha da primeira.

Observa-se agora se for estimada a seqüência de informação enviada, os valores da informação suave  $L_1(u_k|y)$  fornecida pelo decodificador 1 originariam quatro bits errados, aqueles que são estimados quando  $L_1(u_k|y)$  é positiva (nos instantes  $k = 4, 5, 7$  e  $8$ ). Este mesmo decodificador transfere a informação extrínseca  $L_{e1}(u_k)$  para o decodificador 2 após entrelaçamento – ou seja, o decodificador 2 recebe os valores  $L_1(u_k)$  da última linha da tabela. Nota-se, entretanto, que depois desta meia iteração e devido aos valores negativos elevados de  $L_1(u_1|y)$  e  $L_{e1}(u_1)$ , já ganhamos uma confiança elevada sobre a a decisão do primeiro bit da seqüência –provavelmente será  $u_1 = -1$ . Porém, a confiabilidade sobre os outros bits não é alta, especialmente aqueles para os quais os valores absolutos de  $L_1(u_1|y)$  e  $L_{e1}(u_1)$  são baixos.

O decodificador 2 vai agora lidar com os valores sistemáticos entrelaçados  $L_c y_k^{(P)}$ , os valores de paridade  $y_{kp}^{(2)}$  e as novas LLRs a priori que  $L_2(u_k)$ . Os resultados, obtidos de acordo com a (9.28), são apresentados na tabela seguinte, onde a seqüência  $L_2(u_k)$  representa a versão desentrelaçada de  $L_{e2}(u_k)$  que vai servir de estimativa mais refinada da LLR a priori  $L(u_k)$ . Isto significa que  $L_2(u_k)$  vai ser usada como uma das entradas do decodificador 1 na iteração seguinte.

**Tabela 14.7 LLR a priori.**

$L_2(u_k y)$	-3.90	0.25	0.18	-3.04	1.23	-1.44	-3.65	-0.72	0.04
$L_1(u_k)$	-5.04	0.39	0.24	-1.30	0.75	-0.53	-1.26	0.26	0.34
$L_c y_k^{(P)}$	0.30	1.20	-0.20	-1.90	0.70	-1.10	-2.40	-1.00	-0.30
$L_{e2}(u_k)$	0.85	-1.34	0.14	0.16	-0.22	0.19	0.01	0.02	0.00
$L_2(u_k)$	0.85	0.16	0.01	-1.34	-0.22	0.02	0.14	0.00	0.19

Para o cálculo de  $L_2(u_k)$ , o elemento de ordem  $P_i$  de  $L_2(u_k)$  é o elemento de ordem  $i$  da seqüência  $L_{e2}(u_k)$ . Por exemplo, o quarto elemento de  $L_2(u_k)$  é igual a

$$[L_2(u_k)]_4 = [L_2(u_k)]_{P_2} = [L_{e2}(u_k)]_2 = -1,34$$

pois  $4 = P_2$ .

Pode-se ver de novo que ainda obter-se-ia quatro bits errados se forem tomadas decisões rígidas na seqüência  $L_2(u_k|y)$  depois de esta ser reorganizada na ordem correta através de desentrelaçamento. A seqüência reordenada é -3.90 -3.04 -3.65 0.25 1.23 -0.72 0.18 0.04 -1.44 e provoca erros nas posições 4, 5, 7 e 8.

Este procedimento deve ser repetido iteração após iteração. Por exemplo, com cinco iterações obteríamos a Tabela 4, onde os valores sombreados, positivos, indicam decisões erradas, se tomadas.

Bastam três iterações para que os quatro bits inicialmente errados sejam corrigidos. A partir daí não vale a pena continuar. De fato, como os valores das razões LLR a posteriori estabilizam muito depressa não ganhamos nada em prosseguir com a decodificação.

**Tabela 14.8 Saídas dos decodificadores turbo durante cinco iterações.**

<i>Iteração</i>	$k \rightarrow$	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>
1	$L_1(u_k y)$	-4.74	-3.20	-3.66	<b>1.59</b>	<b>1.45</b>	-0.74	<b>0.04</b>	<b>0.04</b>	-1.63
2	$L_1(u_k y)$	-3.64	-2.84	-3.28	<b>0.11</b>	<b>0.27</b>	-0.95	-0.17	-0.25	-1.40
3	$L_1(u_k y)$	-3.65	-3.00	-3.35	-0.58	-0.34	-1.07	-0.61	-0.63	-1.53
4	$L_1(u_k y)$	-3.85	-3.21	-3.49	-1.02	-0.74	-1.20	-0.93	-0.90	-1.75
5	$L_1(u_k y)$	-4.08	-3.42	-3.64	-1.35	-1.05	-1.32	-1.18	-1.11	-1.95
1	$L(u_k y)$	-3.90	-3.04	-3.65	<b>0.25</b>	<b>1.23</b>	-0.72	<b>0.18</b>	<b>0.04</b>	-1.44
2	$L(u_k y)$	-3.61	-2.96	-3.29	-0.41	<b>0.13</b>	-0.97	-0.43	-0.25	-1.48
3	$L(u_k y)$	-3.75	-3.11	-3.35	-0.87	-0.45	-1.08	-0.80	-0.63	-1.66
4	$L(u_k y)$	-3.98	-3.32	-3.50	-1.22	-0.85	-1.21	-1.07	-0.90	-1.86
5	$L(u_k y)$	-4.21	-3.52	-3.65	-1.51	-1.15	-1.33	-1.28	-1.11	-2.06

## 14.2 Exemplo Numérico LDPC (Low Density Parity Check)

A seguir apresenta-se um numérico considerando um canal binário simétrico (BSC) e o codificador (7,4) da Fig.10.1. A compreensão do exemplo tornará fácil a aplicação do algoritmo da soma-e-produto a outros tipos de canal, como o canal de ruído AWGN. Suponhamos que a palavra de código  $\mathbf{x} = 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0$  foi transmitida através de um canal BSC com  $p = 0,1$ , que a transformou na seqüência  $\mathbf{y} = 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0$ . Ou seja, o quarto bit está errado. Como é que pode-se corrigir o bit errado usando transferência de mensagens ao longo das linhas do gráfico de *Tanner* do codificador?

