



Angelo Pinelli Martins Samia

CÓDIGOS DE BLOCO COM DECODIFICAÇÃO TURBO ADAPTADOS ÀS ESPECIFICAÇÕES DO PADRÃO DVB-RCT

Dissertação submetida ao Departamento de Telecomunicações do Instituto Nacional de Telecomunicações – **Inatel**, como requisito parcial para a obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador:
Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães.

Santa Rita do Sapucaí

2004

Angelo Pinelli Martins Samia

CÓDIGOS DE BLOCO COM DECODIFICAÇÃO TURBO ADAPTADOS ÀS ESPECIFICAÇÕES DO PADRÃO DVB-RCT

Banca Examinadora:

Orientador:

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães
DTE – INATEL, MG.

Prof. Dr. Jaime Portugheis

DECOM – FEEC – UNICAMP, SP.

Prof. Dr. José Marcos Camara Brito

DTE – INATEL, MG.

Prof. Dr. Adonias Costa Silveira
Coordenador do Curso de Mestrado

Santa Rita do Sapucaí, 9 de agosto de 2004.

“Eu quase que nada não sei. Mas desconfio de muita coisa”.

João Guimarães Rosa
em *Grande Sertão: Veredas*

Agradecimentos

A Deus, onipresente.

Ao meu pai e à minha mãe, pelo apoio que me deram em todos os momentos.

À Teliane, pelas intermináveis horas que lhe roubei para que este trabalho pudesse ficar pronto.

Ao amigo e professor orientador, Dr. Dayan Adionel Guimarães, minha eterna gratidão por haver-me guiado ao longo deste percurso.

Ao Prof. Dr. Francisco José Fraga da Silva, que teve paciência suficiente para suportar as muitas negociações até que me fosse designado um orientador definitivo.

Ao Eng. Élcio Queiroz Gaspar, pelas conversas que muito contribuíram para o resultado final dos dois primeiros capítulos.

Ao apoio financeiro proporcionado pelo convênio nº 22.02.0431.00, celebrado entre o *Inatel*, a *Linear Equipamentos Eletrônicos S/A* e a *FINEP* (Financiadora de Estudos e Projetos).

Índice

Lista de Abreviaturas e Siglas	vii
Lista de Símbolos	xi
1 – Interatividade em Sistemas de Televisão Digital	15
1.1 Introdução.....	15
1.2 Panorama da TV digital no Brasil.....	16
1.3 Sistemas de televisão digital.....	18
1.3.1 Subsistema de codificação de fonte e compressão.....	20
1.3.2 Subsistema de multiplexação e transporte.....	21
1.3.3 Subsistema de transmissão/RF.....	22
1.4 Interatividade em sistemas de TV digital.....	23
1.4.1 Interatividade em sistemas de TV digital via satélite.....	25
1.4.2 Interatividade em sistemas de TV digital por cabo.....	26
1.4.3 Interatividade em sistemas de TV digital por radiodifusão terrestre: o DVB-RCT.....	27
2 – Camada Física do DVB-RCT	31
2.1 Transmissão OFDM.....	31
2.2 Múltiplo acesso OFDMA.....	33
2.3 Aleatorização	41
2.4 Codificação de canal.....	42
2.4.1 Concatenação serial de código Reed-Solomon com código convolucional.....	43
2.4.2 Codificação Turbo.....	47

2.6	Estrutura celular do padrão DVB-RCT.....	48
2.7	Estudo de caso.....	49
3	Códigos Produto de Paridade Simples para o Padrão DVB-RCT	55
3.1	Códigos produto de paridade simples.....	56
3.1.1	Codificação.....	58
3.1.2	Decodificação Turbo do código produto.....	61
3.2	Arranjos compatíveis com o DVB-RCT.....	68
3.2.1	Códigos produto 3D.....	70
3.2.2	Códigos produto 2D modificados.....	72
3.2.3	Códigos produto 3D modificados.....	75
3.3	Desempenho em canal AWGN.....	77
3.3.1	Modelo para análise de taxa de erro em canal AWGN.....	77
3.3.2	Desempenho dos códigos produto 3D.....	80
3.3.3	Desempenho dos códigos produto 2D modificados.....	83
3.3.4	Desempenho dos códigos produto 3D modificados.....	85
3.4	Desempenho em canal com desvanecimento	86
3.4.1	Modelo para análise de taxa de erro em canal <i>Rayleigh</i> plano.....	86
3.4.2	Desempenho dos códigos produto 3D.....	90
3.4.3	Desempenho dos códigos produto 2D modificados.....	92
3.4.4	Desempenho dos códigos produto 3D modificados	92
4	Sumário e Conclusões	95
4.1	Comentários sobre interatividade nos sistemas de TV digital no Brasil	95
4.2	Comentários sobre o esquema de codificação de canal sugerido nesta dissertação	96
4.3	Principais contribuições.....	98
4.4	Publicações relacionadas ao tema da dissertação.....	99
4.5	Trabalhos futuros	99
	Apêndice A	103
	Apêndice B	107
	Referências	113

Lista de Abreviaturas e Siglas

AAL	<i>ATM Adaptation Layer.</i> Camada de adaptação ATM.
ADSL	<i>Asynchronous Digital Subscriber Line.</i>
ANSI	<i>American National Standards Institute.</i>
APP	<i>A priori probability.</i> Probabilidade <i>a priori</i> .
ASIC	<i>Application-Specific Integrated Circuit.</i>
ATM	<i>Asynchronous Transfer Mode.</i>
ATSC	<i>Advanced Television Systems Committee.</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise.</i> Ruído aditivo gaussiano branco.
BER	<i>Bit Error Rate.</i> Taxa de erro de bit.
BIM	<i>Broadband Interface Module.</i> Módulo de interface de radiodifusão.
BNA	<i>Broadband Network Adapter.</i> Adaptador de rede de radiodifusão.
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying.</i> Modulação binária por deslocamento de fase de 180° de um símbolo em relação ao outro.
BCJR	Iniciais dos sobrenomes dos inventores do correspondente algoritmo. São eles: L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek e J. Raviv.
BS	<i>Burst Structure.</i> Estrutura de rajada.
BW	<i>Band-Width.</i> Largura de faixa.
C / I	Relação sinal-interferência
CLP	<i>Cell Loss Priority.</i> Campo de cabeçalho da célula ATM.
CRSC	<i>Circular Recursive Systematic Convolutional.</i> Tipo de código convolucional sistemático recursivo circular.
CS	<i>Carrier Spacing.</i> Espaçamento entre portadoras.
DAMA	<i>Demand-Assigned Multiple Access.</i> Múltiplo acesso por atribuição de demanda.
DFT	<i>Discrete Fourier Transform.</i> Transformada Discreta de Fourier.

DOCSIS	<i>Data Over Cable Interface Specifications.</i>
DTH	<i>Direct-To-Home.</i> Designação dada ao serviço de radiodifusão digital por satélite.
DTV	<i>Digital Tele-Vision.</i>
DVB-RCT	<i>Digital Vídeo Broadcasting – Return Channel Terrestrial.</i> Padrão criado na Europa para televisão digital interativa terrestre.
DVB-S	<i>Digital Vídeo Broadcasting – Satellite.</i> Padrão criado na Europa para transmissão de sinais de TV digital via satélite.
DVB-T	<i>Digital Vídeo Broadcasting –Terrestrial.</i> Padrão criado na Europa para transmissão de sinais de TV digital terrestre.
ES	<i>Elementary Stream.</i> Seqüência elementar de dados na saída do codificador de áudio ou vídeo.
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute.</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform.</i> Transformada rápida de Fourier.
FHSS	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum.</i> Espalhamento espectral por salto de frequência.
GF	<i>Galois Field.</i> Campo de Galois.
GFC	<i>Generic Flow Control.</i> Campo de cabeçalho da célula ATM.
HDTV	<i>High Definition Tele-Vision</i>
HEC	<i>Header Error Correction.</i> Campo de cabeçalho da célula ATM.
HFC	<i>Hybrid Fiber-Coax.</i> Tipo de arquitetura de rede para distribuição de sinais de TV que emprega fibra óptica e cabo coaxial.
ICI	<i>Inter-Channel Interference.</i> Interferência co-canal.
IIM	<i>Interactive Interface Module.</i> Módulo de interface interativo.
INA	<i>Interactive Network Adapter.</i> Adaptador de rede interativo.
IP	<i>Internet Protocol.</i>
ISDB-T	<i>Integrated Services Digital Broadcasting.</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference.</i> Interferência intersimbólica.
ISO	<i>International Standards Organization.</i>
ITU	<i>International Telecommunications Union.</i>
LLR	<i>Log-Likelihood Ratio.</i> Razão de log-verossimilhança.
MAC	<i>Medium Access Control.</i> Controle de acesso ao meio de transmissão.
MAP	<i>Maximum A Posteriori.</i>

MP@HL	<i>Main Profile at High Level</i>
MP@ML	<i>Main Profile at Main Level</i>
MPEG	<i>Moving Pictures Experts Group.</i>
MSO	<i>Multi-Systems Operator.</i> Denominação dada atualmente às operadoras de serviços de comunicação (normalmente operadoras de cabo).
NLOS	<i>Non-Line-Of-Sight.</i> Ambiente de propagação sem linha de visada.
NIU	<i>Network Interface Unit.</i> Unidade de interface de rede.
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing.</i> Multiplexação por canalização em frequências ortogonais.
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access.</i> Técnica de múltiplo acesso baseada na transmissão OFDM.
OOB	<i>Out-Of-Band.</i> Canal de comunicação normalmente dedicado a serviços interativos, que é estabelecido independentemente da recepção do sinal de radiodifusão pela unidade de recepção.
PES	<i>Packetized Elementary Stream.</i> Sequência elementar segmentada em pacotes de dados.
PID	<i>Program ID.</i> Campo do cabeçalho responsável pela identificação do programa.
PAT	<i>Program Association Table.</i> Tabela de associação de programa.
PMT	<i>Program Map Table.</i> Tabela de Mapeamento de programa.
PTI	<i>Payload Type Indication.</i> Campo de cabeçalho da célula ATM.
PVR	<i>Personal Video Recording.</i> Gravação pessoal de vídeo em mídia digital.
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation.</i> Modulação na qual os símbolos variam em relação aos outros em fase e amplitude.
QoS	<i>Quality-Of-Service.</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying.</i> Modulação na qual há um deslocamento de 90° entre cada um dos quatro símbolos possíveis.
RF	<i>Radiofrequência.</i>
RFI	<i>Radio Frequency Interface.</i> Interface de radiofrequência.
RS	<i>Reed-Solomon.</i>
RSC	<i>Recursive Systematic Convolutional.</i> Tipo de codificador convolucional sistemático recursivo.

SBTVD	Sistema Brasileiro de Televisão Digital.
SCTE	<i>Society for Cable Telecommunications Engineers.</i>
SDTV	<i>Standard Definition Tele-Vision..</i>
SISO	<i>Soft-Input, Soft-Output.</i> Entrada e saída suaves.
SPC	<i>Single-Parity Check.</i> Código de paridade simples.
SPC/PC	<i>Single-Parity Check / Product Code.</i> Código produto formado por códigos componentes de paridade simples.
TCP/IP	<i>Transfer Control Protocol / Internetworking Protocol.</i>
TF	<i>Transmission Frame.</i> Quadro de transmissão.
UHF	<i>Ultra High Frequency.</i>
VCI	<i>Virtual Channel Identifier.</i> Campo de cabeçalho da célula ATM.
VHF	<i>Very High Frequency.</i>
VoIP	<i>Voice-Over-IP.</i>
VPI	<i>Virtual Path Identifier.</i> Campo de cabeçalho da célula ATM.
VSF	<i>Vestigial Side Band.</i> Técnica de modulação por faixa lateral vestigial.

Lista de Símbolos

\vec{c}	Vetor que contém os bits codificados.
B_c	Banda de Coerência do canal.
d_{\min}	Distância de Hamming mínima.
E_b	Energia média por bit de informação.
E_c	Energia média por bit codificado.
k	Número de bits de informação em uma equação de paridade.
K	Número total de elementos da palavra de informação em um código produto.
$L(x)$	Razão de log-verossimilhança (ou LLR) de x .
$L_c(y)$	Razão de log-verossimilhança do canal para um valor y na saída do correlator.
$Le(x)$	Informação extrínseca obtida no processo de decodificação.
\vec{m}	Vetor que contém os bits de informação.
$\hat{\vec{m}}$	Vetor que carrega as estimativas a respeito dos bits transmitidos, no lado da recepção.
n	Número de bits de uma equação de paridade.
N	Número de bits de saída de um código produto.
$N_0 / 2$	Densidade espectral (bilateral) de potência de ruído, medida em Watts por Hertz.
N_G	Número de grupos do sinal OFDM
N_{\max}	Número máximo de usuários suportado por uma célula DVB-RCT.
N_{online}	Número de usuários simultaneamente <i>online</i> .

$p(x)$	Função densidade de probabilidade da variável aleatória contínua x .
$p(x y)$	Função densidade de probabilidade da variável aleatória contínua x , condicionada à observação ou conhecimento da variável aleatória contínua y .
q	Índice da dimensão de um código produto, $d = 1, 2, \dots, D$
R	Taxa do código produto, $R = K / N$.
R_{disp}	Taxa máxima suportada pelo canal DVB-RCT.
$R_{usuário}$	Taxa nominal atribuída a um usuário.
$R_{upstream}$	Taxa média no sentido do usuário para a radiobase.
r_c	Taxa do código interno (<i>inner code</i>) em um esquema de concatenação serial.
R_c	Taxa do código externo (<i>outer code</i>) em um esquema de concatenação serial
S	Potência média do sinal, medida em Watts.
T_b	Duração de um bit de informação.
T_g	Tempo de guarda do símbolo OFDM.
T_s	Duração do símbolo OFDM.
\bar{w}	Vetor com variáveis aleatórias gaussianas de média zero e variância igual a $N_0 / 2$.
W	Largura de faixa.
\bar{x}	Vetor que representa os símbolos codificados na saída do modulador.
\bar{y}	Vetor que representa os símbolos, contaminados pelo ruído, na saída do correlator (ou filtro casado).
\bar{y}'	Vetor que representa os símbolos, contaminados pelo ruído multiplicativo devido ao multipercurso.
$\bar{\alpha}$	Vetor de valores de estado da amplitude de canal.
γ	Fator de concentração (relação entre o número de usuários simultaneamente online e o número total de usuários na rede).
$\bar{\theta}$	Vetor de valores de estado da fase do canal.
ν	Memória do codificador convolucional não recursivo.
ρ	Fator de assimetria (relação entre o tráfego total disponível e o tráfego gerado por um usuário).
τ_{RMS}	Espalhamento de retardo RMS do canal.

Resumo

Códigos produto formados pela concatenação serial de códigos componentes de paridade simples são utilizados nesta dissertação para atender aos requerimentos de taxa de codificação e comprimento de bloco expressos no padrão conhecido como DVB-RCT (Digital Video Broadcasting – Return Channel Terrestrial). Esse padrão especifica o conjunto de parâmetros da camada física de um canal de retorno sem fio para sistemas de televisão digitais compatíveis com o padrão DVB-T. São apresentados resultados de simulação de taxa de erro de bit para canais afetados por ruído branco Gaussiano aditivo e em ambiente com desvanecimento *Rayleigh* plano. Embora o desempenho alcançado em termos da taxa de erro de bit tenha sido inferior ao do código definido originalmente no padrão DVB-RCT, a classe de códigos produto sugerida tem a vantagem de requerer baixa complexidade no processo de decodificação.

Entende-se que o tema da interatividade em sistemas de radiodifusão terrestre seja particularmente controverso, principalmente porque parece não haver, até o momento, sistemas desse tipo em operação comercial. Por outro lado, cresce a utilização de plataformas digitais interativas em sistemas via cabo e por satélite. Espera-se que este trabalho sirva como uma contribuição no processo de busca por um sistema de televisão digital que seja adequado à realidade brasileira.

Palavras-chave: TV digital, interatividade, decodificação Turbo, concatenação serial, equações de paridade.

Abstract

Product codes formed by serial concatenation of single parity check component codes are used in this thesis to fulfill the requirements of coding rate and block length expressed by the standard known as DVB-RCT (*Digital Video Broadcasting – Return Channel Terrestrial*). This standard describes the parameters of the physical layer for a digital TV wireless return channel that is compatible with DVB-T. Simulation results for bit error ratio are given for channels affected by additive white Gaussian noise and by the effects of Rayleigh flat fading. Although the performance achieved is inferior to the Turbo code originally defined in the DVB-RCT standard, the class of product codes suggested herein has the advantage of requiring low complexity at the decoding side.

The subject of interactivity in terrestrial broadcast systems is particularly controversial, principally because so far there seem to be no systems of this kind under commercial operation. On the other hand, there has been a growth on the utilization of interactive digital platforms in cable and satellite systems. This work seeks to provide some contribution in the search for a digital TV system that is suitable for the Brazilian scenario.

Keywords: digital TV, interactivity, Turbo decoding, serial concatenation, parity equations.

Capítulo 1

Sistemas Interativos de TV Digital

Este capítulo apresenta uma breve descrição da arquitetura dos sistemas usados para distribuição de sinais de TV digital, com ênfase nos sistemas ditos interativos, por meio dos quais o usuário tem a possibilidade de comunicar-se com o provedor de conteúdo, interagindo com a programação ou desfrutando de serviços específicos oferecidos pela emissora ou operadora.

1.1- Introdução

Os sistemas de televisão digital, ou DTV (*Digital Tele-Vision*), permitem empregar tecnologias que aumentam substancialmente a qualidade do sinal recebido e o número de serviços possíveis de ser ofertados. O grau de manipulação de conteúdo proporcionado pelos sistemas DTV é praticamente impossível de ser alcançado usando tecnologia analógica. Uma vez digitalizados, os sinais de vídeo e áudio são comprimidos e podem ser multiplexados com dados provenientes de outras fontes, ou de uma aplicação que estabeleça, por exemplo, uma sessão IP (*Internet Protocol*) entre a emissora e o terminal de

usuário. Dependendo da resolução da imagem, pode-se transmitir até cinco programas¹ em uma porção do espectro antes atribuída a um único canal analógico. Essa convergência de mídias é um avanço tecnológico que tende a mudar a forma de assistir televisão no futuro próximo.

O grau de interatividade experimentado pelo usuário depende do tipo de serviço oferecido pela emissora. Existem casos nos quais há apenas interação *local*, entre o telespectador e o terminal. É o que acontece, por exemplo, em aplicações como guias de programação ou alguns jogos, onde não é necessária a transmissão de informações pelo telespectador. Quando é estabelecido um meio de comunicação no sentido do usuário para a emissora, o *canal de retorno*, a interatividade é maior, pois se torna possível desenvolver aplicações que permitam, por exemplo, participação em pesquisas de opinião, compra de produtos, aquisição de filmes em sistemas do tipo *pay-per-view* ou navegação pela Internet.

1.2- Panorama da TV digital no Brasil

Atualmente, o maior foco de discussões sobre TV digital no Brasil é a escolha do padrão de transmissão a ser adotado na radiodifusão terrestre. Embora já existam pelo menos três padrões consolidados, o americano ATSC (*Advanced Television Systems Committee*) [1], o europeu DVB-T (*Digital Video Broadcasting – Terrestrial*) [17] e o japonês ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial*), o governo brasileiro tem defendido a idéia de criar um padrão próprio, e para isto instituiu através do Decreto 4.901 [12] o Sistema Brasileiro de Televisão Digital (SBTVD), que é composto

¹ O termo *programa* (do Inglês, *program*) tem o mesmo significado de *canal* para o sistema analógico PAL-M ou NTSC (isto é, Globo, CNN, HBO etc.).

por um Comitê de Desenvolvimento, vinculado à Presidência da República, por um Comitê Consultivo e por um Grupo Gestor. Em exposição de motivos publicada por ocasião da publicação deste decreto, o então Ministro das Comunicações defendeu a idéia de que o sistema a ser adotado deveria “proporcionar interatividade e o conseqüente desenvolvimento de novas aplicações que ofereçam entretenimento à população, promovam a educação, a cultura e o pleno exercício da cidadania”. No mesmo documento, Miro Teixeira complementa: “A realização de pesquisa e desenvolvimento de um sistema brasileiro visa encontrar soluções apropriadas à nossa realidade social e econômica, sem necessariamente excluir, de antemão, as possibilidades de virmos a *selecionar algum dos sistemas estrangeiros hoje disponíveis, caso atendam aos interesses sociais e econômicos do País*” (grifo nosso). Durante a abertura da Telexpo 2004, o atual ministro das comunicações, Eunício Oliveira, destacou a atenção que o Governo tem dado ao projeto de implementação de sistemas de DTV, afirmando que no início de 2004 várias instituições foram contratadas pelo governo para auxiliar no desenvolvimento do Sistema Brasileiro de TV Digital”.

O terminal de usuário, conhecido também como *set-top box* [40], ou simplesmente *conversor*, irá desempenhar papel fundamental no período de transição da tecnologia analógica para a digital. A arquitetura de *hardware* desses aparelhos é similar à de um microcomputador, e o custo do terminal do usuário acaba sendo influenciado pelo seu grau de sofisticação. A arquitetura do conversor deve atender às exigências de compatibilidade e processamento requeridas para cada aplicação. Por exemplo, alguns modelos vêm equipados com disco rígido de até 160 GB, destinados a aplicações de gravação pessoal de vídeo (*PVR – Personal Vídeo Recording*) [46]. De forma análoga a um microcomputador, o terminal de usuário também necessita de um sistema operacional para poder funcionar. Entre as muitas alternativas de sistema operacional para operar com os conversores, pode-

se citar o *Microsoft Windows CE*, o *PowerTV OS* ou mesmo algumas versões do *Linux* [40].

O presidente da Anatel (Agência Nacional de Telecomunicações), Pedro Jaime Ziller de Araújo, afirmou recentemente [22] que, só para a conversão dos 65 milhões de televisores analógicos existentes no Brasil, há um mercado estimado em R\$ 5,7 bilhões. Para chegar a este número, Ziller de Araújo considerou que pelo menos 60% dos 65 milhões dos usuários comprariam um conversor, a um preço médio de R\$ 150. O presidente da agência acrescentou ainda que cerca de US\$ 1,5 bilhão teriam de ser gastos pelas emissoras para substituição de transmissores e antenas, equipamentos de gravação e edição, além dos recursos técnicos e de produção oriundos da oferta de novos serviços. O desafio maior, entretanto, ainda consiste em empregar a tecnologia de modo que possam ser vislumbradas novas fontes de lucratividade para as emissoras, sem perder de vista o objetivo de democratizar o acesso à tecnologia da informação.

1.3- Sistemas de televisão digital

A Figura 1.1 mostra a arquitetura básica de um sistema de distribuição de sinais de TV digital, sem a inclusão do canal de retorno². Os três padrões para TV digital existentes diferem fundamentalmente no subsistema de transmissão / RF. Segundo este modelo, um sistema de televisão digital pode ser dividido em três subsistemas:

- *Subsistema de codificação e compressão*: aplica métodos de codificação de fonte [27, pp. 568-580] para reduzir a largura de faixa ocupada pelos sinais digitalizados de áudio e vídeo;

² O canal de retorno será abordado a partir do Capítulo 2.

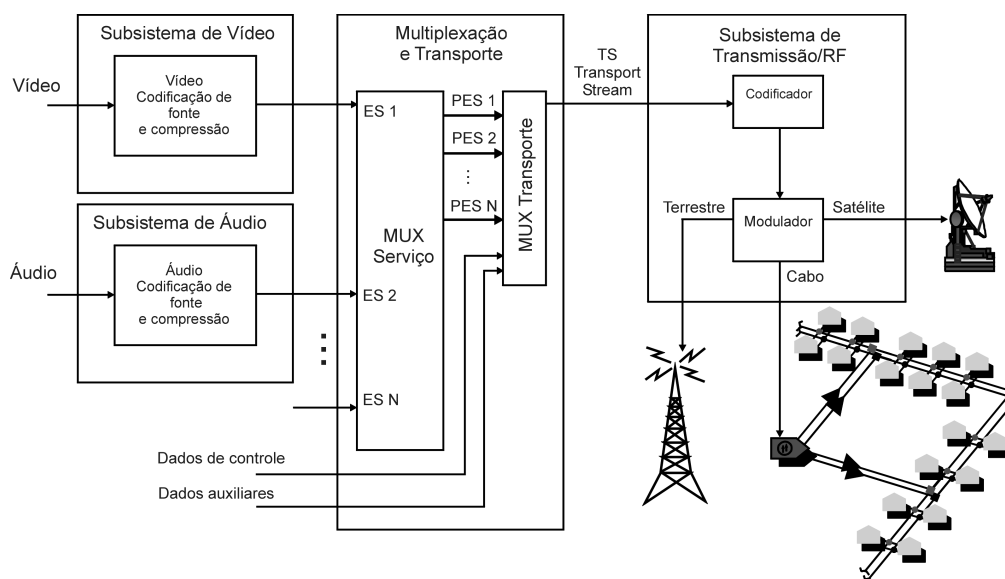


Figura 1.1: Arquitetura básica de um sistema DTV.

- *Subsistema de multiplexação e transporte:* possui um multiplex de serviço com a função de segmentar em pacotes, PES (*Packetized Elementary Stream*), as seqüências elementares, ES (*Elementary Stream*), presentes nas saídas dos subsistemas de compressão de áudio e vídeo. Cada pacote PES contém dados relativos a uma única seqüência elementar de vídeo ou de áudio. O multiplex de serviço insere nestes pacotes um cabeçalho contendo a identificação da seqüência, o tamanho do pacote e alguns dados opcionais, como presença ou não de criptografia, informação de direito autoral e estampas de tempo, destinadas a informar o ponto exato no tempo em que deve ser feita a apresentação do pacote [30];
- *Subsistema de transmissão/RF:* neste subsistema, as técnicas usadas de codificação de canal e modulação variam de acordo com a forma de distribuição do sinal. Existem padrões específicos que descrevem a camada física para sistemas por cabo [35], satélite [16] ou por radiodifusão terrestre [1] [17].

1.3.1- Subsistema de compressão

O subsistema de codificação e compressão utiliza métodos distintos para processar os sinais de áudio e de vídeo. Estes métodos devem levar em consideração as particularidades de cada tipo de sinal e o tipo de redundância presente que cada um deles. Portanto, compactar um sinal significa retirar dele a maior quantidade possível de redundância sem que haja perda de informação. Em alguns casos, é aceitável que haja perda de informação, situação na qual o processo passa a ser denominado processo de *compressão*. Para se ter uma idéia da importância da compressão do vídeo, considere quadros com 1.080 linhas e 1.920 elementos básicos de imagem (ou *pixels*) por linha, transmitidos a uma taxa de 30 quadros por segundo. Se cada *pixel* for representado por três componentes de cor de 8 bits cada, será necessária uma taxa de transmissão $R = 1.080 \times 1.920 \times 30 \times 3 \times 8 \cong 1,5$ Gbit/s. É inviável, em termos práticos, escoar taxas desta ordem em um único canal de 6 MHz utilizando os métodos atualmente disponíveis de modulação e codificação. Para os sinais de vídeo, a redundância pode ser espacial, como ocorre quando os elementos básicos de imagem adjacentes apresentam pouca ou nenhuma variação, ou temporal, quando há pouca variação da imagem ao longo do tempo.

O grupo de trabalho MPEG (*Moving Pictures Experts Group*) foi criado pela ISO (*International Standards Organization*) com a finalidade de desenvolver padrões de compressão. Fruto do trabalho deste grupo, o padrão MPEG-2 de compressão de vídeo, especificado pela norma ISO/IEC 13818-2 [32], acabou se tornando o mais utilizado em sistemas de TV digital. O MPEG-2 pode ser usado em um grande número de aplicações, com diferentes requisitos de desempenho e complexidade. O padrão MPEG-2 é dividido em perfis, e cada perfil é subdividido em níveis, num total de 24 opções (nem todas as opções são utilizadas). Entre os perfis de interesse para radiodifusão terrestre de TV estão o MP@ML (*Main Profile at Main Level*) e o MP@HL (*Main Profile at High Level*). Estes

perfis suportam, respectivamente, os níveis de resolução conhecidos como SDTV (*Standard Definition Tele-Vision*) – definição padrão – que oferece a melhor qualidade de imagem para transmissão convencional de vídeo a taxas que variam de 5 a 15 Mbit/s, e o HDTV (*High Definition Tele-Vision*) – alta definição – destinado à transmissão de conteúdo com uma elevada definição de imagem. Embora o MPEG-2 também tenha disponível um algoritmo para compressão de áudio [33], a Grande Aliança (que foi formada nos Estados Unidos em 1993 e era originalmente composta por AT&T, GI, MIT, Philips, Sarnoff, Thomson e Zenith) preferiu incorporar ao padrão ATSC o sistema de compressão de áudio AC-3 [2]. O sistema DVB-T segue a recomendação do MPEG-2 para compressão do áudio.

1.3.2- Subsistema de multiplexação e transporte

Uma vez que o multiplex de serviço faça a segmentação das seqüências elementares na forma de pacotes PES, cabe ao multiplex de transporte subdividir estes pacotes PES, que têm comprimento variável de até algumas dezenas de kbytes, em pacotes menores, de tamanho fixo igual a 188 bytes, e inserir no cabeçalho destes pacotes a identificação (PID – *Program ID*) da seqüência elementar à qual pertence o pacote de transporte resultante.

Em [31] é definido o nível de sistema do MPEG-2, onde são especificados os mecanismos para multiplexar seqüências de transporte provenientes de distintas fontes, com diferentes bases de tempo, o que só é possível devido às informações de sincronismo carregadas no cabeçalho dos pacotes de transporte. Esta camada implementa as funções que permitem ao receptor localizar os diversos programas eventualmente presentes em um único canal de 6 MHz. Para que o receptor possa reconhecer os diversos programas presentes na seqüência de transporte, são inseridas tabelas de mapeamento de programa

(PMT – *Program Map Table*), que contém a identificação dos PES pertencentes a cada programa. A camada de sistemas inclui também uma tabela de associação de programas (PAT – *Program Association Table*), que contém as PMT's de todos os programas presentes na seqüência de transporte. Assim, na recepção, o processo de identificação de um programa consiste de dois estágios:

- 1) O receptor procura pela PAT (com PID = 0), que identifica a PMT do programa escolhido.
- 2) Os PID's das seqüências elementares que compõem o programa são obtidos a partir da PMT.

