Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

Uma implementação em software do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B

Marcelo Carneiro de Paiva

MARÇO / 2010

Uma implementação em software do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B

Marcelo Carneiro de Paiva

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunições, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes
Co-orientador: Prof. Dr. Geraldo Gil Ramundo Gomes

Santa Rita do Sapucaí
2009

Dissertação defendida e aprovada em 23/10/2009, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes (Orientador) - Inatel

Prof. Dr. Geraldo Gil Ramundo Gomes (Co-orientador) - Inatel

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães - Inatel

Prof. Dr. Fabbryccio Akkazzha C. M. Cardoso - UNICAMP

Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito

Às duas mulheres da minha
vida, minha mãe Amélia e
minha esposa Carolina.

O conhecimento é um bem valioso que se multiplica ao ser dividido.

Agradecimentos

A Deus, pois sem Ele nada é possível.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes minha gratidão por sempre estar disponível e compartilhar seu vasto conhecimento, não medindo esforços na orientação deste trabalho.

Ao meu co-orientador Geraldo Gil Ramundo Gomes pela orientação e por me iniciar nas atividades de pesquisa.

A minha amada esposa, Carolina, por me incentivar e acompanhar nos momentos difíceis, oferecendo amor, atenção, carinho e paciência e por sua compreensão nos momentos em que fiquei ausente. Aos seus pais, Heleno e Ceres, que me acolheram no seio de sua família.

A Amélia, minha amada mãe, agradeço pelo seu amor, carinho, dedicação e por forjar em mim as virtudes que tenho. A João, meu querido pai, agradeço pelo apoio prestado em todos os momentos de minha vida. Aos meus queridos irmãos, Valério, Ademar, Hudson e Amauri pela amizade, incentivo e por estarem sempre ao meu lado compartilhando suas experiências e me ajudando a crescer.

A todos os meus amigos e colegas de trabalho por respeitarem minhas imperfeições e por me ajudarem a melhorar a cada dia. Faço um agradecimento especial aos amigos Carlos Augusto Rocha, Juliano Silveira Ferreira, Rodrigo Barbosa Brito e Antônio Alves Ferreira Jr. que me apoiaram e ajudaram nesta tarefa.

A todos os colegas, professores e funcionários do Instituto Nacional de Telecomunicações pela amizade. Ao INATEL que ofereceu todos os recursos que necessitei.

Índice

Lista de Figuras **viii**

Lista de Tabelas **xii**

Lista de Abreviaturas e Siglas **xiv**

Lista de Símbolos **xvii**

1 Introdução **1**

1.1 Histórico 1

1.2 Objetivos 4

1.3 Organização da Tese 4

2 Camada Física do padrão ISDB-T_B **6**

2.1 Introdução 6

2.2 Principais Aspectos da Camada Física do Padrão ISDB-T_B 7

2.3 Subsistema de Transmissão do Padrão ISDB-T_B 14

2.3.1 Pacote de Dados do MPEG-2 TS 15

2.3.2 Remultiplexação de TS e Transmissão Hierárquica 16

2.3.3 Código Externo 19

2.3.4 Divisão do TS em camadas hierárquicas 21

2.3.5 Aleatorizador 23

2.3.6 Ajuste de Atrasos e Entrelaçador de Bytes 24

2.3.7 Código Interno 26

2.3.8 Ajuste de atraso, entrelaçador de bit e mapeamento 29

2.3.9 Configuração do Segmento de Dados e Combinação em Camadas Hierárquicas . . . 37
2.3.10 Modo de Operação do Receptor Modelo para formação do quadro de multiplexação . . . 38
2.3.11 Entrelaçamento no tempo e na frequência . . . 41
2.3.12 Estruturação do quadro OFDM . . . 47
2.3.13 IFFT . . . 61
2.3.14 Intervalo de Guarda . . . 64
2.4 Conclusão . . . 65

3 Implementação em Software do Subsistema de Transmissão do padrão ISDB-T_B 67
3.1 Introdução . . . 67
3.2 Metodologia da Implementação . . . 68
3.2.1 Primeira Etapa - Entrada de Parâmetros . . . 69
3.2.2 Segunda Etapa - Codificação de Canal . . . 71
3.2.3 Terceira Etapa - Formação do sinal OFDM . . . 84
3.3 Conclusão . . . 98

4 Procedimento de Validação 101
4.1 Metodologia de Validação . . . 101
4.2 Resultados das verificações de funcionamento . . . 106
4.3 Cenário 1 : Alta definição com uma única camada . . . 107
4.4 Cenário 2 : Configuração típica na cidade de São Paulo . . . 114
4.5 Cenário 3 : Mesma taxa com diferentes eficiências espectrais . . . 119
4.6 Cenário 4 : Recepção móvel, portátil e fixa . . . 125
4.7 Conclusão . . . 129

5 Conclusões 132

A Tabelas complementares 134
A.1 Taxa útil de dados em um segmento . . . 134
A.2 Tabelas de Aleatorização . . . 135

A.3 Tabelas das posições das portadoras usadas na formação do Quadro OFDM 137

B Código da implementação em software **141**

C Artigos referentes à dissertação **142**

C.1 Artigos publicados 142

Bibliografia **143**

Lista de Figuras

2.1 Diagrama em blocos simplificado do subsistema de transmissão. . 7

2.2 Exemplo de espectro de transmissão hierárquica. (a) Organização antes da formação do quadro OFDM (b) Organização depois da formação do quadro OFDM 10

2.3 Diagrama em blocos do modulador ISDB-T_B. 15

2.4 Reposicionamento do byte de sincronismo. (a) Pacote antes do reposicionamento do byte de sincronismo (b) Pacote depois do reposicionamento do byte de sincronismo 22

2.5 Geração do polinômio PRBS. 23

2.6 Entrelaçador e Desentrelaçador. 25

2.7 Codificador Convolucional. 27

2.8 Exemplo de puncionamento para o código de taxa 2/3. 29

2.9 Entrelaçamento de bits e mapeamento de símbolos seriais. 30

2.10 Circuito modulador $\frac{\pi}{4}$-DQPSK. 31

2.11 Constelação $\frac{\pi}{4}$ - DQPSK. 32

2.12 Circuito modulador QPSK. 33

2.13 Constelação QPSK. 33

2.14 Constelação 16-QAM. 34

2.15 Circuito modulador 16-QAM. 34

2.16 Constelação 64-QAM. 35

2.17 Circuito modulador 64-QAM. 36

2.18 Configuração do segmento de dados. 38

2.19 Combinação Hierárquica dos Segmentos de Dados. 39

2.20 Diagrama em blocos do receptor modelo. 40

2.21 Entrelaçador temporal. 42
2.22 Seção de entrelaçamento dentro do segmento. 43
2.23 Arranjo dos atrasos em cada caminho de uma seção de entrelaçamento composta por 96 portadoras. 44
2.24 Entrelaçador na Frequência. 46
2.25 Entrelaçamento entre segmentos de dados. (a) Arranjo dos símbolos antes do entrelaçamento (b) Arranjo dos símbolos depois do entrelaçamento 46
2.26 Entrelaçamento dentro do segmentos de dados - Deslocamento Cíclico. 47
2.27 Circuito gerador PRBS para portadoras piloto. 50
2.28 Efeito de um canal com múltiplos percursos sobre portadoras distribuídas de forma equidistante e não equidistante. 51
2.29 Configuração do segmento OFDM para modulação com demodulação diferencial. 60
2.30 Configuração do segmento OFDM para modulação síncrona. . . . 61
2.31 Inserção do intervalo de guarda em um símbolo OFDM. 65

3.1 Fluxograma da implementação em software. 69
3.2 Interface gráfica para entrada de parâmetros. 70
3.3 Diagrama em blocos da implementação em software. 72
3.4 Diagrama em blocos da segunda etapa da implementação em software. 73
3.5 Circuito Gerador da Sequência PN23. 74
3.6 Fluxograma da função que gera os pacotes TS. 75
3.7 Fluxograma da função que realiza a aleatorização dos bits do pacote. 77
3.8 Fluxograma da função que realiza o entrelaçamento dos bytes do pacote. 79
3.9 Fluxograma da função do codificador interno. 81
3.10 Fluxograma da função que realiza entrelaçamento dos bits e o mapeamento em símbolos. 84

3.11 Fluxograma da função que realiza o entrelaçamento temporal dos símbolos da constelação. 87
3.12 Fluxograma da função que realiza o entrelaçamento no domínio da frequência entre segmentos com modulações semelhantes. 89
3.13 Fluxograma da função que realiza o entrelaçamento no domínio da frequência através dos processos de deslocamento cíclico e aleatorização dos símbolos. 90
3.14 Fluxograma da função que gera as posições e as informações enviadas nas portadoras piloto. 93
3.15 Fluxograma da função que gera as posições e as informações enviadas nas portadoras auxiliares. 94
3.16 Fluxograma da função que gera as posições e as informações enviadas nas portadoras TMCC. 96
3.17 Fluxograma da função que forma os símbolos e quadros OFDM. . 99

4.1 Equipamentos utilizados para testes. 102
4.2 Tela do software IQWizard. 104
4.3 Tela do software WinIQSim. 104
4.4 Exemplificação do símbolo ideal e do vetor erro. 105
4.5 Constelação da camada A do Cenário 1. 109
4.6 BER da camada A do Cenário 1. 111
4.7 Constelação da camada A do Cenário 2. 116
4.8 Constelação da camada B do Cenário 2. 117
4.9 BER da camada A do Cenário 2. 118
4.10 BER da camada B do Cenário 2. 119
4.11 Constelação da camada A do Cenário 3. 121
4.12 Constelação da camada B do Cenário 3. 122
4.13 Constelação da camada C do Cenário 3. 123
4.14 BER da camada A do Cenário 3. 124
4.15 BER das demais cam. do Cen. 3. (a) camada B (b) camada C. . 124
4.16 Constelação da camada A do Cenário 4. 127
4.17 Constelação da camada B do Cenário 4. 128

4.18 Constelação da camada C do Cenário 4. 129
4.19 BER da camada A do Cenário 4. 130
4.20 BER das demais cam. do Cen. 4. (a) camada B (b) camada C. . 130

Lista de Tabelas

2.1 Principais Parâmetros do Padrão ISDB-T_B. 11
2.2 Esquema de Puncionamento. 28
2.3 Tipos de mapeamento. 30
2.4 Cálculo do deslocamento da fase. 32
2.5 Fator de normalização de nível das modulações. 36
2.6 Profundidade do entrelaçador temporal, número de símbolos do ajuste de atraso e quantidade de quadros atrasados. 44
2.7 Aleatorização das portadoras no modo 1. 48
2.8 Modulação das portadoras piloto. 50
2.9 Arranjo das portadoras AC_1 e AC_2 no modo 1. 52
2.10 Configuração dos bits da TMCC. 53
2.11 Identificação do sistema. 54
2.12 Bits usados para informar a modulação empregada em cada camada hierárquica. 56
2.13 Taxa de cod. do código interno para cada camada hierárquica. . . 56
2.14 Prof. do entrelaçador temporal para cada camada hierárquica. . . 57
2.15 Quant. de segmentos OFDM utilizados na camada hierárquica. . . 58
2.16 Arranjo das port. TMCC para mod. diferencial no modo 1. 59
2.17 Arranjo das port. TMCC para mod. coerente no modo 1. 59

3.1 Parâmetros da função port_piloto. 92
3.2 Parâmetros da função port_auxiliares. 95
3.3 Parâmetros da função port_TMCC. 97

3.4 Parâmetros da função que organiza os bits e gera a paridade do código que será transmitido nas portadoras TMCC. 98
3.5 Parâmetros da função portadoras auxiliares. 98

4.1 Parâmetros de configuração do Cenário 1. 107
4.2 Parâmetros de configuração do Cenário 2. 114
4.3 Parâmetros de configuração do Cenário 3. 120
4.4 Parâmetros de configuração do Cenário 4. 125

A.1 Taxa útil de dados em um segmento. 134
A.2 Aleatorização das portadoras no modo 2. 135
A.3 Aleatorização das portadoras no modo 3. 136
A.4 Arranjo das portadoras AC_1 e AC_2 no modo 2. 137
A.5 Arranjo das portadoras AC_1 e AC_2 no modo 3. 138
A.6 Arranjo das port. TMCC para mod. diferencial no modo 2. 139
A.7 Arranjo das port. TMCC para mod. diferencial no modo 3. 139
A.8 Arranjo das port. TMCC usando mod. coerente no modo 2. . . . 140
A.9 Arranjo das port. TMCC usando mod. coerente no modo 3. . . . 140

Lista de Abreviaturas e Siglas

8VSB *8-Vestigial Side Band* - Banda Lateral Vestigial com 8 níveis.

AC *Auxiliary Channel* - Canal Auxiliar.

ABERT Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão.

ABNT Associação Brasileira de Normas Técnicas.

ATSC *Advanced Television Systems Committee* - Comitê Avançado de Sistemas de Televisão.

AWGN *Additive White Gaussian Noise* - Ruído Gaussiano Branco Aditivo.

BER *Bit Error Rate* - Taxa de Erro de Bit.

BST *Band Segmented Transmission* - Transmissão de Banda Segmentada.

BTS *Broadcast Transport Stream* - Fluxo de Transporte de Radiodifusão.

CP *Continuous Pilot* - piloto Contínuo.

DBPSK *Differential Binary Phase Shift Keying* - Chaveamento de Fase Binária Diferencial.

DQPSK *Differential Quadrature Phase Shift Keying* - Chaveamento de Fase em Quadratura Diferencial.

DVB-T *Digital Video Broadcasting-Terrestrial* - Radiodifusão de Vídeo Digital - Terrestre.

FFT *Fast Fourier Transform* - Transformada Rápida de Fourier.

FIFO *First In First Out* - Tipo de memória onde o primeiro dado a entrar nesta memória também é o primeiro a sair.

ICI *Inter Carrier Interference* - Interferência Entre Portadoras.

IDFT *Inverse Discrete Fourier Transform* - Transformada Discreta Inversa de Fourier.

IFFT *Inverse Fast Fourier Transform* - Transformada Rápida Inversa de Fourier.

IIP *ISDB-T Information Packet* - Pacote de Informações do ISDB-T.

IP *Internet Protocol* - Protocolo de Internet.

ISDB-T *Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial* - Serviços Integrados de Radiodifusão Digital - Terrestre.

ISDB-T_B *Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial Brazil* - Serviços Integrados de Radiodifusão Digital - Terrestre Brasil.

ISI *Inter Symbol Interference* - Interferência Entre Símbolos.

ITU *International Telecommunications Union* - União internacional de Telecomunicações.

MER *Modulation Error Ratio* - Relação de Erro de Modulação.

MPEG *Moving Picture Experts Group* - Grupo de Peritos em Imagens Dinâmicas.

NCL *Nested Context Language* - Liguagem de contexto aninhado.

NTSC *National Television System Committee* - Comitê Nacional de Sistemas de Televisão.

OFDM *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais.

PAL *Phase Alternation Line* - Linha de Fase Alternante.

PN *Pseudo Noise* - Pseudo Ruído.

PRBS *Pseudo Random Bit Sequence* - Sequência de Bits Pseudo Aleatória.

QAM *Quadrature Amplitude Modulation* - Modulação em Amplitude e Quadratura.

QPSK *Quadrature Phase Shift Keying* - Chaveamento de Fase em Quadratura.

RAM *Random Access Memory* - Memória de Acesso Aleatório.

RS *Reed Solomon* - Tipo de código corretor de erro.

SBTVD Sistema Brasileiro de Televisão Digital.

SECAM *Sequencial Colour Avec Mémoire* - Cor Sequencial com Memória.

SET Sociedade Brasileira de Engenharia de Televisão.

SP *Scattered Pilots* - Pilotos Espalhadas.

TCP *Transfer Control Protocol* - Protocolo de Controle de Transferência.

TMCC *Transmission and Multiplexing Configuration Control* - Control e Configuração de Multiplexação e Transmissão.

TS *Transport Stream* - Fluxo de Transporte.

UHF *Ultra High Frequencies* - faixa de frequências ultra altas, entre 300MHz e 3GHz.

VHF *Very High Frequencies* - faixa de frequências muito altas, entre 30MHz e 300MHz.

Lista de Símbolos

a	número de bits de informação do codificador interno.
b	número de bits codificados do codificador interno.
B'_k	k-ésimo bit modulado da portadora TMCC.
B'_{k-1}	k-ésimo bit anterior modulado da portadora TMCC.
B_k	k-ésimo bit de informação da portadora TMCC.
B_X	quantidade total de símbolos gerados pela etapa de codificação de canal da camada X.
B_{X_R}	quantidade de símbolos múltiplo inteiro de um quadro OFDM.
BW_C	largura de faixa do canal de TV.
BW_S	largura de faixa do segmento OFDM.
c	quantidade de colunas usadas no entrelaçador de bloco.
C	capacidade de correção de erro de símbolo na palavra-código.
d	índice temporal das amostras do sinal OFDM.
d_{min}	distância mínima do código externo.
D_i	atraso do i-ésimo caminho do segmento de dados dentro de uma seção de entrelaçamento.
$D_{(X)}$	número de pacotes TS que devem ser atrasados antes do entrelaçador de byte da camada X.
$\bar{E}$	é a energia média de símbolo da constelação.
f_s	freqüência de amostragem da IFFT.
$f_1(x)$	polinômio usado para gerar a seqüência PRBS do aleatorizador.

$f_2(x)$ polinômio usado para gerar a seqüência PRBS que modula as portadoras piloto.

$f_3(x)$ polinômio usado para gerar a seqüência PRBS que preenche os pacotes TS.

$F_{(X)}$ número de bits que devem ser atrasados antes do entrelaçador de bit da camada X.

$g(x)$ polinômio usado para gerar o código RS(204,188).

$g_2(x)$ polinômio usado para gerar o código de bloco encurtado (184,102).

$G_1(x)$ polinômio que define a primeira saída do codificador interno.

$G_2(x)$ polinômio que define a segunda saída do codificador interno.

G_1 representação vetorial do polinômio que define a primeira saída do codificador interno.

G_2 representação vetorial do polinômio que define a segunda saída do codificador interno.

H é a quantidade total de quadros OFDM atrasados pelo entrelaçador temporal.

I profundidade do entrelaçador temporal.

I_G intervalo de guarda do símbolo OFDM.

I_j sinal em fase do símbolo atual da constelação $\frac{\pi}{4}$-DQPSK.

I_{j-1} sinal em fase do símbolo anterior da constelação $\frac{\pi}{4}$-DQPSK.

k número de símbolos da informação do código externo.

K quantidade de estágios de atraso do registrador de deslocamento do código interno.

l quantidade de linhas usadas no entrelaçador de bloco.

L é o número de símbolos OFDM que devem ser atrasados antes do entrelaçador temporal.

m número de bits de um símbolo da palavra-código.

m_d número inteiro correspondente ao modo de operação do sistema.

M é a quantidade de símbolos da constelação.

M_X ordem da modulação usada na camada X.

n número de símbolos da palavra-código do código externo.

N	número de portadoras no cômputo da IFFT.
N_B	quantidade de bits por segmento em um quadro de multiplexação.
N_{PN}	tamanho da sequência do gerador PRBS.
N_{PQ}	número de pacotes TS em um quadro de multiplexação.
N_{PS}	número de pacotes TS transportados em um segmento OFDM na duração de um quadro de multiplexação.
N_{P_X}	número de pacotes TS transportados na camada hierárquica X na duração de um quadro de multiplexação.
$N_{(X)}$	numero de segmentos na camada X.
$p(x)$	polinômio primitivo do campo de Galois.
P_{SP}	posição da k-ésima portadora espalhada do j-ésimo símbolo OFDM no quadro OFDM.
Q_j	sinal em quadratura do símbolo atual da constelação $\frac{\pi}{4}$-DQPSK.
Q_{j-1}	sinal em quadratura do símbolo anterior da constelação $\frac{\pi}{4}$-DQPSK.
r	taxa de codificação do código interno.
$r_{(X)}$	taxa de codificação do código interno da camada X.
$R_{B\alpha}$	taxa total de bits transmitida em um segmento de dados.
R_{BC_X}	taxa de bits na entrada do codificador convolucional para um segmento da camada X.
R_O	taxa de símbolos OFDM por segundo.
$R_{S\alpha}$	taxa útil de símbolos seriais transmitida em um segmento de dados.
R_{B_X}	taxa útil de bits transmitida em um segmento da camada X.
$s(t)$	sinal OFDM.
s_d	sinal OFDM amostrado.
$S_{i,j,k}$	Símbolo serial localizado na i-ésima portadora do j-ésimo símbolo OFDM presente no k-ésimo segmento de dados.
SS_0	primeira palavra de sincronismo utilizada na TMCC.
SS_1	segunda palavra de sincronismo utilizada na TMCC.

SW_1	chave de entrada do combinador hierárquico.
SW_2	chave de entrada da seção de reprodução de TS.
SW_3	chave de saída do combinador hierárquico.
SW_4	chave de saída da seção de reprodução de TS.
t_s	período de amostragem da IFFT.
T_{IG}	duração do intervalo de guarda.
T_O	duração total do símbolo OFDM.
T_P	duração de um pacote de 204 bytes no remultiplexador.
T_Q	duração do quadro OFDM.
T_U	duração útil do símbolo OFDM.
u	ordem do polinômio gerador da sequência PN do aleatorizador.
U	é a quantidade de funções-bases ortonormais usadas para representar os símbolos da constelação.
W	número de símbolos utilizados no cômputo da MER.
W_i	sequência de bits de saída do aleatorizador utilizado para modulador as portadora piloto.
Z	símbolo serial complexo.
z_{ij}	é a projeção do i-ésimo símbolo da constelação na j-ésima função-base.
α	número de portadoras por segmento de dados.
β	número de portadoras por segmento OFDM.
$\triangle f$	espaçamento entre portadoras.
γ	número total de portadoras ativas em um símbolo OFDM.
θ_j	ângulo do deslocamento em fase causado pelo dibit de entrada no mapeador $\frac{\pi}{4}$-DQPSK

Resumo

O sistema ISDB-T_B é formado por um conjunto de subsistemas com especificações próprias que definem o comportamento de seus dispositivos. O subsistema de transmissão trata dos processamentos realizados sobre o fluxo de bits antes deste ser enviado através do canal de comunicação. Embora a norma especifique os blocos que compõem o diagrama deste subsistema, sua descrição é muito sucinta, o que pode resultar em interpretações errôneas. O objetivo deste trabalho é fornecer uma referência completa e detalhada sobre o funcionamento da camada física do padrão ISDB-T_B. Assim, será desenvolvido um modelo de referência em software que reproduza o comportamento deste subsistema de transmissão.