Como se mostra na Fig.14.9, cada nó-folha  $p_i$  envia do canal para o seu argumento  $x_i$  uma mensagem fixa igual ao valor da respectiva probabilidade a priori  $p_i$ :

$$p(y_i | x_i = 1) = p_i$$

Por exemplo,  $x_1$  recebe a informação *a priori*  $p(y_1 = 1 | x_1 = 1) = 0,9$  e  $x_3$  recebe  $p(y_3 = 0 | x_3 = 1) = 0,1$ . Cada variável  $x_i$  difunde a mensagem que recebeu do canal pelos nós de paridade aos quais está ligada. Assim, por exemplo:

$$q_{21} = q_{22} = p_2 = 0,9$$

$$q_{51} = q_{53} = p_5 = 0,1$$

A Fig.14.9 mostra os valores das primeiras mensagens recebidas pelos nós de paridade. Neste ponto, é necessário avaliar quais as mensagens serão enviadas aos nós de variáveis. Consideremos  $f_1$ , por exemplo. Este nó recebeu estimativas de  $x_1, x_2, x_3$  e  $x_5$ . Então  $x_1$  enviará uma estimativa baseada nas estimativas que recebeu das outras variáveis ( $x_2, x_3$  e  $x_5$ ),  $x_2$  enviará uma estimativa que se baseia nas que recebeu de  $x_1, x_3$  e  $x_5$ , e para  $x_3$  e  $x_5$  fará de modo idêntico. Em particular, a mensagem que  $x_1$  recebe de  $f_1$  é dada, de acordo com a Equação (10.23), por:

$$r_{i1} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \prod_{i \in \{2,3,5\}} (1 - 2q_{i1}) \right\} =$$

$$= \frac{1}{2} \{ 1 - (1 - 2q_{21})(1 - 2q_{31})(1 - 2q_{51}) \} = 0,756$$

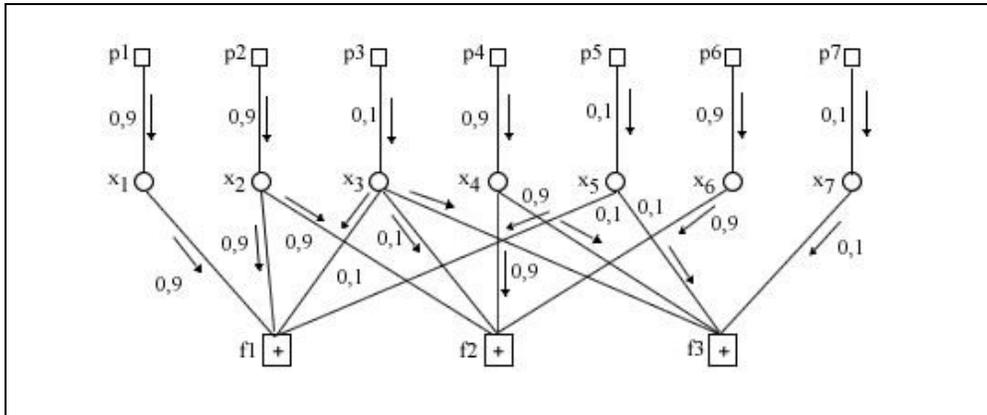


Fig.14.9 Mensagens iniciais enviadas pelos nós de bits aos nós de paridade.

Da mesma forma, obtém-se as mensagens de  $f_1$  para os nós de bits restantes:  $r_{12}=0,756$ ,  $r_{13}=0,244$  e  $r_{15}=0,244$ . para os nós de paridade  $f_2$  e  $f_3$ , obtém-se os seguintes valores:  $r_{22} = 0,244$ ,  $r_{23} = 0,756$ ,  $r_{24} = 0,244$ ,  $r_{26} = 0,244$ ,  $r_{33} = 0,756$ ,  $r_{34} = 0,244$ ,  $r_{35} = 0,756$  e  $r_{37} = 0,756$ .

Esses valores estão indicados na Fig.14.10:

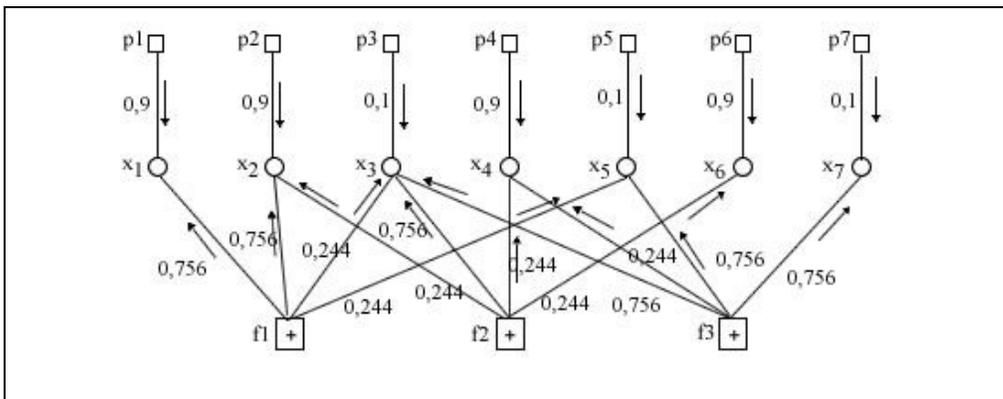


Fig.14.10 Mensagens enviadas pelos nós de paridade aos nós de variáveis na 1ª iteração.