A sintaxe da seqüência de transporte MPEG-2 foi desenvolvida para aplicações com a largura de faixa do canal ou a capacidade de armazenamento em mídia limitados, e onde haja exigência para um mecanismo de transporte eficiente. A seqüência de transporte MPEG-2 também foi projetada para facilitar a interoperabilidade com a seqüência de transporte ATM [52].

1.3.3- Subsistema de transmissão / RF

A escolha do tipo de codificação e modulação nos padrões de transmissão existentes deve levar em consideração o meio físico ao qual o sinal será submetido. Em sistemas de distribuição de TV por satélite, a recomendação [16] especifica uso de modulação QPSK (*Quarternary Phase-Shift Keying*). A recomendação ITU-R J.83 [35] define em seus Anexos A, B, C e D os padrões de transmissão para TV a cabo estabelecidos na Europa, na América do Norte e no Japão. Em redes deste tipo, onde praticamente não há efeitos devidos ao multipercurso, a modulação QAM (*Quadrature*

Amplitude Modulation) é a mais utilizada. O Anexo D do padrão J.83 foi proposto pelo ATSC e recomenda modulação 16-VSB (*Vestigial Side Band*). No caso da radiodifusão terrestre, os padrões europeu e japonês especificam multiplexação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) com modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM, enquanto que o sistema ATSC especifica modulação com portadora única e faixa lateral vestigial do tipo 8-VSB.

1.4- Interatividade em sistemas de TV digital

O sistema unidirecional descrito até agora é suficiente para prover serviços de radiodifusão. Entretanto, para poder suportar aplicações como *pay-per-view* e Internet é necessário que seja estabelecido um enlace de dados bidirecional entre a emissora e o terminal de usuário. A Figura 1.2 mostra o modelo genérico de um sistema de TV digital interativo. São estabelecidos dois canais entre emissora e terminal de usuário: o canal de radiodifusão unidirecional e o canal interativo bidirecional.

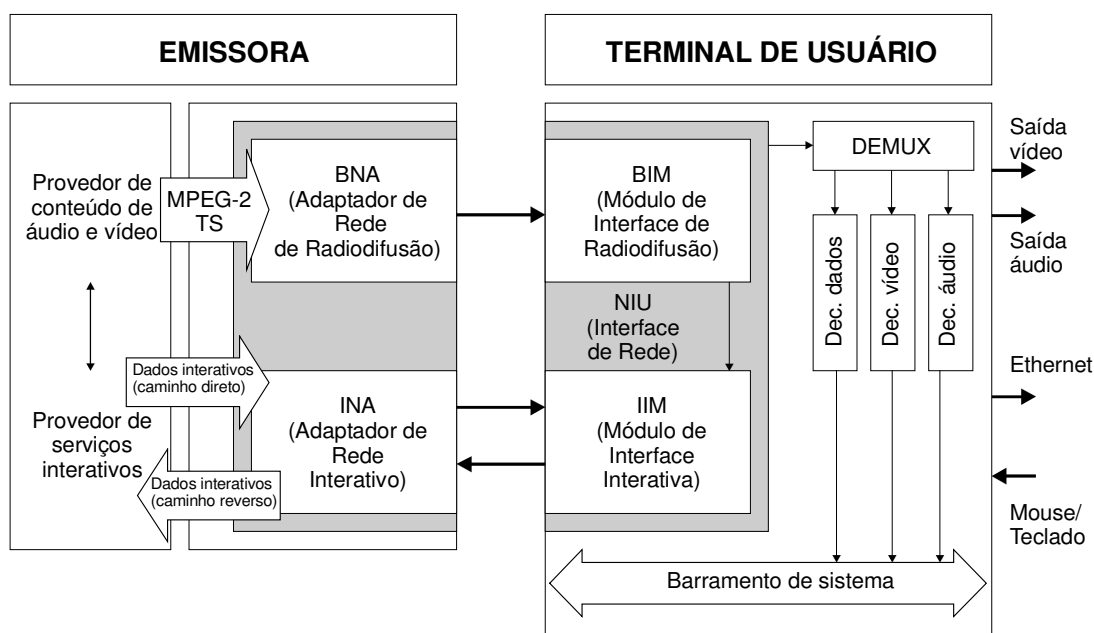


Figura 1.2: Um modelo de referência genérico para sistemas DTV interativos [15].

No modelo apresentado na Figura 1.2, identificam-se os seguintes canais:

- *Canal de radiodifusão*: o provedor de conteúdo de áudio e vídeo contém os subsistemas de compressão e codificação e o serviço de transporte. A seqüência gerada composta por pacotes de transporte, TS, alimenta o módulo adaptador de rede de radiodifusão (BNA – *Broadcast Network Adapter*). Este módulo implementa as funções do subistema de transmissão / RF descrito no item 1.3.3. O terminal de usuário deve possuir um módulo de interface de radiodifusão (BIM – *Broadcast Interface Module*) compatível com o BNA, de sorte que possam ser desempenhadas adequadamente as funções de demodulação e decodificação. No BIM, o demultiplexador pode ser um circuito integrado ASIC (*Application-Specific Integrated Circuit*), que examina todos os PID's da seqüência de transporte, seleciona os pacotes referentes ao programa escolhido, descriptografa (se necessário) o seu conteúdo e envia estas informações aos decodificadores correspondentes;
- *Canal interativo direto*: permite que seja estabelecido um enlace permanente de dados no sentido da emissora para o terminal de usuário. O adaptador de rede interativo (INA – *Interactive Network Adapter*) recebe dados do provedor de conteúdo interativo e os formata para transmissão no meio físico numa porção do espectro distinta daquela utilizada para se transmitir a programação. O canal OOB (*Out-Of-Band*) é também utilizado pelos conversores durante o processo de autenticação com a radiobase;
- *Canal interativo de retorno*: é o canal que permite ao usuário transmitir informações de volta para a emissora. O módulo de interface interativa (INA – *Interactive Network Adapter*) obtém os dados provenientes do usuário e os formata de forma conveniente para o meio de transmissão usado no enlace de

retorno. Esta dissertação trata de um esquema alternativo de codificação de canal para um padrão de canal interativo de retorno sem fio na faixa de VHF/UHF (*Very-High Frequency / Ultra-High Frequency*) [15].

1.4.1- Interatividade em sistemas de televisão via satélite

O nível de interatividade nos serviços oferecidos atualmente pelos sistemas digitais via satélite (DTH – *Direct-To-Home*) no Brasil é basicamente local. Uma exceção é o serviço *pay-per-view*, que utiliza a linha telefônica para enviar as informações de compra à operadora. Parte dos terminais Sky ou DirectTV existentes no mercado brasileiro usa modems internos de apenas 2,4 kbit/s, o que praticamente inviabiliza o oferecimento de serviços interativos mais avançados. Outros sistemas usam um transmissor de *link* reverso (*uplink*) por usuário. Configurações deste tipo têm a vantagem de praticamente não haver restrições quanto à localização geográfica do assinante. Entretanto, o preço do acesso exclusivamente por satélite ainda é alto se comparado às alternativas de conexão em banda larga atualmente disponíveis no Brasil.

1.4.2- Interatividade em sistemas de televisão por cabo

Os sistemas interativos empregados nas redes HFC³ (*Hybrid Fiber-Coaxial*) seguem normalmente o modelo apresentado na Figura 1.2. Para isto, o espectro disponível é dividido em duas faixas de frequência. Tipicamente, a faixa de frequências do canal de retorno é localizada na parte inferior do espectro e possui largura de banda aproximada de

³ A arquitetura de rede HFC usa fibra óptica e cabo coaxial para distribuição dos sinais de TV.

40 MHz. A demanda por largura de faixa faz com que muitos sistemas instalados atualmente empreguem filtros duplex com faixa de passagem de 5 a 65 MHz no canal de retorno e de 86 a 870 MHz no canal direto [46]. O canal direto reserva uma pequena banda de guarda nas imediações da faixa destinada ao retorno e, normalmente, estende-se até 450, 550, 750 ou 870 MHz, dependendo dos equipamentos utilizados. Define-se um canal a ser usado exclusivamente como canal interativo direto. O canal de retorno interativo exige que a rede HFC seja capaz de suportar tráfego bidirecional. Os terminais utilizam o canal direto interativo para os procedimentos iniciais de calibração, que envolvem sincronização do terminal com a central de distribuição (ou *headend*), ajuste do nível de potência transmitida e ajuste fino na frequência de operação. Se por um lado os assinantes de TV a cabo no Brasil ainda carecem dos benefícios proporcionados pela TV interativa, a rede bidirecional já permite às operadoras de cabo oferecer serviços de comunicação de dados com uso de *cable modem* a taxas entre 128 e 512 kbit/s nas principais cidades brasileiras.

Um dos padrões existentes para sistemas bidirecionais em redes HFC é o DOCSIS (*Data Over Cable Service Interface Specifications*) [35]. Esta recomendação é utilizada principalmente para oferecimento de serviços baseados no protocolo IP em redes de TV a cabo. O projeto DOCSIS teve início nos Estados Unidos, em 1995, a partir de um consórcio formado pelas multi-operadoras de serviço (MSO – *Multi-Systems Operator*) Comcast, Cox, TCI e Time Warner. Em 1996 foi lançada a versão 1.0 da especificação de interface de radiofrequência (RFI – *Radio Frequency Interface*). A versão 1.1 desta RFI foi publicada em 1999, após o Cable Television Laboratories, Inc. (CableLabs®) ter assumido o controle do projeto. O padrão DOCSIS suporta modulação 64-QAM ou 256-QAM no canal direto com taxas de transmissão de 30,343 ou 42,884 Mbit/s, respectivamente, e QPSK ou 16-QAM no canal de retorno, com taxas que variam de 0,32 a 10,24 Mbit/s.

Existem ainda duas outras opções de padronização do canal interativo para sistemas de distribuição por cabo: o ANSI/SCTE 55-1 [3] e o ANSI/SCTE 55-2 [4]. O ANSI/SCTE 55-1 (antigo DVS-178) foi desenvolvido pela empresa *General Instruments* (hoje adquirida pela *Motorola*) e publicado pelo subcomitê DVS (*Digital Video Systems*) do SCTE (*Society for Cable Telecommunications Engineers*). O ANSI/SCTE 55-1 faz o encapsulamento dos dados do canal direto em pacotes de transporte MPEG-2 e transmite esta seqüência a uma taxa de 2,048 Mbit/s. As mensagens enviadas pelo canal de retorno têm a forma de células ATM (*Asynchronous Transfer Mode*) [48] com uma taxa de transmissão de 256 kbit/s. O canal interativo emprega modulação QPSK tanto no canal direto (*downstream*) quanto no canal de retorno (*upstream*). O ANSI/SCTE 55-2 (antigo DVS-167) foi submetido ao SCTE pela empresa *Scientific Atlanta, Inc.* Este padrão também utiliza modulação QPSK para os canais direto e de retorno, com taxa máxima de 3,088 Mbit/s para ambos os sentidos da comunicação. Os dados são organizados na forma de células ATM tanto no canal direto quanto no canal de retorno.

1.4.3- Interatividade em sistemas de TV por radiodifusão terrestre: o DVB-RCT

Uma solução para a questão do canal de retorno no ambiente da radiodifusão terrestre de TV digital é apresentada em [15]. A plataforma é conhecida como DVB-RCT (*Digital Video Broadcasting: Return Channel Terrestrial*) e o esquema de interatividade proposto consiste de um canal direto compatível com o padrão DVB-T [17] e de um canal de retorno interativo, canais estes que operam em partes distintas do espectro de VHF/UHF. O canal direto interativo do padrão DVB-RCT é embutido no canal de radiodifusão, conforme mostrado na Figura 1.3. Os dados do canal direto interativo são encapsulados em pacotes de transporte MPEG-2 com um cabeçalho específico,

multiplexados com outros programas e transmitidos no mesmo canal de 6 MHz usado para transmissão da programação digital.

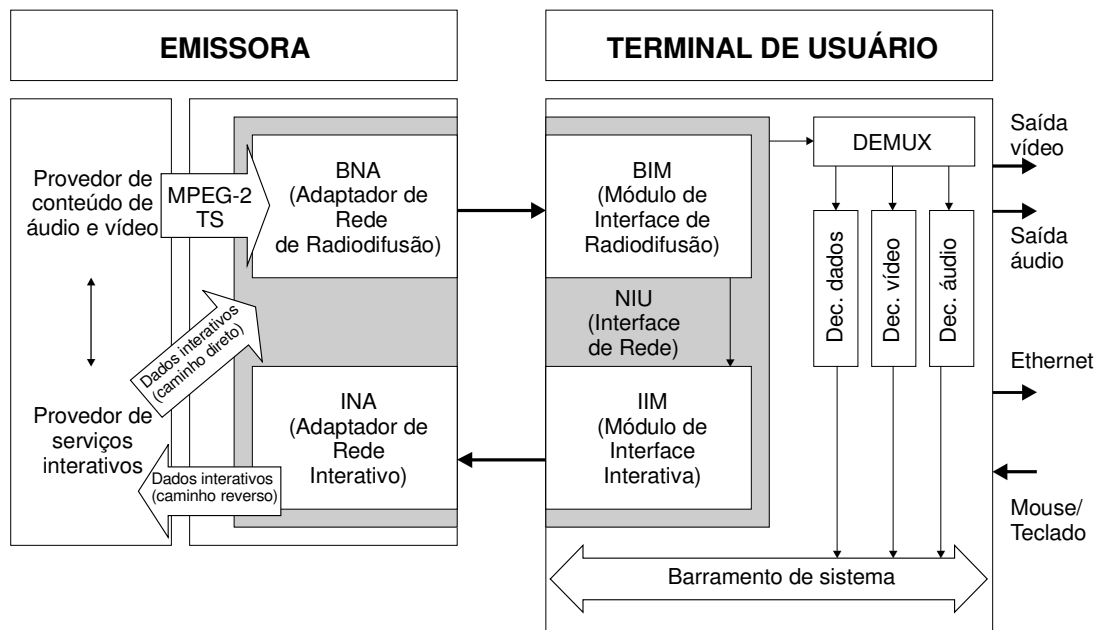


Figura 1.3: Um modelo de referência para o sistema interativo terrestre [15].

A seqüência de pacotes de transporte do canal direto interativo contém informações de controle de acesso ao meio (*MAC – Medium Access Control*), que controlam o acesso dos usuários ao meio compartilhado e trafegam em ambos os sentidos da rede. A diferença entre as mensagens MAC do canal direto e as mensagens MAC do canal de retorno é que, enquanto as primeiras são encapsuladas em pacotes de transporte MPEG-2 (188 bytes), as últimas são empacotadas na forma de células ATM (54 bytes). A transmissão das células ATM no meio físico é feita por meio de rajadas (*bursts*) de símbolos modulados, conforme será visto no Capítulo 2. Os dados úteis do usuário em cada rajada, ou *payload*, dependem do tipo de modulação e da taxa de codificação de canal atribuídos ao terminal pela radiobase ou pela emissora. A maioria das mensagens MAC foi projetada para poder ser encaixada no *payload* mínimo definido para uma rajada. No caso de acesso por contenção (*contention access*), quando o tamanho da rajada é menor que uma célula ATM, as

mensagens MAC são enviadas diretamente; quando o tamanho da rajada é maior que uma célula ATM, as mensagens MAC são encapsuladas em células ATM e então enviadas [15]. As mensagens de dados são sempre encapsuladas em células ATM.

As conexões ATM permitem que seja garantida a qualidade de serviço (QoS – *Quality of Service*) necessária para o funcionamento de serviços como VoIP (*Voice-over-IP*). O modelo de referência do protocolo ATM é dividido em três camadas: a camada de adaptação (AAL – *ATM Adaptation Layer*), a camada ATM e a camada física, conforme ilustrado na Figura 1.4.

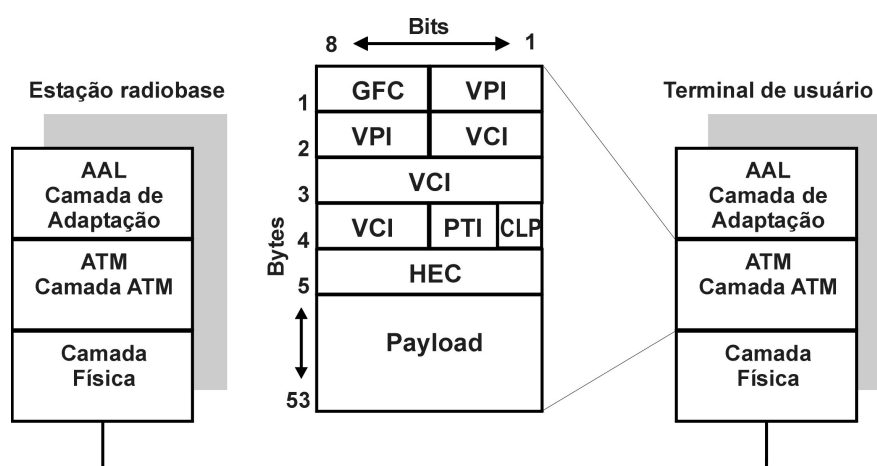


Figura 1.4: Estrutura do Protocolo ATM [37].

A camada AAL é dividida em duas subcamadas: a subcamada de Quebra e Remontagem (SAR – *Segmentation and Reassembly*) e a subcamada de Convergência (CS – *Convergence Sublayer*). A SAR é responsável pela quebra do fluxo de informações em fragmentos que podem ser acomodados no campo de informações das células ATM e pela remontagem desse fluxo a partir das células recebidas. A CS é responsável, dependendo do tipo de serviço, por efetuar as tarefas de: multiplexação de serviços, detecção de perdas de células e recuperação da relação temporal da informação original no destino. Foram

definidos quatro tipos de camadas de adaptação, cada uma com capacidade de suportar um tipo diferente de tráfego ou serviço.

A camada ATM funciona como interface entre a AAL e a camada física. Esta camada é responsável, por exemplo, pelo chaveamento e encaminhamento das células. Os campos de cabeçalho definem a funcionalidade da camada ATM. O cabeçalho reserva quatro bits para uma função chamada de controle genérico de fluxo (GFC – *Generic Flow Control*), que foi inicialmente projetada para controlar a quantidade de tráfego que entra na rede. Isto permite, por exemplo, que a radiobase limite a quantidade de tráfego que entra na rede durante períodos de congestionamento. Os campos (VPI – *Virtual Path Identifier*), em conjunto com os campos (VCI – *Virtual Channel Identifier*), formam o rótulo de conexão utilizado pelos comutadores para encaminhar as células ao destino. O campo HEC é utilizado para detecção/correção de erros no cabeçalho, enquanto que o campo PTI é usado para indicar se a célula é uma célula dedicada a transportar dados de usuário ou se é uma célula que carrega informações de gerência de rede. Finalmente, o campo CLP indica a prioridade em caso de necessidade de descarte de células [48].

Capítulo 2

Camada Física do DVB-RCT

Neste capítulo são apresentadas algumas das especificações da camada física do canal de retorno sem fio DVB-RCT. Inicia-se a discussão com uma abordagem sobre os fundamentos da transmissão OFDM, para que depois seja descrita a técnica de múltiplo acesso por divisão de frequências ortogonais (OFDMA – *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). Trata-se ainda dos dois tipos de codificadores de canal definidos no padrão DVB-RCT, além de se apresentar, ao final do capítulo, um estudo de caso com o objetivo de determinar o número máximo de usuários capaz de ser suportado por uma célula DVB-RCT que trabalhe com um canal de 6 MHz dedicado exclusivamente ao *upstream*, para uma determinada demanda de tráfego por usuário.

2.1- Transmissão OFDM

O princípio básico da multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) consiste em dividir uma seqüência de dados em várias seqüências paralelas, cada uma delas com uma taxa de transmissão muito menor que a da seqüência original, e em usar estas seqüências para modular várias portadoras. A técnica OFDM pode ser mais bem compreendida como um esquema de

transmissão paralela, onde cada portadora transporta uma parte da informação total na forma de uma seqüência de símbolos modulados (em QPSK ou QAM, por exemplo), com taxas de transmissão por portadora tanto menores quanto maior for o número de portadoras. Como o símbolo resultante possui duração maior que o símbolo da seqüência original, a interferência intersimbólica (ISI – *Intersymbol Interference*), provocada pelo espalhamento temporal do canal devido à propagação por múltiplos percursos, será menor [50]. Entretanto, mesmo com o aumento da duração dos símbolos transmitidos, alguma ISI residual ainda pode persistir, o que é resolvido com o uso de um *tempo de guarda*, que é agregado a cada período de símbolo OFDM, preferencialmente com uma duração maior que a do espalhamento temporal médio causado pelo canal. A interferência entre canais (ICI – *Inter-Channel Interference*) ocorre quando é perdida a ortogonalidade entre as portadoras na recepção. Os osciladores práticos normalmente apresentam ligeira modulação de fase na saída, em um fenômeno conhecido como *jitter* de fase. Os desvios em frequência decorrentes do *jitter* de fase podem causar ICI na recepção. O tempo de guarda também auxilia no combate a ICI, desde que durante este tempo seja feita uma extensão cíclica [50] do símbolo original.

As origens do OFDM vêm de meados da década de 1960, quando Chang [14] patenteou a estrutura de transmissão que utiliza uma sobreposição ortogonal de portadoras moduladas para comunicação de dados. A implementação física desta técnica foi grandemente facilitada a partir de 1971, quando Weinstein [51] introduziu a idéia do uso da Transformada Discreta de Fourier (DFT – *Discrete Fourier Transform*), para geração dos sinais OFDM, eliminando assim a necessidade dos bancos de osciladores analógicos. A construção de dispositivos OFDM tornou-se viável por meio do uso de algoritmos que implementam a transformada rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*) [28], além dos recentes avanços na tecnologia dos processadores.

2.2- Múltiplo acesso OFDMA

A técnica OFDM utilizada no padrão DVB-RCT é similar à do padrão DVB-T de radiodifusão digital. Mas ao contrário da transmissão no sentido direto, onde a mesma seqüência de pacotes MPEG-2 é transmitida para todos os usuários, no percurso reverso um grande número deles necessita usar o mesmo espectro para transmitir dados à emissora ou à radiobase. Isto exige que, para o canal de retorno, seja associada à transmissão OFDM uma técnica de múltiplo acesso ao meio de transmissão.

Como em sistemas de televisão interativa os requisitos de tráfego no sentido reverso (*upstream*) são tipicamente de curta duração, a alocação permanente de portadoras a um determinado terminal não seria eficiente, causando desperdício de espectro. O DVB-RCT usa um esquema de designação por demanda (DAMA – *Demand-Assigned Multiple Access*) que, associado à técnica OFDM, gerou a técnica de múltiplo acesso OFDMA. Nessa técnica, são atribuídos *subcanais* aos usuários através da troca de mensagens do tipo MAC, que chegam ao terminal multiplexadas com outros programas via canal de radiodifusão.

A Figura 2.1a ilustra a organização no domínio da frequência para o modo de operação com $N = 1.024$ portadoras (Modo 1K). São reservadas bandas de guarda nos extremos da faixa para permitir que a densidade espectral de potência caia abaixo da máscara espectral exigida no padrão, de modo que haja proteção contra interferência em canais adjacentes. As 841 portadoras úteis são divididas em $N_G = 29$ grupos, cada um com 29 portadoras. Um subcanal é formado escolhendo-se uma portadora de cada grupo, o que é feito através de um processo pseudo-aleatório baseado em permutações. O Modo 1K possui, portanto, $N_{SC} = 29$ subcanais. Algumas portadoras piloto são utilizadas para transmissão de seqüências pseudo-aleatórias, úteis para o sincronismo do enlace e para

informação sobre o estado do canal (*CSI – Channel State Information*), conforme requerido por alguns códigos corretores de erro (*FEC – Forward Error Correction*).

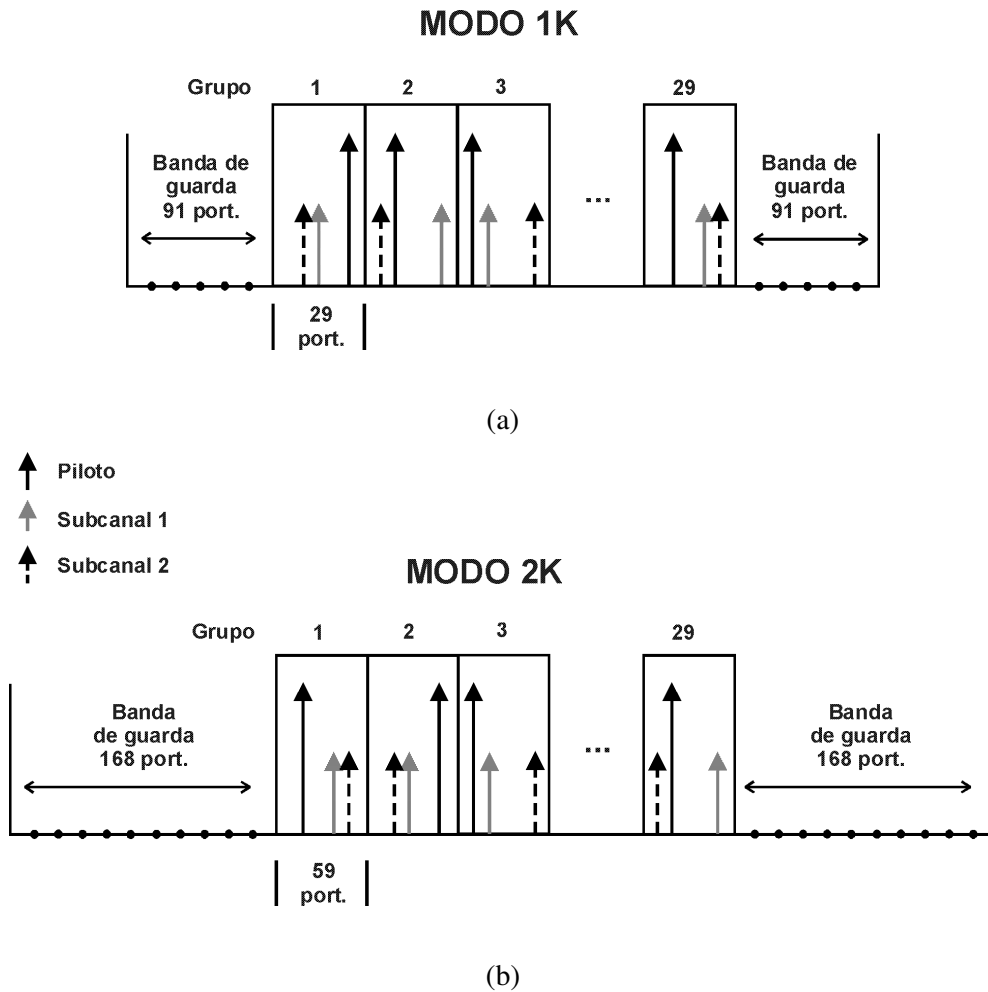


Figura 2.1: Subcanais de um sistema DVB-RCT.

- (a) Modo 1.024 portadoras ($N_G = 29$ grupos e $N_{SC} = 29$ portadoras por subcanal);
 (b) Modo 2.048 portadoras ($N_G = 29$ grupos e $N_{SC} = 59$ portadoras por subcanal).

Para mitigar o desvanecimento seletivo, as portadoras de um subcanal são distribuídas ao longo do espectro de frequências [38]. O espectro é então dividido em $N_G = 29$ grupos de portadoras sucessivas, e é tarefa da camada MAC escolher, de forma pseudo-aleatória, uma portadora de cada grupo para formar o subcanal específico para a transmissão de um determinado número de símbolos modulados. A Figura 2.1b ilustra a situação para o Modo 2K ($N = 2.048$ portadoras). Neste caso, cada subcanal é formado por $N_{SC} = 59$ portadoras, cada uma selecionada de forma pseudo-aleatória entre as 59

portadoras presentes em cada um dos $N_G = 29$ grupos. Os terminais de usuário recebem autorização da radiobase para transmitir dados em um ou mais subcanais, dependendo da demanda de tráfego requerida.

Um aspecto importante que decorre da utilização de subcanais está ligado à área de cobertura. Um sistema DVB-RCT é tipicamente composto de um transmissor de alta potência instalado na estação radiobase (ou emissora) e um grande número de terminais com transmissores de baixa potência e baixo custo, espalhados dentro da área de cobertura da célula. Assim, como o número de portadoras usadas por um determinado terminal no canal de retorno é alterado dinamicamente pela radiobase, terminais que estejam transmitindo um menor número de portadoras têm aumentada a densidade espectral de potência por portadora. O estudo de caso apresentado na seção 2.6 exemplifica esta situação.

A transmissão por meio dos subcanais pode ser interpretada como uma forma de espalhamento espectral por salto em frequência (*FHSS – Frequency-Hopping Spread-Spectrum*). A radiobase atribui aos terminais de usuário direitos de transmissão em subcanais formados por uma seleção pseudo-aleatória de portadoras pertencentes a diferentes grupos. Um terminal pertencente a uma célula interferente faz o mesmo tipo de seleção, porém os processos são estatisticamente independentes. A probabilidade de colisão é, portanto, igual a $1 / N_{SC}$. É importante notar que não há interferência no canal de retorno dentro de uma única célula, haja vista que os subcanais são ortogonais entre si: cada portadora do grupo é utilizada por um único subcanal [38].

Ao dividir a seqüência de símbolos de entrada por N portadoras, a duração do símbolo é aumentada N vezes, o que tende a diminuir os efeitos do espalhamento de retardo do canal. Com o objetivo de proporcionar maior imunidade contra ICI e ISI, são definidos dois tipos de formatação do subsímbolo de transmissão em cada portadora [15]:

- *Formatação Retangular*: é incluído, neste caso, um intervalo de guarda T_g entre cada símbolo, que pode ser igual a $T_s/4$, $T_s/8$, $T_s/16$ ou $T_s/32$. A duração total do símbolo após a formatação retangular é $T_s = T_u + T_g$. Se este intervalo de guarda for maior que o espalhamento médio de retardo do canal, componentes de multipercurso pertencentes a um determinado símbolo irão interferir menos em símbolos adjacentes, o que diminui a interferência intersimbólica.
- *Formatação de Nyquist*: utilizada para produzir um pulso no domínio do tempo que equivale a uma resposta em frequência do tipo raiz de co-seno elevado com fator de forma (*roll-off factor*) igual a 0,25. A duração total do símbolo na saída do filtro é $T_s = T_u + 0,25 \cdot T_u$, onde T_u é a duração útil do símbolo. Este tipo de formatação do subsímbolo de transmissão proporciona maior imunidade contra ICI porque o espectro de frequências resultante desta formatação decai mais rapidamente que no caso da formatação retangular e, portanto, eventuais desvios em frequência nas portadoras causam menos efeitos indesejáveis que no caso da formatação retangular.