Palavras-chave: ISDB-T_B, TV Digital, Implementação em software, Subsistema de transmissão.

Abstract

The ISDB-T_B system is formed by a set of subsystems with their own specifications, which define the behavior of their devices. The transmission subsystem deals with the processing performed on the bit stream before being sent through the communication channel. Although the standard specifies the blocks that compound this subsystem diagram, its description is very summarized, and can result in misinterpretation. This paper aims at providing a complete and detailed reference on the operation of ISDB-T_B physical layer standard.

Keywords: ISDB-T_B, Digital TV, Software Implementation, Transmission Subsistem.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Histórico

A TV é o meio de comunicação mais popular do Brasil, com presença em aproximadamente 95,1% das residências [1]. A primeira emissora de TV preto-e-branco do Brasil foi inaugurada em 1952 na cidade de São Paulo. Nesta ocasião, o Brasil adotou o padrão americano conhecido como padrão M. O sistema americano de TV colorida NTSC (*National Television System Committee*) [2][3] definido em 1954 apresentava problemas de fidelidade de cor. Como alternativas haviam dois sistemas europeus que não apresentavam este problema: o francês SECAM (*Sequencial Colour Avec Mémoire*) [2][3] e o alemão PAL (*Phase Alternation Line*) [2][3]. Em 1974, o Brasil adotou o sistema de TV em cores PAL com padrão M para manter a compatibilidade com o sistema de TV preto-e-branco anteriormente adotado [4].

No início da década de 1990 surgiram os primeiros sistemas de TV desenvolvidos com tecnologia digital. Três sistemas foram desenvolvidos para a radiodifusão terrestre de TV Digital: o sistema americano ATSC (*Advanced Television Systems Committee*) [5], o sistema europeu DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) [6] e o sistema japonês ISDB-T (*Integrated System Digital Broadcasting - Terrestrial*) [7]. Cada sistema possui diferentes abordagens, mas todos possibilitam o envio de sinais de vídeo e áudio com alta qualidade.

Em 1998, a Universidade Presbiteriana Mackenzie, através de um convênio

com a Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão (ABERT) e a Sociedade Brasileira de Engenharia de Televisão (SET), iniciou testes sobre estes três sistemas visando fornecer subsídios técnicos para o governo, considerando uma futura adoção [4]. Nestes testes ficou constatado que um sistema com múltiplas portadoras, como aquele utilizado nos sistemas europeu e japonês, é tecnicamente melhor e mais adequado às condições brasileiras que o sistema 8VSB utilizado pelo sistema americano. Os testes concluíram também que o sistema ISDB-T apresenta maior flexibilidade e superioridade técnica que o sistema DVB. Entretanto, pesquisadores de institutos de pesquisa [8], representantes do ATSC [9] e de fabricantes de equipamentos [10] manifestaram críticas sobre diversos pontos, julgando que os procedimentos, a quantidade e o critério de escolhas de pontos de teste, entre outros, privilegiavam os sistemas COFDM em detrimento do sistema 8VSB.

Em 2003, a Mackenzie realizou testes em uma nova geração de receptores com o objetivo de avaliar a evolução da tecnologia dos três sistemas [4]. Estes testes de laboratório mostraram que o sistema ATSC apresentou uma melhoria de desempenho, com maior robustez contra pós-ecos e efeito Doppler devido à evolução dos equalizadores. O aumento da robustez não foi significativo para pré-ecos, mantendo a curva de equalização assimétrica com maior robustez aos pós-ecos. Os testes indicaram que, apesar dos avanços significativos das gerações de receptores, o ATSC ainda continuava inadequado para a situação brasileira. Os testes nos receptores dos sistemas DVB-T e ISDB-T concluíram que também houve melhoria do desempenho de ambos. Estes testes concluíram que o sistema japonês continuou superior ao sistema europeu.

No dia 23 de setembro de 2003 foi instituído o grupo de trabalho interministerial para avaliar propostas, propor diretrizes e coordenar o processo de implantação do Sistema Brasileiro de TV Digital (SBTVD). Em 27 de novembro de 2003 foi decretada a criação do comitê de desenvolvimento do SBTVD com atribuições de coordenar, controlar e acompanhar as ações e o desenvolvimento das pesquisas. Em 2004, chamadas públicas foram realizadas para eleger consórcios de instituições de pesquisa capazes de contribuir com propostas de no-

vas tecnologias que poderiam ser adotadas na implantação do SBTVD. As áreas e temas definidos como prioritários foram:

- camada de interatividade;
- codificação de sinais de fonte;
- *middleware*, serviços, aplicações e conteúdos;
- transmissão e recepção, codificação de canal e modulação;
- camada de transporte.

No início de 2006, as diversas instituições de pesquisa apresentaram expressivas contribuições com suas propostas e desenvolvimentos. No dia 29 de junho de 2006 foi decretado que o SBTVD adotaria o padrão ISDB-T incorporando inovações tecnológicas aprovadas pelo comitê de desenvolvimento. Dentre as inovações propostas duas tiveram destaque e foram incorporados ao sistema. São elas: o *middleware* [11] e a codificação de sinais de fonte [12]. O *middleware* brasileiro, denominado de Ginga, é constituído por duas linguagens: uma declarativa chamada Ginga NCL (*Nested Context Language*) [13][14][15] e outra procedural chamada Ginga-J [13][15]. O grupo responsável pela codificação de sinais de fonte propôs o uso do padrão de codificação H.264 [16]. Com estas incorporações, este novo sistema utilizado no Brasil passou a ser chamado de ISDB-T_B (*Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial Brazil*).

As primeiras transmissões experimentais do ISDB-T_B foram realizadas em junho de 2007 na cidade de São Paulo. No dia 2 de dezembro de 2007 foram iniciadas as transmissões comerciais. Desde o dia 15 de setembro de 2009, o sinal de TV Digital está presente em vinte e quatro cidades e disponível para quase 100 milhões de brasileiros.

O Brasil tem realizado esforços para que outros países da América Latina adotem o ISDB-T_B. Em 14 de setembro de 2009, o governo peruano assinou um acordo de cooperação técnica com o governo brasileiro e adotou o padrão nipo-brasileiro. Argentina [17] e Chile [18] também anunciaram a adesão ao sistema ISDB-T_B.

1.2 Objetivos

A camada física do padrão ISDB-T_B descreve o processamento que deve ser realizado no fluxo de bits que carrega as informações de vídeo, áudio e dados antes de ser transmitido através do canal de comunicação aos receptores. Este subsistema de transmissão segue as especificações da norma ABNT NBR 15601:2007 [19]. Embora a norma especifique os blocos que compõem o diagrama deste subsistema, sua descrição é muito sucinta e, em alguns casos, confusa. O principal objetivo deste trabalho é apresentar uma referência que esclareça os pontos nebulosos do subsistema de transmissão e apresentar os resultados da implementação em software capaz de reproduzir o processamento executado pela camada física do sistema. Para atingir o objetivo deste trabalho foi realizado o estudo da camada física do padrão ISDB-T_B e de publicações científicas e tecnológicas que descrevem a operação dos dispositivos que compõem seu diagrama em blocos. Para cada dispositivo procurou-se identificar os argumentos que justifiquem seu emprego e funcionamento. A ação seguinte foi criar um modelo de referência no qual o estudo realizado forneceu a fundamentação teórica necessária para criar uma simulação capaz de executar o processamento especificado para cada um dos blocos do subsistema de transmissão. A implementação em software foi desenvolvida com o Matlab® [20]. A validação da simulação foi feita utilizando o gerador de formas de onda arbitrárias R&S SMU200A [21] e o analisador de sinais de radiodifusão do padrão ISDB-T_B, MS8901A [22].

1.3 Organização da Tese

Para apresentar os resultados aqui listados, dividiu-se este documento em quatro capítulos. O Capítulo 2 apresenta um estudo do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B. Neste capítulo é realizada uma descrição detalhada do funcionamento de cada bloco do diagrama do subsistema de transmissão. São também fornecidas as expressões e explicações que permitem determinar a influência dos parâmetros de configuração sobre a operação do subsistema. Buscou-se, neste capítulo, fornecer uma referência sobre a operação da camada física do

padrão ISDB-T_B.

O Capítulo 3 apresenta uma implementação em software que realiza todo o processamento especificado para o subsistema de transmissão. São ainda descritos todos os procedimentos lógicos realizados e a abordagem para validar o resultado desta implementação. A contribuição deste capítulo está na apresentação detalhada desta implementação em software que permite realizar qualquer tipo de configuração especificada na norma do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B. O modelo de referência fornecido neste capítulo pode ser útil para pesquisadores e desenvolvedores que desejam aprofundar seu conhecimento sobre este subsistema. O Capítulo 4 apresentada as medidas realizadas com os equipamentos de laboratório. Para a realização dos testes de validação foram propostos quatro cenários com diferentes configurações de parâmetros.

O Capítulo 5 apresenta a revisão dos assuntos abordados neste trabalho, os comentários referentes ao desenvolvimento, as conclusões e as propostas de trabalhos futuros. No Anexo A são fornecidas as tabelas complementares. As linhas de código de todas as funções que compõem as etapas da implementação em software estão disponíveis no Anexo B.

Capítulo 2

Camada Física do padrão ISDB-T_B

2.1 Introdução

O subsistema de transmissão para radiodifusão terrestre de televisão digital do padrão ISDB-T_B (*Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial Brazil*) é responsável por transformar as informações digitais em sinais adequados para o envio através do canal de comunicação. O objetivo deste capítulo é descrever e explicar a função de cada bloco que compõe o subsistema de transmissão.

A primeira seção introduz os principais aspectos da camada física do padrão ISDB-T_B, com foco nos parâmetros essenciais, apresentando ainda as expressões que permitem determinar os demais parâmetros envolvidos. A seção seguinte detalha o funcionamento de cada bloco que compõe o diagrama em blocos da camada física do padrão ISDB-T_B. Nessa seção são apresentados os aspectos que justificam o emprego de cada bloco. A última seção sintetiza as contribuições deste capítulo e introduz os assuntos tratados no capítulo seguinte.

2.2 Principais Aspectos da Camada Física do Padrão ISDB-T_B

O objetivo da televisão digital é transmitir sinais de vídeo, áudio e dados até os telespectadores. Os sinais de vídeo e áudio são digitalizados, codificados e multiplexados [23][24] juntamente com dados complementares para formar um fluxo de bits que contém todas as informações que devem ser transmitidas. Esse fluxo de bits é chamado de TS (*Transport Stream*) [25]. Um ou mais TSs são remultiplexados com o objetivo de criar um único BTS (*Broadcast Transport Stream*) [25] e que alimentará o subsistema de transmissão. O BTS será submetido à uma série de processos de codificação de canal e modulação, cujos objetivos são viabilizar a recepção em cenários típicos de radiodifusão nas faixas de VHF e UHF.

Na etapa de codificação de canal são utilizados dois códigos corretores de erros concatenados com o objetivo de melhorar o desempenho em termos da taxa de erro de bit. Existem dois níveis de codificação, onde no primeiro nível o código é chamado de código externo e no segundo nível é chamado de código interno. A informação protegida é então divida em milhares de portadoras, formando um sinal OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). O processo de geração do sinal OFDM utiliza o método da IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) e é amplamente empregado em sistemas digitais de banda larga [26]. A Figura 2.1 mostra o diagrama em blocos simplificado do subsistema de transmissão.

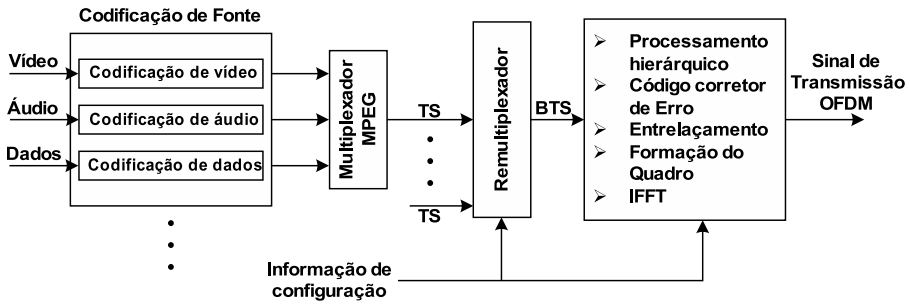


Figura 2.1: *Diagrama em blocos simplificado do subsistema de transmissão.*

O ISDB-T_B utiliza a multiplexação por divisão em portadoras de frequências

ortogonais com segmentação de banda chamada BST-OFDM (*Band Segmented Transmission - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [26] para permitir flexibilidade de operação e robustez contra a seletividade em frequência do canal. A flexibilidade se deve à segmentação de banda, que permite ao sistema atender a diferentes serviços, como por exemplo a recepção fixa, portátil e móvel, no mesmo canal e simultaneamente. A radiodifusão simultânea destes serviços é chamada de transmissão hierárquica. A robustez contra a seletividade em frequência do canal se deve ao uso de múltiplas portadoras e do intervalo de guarda adicionado [27].

No ISDB-T$_{\mathrm{B}}$, o espectro de 6 MHz destinado ao serviço de TV é dividido em 14 partes, onde 13 partes sucessivas são efetivamente empregadas na transmissão de sinais e 1 parte é usada como banda de guarda entre os canais adjacentes. Cada uma das 13 partes do espectro de transmissão consiste num bloco de portadoras chamado segmento OFDM que ocupa uma largura de faixa dada por

$$BW_S = \frac{BW_C}{14} = 428,571428 \text{ kHz}, \tag{2.1}$$

onde BW_C é a largura de faixa do canal de TV, igual a 6 MHz.

Cada camada hierárquica é composta por um ou mais segmentos OFDM. Os 13 segmentos OFDM podem ser agrupados em até 3 grupos hierárquicos distintos, chamados de camadas A, B e C. O segmento OFDM é a unidade básica da transmissão BST-OFDM no domínio da frequência. Desta forma, um segmento OFDM pode operar com parâmetros próprios no estágio de codificação de canal, tais como ordem de modulação, taxa de código interno e profundidade do entrelaçador temporal.

Os segmentos são numerados em ordem crescente de 0 a 12, onde o segmento 0 é posicionado no centro do espectro de transmissão, por isso sendo chamado de segmento central. Os segmentos seguintes são posicionados à esquerda e à direita deste segmento, de forma que os segmentos ímpares ficam posicionados à esquerda do segmento central e os segmentos pares ficam posicionados à direita.

As camadas hierárquicas A, B e C são sucessivamente organizadas de acordo com a ordem crescente dos segmentos. Para oferecer o serviço de recepção móvel,

apenas o segmento central do espectro de transmissão é utilizado. O segmento central é submetido a um estágio de codificação de canal com parâmetros próprios. Assim, sempre que existir o serviço de recepção móvel, o mesmo é designado como camada A e a camada subsequente será denominada de camada B. O serviço de recepção móvel é também chamado de recepção parcial, pois é possível receber o segmento central utilizando apenas a parcela central do espectro do símbolo OFDM [26].

No ISDB-T_B, os símbolos transportados por cada portadora podem ser modulados para demodulação diferencial ou coerente. Caso alguma camada utilize demodulação diferencial, tal camada deve ser posicionada antes da camada que utilizar demodulação coerente, ocupando, dessa forma, os segmentos mais próximos do centro do espectro de transmissão. Assim, considerando que os diferentes tipos de serviços sejam atendidos, os segmentos que formam as camadas hierárquicas A, B e C devem ser organizados na seguinte ordem: recepção móvel, modulação com demodulação diferencial e modulação com demodulação coerente.

Cada segmento OFDM é formado por portadoras que transportam dados, portadoras piloto que auxiliam na estimação do canal, portadoras auxiliares e portadoras que transportam informações de controle e configuração do subsistema de transmissão. O conjunto de portadoras de dados que dá origem ao segmento OFDM é chamado de segmento de dados. Antes da inserção das portadoras piloto, portadoras auxiliares e das portadoras de controle e configuração, os segmentos de dados são organizados em ordem ascendente e agrupados consecutivamente para formar as camadas hierárquicas. A Figura 2.2a apresenta um exemplo da organização dos segmentos de dados antes da formação do quadro OFDM, enquanto que a Figura 2.2b apresenta o espectro de transmissão com a organização dos segmentos OFDM. Nesse exemplo hipotético utilizou-se três camadas hierárquicas.

O esquema de modulação BST-OFDM pode ser configurado para operar em três modos de transmissão com diferentes quantidades de portadoras ocupando a mesma banda.

A taxa útil de transmissão não depende do modo de operação, ou seja, não

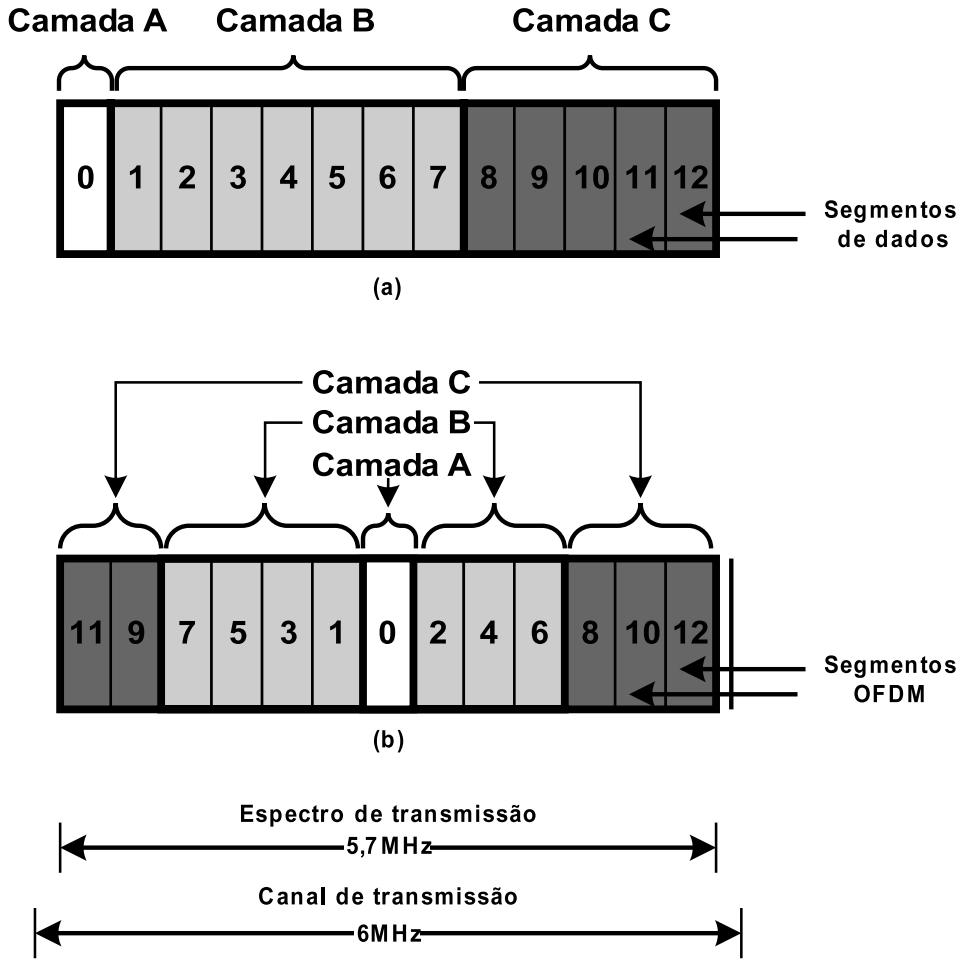


Figura 2.2: *Exemplo de espectro de transmissão hierárquica. (a) Organização antes da formação do quadro OFDM (b) Organização depois da formação do quadro OFDM*

depende do número de portadoras. A alteração dos parâmetros do estágio de codificação de canal ou do intervalo de guarda alterará a taxa útil transmitida e a proteção adicionada aos dados transmitidos. Esta taxa útil, em cada segmento OFDM, pode variar de 280,85 kbps, quando o segmento OFDM opera com maior inserção de redundância, até 1787,28 kbps, quando o segmento OFDM opera com menor quantidade de redundância.

A Tabela 2.1 apresenta os principais parâmetros do subsistema de transmissão, a partir dos quais é possível calcular todos os demais parâmetros.

Primeiramente deve-se definir o modo de operação e o intervalo de guarda, os quais se aplicam a todos os segmentos OFDM. Cada camada hierárquica deve

especificar a quantidade de segmentos, a ordem de modulação, a taxa do código interno e a profundidade do entrelaçador temporal.

Tabela 2.1: *Principais Parâmetros do Padrão ISDB-T_B.*

Parâmetros	Valores
Número de camadas hierárquicas	até 3
Número de segmentos OFDM	13
Banda do segmento OFDM (BW_S)	428,57 kHz
Comprimento do quadro OFDM	204 símbolos OFDM
Frequência de amostragem IFFT (f_S)	$(512/63) \cdot 10^6$ = 8,126984 MHz
Número de portadoras por segmento OFDM (β)	108 (modo 1) 216 (modo 2) 432 (modo 3)
Número de amostras da IFFT (N)	2048 (modo 1) 4096 (modo 2) 8192 (modo 3)
Intervalo de guarda (IG)	1/4 1/8 1/16 1/32
Métodos de modulação	DQPSK QPSK 16-QAM 64-QAM
Taxa do código interno (r_{CC})	1/2 2/3 3/4 5/6 7/8
Profundidade do entrelaçador no tempo (I)	0 4 8 16 modo 1 0 2 4 8 modo 2 0 1 2 4 modo 3

O número total de portadoras ativas em cada modo de operação é igual a soma das portadoras de todos os segmentos OFDM mais uma unidade [19], ou seja,

$$\gamma = 13\beta + 1, \tag{2.2}$$

onde β é o número de portadoras por segmento OFDM.