Em seguida cada variável envia aos nós de paridade o produto normalizado das mensagens que recebeu, como se ilustra na Fig.14.11 para a variável  $x_2$ :

$$q_{21} = K_{21}p_2r_{22} = \frac{p_{22}r_{22}}{p_2r_{22} + (1 - p_2)(1 - r_{22})} = 0,744$$

$$q_{22} = K_{22}p_2r_{12} = \frac{p_2r_{12}}{p_2r_{12} + (1 - p_2)(1 - r_{12})} = 0,965$$

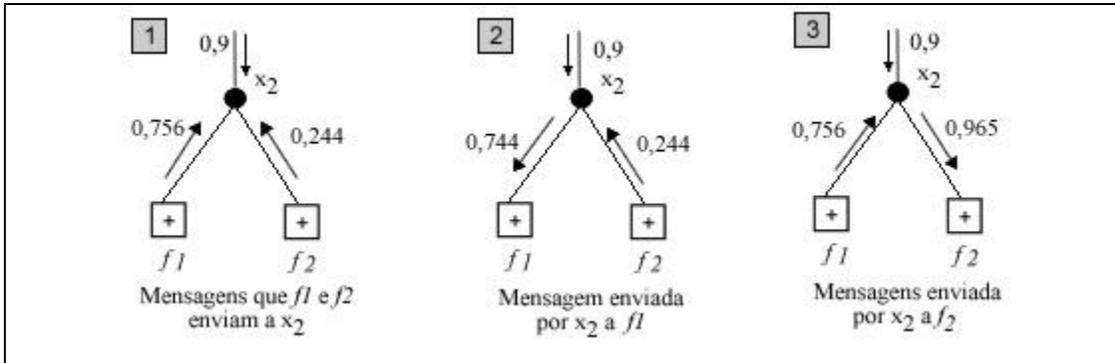


Fig.14.11 Início da segunda iteração para o nó  $x_2$ .

No fim desta troca de transferências, a estimativa da probabilidade que cada nó de variável produz é igual ao produto normalizado de todas as estimativas que a ele chegam, incluindo a proveniente do canal. Embora só os valores finais interessem, a Tabela 14.9 mostra os valores da LLR a posteriori que foram sendo obtidos ao longo de cinco iterações

Tabela 14.9: Valores da LLR para 5 iterações

Iteração	$L(x_1/y)$	$L(x_2/y)$	$L(x_3/y)$	$L(x_4/y)$	$L(x_5/y)$	$L(x_6/y)$	$L(x_7/y)$
1	3,33	2,20	-1,07	-0,06	-2,20	1,07	-1,07
2	2,18	1,53	-1,06	-0,55	-1,53	1,44	-1,44
3	2,47	2,08	-1,89	0,21	-2,08	1,74	-1,74
4	2,73	2,06	-1,48	-0,39	-2,06	1,39	-1,39
5	2,44	1,95	-1,59	-0,42	-1,95	1,57	-1,57

Para obtenção destes valores, por exemplo retomando a variável  $x_2$ : tendo as mensagens que chegaram a esta variável ao fim da primeira iteração sido  $p_2 = 0,9$ ,  $r_{12} = 0,756$  e  $r_{22} = 0,244$  (ver Fig.14.11) a estimativa  $p(x_2 = 1|y)$  ao fim dessa iteração é igual ao produto normalizado de todos os valores obtidos ao longo das iterações do algoritmo:

$$p(x_2 = 1 | y) = \frac{0,9 \cdot 0,756 \cdot 0,244}{(0,9 \cdot 0,756 \cdot 0,244) + (0,1 \cdot 0,244 \cdot 0,756)} = 0,9$$

E que resulta em uma LLR igual a:

$$L(x_2 | y) = \ln \frac{p(x_2 = 1 | y)}{p(x_2 = 0 | y)} = \ln \frac{0,9}{0,1} = 2,20$$

A estimativa da seqüência binária transmitida seria:  $\hat{\mathbf{x}} = 1100010$ . Ou seja, o vetor transmitido foi recuperado no receptor.

## 15 Anexos

### 15.1 Protocolos IPV4/IPV6

#### IPV4:

Versão: O primeiro campo do *header* (ou cabeçalho) de um *datagrama* IPv4 é o campo de versão de 4 bits.

Tamanho do Cabeçalho (IHL): O segundo campo, de 4 bits, é o IHL (*Internet Header Length*), ou seja, comprimento do cabeçalho da *internet*. Como o cabeçalho IPv4 pode conter um número variável de opções, este campo essencialmente especifica o *offset* para a porção de dados de um *datagrama* IPv4.

Tipo de Serviço: Os 8 bits seguintes são alocados para um campo tipo de serviço (ToS), originalmente designado para especificar uma preferência para como os *datagramas* poderiam ser manuseados assim que circulariam pela rede. Por exemplo, um host pode definir o campo de valores do seu ToS dos *datagramas* IPv4 para configurar um pequeno deslocamento de tempo (ou "*delay*"), enquanto outros podem preferir alta confiabilidade. Na prática, o campo ToS não foi largamente implementado. Contudo, trabalhos experimentais, de pesquisa e desenvolvimento se focaram em como fazer uso destes oito bits.