Na técnica OFDMA, a emissora atribui a cada usuário uma fração do número total de portadoras disponíveis. O terminal de usuário deve suportar operação com 1.024 (1k) e 2.048 (2k) portadoras, com três opções de espaçamento entre elas: CS1, CS2 e CS3 (que correspondem a 837, 1.674 e 3.348 Hz, respectivamente, no caso de canalização em 6 MHz). Cada valor de espaçamento entre portadoras corresponde a um tamanho máximo de célula e a uma dada resistência ao efeito Doppler quando o terminal está em movimento. A Tabela 2.1 mostra, entre outros parâmetros, a largura de faixa (BW – *Band-Width*) total ocupada pelo canal DVB-RCT para os modos de operação 1K e 2K.

Nº total de portadoras	2.048	1.024
Nº de portadoras utilizáveis	1.712	842
Espaçamento entre portadoras (CS1)	837 Hz	837 Hz
Duração útil do símbolo	1.195 μ s	1.195 μ s
BW do canal RCT	1,433 MHz	0,705 MHz
Espaçamento entre portadoras (CS2)	1.674 Hz	1.674 Hz
Duração útil do símbolo	597 μ s	597 μ s
BW do canal RCT	2,866 MHz	1,410 MHz
Espaçamento entre portadoras (CS3)	3.348 Hz	3.348 Hz
Duração útil do símbolo	299 μ s	299 μ s
BW do canal RCT	5,732 MHz	2,819 MHz

Tabela 2.1: Parâmetros dos modos de transmissão DVB-RCT para sistemas DVB-T de 6 MHz.

Respeitando-se a largura de faixa total ocupada em cada modo de operação, pode-se empregar, em princípio, qualquer porção não utilizada ou sub-utilizada do espectro de frequências VHF/UHF para implantar o canal de retorno do sistema de radiodifusão digital.

São definidos dois tipos de quadros de transmissão, TF1 e TF2 (TF – *Transmission Frame*), para permitir o sincronismo na radiobase e para reservar símbolos específicos destinados à calibração dos terminais. No TF1 são definidas três categorias de símbolo: os símbolos nulos, os símbolos de calibração e os símbolos de dados. Conforme pode ser observado na Figura 2.2, não são transmitidas as portadoras correspondentes ao primeiro símbolo OFDM do quadro de transmissão TF1. Este intervalo de tempo pode ser usado pela radiobase para detectar interferência intencional (*jamming*), na medida que todos os terminais pertencentes à rede são sincronizados e não transmitem durante este intervalo de tempo. Os seis símbolos seguintes são dedicados a procedimentos de calibração e os 176 símbolos restantes no quadro são usados para transmitir dados.

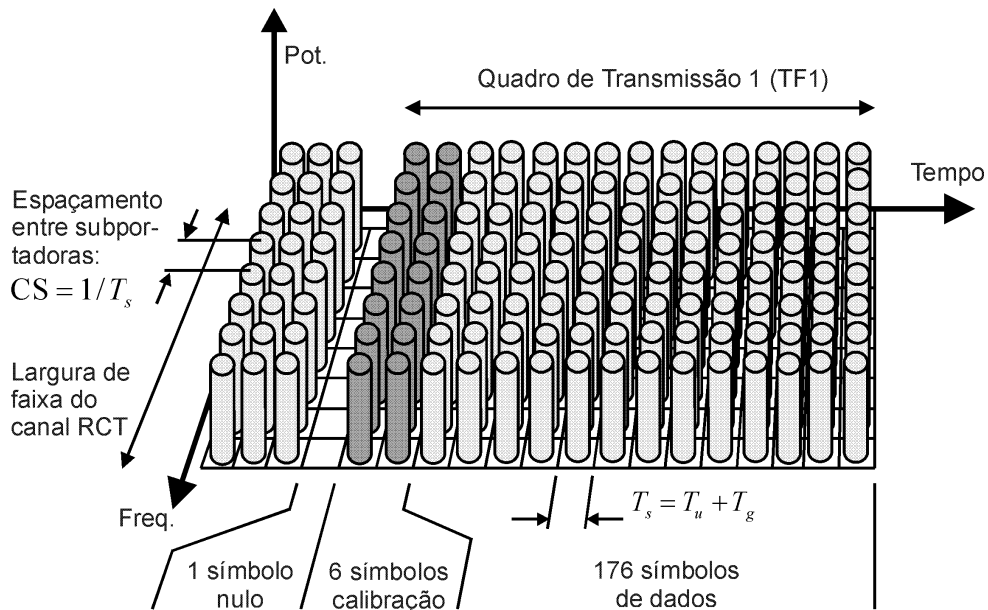


Figura 2.2: Representação ilustrativa de um quadro de transmissão TF1 do DVB-RCT

Enquanto o quadro de transmissão TF1 divide cada tipo de função de símbolo no domínio do tempo, o DVB-RCT define outro tipo de quadro de transmissão, o TF2, que estrutura cada tipo de função de símbolo no domínio da frequência [15]. Além disso, quando é usado o TF2, não há transmissão de símbolos nulos. Os quadros de transmissão TF1 e TF2 são transmitidos em rajadas (*bursts*). São definidos três tipos de estruturas em rajada (BS – *Burst Structure*), cada uma com 144 símbolos úteis na saída do modulador. Portanto, dependendo do tipo de modulação (QPSK, 16-QAM ou 64-QAM) e da taxa do código corretor de erros ($1/2$ ou $3/4$), cada rajada pode transportar um determinado número de bits de informação.

A Tabela 2.2 mostra o número de bytes de informação a ser codificados em função do tipo de modulação selecionado e da taxa do código. O codificador de canal trabalha com blocos de entrada entre 144 e 648 bits.

Modulação	Taxa do código (R)	Bytes de informação em 144 símbolos
QPSK	1/2	18 bytes
	3/4	27 bytes
16-QAM	1/2	36 bytes
	3/4	54 bytes
64-QAM	1/2	54 bytes
	3/4	81 bytes

Tabela 2.2: Número de bytes de informação em uma rajada em função da taxa do código e do tipo de modulação.

O período de relógio do DVB-RCT é derivado do relógio de sistema presente no sinal DVB-T, que é definido em [17] e vale $7/48 \mu\text{s}$ quando a canalização utilizada é de 6 MHz. O período de relógio do sistema DVB-RCT é definido [15] como:

- quatro vezes o período de relógio de sistema DVB-T para CS1: $0,583 \mu\text{s}$;
- duas vezes o período de relógio de sistema DVB-T para CS2: $0,292 \mu\text{s}$;
- uma vez o período de relógio de sistema DVB-T para CS3: $0,146 \mu\text{s}$.

A Figura 2.3 mostra um diagrama em blocos de referência para um terminal de usuário equipado com um módulo DVB-RCT. Nesta figura foi agregado um terceiro bloco de codificação de canal, identificado como “Codificador Turbo de Bloco”, que não consta no padrão e é objeto de análise no Capítulo 3. A Figura 2.3 traz mais detalhes a respeito dos blocos que compõem a interface de rede NIU (*Network Interface Unit*) mostrada na Figura 1.2. O sinal de radiodifusão DVB-T passa pelo filtro duplex e é aplicado ao módulo de interface de radiodifusão BIM de modo que seja recuperada a seqüência de transporte (TS) original.

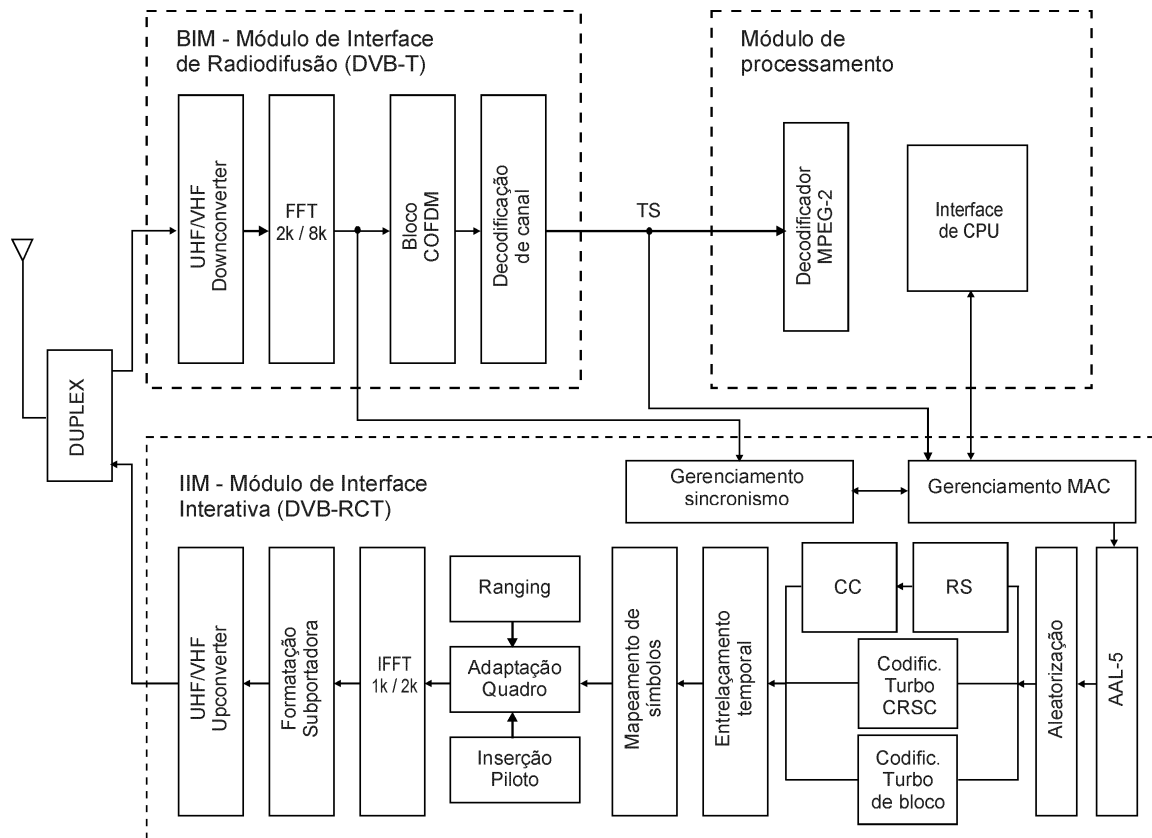


Figura 2.3: Diagrama em blocos do terminal de usuário DVB-RCT.

O bloco de gerenciamento MAC obtém do canal direto as informações de acesso ao meio que serão usadas pelo terminal. Para isto, basta que sejam selecionados os PID's correspondentes da seqüência de pacotes de transporte (TS). As seguintes regras se aplicam ao sistema DVB-RCT:

- cada terminal transmite suas informações mediante o uso de um ou mais subcanais, com taxa por subcanal que depende do modo de transmissão informado pela radiobase.
- as portadoras são sincronizadas pela estação radiobase, ou seja, os terminais de usuário obtêm a referência de tempo do sistema a partir do canal de radiodifusão DVB-T. Dessa forma, os parâmetros dos modos de transmissão empregados no DVB-RCT são fixos e têm estreita relação com o canal de radiodifusão DVB-T.

- no lado da estação radiobase, o sinal de retorno é demodulado por meio da FFT de tal sorte que, na saída do adaptador de rede interativo INA, os dados provenientes de cada usuário estejam disponíveis na forma de células ATM.

O sincronismo do módulo de interface interativa IIM (*Interactive Interface Module*) é obtido de duas formas [15]: através das mensagens de controle MAC recebidas no canal direto (sincronismo na base de tempo) e da informação de frequência emitida pelo demodulador DVB-T (sincronismo em frequência). Os blocos de gerenciamento de camada MAC e de gerenciamento de sincronismo são responsáveis, respectivamente, pelo sincronismo no tempo e na frequência.

A informação proveniente do usuário é então acoplada ao canal de retorno pelo módulo de interface interativa através de procedimentos que serão descritos mais adiante. Na estação radiobase, os sinais enviados pelos terminais presentes na rede são demodulados e enviados para um bloco de gerenciamento de camadas MAC, que se encarrega de separar as mensagens relativas às aplicações (que são roteadas aos servidores de aplicação do provedor de serviços interativos) e as mensagens de controle MAC, que são processadas pela radiobase DVB-RCT e resultam na geração de informações de acesso ao meio, as quais são multiplexadas com os demais programas para gerar a seqüência definitiva de pacotes de transporte que será transmitida no canal de radiodifusão.

2.3- Aleatorização

A aleatorização é uma técnica na qual um registrador de deslocamento promove o embaralhamento dos dados originais, de modo que a seqüência assuma uma forma pseudo-aleatória. Este procedimento é usado para inserir transições de bit em longas seqüências de

1's ou 0's dos dados originais, de modo que a densidade espectral de potência fique mais uniformemente distribuída ao longo do espectro de frequências. O receptor reordena os dados usando o procedimento inverso, de modo a obter na saída os dados originais. Os circuitos de aleatorização são geralmente identificados pelo comprimento de seus registradores de deslocamento. O DVB-RCT usa registradores de deslocamento com comprimento (memória) igual a 15, com polinômio gerador da sequência pseudo-aleatória dado por: $1 + X^{14} + X^{15}$ [15]. O bit emitido pelo bloco de aleatorização é aplicado à entrada do codificador de canal.

2.4- Codificação de canal

A codificação de canal é um dos elementos-chave que definem o desempenho de um sistema de comunicação. Em sistemas que operam com múltiplas portadoras em ambientes com múltiplos percursos de propagação, a codificação de canal ganha ainda maior importância. O processo de codificação de canal consiste basicamente em inserir redundância na informação transmitida, de modo que o receptor possa utilizar esta redundância na detecção ou correção de erros. Define-se a taxa de codificação como $R_c = k/n$, onde k é o número de bits de informação e n é o número de bits na saída do codificador [27]. O DVB-RCT estabelece as seguintes opções de codificadores de canal:

- Concatenação serial de código Reed-Solomon (RS) com código convolucional [47] [27].
- Codificação Turbo do tipo convolucional sistemática recursiva circular (do Inglês CRSC – *Circular Recursive Systematic Convolutional*) [7] [8].

Conforme pode ser observado na Figura 2.3, apresenta-se nesta dissertação uma alternativa às opções descritas acima, que utiliza códigos produto formados por códigos

componentes de paridade simples. Da mesma forma que o código CRSC, esse esquema de codificação permite utilizar algoritmos iterativos no lado do receptor, de forma que a confiabilidade da decisão por um determinado símbolo seja melhorada a cada iteração. No Capítulo 3 este esquema de codificação será abordado com mais detalhes.

2.4.1- Concatenação serial de código Reed-Solomon com código convolucional

O termo “concatenação” de códigos foi usado por Forney [21] para denominar o processo de codificação multinível, formado através da combinação de um código interno (*inner code*) e outro externo (*outer code*). O código interno é normalmente configurado para corrigir a maioria dos erros de canal, enquanto que o código externo reduz a probabilidade de erro a um nível especificado. A razão principal para se usar um esquema de concatenação de códigos é alcançar uma baixa taxa de erro com uma complexidade de implementação menor do que seria necessário quando utilizada uma única operação de codificação [47].

É possível verificar que, se as taxas dos códigos externo e interno são R_c e r_c , respectivamente, a taxa do código concatenado na forma serial será $R = R_c \cdot r_c$. As taxas globais de $\frac{1}{2}$ e $\frac{3}{4}$ são obtidas a partir de códigos RS e convolucional com taxas individuais de acordo com a Tabela 2.3 [15].

Taxa global do código	Taxa Codificação Reed-Solomon	Taxa Codificação convolucional
1/2	3/4	2/3
3/4	9/10	5/6

Tabela 2.3: Taxas individuais dos códigos RS e convolucional para as taxas globais de codificação de canal iguais a $\frac{1}{2}$ e $\frac{3}{4}$.

Codificação Reed-Solomon

Os códigos Reed-Solomon (RS) são códigos de bloco lineares cíclicos que operam com símbolos não-binários [47]. Os bits de entrada são agrupados em blocos de m bits. O DVB-RCT estabelece que cada símbolo possui $m = 6$ bits e também que o código deva ser capaz de corrigir até $t = 4$ símbolos errados por palavra código. As características dos códigos Reed-Solomon fazem com que estes códigos sejam particularmente úteis para correção de *erros em rajada* [47], ou seja, o uso do código RS é eficaz em canais que possuam memória. O código resultante $RS(N,K,t) = RS(63,55,4)$, com $K = 55$ símbolos de $m = 6$ bits na entrada, $N = 63$ símbolos de $m = 6$ bits na saída e capacidade de correção $t = 4$ símbolos, segue a forma convencional de formação de códigos RS:

$$(N, K) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2t) = (63, 55) \quad (2.1)$$

O padrão estabelece ainda que o polinômio primitivo $p(x) = 1 + x + x^6$ seja usado para gerar o Campo Estendido de Galois $GF(2^m) = GF(64)$. Este campo determina o polinômio gerador $g(X) = (X + \lambda^0) (X + \lambda^1) (X + \lambda^2) \dots (X + \lambda^7)$, onde o grau de $g(X)$ é igual ao número de símbolos de paridade. No processo de codificação, aproveita-se a propriedade dos códigos cíclicos para se obter o polinômio relativo aos símbolos de paridade. Para isto basta: (i) efetuar o deslocamento de K símbolos no vetor mensagem $m(X)$, multiplicando $m(X)$ por X^{N-K} , e (ii) dividir o resultado pelo polinômio gerador $g(X)$. A palavra código na saída assume a forma sistemática RS(63,55).

Codificador convolucional

O codificador convolucional usado como código interno é apresentado na Figura 2.4. A taxa deste codificador é $\frac{1}{2}$, ou seja, cada bit de entrada produz dois bits codificados

na saída. Em cada pulso de *clock*, um bit é deslocado uma posição à direita no registrador. Dois somadores se encarregam de proporcionar os dois bits de saída. A memória do codificador (*constraint length*) indica quantas posições de deslocamento são utilizadas pelos somadores. O codificador convolucional em questão pode ser representado da seguinte forma [15]: $G_1 = 576_{oct} = 101110001_{bin}$ e $G_2 = 753_{oct} = 111101011_{bin}$. Os bits “1” indicam onde existe a conexão entre a saída do registrador de deslocamento e o somador, enquanto que o índice de G remete a uma das saídas do codificador.

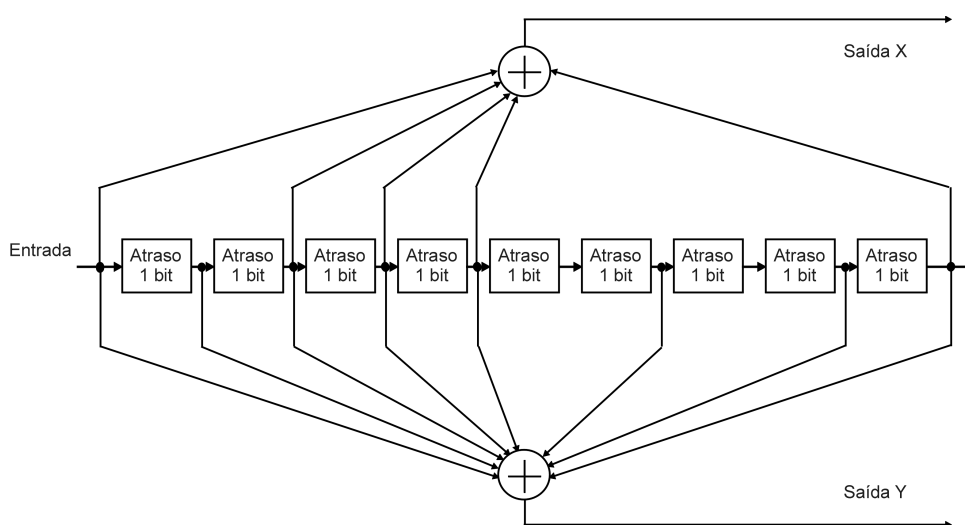


Figura 2.4: Diagrama em blocos do codificador convolucional do sistema DVB-RCT [15]

Para que o codificador convolucional atenda às exigências de taxa impostas pela Tabela 2.3 são usados padrões de puncionamento (*puncturing*), que descartam certos bits de paridade no lado da transmissão segundo um determinado padrão [15], de modo que as taxas resultantes sejam iguais a $2/3$ ou $5/6$, conforme convenha.

De acordo com o que foi mencionado na subseção 2.2, o número de bits de informação aplicados à entrada do bloco de codificação de canal varia conforme o esquema de modulação e a taxa global de codificação. A Tabela 2.2 mostra o comprimento do bloco de entrada para cada tipo de modulação e taxa global de codificação. A título de

exemplo, a Figura 2.5a ilustra o caso particular onde a taxa de codificação global é igual a $\frac{1}{2}$ e a modulação usada é QPSK. Os 18 bytes de entrada equivalem a 24 símbolos RS. O bloco de 55 símbolos RS é obtido acrescentando-se 31 símbolos nulos aos 24 símbolos de informação. O código RS(36,24) resultante possui taxa $R_c = 144/192 = \frac{3}{4}$, conforme exige a Tabela 2.3.

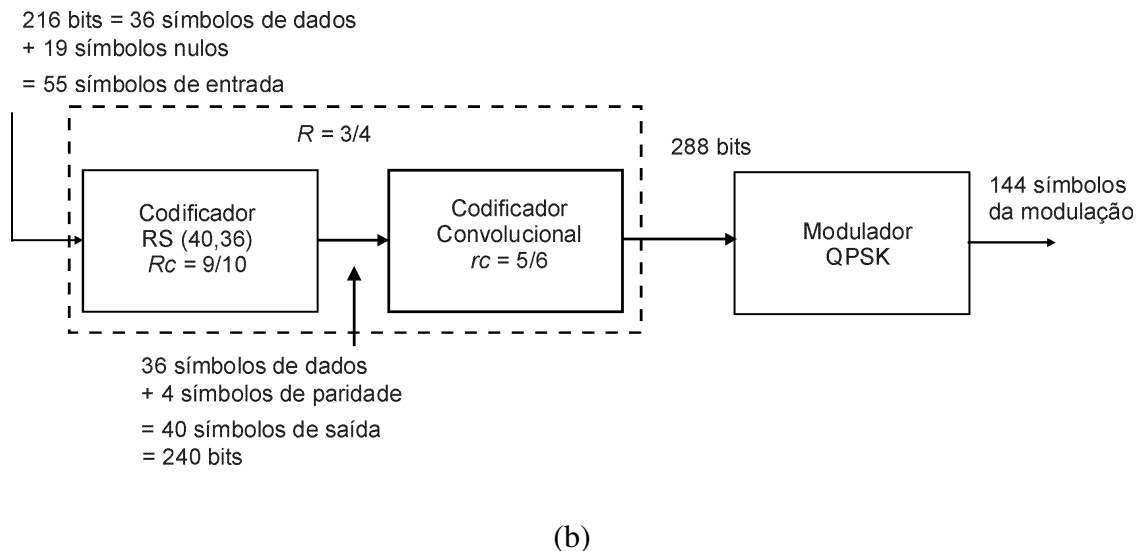
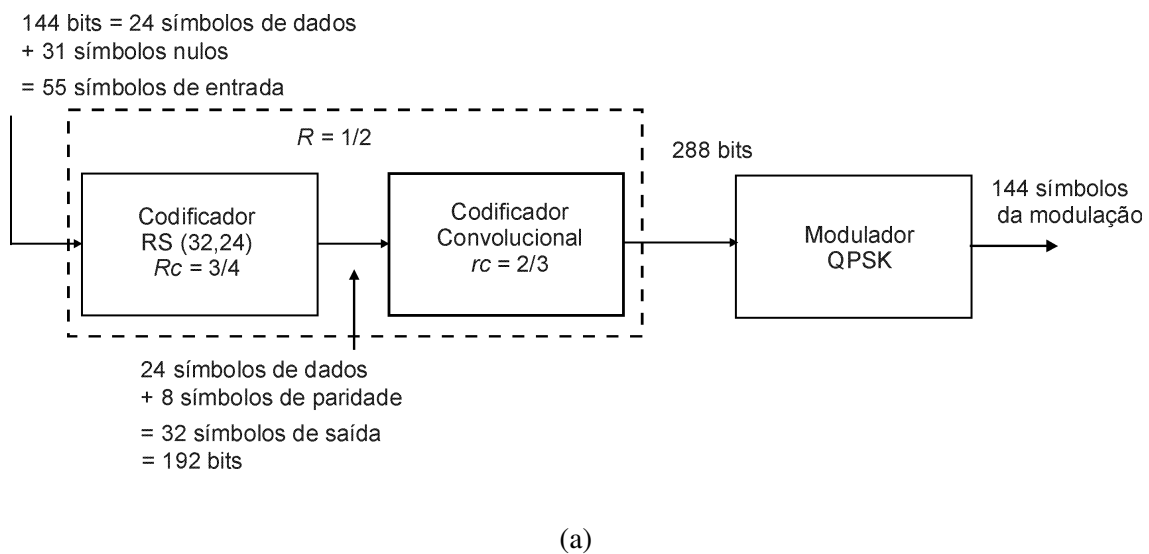


Figura 2.5: Parâmetros de codificação para modulação QPSK.

(a) Taxa de codificação igual a $\frac{1}{2}$; (b) Taxa de codificação igual a $\frac{3}{4}$.

Quando a taxa global requerida é de $\frac{3}{4}$, o padrão DVB-RCT define que apenas 4 dos 8 símbolos de paridade sejam transmitidos, e esta situação é mostrada na Figura 2.5b. Os códigos RS(32,24) e RS(40,36) resultantes das taxas de codificação globais $\frac{1}{2}$ e $\frac{3}{4}$, respectivamente, são denominados códigos “encurtados” (*shortened codes*).

2.4.2- Codificação Turbo

O codificador convolucional sistemático recursivo circular (CRSC) [8], definido como uma das alternativas para codificação de canal no padrão DVB-RCT, é construído a partir da concatenação paralela de dois códigos componentes do tipo RSC (*Recursive Systematic Convolutional*), cada um com duas entradas. O codificador é dito *circular* porque utiliza uma técnica que assegura que, ao final da operação de codificação, o codificador volte a um estado inicial, de modo que o processo possa ser representado por uma treliça circular [9] e não haja necessidade de agregar bits na entrada destinados à terminação do bloco. Conforme pode ser observado na Figura 2.6, são usados dois códigos componentes idênticos com memória $v = 3$. O polinômio que descreve as conexões do ramo de realimentação é $1 + D + D^3$, enquanto que os bits de paridade são gerados a partir do polinômio $1 + D^2 + D^3$. Para codificar a seqüência de dados, o codificador CRSC deve ser alimentado quatro vezes, duas vezes no modo normal de operação (chave na posição 1) e duas vezes com entrelaçamento temporal (chave na posição 2), conforme mostrado na Figura 2.6. O codificador é alimentado por blocos de k bits ou N pares ($k = 2 \times N$) [15]. O bit mais significativo do primeiro byte do bloco de informações é atribuído à entrada A, o próximo bit à entrada B, e assim sucessivamente para o resto do conteúdo da rajada. Em [15] estão definidos os padrões de funcionamento para que possam ser obtidas as taxas de codificação de $\frac{1}{2}$ e $\frac{3}{4}$.

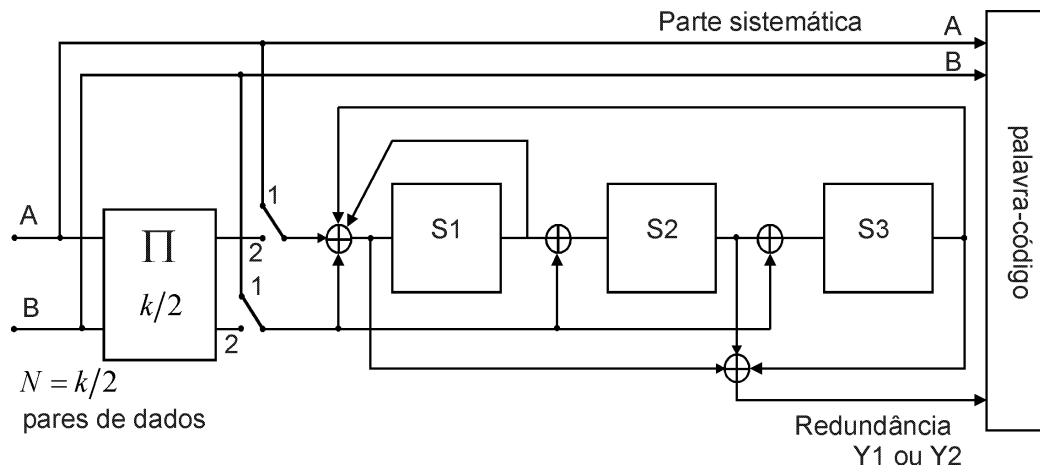


Figura 2.6: Codificador duo-binário convolucional sistemático recursivo circular (2-CRSC) [15].

Em [45] são apresentadas as características de desempenho para o chip RN-2821 Typhoon™, fabricado pela empresa Runcom Technologies e projetado especificamente para operação em sistemas DVB-T / DVB-RCT. Na referência [25], as técnicas de decodificação *enhanced-log-APP* (EL-APP) e *enhanced-max-log-APP* (EML-APP) são comparadas aos algoritmos de decodificação *log-APP* e *max-log-APP*. Neste caso, o prefixo “max-log” indica que essas técnicas são aproximações do algoritmo original e, portanto, são menos complexas para implementação prática em *hardware*.

2.5- Estrutura celular do padrão DVB-RCT

A configuração básica de uma célula DVB-RCT consiste de um canal de retorno que cobre toda uma célula DVB-T através de uma antena omnidirecional localizada na radiobase. Dependendo da disponibilidade de espectro, pode-se usar diversos canais DVB-RCT dentro de uma única célula DVB-T com o objetivo de aumentar a capacidade de escoamento de tráfego.