O espaçamento entre portadoras é dado por

$$\triangle f = \frac{BW_S}{\beta}. \tag{2.3}$$

A frequência de amostragem para realização da IFFT define a temporização de todo o subsistema de transmissão de TV Digital. O período de amostragem

para a IFFT é igual ao inverso da frequência de amostragem, ou seja,

$$t_s = \frac{1}{f_s} = 123,046875\,\mu\text{s}. \tag{2.4}$$

A IFFT usa N portadoras para o cômputo da IFFT, onde aproximadamente 69% das portadoras transmitem informações e o restante são portadoras nulas. Desse modo, a duração útil de um símbolo OFDM é dada por

$$T_U = Nt_s. \tag{2.5}$$

Para minimizar os efeitos da interferência entre símbolos, chamada de ISI (*Inter Symbol Interference*), ocasionada pelos múltiplos percursos que podem ocorrer no canal, um intervalo de guarda é inserido entre dois símbolos OFDM. A inserção do intervalo de guarda evita a ISI desde que a dispersão temporal do canal seja menor do que o intervalo de guarda inserido. O intervalo de guarda consiste de uma parcela do fim do símbolo OFDM que é copiada para o seu início. Essa parcela, I_G, é uma fração do tempo de símbolo. Dessa forma, a duração do intervalo de guarda é dada por

$$T_{IG} = I_G T_U. \tag{2.6}$$

A duração total do símbolo OFDM é dada por

$$T_O = T_U + T_{IG} = T_U(1 + I_G). \tag{2.7}$$

Logo, a cada intervalo de T_O um novo símbolo OFDM é transmitido, resultando numa taxa de símbolos OFDM dada por

$$R_O = \frac{1}{T_O}. \tag{2.8}$$

A taxa de símbolos OFDM depende especificamente do modo de operação e do intervalo de guarda utilizado.

O segmento de dados, que corresponde ao conjunto de portadoras que trans-

portam dados em um segmento OFDM, é formado por 96, 192 ou 384 portadoras nos modos de operação 1, 2 ou 3, respectivamente. Cada portadora carrega um símbolo serial proveniente da modulação empregada. Assim, a taxa útil de símbolos seriais por segmento de dados é dada por

$$R_{S\alpha} = \alpha R_O = \frac{\alpha}{(1 + I_G)Nt_s}, \tag{2.9}$$

onde α é o número de portadoras por segmento de dados.

A vazão de cada segmento não se altera com a mudança de α, pois a relação entre o número de portadoras por segmento de dados e o número de portadoras utilizadas no cômputo da IFFT não depende do modo de operação, sendo

$$N = \frac{64}{3}\alpha. \tag{2.10}$$

Dessa forma, a taxa de símbolos seriais por segmento de dados pode ser reescrita como

$$R_{S\alpha} = \frac{3}{64(1 + I_G)t_s}. \tag{2.11}$$

Os parâmetros apresentados até o momento se aplicam a todos os segmentos que compõem o símbolo OFDM. Os parâmetros seguintes devem ser calculados para cada camada hierárquica utilizada. A taxa total de bits transmitida pelo segmento de dados é dada por

$$R_{B\alpha} = \log_2(M_X)R_{S\alpha}. \tag{2.12}$$

onde M_X é a ordem da modulação da camada X.

O código interno é um dos códigos usados para proteger a informação através da inserção de bits de redundância. A inserção dos bits de redundância diminui a vazão útil do sistema. A taxa de bits na entrada do codificador convolucional é dada por

$$R_{BC_X} = r_{(X)}R_{B\alpha}, \tag{2.13}$$

onde $r_{(X)}$ é a taxa do código interno da camada X.

O codificador RS (*Reed Solomon*), chamado de código externo, insere bytes de redundância com o mesmo objetivo de proteger a informação. Num sistema com códigos em cascata, o decodificador de canal externo visa eliminar os erros residuais não corrigidos pelo decodificador de canal interno. O codificador RS opera com blocos de entrada de 188 bytes de um pacote TS e insere 16 bytes de redundância, gerando um pacote de 204 bytes.

A taxa de bits útil em um segmento de dados da camada X é dada por

$$R_{B_X} = \frac{188}{204} R_{BC_X}. \tag{2.14}$$

Relacionando as equações (2.11), (2.12), (2.13) e (2.14), tem-se que

$$R_{B_X} = \frac{47 r_{(X)} \log_2(M_X)}{1088(1 + I_G) t_s}, \tag{2.15}$$

o que permite determinar a taxa útil de dados em um segmento para qualquer configuração do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T$_{\mathrm{B}}$. Normalmente essas taxas são apresentadas em tabelas, tal como mostra a Tabela A.1 do Anexo A.

2.3 Subsistema de Transmissão do Padrão ISDB-T$_{\mathbf{B}}$

O objetivo desta seção é explicar o funcionamento de cada bloco que compõe o diagrama do subsistema de transmissão de TV Digital mostrado na Figura 2.3.

O processamento realizado na camada física do padrão ISDB-T$_{\mathrm{B}}$ é iniciado com a inserção de redundância realizada pelo codificador externo. Após esta codificação é realizada a divisão dos pacotes em até três caminhos referentes às camadas hierárquicas. Em cada um destes caminhos são implementados os processamentos responsáveis pela codificação de canal e mapeamento da modulação. Os sinais provenientes destes três caminhos são combinados e passam pelos processos de entrelaçamento no tempo e na frequência. Os processamentos que se seguem são referentes à formatação do quadro OFDM e do sinal OFDM no

domínio do tempo.

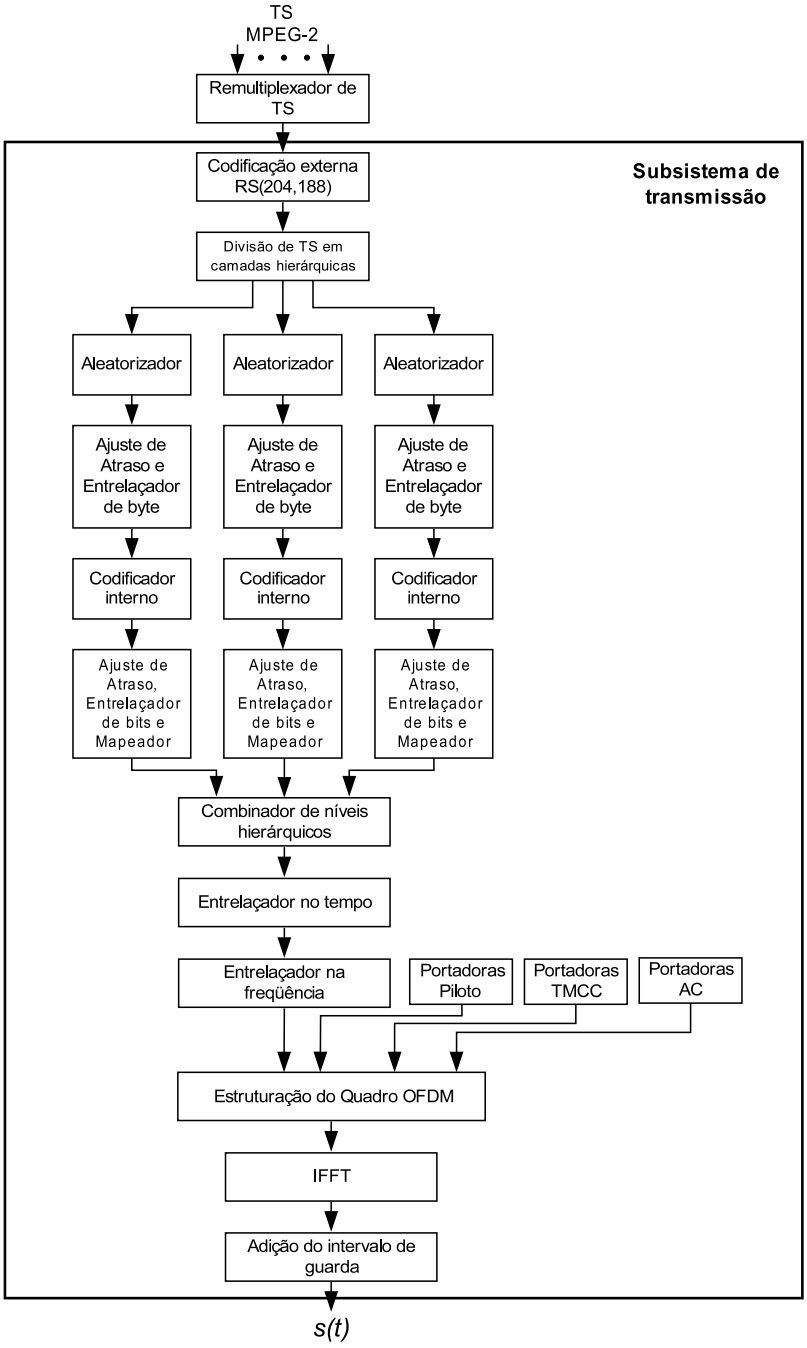


Figura 2.3: *Diagrama em blocos do modulador ISDB-T_B.*

2.3.1 Pacote de Dados do MPEG-2 TS

As informações de vídeo, áudio e dados transportadas em um TS proveniente do multiplexador MPEG são formatadas em pacotes de 188 bytes. Os primeiros

4 bytes formam um cabeçalho com informações de sincronismo, identificadores e controles das informações do pacote. Os 184 bytes restantes transportam informações de áudio, vídeo, dados ou tabelas de controle. O primeiro byte do cabeçalho, denominado de byte de sincronismo, tem sempre o mesmo valor, 47_H[19].

A taxa de cada TS pode variar de acordo com os diversos fatores inerentes ao sistema MPEG, que envolvem desde a qualidade e resolução dos sinais de vídeo transportados até a quantidade de programas multiplexados. A taxa de bits máxima suportada pelo subsistema de transmissão terrestre de TV Digital é 23,234 Mbps, conforme (2.15) para $M_X = 64$, $I_G = \frac{1}{32}$, $r_{(X)} = \frac{7}{8}$ em todos os segmentos.

Além de operar com um TS proveniente de um multiplexador MPEG, o subsistema de transmissão de TV Digital prevê a possibilidade de operar com um TS já remultiplexado, tal como apresentado na subseção a seguir.

2.3.2 Remultiplexação de TS e Transmissão Hierárquica

Na entrada do subsistema de transmissão é realizada a remultiplexação dos TSs que serão transmitidos. No processo de remultiplexação, os TSs de entrada são convertidos num único TS de saída com uma taxa $4 \times f_s$ bps. Essa conversão de taxa é necessaria para garantir que o quadro de multiplexação, formado por um número inteiro de pacotes TS, possua a mesma duração de um quadro OFDM.

O modo de operação e o intervalo de guarda determinam diretamente a duração do símbolo OFDM transmitido e, consequentemente, a duração do quadro OFDM. O quadro de multiplexação é uma estrutura organizada que estabelece a sequência de pacotes que devem ser conduzidos através das etapas de codificação de canal de cada camada hierárquica.

No processo de remultiplexação, cada pacote passa a ter 204 bytes devido à inserção de 16 bytes extras. O TS resultante do processo de remultiplexação é chamado de BTS (*Broadcast Transport Stream*) e é montado obedecendo a estrutura de um quadro de multiplexação. O BTS é, geralmente, criado por um equipamento específico denominado remultiplexador, cuja função é gerar o BTS

a partir dos TSs de entrada e das informações de configuração do subsistema de transmissão.

Os primeiros 8 bytes extras inseridos no processo de remultiplexação informam em qual camada o pacote deve ser transmitido, a posição do mesmo dentro do quadro de multiplexação e outras informações de controle [7]. Nos 8 bytes extras restantes podem ser inseridos bytes de paridade para proteger o pacote. A redundância tem o objetivo de corrigir possíveis erros ocorridos entre o remultiplexador e o subsistema de transmissão.

O quadro de multiplexação define um número inteiro de pacotes que serão transmitidos em um quadro OFDM. Dessa forma, existe um alinhamento entre o quadro de multiplexação e o quadro OFDM, onde o byte de sincronismo do primeiro pacote do quadro de multiplexação define o ponto inicial das informações que serão transportadas e o último byte de paridade do último pacote do quadro de multiplexação define o ponto final das informações transportadas no quadro OFDM.

Além das informações referentes a qual camada hierárquica o pacote pertence, o remultiplexador deve inserir as informações de configuração do subsistema de transmissão. Isto é feito introduzindo pacotes no quadro de multiplexação, chamados de IIP (ISDB-T$_B$ *Information Packet*). O pacote IIP carrega todas as informações de configuração das etapas de codificação de canal das camadas hierárquicas do subsistema de transmissão. Esse pacote ocupa a posição de um pacote nulo na organização do quadro de mutiplexação com a intenção de não provocar alteração de taxa. O pacote IIP é descartado no processo de divisão do TS em camadas hierárquicas.

A inserção do pacote IIP provê uma forma de configuração do subsistema de transmissão sem a necessidade do uso de outro canal para transmitir tais informações, uma vez que o remultiplexador provavelmente estará localizado no estúdio e o subsistema de transmissão localizado em algum ponto remoto, propício à radiodifusão do sinal.

No caso onde o sinal de entrada é um TS e o remultiplexador está dentro do modulador, esses pacotes IIP não serão gerados, pois o subsistema de transmissão

receberá essas informações por alguma interface de configuração.

Caso seja utilizado um BTS para alimentar o subsistema de transmissão, o pacote IIP é analisado para prover a configuração das etapas de codificação de canal das camadas hierárquicas.

A duração de um quadro OFDM é dada por

$$T_Q = 204T_O = 204(1 + I_G)Nt_s, \tag{2.16}$$

que também é a duração do quadro de multiplexação.

O quadro de multiplexação é formado usando uma taxa de $4 \times f_s$ bps. A duração de um pacote é dada por

$$T_P = 1632\frac{1}{4f_s} = 408t_s. \tag{2.17}$$

Assim, o número de pacotes TS em um quadro de multiplexação é dado por

$$N_{PQ} = \frac{T_Q}{T_P} = \frac{204(1 + I_G)Nt_s}{408t_s} = \frac{(1 + I_G)N}{2}. \tag{2.18}$$

A taxa máxima suportada pelo subsistema de transmissão é menor que a taxa usada no processo de remultiplexação de TS. Ocorre que nem todos os N_{PQ} pacotes de 204 bytes tem informação útil e, dessa forma, nem todos serão transmitidos. Pacotes nulos são inseridos com dois objetivos distintos. O primeiro é compatibilizar a conversão de taxa na formação do quadro de multiplexação. O segundo é complementar a taxa de entrada de TSs com taxa menor do que a especificada para a camada hierárquica em que será transmitido.

A quantidade de bits transmitidos por segmento, na duração de um quadro de multiplexação, é dada por

$$N_B = R_{BC_X}T_Q = \frac{612Nr_{(X)}\log_2(M_X)}{64} \tag{2.19}$$

Dessa forma, o número de pacotes TS por segmento OFDM, na duração de

um quadro de multiplexação é dado por

$$N_{PS} = \frac{N_B}{1632} = \frac{3Nr_{(X)}\log_2(M_X)}{512}. \tag{2.20}$$

Em cada quadro de multiplexação um segmento de dados transmite N_{PS} pacotes TS, o que resulta numa taxa útil de bits de R_{B_X}. Cada quadro de multiplexação é formado por N_{PQ} pacotes TS. A ordem de ocorrência dos pacotes úteis e dos pacotes nulos é determinada pelo número de segmentos, pela taxa do código interno, pela modulação de cada camada hierárquica e por um receptor modelo [19].

Para garantir que a sequência de reprodução dos pacotes TS aconteça de modo ordenado no receptor, é definido um modo de operação do receptor modelo no lado de transmissão, estipulando indiretamente o arranjo dos pacotes. Com essa metodologia, o remultiplexador organiza os pacotes TS na sequência em que eles serão reconstituídos no receptor. Dessa forma o equipamento de recepção é capaz de reproduzir os pacotes na ordem correta, sem a necessidade do transmissor inserir uma informação de posição do pacote no quadro de multiplexação. O modo de operação do receptor modelo será explicado após a apresentação dos parâmetros que definem seu funcionamento.

A igualdade na duração do quadro de multiplexação e do quadro OFDM permite ao receptor obter o sincronismo do TS baseado na sincronização do sinal OFDM, simplificando o processo de sincronismo no receptor.

2.3.3 Código Externo

O primeiro código corretor de erro empregado na etapa de codificação de canal e designado como código externo é o Reed Solomon. O código Reed-Solomon faz parte de uma classe dos códigos de bloco cíclicos não binários representados no formato RS(n, k) com $n > k$, onde n representa o número de símbolos da palavra-código e k representa o número de símbolos de informação. O valor $n-k$ representa o número de símbolos de redundância adicionados à informação para formar a palavra-código.

Cada símbolo é formado a partir de uma sequência de m-bits, onde m é um número inteiro positivo maior do que 2. Os códigos RS existem para todo n e k que atendam a seguinte condição:

$$0 < k < n < 2^m + 2. \tag{2.21}$$

A capacidade de correção de erros de símbolo dos códigos RS é

$$C = \left\lfloor \frac{n-k}{2} \right\rfloor, \tag{2.22}$$

onde $\lfloor x \rfloor$ indica o maior inteiro que não excede x.

Para códigos não binários, a distância entre duas palavras-código é definida pelo número de símbolos no qual as palavras diferem. Os códigos RS alcançam a maior distância mínima de código possível para qualquer código linear com os mesmos tamanhos do bloco de entrada e saída e esta pode ser determinada por [23]

$$d_{min} = n - k + 1. \tag{2.23}$$

O código RS é capaz de corrigir qualquer combinação de C símbolos errados ou menos. Usando (2.22) e (2.23) é possível expressar a capacidade de correção como

$$C = \left\lfloor \frac{d_{min} - 1}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{n-k}{2} \right\rfloor. \tag{2.24}$$

A vantagem dos códigos não binários, como os códigos RS, é ter uma maior distância mínima. Um código binário (n, k) apresenta 2^n n-tuplas, das quais 2^k são palavras-código numa razão ($\frac{2^k}{2^n} = 2^{k-n}$). Um código não binário (n, k) com cada símbolo formado por m bits apresenta 2^{nm} n-tuplas, das quais 2^{km} das n-tuplas são palavras-código numa razão ($\frac{2^{km}}{2^{nm}} = 2^{(k-n)m}$). Ao trabalhar com símbolos não binários, formados por m bits, o aumento de m reduz a razão ($\frac{2^{km}}{2^{nm}} = 2^{(k-n)m}$), o que resulta num aumento da distância mínima.

Por trabalhar com símbolos, o código é capaz de corrigir qualquer combinação de C símbolos errados ou menos, independente se existe apenas um bit errado ou todos os bits errados no símbolo. Devido a essa característica os códigos RS são

indicados para operar em situações onde ocorrem rajadas de erro de bits, como em canais com memória. Imagine o código RS(7,3) com capacidade de corrigir 2 símbolos errados quaisquer no bloco de 7 símbolos. Uma interferência que altere 6 bits consecutivamente irá corromper 2 símbolos, mas o decodificador será capaz de corrigir os dois símbolos errados. De outra maneira, se uma interferência alterar 3 bits apenas, mas com cada bit localizado em um símbolo diferente, a capacidade de correção do código será superada e o bloco não poderá ser corrigido.

No subsistema de transmissão de TV digital é usado um código RS encurtado RS(204,188) que é gerado a partir do código RS(255,239) com $m = 8$. O código encurtado RS(204,188) é gerado através da adição de 51 símbolos, geralmente com todos os bits 0, aos 188 símbolos de informação. Após a inserção de redundância pelo codificador RS(255,239) os 51 símbolos de enchimento são removidos, gerando os 204 símbolos que compõem a palavra-código.

Esse código RS(204,188) apresenta uma capacidade de correção de 8 símbolos quaisquer no bloco de 204 símbolos. Caso a taxa de erro de bit após o decodificador interno seja menor que 2×10^{-4} o código externo é capaz de reduzir os erros para 10^{-11}, considerada uma taxa quase livre de erro (QEF - *Quasi Error Free*) [23].

Os 16 bytes inseridos no pacote durante o processo de remultiplexação devem ser retirados para a inserção dos bytes de paridade. O codificador RS deve operar de forma conjunta com o dispositivo de divisão do TS em camadas hierárquicas, pois os bytes que serão retirados para a inserção da redundância devem ser analisados por esse dispositivo para que o pacote seja encaminhado para a camada hierárquica correta.

2.3.4 Divisão do TS em camadas hierárquicas

O dispositivo de divisão dos pacotes TS retira os 16 bytes extras do pacote remultiplexado e realiza uma análise sobre os 8 primeiros bytes para determinar para qual camada o pacote deve ser encaminhado. O pacote contendo 188 bytes é transferido para o codificador RS, que irá inserir os bytes de paridade que o protegerão.

Antes de encaminhar o pacote codificado para a camada hierárquica especificada, o dispositivo de divisão de TS realiza um reposicionamento do byte de sincronismo. O byte de sincronismo é retirado da primeira posição do pacote e reinserido na última posição do pacote, tal como mostram as Figuras 2.4a e 2.4b. Como resultado desse reposicionamento, o alinhamento entre o quadro de multiplexação e o quadro OFDM definido na Seção 2.3.2 é alterado. Dessa forma, o ponto que define o início das informações transportadas no quadro OFDM passa a ser o byte que assumiu a posição do byte de sincronismo do primeiro pacote do quadro de multiplexação e o ponto final passa a ser o byte de sincronismo do último pacote do quadro de multiplexação.

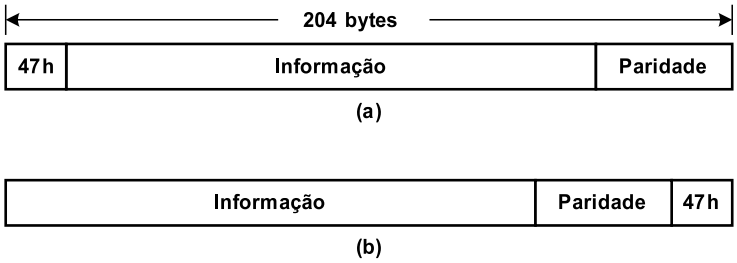


Figura 2.4: *Reposicionamento do byte de sincronismo. (a) Pacote antes do reposicionamento do byte de sincronismo (b) Pacote depois do reposicionamento do byte de sincronismo*

Após o reposicionamento dos bytes, os pacotes são encaminhados para cada uma das camadas hierárquicas a que se destinam, com o objetivo de sofrerem os processos subsequentes de codificação de canal.