Tamanho Total: O campo de 16 bits seguinte do IPv4 define todo o tamanho do *datagrama*, incluindo cabeçalho e dados. O *datagrama* de tamanho mínimo é de 20 bytes e o máximo é 65535 (64 Kbytes).

Identificador: O campo seguinte de 16 bits é um campo de identificação. Este campo é utilizado principalmente para identificar fragmentos de identificação do *datagrama* IP original.

*Flags*: O campo de 3 bits que segue é usado para controlar ou identificar fragmentos.

*Offset*: O campo *offset* do fragmento tem 13 bits, e permite que um receptor determine a localização de um fragmento em particular no *datagrama* IP original.

Tempo de Vida: Um campo de 8 bits, o TTL (*time to live*) ajuda a prevenir que os *datagramas* persistam (ex. andando aos círculos) numa rede. Historicamente, o campo TTL limita a vida de um *datagrama* em segundos, mas tornou-se um campo de contagem de hops. Cada *switch* de pacotes (ou *router*) que um *datagrama* atravessa decrementa o campo TTL em um valor. Quando o campo TTL chega a zero, o pacote não é seguido por um switch de pacotes e é descartado. No IPv6 é semelhante ao campo Limite de Nós.

Protocolo: Campo de Protocolo de 8 bits. Este campo define o protocolo seguinte usado numa porção de dados de um *datagrama* IP. Por exemplo, UDP ou TCP.

*Checksum*: O campo seguinte é um campo de verificação (*checksum*) para o cabeçalho do *datagrama* IPv4.

## **IPV6:**

O IPv6 possui menos informação em seu cabeçalho do que IPv4. Por exemplo, o *checksum* foi removido do cabeçalho, que nesta versão considera-se que o controle de erros das camadas inferiores é confiável.

O campo 'Classe de Tráfego' é usado para assinalar a classe de serviço a que o pacote pertence, permitindo assim dar diferentes tratamentos a pacotes provenientes de aplicações com exigências distintas. Este campo serve de base para o funcionamento do mecanismo de qualidade de serviço(QoS)na rede.

O campo '*Flow Label*' é usado com novas aplicações que necessitem de bom desempenho. Permite associar *datagramas* que fazem parte da comunicação entre duas aplicações. Usados para enviar *datagramas* ao longo de um caminho pré-definido.

O campo 'Tamanho do Cabeçalho' representa, como o nome indica, o volume de dados em bytes que o pacote transporta.

O campo 'Próximo Cabeçalho' aponta para o primeiro *header* de extensão. Usado para especificar o tipo de informação que está a seguir ao cabeçalho corrente.

O campo 'Limite de Nós' tem o número de *hops* transmitidos antes de descartar o *datagrama*, ou seja, este campo indica o número máximo de saltos (passagem por roteadores) que o *datagrama* pode dar, antes de ser descartado, semelhante ao TTL do IPv4.

Os endereços IPv6 são normalmente escritos como oito grupos de 4 dígitos hexadecimais. Por exemplo, 3ffe:6a88:85a3:08d3:1319:8a2e:0370:7344 .

## **15.2 Protocolo RTP**

Versão: Campo de 2 bits com o número da versão RTP, sempre configurado para o valor 2.

Preenchimento: Campo de 1 bit, se for sinalizado, indica que este pacote contém um ou mais bytes de preenchimento no final que não fazem parte do cabeçalho. O último byte de preenchimento contém um contagem de quantos bytes de preenchimento devem ser ignorados. O Preenchimento pode ser necessário por alguns algoritmos de criptografia com blocos de tamanho fixo ou carregando diversos pacotes de dados RTP em uma camada de protocolo inferior.

X Cabeçalho de Extensão: Campo de 1 bit, se sinalizado, o cabeçalho fixo é seguido por outro cabeçalho.

CSRC: Campo de 4 bits, indica o número de identificadores CSRC que seguem o cabeçalho fixo.

M-Marcador: Campo de 1 bit, permite eventos significativos como a marcação de fim de quadro em um pacote.

PT (*Payload Type*): Campo de 7 bits, identifica o formato dos dados úteis e determina sua interpretação por aplicação.

**Tabela 15.1 Exemplo de sinalização PT**

PT	Número	Tipo	Clock Rate (hz)	Áudio Channel
35	H264	Vídeo	90000	

Seq\_no: (Número da Sequência): Campo de 16 bits, responsável por incrementar por 1 a cada pacote RTP enviado, pode ser utilizado pelo receptor para detectar a perda e restaurar a sequência de pacotes.

*Timestamp*: Campo de 32 bits, reflete o instante de amostragem do primeiro octeto no pacote RTP, o instante de amostragem deve ser derivado de um relógio que incremente monotonicamente e linearmente no tempo para permitir o cálculo de sincronismo e *jitter*.

SSRC(*Synchronization source*): Campo de 32 bits, identifica a fonte de sincronismo. Os valores são escolhidos aleatoriamente, com a intenção de evitar que duas fontes de sincronismo com o mesma seção RTP possuam o mesmo SSRC.

CSRC(*Contributing source*): Campo de 32 bits, identifica em uma matriz de 0 a 15 elementos CSRC as fontes de contribuição para os dados úteis contidos no pacote, ou seja se o pacote for formado por dados de fontes diferentes esse campo carrega a informação de cada fonte.