O reuso de frequência pode ser empregado para estender a cobertura do serviço, conforme análise apresentada em [38]. Neste caso, quando há reuso de frequências em células adjacentes, a capacidade suportada por uma célula é determinada pela interferência I criada pelos terminais pertencentes às células adjacentes. Para tornar máxima esta capacidade, são atribuídos esquemas de modulação e codificação com taxas mais altas ao maior número possível de usuários. Entretanto, como estes esquemas também necessitam de C/I (relação sinal-interferência) mais elevadas, a interferência produzida neste caso é maior. A estratégia ótima consiste em atribuir esquemas cujas C/I tenham relação inversa com a atenuação no meio, de modo que C/I mais altas sejam atribuídas, normalmente, a terminais mais próximos da radiobase [38].

2.6- Estudo de caso

A Figura 2.8 mostra três configurações possíveis no lado do usuário do sistema DVB-RCT. O objetivo deste exemplo é estimar o número máximo de usuários que podem ser atendidos por um provedor de serviços com concessão para operar um canal de 6 MHz dedicado ao tráfego de retorno com frequência central de 710 MHz. Cada tipo de serviço possui diferentes demandas por tráfego. Portanto, o primeiro passo para se determinar o número máximo de usuários em uma célula é definir qual o serviço oferecido. Por simplicidade, considerar-se-á que cada usuário opere com uma taxa constante $R_{usuário} = 128$ kbit/s. A maioria das aplicações de TV interativa não necessita de taxas de transmissão desta ordem. Entretanto, o DVB-RCT poderia ser uma alternativa atraente como rede de acesso em localidades onde não haja redes de cabo e nem seja viável o ADSL (do Inglês, *Asynchronous Digital Subscriber Line*) [13].

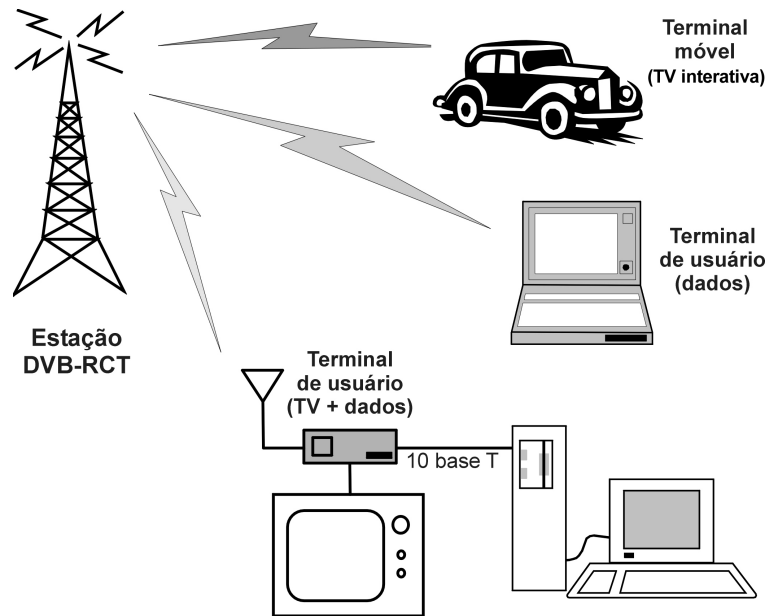


Figura 2.7: Possíveis configurações para usuários de um sistema DVB-RCT.

Como foi visto na seção 2.2, a taxa máxima possível de ser trafegada no canal DVB-RCT depende do esquema de codificação e do tipo de modulação utilizados em cada uma das portadoras do sinal OFDM. Os dois extremos são os modos de transmissão QPSK com taxa $R = \frac{1}{2}$ e 64-QAM com taxa $R = \frac{3}{4}$. As taxas líquidas de bit por portadora dependem também do tipo de formatação de pulso e do tempo de guarda T_g (no caso de formatação retangular). Uma vez obtidas de [15] as taxas líquidas de bit por portadora, a capacidade total disponível no canal DVB-RCT, doravante denominada R_{disp} , pode ser computada em função do número total de portadoras utilizadas, o que por sua vez depende do modo de operação. Vários canais DVB-RCT podem ser utilizados até que seja ocupado todo o espectro disponível de 6 MHz. Deve-se ter claro que, se $R_{usuário}$ é fixa, aumentando R_{disp} aumenta-se também o número de usuários capaz de ser suportado pela célula.

O tráfego IP na rede pode ser altamente assimétrico, dependendo do perfil dos usuários. Pode-se definir o *fator de assimetria* ρ como sendo a relação entre o tráfego gerado pelo usuário ($R_{upstream}$) e a taxa total disponível para aquele usuário:

$$\rho = \frac{R_{upstream}}{R_{usuário}} \quad (2.1)$$

Assim, usuários que usam a rede basicamente para navegar pelas páginas eletrônicas possuem tipicamente um fator de assimetria⁴ de 1:10, ou seja, apenas 10% do tráfego total parte do usuário. Quando há uma mistura entre baixa de arquivos, envio de mensagens de correio eletrônico e utilização de programas de troca de arquivos do tipo *peer-to-peer*, o fator de assimetria sobe para 1:5 ou até 1:2. É útil também definir o *fator de concentração* γ como sendo a relação entre o número de usuários simultaneamente em linha, N_{online} , e o número total de usuários na rede, N_{max} .

$$\gamma = \frac{N_{online}}{N_{max}} \quad (2.2)$$

onde $N_{online} \leq R_{disp} / R_{upstream}$. Sem considerar o cabeçalho do empacotamento IP, a capacidade total do sistema em termos do número máximo de usuários pode ser expressa por uma equação simples:

$$N_{max} = \frac{R_{disp}}{\rho \cdot \gamma \cdot R_{usuário}} \quad (2.3)$$

A Figura 15 mostra o número máximo de usuários que poderia ser suportado por uma célula onde 30% do total de assinantes estivessem simultaneamente em linha e onde 25% do tráfego total fosse gerado pelos usuários, para concentração de potência em um ou seis subcanais.

⁴ O fator de assimetria foi estipulado com base em premissas utilizadas por algumas operadoras de cabo para o cálculo da infra-estrutura necessária para oferecimento do serviço de acesso à internet em banda larga por meio de *cable modem*.

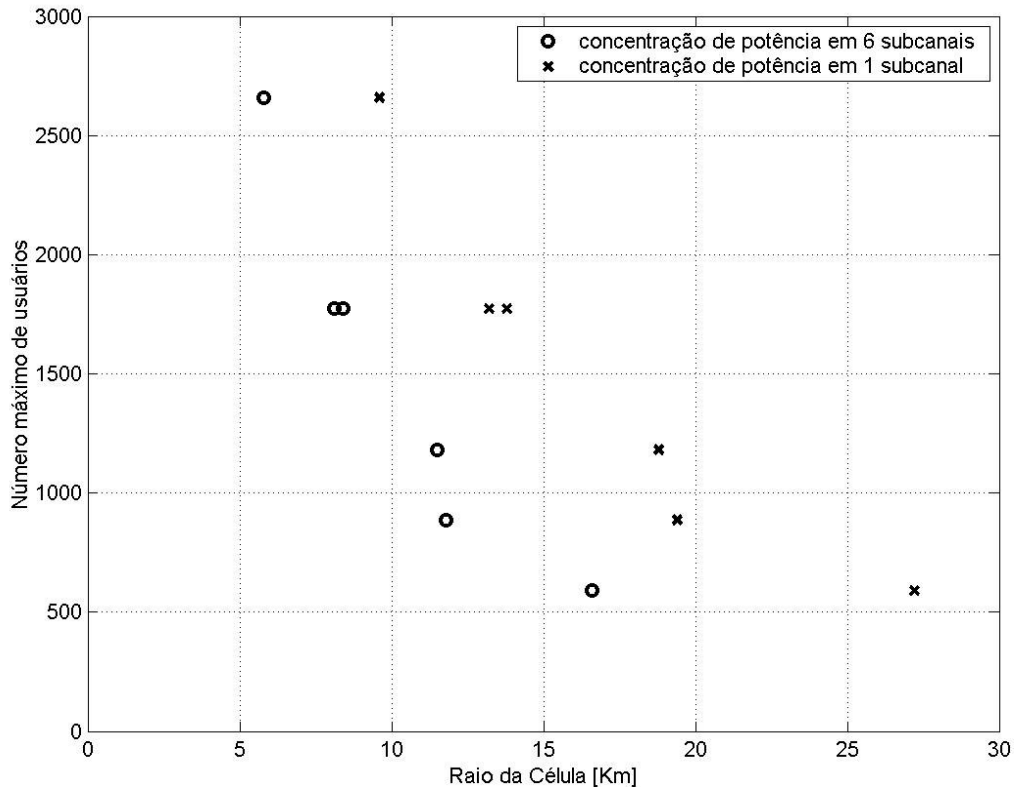


Figura 2.8: Número máximo de usuários em um canal de retorno limitado em 6 MHz em função do raio da célula para concentração de potência (no lado da recepção) em 1 e 6 subcanais.

Os cálculos foram feitos a partir de uma planilha disponibilizada pela empresa Runcom Technologies Ltd., e levam em consideração os seguintes parâmetros:

- Intervalo de guarda: $T_g = 1/32 \times T_s$;
- Modelo de propagação: NLOS (sem visada direta);
- Potência de transmissão do módulo DVB-RCT: $P_{usuário} = 1$ W;
- Potência de transmissão do sinal DVB-T na radiobase: $P_{rbs} = 100$ W;
- Ganho da antena no lado do usuário: $G_{usuário} = 18$ dBi;
- Ganho da antena no lado da radiobase: $G_{rbs} = 18$ dBi;
- Altura da antena de transmissão na radiobase: 50 m;
- Figura de ruído do receptor na radiobase: 5 dB;
- Figura de ruído no receptor do terminal de usuário: 6 dB;

- Margem de desvanecimento na estação radiobase: 5 dB;
- Margem de desvanecimento no módulo de retorno do *set-top*: 5 dB;

É importante notar que esses cálculos levam em consideração apenas a demanda por tráfego requerida no canal de retorno. Como a tendência expressa pelo fator de assimetria é de que a maior demanda por tráfego dá-se no sentido direto, é razoável supor que um único canal de 6 MHz no sentido direto não seja suficiente para acomodar o número de assinantes mostrado na Figura 15. De fato, tomando-se, por exemplo, o caso onde é utilizada modulação 64-QAM com taxa de codificação igual a $\frac{3}{4}$ no canal de retorno, a taxa total disponível R_{disp} é igual a 25,53 Mbit/s, o que leva a um número máximo de usuários igual a:

$$N_{\max} = \frac{25,53 \cdot 10^6}{0,25 \cdot 0,3 \cdot 128 \cdot 10^3} = 2.659$$

com um raio de cobertura máximo igual a 9,72 km, se a potência for concentrada em apenas um subcanal, conforme pode ser observado na Figura 2.8. Um pequeno ajuste na Equação (2.3) permite que seja calculada a taxa disponível requerida no canal de *downstream* para satisfazer ao número de usuários máximo no canal de retorno:

$$N_{\max} = \frac{R_{disp}(\text{downstream})}{(1 - \rho) \cdot \gamma \cdot R_{usuário}} \quad (2.4)$$

Substituindo os valores de N_{\max} , ρ e γ , obtém-se:

$$R_{disp}(\text{downstream}) = N_{\max} \cdot (1 - \rho) \cdot \gamma \cdot R_{usuário} = 2.659 \cdot (1 - 0,25) \cdot 0,3 \cdot 128 \cdot 10^3$$

$$R_{disp}(\text{downstream}) = 76,58 \text{ Mbit/s}$$

Neste caso, utilizando-se modulação 64-QAM e taxa de codificação igual a $\frac{3}{4}$ no canal direto DVB-T, tem-se uma taxa máxima resultante igual a 27,14 Mbit/s para um raio de cobertura de 13,25 km. Portanto, nesta situação específica, seriam necessários no

mínimo três canais de 6 MHz dedicados exclusivamente ao tráfego de dados no *downstream* para suprir as necessidades de tráfego requeridas pelos 2.659 usuários.

Capítulo 3

Códigos Produto de Paridade Simples para o Padrão DVB-RCT

Neste capítulo, apresenta-se uma análise sobre o desempenho de uma classe de códigos produto, construídos mediante a concatenação serial de códigos componentes de paridade simples, especificamente para atender às especificações do padrão DVB-RCT no que se refere à taxa de codificação e ao tamanho dos blocos de entrada e saída. Sobre as estruturas multidimensionais resultantes da concatenação serial destes códigos componentes, é possível aplicar processos de decodificação iterativa que levem em conta, a cada dimensão e a cada iteração, a probabilidade de ocorrência de cada símbolo na entrada do decodificador, num princípio conhecido como o da máxima probabilidade *a posteriori* (MAP – *Maximum A Posteriori*). As estruturas apresentadas são construídas de modo a atender às diferentes combinações entre tamanhos do bloco de entrada e taxas de codificação. Os arranjos sugeridos para cada código produto são tridimensionais (3D), quando o modo de operação do canal de retorno exigir taxa de codificação igual a $\frac{1}{2}$, e bidimensionais (2D), quando essa taxa for de $\frac{3}{4}$. Com a finalidade de melhorar o desempenho do código é inserida a paridade diagonal, situação na qual as características do código produto deixam de ser completamente atendidas. Nesses casos, optou-se por denominar tais códigos de “Códigos Produto modificados”. São apresentados resultados de simulação para códigos 3D com e sem paridade diagonal. No caso dos códigos bidimensionais, apenas os resultados com paridade diagonal são apresentados.

3.1- Códigos produto de paridade simples

Os códigos de paridade simples (SPC – *Single Parity Check*) são construídos usando as chamadas *equações de paridade*. Uma equação de paridade é formada agregando-se um bit de paridade a um determinado conjunto de bits de informação, de forma que o número total de bits “1” seja par, se for escolhida paridade par, ou o número total de bits “1” seja ímpar, caso a paridade ímpar tenha sido escolhida. Para evitar complicações desnecessárias, apenas a paridade par será considerada ao longo deste texto. As equações de paridade podem ser combinadas para produzir estruturas compostas com propriedades tais que tornem mais eficiente o processo de codificação e decodificação. Especificamente, um código produto pode ser formado a partir da concatenação serial de códigos componentes de paridade simples. Este tipo de estrutura apresenta vantagens como o aumento da *distância mínima* do código resultante, o que implica que um maior número de erros pode ser corrigido dentro de uma determinada palavra-código [47]; outra vantagem é que o processo de decodificação pode ser dividido em duas ou mais etapas, o que reduz a complexidade total da decodificação. De fato, a maior vantagem do esquema de codificação de canal proposto neste capítulo é a baixa complexidade dos processos de codificação e decodificação. A complexidade da implementação pode afetar, por exemplo, o consumo, a confiabilidade e o custo do equipamento de comunicação.

As técnicas de codificação usadas em conjunto com a decodificação iterativa combinam diferentes códigos componentes, de tal maneira que cada um deles possa ser decodificado de forma independente. O termo Turbo é utilizado para designar esquemas de decodificação iterativos, nos quais decisões suaves provenientes da primeira etapa de decodificação são passadas para o(s) estágio(s) seguinte(s), num processo que pode ser repetido várias vezes com o objetivo de produzir decisões cada vez mais confiáveis. Basicamente, há duas grandes famílias de códigos Turbo: uma baseada na concatenação de

códigos convolucionais e outra baseada na concatenação de códigos de bloco [23]. Uma estrutura de concatenação paralela com dois códigos convolucionais sistemáticos recursivos (RSC – *Recursive Systematic Convolutional*) idênticos, separados por um entrelaçador temporal pseudo-aleatório, foi utilizada por Berrou [6] em sua publicação histórica de 1993, na qual foram obtidos resultados surpreendentes para a época, com relações sinal-ruído normalizadas (E_b/N_0) distantes apenas 0,7 dB da Capacidade de Shannon, embora para isto tivesse sido necessário trabalhar com um tamanho de bloco de entrada da ordem de 65.000 bits. Neste caso, foram executadas 18 iterações antes de ser feita a estimativa sobre o bloco de mensagem transmitido. Na decodificação, foi empregada uma versão modificada do algoritmo BCJR [5], que minimiza a probabilidade de erro na para códigos de bloco e convolucionais e proporciona a probabilidade *a priori* para cada bit decodificado. Blocos de entrada desta ordem podem causar *latência* no sistema de comunicação, a qual pode resultar em atraso intolerável para aplicações mais sensíveis a este tipo de efeito, como a comunicação bidirecional de voz, para citar um exemplo. Mas, em geral, tanto os códigos Turbo formados a partir de códigos componentes convolucionais quanto os construídos usando códigos de bloco são beneficiados à medida que se aumenta o tamanho do bloco de dados na saída [36].

Uma variação do esquema apresentado em [6] é o esquema CRSC duo-binário apresentado no Capítulo 2, que serve como alternativa à concatenação de códigos Reed-Solomon e convolucionais no padrão DVB-RCT.

O primeiro a propor um código turbo usando códigos de bloco foi Ramesh Pyndiah, na conferência Globecom'94, realizada em San Francisco, EUA [43]. Entre os autores que seguiram esta mesma linha de utilizar-se códigos de bloco como códigos componentes, concatenados paralela ou serialmente, pode-se citar Hunt [29], Rankin [44], e Guimarães [23]. Nas duas primeiras referências é considerada a concatenação serial de códigos

componentes de paridade simples. Em [23] são empregados códigos componentes de bloco não sistemáticos com construção multinível, construídos com base na regra de concatenação generalizada [11], também concatenados serialmente e separados por entrelaçadores temporais de bloco.

Em [29] é introduzido o termo *conjunto* de equações de paridade, a ser usado em vez do termo *dimensão*, para melhor caracterizar as estruturas de paridade que vão além das paridades calculadas para cada dimensão do arranjo de entrada, como a paridade diagonal em um código de produto bidimensional. Por “arranjo”, entenda-se a estrutura geométrica assumida por um conjunto de bits ao longo dos processos de codificação e de decodificação. A paridade diagonal para um código 2D pode ser obtida tomando-se o conjunto de bits gerado após a codificação no sentido das linhas e das colunas. A equação de paridade diagonal pode ser calculada computando-se os bits correspondentes às diagonais à direita e/ou à esquerda do bloco. Estas estruturas, além de permitirem maior flexibilidade no dimensionamento do bloco de entrada, podem ser projetadas de modo a (i) aumentar a distância mínima do código e (ii) possuir uma estrutura que permita uma melhoria na confiabilidade da decisão no curso do processo da decodificação iterativa [29].

Os ganhos de desempenho proporcionados pela utilização de entrelaçadores temporais aleatórios, ao invés de entrelaçadores de bloco convencionais, são analisados em [44], onde também trata-se da concatenação serial e paralela de códigos produto.

3.1.1- Codificação

Um código produto multidimensional pode ser construído a partir do comprimento do bloco de informação em cada dimensão $\{k_1, k_2, \dots, k_d\}$, sendo possível usar códigos

componentes sistemáticos ou não sistemáticos (n_q, k_q, d_{\min}) [23]. O código produto resultante possui blocos de comprimento:

$$N = \prod_{q=1}^D n_q \quad (3.3)$$

onde D é o número total de dimensões do código produto. Se k_q/n_q é a taxa do código componente na dimensão q , a taxa do código produto é:

$$R = \prod_{q=1}^D \frac{k_q}{n_q} \quad (3.4)$$

De uma forma geral, a distância mínima de um código produto formado pela concatenação serial de códigos de bloco é dada por [23]:

$$d_{\min} = \prod_{q=1}^D d_{\min_q} \quad (3.5)$$

A Figura 3.1 ilustra as etapas de codificação quando são utilizados dois códigos componentes SPC $(n, k, d_{\min}) = (5, 4, 2)$ para formar um código produto bidimensional (2D). Primeiramente, os bits de informação são arranjados na forma de um quadrado (hipercubo de duas dimensões). Os bits de paridade são então calculados para cada coluna do arranjo 2D de entrada. Depois são calculadas as paridades das linhas, o que inclui o bit relativo à última linha, comumente denominado paridade-das-paridades. A ordem da codificação não afeta o desempenho global do código produto [44]. Como os códigos componentes são iguais nas duas dimensões, substituindo-se os valores de n e k nas equações de (3.3) a (3.5), obtém-se $N = 25$, $R = 0,64$ e $d_{\min} = 4$.

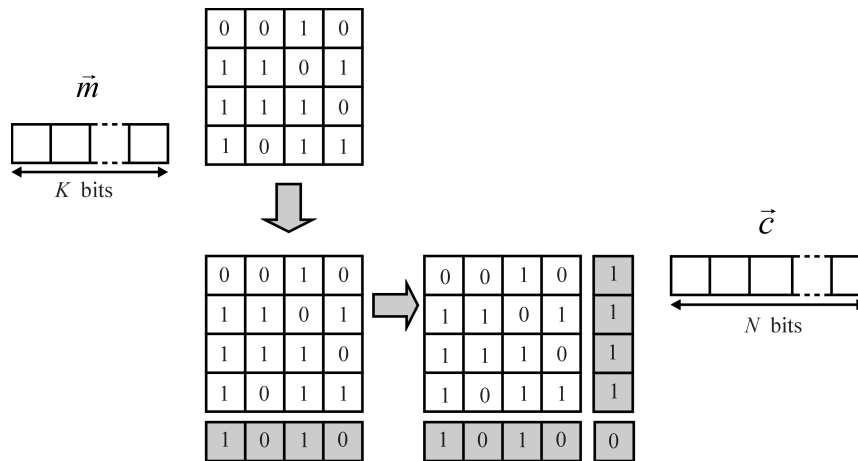


Figura 3.1: Código produto 2D construído a partir da concatenação serial de códigos componentes idênticos SPC $(n,k) = (5,4)$.

A Figura 3.2 mostra um arranjo tridimensional (3D), também formado por códigos componentes SPC $(5,4,2)$. Neste caso, além das paridades nas colunas e nas linhas, aparece também um plano correspondente aos bits de paridade gerados no sentido da profundidade do bloco.

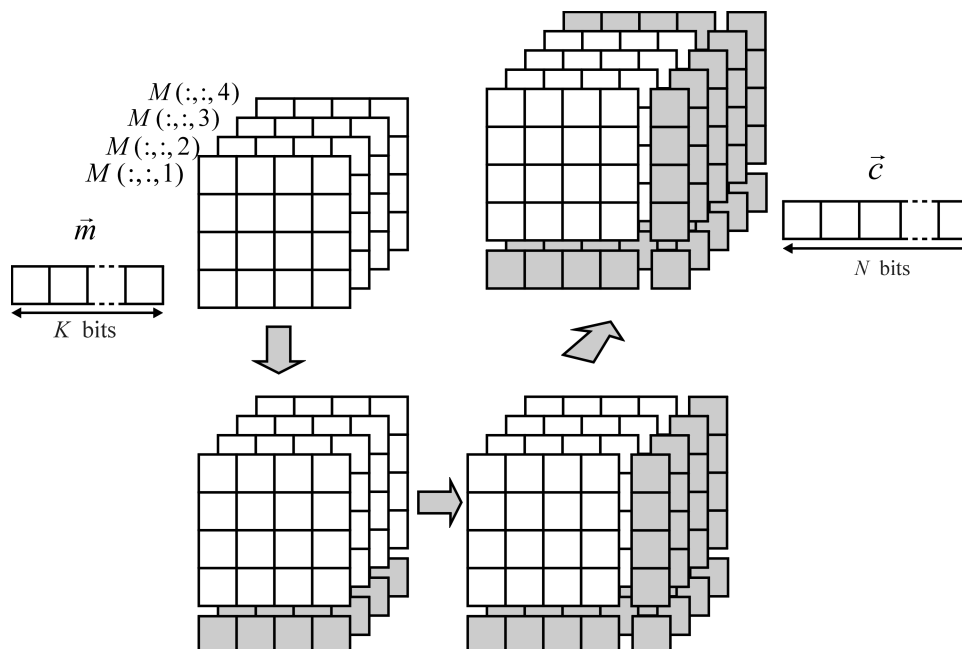


Figura 3.2: Código produto 3D com códigos componentes SPC $(n,k) = (5,4)$.

Das equações (3.3), (3.4) e (3.5), tem-se: $N = 125$, $R = 0,51$ e $d_{\min} = 12$. É imediato

concluir que a nova dimensão trouxe como benefício o aumento da distância mínima, o que representa uma tendência para melhoria de desempenho, e a possibilidade de se trabalhar com blocos de saída mais longos; entretanto, a taxa de codificação vai-se reduzindo com o aumento no número de dimensões.

3.1.2 Decodificação Turbo do código produto

A Figura 3.4 ilustra o aspecto das funções densidade de probabilidade (*fdp*) condicionadas aos níveis de sinal medidos na saída do detector, para sinalização antipodal com níveis de tensão no lado da transmissão dados por $+\sqrt{E_c}$ e $-\sqrt{E_c}$ e probabilidades de entrada (*a priori*) iguais para cada símbolo. Essas *fdp*'s são também denominadas *funções de verossimilhança*.

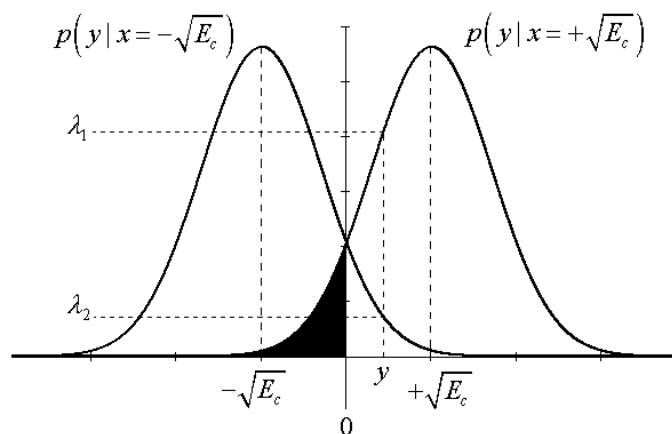


Figura 3.4: Funções de verossimilhança para sinalização antipodal.

A função à direita $p(y|x = +\sqrt{E_c})$ corresponde à função de verossimilhança dada a condição de que o bit “1” tenha sido transmitido ($x = +\sqrt{E_c}$). A função mais à esquerda, $p(y|x = -\sqrt{E_c})$, ilustra uma *fdp* similar, válida quando o bit transmitido for “0” ($x =$

$-\sqrt{E_c}$). O eixo horizontal no gráfico da Figura 3.4 contém a faixa de valores que pode assumir cada uma das posições do vetor \bar{y} . Nessa mesma figura é indicado o ponto y , que representa o valor na saída do detector para um determinado instante de decisão. Uma linha vertical partindo de y corta as duas funções de verossimilhança nos pontos λ_1 e λ_2 . O princípio de decisão abrupta que utiliza a regra da *máxima verossimilhança* (ML – *Maximum Likelihood*) estabelece que seja escolhido o símbolo $x = +\sqrt{E_c}$ se $\lambda_1 > \lambda_2$, ou $x = -\sqrt{E_c}$, caso $\lambda_1 < \lambda_2$. Isto é equivalente a se decidir pelo bit “1” se y cair no lado positivo do eixo horizontal ou pelo bit “0” caso contrário.

Enquanto a regra de decisão ML pressupõe probabilidades *a priori* (APP – *A Priori Probability*) iguais para cada símbolo, ou seja, $P(x = +\sqrt{E_c}) = P(x = -\sqrt{E_c})$, a regra conhecida como *máxima probabilidade a posteriori* (MAP) leva em consideração probabilidades *a priori* distintas na decisão. A regra MAP é expressa em termos da APP da seguinte forma:

$$P(x = +\sqrt{E_c} | y) \underset{H_2}{\overset{H_1}{>}} P(x = -\sqrt{E_c} | y) \quad (3.3)$$

Para um determinado valor y na saída do detector, a Equação (3.3) indica que se deve escolher a hipótese H_1 caso a probabilidade de que $+\sqrt{E_c}$ tenha sido transmitido seja maior que a probabilidade de se ter transmitido $-\sqrt{E_c}$. Caso contrário, deve-se usar a hipótese H_2 . A decisão é arbitrária em favor de $+\sqrt{E_c}$ ou $-\sqrt{E_c}$ caso as APP's sejam iguais.

Pode ser vantajoso operar com as funções de verossimilhança no domínio logarítmico [23], no qual multiplicações e divisões são convertidas em adições e subtrações, respectivamente. Tomando-se o logaritmo da razão expressa na Equação (3.3),

define-se uma métrica útil denominada Razão de Log-Verossimilhança (LLR – *Log-Likelihood Ratio*) [47]:

$$L(\hat{x}) = L(x | y) = \ln \left[\frac{P(x = +\sqrt{E_c} | y)}{P(x = -\sqrt{E_c} | y)} \right] \quad (3.4)$$

onde $L(\hat{x})$ é o valor *a posteriori* da razão de verossimilhança, que é um número real que representa uma decisão suave na saída do detector. Usando o teorema de Bayes, da Equação (3.4) tem-se:

$$L(\hat{x}) = \ln \left[\frac{p(y | x = +\sqrt{E_c})}{p(y | x = -\sqrt{E_c})} \right] + \ln \left[\frac{P(x = +\sqrt{E_c})}{P(x = -\sqrt{E_c})} \right] = L_c(y) + L(x) \quad (3.5)$$

onde $L_c(y)$ corresponde à medida do canal nas condições alternadas nas quais $x = +\sqrt{E_c}$ ou $x = -\sqrt{E_c}$ possam ter sido transmitidos e $L(x)$ é o valor *a priori* dos símbolos de entrada. Este valor de $L(x)$ não é conhecido até que seja completada a primeira iteração de decodificação. Por isso, em geral, é inicialmente considerado nulo. A saída do decodificador SISO é composta pelos valores *a posteriori* dos bits codificados mais a *informação extrínseca* obtida no processo de decodificação. O valor da informação extrínseca é realimentado à entrada do decodificador SISO, como o valor da LLR *a priori* para a próxima iteração, o que proporciona uma melhoria da confiabilidade da decisão à medida que são completadas as diversas iterações.