Os pacotes nulos, que haviam sido inseridos para compatibilizar a conversão de taxa no processo de remultiplexação, são descartados. Os pacotes úteis e os pacotes nulos que foram introduzidos para complementar a taxa de dados do TS, conforme descrito na Subseção 2.3.2, são conduzidos adiante. O pacote IIP que foi introduzido no ato da formação do quadro de multiplexação também é descartado.

2.3.5 Aleatorizador

Os pacotes criados pelo codificador MPEG podem apresentar sequências de bits repetitivas, que podem concentrar energia em algumas frequências do espectro de transmissão. Para uniformizar a distribuição de energia no espectro é usado um circuito que gera uma sequência de bits pseudo aleatória, PRBS (*Pseudo Random Bit Sequence*). Os bits gerados pelo circuito gerador PRBS são utilizados para aleatorizar todos os bits dos pacotes, com exceção dos bits que compõem o byte de sincronismo.

Os geradores PRBS são implementados a partir de registradores de deslocamento com realimentações determinadas por polinômios primitivos, onde o tamanho da sequência gerada é dada por $N_{PN} = 2^u - 1$, onde u é a ordem do polinômio gerador, que é igual ao número de *flip-flops*. O polinômio usado no ISDB-T$_B$ é dado por

$$f_1(x) = X^{15} + X^{14} + 1. \tag{2.25}$$

A Figura 2.5 apresenta o circuito do gerador PRBS.

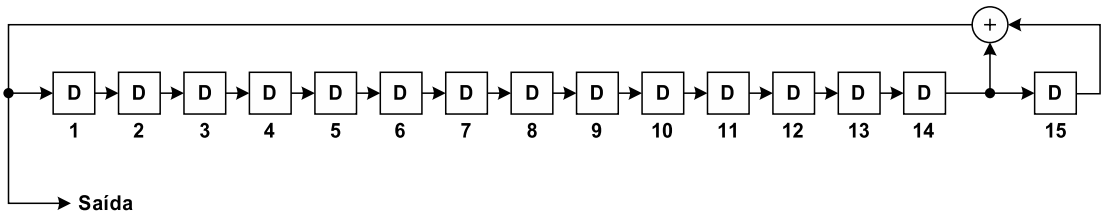


Figura 2.5: *Geração do polinômio PRBS.*

Assim, os 203 bytes restantes de cada pacote TS devem passar por uma operação OU-exclusivo com os bits gerados pelo gerador PRBS. A operação OU-exclusivo é executada a nível de bit, exigindo a conversão de paralelo para serial dos bytes do pacote TS. A operação OU-exclusivo começa pelo bit mais significativo do primeiro byte do pacote, que inicia o quadro de multiplexação. Durante os bytes de sincronismo, embora não seja executada a operação OU-exclusivo, o gerador PRBS continua o deslocamento de bits na máquina de estados. A cada início do quadro de multiplexação o gerador PRBS deve ser inicializado com a

semente “100101010000000”[19].

2.3.6 Ajuste de Atrasos e Entrelaçador de Bytes

O canal de transmissão usado para a radiodifusão dos sinais de TV Digital apresenta interferências e distorções que degradam os sinais transmitidos e provocam erros em rajadas. Dentre as diversas distorções presentes nesse tipo de canal as principais são os múltiplos percursos e o ruído impulsivo. A ocorrência de sinais que chegam em diferentes instantes de tempo no receptor, provenientes de mais de um percurso entre a antena transmissora e a receptora, caracteriza os múltiplos percursos. O ruído impulsivo possui fontes naturais e artificiais. Esse tipo de ruído ocorre principalmente devido ao chaveamento eletro-mecânico, ignição de motores, descargas atmosféricas, explosões solares e raios [28].

Canais que provocam erros de bytes em rajada que ultrapassam a capacidade de correção dos códigos corretores de erro exigem que alguns artifícios sejam utilizados para minimizar tal efeito. Uma técnica que permite espalhar os erros de bytes ocorridos em rajada e, assim, potencializar a atuação dos códigos corretores de erro é o entrelaçamento de símbolos. O objetivo é tentar transformar o canal com memória num canal sem memória e, consequentemente, aumentar o desempenho dos códigos corretores de erro.

O ISDB-T$_B$ realiza o entrelaçamento dos bytes já codificados e aleatorizados usando um entrelaçador convolucional, que permite realizar a dispersão dos bytes utilizando uma menor quantidade de memória. O entrelaçador tem 12 caminhos e cada caminho apresenta atrasos múltiplos de 17 bytes. O primeiro caminho não apresenta nenhum atraso, o segundo caminho apresenta 17 bytes de atraso, o terceiro caminho apresenta 34 bytes de atraso e assim por diante até o décimo segundo caminho, que apresenta o atraso máximo de 187 bytes, tal como mostra a Figura 2.6.

Para implementar o entrelaçador são utilizadas memórias do tipo FIFO (*First In First Out*). A cada byte que entra na memória FIFO é causado um deslocamento dos bytes, de forma que o byte que se encontra na última posição da memória FIFO é entregue para a próxima etapa do processo de transmissão.

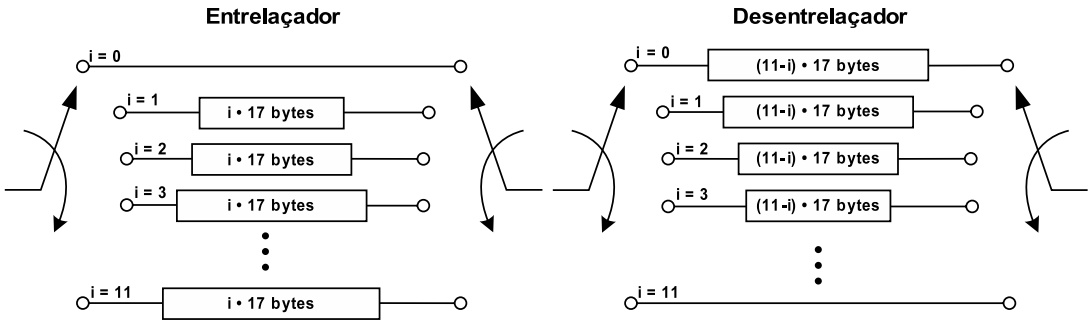


Figura 2.6: *Entrelaçador e Desentrelaçador.*

As chaves na entrada e na saída trabalham de maneira síncrona e sempre estão no mesmo caminho. O primeiro byte a ser processado pelo entrelaçador de byte passa pelo primeiro ramo e não sofre nenhum atraso. Este byte deve ser o primeiro byte do pacote que inicia o quadro de multiplexação. As chaves se deslocam para o segundo ramo e o próximo byte é encaminhado para a memória FIFO deste caminho, ocasionando um deslocamento de todos os bytes da FIFO. O processo se repete até o décimo segundo ramo e depois as chaves reiniciam a sequência de comutação de forma cíclica.

O desentrelaçador usado no processo de recepção apresenta o formato inverso do entrelaçador demonstrado, funcionando de maneira complementar. O processo completo causa o mesmo atraso em todos os 12 caminhos, como pode ser observado na Figura 2.6. Consequentemente, o atraso serial total provocado pelos dois dispositivos é igual a soma de todos os atrasos dos 12 caminhos. O atraso serial total é de 2244 bytes.

Essa quantidade de bytes equivale a 11 pacotes TS de 204 bytes. Esse atraso exigiria, no processo de recepção, o descarte dos 11 pacotes TS iniciais em todas as camadas hierárquicas utilizadas. Esses 11 pacotes iniciais representam dados inúteis presentes nas memórias FIFO do entrelaçador e do desentrelaçador. Para compensar esse atraso e evitar que os receptores demandem o uso de memórias é inserido um atraso para ajuste antes do entrelaçador de byte de cada camada hierárquica (ver Figura 2.3). O atraso total para cada camada, ou seja, atraso de ajuste mais o atraso do entrelaçador é equivalente à duração de um quadro

OFDM. Desse modo, basta o receptor descartar o quadro OFDM inicial completamente, sem a necessidade de usar dispositivos de armazenamento.

O modo de operação, o número de segmentos, o método de modulação e a taxa de código convolucional determinam um atraso específico para cada camada quando é usada a transmissão hierárquica. O número de pacotes de atraso a serem inseridos em cada camada hierárquica é dado por

$$D_{(X)} = 12N_{(X)}r_{(X)}\log_2(M_X)m_d - 11, \tag{2.26}$$

onde, m_d é um número inteiro correspondente ao modo de operação, sendo

$$m_d = \begin{cases} 1 & ,\text{modo} = 1 \\ 2 & ,\text{modo} = 2 \\ 4 & ,\text{modo} = 3 \end{cases} \tag{2.27}$$

e $N_{(X)}$ é o número de segmentos utilizados na camada X.

2.3.7 Código Interno

O segundo código corretor de erro empregado na etapa de codificação de canal é o código convolucional, sendo denominado de código interno. O processo de codificação é realizado sobre os bits de informação através de um processo de convolução. Os códigos convolucionais são especificados através de três parâmetros: a que representa o número de bits de informação, b que representa o número de bits codificados e K que representa a profundidade do codificador. A razão entre a quantidade de bits de informação e a quantidade de bits codificados define a taxa de codificação, que é dada por

$$r = \frac{a}{b}. \tag{2.28}$$

A Figura 2.7 apresenta o diagrama em blocos do codificador convolucional do padrão ISDB-T$_B$. O parâmetro K define a quantidade de estágios de atraso do registrador de deslocamento do codificador. Devido ao seu modo de imple-

mentação esse codificador apresenta memória, de modo que o sinal codificado não depende exclusivamente do bit de entrada atual, mas também de todos $K-1$ bits anteriores.

No ISDB-T$_B$ são especificadas cinco taxas de codificação, permitindo diferentes graus de proteção dos bits de informação. Essas taxas de codificação são geradas a partir do codificador convolucional de taxa $r = \frac{1}{2}$ e de um circuito de puncionamento.

O codificador convolucional usado no ISDB-T$_B$ possui uma entrada e duas saídas, onde cada uma das saídas é formada pela soma módulo-2 de bits específicos do registrador de deslocamento, tal como mostrado na Figura 2.7. A cada bit de informação que é deslocado para dentro do registrador de deslocamento são gerados dois bits codificados nas saídas X e Y.

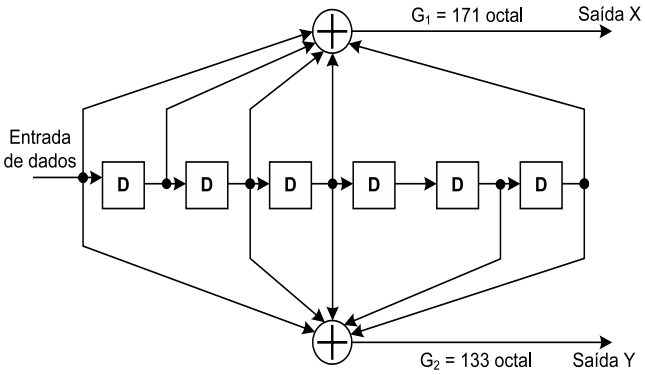


Figura 2.7: *Codificador Convolucional.*

As conexões que definem as saídas codificadas podem ser expressas na forma polinomial. Os polinômios das saídas X e Y são respectivamente dados por

$$\begin{aligned} G_1(x) &= 1 + X + X^2 + X^3 + X^6 \\ G_2(x) &= 1 + X^2 + X^3 + X^5 + X^6. \end{aligned} \tag{2.29}$$

Os coeficientes não nulos dos polinômios indicam os bits do registrador de deslocamento que serão utilizados para realizar a soma módulo-2 e gerar as saídas. O bit presente na entrada da máquina de codificação é representado pelo coeficiente que multiplica o termo de menor expoente e o bit presente na última posição

do registrador de deslocamento é representado pelo termo de maior expoente do polinômio. Esses polinômios também podem ser expressos na forma vetorial na base binária e na base octal. Assim, pode-se escrever que

$$G_1 = 1111001_b \equiv 171_o$$
$$G_2 = 1011011_b \equiv 133_o. \tag{2.30}$$

Puncionamento

O puncionamento é uma técnica que realiza a retirada de alguns bits codificados, aumentando a taxa de codificação [29]. Com o uso dessa técnica são geradas as outras taxas de código especificadas no subsistema de transmissão de TV Digital: 2/3, 3/4, 5/6 e 7/8. A Tabela 2.2 apresenta os esquemas de puncionamento que devem ser aplicados sobre os bits codificados na saída do codificador convolucional.

Tabela 2.2: *Esquema de Puncionamento.*

Taxa do código	Padrão de Puncionamento	Sequência de transmissão
1/2	X : 1 Y : 1	$X_1,\ Y_1$
2/3	X : 1 0 Y : 1 1	$X_1,\ Y_1,\ Y_2$
3/4	X : 1 0 1 Y : 1 1 0	$X_1,\ Y_1,\ Y_2,\ X_3$
5/6	X : 1 0 1 0 1 Y : 1 1 0 1 0	$X_1,\ Y_1,\ Y_2,\ X_3,\ Y_4,\ X_5$
7/8	X : 1 0 0 0 1 0 1 Y : 1 1 1 1 0 1 0	$X_1,\ Y_1,\ Y_2,\ Y_3,\ Y_4,\ X_5,\ Y_6,\ X_7$

A Figura 2.8 ilustra o funcionamento do puncionador para o código de taxa 2/3, os bits em destaque são aqueles transmitidos enquanto que os bits sem destaque são descartados pelo puncionador, de acordo com o padrão apresentado na Tabela 2.2.

A norma estabelece que este esquema de puncionamento deve ser aplicado no início do quadro para assegurar que o receptor possa reinserir bits aleatórios nas

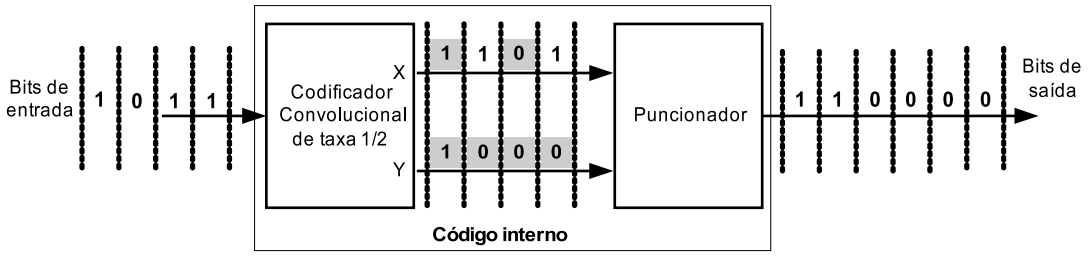


Figura 2.8: *Exemplo de puncionamento para o código de taxa 2/3.*

posições dos bits descartados no puncionamento.

No processo de codificação convolucional, o primeiro bit que entra no codificador é o bit mais significativo do primeiro byte a passar através do caminho de atraso nulo do entrelaçador de byte.

2.3.8 Ajuste de atraso, entrelaçador de bit e mapeamento

A sequência de bits serial proveniente do puncionador deve ser entrelaçada a nível de bit antes de passar pelo processo de mapeamento. O entrelaçamento visa espalhar os erros ocorridos em rajada que podem exceder a capacidade de correção do decodificador [23].

O processo de entrelaçamento de bits também implica em um atraso incidente sobre a sequência de bits na saída do sistema de recepção. Com o mesmo objetivo de evitar a necessidade do uso de memórias nos receptores para compensar o atraso, é realizado um processo de ajuste de atraso no transmissor, que torna o atraso total inserido igual a 2 símbolos OFDM. O combinador de camadas hierárquicas deverá descartar uma quantidade de símbolos correspondente à 2 símbolos OFDM antes de iniciar a formação do quadro OFDM. Este descarte é uma forma de compensar a latência introduzida pelo entrelaçador de bits. A Figura 2.9 apresenta a configuração usada para o entrelaçamento e o mapeamento dos bits em símbolos seriais.

Para cada esquema de mapeamento é usado um entrelaçador de bit diferente, onde a quantidade de caminhos do entrelaçador é a mesma quantidade de bits carregada por cada símbolo serial. Independente do esquema de mapeamento usado, o processo de entrelaçamento e desentrelaçamento acarreta sempre

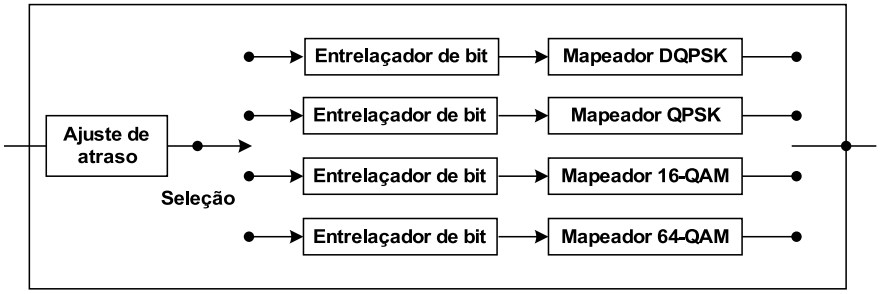


Figura 2.9: *Entrelaçamento de bits e mapeamento de símbolos seriais.*

o mesmo atraso total de 120 símbolos seriais. A quantidade de bits que deve ser atrasada em cada camada hierárquica para realizar o ajuste de atraso é dada por

$$F_{(X)} = 192 N_{(X)} \log_2(M_X) m_d - 120 \log_2(M_X) \tag{2.31}$$

.

Essa quantidade de símbolos de ajuste depende diretamente do modo de operação, da ordem da modulação e da quantidade de segmentos OFDM usados em cada camada hierárquica. A Tabela 2.3 apresenta os tipos de mapeamento previstos para o ISDB-T$_B$ e o número de bits por símbolo para cada caso.

Tabela 2.3: *Tipos de mapeamento.*

Mapeamento	Nº de bits por símbolo
DQPSK	2
QPSK	2
16-QAM	4
64-QAM	6

Nas subseções a seguir serão apresentados o circuito modulador e a constelação para cada uma dos mapeamentos apresentadas na Tabela 2.3.

$\frac{\pi}{4}$ - DQPSK

A modulação $\frac{\pi}{4}$-DQPSK foi prevista para melhorar o desempenho de receptores móveis e portáteis. Nesta modulação a informação é transmitida na transição de fase entre dois símbolos consecutivos [24].

A sequência de bits serial proveniente do puncionador deve passar por um conversor serial/paralelo, onde cada saída é aplicada a um caminho do entrelaçador de bit. O primeiro caminho do entrelaçador de bit apresenta atraso nulo e o segundo caminho um atraso de 120 bits. O par de bits de saída do entrelaçador é entregue ao circuito de cálculo do deslocamento de fase, tal como mostra a Figura 2.10.

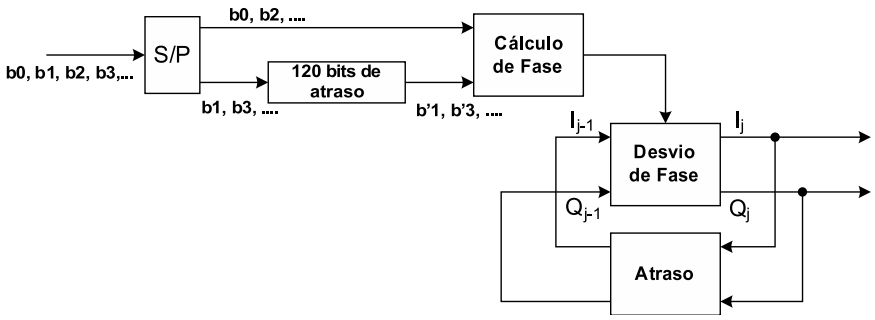


Figura 2.10: *Circuito modulador $\frac{\pi}{4}$-DQPSK.*

A constelação $\frac{\pi}{4}$-DQPSK é formada por oito símbolos deslocados de $\frac{\pi}{4}$ radianos, mas pode ser analisada como duas constelações com quatro símbolos, tal como mostrado na Figura 2.11. Considerando que um par de bits foi transmitido usando um símbolo da constelação representada com o caractere '▲', o próximo par de bits deverá ser transmitido usando um dos símbolos da constelação representada com caracteres '•'. Assim, nota-se que somente deslocamentos de $\pm\frac{\pi}{4}$ e $\pm\frac{3\pi}{4}$ são permitidos. Cada par de bits provoca um deslocamento específico e, dessa forma, cada um dos oito símbolos da constelação $\frac{\pi}{4}$-DQPSK pode representar qualquer um dos quatro pares de bits possíveis. Na Figura 2.11 também é possível notar os níveis das componentes em fase (I) e quadratura (Q) para cada um dos símbolos da constelação.

Usando a Tabela 2.4 encontra-se o valor do deslocamento de fase que deve ser aplicado à fase atual do sinal. Os valores dos sinais em fase (I_j) e em quadratura (Q_j) que correspondem à fase que deve ser usada pelo sinal de saída no instante

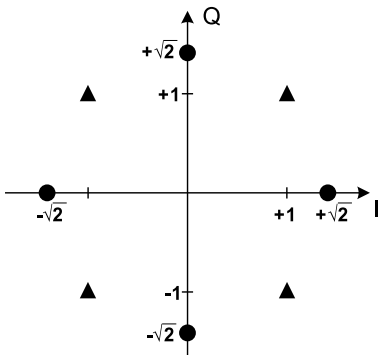


Figura 2.11: *Constelação $\frac{\pi}{4}$ - DQPSK.*

de tempo discreto j são dados por

$$\begin{pmatrix} I_j \\ Q_j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_j) & -\text{sen}(\theta_j) \\ \text{sen}(\theta_j) & \cos(\theta_j) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{j-1} \\ Q_{j-1} \end{pmatrix}, \tag{2.32}$$

onde, I_j e Q_j representam os sinais em fase e em quadratura atuais, θ_j é o ângulo do deslocamento de fase causado pelo dibit de entrada no mapeador e I_{j-1} e Q_{j-1} representam os sinais em fase e em quadratura da mesma portadora, mas do símbolo OFDM anterior.