### **15.3 Sinalização de Seção PSI/SI**

A informação PSI é estruturada em quatro tabelas, estas tabelas são transmitidas em sessões:

PAT (*Program Association Table*): Para cada serviço multiplexado, o PAT indica a localização através dos valores do PID(*Packet Identifier*) de cada pacote da TS (*Transport Stream*) da correspondente Tabela PMT (*Program MAP Table*), provê também a localização da tabela NIT(*Network Information Table*)

CAT(*Conditional Access Table*): A tabela CAT prove informações do sistema de controle de acesso(CA) utilizado na multiplexação.

PMT (*Program MAP Table*): A tabela PMT, indica e identifica a localização das *streams* responsáveis por cada serviço e a localização do campo do programa do relógio de referência para um serviço.

NIT(*Network Information Table*): A intenção desta tabela é prover informação sobre a rede física do sistema DVB-H.

Outras nove tabelas são sinalizadas para prover a identificação dos serviços e eventos para o usuário, as tabelas acima fornecem dados para demultiplexação dos dados, os serviços carregados pelo multiplexador, ou por diferentes multiplexadores são identificados pelas seguintes tabelas:

BAT(*Bouquet Association Table*): Provê informação sobre os *bouquets*, como nome e lista de serviços de cada *bouquet*.

SDT(*Service Description Table*):Provê dados descrevendo os serviços no sistema, como nome, provedor de serviços, etc.

EIT(*Event Information Table*):Provê dados sobre eventos, os eventos são o conteúdo da programação dos serviços, por exemplo qual a programação do serviço 1, nome dos programas que serão apresentados, hora de início, duração, etc.

RST(*Running Status Table*):Esta tabela sinaliza o status dos eventos, se estão ativos (*running*) ou não ativos (*not running*), a sinalização RST atualiza este status e permite a mudança temporal automática para os eventos.

TDT(*Time and Date Table*):Provê informação de hora e data atual do sistema.

TOT(*Time Offset Table*): Provê informação de hora e data atual do sistema além de compensação de hora local.

ST(*Stuffing Table*): A tabela ST é utilizada para invalidar sessões existentes, por exemplo quando se transmite os últimos dados da seção conhecidos como transmissão de borda do sistema.

SIT(*Selection Information Table*): Sinalização utilizada quando o conteúdo é pré-gravado, carrega um sumário de informações SI (*Service Information*) necessário para descrever as *streams* nas *bitstreams* de conteúdo pré-gravado.

DIT(*Discontinuity Information Table*):Sinalização utilizada quando o conteúdo é pré-gravado, os dados são inseridos onde a informação de serviços (SI) pode ser descontínua.

*Table\_id*: Identifica a qual tabela pertence a seção.

*Table\_id\_extension*:Identifica um sub-tabela.

*Section\_number*: Informação necessária para reordenação dos dados de uma particular sub tabela em sua forma original pelo decodificador.

Delta\_t: Campo de 12 bits, utilizado quando o método *Time Slicing* esta sendo utilizado, indica o tempo para a chegada da próxima rajada de dados do *Time Slice*(delta\_t), esta informação de tempo esta presente em todas as sessões MPE, a resolução(precisão) desta informação temporal é de 10 ms, pode sinalizar que nenhuma rajada será mais transmitida para o móvel, ou seja fim do serviço.

Ex: delta\_t 0xC00=672, equivalente a 6,72 segundos para a próxima rajada, este tempo equivale ao tempo de desligamento do modulador do receptor para economia de energia.

Addr: Campo de 18 bits, especifica a posição do byte inicial dos dados úteis carregados em uma seção.

Table: Essa sinalização de 1 bit, quando configurada (*set*) para 1 indica que a seção atual é a última seção de uma tabela,

**Tabela 15.2 Resultados de simulações para diferentes configurações de códigos para a modulação QPSK**

OC	QPSK	SNR	Nº Iterações	Descrição dos Códigos	Taxa OC	t	FEC_RES
RS+	PCCC 1/2	1,5	3	(2*1/2, 64 estados,punc )	RS(204,188)	t=8	0,46
RS+	PCCC 1/2	1,2	30	(2*1/2, 64 estados,punc)	RS(204,188)	t=8	0,46
RS+	PCCC 1/2	1,4	3	(2*2/3 64 estados)	RS(204,188)	t=8	0,46
RS+	PCCC 1/2	1	30	(2*2/3 64 estados)	RS(204,188)	t=8	0,46
RS+	PCCC 1/2	0,9	50	(2*2/3 64 estados)	RS(204,188)	t=8	0,46
RS+	PCCC 1/2	1,5	3	(2*1/2, 64 estados,punc)	RS(249,255)	t=3	0,49
RS+	PCCC 1/2	>1,1	30	(2*1/2, 64 estados,punc)	RS(249,255)	t=3	0,49
RS+	PCCC 1/2	>1	30	(2*1/2, 64 estados,punc,)	RS(247,255)	t=4	0,49
RS+	PCCC 1/2	1,5	3	(2*1/2, 64 estados,punc) - QAM->HINT	BCH(2047,1508)	T=55	0,37
BCH+	PCCC 1/2	1,1	3	(2*1/2, 64 estados,punc) HINT->PCCC	BCH(2047,1508)	T=55	0,37
BCH+	PCCC 1/2	1	30	(2*1/2, 64 estados,punc) HINT->PCCC	BCH(2047,1508)	T=55	0,37
BCH+	PCCC 1/2	1,2	3	(2*2/3, 64 estados) HINT->PCCC	BCH(2047,1508)	T=55	0,37
BCH+	PCCC 1/2	0,9	30	(2*2/3, 64 estados) HINT->PCCC	BCH(2047,1508)	T=55	0,37
BCH+	PCCC 1/2	>2	3	(2*1/2, 64 estados) HINT(5)->PCCC->HINT(5)	BCH(2047,1926)	T=11	0,43
BCH+	PCCC 1/2	>2	3	(2*1/2, 64 estados) HINT(5)->PCCC	BCH(2047,1926)	T=11	0,43
BCH+	PCCC 1/2	0,9	3	(2*1/2, 64 estados) HINT(5)->PCCC->HINT(5)	BCH(2047,1827)	T=20	0,41
BCH+	PCCC 1/2	0,9	3	(2*1/2, 64 estados) PCCC ->HINT(5)	BCH(2047,1827)	T=20	0,41
BCH+	PCCC 1/2	0,6	30	(2*1/2, 64 estados) PCCC ->HINT(5)	BCH(2047,1827)	T=20	0,41