Substituindo-se o numerador e o denominador de $L_c(y)$ pelas equações que descrevem a distribuição Gaussiana, e respeitando-se os valores médios em cada caso, conforme ilustrado na Figura 3.4, obtém-se:

$$L_c(y) = \ln \left[\frac{p(y|x = +\sqrt{E_c})}{p(y|x = -\sqrt{E_c})} \right] = \ln \left[\frac{\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{y - \sqrt{E_c}}{\sigma} \right)^2 \right]}{\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{y + \sqrt{E_c}}{\sigma} \right)^2 \right]} \right] = \frac{4\sqrt{E_c}}{N_0} \cdot y \quad (3.6)$$

Partindo-se da LLR na saída do detector expressa na Equação (3.5), pode-se mostrar que, para códigos sistemáticos, a razão de log-verossimilhança na saída do decodificador, em uma determinada dimensão q , pode ser expressa como [47] [6]:

$$L_q(\hat{x}) = L_c(\bar{y}) + L_q(\bar{x}) + Le_q(\hat{x}) \quad (3.7)$$

onde $L_q(\bar{x})$ é o vetor que contém a informação *a priori* que alimenta o decodificador da q -ésima dimensão e $Le_q(\hat{x})$ é o vetor com a chamada informação extrínseca, ou informação adicional devida à paridade, que se obtém no processo de decodificação na q -ésima dimensão. A informação extrínseca representa a quantidade de informação adicionada ao valor real de entrada do decodificador (entrada suave) para formar o valor real na saída (saída suave) [29]. A informação extrínseca para o i -ésimo bit ($i = 1, 2, \dots, n_q$) no código componente de paridade simples é dada por [44]

$$Le_q(\hat{x}_i) = (-1)^{n_q} \cdot 2 \cdot \operatorname{atanh} \left[\prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_q} \tanh \left(\frac{L_q(x_j) + L_c(y_j)}{2} \right) \right] \quad (3.8)$$

onde n_q é o número de bits codificados na q -ésima dimensão, $L_c(y_j)$ é a medida do estado de canal na posição de bit j e $L_q(x_j)$ é a LLR de entrada do bit j na q -ésima dimensão.

A Equação (3.8) difere da mostrada em [44, p. 58] pelo termo $(-1)^{n_q}$, que aparece para o caso em questão devido à representação do elemento lógico “0” pelo símbolo $-\sqrt{E_c}$. Esta representação coincide com aquela usada em [47, p. 484]. Quando a

representação do elemento lógico “0” é feita pelo símbolo $+\sqrt{E_c}$, o termo $(-1)^{n_q}$ não é usado no cálculo da informação extrínseca [44] [26]. O Apêndice A traz um exemplo que ilustra a constatação feita em [23], na qual, para o tipo de mapeamento de símbolo usado neste texto, deve-se levar em conta se o número de elementos do código componente é par ou ímpar. O termo $L_q(\vec{x})$ é composto pela soma das informações extrínsecas correspondentes às demais dimensões do código produto, conforme expresso por:

$$L_q(\vec{x}) = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^D L_{e_i}(\hat{x}) \quad (3.9)$$

onde D é o número de dimensões do código produto. Deve-se notar que os “vetores” ou “planos” de paridade diagonal, conforme se trabalhe com códigos 2D ou 3D, respectivamente, são considerados como sendo dimensões adicionais do código produto modificado.

Um exemplo do procedimento usado para computar a paridade diagonal é mostrado na Figura 3.5. O bloco formado pelos bits de informação mais os bits correspondentes às paridades vertical e horizontal é primeiramente re-ordenado para formar uma nova matriz 5×5 , cujas colunas correspondem a diagonais à esquerda do bloco original. Uma forma para conseguir isto é fazendo deslocamentos circulares nas linhas da matriz original da Figura 2a. A primeira linha não é deslocada; a segunda linha é deslocada para a esquerda em um bit e a $l^{\text{ésima}}$ linha do bloco original é deslocada de $l - 1$ bits. A paridade diagonal à esquerda é então calculada através do cômputo dos bits de paridade no sentido das colunas da matriz mostrada na Figura 2b. Em uma estrutura 3D, o mesmo procedimento pode ser usado para gerar os vetores linha de paridade diagonal correspondentes aos diversos planos, sucessivos no sentido da profundidade, por exemplo, de uma estrutura tridimensional.

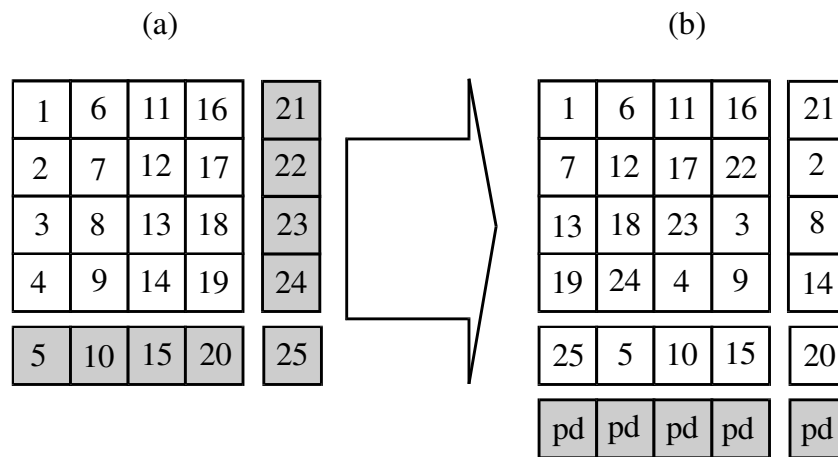


Figura 3.5: Cômputo da paridade diagonal esquerda para um código produto 2D $(5,4)^2 = (5 \times 5, 4 \times 4)$. (a) Matriz com bits de informação, bits de paridade horizontal e bits de paridade vertical; (b) Modificação em (a) para o cálculo da paridade diagonal à esquerda.

O algoritmo base de decodificação usado nesta dissertação é descrito em [44, pp 57-60], com as modificações pertinentes quando utilizadas as paridades diagonais, conforme será visto na Seção 3.3. Os passos de decodificação podem ser sumarizados da forma que segue:

- *Inicialização:* calcular as razões de log-verossimilhança do canal para todos os símbolos recebidos, $L_c(\bar{y})$, de acordo com a Equação (3.6). Fazer a informação extrínseca, $Le_q(\bar{x})$, igual a zero em todas as dimensões do código produto.
- *Decodificação em todas as dimensões:* calcular a informação extrínseca para todos os bits que formam o código produto, para a primeira dimensão, $q = 1$, através da Equação 3.8. Usando, em conformidade com a Equação 3.9 [44] [26], a soma da informação extrínseca das outras dimensões como informação *a priori* para cada bit, calcular a informação extrínseca para todos os bits na segunda dimensão. Repetir este processo para todas as dimensões do código.

- *Repetição*: o ciclo de decodificação, ou iteração, está completo uma vez que todas as dimensões tenham sido decodificadas. Repetir este ciclo, ou iteração, quantas vezes for necessário.

A estimativa sobre a palavra-código transmitida, \hat{x} , é obtida efetuando-se a operação descrita na Equação (3.11) no vetor de saída suave $L_T(\bar{x})$, que por sua vez é expresso pela Equação (3.10):

$$L_T(\hat{x}) = Lc(\bar{y}) + \sum_{i=1}^D Le_i(\hat{x}) \quad (3.10)$$

e

$$\hat{x} = \begin{cases} 1 & L_T(\hat{x}) \geq 0 \\ 0 & L_T(\hat{x}) < 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

$L_T(\hat{x})$ é um número real que proporciona uma decisão abrupta a respeito do símbolo transmitido. Isto é, para valores positivos de $L_T(\hat{x})$, decide-se por “1”; para valores negativos de $L(\hat{x})$, decide-se por “0”. A *confiabilidade* da decisão é tanto maior quanto maior for a magnitude de $L_T(\hat{x})$. Aspectos práticos exigem que os valores totais da informação extrínseca sejam limitados para evitar problemas de manipulação numérica na implementação. Conforme sugerido em [44], os resultados das operações efetuadas pelo decodificador para o cálculo da informação extrínseca, em cada dimensão, foram limitados à faixa de valores entre -100 e +100.

Para a primeira iteração no decodificador 3D da Figura 3.6, admite-se normalmente que as probabilidades *a priori* para cada um dos bits codificados sejam iguais a $\frac{1}{2}$, o que implica numa LLR de entrada $L_1(\bar{x})$ igual a zero para o segundo termo à direita da Equação (3.7). O valor da LLR do canal, $Lc(\bar{y})$, é medido tomando-se o logaritmo da razão entre λ_1 e λ_2 , conforme visto na Figura 3.4, utilizando-se a Equação (3.6). A saída

de cada decodificador é formada pela LLR's na saída do detector, $L_c(\bar{y}) + L_q(\bar{x})$, e pela informação extrínseca $Le_q(\hat{x})$. Conforme ilustrado na Figura 3.6, à entrada de cada decodificador é aplicada a soma das LLR's extrínsecas correspondentes às demais dimensões do código.

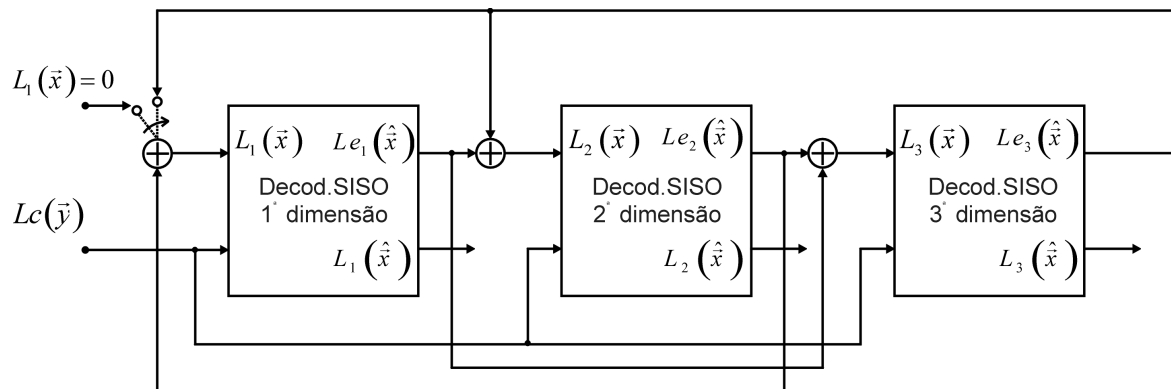


Figura 3.6: Procedimento de decodificação iterativa com três decodificadores de entrada e saída suaves.

3.2. Arranjos compatíveis com o DVB-RCT

Conforme mencionado no capítulo anterior, qualquer que seja a modulação e o tipo de codificação usado no DVB-RCT, as rajadas de dados produzidas após o processo de codificação e modulação têm um tamanho fixo de 144 símbolos modulados. Dependendo da eficiência espectral obtida, são requeridos na entrada do codificador de canal blocos com comprimentos diversos, de acordo com o que foi mostrado no Capítulo 2 e que está reproduzido, por conveniência, na Tabela 3.1.

Vale ressaltar que o objetivo deste trabalho é a investigação de um conjunto de esquemas de codificação de canal com decodificação Turbo com parâmetros ajustados de acordo com os requisitos de comprimento de bloco e de taxa de codificação de canal presentes no padrão DVB-RCT. Por razões de simplicidade, tais esquemas foram avaliados

isoladamente nos canais AWGN e com desvanecimento *Rayleigh* plano, utilizando modulação BPSK, para os comprimentos de bloco e taxas listados na Tabela 3.1. A simulação desses esquemas levando-se em conta todos os parâmetros de transmissão e de múltiplo acesso especificados no padrão DVB-RCT pode apresentar complexidade elevada, além da proposta desta dissertação. Iniciativas similares à utilizada neste trabalho foram adotadas em [7] e [25] para avaliação do código CRSC. Não foi identificada pelo autor nenhuma publicação que apresentasse o desempenho do sistema de forma completa, embora em [10] tenha sido feita uma análise do comportamento do codificador CRSC quando associado a modulações de mais alta ordem.

Modulação	Taxa do código (<i>R</i>)	Bits de informação em 144 símbolos modulados
QPSK	$\frac{1}{2}$	144
	$\frac{3}{4}$	216
16-QAM	$\frac{1}{2}$	288
	$\frac{3}{4}$	432
64-QAM	$\frac{1}{2}$	432
	$\frac{3}{4}$	648

Tabela 3.1: Número de bits de informação em uma rajada em função da taxa do código e do tipo de modulação.

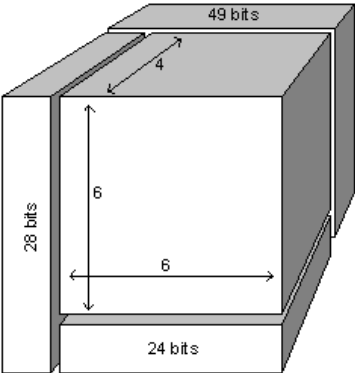
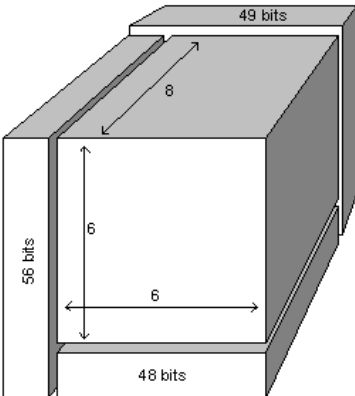
Para cada caso ajustou-se o número de dimensões e o comprimento dos códigos componentes do código produto. Os códigos foram projetados de modo que a taxa resultante, no mínimo, excedesse a taxa especificada pelo padrão DVB-RCT. Com códigos componentes de paridade simples, o uso de arranjos 3D é viável apenas quando a taxa de codificação exigida é $R = \frac{1}{2}$. Quando a taxa exigida é $R = \frac{3}{4}$ não é possível exceder duas dimensões no código produto. Além disso, em algumas situações, os blocos de entrada e saída resultantes têm de ser ajustados com a inserção de símbolos nulos tanto na entrada como na saída do codificador.

Como será visto, o número de bits de saída nos arranjos 3D propostos fica aquém do especificado para a taxa de codificação igual a $\frac{1}{2}$, em maior ou menor proporção, para todos os esquemas sugeridos. É possível, portanto, inserir novas equações de paridade no arranjo a ser transmitido, com o objetivo de melhorar o desempenho total do código. Conforme mencionado anteriormente, com a inserção dessas novas equações de paridade os códigos produto passam a ser chamados de “códigos produto modificados”. Optou-se por fazer o cálculo desses bits adicionais de paridade no sentido diagonal à esquerda de cada um dos planos que formam o bloco tridimensional, que por sua vez é composto pelos bits de informação e de paridades nos sentidos horizontal e vertical. De forma similar ao caso 3D, quando a taxa de codificação especificada é de $\frac{3}{4}$ (e os arranjos propostos são 2D), o número de bits resultante da codificação nos sentidos horizontal e vertical é menor do que o exigido pelo padrão DVB-RCT. Os arranjos 2D sugeridos nesses casos sempre incluem os bits de paridade correspondentes às diagonais à esquerda e à direita do bloco formado pelos bits de informação e de paridades horizontais e verticais. As próximas subseções procuram analisar o desempenho em termos de taxa de erro de bit (BER) para os códigos produto 3D e para os códigos produto modificados 2D e 3D.

3.2.1 Códigos produto 3D

Um código produto adaptado para operar com 144 bits de entrada é mostrado na primeira linha da Tabela 3.2. A paridade é primeiramente calculada no sentido das colunas por meio de um código componente SPC $(n, k) = (7, 6)$, de forma que sejam agregados ao bloco de entrada original os 24 bits correspondentes à paridade das colunas do arranjo tridimensional de 144 bits. Os 28 bits correspondentes à paridade das linhas são então calculados usando um código componente igual ao utilizado na primeira dimensão. Após

esta etapa, são obtidos os 49 bits de paridade correspondentes à codificação na terceira dimensão (sentido da profundidade) com uso de um código componente SPC $(n, k) = (5,4)$. O bloco de saída do código produto resultante possui 245 bits e taxa $R = 144 / 245 = 0,58$, a qual é ajustada para 0,50 com a inserção de 43 símbolos nulos no bloco de saída. Os demais arranjos seguem o mesmo princípio de implementação. A Tabela 3.2 apresenta as estruturas propostas para os diversos tamanhos de bloco requeridos no padrão DVB-RCT, além de um arranjo adicional para bloco de entrada com comprimento igual a 188 bytes, que equivale ao tamanho do bloco na saída de um multiplex de transporte MPEG-2.

Especificado			Formato do Bloco	Código produto 3D		
Bloco de Entrada	Bloco de Saída	Taxa		Bloco de Entrada	Bloco de Saída	Taxa
144 bits (18 bytes)	288 bits	$\frac{1}{2}$		144 bits (18 bytes)	245 bits + 43 bits nulos	$\frac{1}{2}$
288 bits (36 bytes)	576 bits	$\frac{1}{2}$		288 bits (36 bytes)	441 bits + 135 bits nulos	$\frac{1}{2}$

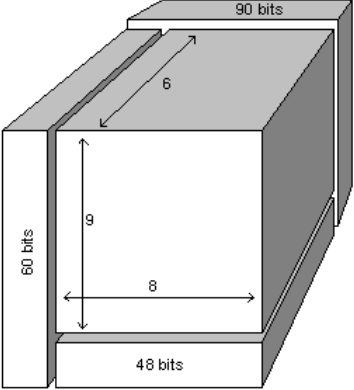
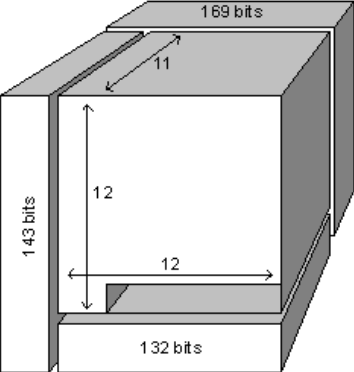
Especificado			Formato do Bloco	Código produto 3D		
Bloco de Entrada	Bloco de Saída	Taxa		Bloco de Entrada	Bloco de Saída	Taxa
432 bits (54 bytes)	864 bits	$\frac{1}{2}$		432 bits (54 bytes)	630 bits + 234 bits nulos	$\frac{1}{2}$
1504 bits (188 bytes)	-	-		1584 bits ou 1504 + 80 bits nulos	2040 bits	0.78

Tabela 3.2: Códigos produto 3D, sugeridos para taxa de codificação $R = \frac{1}{2}$.

3.2.2 Códigos produto 2D modificados

A Tabela 3.3 ilustra os arranjos 2D específicos para os modos de operação com taxa de codificação igual a $\frac{3}{4}$. Com o objetivo de melhorar o desempenho dos códigos 2D, além dos bits de paridade correspondentes a cada dimensão são também enviados os bits correspondentes às paridades diagonais à direita e à esquerda do hipercubo formado pelos bits de informação e pelos bits de paridade resultantes do cálculo da paridade nas linhas e nas colunas.

Nota-se, pelos diagramas mostrados na Tabela 3.3, a necessidade de se completar com zeros o bloco de entrada, de forma que o mesmo possa ser ordenado como um quadrado perfeito, tornando mais simples a aplicação da paridade diagonal. Para o cálculo desta paridade, toma-se por base inicialmente o bloco 2D formado com códigos componentes idênticos (n, k) . Este bloco é reordenado da seguinte forma: a primeira linha do arranjo não sofre nenhum deslocamento, e a linha l ($l = 1, 2, \dots, n$) sofre l deslocamentos circulares à esquerda, por exemplo. A paridade diagonal à esquerda é obtida computando-se a paridade no sentido das colunas do arranjo resultante [23]. Conforme pode ser observado na Tabela 3.3, os blocos de saída propostos contêm as paridades diagonais à direita e à esquerda do bloco formado pelos bits de informação e pelos bits de paridade no sentido das linhas e das colunas.

A influência da paridade diagonal é mais detalhadamente analisada em [29], onde são definidas certas regras de combinação dos bits. Os melhores resultados foram obtidos com a restrição de que os códigos componentes em cada dimensão tivessem o mesmo comprimento, com número ímpar de elementos na palavra-código. Outra regra de formação da paridade diagonal é descrita em [23] e, neste caso, basta que os códigos componentes sejam de mesmo comprimento. Como os requisitos de taxa e tamanho do bloco de entrada já estão definidos no padrão DVB-RCT, o principal compromisso na determinação, tanto das estruturas 2D quanto das estruturas 3D, foi melhorar tanto quanto possível a relação entre tamanho do bloco de entrada e taxa requerida, através da escolha adequada do comprimento dos códigos componentes nas diversas dimensões.

Especificado			Formato do Bloco	Código produto 2D		
Bloco de Entrada	Bloco de Saída	Taxa		Bloco de Entrada	Bloco de Saída	Taxa
216 bits (27 bytes)	288 bits	$\frac{3}{4}$		216 bits + 9 bits nulos	288 bits	$\frac{3}{4}$
432 bits (54 bytes)	576 bits	$\frac{3}{4}$		441 bits + 9 bits nulos	528 bits + 43 bits nulos	$\frac{3}{4}$
648 bits (81 bytes)	864 bits	$\frac{3}{4}$		676 bits + 28 bits nulos	783 bits + 81 bits nulos	$\frac{3}{4}$

Tabela 3.3: Códigos produto 2D modificados, sugeridos para taxa de codificação $R = \frac{3}{4}$.

3.2.3 Códigos produto 3D modificados

Da Tabela 3.2, verifica-se que os blocos de saída resultantes possuem comprimento menor do que o exigido no DVB-RCT, sendo necessário adicionar símbolos nulos para que a taxa resultante torne-se igual à especificada. A Tabela 3.4 mostra uma alternativa para que bits de paridade sejam transmitidos ao invés de símbolos nulos. Tomando-se novamente como exemplo o código com bloco de entrada de 144 bits da Tabela 3.2, basta imaginar que este bloco 3D seja formado por “planos” de 49 bits, sucessivos no sentido da profundidade, para cada um dos quais são calculados 7 bits de paridade diagonal à esquerda, o que resulta na formação de um plano horizontal de paridade diagonal com 35 bits. Uma particularidade da Tabela 3.4, se comparada à Tabela 3.2, é a mudança da estrutura geométrica para o caso do bloco de entrada igual a 54 bytes. Aqui, para simplificação do cálculo da paridade diagonal, preferiu-se trabalhar com uma estrutura geométrica com lados iguais em duas de suas dimensões.

Especificado			Formato do Bloco	Código produto 3D modificado		
Bloco de Entrada	Bloco de Saída	Taxa		Bloco de Entrada	Bloco de Saída	Taxa
144 bits (18 bytes)	288 bits	1/2		144 bits (18 bytes)	280 bits + 8 bits nulos	1/2

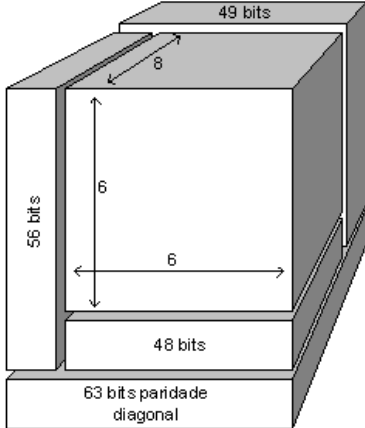
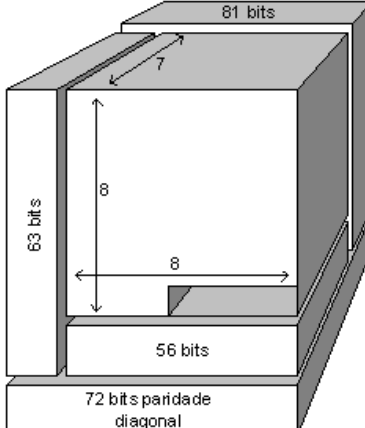
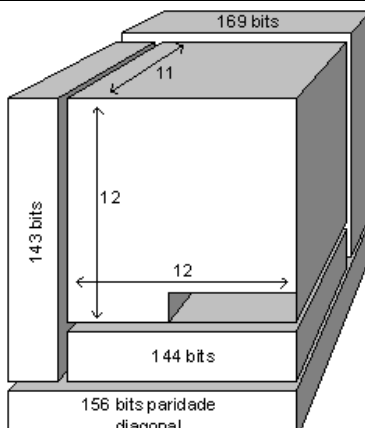
Especificado			Formato do Bloco	Código produto 3D modificado		
Bloco de Entrada	Bloco de Saída	Taxa		Bloco de Entrada	Bloco de Saída	Taxa
288 bits (36 bytes)	576 bits	$\frac{1}{2}$		288 bits (36 bytes)	504 bits + 72 bits nulos	$\frac{1}{2}$
432 bits (54 bytes)	864 bits	$\frac{1}{2}$		441 bits ou 432 + 9 bits nulos (54 bytes)	720 bits + 144 bits nulos	$\frac{1}{2}$
1504 bits (188 bytes)	-	-		1584 bits ou 1504 + 80 bits nulos (188 bytes)	2040 bits	$\frac{1}{2}$

Tabela 3.4: Códigos produto 3D modificados, sugeridos para taxa de codificação $R = \frac{1}{2}$.

3.3- Desempenho em canal AWGN

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação em canal AWGN dos códigos produto mostrados nas tabelas 3.2, 3.3 e 3.4. De uma forma geral, estes códigos apresentam desempenho inferior, em termos de taxa de erro de bit, se comparados ao código Turbo CRSC do padrão DVB-RCT. O *chip* RN-2821, que implementa a camada física desta especificação, requer aproximadamente 3 dB de relação sinal-ruído normalizada para operar com uma taxa de erro de bloco de 10^{-5} [45] para blocos de entrada de 432 bits, o que pode corresponder a uma BER da ordem de 10^{-7} , dependendo do número médio de bits errados dentro de um bloco. O código produto equivalente necessita no mínimo 6 dB para proporcionar uma BER dessa ordem.

Ao contrário do que foi observado em [29], o valor constante $\frac{4 \cdot \sqrt{E_c}}{N_0}$, que aparece na pela Equação (3.6), parece realmente influenciar no desempenho do código, de modo que a informação sobre a potência média do ruído deve de alguma maneira ser estimada e enviada ao decodificador.

3.3.1- Um modelo de canal de comunicação afetado por ruído AWGN para análise da taxa de erro de bit

Em sistemas de comunicação digital, a confiabilidade é comumente expressa em termos da taxa de erro de bit (BER – *Bit Error Rate*), ou *probabilidade de erro de bit*, medida na saída do receptor. Claramente, quanto menor a BER, mais confiável é o sistema de comunicação. Assim, uma forma de se comparar diferentes esquemas de codificação é através de curvas de BER em função da relação sinal-ruído normalizada, E_b/N_0 , onde E_b

é a energia média do bit e N_0 é a densidade espectral de potência do ruído branco gaussiano aditivo (AWGN – *Additive White Gaussian Noise*), medida em watts por Hz. Esta forma idealizada de ruído possui densidade espectral de potência igual a $N_0/2$, independentemente da frequência de operação. A rigor, o ruído branco possui potência média infinita e é, portanto, fisicamente irrealizável. Entretanto, como sistemas reais são limitados em largura de faixa, é suficiente que, na saída do filtro casado ou correlator, a largura de faixa do ruído seja consideravelmente maior que a do sinal transmitido para que o modelo possa ser empregado na análise de desempenho de um enlace de comunicação digital. A densidade espectral de potência do ruído AWGN pode também ser descrita como sendo a potência média do ruído dividida pela largura de faixa de interesse, W .

A Figura 3.7 apresenta um modelo de referência para um enlace de comunicação digital codificado que utiliza modulação BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*).

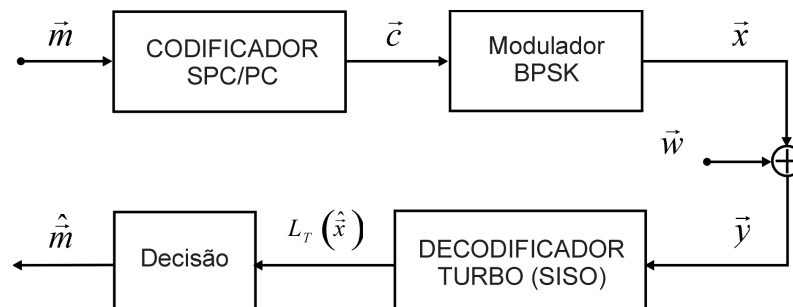


Figura 3.7: Sistema de comunicação com sinalização antipodal em bandabase; canal de comunicação afetado por ruído AWGN.

A análise de desempenho feita neste capítulo limita-se ao caso onde é usada modulação BPSK. Com a introdução do codificador, a energia do símbolo na saída do modulador varia proporcionalmente com a taxa de codificação. A energia média do símbolo codificado relaciona-se com a energia média presente em cada bit da seguinte forma:

$$E_c = R \cdot E_b \quad (3.12)$$

onde $R = K / N$ é a taxa do código. Salvo citação em contrário, este texto pressupõe que seja utilizado o seguinte mapeamento de símbolos: o elemento lógico “0” é representado pelo nível de tensão $-\sqrt{E_c}$ e o elemento lógico “1” equivale ao símbolo de transmissão com amplitude $+\sqrt{E_c}$.

Na Figura 3.7, o efeito provocado pelo ruído AWGN está sendo representado pelo vetor \vec{w} , de comprimento N , que contém em cada uma das suas posições de bit uma variável aleatória gaussiana com média zero e variância $\sigma^2 = N_0/2$. Este valor representa a densidade espectral de potência na saída do correlator ou filtro casado. O vetor que contém as amostras de cada símbolo que forma a palavra-código recebida \vec{y} , na entrada do decodificador turbo, pode então ser expresso por [23]:

$$\vec{y} = \vec{x} + \vec{w} \quad (3.13)$$

A classe de códigos produto apresentada torna-se atrativa quando o decodificador tira proveito da informação de canal presente no vetor \vec{y} . Para que seja viável a decodificação iterativa, o decodificador Turbo deve ser do tipo SISO (*Soft-Input Soft-Output*), ou seja, a saída e a entrada podem assumir quaisquer valores dentro de uma faixa de valores predeterminados. Isto permite melhorar a confiabilidade da decisão sobre os símbolos transmitidos, a cada dimensão e a cada iteração, conforme será detalhado adiante. Após um número especificado de iterações, o dispositivo de decisão na saída do decodificador transforma em elementos lógicos 1's ou 0's os valores reais presentes nas K posições correspondentes aos bits de mensagem do vetor $L_T(\hat{x})$. O vetor \hat{m} resultante carrega as estimativas sobre cada bit que compõe o bloco de informação transmitido.

3.3.2 Desempenho dos códigos produto 3D

A Figura 3.8 mostra a variação no desempenho do código produto ($10 \times 9 \times 7$, $9 \times 8 \times 6$) em função do número de iterações. De acordo com a Tabela 3.2, este código tem bloco de entrada igual a 54 bytes e, após a inserção de 234 zeros na saída, passa a ter taxa igual a $\frac{1}{2}$. O desempenho melhora a cada ciclo, mas a partir de um número de iterações equivalente ao número de dimensões do código produto esta melhoria torna-se cada vez menos significativa [44]. Este comportamento é genérico para os códigos SPC/PC e SPC/PC modificados apresentados neste trabalho.