Tabela 2.4: *Cálculo do deslocamento da fase.*

dibit de entrada	Deslocamento de fase θ
00	$\frac{+\pi}{4}$
01	$\frac{-\pi}{4}$
10	$\frac{+3\pi}{4}$
11	$\frac{-3\pi}{4}$

QPSK

Na modulação QPSK o circuito entrelaçador de bits é igual ao circuito usado para a modulação $\frac{\pi}{4}$-DQPSK, mas o processo de mapeamento do par de bits em um símbolo da constelação é diferente, pois nas modulações com demodulação coerente cada símbolo da constelação representa sempre o mesmo par de bits. A Figura 2.12 apresenta o circuito modulador QPSK, onde é possível notar que

a conversão serial paralelo e o entrelaçador são iguais ao circuito $\frac{\pi}{4}$-DQPSK. A saída do modulador entrega um sinal em fase (I) e um sinal em quadratura (Q) que determina o símbolo a ser transmitido.

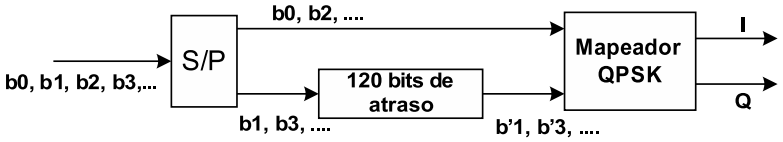


Figura 2.12: *Circuito modulador QPSK.*

A constelação QPSK apresenta quatro símbolos, representando cada um dos pares de bits possíveis. A Figura 2.13 mostra a constelação QPSK empregada no ISDB-T$_B$, indicando os pares de bits correspondentes a cada símbolo da constelação e os níveis utilizados nas componentes em fase e quadratura.

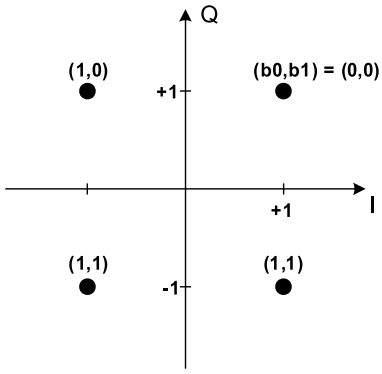


Figura 2.13: *Constelação QPSK.*

16-QAM

Na modulação 16-QAM os bits a serem transmitidos são agrupados em blocos de 4 bits, que são mapeados em 16 símbolos dispostos no plano IQ, tal como mostra a Figura 2.14. Os níveis das componentes em fase e quadratura e a correspondência entre cada grupo de 4 bits e o símbolo que o representa na constelação também são mostrados na Figura 2.14.

A sequência serial de bits do puncionador deve ser convertida em quatro caminhos paralelos e conduzida pelo entrelaçador de bits com a mesma quantidade de

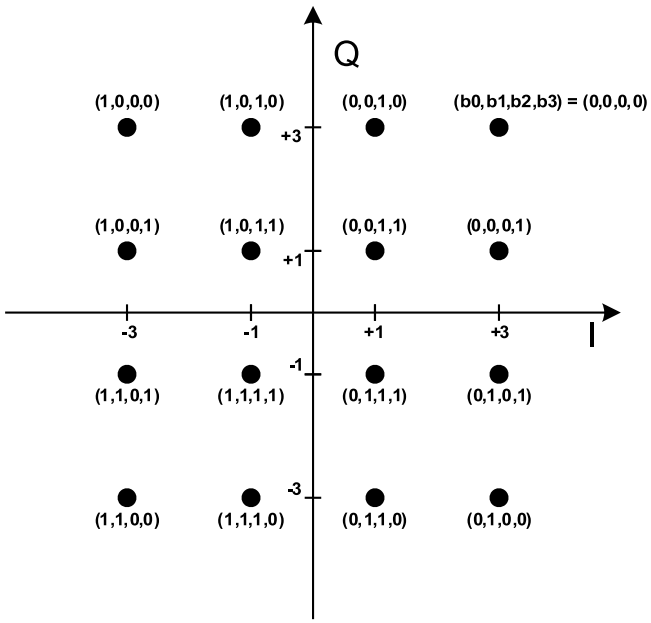


Figura 2.14: *Constelação 16-QAM.*

caminhos, tal como mostra a Figura 2.15. Note que o entrelaçador de bit possui diferentes atrasos em cada caminho, mas o atraso total será de 120 símbolos seriais.

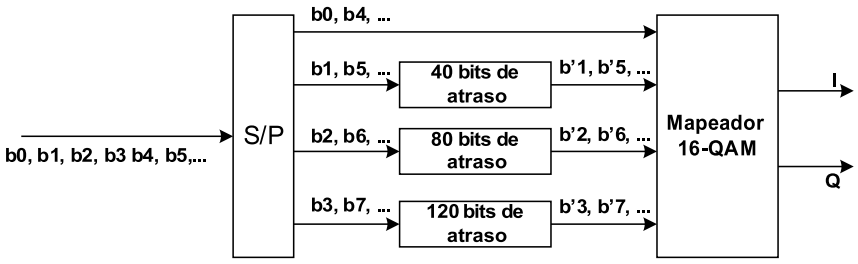


Figura 2.15: *Circuito modulador 16-QAM.*

64-QAM

Na modulação 64-QAM, blocos de 6 bits são representados por um dos 64 símbolos dispostos no plano IQ, tal como mostra a Figura 2.16. A correspondência entre cada grupo de 6 bits e o símbolo que o representa na constelação e os níveis das componentes em fase e quadratura também são mostrado na Figura 2.16.

O conversor serial paralelo, nesse caso, deve dividir a sequência de bits seriais em 6 caminhos paralelos. O entrelaçador de bits para essa modulação possui 6 caminhos com diferentes atrasos tal como mostra a Figura 2.17. Novamente, o atraso total será de 120 símbolos seriais.

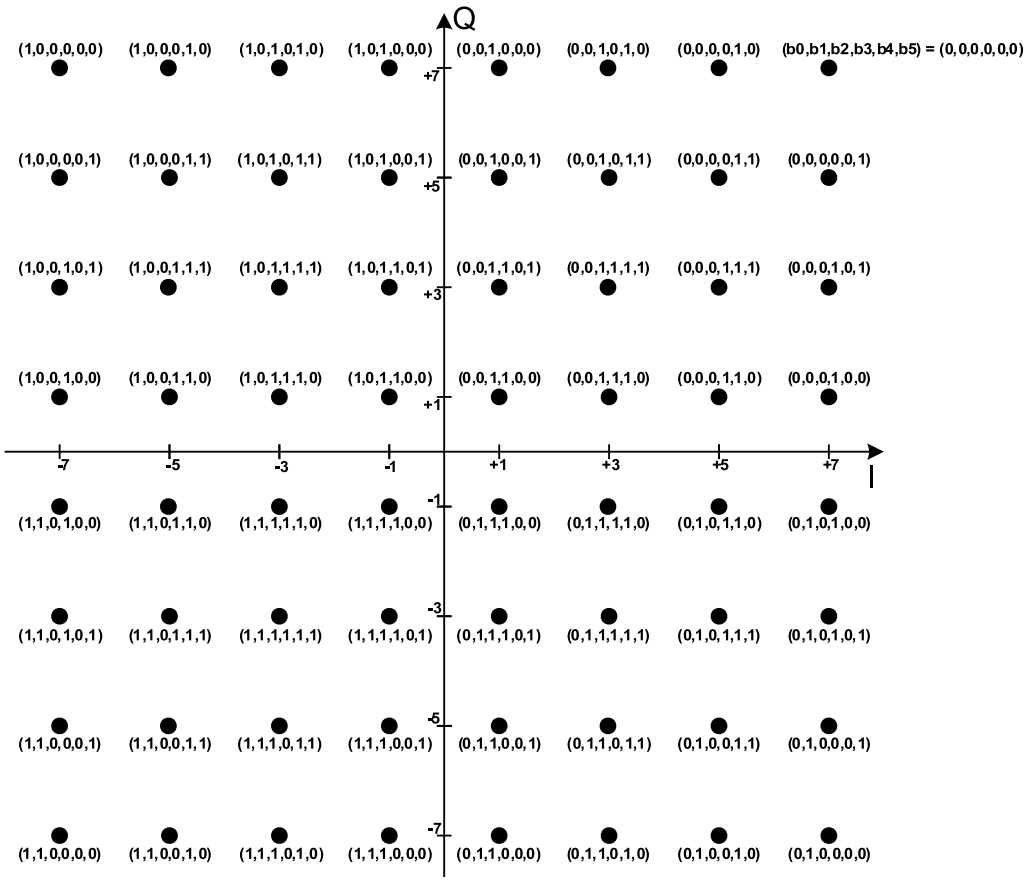


Figura 2.16: *Constelação 64-QAM.*

Normalização das Modulações

As ordens das modulações especificadas permitem que cada símbolo serial carregue uma diferente quantidade de bits, resultando em diferentes taxas de transmissão final. Com o aumento da ordem da modulação há um aumento da vazão, ocupando uma mesma banda de transmissão. O aumento da ordem da modulação, por outro lado, acarreta uma menor robustez contra o ruído AWGN quando é mantida a mesma potência média de transmissão.

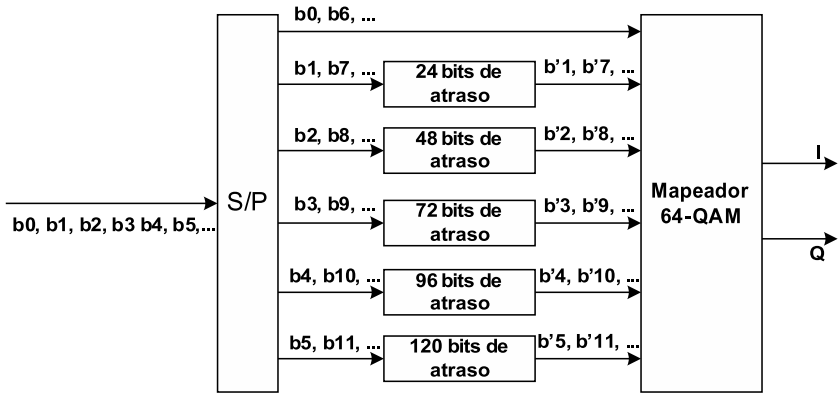


Figura 2.17: *Circuito modulador 64-QAM.*

Nas constelações apresentadas, a distância entre símbolos adjacentes é sempre a mesma. Como resultado, o aumento da ordem da modulação acarreta um aumento da potência média do sinal transmitido. Com o objetivo de manter sempre o mesmo nível de saída, independente da modulação usada, deve ser realizada uma normalização dos valores do sinal complexo Z, onde Z = I + jQ. A normalização obedece a Tabela 2.5 que determina um fator de normalização para cada modulação.

Tabela 2.5: *Fator de normalização de nível das modulações.*

Modulação da portadora	Fator de Normalização
$\pi/4$-DQPSK	$Z/\sqrt{2}$
QPSK	$Z/\sqrt{2}$
16-QAM	$Z/\sqrt{10}$
64-QAM	$Z/\sqrt{42}$

O valor utilizado como fator de normalização é igual à raiz quadrada da energia média de símbolo da constelação, que é definida por

$$\bar{E} = \frac{\sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{U} \|z_{ij}\|^2}{M}, \tag{2.33}$$

onde $\bar{E}$ é a energia média de símbolo da constelação, M é a quantidade de símbolos da constelação, U é a quantidade de funções que compõem a base ortonormal ($U = 2$ para as modulações apresentadas) e z_{ij} é a projeção do i-ésimo símbolo

da constelação no j-ésimo eixo da constelação.

Com esse procedimento de normalização garante-se que a etapa de amplificação de potência do transmissor seja excitada com um sinal de mesma intensidade, independente da ordem de modulação utilizada.

2.3.9 Configuração do Segmento de Dados e Combinação em Camadas Hierárquicas

Cada um dos símbolos seriais provenientes do mapeador é organizado numa estrutura de segmentos de dados para ser transmitido. O segmento de dados corresponde ao conjunto de portadoras que transportam informações em um segmento OFDM, sendo formado por 96, 192 ou 384 portadoras nos modos de operação 1, 2 ou 3, respectivamente.

Além das portadoras que carregam os símbolos provenientes do mapeador, o segmento OFDM tem portadoras piloto, portadoras auxiliares e portadoras de controle e configuração, cujas funções serão expostas adiante.

Os segmentos de dados são numerados de 0 a 12, tal como mostra a Figura 2.2a. A formação do segmento de dados obedece uma estrutura que estabelece a maneira como os símbolos seriais são alocados a cada uma das portadoras. Os símbolos $S_{i,j,k}$, onde i indica o índice da portadora no segmento de dados, j indica o número do símbolo OFDM dentro do quadro OFDM e k indica o número do segmento de dados, formam um segmento de dados tal como mostra a Figura 2.18.

As informações provenientes de uma mesma camada hierárquica utilizam os mesmos parâmetros no estágio de codificação de canal, inclusive a ordem de modulação. Essas informações, na forma de símbolos seriais, modulam as portadoras do grupo de segmentos de dados especificado para essa camada hierárquica. Cada símbolo que sai do circuito modulador é atribuído a uma portadora do grupo de segmento de dados da camada em questão. A atribuição ocorre em ordem ascendente, da portadora 0 até a portadora $(\alpha - 1)$, e do primeiro segmento de dados até o últimо segmento de dados do grupo. Após atribuir símbolos a todas as portadoras, de todos os segmentos de dados do grupo do j-ésimo símbolo

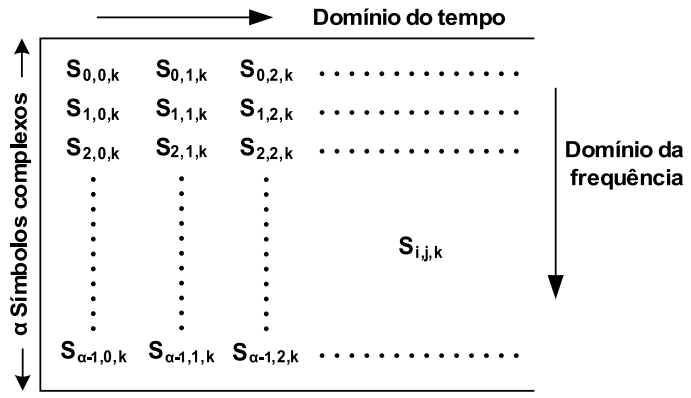


Figura 2.18: *Configuração do segmento de dados.*

OFDM, o processo reinicia pela portadora 0 do primeiro segmento de dados do $(j+1)$-ésimo símbolo OFDM.

O processo de organização dos símbolos seriais em segmentos de dados é realizado em todas as camadas hierárquicas. Uma vez que os símbolos estão organizados em segmentos de dados, é feita uma combinação de todos os segmentos. Os 13 segmentos de dados são combinados, em ordem ascendente, da portadora 0 do segmento 0 até a portadora $(\alpha - 1)$ do segmento 12, tal como mostra a Figura 2.19. As $(13 \times \alpha)$ portadoras decorrentes da combinação dos 13 segmentos de dados compreendem a quantidade de portadoras que transportam informações dentro de um símbolo OFDM.

2.3.10 Modo de Operação do Receptor Modelo para formação do quadro de multiplexação

O estudo do funcionamento dos dispositivos da etapa de codificação de canal e mapeamento permite compreender como deve operar o receptor modelo que define a ordem dos pacotes TS e nulos de cada camada que formam o quadro de multiplexação. Entende-se como receptor modelo o dispositivo que define a ordem com que os pacotes devem ser multiplexados, respeitando o preenchimento dos buffers das camadas hierárquicas no sistema de recepção. A motivação principal para uso deste receptor modelo é garantir que a ordem dos pacotes no receptor

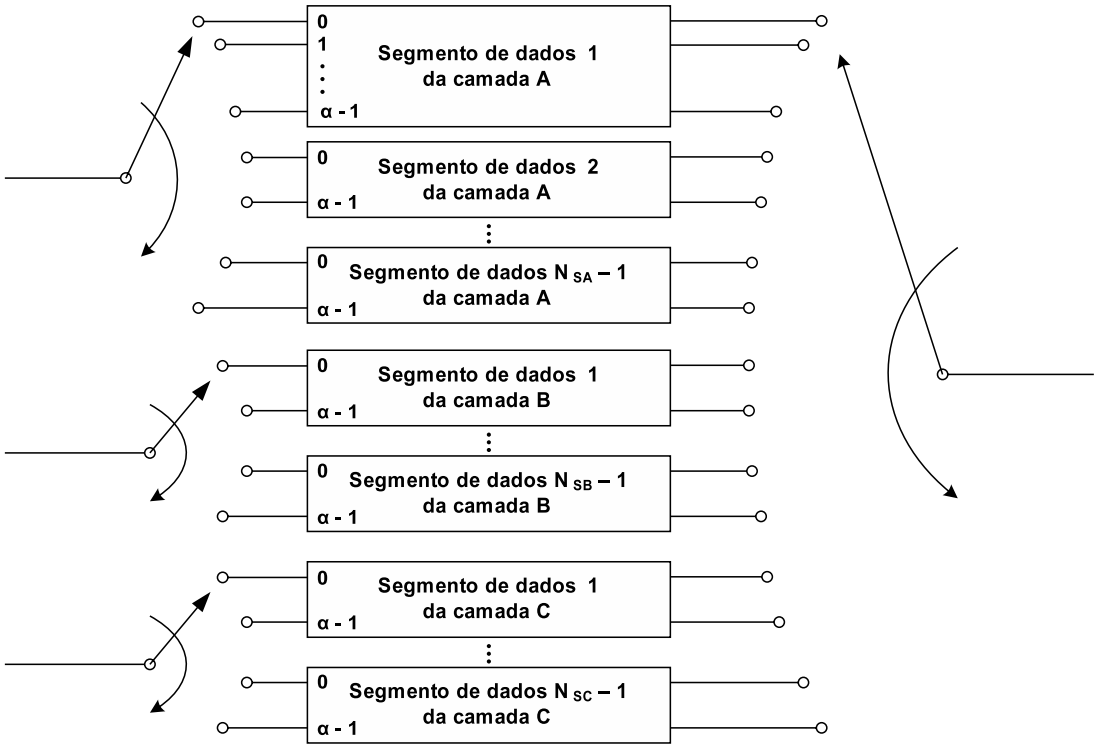


Figura 2.19: *Combinação Hierárquica dos Segmentos de Dados.*

sempre será conhecida.

As equações (2.16) e (2.18) definidas na Subseção 2.3.2 permitem calcular a duração do quadro OFDM e a quantidade total de pacotes que formará o quadro de multiplexação. Usando (2.20) é possível determinar a quantidade de pacotes TS de cada camada e, indiretamente, a quantidade de pacotes nulos dentro do quadro de multiplexação.

No receptor, cada símbolo OFDM demodulado fornecerá uma mesma quantidade de símbolos seriais, correspondente à quantidade de portadoras dos 13 segmentos de dados. Cada camada hierárquica opera com um determinado número de segmentos, ordem de modulação e taxa de codificação. Essas configurações definirão a quantidade de bits destinada a cada uma das camadas hierárquicas e, consequentemente, uma determinada quantidade de pacotes TS para cada uma delas. O modo de operação do receptor modelo define a maneira como essa quantidade de bits, destinada a cada camada hierárquica, será reorganizada em pacotes TS. Essa organização dos pacotes TS, destinada a cada camada hierárquica, de-

fine a formação do quadro de multiplexação. Baseado nesse modo de operação do receptor modelo, é criado o quadro de multiplexação no transmissor garantindo que a ordem dos pacotes TS recuperados no receptor seja a mesma que foi enviada pelo transmissor. O diagrama do receptor modelo é mostrado na Figura 2.20.

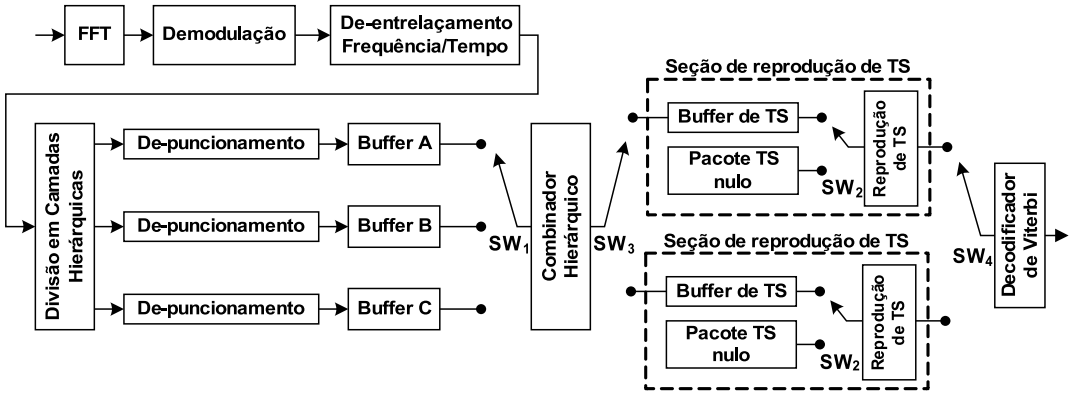


Figura 2.20: *Diagrama em blocos do receptor modelo.*

No receptor, após os processos de demodulação do símbolo OFDM, desentrelaçamento no domínio da frequência e no domínio do tempo, os segmentos de dados são reorganizados em ordem ascendente, tal como no processo de combinação das camadas hierárquicas no transmissor. Os segmentos de dados são divididos nas camadas hierárquicas a que pertencem com o objetivo de passar pelos processos de demapeamento, desentrelaçamento de bit e depuncionamento. O depuncionamento consiste em inserir bits nas posições onde os mesmos foram retirados no processo de puncionamento. A taxa de codificação na saída do depuncionador será sempre igual a $\frac{1}{2}$, independente da taxa de codificação empregada na transmissão.

Logo após o depuncionamento é usado um buffer de armazenamento chamado buffer hierárquico. O buffer hierárquico visa armazenar a quantidade de bytes equivalente a um pacote TS. Cada pacote TS tem 204 bytes, mas tal pacote está codificado com taxa $\frac{1}{2}$ devido ao código interno. Assim, o buffer hierárquico tem capacidade de armazenar 408 bytes.

O primeiro buffer hierárquico que for preenchido é comutado para o buffer de TS através da chave SW1 com o objetivo de transferir os dados. Assume-se que

a transferência dos dados do buffer hierárquico, para o buffer de TS, localizado na seção de reprodução, é instantânea.