BCH+	PCCC 1/2	<b>0,5</b>	50	(2*1/2, 64 estados) PCCC ->HINT(5)	BCH(2047,1827)	T=20	0,41
BCH+	PCCC 1/2	<b>1</b>	3	(2*1/2, 64 estados) PCCC->Random I->QAM	BCH(2047,1827)	T=20	0,41
BCH+	PCCC 1/2	<b>0,6</b>	30	(2*1/2, 64 estados) PCCC->Random I->QAM	BCH(2047,1827)	T=20	0,41
BCH+	PCCC 1/2	<b>1,1</b>	3	(2*1/2, 64 estados) PCCC->DVB interl->QAM	BCH(2047,1827)	T=20	0,41
BCH+	PCCC 1/2	<b>0,7</b>	30	(2*1/2, 64 estados) PCCC->DVB interl->QAM	BCH(2047,1827)	T=20	0,41
BCH+	PCCC 1/2	<b>1.4</b>	3	(2*1/2, 64 estados) PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,46
BCH+	PCCC 1/2	<b>1</b>	30	(2*1/2, 64 estados) PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,46
BCH+	PCCC 1/2	<b>1.3</b>	3	(2*1/2, 64 estados)HINT(5)-> PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,46
BCH+	PCCC 1/2	<b>1</b>	30	(2*1/2, 64 estados)HINT(5)-> PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,46
BCH+	PCCC 1/3	<b>-0,9</b>	3	(2*1/2, 64 estados)HINT(5)-> PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,31
BCH+	PCCC 1/3	<b>-1,2</b>	30	(2*1/2, 64 estados)HINT(5)-> PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,31
BCH+	PCCC 1/3	<b>-1,2</b>	50	(2*1/2, 64 estados)HINT(5)-> PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,31
BCH+	PCCC 1/3	<b>-0,9</b>	3	(2*1/2, 64 estados) PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,31
BCH+	PCCC 1/3	<b>-1,2</b>	30	(2*1/2, 64 estados) PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,31
BCH+	PCCC 1/3	<b>-1,2</b>	50	(2*1/2, 64 estados) PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,31
BCH+	PCCC 1/3	<b>-1</b>	3	(2*1/2, 64 estados) -Convl ->PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,31
BCH+	PCCC 1/3	<b>-1,3</b>	30	(2*1/2, 64 estados) -Convl ->PCCC->Random interl->QAM	BCH(2047,1904)	T=13	0,31
RS+	PCCC 1/3	<b>-0,8</b>	3	(2*1/2, 64 estados) -Convl ->PCCC->Random interl->QAM	RS(204,188)	T=8	0,31
RS+	PCCC 1/3	<b>-1</b>	30	(2*1/2, 64 estados) -Convl ->PCCC->Random interl->QAM	RS(204,188)	T=8	0,31
RS+	SCCC 1/2	<b>1,5</b>	3	(1/2 64 estados + 2/3 16 estados, punc)	RS(204,188)	t=8	0,46
RS+	SCCC 1/2	<b>1,1</b>	30	(1/2 64 estados + 2/3 16 estados, punc)	RS(204,188)	t=8	0,46
RS+	SCCC 1/2	<b>1</b>	50	(1/2 64 estados + 2/3 16 estados, punc)	RS(204,188)	t=8	0,46
RS+	LDPC 1/2	<b>3</b>	3	regular	RS(204,188)	t=8	0,46
RS+	LDPC 1/2	<b>1,2</b>	30	regular	RS(204,188)	t=8	0,46
RS+	LDPC 1/2	<b>1,1</b>	50	regular	RS(204,188)	t=8	0,46
RS+	VIT 1/2	<b>1,4</b>	*	1/2 64 estados -padrao DVB	RS(204,188)	t=8	0,461
RS+	VIT 1/2	<b>1,1</b>	*	1/2 512 estados-padrao DVB	RS(204,188)	t=8	0,461
RS+	VIT 1/3	<b>0</b>	*	1/2 64 estados -padrao DVB	RS(204,188)	t=8	0,307
RS+	VIT 2/3	<b>3,2</b>	*	1/2 64 estados -padrao DVB	RS(204,188)	T=8	0,614
RS+	VIT 3/4	<b>4,3</b>	*	1/2 64 estados -padrao DVB	RS(204,188)	T=8	0,691
RS+	VIT 5/6	<b>5,2</b>	*	1/2 64 estados -padrao DVB	RS(204,188)	T=8	0,768
RS+	VIT 7/8	<b>6,1</b>	*	1/2 64 estados -padrao DVB	RS(204,188)	T=8	0,806