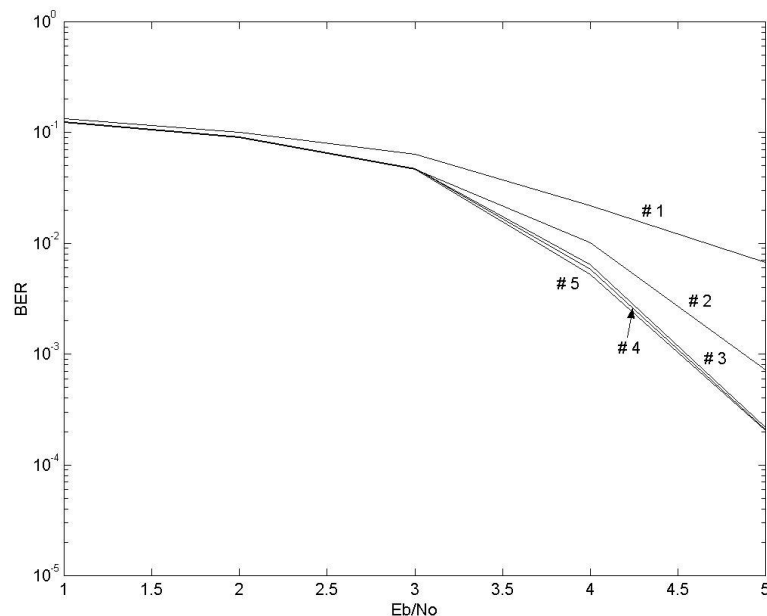


Figura 3.8: Variação da taxa de erro de bit (BER) em função do número de iterações para o código produto SPC 3D com bloco de entrada de 54 bytes.

Na Figura 3.9 são apresentadas as distribuições dos valores suaves da LLR total na saída do decodificador Turbo (Equação 3.10), após cada iteração, para símbolos de entrada equiprováveis e para uma relação sinal-ruído normalizada $E_b / N_0 = 5$ dB.

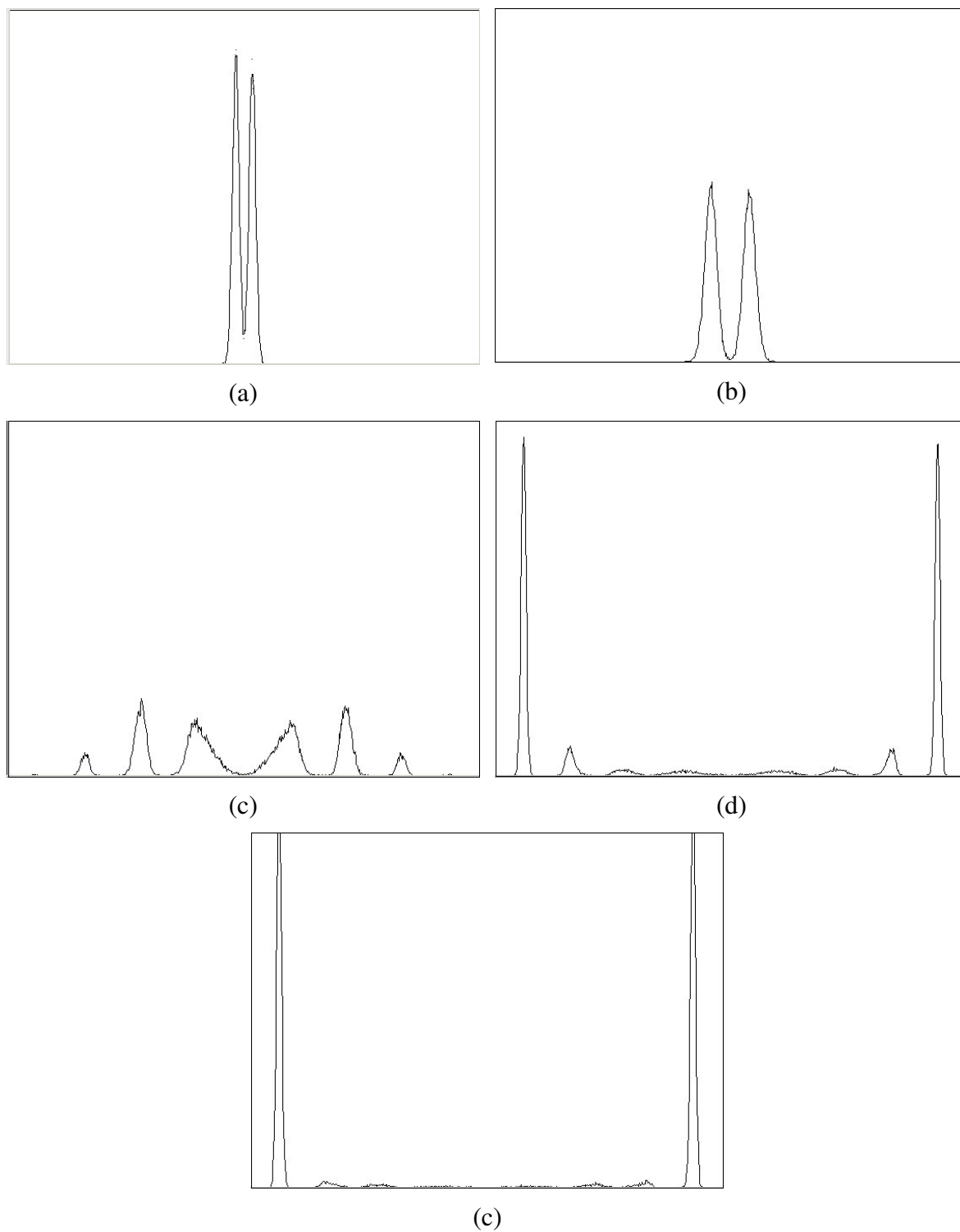


Figura 3.9: Histogramas normalizados das variações de amplitude da LLR total na saída do decodificador Turbo para o código $(10 \times 9 \times 7, 9 \times 8 \times 6)$ @ $E_b / N_0 = 5$ dB. Número de iterações: (a) 1; (b) 2; (c) 3; (d) 4; (e) 5.

A LLR total é obtida pela soma da LLR do canal com os valores da informação extrínseca correspondentes a cada dimensão do código produto, conforme expresso pela

Equação (3.10). Nos histogramas apresentados, o centro do eixo horizontal representa o limiar de decisão, à direita do qual a decisão é favorável ao bit “1”. Quando a amplitude da LLR total está situada à esquerda do valor de limiar, a decisão sobre o símbolo transmitido é pelo bit “0”. Os valores suaves da LLR têm magnitude tanto maior quanto mais afastadas elas estiverem do ponto central. Pode-se observar a similaridade da distribuição de amplitudes para quatro e cinco iterações, o que está de acordo com a convergência mostrada na Figura 3.6. Por este motivo, os resultados de simulação mostrados nas seções subsequentes consideram um número fixo de cinco iterações na decodificação. Um maior número de iterações não melhora significativamente o desempenho, pelo menos não a ponto de justificar a latência e a complexidade adicionais. A Figura 3.9 ilustra ainda uma peculiaridade da distribuição de amplitudes da LLR total, no que se refere à concentração dos valores suaves da LLR total a intervalos regulares, num comportamento que também é genérico para todos os códigos apresentados neste trabalho. Isso foi constatado por meio de diagramas construídos por meio do programa *Simulink*®, conforme exemplo mostrado no Apêndice B. Pretende-se, em trabalhos futuros, analisar as causas da ocorrência deste fenômeno.

A Figura 3.10 mostra o desempenho em canal AWGN dos códigos produto 3D da Tabela 3.2. O número de bytes indicado na legenda corresponde ao comprimento do bloco de entrada. Para uma taxa de erro de bit igual a 10^{-5} , o ganho de codificação é de aproximadamente 3,6 dB para o código $(10 \times 9 \times 7, 9 \times 8 \times 6)$. Este código dista aproximadamente 5,8 dB da capacidade teórica de Shannon para taxa de codificação igual a $\frac{1}{2}$ e para uma BER igual a 10^{-5} . Nota-se, pela Figura 3.10, que o desempenho é melhor para códigos com menor comprimento do bloco de saída para valores de E_b / N_0 inferiores a 6 dB. Este comportamento opõe-se à afirmação feita na seção 3.1, onde é citada a tendência de melhoria de desempenho com o aumento do comprimento do bloco de saída

do codificador. Deve-se levar em consideração, entretanto, que os códigos produto com maior comprimento de bloco propostos neste trabalho são também aqueles onde um maior número de símbolos nulos são inseridos no bloco de saída, conforme pode ser comprovado observando-se a Tabela 3.2. A introdução de símbolos nulos no bloco de saída diminui a energia média por bit codificado sem proporcionar ganho no processo de codificação. Vem daí a conveniência de se transmitir bits de paridade ao invés de símbolos nulos, de acordo com o que será visto na subseção 3.3.3. A generalização destas constatações empíricas poderia ser ratificada com uma análise de limitantes de probabilidade de erro para os códigos em questão.

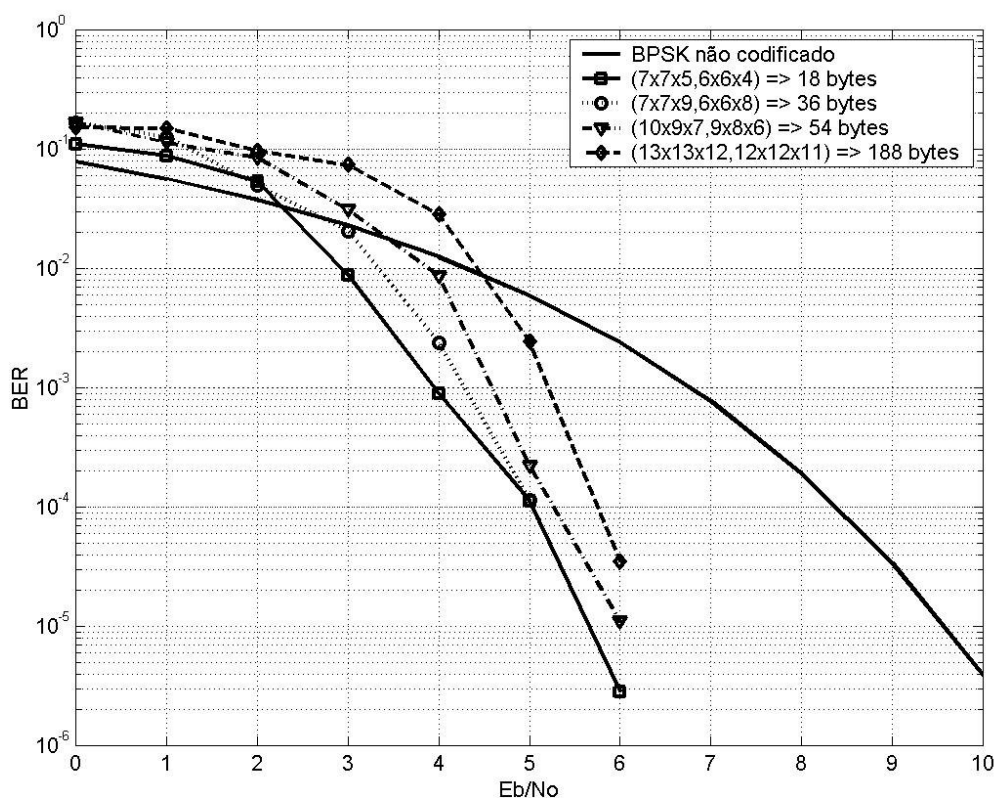


Figura 3.10: Taxa de erro de bit (BER) para códigos produto SPC 3D, taxa = $\frac{1}{2}$ e canal AWGN: estimativa do símbolo feita após 5 iterações.

3.3.3 Desempenho dos códigos produto 2D modificados

As curvas de desempenho para os códigos 2D com paridade diagonal e taxa de codificação igual a $\frac{3}{4}$ são mostradas na Figura 3.11. Foi verificado que há substancial melhoria de desempenho por conta do acréscimo das duas dimensões de paridade diagonal (à esquerda e à direita) com relação a um código produto 2D convencional. Quando utilizada a paridade diagonal, tanto no caso de códigos bidimensionais quanto tridimensionais, o algoritmo de decodificação trata as novas equações de paridade como se fossem novas dimensões do código produto, efetuando as operações necessárias para o cálculo da informação extrínseca relativa a cada uma destas dimensões. Para uma BER = 10^{-5} , o código produto 2D modificado com 54 bytes de entrada dista da capacidade teórica de Shannon ($\cong 1,6$ dB para modulação BPSK, canal AWGN e taxa de codificação igual a 0,75) em aproximadamente 3,8 dB.

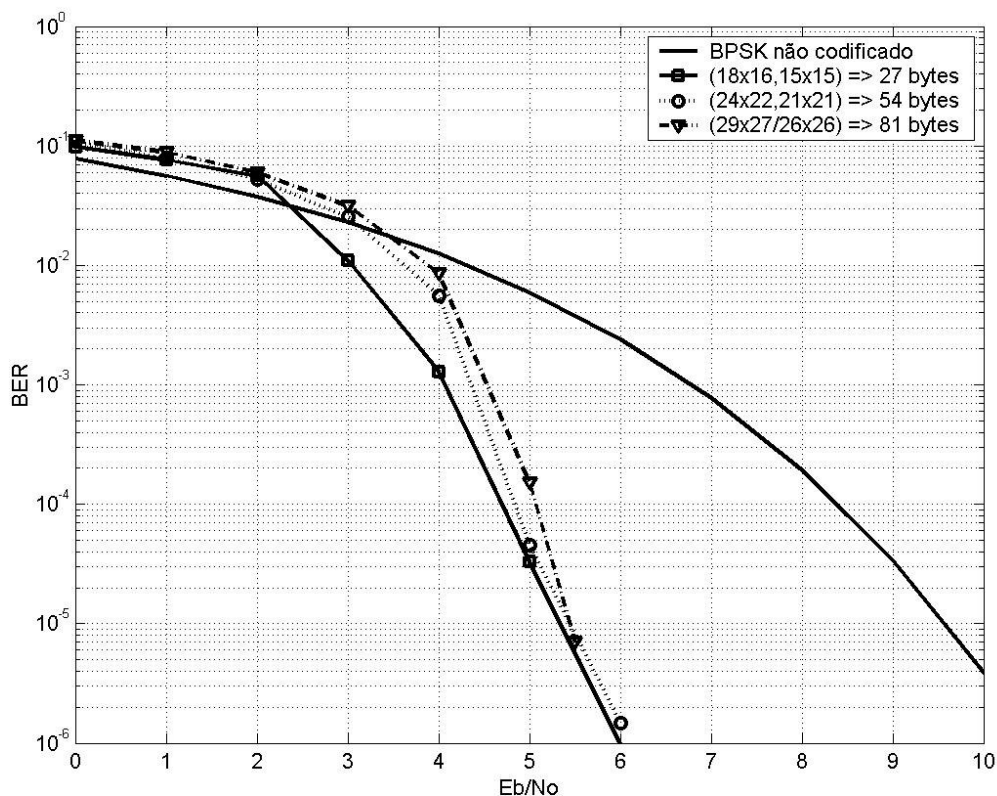


Figura 3.11: Taxa de erro de bit (BER) para códigos produto SPC 2D com paridade diagonal, taxa = $\frac{3}{4}$, e canal AWGN: estimativa do símbolo feita após 5 iterações.

3.3.4 Desempenho dos códigos produto 3D modificados

A inclusão de paridade diagonal para os diversos planos bidimensionais que formam o bloco que contém os bits de informação de paridade horizontal e vertical tem duas vantagens: em primeiro lugar, melhora-se o desempenho geral do código, o que se traduz pelo deslocamento à esquerda na curva da taxa de erro de bit versus a relação sinal-ruído normalizada; em segundo lugar, aumenta-se a convergência [9] do código, ou seja, torna-se menor, para um determinado código, o valor de E_b / N_0 para o qual a taxa de erro de bit começa a decrescer de forma mais acentuada.

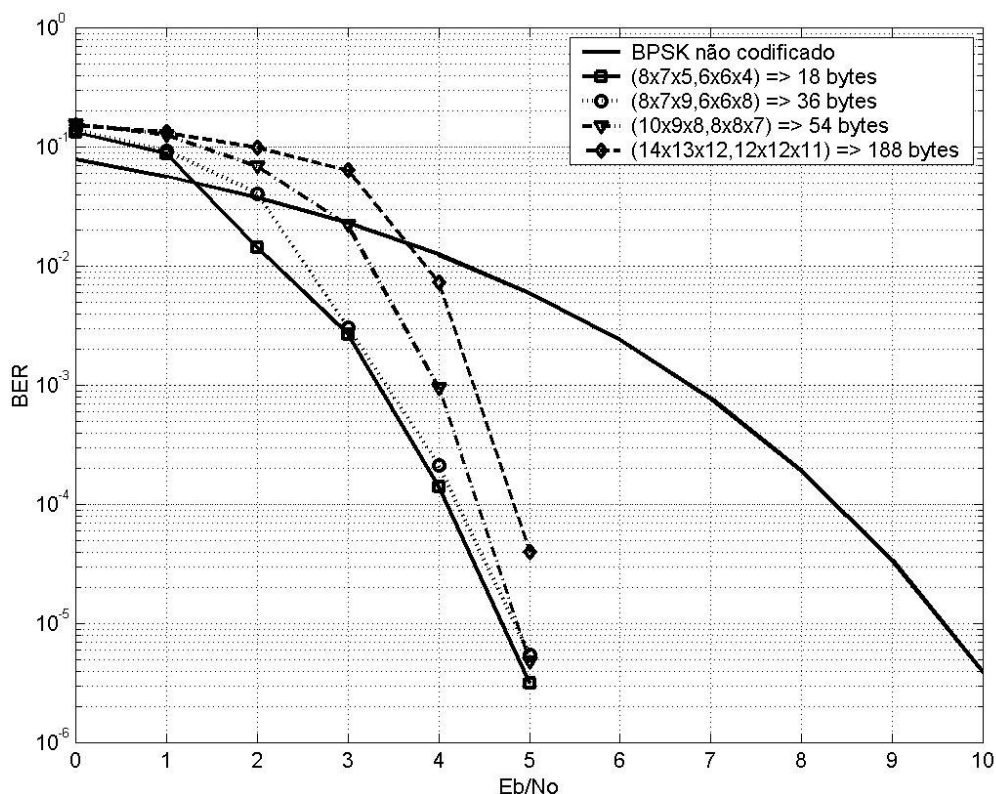


Figura 3.12: Taxa de erro de bit (BER) para códigos produto SPC 3D com paridade diagonal, taxa = $\frac{1}{2}$ e canal AWGN: estimativa do símbolo feita após 5 iterações.

Da Figura 3.12, pode-se observar que o código produto 3D modificado, sugerido para um comprimento de bloco de entrada igual a 54 bytes, é melhor que o código produto original (sem paridade diagonal), haja vista que seu ganho de codificação é igual a 4,8 dB e

sua distância para capacidade teórica ($\cong 0,2$ dB para modulação BPSK, canal AWGN e taxa de codificação igual a 0,5) é de 4,6 dB, valores estes obtidos para uma taxa de erro de bit igual a 10^{-5} .

3.4- Desempenho em canal com desvanecimento

O canal afetado por ruído branco aditivo Gaussiano (AWGN), no qual os dados, livres de interferência intersimbólica, vão sendo corrompidos por amostras de ruído estatisticamente independentes, é o ponto de partida usual para obtenção dos resultados básicos de desempenho para um sistema de comunicação [47]. No entanto, em um enlace sem fio existe tipicamente mais de um caminho de propagação entre o transmissor e o receptor. O sinal que chega ao receptor consiste num somatório de sinais provenientes de múltiplas reflexões, os quais, por possuírem amplitude e fase aleatórias, podem interagir construtiva ou destrutivamente em um determinado ponto no espaço. Este fenômeno é conhecido como *desvanecimento*. Além disso, principalmente no caso de recepção móvel, deve ser levado em consideração o desvio em frequência provocado pela velocidade relativa entre transmissor e a unidade de recepção.

3.4.1- Modelo de canal com desvanecimento

A análise das características do canal, aliada ao conhecimento dos parâmetros do sinal transmitido, tem o propósito de evidenciar a probabilidade de ocorrência de desvanecimento *plano* ou *seletivo*, *rápido* ou *lento*, o que pode contribuir para simplificação do processo de simulação. É útil, portanto, que se tenha em mãos uma caracterização do canal para o qual se deseja investigar o desempenho de um determinado

sistema de comunicação. Os modelos de canais propostos em [17] foram utilizados para simulação de desempenho do sistema DVB-T. Estes modelos são derivados do perfil de intensidade de potência mostrado na Figura 3.13. É importante notar que este perfil de intensidade de potência é resultado de uma média de observações consecutivas da resposta ao impulso em uma determinada área de interesse. A comparação do valor médio da dispersão temporal com a duração do símbolo transmitido pode revelar a provável natureza do desvanecimento sofrido pelo sinal ao passar pelo canal com multipercurso.

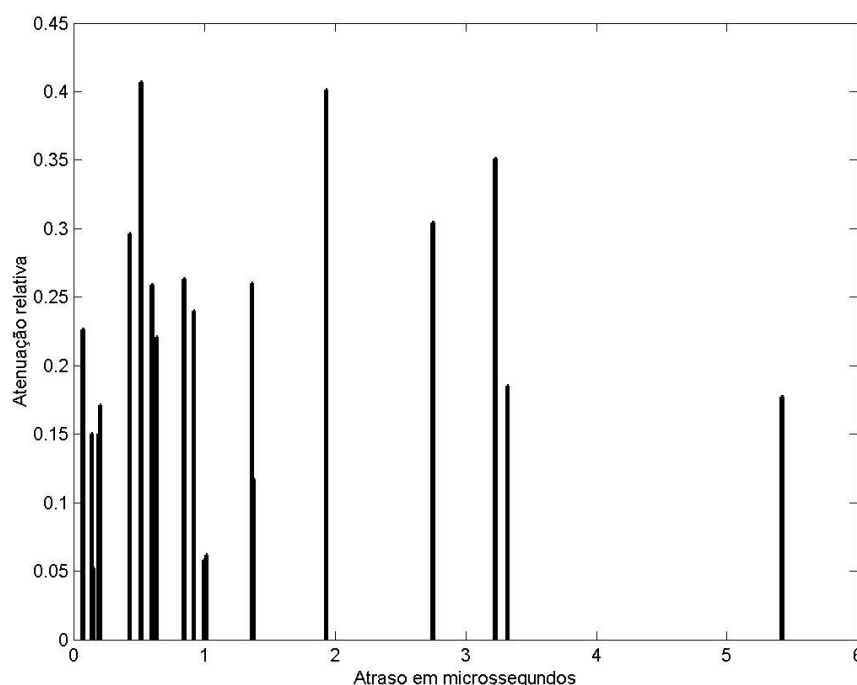


Figura 3.13: Perfil de intensidade de potência usado para simulação de recepção fixa ou móvel no padrão DVB-T [17].

O canal de comunicação provoca *desvanecimento plano* quando sua dispersão temporal é muito menor que a duração do símbolo e *desvanecimento seletivo* no caso inverso. Neste último caso, o sinal recebido inclui múltiplas versões da forma de onda transmitida, que são atenuadas e atrasadas no tempo e, eventualmente, sobrepostas a símbolos adjacentes, o que provoca interferência intersimbólica. Para melhor compreender esta denominação, é conveniente lembrar que a resposta ao impulso do canal e sua resposta

em frequência estão relacionados através da Transformada de Fourier. É possível, portanto, obter uma descrição equivalente do canal no domínio da frequência, conforme mostrado na Figura 3.14, que ilustra ainda uma das vantagens do sistema OFDM: a transmissão paralela de símbolos usando taxas relativamente baixas reduz a largura de faixa ocupada pelo sinal e, conforme pode ser observado, faz com que canal seja aproximadamente plano em cada portadora do sinal OFDM, mesmo para o símbolo de menor duração no DVB-RCT ($T_s = 299 \mu\text{s}$).

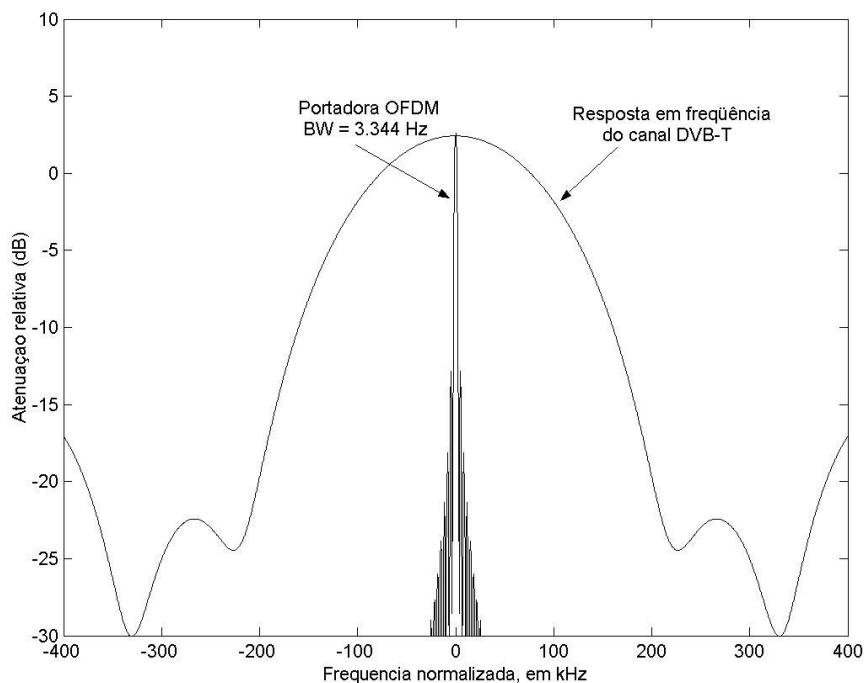


Figura 3.14: Comparação da largura de faixa ocupada por uma portadora do sinal OFDM no modo de operação CS3 e da resposta em frequência para o canal sugerido em [17].

De fato, sabe-se que, num ambiente com mobilidade, a resposta ao impulso da Figura 3.13 será variável e, portanto, a resposta em frequência do canal também será variável. Neste caso, a medida mais adequada é a Banda de Coerência B_c do canal, que é a banda dentro da qual as componentes de frequência do sinal sofrem desvanecimentos correlacionados. O valor do espalhamento de retardo RMS (τ_{RMS}) do canal da Figura 3.13

pode ser calculado e vale $1,24 \mu\text{s}$. Como $B_c = 1/\tau_{RMS}$, decorre que a banda de coerência para este canal vale aproximadamente 715 kHz, valor muito superior à largura de faixa ocupada por uma portadora do sinal OFDM. Assim, pode-se considerar que, para o tipo de sinal transmitido, o canal provoca desvanecimento plano.

Como o canal é plano para o tipo de sinal que se requer transmitir, a simulação dos efeitos dos múltiplos percursos de propagação pode ser implementada segundo o modelo de desvanecimento multiplicativo, representado pela expressão:

$$\vec{y}' = \vec{\alpha} \cdot e^{j\vec{\theta}} \cdot \vec{x} \quad (3.14)$$

onde cada elemento de $\vec{\theta}$ varia aleatoriamente de $-\pi$ a $+\pi$, afetando a fase de \vec{x} segundo uma distribuição de probabilidades uniforme; os elementos do vetor $\vec{\alpha}$ influenciam a magnitude do sinal na saída do canal, obedecendo à distribuição de probabilidades de *Rayleigh* quando não haja predominância de um único percurso de propagação, e à distribuição de *Rice* em situações onde, por exemplo, haja uma linha de visada direta entre o transmissor e o receptor. O produto indicado no segundo membro da Equação (3.14) refere-se a uma multiplicação elemento-a-elemento dos vetores $\vec{\alpha}$, $e^{j\vec{\theta}}$ e \vec{x} . As simulações apresentadas adiante pressupõem que o receptor possua mecanismos para compensação da variação de fase ocasionada devido ao multipercurso (estimação perfeita de fase da portadora).

A Figura 3.15 apresenta o modelo de enlace de comunicação para canal com desvanecimento plano usado nas simulações. Os resultados apresentados para canal com múltiplos percursos foram obtidos para o caso onde o canal é afetado por desvanecimento *Rayleigh*, que corresponde ao caso onde não há linha de visada direta no enlace de comunicação.

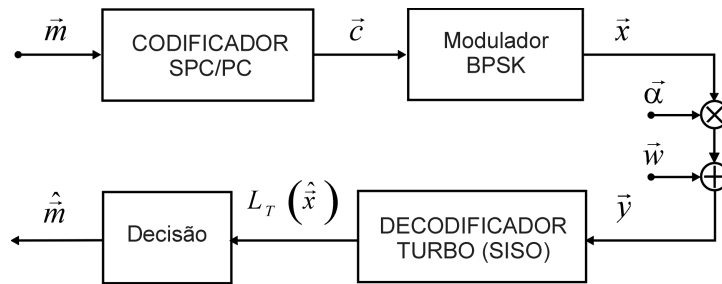


Figura 3.15: Sistema de comunicação com sinalização antipodal em bandabase; canal de comunicação afetado por ruído AWGN e desvanecimento Rayleigh.

Algumas técnicas permitem que a informação de estado de canal (CSI – *Channel State Information*), que representa uma estimativa sobre o grau de desvanecimento a que o sinal é submetido, seja utilizada no processo de decodificação. O desenvolvimento da Equação 3.6, quando há disponibilidade de CSI na decodificação leva a uma ligeira mudança no cálculo da LLR devida ao canal:

$$L_c(y, \alpha) = \ln \left[\frac{p(y, \alpha | x = +\sqrt{E_c})}{p(y, \alpha | x = -\sqrt{E_c})} \right] = \ln \left[\frac{p(y | x = +\sqrt{E_c}, \alpha) \cdot p(\alpha | x = +\sqrt{E_c})}{p(y | x = -\sqrt{E_c}, \alpha) \cdot p(\alpha | x = -\sqrt{E_c})} \right] = \frac{4\sqrt{E_c}}{N_0} \cdot \alpha \cdot y \quad (3.13)$$

onde $\alpha = 1$ quando o canal é puramente AWGN.