Os buffers de TS são verificados a cada período referente a um pacote TS (408 bytes), a fim de avaliar se essa quantidade de dados foi excedida. Enquanto o buffer de TS não está cheio, a chave SW_2 permanece na posição de Pacote TS nulo, e transmitem-se pacotes nulos. Caso o buffer TS tenha sido preenchido com uma quantidade de dados superior ao tamanho de um pacote TS, a chave SW_2 é comutada para a posição do buffer TS e transmitem-se os dados referentes a um pacote TS.

A chave SW_3 opera comutando a saída do combinador hierárquico alternadamente entre as entradas das duas seções de reprodução de TS. Essa comutação é realizada no início do quadro OFDM quando é usado o modo 1, em intervalos de $\frac{1}{2}$ quadro OFDM no modo 2, e em intervalos de $\frac{1}{4}$ do quadro OFDM no modo 3.

A chave SW_4 é usada para comutar a entrada do decodificador de Viterbi entre os sinais de saída das duas seções de reprodução de TS, acompanhando a operação da chave SW_3.

O modo de operação desse circuito e os parâmetros de configuração do modulador determinam a ordem de ocorrência dos pacotes TS recuperados em cada camada e a maneira como eles serão reorganizados na combinação das camadas hierárquicas. Essa ordem de ocorrência dos pacotes é usada pelo dispositivo que realiza a remultiplexação dos TS e cria o quadro de multiplexação. Esse método permite que os pacotes sejam recuperados na mesma ordem em que foram transmitidos, sem a necessidade de indexar os pacotes transmitidos.

2.3.11 Entrelaçamento no tempo e na frequência

Os $(13 \times \alpha)$ símbolos seriais, que compreendem a parcela de informação do símbolo OFDM, são entrelaçados no domínio do tempo e da frequência com o objetivo de minimizar os erros em rajada introduzidos pelo canal. O entrelaçador temporal é baseado na arquitetura de um entrelaçador convolucional. Do mesmo modo que os entrelaçadores de byte e de bit, o entrelaçador no domínio do tempo provocará um atraso na sequência de símbolos recuperada no receptor. A fim de evitar o gasto

excessivo de memórias no receptor para compensar o atraso inserido, também será realizado um ajuste de atraso antes do processo de entrelaçamento temporal. O atraso total, nesse caso, será múltiplo de quadros OFDM. O entrelaçador na frequência opera em três etapas distintas, embaralhando os símbolos sem inserir atrasos que necessitem de ajuste. O funcionamento dos dois entrelaçadores será detalhado a seguir.

Entrelaçador Temporal e Ajuste de Atraso

O entrelaçamento no domínio do tempo é realizado entre símbolos de um mesmo segmento de dados. O entrelaçador temporal, conforme ilustrado na Figura 2.21, é formado por 13 seções de entrelaçamento independentes e duas chaves de comutação. Cada seção de entrelaçamento corresponde a um segmento de dados. As chaves de comutação operam de forma síncrona e sobre um mesmo caminho do entrelaçador. Estas chaves de comutação avançam uma posição a cada período de amostragem para a IFFT. A posição inicial das chaves é a portadora 0 da primeira seção de entrelaçamento. Ao percorrer todas as portadoras de todas as seções de entrelaçamento, as chaves retornam à posição inicial e reiniciam o processo.

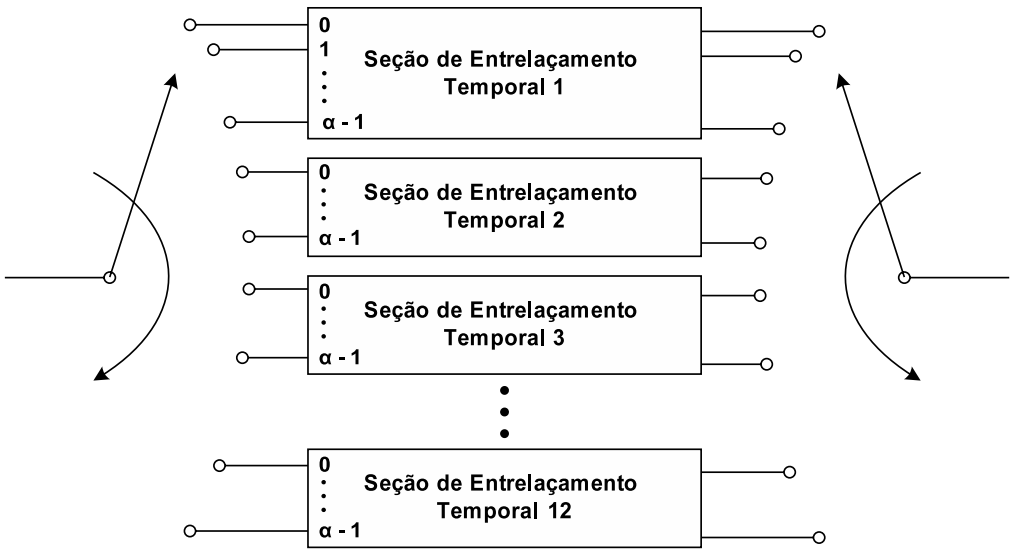


Figura 2.21: *Entrelaçador temporal.*

A configuração de cada seção de entrelaçamento obedece ao parâmetro I, especificado para cada camada hierárquica. Esse parâmetro configura a profundidade do entrelaçador para cada camada hierárquica e depende do modo de operação do sistema. O atraso, D_i, do i-ésimo caminho do segmento de dados dentro de uma seção de entrelaçamento depende diretamente do valor do parâmetro I, sendo definido por

$$D_i = I[(5i) \bmod 96], \tag{2.34}$$

onde, $x \bmod y = x - \left\lfloor \frac{x}{y} \right\rfloor \cdot y$, ou seja, é o resto da divisão de x por y.

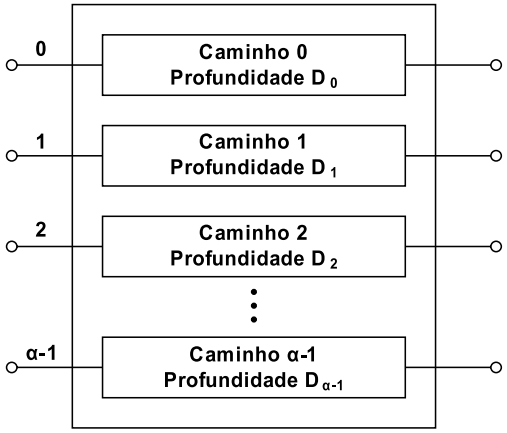


Figura 2.22: *Seção de entrelaçamento dentro do segmento.*

O entrelaçador temporal é concebido para utilizar uma mesma quantidade de memória, independente do modo de operação. Um aumento na quantidade de portadoras ocasiona uma maior quantidade de símbolos seriais por símbolo OFDM. Logo, o atraso total de quadros OFDM causado pelo entrelaçador temporal será diferente para diferentes modos de operação. O entrelaçador temporal pode causar um atraso total, envolvendo transmissão e recepção, de no mínimo 1 quadro e de no máximo 8 quadros. A Tabela 2.6 apresenta os parâmetros do entrelaçador temporal, onde I é a profundidade do entrelaçador temporal, L é o número de símbolos OFDM que devem ser atrasados antes do entrelaçador temporal e H é a quantidade total de quadros OFDM atrasados.

Uma análise sobre (2.34) revela que a portadora de índice $i = 19$ sofre o

Tabela 2.6: *Profundidade do entrelaçador temporal, número de símbolos do ajuste de atraso e quantidade de quadros atrasados.*

Modo 1			Modo 2			Modo 3		
I	L	H	I	L	H	I	L	H
0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	28	2	2	14	1	1	109	1
8	56	4	4	28	2	2	14	1
16	112	8	8	56	4	4	28	2

máximo atraso possível e que o comportamento dos atrasos nas portadoras é repetitivo, em qualquer modo de operação. Assim, as portadoras com índice 0, α, $(2 \times \alpha)$,... e $(12 \times \alpha)$ apresentam o mesmo atraso, igual a zero. As portadoras com índice 19, $(\alpha + 19), (2 \times \alpha + 19), ...,$ e $(12 \times \alpha + 19)$ apresentam o atraso máximo, igual a $(95 \times I)$. A Figura 2.23 mostra o arranjo de atrasos em uma seção de entrelaçamento composta por 96 portadoras. Para gerar o arranjo completo basta replicar esse comportamento ao longo das $(13 \times \alpha)$ portadoras que compõem o símbolo OFDM.

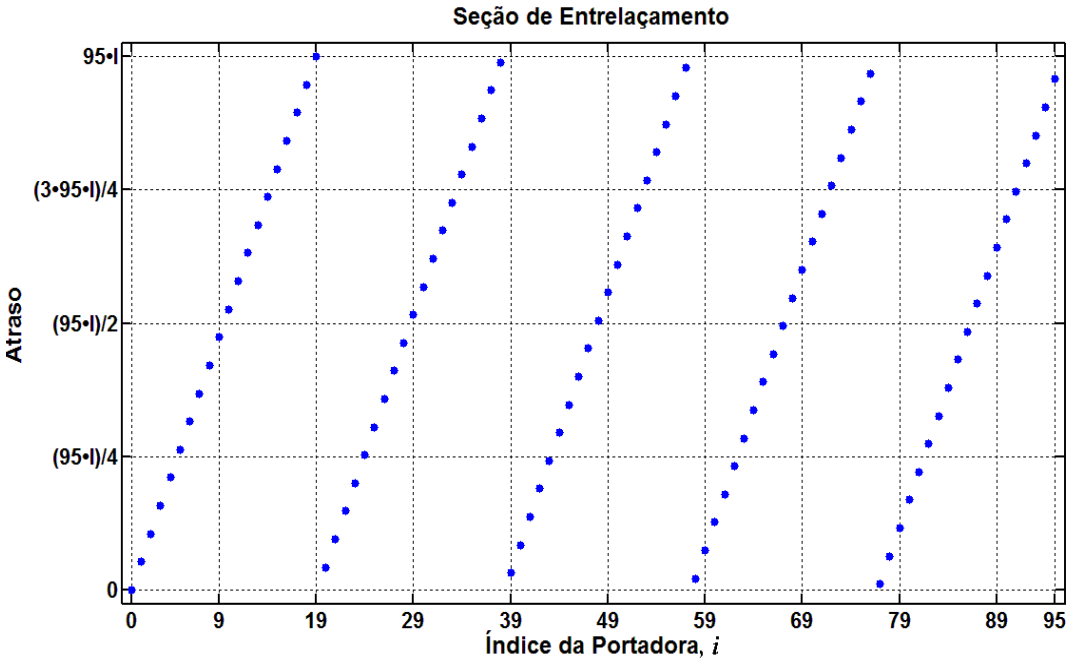


Figura 2.23: *Arranjo dos atrasos em cada caminho de uma seção de entrelaçamento composta por 96 portadoras.*

O máximo atraso nos caminhos do entrelaçador define a quantidade total de quadros OFDM que será atrasada e também a quantidade de símbolos OFDM de ajuste de atraso devem ser usados. A quantidade total de quadros OFDM atrasados na transmissão e recepção é dada por

$$H = \left\lceil \frac{\max\{I[(5i) \bmod 96]\}}{204} \right\rceil, \tag{2.35}$$

onde $\lceil x \rceil$ indica o menor inteiro maior ou igual a x.

A quantidade de símbolos OFDM de ajuste de atraso que devem ser inseridos para tornar o atraso total múltilpo de quados OFDM é dada por

$$L = \left\lceil \frac{\max\{I[(5i) \bmod 96]\}}{204} \right\rceil 204 - \max\{I[(5i) \bmod 96]\} \tag{2.36}$$

Entrelaçador no domínio da Frequência

O processo de entrelaçamento no domínio da frequência é realizado somente após uma divisão dos segmentos de dados. Como ilustra a Figura 2.24, o segmento de dados referente ao serviço de recepção parcial é conduzido por um caminho próprio. Os segmentos de dados que operam com a modulação $\frac{\pi}{4}$-DQPSK são conduzidos por um segundo caminho. Os segmentos que empregam modulação coerente são conduzidos por um terceiro caminho. Essa diferenciação ocorre por dois motivos. O primeiro se deve ao serviço de recepção parcial que opera com apenas um segmento e não pode ter seus símbolos embaralhados com outros segmentos. O segundo se deve às diferentes estruturas do quadro OFDM, para os diferentes métodos de modulação: diferencial e coerente. Sinais de diferentes camadas hierárquicas que operam com métodos de modulação semelhantes são sempre direcionados para o mesmo caminho, exceto se uma das camadas atender ao serviço de recepção parcial. O entrelaçador no domínio da frequência opera em três etapas distintas, que agem sobre os três caminhos diferentes, tal como mostra a Figura 2.24.

O primeiro entrelaçamento ocorre entre os símbolos de diferentes segmentos de dados. Os segmentos de dados de diferentes camadas hierárquicas, que usam métodos de modulação semelhantes, são embaralhados juntos. Esse en-

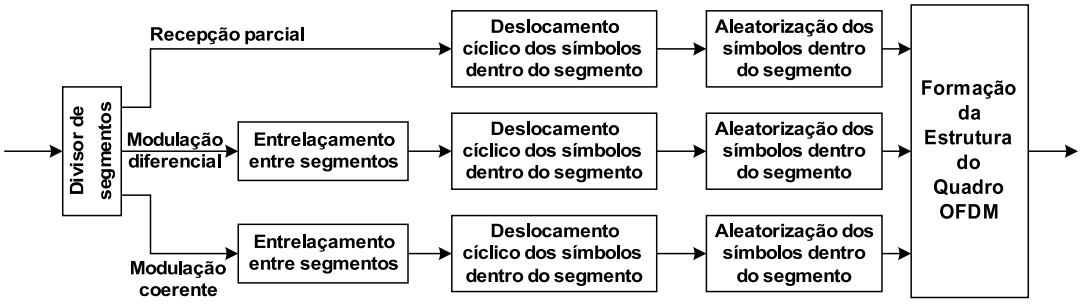


Figura 2.24: *Entrelaçador na Frequência.*

trelaçamento é feito usando uma técnica chamada entrelaçamento em bloco. No entrelaçamento em bloco é usada uma matriz, onde a escrita ocorre em ordem ascendente nas c colunas e a leitura ocorre em ordem ascendente nas l linhas, o que resulta numa operação sobre um bloco de $(c \times l)$ símbolos. O segmento de dados que atende o serviço de recepção parcial não sofre esse processo de entrelaçamento por ser um segmento de recepção isolada.

A matriz de entrelaçamento usa l linhas, referentes à quantidade de segmentos de dados que serão entrelaçados, e c colunas, referentes à quantidade de portadoras em cada segmento de dados. O processo de leitura dos símbolos é feito após o preeenchimento completo da matriz. A sequência de símbolos na entrada e na saída da primeira etapa do entrelaçador é mostrada na Figura 2.25.

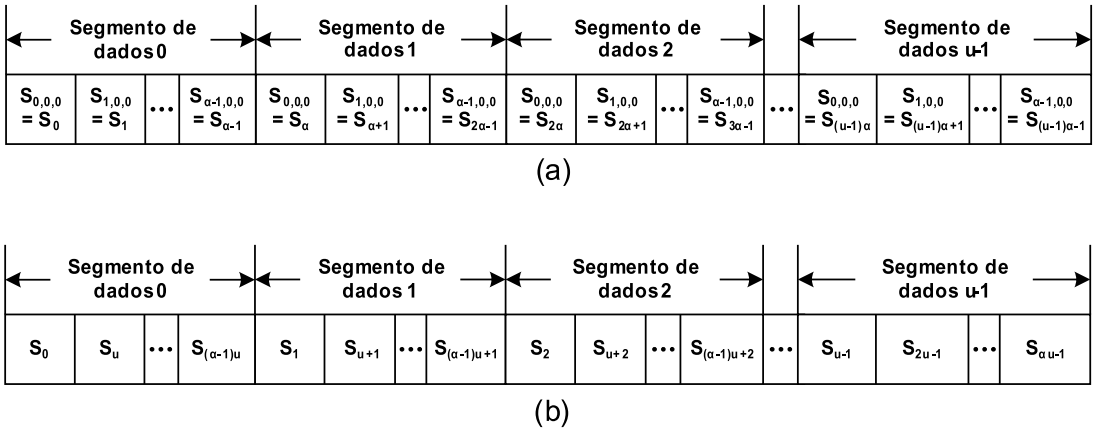


Figura 2.25: *Entrelaçamento entre segmentos de dados. (a) Arranjo dos símbolos antes do entrelaçamento (b) Arranjo dos símbolos depois do entrelaçamento*

Os dois processos posteriores de entrelaçamento ocorrem entre símbolos de

um mesmo segmento de dados. O segundo processo é realizado através de um deslocamento cíclico dos símbolos dentro do segmento de dados. A quantidade de símbolos que é deslocada em cada segmento de dados depende da k-ésima posição do segmento. No segmento de índice 0 não ocorre deslocamento. Esse processo de entrelaçamento é dado por

$$S_{[(k+i) \bmod \alpha],j,k} = S_{i,j,k}. \tag{2.37}$$

A sequência de símbolos na entrada e na saída do bloco de deslocamento cíclico de símbolo é mostrada na Figura 2.26.

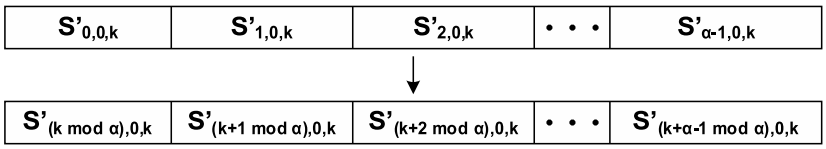


Figura 2.26: *Entrelaçamento dentro do segmentos de dados - Deslocamento Cíclico.*

O terceiro processo de entrelaçamento é feito através da aleatorização dos símbolos das portadoras obedecendo tabelas. Essas tabelas apresentam a posição do símbolo serial antes e depois da aleatorização. Todos os segmentos de dados usam a mesma tabela para aleatorizar os símbolos dentro do segmentos de dados. A Tabela 2.7 apresenta a relação entre as posições das portadoras antes e depois do processo de aleatorização para o modo 1. As Tabelas A.2 e A.3, utilizadas para o modo 2 e 3 respectivamente, são apresentadas no Anexo A.

2.3.12 Estruturação do quadro OFDM

Os entrelaçamentos no tempo e na frequência finalizam o processamento da etapa de codificação de canal. O procedimento seguinte consiste em inserir portadoras piloto, portadoras auxiliares e portadoras de controle e configuração nos segmentos de dados gerando, dessa forma, os segmentos OFDM numa estrutura de quadro OFDM.

A estruturação do quadro OFDM define as posições onde as portadoras piloto,

Tabela 2.7: *Aleatorização das portadoras no modo 1.*

Antes	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Depois	80	93	63	92	94	55	17	81	6	51	9	85	89	65	52	15
Antes	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
Depois	73	66	46	71	12	70	18	13	95	34	1	38	78	59	91	64
Antes	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
Depois	0	28	11	4	45	35	16	7	48	22	23	77	56	19	8	36
Antes	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63
Depois	39	61	21	3	26	69	67	20	74	86	72	25	31	5	49	42
Antes	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79
Depois	54	87	43	60	29	2	76	84	83	40	14	79	27	57	44	37
Antes	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95
Depois	30	68	47	88	75	41	90	10	33	32	62	50	58	82	53	24

as portadoras auxiliares e as portadoras de controle e configuração serão inseridas em cada um dos treze segmentos. Para cada tipo de modulação existe uma estrutura de quadro OFDM diferente. A flexibilidade do sistema permite o uso de ambos os métodos de modulação, simultaneamente. Nesse caso, cada segmento OFDM obedece a estrutura definida para o tipo de modulação empregada.

Cada segmento de dados, formado por 96, 192 e 384 portadoras nos modos 1, 2 e 3, respectivamente, ao receber as portadoras piloto, auxiliares e de controle e configuração formam segmentos OFDM com 108, 216 e 432 portadoras. Dessa forma, a quantidade total de portadoras ativas em cada símbolo OFDM, definida em (2.2), pode ser reescrita como

$$\gamma = 13(108m_d) + 1. \tag{2.38}$$

O quadro OFDM é formado por 204 símbolos OFDM, onde cada símbolo contém os sinais de todas as γ portadoras. A cada quadro é realizada a transmissão de todas as informações de configuração e controle do subsistema de transmissão.

Na combinação das camadas hierárquicas, os segmentos de dados são organizados em ordem ascendente de acordo com as regras definidas na Seção 2.2 e na Subseção 2.3.9. Na formação do quadro OFDM, a ordem dos segmentos de

dados é alterada obedecendo a disposição utilizada no espectro de transmissão, tal como mostrado nas Figuras 2.2a e 2.2b. O segmento 0 deve ser posicionado no centro do espectro de transmissão e os segmentos posteriores são posicionados à esquerda e à direita deste segmento.

Nas subseções a seguir serão descritas as portadoras piloto, as portadoras auxiliares e as portadoras de controle e configuração, inseridas durante a formação da estrutura do quadro OFDM.

Portadoras Piloto

As portadoras piloto são importantes para ajudar o receptor no processo de demodulação do sinal recebido, pois são utilizadas para recuperar o sincronismo de frequência e para estimar a resposta em frequência do canal de comunicação, possibilitando uma equalização do sinal recebido. Existem dois tipos de portadoras piloto que são usadas em situações distintas, de acordo com o tipo de modulação empregada: as portadoras contínuas e as portadoras espalhadas. As portadoras piloto contínuas (CP - *Continual Pilot*) são utilizadas somente quando é selecionada a modulação com demodulação diferencial. A portadora CP ocupa sempre a mesma posição dentro do segmento OFDM, independente da posição do segmento OFDM no espectro. A primeira portadora de um segmento que utiliza modulação com demodulação diferencial é sempre a portadora CP. As portadoras piloto espalhadas (SP - *Scattered Pilot*) são especificadas para serem usadas com as modulações com demodulação coerente. As portadoras SP são inseridas a cada intervalo de 12 portadoras no sentido ascendente das portadoras. A cada novo símbolo OFDM o índice de cada portadora SP sofre um incremento igual a 3, de modo que a posição da k-ésima portadora espalhada do j-ésimo símbolo OFDM em cada segmento é dada por

$$P_{SP} = 12k + 3(j \bmod 4), \tag{2.39}$$

onde $k = 0, 1, 2...[(9m_d) - 1]$ e $j = 0,\ 1,\ 2,...203$.