BCH+	PCCC 2/3	<b>2,6</b>	15	(2*2/3), HI->PCCC->Random->QAM	BCH(2047,2003)	T=4	0,614
BCH+	PCCC 3/4	<b>3,4</b>	15	(2*2/3), HI->PCCC->Random->QAM	BCH(2047,2003)	T=4	0,691
BCH+	PCCC 5/6	<b>4,8</b>	15	(2*2/3), HI->PCCC->Random->QAM	BCH(2047,2003)	T=4	0,768
BCH+	PCCC 5/6	<b>&gt;7</b>	15	(2*3/4), HI->PCCC->Random->QAM	BCH(2047,2003)	T=4	0,768
BCH+	PCCC 5/6	<b>4,6</b>	15	(2*2/3), HI->Random->PCCC->Random->QAM	BCH(2047,2003)	T=4	0,768
BCH+	PCCC 5/6	<b>5,3</b>	7	(2*2/3), HI->Random->PCCC->Random->QAM	BCH(2047,2003)	T=4	0,806
BCH+	LDPC 1/2	<b>0,9</b>	50	HI->Random->LDPC->Random->QAM->HI	BCH(2047,2003)	T=4	0,461
BCH+	LDPC 1/2	<b>0,8</b>	50	LDPC->Random->QAM->HI	BCH(2047,2003)	T=4	0,461
BCH+	LDPC 1/2	<b>0,8</b>	50	BCH->LDPC->Random->QAM->HI	BCH(2047,2003)	T=4	0,461
BCH+	SCCC 1/2	<b>0,7</b>	7	1/2 64 estados x 2/3 16 estados , HI->Random->SCCC->Random->QAM	BCH(2047,2003)	T=4	0,461
BCH+	SCCC 1/2	<b>2,1</b>	7	2/3 16 estados x 2/3 16 estados , HI->Random->SCCC->Random->QAM	BCH(2047,2003)	T=4	0,461
BCH+	SCCC 1/2	<b>1</b>	7	2/3 64 estados x 2/3 64 estados , HI->Random->SCCC->Random->QAM	BCH(2047,2003)	T=4	0,461
BCH+	SCCC 1/2	<b>1</b>	7	2/3 64 estados x 2/3 64 estados , HI->Random->SCCC->Random->QAM	BCH(2047,2003)	T=4	0,461
BCH+	SCCC 1/2	<b>1</b>	7	2/3 64 estados x 2/3 64 estados , HI->Random->SCCC->Random->QAM	BCH(2047,2025)	T=4	0,461
BCH+	SCCC 1/2	<b>0,6</b>	7	2/3 16 estados x 2/3 64 estados , HI->Random->SCCC->Random->QAM	BCH(2047,2025)	T=4	0,461
BCH+	SCCC 1/2	<b>0,4</b>	7	2/3 64 estados x 2/3 16 estados , HI->Random->SCCC->Random->QAM	BCH(2047,2025)	T=4	0,461
BCH+	SCCC 1/2	<b>0,5</b>	7	2/3 128 estados x 2/316 estados , HI->Random->SCCC->Random->QAM	BCH(2047,2025)	T=4	0,461
BCH+	SCCC 1/2	<b>0,5</b>	7	2/3 512 estados x 2/316 estados , HI->Random->SCCC->Random->QAM	BCH(2047,2025)	T=4	0,461
BCH+	SCCC 1/2	<b>0,4</b>	7	2/3 16 estados x 2/3 512estados , HI->Random->SCCC->Random->QAM	BCH(2047,2025)	T=4	0,461