3.4.2- Desempenho dos códigos produto 3D

O desempenho dos códigos produto 3D em canal *Rayleigh* plano após 5 iterações é mostrado na Figura 3.18. Esta curva apresenta os resultados da simulação quando a informação sobre o estado do canal (CSI) não está disponível para ser usada pelo decodificador. Neste caso, a taxa de erro tende a estabilizar-se a partir de um determinado valor de E_b / N_0 , o que caracteriza um patamar de erro (do Inglês, *error floor*) para valores superiores a 10 dB de relação sinal-ruído normalizada. Pode-se perceber, pela análise da

Figura 3.18, que, para valores baixos de E_b / N_0 , o desempenho é melhor quanto menor for o comprimento do bloco de saída.

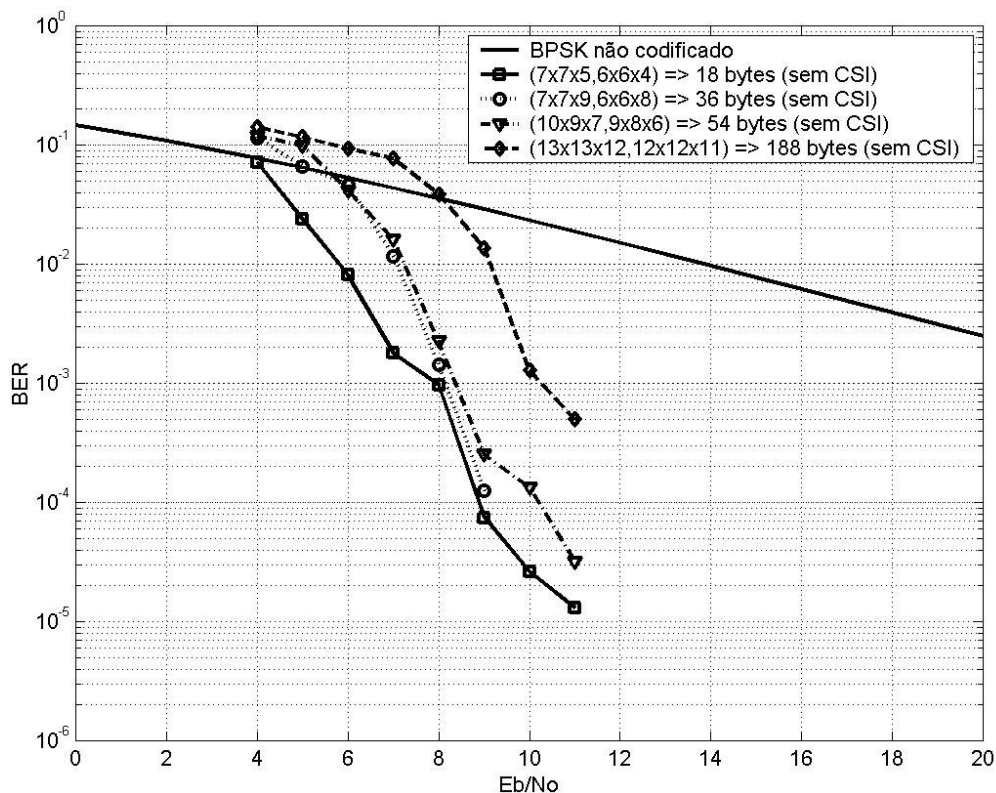


Figura 3.18: Taxa de erro de bit (BER) para códigos produto SPC 3D, taxa = $\frac{1}{2}$ em canal com desvanecimento plano; estimativa do símbolo feita após 5 iterações e sem utilização de CSI na decodificação

Quando o receptor implementa mecanismos para determinação da informação sobre o estado do canal para ser usada no decodificador, o comportamento dos códigos produto 3D fica da forma apresentada na Figura 3.19. O código sugerido para operar com 54 bytes de entrada, por exemplo, requer aproximadamente 8,2 dB de E_b / N_0 para propiciar uma taxa de erro de 10^{-3} , resultado este que se aproxima ao obtido para o caso anterior. As vantagens em se utilizar a CSI na decodificação tornam-se mais evidentes quando se deseja trabalhar com valores mais baixos de BER, devido à tendência para existência do patamar de erro observado na Figura 3.18. Pretende-se investigar, com uso de limitantes de

probabilidade de erro, as razões pelas quais o patamar de erro deixa de existir quando utilizada a informação sobre o estado do canal na recepção.

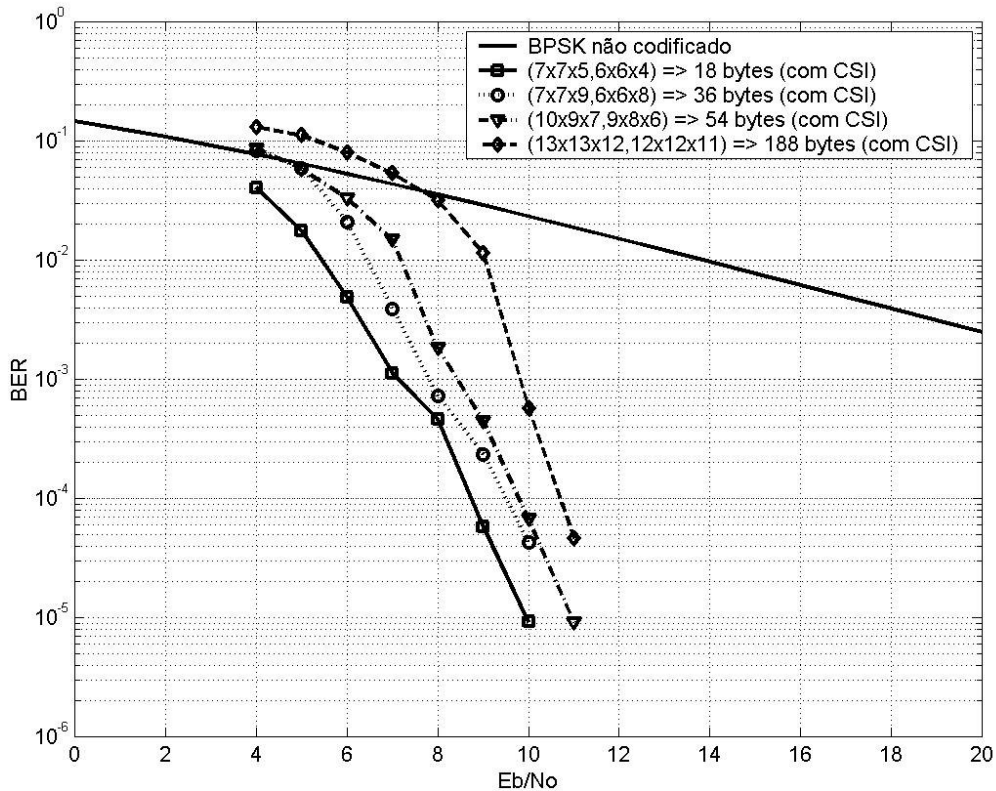


Figura 3.19: Taxa de erro de bit (BER) para códigos produto SPC 3D, taxa = $\frac{1}{2}$ e canal com desvanecimento plano; estimativa do símbolo feita após 5 iterações e CSI disponível para decodificação.

3.4.3- Desempenho dos códigos produto 2D modificados

Os resultados obtidos da simulação de taxa de erro de bit para os códigos 2D com paridade diagonal (à esquerda e à direita) e decodificação com uso de CSI são apresentados na Figura 3.18. Para operar com uma taxa de erro de 10^{-3} , o código de 54 bytes de entrada e taxa de codificação igual a $\frac{3}{4}$ requer aproximadamente um E_b / N_0 igual a 10,5 dB, aproximadamente 2dB a mais do que é necessário para o caso do código produto 3D que opera com CSI.

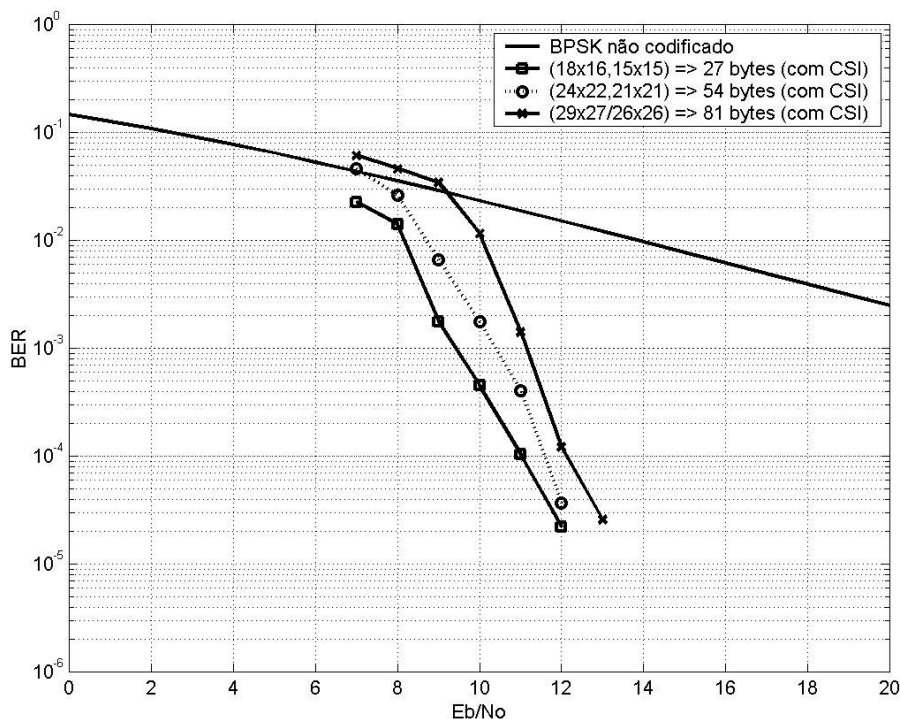


Figura 3.18: Taxa de erro de bit (BER) para códigos produto 2D modificados, taxa = $\frac{3}{4}$ e canal com desvanecimento plano; estimativa do símbolo feita após 5 iterações e CSI disponível na decodificação.

3.4.4- Desempenho dos códigos produto 3D modificados

A inserção da paridade diagonal nos códigos produto 3D melhora o desempenho, conforme pode ser observado comparando-se os resultados apresentados na Figura 3.19 com os da Figura 3.17. Para 10^{-3} de taxa de erro de bit, o código 3D modificado que opera com 54 bytes na entrada necessita aproximadamente 7 dB de E_b / N_0 , valor 1,2 dB abaixo do requerido pelo código produto equivalente sem paridade diagonal. Ganhos de codificação maiores que 14 dB para o código com 18 bytes de entrada (e maiores que 11 dB para todos os outros tamanhos de bloco) podem ser obtidos para taxas de erro de bit menores que 10^{-3} . Para o código de 18 bytes, a distância para a capacidade ($\cong 1,6$ dB para $R = \frac{1}{2}$ e modulação BPSK) é de aproximadamente 6,4 dB para BER igual a 10^{-5} .

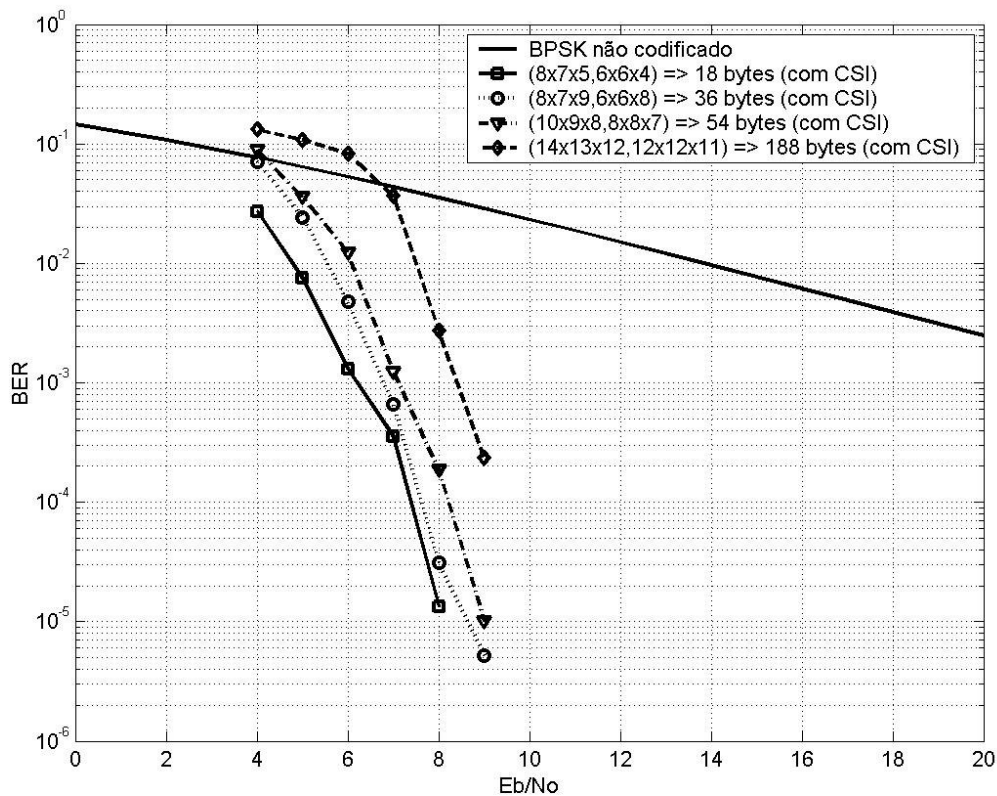


Figura 3.19: Taxa de erro de bit (BER) para códigos produto 3D modificados, taxa = $\frac{1}{2}$ em canal com desvanecimento plano; estimativa do símbolo feita após 5 iterações e CSI disponível na decodificação.

Ainda que a avaliação da taxa de erro de bit (BER) proporcione boas indicações a respeito do desempenho de um determinado esquema de modulação, a técnica não traz nenhuma informação a respeito do tipo de erro provocado pelo canal. Por exemplo, não é possível caracterizar a ocorrência de erros em rajada. Os resultados da simulação aqui apresentados operam sob a condição ideal na qual é empregado um entrelaçador temporal de tamanho suficientemente elevado, de tal sorte que o desvanecimento provocado em um determinado símbolo não tenha correlação com o desvanecimento ocorrido nos outros símbolos presentes no bloco codificado transmitido através do canal. Dessa forma, os desvanecimentos simulados foram gerados de forma independente e identicamente distribuída (i.i.d.) para cada símbolo enviado através do canal.

Capítulo 4

Sumário e conclusões

O tema central desta dissertação é apresentado no Capítulo 3 e consiste na sugestão de um esquema de codificação de canal adaptado às especificações ao padrão DVB-RCT [15], o qual descreve a camada física e de acesso ao meio de um canal de retorno sem fio para sistemas de TV digital por radiodifusão terrestre. Os capítulos 1 e 2 têm por objetivo apresentar as arquiteturas dos sistemas interativos de DTV, não só terrestres, mas também via cabo e por satélite. Os comentários finais presentes neste capítulo abordam primeiramente algumas questões que surgem na implementação de sistemas digitais de TV interativa, para depois apresentar um sumário e algumas sugestões sobre trabalhos futuros.

4.1- Comentários sobre interatividade nos sistemas de TV digital no Brasil

Entre as iniciativas que vêm sendo tomadas para digitalização das redes de TV a cabo, duas das maiores multioperadoras de serviços brasileiras, a Net Serviços S/A (antiga Globocabo) e a TVA, anunciaram recentemente a opção pelo padrão DVB-C em suas redes, com a idéia de implementar a plataforma de retorno usando o padrão DOCSIS [41]. Atualmente, as operadoras de cabo continuam recebendo ligações em suas centrais de

atendimento para compra de eventos *pay-per-view*, enquanto que os assinantes de DTH também usam o telefone, mas têm a opção de deixar a tarefa de informar uma compra de evento para o modem que fica dentro do *set-top*.

Neste cenário de interatividade incipiente nos serviços pagos, surpreende a quantidade de programação interativa já presente na TV aberta, a partir de cujos programas pode-se, por telefone, comprar produtos ou participar de pesquisas de opinião, dar lances em leilões ou votar na eliminação de um calouro ou participante de *reality show*. Tais oportunidades, aliadas à aspiração governamental de usar a tecnologia de DTV para aumentar o percentual da população com acesso à internet, poderiam justificar certa ênfase na busca de soluções técnicas que propiciassem interatividade em sistemas terrestres de radiodifusão de sons e imagens.

O DVB-RCT é uma alternativa para o canal de retorno em redes terrestres e híbridas (satelitais-terrestres), conforme denominação sugerida em [39] para referir-se à distribuição de sinais de TV simultaneamente por satélite e por meio de estações radiobase terrestres, estas últimas destinadas a prover tanto a programação local quanto o canal interativo direto. Caso o DVB-T viesse a ser adotado pelo Brasil como a plataforma de distribuição de sinais de TV digital, o emprego de plataformas DVB-RCT seria grandemente facilitado. Alguns resultados de testes de campo que comprovam a viabilidade técnica do DVB-RCT foram realizados em *Rennes* (França) e *Dublin* (Irlanda) e estão disponíveis em [20]. A utilização do DVB-RCT em conjunto com o sistema ATSC parece ter sido ainda pouco explorada e poderia ser objeto de trabalhos futuros, conforme explicitado adiante.

4.2- Comentários sobre o esquema de codificação de canal sugerido nesta dissertação

Por meio de simulação foi verificado que, para valores baixos de E_b / N_0 , os desempenhos dos códigos produto formados por códigos componentes de paridade simples são melhores quanto menor for o comprimento do bloco de saída do codificador. Este comportamento parece tornar-se mais proeminente quando há inserção de zeros no bloco de saída, o que pode ser interpretado como um menor grau de convergência do código em questão. O fator agravante é que, nos arranjos propostos, os códigos com maior número de símbolos nulos são justamente os que possuem maior comprimento de bloco. Pressupõe-se que haja um ponto de cruzamento das curvas, a partir de onde os códigos mais longos passem a apresentar melhor desempenho. Este comportamento é mais nítido quando é aplicada a paridade diagonal nos códigos 3D.

Os inconvenientes causados pelo acréscimo de símbolos nulos foram parcialmente contornados substituindo-se a transmissão destes símbolos por novas equações de paridade, calculadas no sentido das diagonais à esquerda e à direita, para o caso dos códigos 2D, e apenas no sentido da diagonal à esquerda, para o caso dos códigos 3D. Uma das razões por não se ter acrescentado bits de paridade relativos à diagonal direita dos códigos 3D é que um dos arranjos sugeridos (o de 18 bytes de entrada) não comporta o segundo conjunto de bits de paridade se levada em consideração a taxa exigida de $1/2$.

Uma comparação entre o desempenho em termos da taxa de erro de bit entre os códigos de bloco apresentados até aqui e o código Turbo definido no padrão DVB-RCT indica superioridade por parte deste último. O código CRSC com 54 bytes na entrada e taxa $R = 1/2$, por exemplo, requer aproximadamente 3 dB de E_b / N_0 para propiciar uma taxa de erro de bit igual a 5×10^{-5} , enquanto o código 3D modificado ($10 \times 9 \times 8$, $8 \times 8 \times 7$) utiliza cerca de 5 dB para proporcionar esta mesma taxa de erro. Embora se estime que a complexidade de decodificação dos códigos apresentados neste trabalho seja baixa, requer-

se mais investigação para que este nível de complexidade seja exatamente quantificado e comparado com a complexidade de implementação do código CRSC.

4.3- Principais contribuições

- Uma das contribuições desta dissertação é a de de haver reunido, num só trabalho, uma visão geral dos diferentes tipos de arquiteturas de sistemas interativos de TV digital, com o objetivo de chamar a atenção sobre a questão do canal de retorno em redes terrestres. Este é um requisito fundamental para que seja estabelecido um enlace bidirecional entre o telespectador e emissora (ou operadora), sem o qual a disponibilização de conteúdo interativo fica em parte inviabilizada. Espera-se que o texto contribua de algum modo para que o canal de retorno e as possibilidades decorrentes de sua implementação tenham maior destaque nas discussões sobre os rumos da TV digital no Brasil.
- Os arranjos sugeridos no capítulo 3, que consistem de modificações na estrutura dos códigos produto através da aplicação da paridade diagonal, especificamente para atender às especificações do padrão DVB-RCT, representam também uma contribuição importante proporcionada por este trabalho.
- Os arquivos gerados no *Simulink*, pela forma como foram construídos, e cujo propósito inicial foi corroborar os resultados obtidos através do Matlab®, podem servir para fins didáticos.

4.4- Publicações relacionadas ao tema da dissertação

- SÂMIA, A. P. M., and GUIMARÃES, D. A., **Single Parity Check Turbo Product Codes for the DVB-RCT Standard**, First International Workshop on Telecommunications: Inatel. Santa Rita do Sapucaí, MG: August, 2004, – *aprovado para publicação*.
- SÂMIA, A. P. M., MENDES, L. L., FASOLO, S. A., and GUIMARÃES, D. A., **Digital TV Systems and Standards**, First International Workshop on Telecommunications, IWT 2004, Inatel. Santa Rita do Sapucaí, MG: August, 23-27, 2004, – *tutorial aceito para apresentação*.

4.5- Trabalhos futuros

Algumas propostas de estudos que poderiam complementar a análise feita nesta dissertação são listadas a seguir:

- Projetar um circuito capaz de extrair a referência de tempo da portadora piloto do sinal transmitido segundo as especificações do sinal 8-VSB, de forma que o DVB-RCT possa também operar com o sistema ATSC. Além dos aspectos da camada física, é necessário estar atento para a interoperabilidade da camada de sistemas (SI) do MPEG-2.
- Explorar a similaridade existente entre as camadas de acesso ao meio definidas no padrão DVB-RCT e nos padrões DVB-RCC [19], DOCSIS [35] e DVB-RCS [18], com o objetivo de verificar as condições de interoperabilidade entre sistemas de radiodifusão terrestre, sistemas via cabo e por satélite, à luz das políticas a ser implementadas de fabricação local ou importação de *set-tops* e *cable modems*.
- Fazer simulações similares àsquelas do Capítulo 3 para técnicas de modulação de mais alta ordem, especificamente QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

- Investigar as razões pelas quais a distribuição de amplitudes da LLR na saída do decodificador Turbo possui concentração de valores a intervalos regulares, conforme mostrado na Figura 3.7.
- Confirmar e investigar mais a fundo a presença do patamar de erro observado quando o decodificador Turbo não dispõe da informação de estado de canal, em canal afetado por desvanecimento *Rayleigh*.
- Demonstrar genericamente a necessidade de se levar em consideração se é par ou ímpar o comprimento do código componente para o cálculo da informação extrínseca, de acordo com a Equação (3.8). Neste texto, tal demonstração é feita de forma empírica, através do exemplo presente no Apêndice A.
- Implementar a paridade diagonal (à esquerda ou à direita) no sentido da profundidade para o código 3D modificado apresentado nesta dissertação. Essa proposta foge da solução usual que seria calcular os bits referentes à paridade à direita nos mesmos planos para os quais foi calculada a paridade à esquerda do bloco formado pelos bits de informação e pelos bits de paridade das linhas e das colunas.
- Simular o sistema completo DVB-RCT, que muito embora possa ser de grande complexidade, principalmente no que diz respeito às definições dos parâmetros de múltiplo acesso, poderia representar um desafio interessante.
- Implementar em *hardware* o esquema proposto, com vistas a uma determinação mais exata dos graus de complexidade e de velocidade requeridos na decodificação.
- Análise de limitantes de probabilidade de erro para validar a expectativa de que os códigos de maior comprimento de bloco possuirão melhor desempenho para valores mais altos de E_b / N_0 .

- Investigação sobre a possibilidade de ser utilizada a verificação de redundância cíclica (CRC – *Cyclic Redundancy Check*) como critério de parada para o número de iterações.
- Refazer as simulações de taxa de erro de bit considerando um canal que provoque desvanecimento correlacionado e com a introdução de *interleaving* de canal (na frequência).

Apêndice A

Neste exemplo, são utilizados os códigos produto $(4,3)^3 = (4 \times 4 \times 4, 3 \times 3 \times 3)$ e $(3,2)^3 = (3 \times 3 \times 3, 2 \times 2 \times 2)$ para demonstrar a validade da Equação (3.8) quando o mapeamento de símbolos no modulador BPSK seja tal que o elemento lógico 0 é representado pelo nível de tensão negativo (no caso, $-\sqrt{E_c}$) e o elemento lógico 1 pelo nível de tensão $+\sqrt{E_c}$. A Equação (3.8) difere da apresentada originalmente em [39, p. 58] pelo fator $(-1)^{n_q}$, que muda o sinal do resultado do cálculo da informação extrínseca caso seja ímpar o número de elementos da equação de paridade a ser decodificada. São apresentadas três situações, onde em cada uma delas a razão de log-verossimilhança do canal é calculada considerando uma relação $E_b / N_0 = 4$ dB:

- **1º caso:** Mapeamento de símbolos: $0 \rightarrow +\sqrt{E_c}$ e $1 \rightarrow -\sqrt{E_c}$

Com este tipo de mapeamento não é necessário alterar o sinal da informação extrínseca conforme o número de elementos da palavra-código. Pode ser usada a expressão original apresentada em [39, p. 58].

- **2º caso:** Mapeamento de símbolos: $0 \rightarrow -\sqrt{E_c}$ e $1 \rightarrow +\sqrt{E_c}$

A expressão original de [39] é inadequada para o código $(3,2)^3$ porque as palavras-

código possuem número ímpar de elementos.

□ **3º caso:** Mapeamento de símbolos: $0 \rightarrow -\sqrt{E_c}$ e $1 \rightarrow +\sqrt{E_c}$

A Equação (3.8), sugerida em [21], é utilizada com o mapeamento de símbolos desta dissertação e revela-se adequada para ambos os códigos tratados neste exemplo. Essa equação pode ser aplicada a qualquer configuração de códigos produto 3D formados por códigos componentes de paridade simples.

O segundo caso representa a situação para a qual a equação do cálculo da informação extrínseca é utilizada de forma equivocada. Observando-se os valores de $L_T(\hat{x})$ para o caso onde é ímpar o número de bits codificados em cada dimensão, pode-se verificar que ocorre um erro na posição de bit destacada do arranjo resultante. No primeiro e no terceiro casos faz-se uso da equação correta para o mapeamento de símbolos escolhido.