A modulação empregada nas portadoras piloto CP e SP é a BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) e os bits transmitidos nessas portadoras são fornecidos por

uma sequência pseudo-aleatória cujo polinômio é dado por

$$f_2(x) = X^{11} + X^9 + 1. \tag{2.40}$$

A Figura 2.27 apresenta o circuito gerador desta sequência. O registrador é inicializado com todos os bits em estado lógico alto, ou seja, todos os bits iniciam com '1'. O i-ésimo bit da sequência de saída, W_i, é usado para modular a portadora de índice i, $0 \leq i \leq \gamma - 1$.

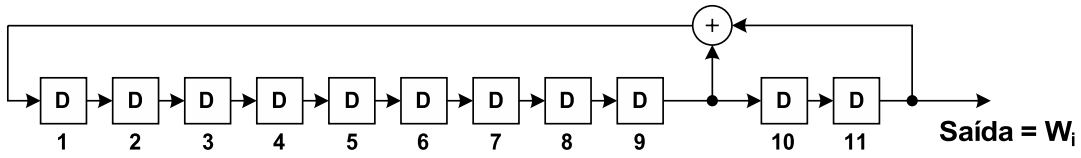


Figura 2.27: *Circuito gerador PRBS para portadoras piloto.*

A Tabela 2.8 apresenta a relação entre a amplitude da portadora piloto e o bit que deve ser transmitido.

Tabela 2.8: *Modulação das portadoras piloto.*

Valor W_i	Amplitude do sinal modulado (I,Q)
1	$(-\frac{4}{3},0)$
0	$(+\frac{4}{3},0)$

Portadoras Auxiliares

As portadoras auxiliares (AC - *Auxiliary Channel*) são utilizadas para carregar informações adicionais.

De acordo com a estrutura do quadro são utilizadas quantidades diferentes de portadoras AC. Quando é utilizada a modulação com demodulação diferencial, as portadoras AC são subdivididas em AC_1 e AC_2. No caso de uso das modulações com demodulação coerente existem apenas as portadoras AC_1. As portadoras AC_1 ocupam as mesmas posições na estrutura de quadro OFDM, não importando o mapeamento empregado.

As portadoras AC são distribuídas de forma não equidistante com relação à frequência para reduzir o impacto da seletividade em frequência do canal nas informações transmitidas por estas portadoras. Em um canal com múltiplos percursos, a separação entre os nulos espectrais é proporcional ao inverso da diferença temporal entre os percursos. Caso as portadoras fossem distribuídas de forma equidistante bastaria que um nulo atingisse uma portadora auxiliar para que diversas outras também sofressem o desvanecimento seletivo severo. O uso de portadoras não equidistantes diminui a probabilidade de várias portadoras sofrerem o desvanecimento seletivo devido a periodicidade dos nulos espectrais. A Figura 2.28 ilustra estas situações.

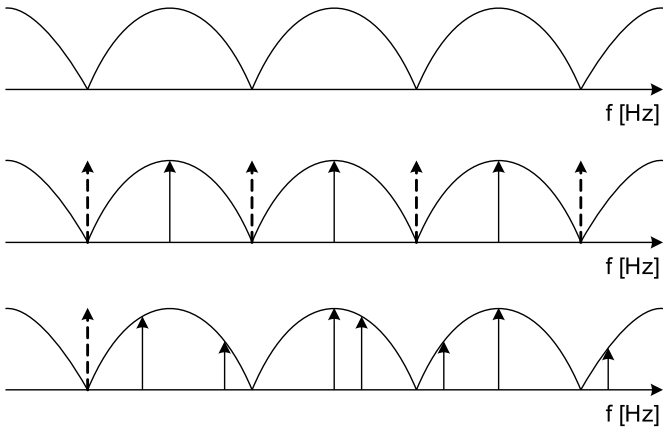


Figura 2.28: *Efeito de um canal com múltiplos percursos sobre portadoras distribuídas de forma equidistante e não equidistante.*

As portadoras AC ocupam sempre a mesma posição dentro do segmento OFDM empregado não dependendo de qual símbolo está sendo transmitido dentro do quadro.

A Tabela 2.9 apresenta as posições das portadoras AC_1 e AC_2 no modo 1. As Tabelas A.4 e A.5 que mostram as posições das portadoras AC_1 e AC_2 no modo 2 e 3, respectivamente, são apresentadas no Anexo A.

A modulação utilizada nas portadoras AC é a DBPSK com amplitude determinada pela Tabela 2.8. A referência para esta modulação com demodulação diferencial é o bit da sequência W_i correspondente à posição da portadora. Na falta de informações adicionais para modular as portadoras AC, é transmitido o bit '1' como bit de enchimento. A taxa transportada pelas portadoras AC depende

Tabela 2.9: *Arranjo das portadoras AC_1 e AC_2 no modo 1.*

Nº do segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC_{1_1}	10	53	61	11	20	74	35	76	4	40	8	7	98
AC_{1_2}	28	83	100	101	40	100	79	97	89	89	64	89	101
AC_{2_1}	3	3	29	28	23	30	3	5	13	72	36	25	10
AC_{2_2}	45	15	41	45	63	81	72	18	93	95	48	30	30
AC_{2_3}	59	40	84	81	85	92	85	57	98	100	52	42	55
AC_{2_4}	77	58	93	91	105	103	89	92	102	105	74	104	81

do modo de operação e do intervalo de guarda utilizados. A taxa transportada nas portadoras AC_1 por segmento OFDM é dada por

$$R_{AC1} = \frac{203\, m_d}{102\, T_U\, (1 + I_G)}, \tag{2.41}$$

e nas portadoras AC_2 é dada por

$$R_{AC2} = \frac{203\, [4 + 5\, (m_d - 1)]}{51\, T_U\, (1 + I_G)}. \tag{2.42}$$

Portadoras de Controle e Configuração

As portadoras de controle e configuração são chamadas de portadoras TMCC (*Transmission and Multiplexing Configuration Control*) e são usadas para informar o receptor sobre os parâmetros de configuração usados na transmissão.

As informações transmitidas nas portadoras TMCC são agrupadas em 204 bits, onde cada bit de informação é transportado em um símbolo OFDM do quadro. Desse modo, a cada quadro OFDM realiza-se a transmissão de todos os bits de controle e configuração.

Dentre os 204 bits que compõem as informações transmitidas nas portadoras TMCC, 122 são bits de configuração e controle e 82 são bits de paridade gerados por um código de bloco cíclico. O código utilizado e os bits de configuração serão detalhados adiante.

A modulação empregada nas portadoras TMCC é a DBPSK com amplitude determinada pela Tabela 2.8. A referência para a modulação diferencial é dada pelo i-ésimo bit da sequência W_i, correspondente à posição da portadora TMCC.

Essa referência é chamada B'_0 e é usada como o primeiro bit transmitido pela TMCC. As informações transmitidas na forma diferencial (B'_0 até B'_{203}) são geradas a partir do grupo de 203 bits (B_1 até B_{203}) e da referência W_i. Desta forma, tem-se que

$$B'_k = B'_{k-1} \oplus B_k, \quad k = 1, 2, 3...203, \tag{2.43}$$

onde, $B'_0 = W_i$ e $\oplus$ representa a soma módulo 2.

Os 122 bits de controle e configuração da TMCC são divididos em campos com funções específicas, tal como mostra a Tabela 2.10. As configurações das três camadas hierárquicas são transmitidas em dois conjuntos de campos, informando ao receptor sobre as configuração atuais e as configurações futuras. O envio das configurações futuras garante que o receptor continue demodulando o sinal mesmo quando houver alterações dos parâmetros.

Tabela 2.10: *Configuração dos bits da TMCC.*

Atribuição dos bits	Descrição	
B_0	Referência para demodulação diferencial	
$B_1 - B_{16}$	Sinal de sincronização (SS0 = 0011010111101110, SS1 = 1100101000010001)	
$B_{17} - B_{19}$	Identificação do tipo de segmento (diferencial = 111, sícrono = 000)	
B_{20} - B_{21}	Identificação do sistema	
B_{22} - B_{25}	Contador de troca de parâmetros	
B_{26}	Sinal de alarme de emergência	
B_{27}	Informação atual	Sinal de recepção parcial
$B_{28} - B_{40}$		Parâmetros da camada A
$B_{41} - B_{53}$		Parâmetros da camada B
$B_{54} - B_{66}$		Parâmetros da camada C
B_{67}	Informação Futura	Sinal de recepção parcial
$B_{68} - B_{80}$		Parâmetros da camada A
$B_{81} - B_{93}$		Parâmetros da camada B
$B_{94} - B_{106}$		Parâmetros da camada C
$B_{107} - B_{109}$	Correção do fator do desvio de fase	
$B_{110} - B_{121}$	Reservado	
$B_{122} - B_{203}$	Bits de paridade	

Para cada camada hierárquica são transmitidos: a modulação empregada, a

taxa de codificação, a profundidade do entrelaçador temporal e a quantidade de segmentos OFDM.

Um conjunto de 16 bits é usado como sincronismo do sinal TMCC e do quadro OFDM. Esse sincronismo faz uso de duas palavras complementares na aritmética binária, que se alternam a cada quadro. Como resultado, esse sinal de sincronismo permanece em constante inversão a cada quadro. A inversão dos bits permite que o transmissor forneça uma indicação ao receptor de que o quadro recebido é par ou ímpar. O conjunto de bits B_1 até B_{16} forma essa palavra de sincronismo.

Os bits B_{17}, B_{18} e B_{19} são usados para sinalizar a modulação usada no segmento OFDM em que está presente a portadora TMCC. A modulação com demodulação diferencial é indicada por "111", caso contrário é usado "000"para modulação com demodulação coerente. O uso de três bits consiste em uma redundância que reduz a probabilidade do receptor utilizar um processo de demodulação incompatível com a modulação usada pelo transmissor. De fato, a transmissão da informação do tipo de demodulação a ser empregada é realizada empregando um código de repetição. Neste caso, se dois dos três bits recebidos forem '1' decide-se que a demodulação a ser empregada é a diferencial. Se dois entre três bits recebidos forem '0' decide-se pelo uso da demodulação coerente.

No Japão, o sistema de radiodifusão de áudio digital utiliza a mesma estrutura de transmissão do sistema de TV Digital. Desse modo, o propósito do sistema de transmissão é sinalizado por dois bits, B_{20} e B_{21}, de acordo com a Tabela 2.11. Na arquitetura do sistema de transmissão usado no Brasil, esse parâmetro não tem finalidade definida.

Tabela 2.11: *Identificação do sistema.*

$B_{20} - B_{21}$	Propósito
00	Sistema de Televisão digital terrestre (ABNT NBR 15601:2007)
01, 10 e 11	Reservado

Para evitar uma interrupção na demodulação do sinal recebido devido a uma alteração dos parâmetros de transmissão, são especificados quatro bits para sinalizar o momento da transição. Os bits, B_{22}, B_{23}, B_{24} e B_{25} indicam quantos

quadros restam antes da mudança dos parâmetros de configuração. Caso não exista nenhuma mudança de configuração, os bits B_{22} até B_{25} são mantidos em "1111"[19].

O bit B_{26} é usado como alarme de emergência, podendo ser usado para alertar a população em caso de catástrofes como terremotos, maremotos, etc. O estado '0' indica que o alarme está desligado e o estado '1' indica que o alarme está acionado.

O conjunto de bits B_{27} até B_{66} carrega todas as configurações das camadas hierárquicas utilizadas na transmissão do sinal atual. O grupo de bits B_{67} até B_{106} carrega todas as novas configurações que serão usadas no transmissor, caso exista necessidade de alteração. As informações transmitidas no conjunto de bits B_{27} até B_{66} são repetidas nos bits B_{67} até B_{106}, caso não exista alteração dos parâmetros de transmissão.

O bit B_{27} é usado para indicar se o serviço de recepção parcial está disponível no sinal transmitido. Este bit informa que o serviço de recepção parcial está sendo utilizado, quando em '1'. Caso contrário, indica que o serviço está indisponível. O bit B_{67} sinaliza se existirá o serviço de recepção parcial no sinal de transmissão, após a troca de parâmetros.

A modulação empregada em cada camada é informada por três bits de acordo com a Tabela 2.12. Existem seis conjuntos de três bits para representar as configurações de todas as camadas hierárquicas. Os bits B_{28} até B_{30} e os bits B_{68} até B_{70} representam a modulação empregada na camada A do sinal atual e do sinal futuro, respectivamente. A modulação empregada na camada B do sinal atual e do sinal futuro é indicada pelos bits B_{41} até B_{43} e pelos bits B_{81} até B_{83}, respectivamente. Na camada C, os bits B_{54} até B_{56} e os bits B_{94} até B_{96} indicam a modulação utilizada no sinal atual e no sinal futuro, respectivamente. Caso uma determinada camada não esteja sendo utilizada, os três bits são configurados para "111".

A taxa de codificação também é informada usando três bits, de acordo com a Tabela 2.13. Os bits B_{31} até B_{33} e os bits B_{71} até B_{73} representam a taxa de codificação empregada na camada A do sinal atual e do sinal futuro, respectiva-

Tabela 2.12: *Bits usados para informar a modulação empregada em cada camada hierárquica.*

$B_{28} - B_{30}/B_{41} - B_{43}/B_{54} - B_{56}/$ $B_{68} - B_{70}/B_{81} - B_{83}/B_{94} - B_{96}/$	Modulação
000	DQPSK
001	QPSK
010	16-QAM
011	64-QAM
100 - 110	Reservado
111	Camada hierárquica não usada

mente. A taxa de codificação empregada na camada B do sinal atual e do sinal futuro é indicada pelos bits B_{44} até B_{46} e pelos bits B_{84} até B_{86}, respectivamente. Na camada C, os bits B_{57} até B_{59} e os bits B_{97} até B_{99} indicam a taxa de codificação utilizada no sinal atual e no sinal futuro, respectivamente. Caso uma determinada camada não esteja sendo utilizada, os três bits são configurados para "111".

Tabela 2.13: *Taxa de codificação do código interno para cada camada hierárquica.*

$B_{31} - B_{33}/B_{44} - B_{46}/B_{57} - B_{59}/$ $B_{71} - B_{73}/B_{84} - B_{86}/B_{97} - B_{99}/$	Taxa de Codificação
000	1/2
001	2/3
010	3/4
011	5/6
100	7/8
101 - 110	Reservado
111	Camada hierárquica não usada

A profundidade do entrelaçador temporal também é sinalizada por três bits, tal como mostrado na Tabela 2.14. Os bits B_{34} até B_{36} e os bits B_{74} até B_{76} representam a profundidade do entrelaçador usado na camada A do sinal atual e do sinal futuro, respectivamente. A profundidade do entrelaçador empregado na camada B do sinal atual e do sinal futuro é indicada pelos bits B_{47} até B_{49} e pelos bits B_{87} até B_{89}, respectivamente. Na camada C, os bits B_{60} até B_{62} e

os bits B_{100} até B_{102} indicam a profundidade do entrelaçador utilizado no sinal atual e no sinal futuro, respectivamente. Caso uma determinada camada não esteja sendo utilizada, os três bits são configurados para "111".

Tabela 2.14: *Profundidade do entrelaçador temporal para cada camada hierárquica.*

$B_{34} - B_{36}/B_{47} - B_{49}/B_{60} - B_{62}/$ $B_{74} - B_{76}/B_{87} - B_{89}/B_{100} - B_{102}/$	Profundidade do Entrelaçador
000	0 (modo 1), 0 (modo 2), 0 (modo 3)
001	4 (modo 1), 2 (modo 2), 1 (modo 3)
010	8 (modo 1), 4 (modo 2), 2 (modo 3)
011	16 (modo 1), 8 (modo 2), 4 (modo 3)
100 - 110	Reservado
111	Camada hierárquica não usada

Para sinalizar a quantidade de segmentos OFDM que formam cada camada hierárquica são usados quatro bits, tal como mostrado na Tabela 2.15. Os bits B_{37} até B_{40} e os bits B_{77} até B_{80} representam a quantidade de segmentos usados na camada A do sinal atual e do sinal futuro, respectivamente. A quantidade de segmentos empregados na camada B do sinal atual e do sinal futuro é indicada pelos bits B_{50} até B_{53} e pelos bits B_{90} até B_{93}, respectivamente. Na camada C, os bits B_{63} até B_{66} e os bits B_{103} até B_{106} indicam a quantidade de segmentos utilizados no sinal atual e no sinal futuro, respectivamente. Caso uma determinada camada não esteja sendo utilizada, os quatro bits são configurados para "1111".

Os bits que carregam as informações de configuração do transmissor, B_{20} até B_{121}, são codificados empregando o código de bloco encurtado (184,102) criado a partir do código de bloco cíclico (273,191). Assim, reduz-se a probabilidade do receptor ser configurado de modo incompatível com a configuração do transmissor. O polinômio gerador do código (273,191) é dado por

$$\begin{aligned} g_2(x) = {} & X^{82} + X^{77} + X^{76} + X^{82} + X^{71} + X^{67} + X^{66} + X^{56} + X^{52} + \\ & X^{48} + X^{40} + X^{36} + X^{34} + X^{24} + X^{22} + X^{18} + X^{10} + X^4 + 1 \end{aligned} \tag{2.44}$$

O conjunto de bits B_{20} até B_{121} carregam as mesmas informações de configuração do transmissor, não dependendo do tipo de estrutura usada no quadro.

Tabela 2.15: *Quantidade de segmentos OFDM utilizados na camada hierárquica.*

$B_{37} - B_{40}/B_{50} - B_{53}/B_{63} - B_{66}/$ $B_{77} - B_{80}/B_{90} - B_{93}/B_{103} - B_{106}/$	Número de Segmentos
0000	Reservado
0001	1 Segmento
0010	2 Segmentos
0011	3 Segmentos
0100	4 Segmentos
0101	5 Segmentos
0110	6 Segmentos
0111	7 Segmentos
1000	8 Segmentos
1001	9 Segmentos
1010	10 Segmentos
1011	11 Segmentos
1100	12 Segmentos
1101	13 Segmentos
1110	Reservado
1111	Camada hierárquica não usada

Devido à existência de várias portadoras TMCC no símbolo OFDM, o receptor pode utilizar essa característica repetitiva como uma forma de redundância para tomar uma decisão mais segura sobre as configurações usadas no transmissor. Esta redundância pode ser vista como uma codificação por repetição, onde o receptor pode utilizar a regra de decisão por maioria, verificando a configuração que é transmitida por cada conjunto de TMCC de cada segmento da mesma camada hierárquica. Note que no caso onde se utiliza apenas um segmento para uma camada hierárquica, esta codificação não estará disponível pois não haverá redundância de TMCCs.

Além desse fato, a modulação DBPSK utilizada nas portadoras TMCC, se comparada, às modulações utilizadas nas portadoras de dados, apresenta uma menor probabilidade de erro [23]. O uso de um código corretor de erros torna essa probabilidade de erro ainda menor nessas portadoras. Essas características somadas permitem que o receptor consiga recuperar as informações de configuração do transmissor em condições de relação sinal-ruído inferiores à relação sinal-ruído

necessária para demodular as portadoras de dados.

As posições onde as portadoras TMCC serão inseridas nos segmentos OFDM que utilizam modulações com demodulação diferencial no modo 1 é apresentada na Tabela 2.16. As posições das portadoras TMCC nos segmentos que utilizam modulações com demodulação diferencial nos modos 2 e 3 são apresentadas nas Tabelas A.6 e A.7, respectivamente, no Anexo A.

Tabela 2.16: *Arranjo das portadoras TMCC para modulação diferencial no modo 1.*

Nº do segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
TMCC$_{-1}$	13	25	4	36	10	7	49	31	16	5	78	34	23
TMCC$_{-2}$	50	63	7	48	28	25	61	39	30	10	82	48	37
TMCC$_{-3}$	70	73	17	55	44	47	96	47	37	21	85	54	51
TMCC$_{-4}$	83	80	51	59	47	60	99	65	74	44	98	70	68
TMCC$_{-5}$	87	93	71	86	54	87	104	72	83	61	102	101	105

As posições onde as portadoras TMCC serão inseridas nos segmentos OFDM que utilizam modulações com demodulação coerente no modo 1 é apresentada na Tabela 2.17. As posições das portadoras TMCC nos segmentos que utilizam modulações com demodulação coerente nos modos 2 e 3 são apresentadas nas Tabelas A.8 e A.9, respectivamente, no Anexo A.

Tabela 2.17: *Arranjo das portadoras TMCC usando modulação coerente no modo 1.*

Nº do segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
TMCC$_{-1}$	70	25	17	86	44	47	49	31	83	61	85	101	23

Definidas as funções das portadoras inseridas na formação do quadro, são apresentadas a seguir as estruturas referentes a cada tipo de modulação disponível.

Estrutura do Segmento OFDM para modulação com demodulação diferencial

Na estrutura de quadro usada para o método de modulação com demodulação diferencial são inseridos três tipos de portadoras nos segmentos de dados: as

portadoras CP, as portadoras AC, subdivididas em AC_1 e AC_2, e as portadoras TMCC. A Figura 2.29 ilustra a inserção dessas portadoras.