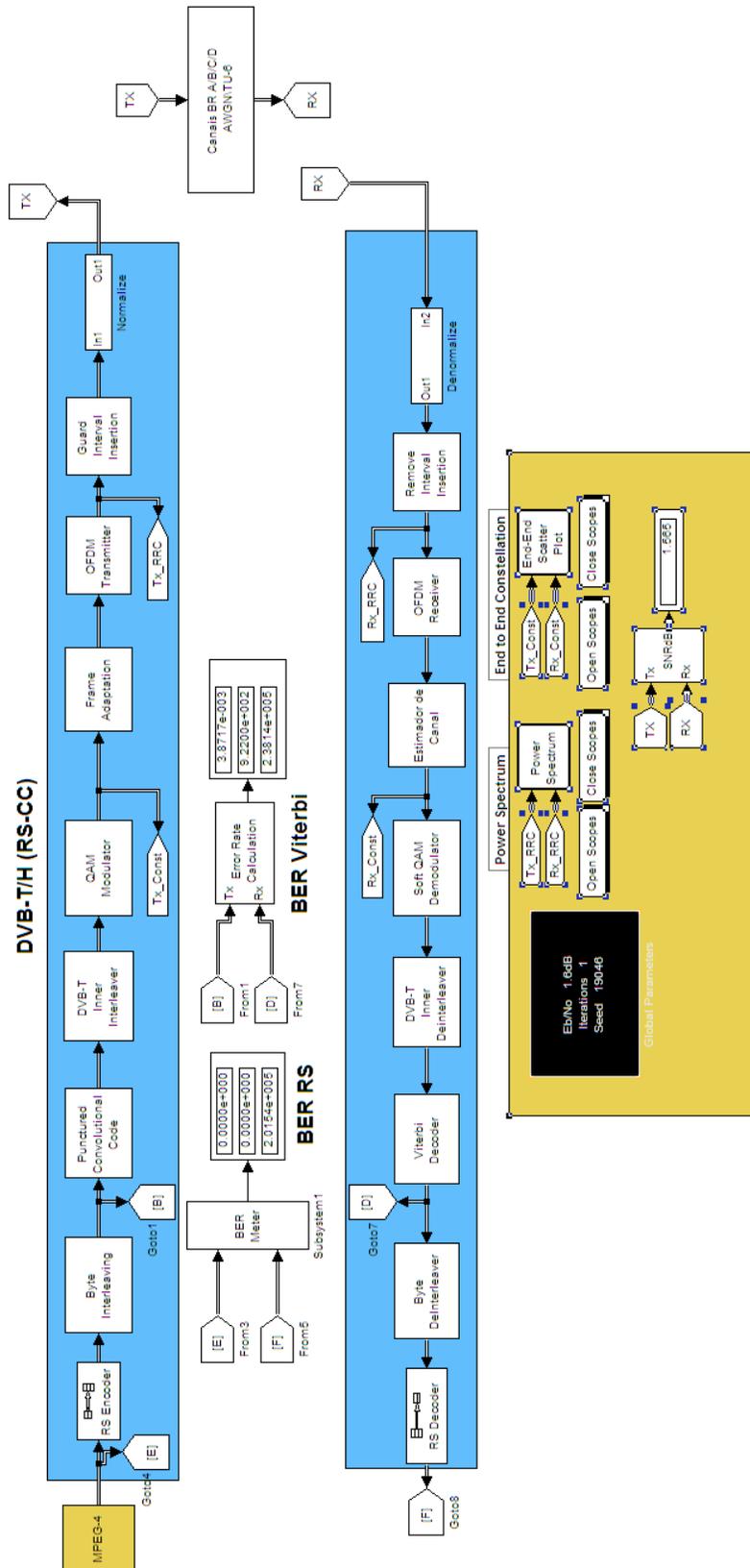


Fig.15.1 Simulador utilizado para análise de desempenho do padrão DVB-T/H.

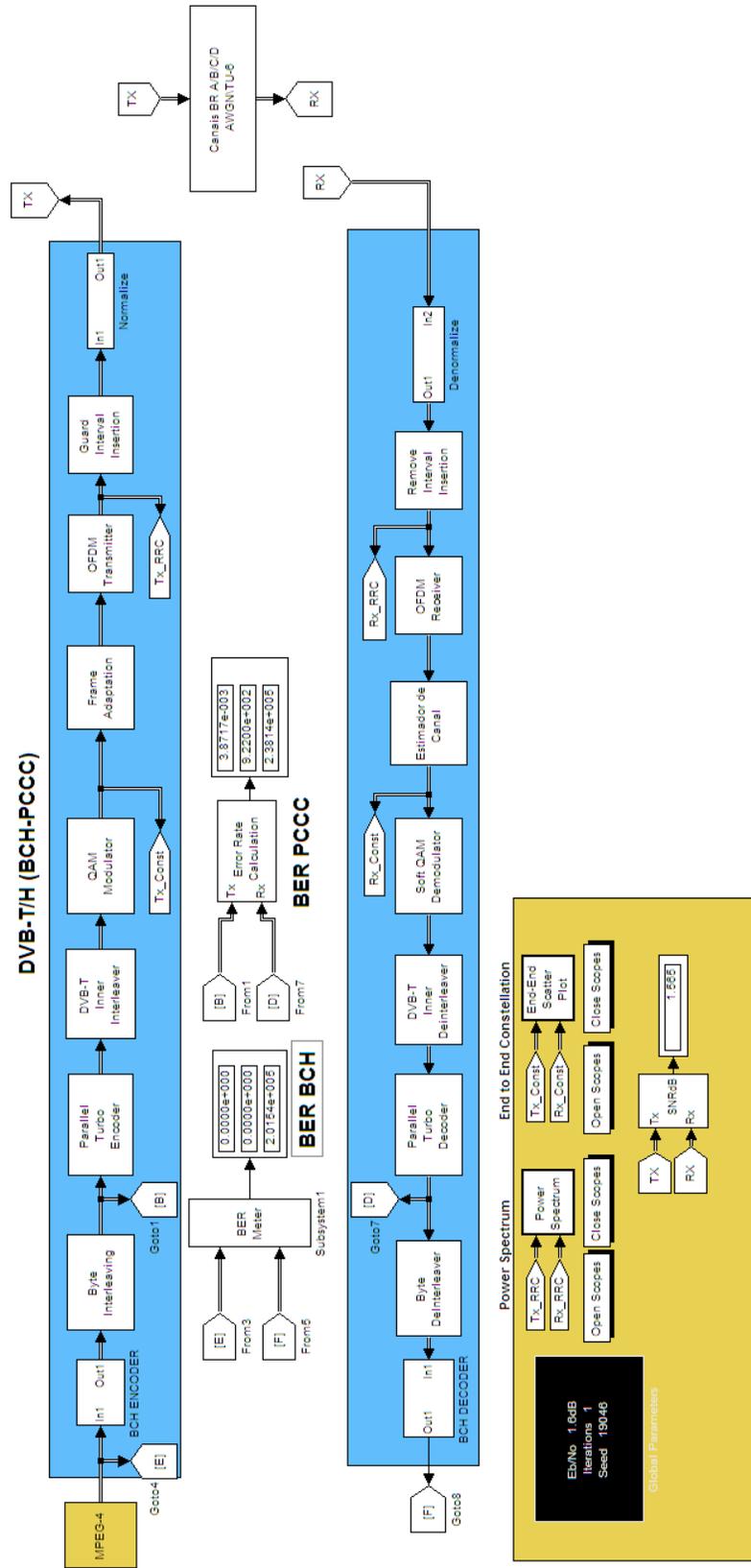


Fig.15.2 Simulador utilizado para análise de desempenho do padrão DVB-T/H-PCCC.