1º caso							
Mapeamento: $0 \rightarrow +\sqrt{E_c}$ e $1 \rightarrow -\sqrt{E_c}$							
$Le_q(\hat{x}_i) = 2 \cdot \operatorname{atanh} \left[\prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_q} \tanh \left(\frac{L_q(x_j) + Lc(y_j)}{2} \right) \right]$							
	$(4,3)^3 = (4 \times 4 \times 4, 3 \times 3 \times 3)$				$(3,2)^3 = (3 \times 3 \times 3, 2 \times 2 \times 2)$		
$M(:, :, 1) =$	0	0	0		0	1	
	0	1	0		0	0	
	1	0	1				
$C(:, :, 1) =$	0	0	0	0	0	1	
	0	1	0	1	0	0	
	1	0	1	0	0	1	
	1	1	1	1			
$Lc(\bar{y}) =$	6.2698	10.6155	8.8589	7.5059	6.2698	-2.2105	-8.1059
	8.9407	-9.8218	6.9206	-5.5343	8.9407	10.6155	5.0486
	-6.6900	1.9417	-1.5441	-3.8052	3.3575	-9.8218	-1.1886
	-2.2105	-4.9989	-11.6397	-5.9005			
1ª Iteração							
$Le_1(\hat{x}) =$	2.1982	1.8963	1.5397	-3.5426	3.3538	-9.4488	-1.1697
	2.1827	-1.8965	1.5434	3.6675	3.3047	2.2100	1.1877
	-2.1925	4.9873	-6.7783	4.9286	6.2029	-2.2103	-5.0027
	-5.7239	-1.9411	-1.5391	3.6212			

$Le_2(\hat{x}) =$	3.9615	3.9507	3.9521	8.3173	9.1874	-8.7414	-9.5008
	1.8655	-1.8654	1.8667	-8.3609	6.2350	6.2339	11.8008
	-1.1200	1.1223	-1.1203	6.5997	6.1884	-6.1575	-9.4793
	-2.2700	-2.2758	-2.2666	-6.6238			
$Le_3(\hat{x}) =$	9.2413	11.8591	9.2948	11.0192	7.4878	-12.5118	-7.4885
	4.7634	-10.8148	4.7515	-9.0924	6.1965	10.4181	6.1907
	-4.7068	9.8327	-4.7180	8.0475	10.5653	-12.6519	-10.6753
	-6.3537	-10.0752	-6.4473	-7.7294			
2ª Iteração							
$Le_1(\hat{x}) =$	10.6563	12.8850	7.3803	10.8419	19.8618	-27.0398	-21.1750
	10.6636	-12.8851	7.3824	-10.8419	20.0542	23.4581	21.3201
	-10.8253	17.3441	-13.5375	20.1895	21.1837	-23.4417	-22.9196
	-12.4698	-12.8966	-7.3803	-10.8420			
$Le_2(\hat{x}) =$	25.5126	25.0942	26.1273	25.1082	36.7368	-33.5798	-33.6233
	19.0529	-19.0480	24.0805	-19.0496	32.5624	32.4955	35.2327
	-19.7899	19.7058	-22.1170	19.7146	34.7909	-34.2519	-35.1274
	-24.1356	-20.9909	-21.0014	-21.0212			
$Le_3(\hat{x}) =$	100.0000	100.0000	100.0000	100.0000	100	-100	-100
	100.0000	-100.0000	100.0000	-100.0000	100	100	100
	-36.7368	100.0000	-36.3313	37.4299	100	-100	-100
	-37.4299	-100.0000	-100.0000	-37.4299			
$L_T(\hat{x}) =$	142.4387	148.5948	142.3665	143.4560	162.8684	-162.8301	-162.9042
	138.6572	-141.7549	138.3836	-135.4259	161.5573	166.5691	161.6014
	-74.0420	138.9915	-73.5300	73.5289	159.3322	-167.5154	-159.2356
	-76.2458	-138.8864	-140.0214	-75.1936			

2º. caso							
Mapeamento: $0 \rightarrow -\sqrt{E_c}$ e $1 \rightarrow +\sqrt{E_c}$							
$Le_q(\hat{x}_i) = 2 \cdot \operatorname{atanh} \left[\prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_q} \tanh \left(\frac{L_q(x_j) + L_c(y_j)}{2} \right) \right]$							
	$(4,3)^3 = (4 \times 4 \times 4, 3 \times 3 \times 3)$				$(3,2)^3 = (3 \times 3 \times 3, 2 \times 2 \times 2)$		
$M(:, :, 1) =$	0	0	0		0	1	
	0	1	0		0	0	
	1	0	1				
$C(:, :, 1) =$	0	0	0	0	0	1	1
	0	1	0	1	0	0	0
	1	0	1	0	0	1	1
	1	1	1	1			
$Lc(\bar{y}) =$	-3.7778	0.5680	-1.1886	-2.5416	-3.7778	7.8370	1.9417
	-1.1068	0.2257	-3.1269	4.5132	-1.1068	0.5680	-4.9989
	3.3575	-8.1059	8.5034	-13.8527	-6.6900	0.2257	8.8589
	7.8370	5.0486	-1.5921	4.1471			
1ª Iteração							
$Le_1(\hat{x}) =$	-1.0172	-0.2227	1.4051	-3.6205	1.1035	0.0622	-4.9781
	-2.8466	-0.5600	0.7368	2.3599	3.7249	0.2255	1.9407
	1.0465	0.0614	-0.6702	-2.2511	1.0475	0.5675	-1.8967
	0.9650	-0.0622	1.0669	2.4121			
$Le_2(\hat{x}) =$	-0.0367	0.2120	0.3381	-0.0363	-3.0287	2.1492	-2.6690
	0.2768	2.1925	0.3208	-0.2668	-0.7157	-2.1244	0.6764
	7.2400	-4.3721	4.3781	-4.3470	0.7916	-5.4057	-0.7870
	-0.5162	-0.5235	4.7799	-0.5176			
$Le_3(\hat{x}) =$	-4.7536	-1.6903	-4.5298	-1.8235	-5.9601	7.4605	-5.8043
	-5.4537	3.4400	-11.5097	3.5289	0.0348	0.0195	3.9083
	9.8710	-12.5552	9.6899	-10.1689	1.2694	-3.4795	-1.2424
	5.9280	5.1491	5.2610	8.8898			
2ª Iteração							
$Le_1(\hat{x}) =$	-6.2828	-5.8365	-8.4459	-7.7667	1.7327	1.5361	-0.4132
	-8.5589	0.9103	-5.3349	4.4011	4.6288	-8.6594	-5.9763
	6.1859	-0.9043	5.3348	-4.3674	1.7877	-1.5369	0.4129
	6.1868	0.9045	5.3802	4.3677			
$Le_2(\hat{x}) =$	-6.9524	-11.9499	-6.9528	-6.9577	-4.2759	4.2522	-8.0051
	-4.5756	12.3761	-4.5756	4.5760	6.7550	-3.5273	-3.5459
	21.4330	-19.3981	19.3042	-19.2898	-4.7522	-3.6207	3.3599
	8.9281	9.0488	11.1002	8.9283			

$Le_3(\hat{x}) =$	-13.9591	-15.7334	-15.7663	-13.9639	-8.7296	8.2741	-8.8350
	-13.5851	14.8478	-16.0262	12.0270	5.7034	-11.6649	-3.6260
	26.2088	-26.1529	25.1354	-29.2931	-2.7377	-4.3133	2.8854
	16.8458	12.0573	12.3236	23.5555			
$L_T(\hat{x}) =$	-30.9721	-32.9518	-32.3537	-31.2299	-15.0507	21.8994	-15.3117
	-27.8264	28.3599	-29.0637	25.5173	15.9803	-23.2836	-18.1472
	57.1853	-54.5612	58.2779	-66.8031	-12.3922	-9.2452	15.5171
	39.7977	27.0592	27.2119	40.9985			

3º. caso

Mapeamento: $0 \rightarrow -\sqrt{E_c}$ e $1 \rightarrow +\sqrt{E_c}$

$$Le_q(\hat{x}_i) = (-1)^{n_q} \cdot 2 \cdot \operatorname{atanh} \left[\prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n_q} \operatorname{tanh} \left(\frac{L_q(x_j) + L_c(y_j)}{2} \right) \right]$$

	$(4,3)^3 = (4 \times 4 \times 4, 3 \times 3 \times 3)$				$(3,2)^3 = (3 \times 3 \times 3, 2 \times 2 \times 2)$		
$M(:, :, 1) =$	0	0	0		0	1	
	0	1	0		0	0	
	1	0	1				
$C(:, :, 1) =$	0	0	0	0	0	1	1
	0	1	0	1	0	0	0
	1	0	1	0	0	1	1
	1	1	1	1			
$Lc(\bar{y}) =$	-3.7778	0.5680	-1.1886	-2.5416	-3.7778	7.8370	1.9417
	-1.1068	0.2257	-3.1269	4.5132	-1.1068	0.5680	-4.9989
	3.3575	-8.1059	8.5034	-13.8527	-6.6900	0.2257	8.8589
	7.8370	5.0486	-1.5921	4.1471			
1ª Iteração							
$Le_1(\hat{x}) =$	-1.0172	-0.2227	1.4051	-3.6205	-1.1035	-0.0622	4.9781
	-2.8466	-0.5600	0.7368	2.3599	-3.7249	-0.2255	-1.9407
	1.0465	0.0614	-0.6702	-2.2511	-1.0475	-0.5675	1.8967
	0.9650	-0.0622	1.0669	2.4121			
$Le_2(\hat{x}) =$	-0.0367	0.2120	0.3381	-0.0363	-6.5654	4.7589	4.8274
	0.2768	2.1925	0.3208	-0.2668	0.3418	-4.7171	0.3369
	7.2400	-4.3721	4.3781	-4.3470	0.3418	7.6897	-0.3415
	-0.5162	-0.5235	4.7799	-0.5176			
$Le_3(\hat{x}) =$	-4.7536	-1.6903	-4.5298	-1.8235	-9.6844	11.6702	9.5777
	-5.4537	3.4400	-11.5097	3.5289	-5.3111	-8.0210	-5.3786
	9.8710	-12.5552	9.6899	-10.1689	-3.4733	9.4947	3.4709
	5.9280	5.1491	5.2610	8.8898			
2ª Iteração							
$Le_1(\hat{x}) =$	-6.2828	-5.8365	-8.4459	-7.7667	-6.0528	12.1648	9.9073
	-8.5589	0.9103	-5.3349	4.4011	-9.8214	-17.4091	-11.9755
	6.1859	-0.9043	5.3348	-4.3674	-6.0762	12.1701	10.0388
	6.1868	0.9045	5.3802	4.3677			
$Le_2(\hat{x}) =$	-6.9524	-11.9499	-6.9528	-6.9577	-21.4267	19.3772	19.5151
	-4.5756	12.3761	-4.5756	4.5760	-22.2749	-16.2372	-16.2392
	21.4330	-19.3981	19.3042	-19.2898	-21.4081	16.2373	16.2360
	8.9281	9.0488	11.1002	8.9283			
$Le_3(\hat{x}) =$	-13.9591	-15.7334	-15.7663	-13.9639	-100.0000	36.7368	37.4299
	-13.5851	14.8478	-16.0262	12.0270	-31.9875	-37.4299	-29.8782
	26.2088	-26.1529	25.1354	-29.2931	-30.9212	37.4299	29.1569
	16.8458	12.0573	12.3236	23.5555			
$L_T(\hat{x}) =$	-30.9721	-32.9518	-32.3537	-31.2299	-131.2573	76.1158	68.7940
	-27.8264	28.3599	-29.0637	25.5173	-65.1907	-70.5082	-63.0919
	57.1853	-54.5612	58.2779	-66.8031	-65.0954	66.0630	64.2905
	39.7977	27.0592	27.2119	40.9985			

Apêndice B

Este apêndice traz algumas informações a respeito das ferramentas utilizadas na simulação com destaque para o modelo de diagrama em blocos construído com o aplicativo *Simulink* do Matlab®. A Figura B.1 mostra o caso para o qual são verificadas a taxa de erro de bit (BER) e a distribuição dos valores da LLR de saída do código produto 3D modificado ($8 \times 7 \times 5$, $6 \times 6 \times 4$) para uma relação sinal-ruído normalizada de 3 dB.

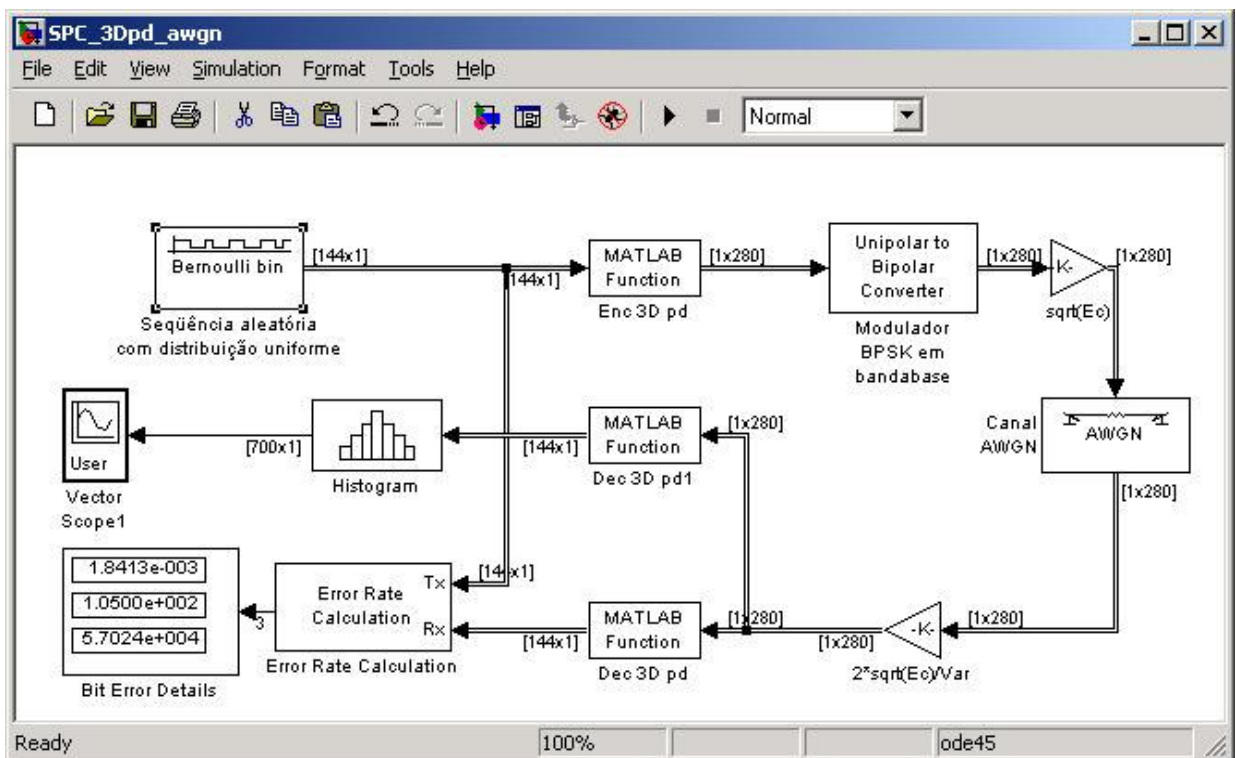


Figura B.1: Modelo construído no Simulink para análise de desempenho de códigos produto tridimensionais.

Os parâmetros que descrevem as dimensões do código, o número de iterações e a relação sinal-ruído normalizada para a qual é feita a simulação são definidos antecipadamente no espaço de trabalho (*workspace*) por um *script* do Matlab®. O bloco “Canal AWGN” obtém desta forma o valor da variância do ruído, que o permite gerar N variáveis aleatórias com média zero e que obedecem à distribuição Gaussiana. Estas amostras são então somadas ao vetor que contém os símbolos modulados, de forma a simular o efeito do ruído AWGN na saída de um correlador ou filtro casado. Para o cálculo da razão de log-verossimilhança do canal a ser utilizada pelo decodificador, um outro bloco faz a multiplicação dos elementos do vetor \bar{y} pelo fator $\frac{2 \cdot \sqrt{E_c}}{\sigma^2} = \frac{4 \cdot \sqrt{E_c}}{N_0}$, em conformidade com a Equação 3.9.

Como no *Simulink* não há blocos predefinidos que desempenhem as funções de codificação e decodificação da forma especificada neste trabalho, são utilizados os blocos “Enc 3D” e “Dec 3D” para chamar *scripts* desenvolvidos especificamente para executar tais tarefas. No diagrama há dois blocos de decodificação e a diferença entre eles é que o bloco identificado como “Dec 3D hist” tem em sua saída os valores suaves da LLR total na saída do decodificador, de modo que seja possível traçar o histograma do comportamento dos valores de amplitude assumidos por $L_T(\hat{x})$, conforme mostrado no analisador vetorial designado como “Vector Scope 1”. O bloco “Dec 3D” já possui embutido o dispositivo de decisão para transformação da LLR em dígitos binários, de modo que sua saída é aplicada diretamente ao bloco medidor de taxa de erro, o qual se encarrega de compará-la à seqüência original.

A seguir são mostrados os códigos do Matlab® para codificação em três dimensões e paridade diagonal (“Enc_3D_pd.m”), a respectiva função de decodificação (“Dec_3D_pd.m”) e uma função utilizada para iniciar as variáveis que descrevem a

geometria do código, o número de iterações e a relação E_b / N_0 a serem utilizados na simulação.

Função Enc_3D_pd.m

```
function [c]=Enc_3D_pd(m,n1,n2,n3)
% Codigo Produto 3D com codigos SPC
%
% [c]=Enc_3D_pd(m,n1,n2,n3)
%
% m : vetor coluna (mensagem)
% n1 : Comprimento da palavra codigo na primeira dimensao (colunas)
% n2 : Comprimento da palavra codigo na segunda dimensao (linhas)
% n3 : Comprimento da palavra codigo na terceira dimensao (profundidade)
%
% APMS 6-Jul-2004

k1=n1-1; k2=n2-1; k3=n3-1;
M=reshape(m,k1,k2,k3);

C=zeros(n1,n2,n3);
blk_par_esq = zeros(1,n2,n3);
PD=prod(size(blk_par_esq),2);
C(1:k1,1:k2,1:k3)=M;
C(n1,1:k2,1:k3)=mod(sum(M,1),2);
C(:,n2,1:k3)=mod(sum(C(:,1:k2,1:k3),2),2);
C(:, :, n3)=mod(sum(C(:, :, 1:k3),3),2);
for z=1:n3
    for i=2:n1
        C_dia_esq(:,1,z) = [diag(C(:, :, z),0)];
        C_dia_esq(:,i,z) = [diag(C(:, :, z), (i-1));diag(C(:, :, z), (i-
(n1+1)))];
    end
    blk_par_esq = mod(sum(C_dia_esq,1),2);
end
C = [C ; blk_par_esq];
c=reshape(C,1,(n1*n2*n3+PD));
```

Função Dec_3D_pd.m

```
function [m_estim] = Dec_3D_pd(lcpd,n1,n2,n3,Iteracoes)
% Decodificacao 3D (Algoritmo 2 da tese do David Rankin)
%
% [m_estim] = Dec_3D_pd(lcpd,n1,n2,n3,Iteracoes)
%
% lcpd : Vetor codificado em 3D com paridade diagonal à esquerda que
contém as funções de log-verossimilhanca do canal
% n1 : Comprimento da palavra-codigo na primeira dimensao (colunas)
% n2 : Comprimento da palavra-codigo na segunda dimensao (linhas)
% n3 : Comprimento da palavra-codigo na terceira dimensao
(profundidade)
%
% APMS 6-Jul-2004
```

```

k1=n1-1; k2=n2-1; k3=n3-1;
Lcpd = (reshape(lcpd, (n1+1),n2,n3));
rec_blk_par_esq = Lcpd(n1+1, :, :);
Lc = Lcpd(1:n1, :, :);

Le1=zeros(n1,n2,n3);
Le2=zeros(n1,n2,n3);
Le3=zeros(n1,n2,n3);
Lepd=zeros(n1,n2,n3);
Ld1=zeros(n1,n2,n3);
Ld2=zeros(n1,n2,n3);
Ld3=zeros(n1,n2,n3);
Ldpd=zeros(n1,n2,n3);

for I=1:Iteracoes

    Ld1=Le2+Le3+Lepd;
    for i=1:n1
        for j=1:n2
            for z=1:n3
                Le1(i,j,z)=((-1)^(n1))*2*atanh( ( prod( tanh( (
Ld1(:,j,z) + Lc(:,j,z) )/2 ),1 ) * 1/( tanh( ( Ld1(i,j,z) + Lc(i,j,z) )/2
) ) ) );
                if Le1(i,j,z)==Inf
                    Le1(i,j,z)=100;
                elseif Le1(i,j,z)==-Inf
                    Le1(i,j,z)=-100;
                end
            end
        end
    end
    Ld2=Le1+Le3+Lepd;
    for i=1:n1
        for j=1:n2
            for z=1:n3
                Le2(i,j,z)=((-1)^(n2))*2*atanh( ( prod( tanh( (
Ld2(i,:,z) + Lc(i,:,z) )/2 ),2 ) * 1/( tanh( ( Ld2(i,j,z) + Lc(i,j,z) )/2
) ) ) );
                if Le2(i,j,z)==Inf
                    Le2(i,j,z)=100;
                elseif Le2(i,j,z)==-Inf
                    Le2(i,j,z)=-100;
                end
            end
        end
    end
    Ld3=Le1+Le2+Lepd;
    for i=1:n1
        for j=1:n2
            for z=1:n3
                Le3(i,j,z)=((-1)^(n3))*2*atanh( ( prod( tanh( (
Ld3(i,j,:) + Lc(i,j,:) )/2 ),3 ) * 1/( tanh( ( Ld3(i,j,z) + Lc(i,j,z) )/2
) ) ) );
                if Le3(i,j,z)==Inf
                    Le3(i,j,z)=100;
                elseif Le3(i,j,z)==-Inf
                    Le3(i,j,z)=-100;
                end
            end
        end
    end
    Ldpd = Le1 + Le2 + Le3;
    % Re-ordenando a Ld no sentido da diagonal esquerda

```

```

Ld_dia_esq = zeros(n1,n2,n3);
for z=1:n3
    for i=2:n1
        Ld_dia_esq(:,1,z) = [diag(Ldpd(:, :, z), 0)];
        Ld_dia_esq(:, i, z) = [diag(Ldpd(:, :, z), (i-
1));diag(Ldpd(:, :, z), (i-(n1+1)))]];
    end
end
% Re-ordenando a Lc no sentido da diagonal esquerda
for z=1:n3
    for i=2:n1
        Lc_dia_esq(:,1,z) = [diag(Lc(:, :, z), 0)];
        Lc_dia_esq(:, i, z) = [diag(Lc(:, :, z), (i-1));diag(Lc(:, :, z), (i-
(n1+1)))]];
    end
end
Ld_dia_esq_ext = [Ld_dia_esq ; rec_blk_par_esq]; % Ld recebe o vetor
paridade diagonal esquerda na ultima linha
Lc_dia_esq_ext = [Lc_dia_esq ; rec_blk_par_esq]; % Lc recebe o vetor
paridade diagonal esquerda na ultima linha
% Calculo da informacao extrinseca na paridade diagonal a esquerda
for z=1:n3
    for i=1:n1+1
        for j=1:n1
            Le_dia_esq_ext(i,j,z)=2*atanh( ( prod( tanh( (
Ld_dia_esq_ext(:, j, z) + Lc_dia_esq_ext(:, j, z) )/2 ), 1 ) * 1/( tanh( (
Ld_dia_esq_ext(i, j, z) + Lc_dia_esq_ext(i, j, z) )/2 ) ) ) );
            if Le_dia_esq_ext(i, j, z)==Inf
                Le_dia_esq_ext(i, j, z)=100;
            elseif Le_dia_esq_ext(i, j, z)==-Inf
                Le_dia_esq_ext(i, j, z)=-100;
            end
        end
    end
end
Le_dia_esq = Le_dia_esq_ext(1:n1, :, :); % Encurtando a Le diagonal para
recuperar a original
for z=1:n3
    for i=1:(n1-1)
        Lepd(:, i, z) = [diag(fliplr(Le_dia_esq(:, :, z)), (n1-
i));diag(fliplr(Le_dia_esq(:, :, z)), -i)];
        Lepd(:, n1, z) = [diag(fliplr(Le_dia_esq(:, :, z)), 0)];
    end
end
end
% LLR total
Lt = Lc + Le1 + Le2 + Le3 + Lepd;

c_estim = (sign(Lt)+1)/2;
C_estim = reshape(c_estim,n1,n2,n3);
M_estim = C_estim(1:k1, 1:k2, 1:k3);
m_estim = reshape(M_estim,k1*k2*k3,1);

```

Função Init_3D.m

```
% Inicialização de Variáveis para o Simulink
% Caso 3D => Taxa de codificação = 0.5
% APMS 6-Jul-2004

clear all; clc;

disp(' Inicializacao de parametros ');
disp(' ');
disp(' Codigo Produto 3D ');
disp(' ');

k1 = input(' k1 (colunas)      : ');
k2 = input(' k2 (linhas)       : ');
k3 = input(' k3 (profundidade : ');
EbNo_dB = input(' Eb/No (dB)  : ');
Iteracoes = input(' Numero de Iteracoes (default = 5) : ');
if isempty(Iteracoes)
    Iteracoes = 5;
end

n1=k1+1; n2=k2+1; n3=k3+1;
K = k1*k2*k3; N = n1*n2*n3;

Eb=1;
Rate=0.5;
Ec=Eb*Rate;
Var=Eb ./ (2*10.^(EbNo_dB/10))
```


Referências

- [1] ATSC. **ATSC Digital Television Standard**,. A-53. USA Standard, 1995.
- [2] ATSC. **Digital Audio Compression AC-3**, A/52 USA Standard, 1995.
- [3] ANSI/SCTE. **Digital Broadband Delivery System: Out Of Band Transport Part 1: Mode A**, 55-1. USA Standard, 2002.
- [4] ANSI/SCTE. **Digital Broadband Delivery System: Out Of Band Transport Part 2: Mode B**, 55-2. USA Standard, 2002.
- [5] BAHL, L. R. et al. **Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate**. IEEE Transactions on Information Theory: pp. 284-287. March, 1974.
- [6] BERROU, Claude; GLAVIEUX, Alain; THITIMAJSHIMA, Punya. **Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes**. IEEE International Conference on Communications: v.2, pp. 1064-1070. Geneva: May, 1993.
- [7] BERROU, Claude, et. al. **The Turbo Code Standard for DVB-RCS**. 2nd Int'l Symposium on Turbo Codes & Related Topics: pp.535-538. September, 2000.
- [8] BERROU, Claude, JÉZÉQUEL, M. **Non-binary convolutional codes for turbo coding**. Electronics Letters: v.35, n. 1, p. 39-40. January, 1999.
- [9] BERROU, Claude. Turbo Codes: Some Simple Ideas for Efficient Communications. **DSP2001 – Seventh International Workshop on Digital Signal Processing Techniques for Space Communications**. Sesimbra: October, 2001.
- [10] BERROU, Claude et al. **Duo-Binary Turbo Codes Associated with High-Order Modulations**. ESA TTC '2001, Noordwijk, The Netherlands, Oct. 2001.
- [11] BOSSERT, Martin. **Channel-Coding for Telecommunications**. England: John Wiley & Sons, Ltd., 2000.

[12] BRASIL. Decreto n. 4.901, de 27 de novembro de 2003. Institui o Sistema Brasileiro de Televisão Digital - SBTVD, e dá outras providências. Atos do Poder Executivo, Brasília: Novembro, 2003.

[13] CARON, Bernard; GUILLET, Michele; PRENDERGAST, Douglas. **Broadband Internet Multimedia Service Return Channel with ATSC-DTV for Rural and Remote Access**. Communications Research Center, Ottawa, Ontario, Canada. Trabalho não publicado.

[14] CHANG, R. W.; GABBY, R. A. **A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme**. IEEE Transactions on Communication Technology: v. 16, n. 4, pp. 529 – 540. August 1968.

[15] ETSI. **Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel for Digital Terrestrial Television (RCT) incorporating Multiple Access OFDM**. EN 301 958 v1.1.1, European Standard, 2001.

[16] ETSI. **Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services**. EN 300 421. European Standard, 1997.

[17] ETSI. **Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television**. EN 300 744 v1.4.1. European Standard, 2001.

[18] **Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel for satellite distribution systems**. EN 301 790 v.1.3.1. European Standard, 2003.

[19] **Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel for Cable TV distribution systems (CATV)**. EN 300 800. European Standard, 1998.

[20] FARIA, Gerard. DVB-RCT: The Missing Link for Digital Terrestrial TV. **Broadcastpapers.com**: online. Disponível em: <<http://www.broadcastpapers.com/tvtran/HarrisDVBRCTMissingLink01.htm>>. Acesso em: 25 Junho 2004.

[21] FORNEY, G. D. **Concatenated Codes**. Cambridge: MIT Press, 1966.

[22] GONÇALVES, Roberta. Anatel e Minicom levantam bandeira da inclusão digital. **Tela Viva News**. Disponível em: <<http://www.itweb.com.br/noticias/artigo.asp?id=47566>>. Acesso em: 8 de março 2004.

[23] GUIMARÃES, D. A. **Uma Classe de Códigos Produto e sua Decodificação Turbo Aplicada em um Sistema CDMA Multiportadora**. Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, 2003.

[24] GUIMARÃES, D. A. Decodificação Turbo de Código Produto de Paridade Simples. **Revista Científica Periódica do Inatel**, v.5, n.1. Santa Rita do Sapucaí: Junho, 2000.

[25] GUINAND, Paul; KABAL, Peter; OULD-CHEIKH-MOUHAMEDOU, Youssouf. Enhanced Max-Log-APP and Enhanced Log-APP Decoding for DVB-RCS. **Proc. Int. Symp. Turbo Codes**, pp. 259-263. Brest: September, 2003.

- [26] HAGENAUER, J.; OFFER, E.; PAPKE, L. **Iterative Decoding of Binary Block and Convolutional Codes**. IEEE Transactions on Information Theory, v.42, n.2, pp. 429-445. March, 1996.
- [27] HAYKIN, Simon. **Communication Systems**. 4. ed. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [28] HAYKIN, Simon; VAN VEEN, Barry. **Signals and Systems**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 2003.
- [29] HUNT, Andrew W. **Hyper-codes: High-performance Low-complexity Error-correcting Codes**. M. Sc. Thesis. Ottawa-Carleton Institute of Electrical Engineering. Ottawa: May, 1998.
- [30] IANO, Yuzo; NALON, José Alexandre. MPEG-2: Camada de Sistemas. **Revista Científica Periódica do Inatel**, v.3, n.1, pp.28-34. Santa Rita do Sapucaí, abr. 2000.
- [31] ISO / IEC. **MPEG-2: Systems**, ISO/IEC 13818-1. International Standard, 1994.
- [32] ISO / IEC. **MPEG-2: Video**, ISO/IEC 13818-2. International Standard, 1994.
- [33] ISO / IEC. **MPEG-2: Audio**, ISO/IEC 13818-3. International Standard, 1994.
- [34] ITU-T. **Digital Multi-Programme Systems for Television Sound and Data Services for Cable Distribution**, J.122: International Standard, 2002.
- [35] ITU-T. **Digital multi-programme systems for television, sound and data services for cable distribution**, J.83: International Standard, 1997.
- [36] JACOBSEN, Eric. **Metrics and Techniques for Evaluation of FEC Systems**. IEEE 802.16.1pc-00/25. Disponível em: www.ieee802.org/16/tg1/phy/contrib/802161pc-00_25.pdf. Acesso em: 25 Junho 2004.
- [37] KAI-YEUNG, Siu; JAIN, Raj. **A Brief Overview of ATM: Protocol Layers, LAN Emulation, and Traffic Management**. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, v.25, Issue 2, pp. 6-20. New York, 1995.
- [38] KOFFMAN, Israel; ROMAN, Vincenzo. **Broadband Wireless Access Solutions Based on OFDM Access in IEEE 802.16**. IEEE Communications Magazine: no. 4., pp. 96-103. April, 2002.
- [39] KOFFMAN, Israel. Hybrid Satellite-Terrestrial Networks; A Novel Concept for Interactive Data Services. **Broadcastpapers.com**: online. Disponível em: < <http://www.broadcastpapers.com/data/BCA03RuncomHybridSatellite02.htm> >. Acesso em: 25 Junho 2004.
- [40] O'DRISCOLL, Gerard. **The Essential Guide to Digital Set-top Boxes and Interactive TV**. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2000.

- [41] POSSEBON, Samuel. Digitalização na Net e TVA: padrão aberto. **Revista PayTV**. Disponível em: < <http://200.157.161.15/paytv/revista/115/ncta.htm> > Acesso em: 12 de junho de 2004.
- [42] PROAKIS, John G.; MASOUD, Salehi. **Communication Systems Engineering**. 2. ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002.
- [43] PYNDIAH, R.et al. **Near Optimum Decoding of Product Codes**. Proc. IEEE GLOBECOM'94 Conf., v. 1/3, San Francisco, CA, Nov-Dec. 1994, pp. 339-343.
- [44] RANKIN, David M. **Single Parity Check Product Codes and Iterative Decoding**. PhD. Thesis. University of Canterbury. Christchurch, New Zeland: May, 2001.
- [45] RUNCOM TECHNOLOGIES. **RN-2821 Typhoon™**. P/N RN 2821 02-0602. Israel, 2002.
- [46] SCIENTIFIC ATLANTA. **Explorer™ 8000 Home Entertainment Server**. P/N. 4004400 Rev. C. Norcross: 2002.
- [47] SKLAR, Bernard. **Digital Communications – Fundamentals and Applications**. 2. ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001.
- [48] SOARES, Luiz Fernando Gomes; LEMOS, Guido; COLCHER, Sérgio. **Redes de Computadores das LAN's, MAN's e WAN's às Redes ATM**. 2. ed. Rio de Janeiro: Campus, 1995.
- [49] TEKTRONIX. **A Guide to MPEG Fundamentals and Protocol Analysis (Including DVB and ATSC)**. 1997.
- [50] VAN NEE, Richard.; PRASAD, Ramjee. **OFDM for Wireless Multimedia Communications**. United States: Artech House, 2000.
- [51] WEINSTEIN, S.B.; EBERT, P. **Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform**. IEEE Transactions on Communication Technology: no. 5, pp. 628-634. October 1971
- [52] WHITAKER, Jerry; BENSON, Blair. **Standard Handbook of Video and Television Engineering**. 3. ed. –New York: McGraw Hill, 2000.