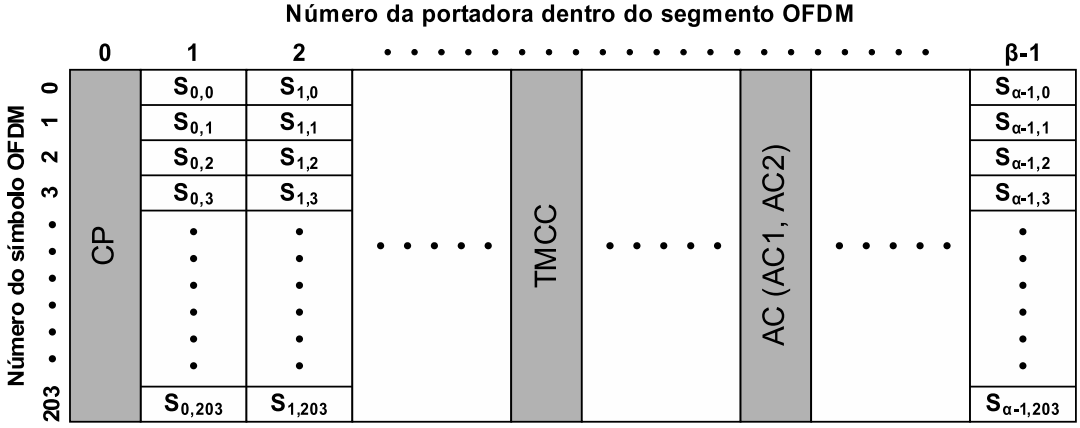


Figura 2.29: *Configuração do segmento OFDM para modulação com demodulação diferencial.*

O símbolo $S_{i,j}$ representa o símbolo dentro do segmento de dados, após o entrelaçamento. Note que o índice k utilizado na Subseção 2.3.9 não aparece, pois em cada segmento as portadoras AC e TMCC ocuparão uma posição diferente. As posições onde as portadoras AC_1 e AC_2 e as portadoras TMCC serão inseridas em cada um dos 13 segmentos OFDM são especificadas através de tabelas. Essas tabelas organizam os segmentos de dados em ordem ascendente de frequência, conforme os mesmos serão posicionados no espectro. As tabelas 2.9, A.4 e A.5 especificam as posições das portadoras AC_1 e AC_2, e as tabelas 2.16, A.6 e A.7 especificam as posições das portadoras TMCC, para os modos 1, 2 e 3, respectivamente, considerando um segmento OFDM que emprega modulação com demodulação diferencial.

Estrutura do Segmento OFDM para modulação com demodulação coerente

Na estrutura de quadro usada para o método de modulação com demodulação coerente são inseridos três tipos de portadoras nos segmentos de dados: as portadoras SP, as portadoras AC, na forma das portadoras AC_1, e as portadoras TMCC. A Figura 2.30 ilustra a inserção dessas portadoras.

O símbolo $S_{i,j}$ também representa o símbolo dentro do segmento de dados, após o entrelaçamento. Note, novamente, que o índice k utilizado na Subseção 2.3.9 não aparece, pois em cada segmento as portadoras AC_1 e TMCC ocuparão uma posição diferente. As posições onde as portadoras AC_1 e as portadoras TMCC serão inseridas em cada um dos 13 segmentos OFDM são especificadas através de tabelas. Essas tabelas organizam os segmentos de dados em ordem ascendente de frequência, conforme os mesmos estarão posicionados no espectro. As tabelas 2.9, A.4 e A.5 especificam as posições das portadoras AC_1 e as tabelas 2.17, A.8 e A.9 especificam as posições das portadoras TMCC, para os modos 1, 2 e 3, respectivamente, considerando um segmento OFDM que emprega modulação com demodulação coerente.

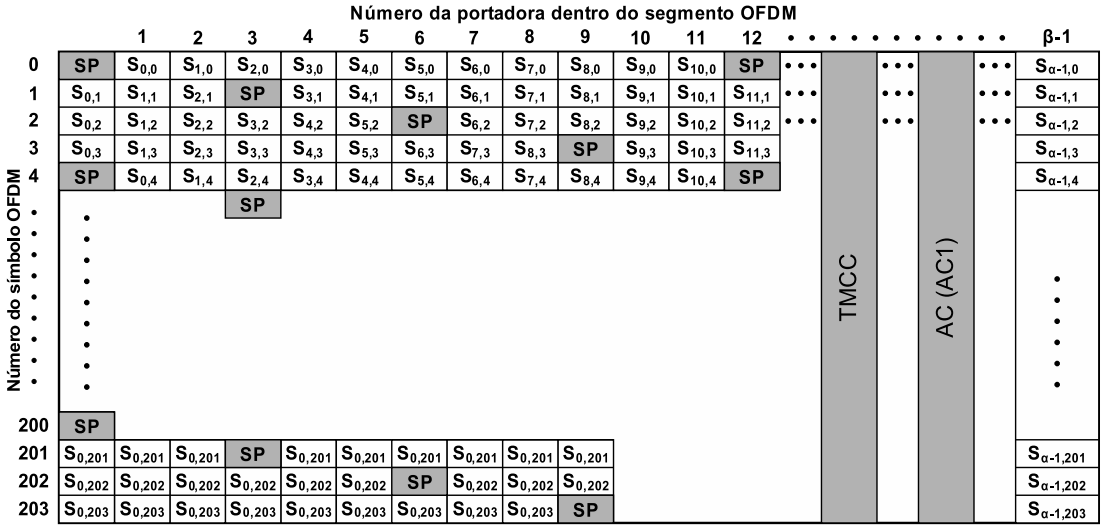


Figura 2.30: *Configuração do segmento OFDM para modulação síncrona.*

A posição das portadoras piloto pode ser determinada utilizando (2.39).

2.3.13 IFFT

No mapeamento, um conjunto de bits é convertido em um símbolo complexo (Z = I + jQ) da constelação empregada. A componente real, I, que representa o sinal em fase, modula uma portadora co-senoidal, enquanto a componente imaginária, Q, que representa o sinal em quadratura, modula uma portadora senoidal,

onde ambas portadoras possuem a mesma frequência ω_k. O somatório de todas as portadoras moduladas pelos símbolos complexos forma o sinal OFDM, que pode ser expresso por

$$s(t) = \sum_{k=0}^{\gamma-1} [I_k \cos(\omega_k t) - Q_k \operatorname{sen}(\omega_k t)]. \tag{2.45}$$

No ISDB-T$_{\mathrm{B}}$ são especificadas 2048, 4096 e 8192 portadoras para os modos 1,2 e 3, respectivamente. Essa quantidade de portadoras inviabiliza a geração do sinal OFDM através do uso de osciladores de frequência, uma vez que todos devem estar em perfeito sincronismo para atender o critério de ortogonalidade entre eles. Essa dificuldade é superada através da aplicação de técnicas de processamento digital de sinais. Ao analisar (2.45) conclui-se que a mesma pode ser considerada como uma série de Fourier truncada de γ elementos, onde as componentes em fase e em quadratura são os coeficientes desta série. Dessa forma, (2.45) pode ser reescrita como

$$s(t) = \sum_{k=0}^{\gamma-1} \mathrm{Re}[I_k \cos(\omega_k t) + jI_k \operatorname{sen}(\omega_k t) + jQ_k \cos(\omega_k t) - Q_k \operatorname{sen}(\omega_k t)], \tag{2.46}$$

onde $\mathrm{Re}(\cdot)$ é a parte real de $(\cdot)$.

Ao amostrar o sinal $s(t)$ apresentado em (2.46) a uma taxa de f_s amostras por segundo, é possível representar o sinal OFDM por

$$s_d = \mathrm{Re}\left\{ \sum_{k=0}^{\gamma-1} Z_k e^{j\frac{2\pi k}{\gamma} d} \right\}, \tag{2.47}$$

onde d é o índice temporal das amostras do sinal OFDM.

Observando (2.47) nota-se que o sinal OFDM amostrado pode ser obtido realizando a IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) dos símbolos Z_k. Dessa forma, os símbolos Z_k podem ser vistos como o espectro de amplitudes do símbolo OFDM, s_d.

A quantidade de operações envolvidas na IDFT aumenta de forma quadrática com o aumento do número de portadoras, mas o tempo necessário para realizar estas operações aumenta exponencialmente [26], ao ponto de inviabilizar a geração do sinal OFDM quando o número de portadoras for elevado. Para contornar essa

dificuldade é utilizado um algoritmo que permite realizar o cálculo da IDFT de maneira eficiente. Este algoritmo é denominado de FFT (*Fast Fourier Transform*). O uso da FFT reduz o tempo de cômputo do sinal OFDM, desde que o número de portadoras empregado seja dado por

$$N = 2^p, \tag{2.48}$$

onde p é um número inteiro maior que zero.

Embora os algoritmos mais utilizados para implementação da transformada discreta de Fourier utilizem um número da base 2 para ser eficientes, existem outras técnicas para o cômputo da DFT que não possuem essa restrição.

Após a formação do quadro OFDM, a primeira portadora do conjunto de γ portadoras será a portadora 0 do 11º segmento OFDM. Em (2.47), a portadora de índice $k = 0$, referente à frequência zero, será posicionada no centro do espectro de frequências em banda passante, após a translação do espectro em banda base. Dessa forma, nota-se que deve ser realizada uma alteração em (2.47) para garantir que a portadora correta seja posicionada no centro do espectro transmitido. A expressão corrigida, que permite a geração correta do sinal OFDM utilizando o método da IFFT, é dada por

$$s(t) = \mathrm{Re}\left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} c(n,k)\Psi(n,k,t) \right\}, \tag{2.49}$$

sendo,

$$\Psi(n,k,t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k-Kc}{Tu}(t-Tg-nTs)} & nTs \leq t < (n+1)Ts \\ 0 & t < nTs, (n+1)Ts \leq t \end{cases} \tag{2.50}$$

onde,

k	é o indice da portadora.
n	é o número do símbolo.
K	é o número total de portadoras (modo 1 = 1405; modo 2 = 2809; modo 3 = 5617).
Ts	é o tempo de duração do símbolo OFDM.
Tg	é o tempo de duração do intervalo de guarda.
Tu	é o tempo de duração da parte útil do símbolo OFDM.
f_c	é a frequência central do sinal de RF.
K_c	é o número da portadora correspondente à frequência central do sinal de RF (modo 1 = 702; modo 2 = 1404; modo 3 = 2808).
$c(n,k)$	é o n-ésimo símbolo complexo, transmitido na k-ésima portadora.

2.3.14 Intervalo de Guarda

A ocorrência de múltiplos percursos provoca a ISI, degradando de forma significativa o sinal recebido. Uma maneira de minimizar a ISI consiste em aumentar a duração do símbolo transmitido. A adição de um intervalo de guarda entre símbolos OFDM evita essa interferência entre símbolos adjacentes, desde que a dispersão temporal do canal seja menor do que o intervalo de guarda inserido. A princípio, bastaria manter o sinal nulo durante todo o tempo de guarda, mas essa abordagem causaria uma maior incidência de transições abruptas no domínio do tempo, resultando em um recrescimento espectral indesejado [30]. Isto ocorre porque uma transição abrupta no domínio do tempo corresponde a componentes de alta frequência no domínio da frequência. A alternativa é empregar o conceito de prefixo cíclico.

O intervalo de guarda consiste de uma parcela do fim do símbolo OFDM que é copiada para o seu início, resultando em um tempo de guarda que minimiza a introdução de variações abruptas no símbolo, tal como mostrado na Figura 2.31. Normalmente, o intervalo de guarda utilizado é dado por uma fração da duração do tempo de símbolo útil. Quanto maior o intervalo de guarda utilizado, maior será dispersão temporal tolerada pelo sistema.

Como a banda de transmissão disponível é fixa, a utilização de um intervalo

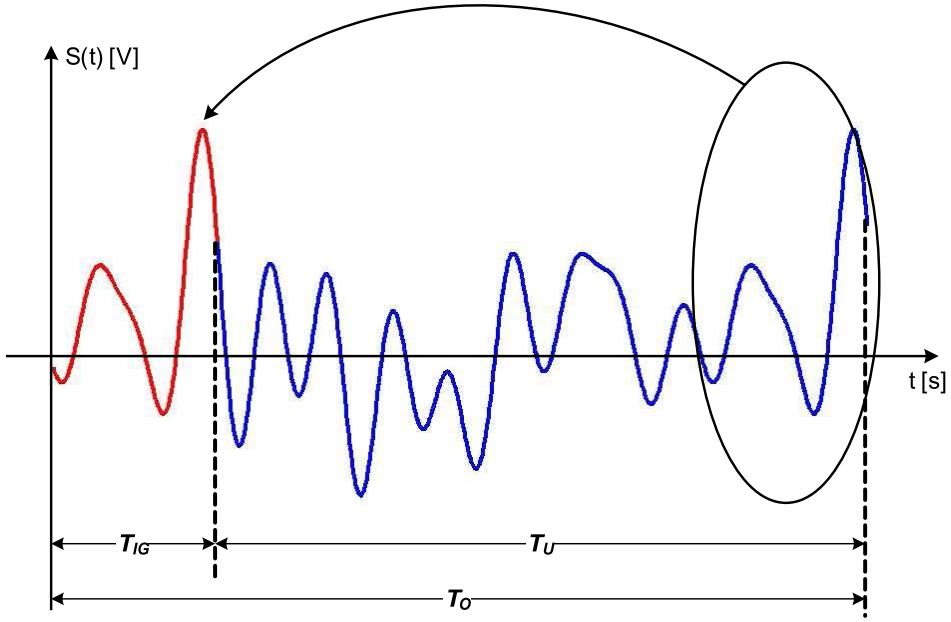


Figura 2.31: *Inserção do intervalo de guarda em um símbolo OFDM.*

de guarda resultará numa menor eficiência espectral e, por consequência, numa menor vazão de dados suportada pelo sistema.

A inserção do tempo de guarda causa uma alteração no espaçamento entre as portadoras. Isso significa que o símbolo OFDM acrescido do intervalo de guarda apresenta interferência entre portadoras denominada de ICI (*Inter Carrier Interference*). Essa interferência é suprimida com a remoção do tempo de guarda. Deste modo, o prefixo cíclico deve ser retirado antes do sinal ser entregue ao dispositivo que realiza o processo inverso da IFFT no receptor.

2.4 Conclusão

O subsistema de transmissão ISDB-T_B caracteriza-se como uma solução interessante para a transmissão de altas taxas de dados em canais seletivos em frequência. Esse cenário ocorre com os sistemas de radiodifusão terrestre do serviço de televisão digital, onde devem ser transmitidos sinais de áudio e vídeo com alta definição.

O ISDB-T_B oferece uma grande flexibilidade de operação através do uso de segmentação de banda e robustez contra seletividade do canal devido ao uso de

múltiplas portadoras e intervalo de guarda nos símbolos OFDM.

As diversas configurações possíveis permitem definir uma solução de compromisso entre vazão de dados e desempenho de taxa de erro de bit de acordo com as características do canal de comunicação em uso.

Os ajustes de atraso implementados em cada um dos entrelaçadores, baseados numa arquitetura convolucional, demonstram o interesse em minimizar custo e complexidade nos receptores, através de um mínimo aumento de custo no modulador.

A norma do padrão ISDB-T_B é a principal fonte de referência do sistema. O seu formato conciso permite que mais de uma interpretação ocorra. Desta forma, a descrição detalhada do funcionamento de cada bloco do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B é a grande contribuição deste capítulo.

Ao apresentar de forma detalhada o funcionamento de cada bloco, espera-se esclarecer todos os pontos nebulosos da norma que rege o padrão, oferecendo uma fonte de auxílio para o meio acadêmico. Este capítulo fornecerá ainda os subsídios necessários para a confecção de uma simulação de referência, assunto do próximo capítulo.

Capítulo 3

Implementação em Software do Subsistema de Transmissão do padrão ISDB-T_B

3.1 Introdução

No capítulo anterior foi detalhado o funcionamento dos blocos que compõem o subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B com o objetivo de esclarecer as suas peculiaridades.

A Seção 3.2 apresenta a metodologia empregada no desenvolvimento da implementação em software que realiza todo o processamento especificado para o subsistema de transmissão. Serão descritos os procedimentos lógicos criados para executar as funções de cada bloco da camada física do padrão ISDB-T_B.

A última seção fornece uma revisão dos assuntos tratados e sintetiza as contribuições apresentadas ao longo deste capítulo.

3.2 Metodologia da Implementação

Uma prática recomendada na criação de programas consiste em dividir as tarefas complexas em módulos menores. Com essa prática é possível criar códigos mais simples e de fácil compreensão, facilitando a depuração e acelerando o processo de criação. Os processamentos que devem ser realizados em cada uma das etapas macro são subdivididos em funções que realizam as tarefas de cada dispositivo do diagrama de blocos do sistema. Essa divisão traz vantagens, uma vez que permite executar análises nos resultados a cada etapa de processamento.

A implementação em software do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B foi dividida em três etapas com funcionalidades específicas. A primeira etapa oferece uma interface gráfica para o fornecimento dos parâmetros de configuração do sistema. A segunda etapa realiza o processamento referente à codificação de canal das três camadas hierárquicas. Na terceira etapa realiza-se a combinação das informações das três camadas hierárquicas para formar os símbolos OFDM de acordo com a estrutura de quadro apresentada na Subseção 2.3.12.

A Figura 3.1 apresenta o fluxograma da metodologia de implementação com as três etapas do processo.

No Matlab®, quando uma função é invocada, uma instância de memória é alocada para receber os parâmetros de entrada e para armazenar os resultados dos cálculos intermediários antes de se obter o resultado final. Ao final destes cálculos, a instância de memória que contém todas as variáveis da função é desalocada, restando apenas o resultado final da função o qual é armazenado em uma variável.

Parte dos dispositivos que compõem o diagrama em blocos do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B opera com máquinas de estado ou com mecanismos com memória que devem ser armazenados quando estes dispositivos forem utilizados. Essa situação exige o armazenamento dos estados das máquinas e dos valores contidos nas memórias para serem reutilizados nos processamentos subsequentes.

As funções desenvolvidas neste trabalho possuem um parâmetro de entrada denominado de *reset*, que define o estado de inicialização das máquinas de estado e dos mecanismos com memória. Esse parâmetro definirá se serão utilizados

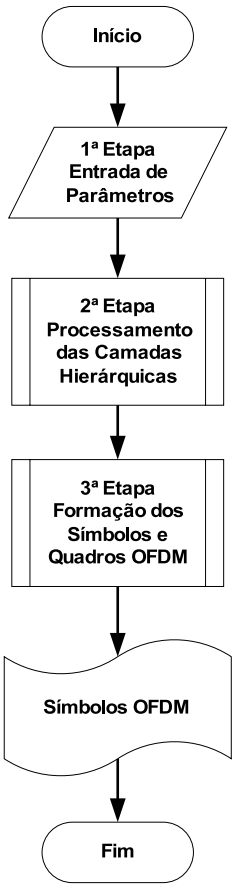


Figura 3.1: *Fluxograma da implementação em software.*

os valores de inicialização estabelecidos na norma ou o estado final decorrente da última execução da função. Este parâmetro é indispensável para garantir a correta operação dos dispositivos que compõem a etapa de codificação de canal. Nem todos os dispositivos necessitam desse parâmetro, mas apenas aqueles onde o estado de operação atual depende dos estados anteriores.

Nas subseções a seguir serão apresentadas as três etapas da implementação em software.

3.2.1 Primeira Etapa - Entrada de Parâmetros

No Capítulo 2 foram apresentados os parâmetros de configuração que definem o funcionamento do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B. A escolha desses parâmetros deve considerar o cenário onde o sistema irá operar, pois define diretamente a vazão e a robustez do sistema.

Nessa etapa foi desenvolvida uma interface gráfica que permite a entrada dos parâmetros que regem a operação do sistema. A Figura 3.2 apresenta esta interface com alguns parâmetros selecionados. O principal objetivo dessa etapa é garantir que os parâmetros fornecidos estão de acordo com as especificações estabelecidas na norma do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B. Para alcançar este objetivo foram utilizados menus *pop-up*, que se ajustam automaticamente e disponibilizam apenas os valores possíveis. Desta forma evita-se o fornecimento de dados inconsistentes. Vale lembrar que alguns parâmetros da camada B estão condicionados às configurações estabelecidas para a camada A e que alguns parâmetros da camada C estão condicionados aos parâmetros das camadas A e B.

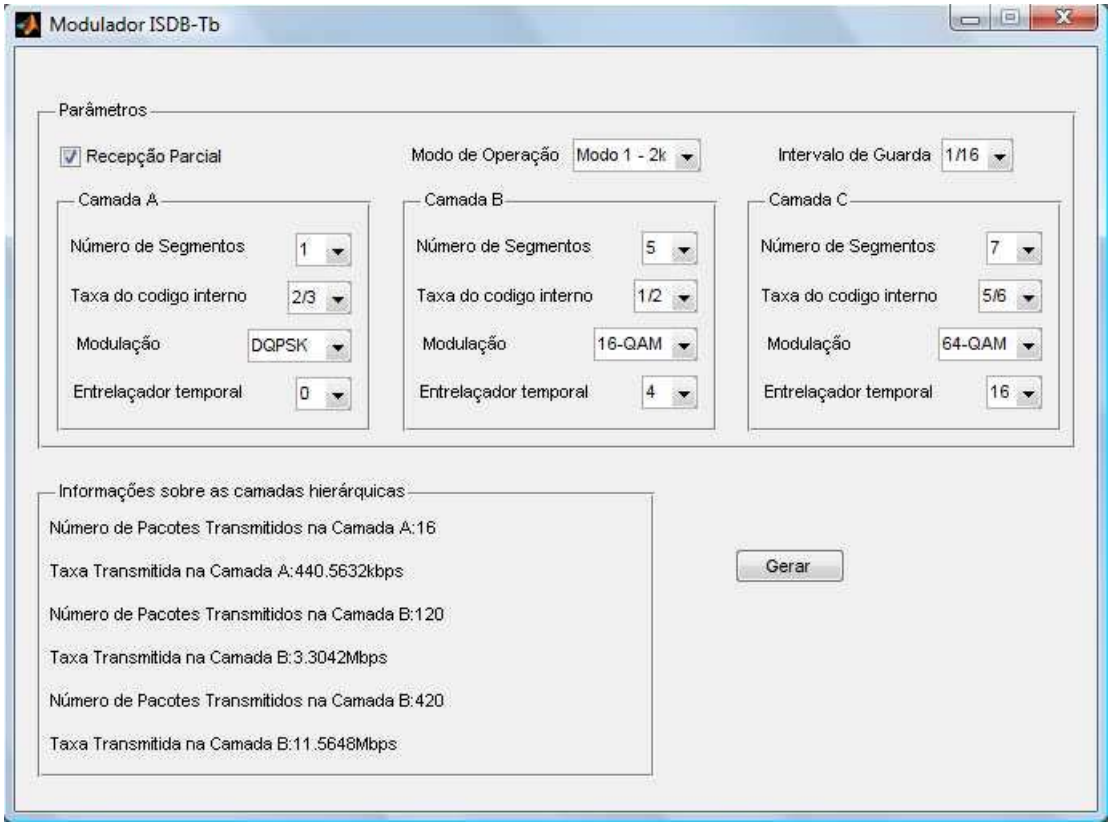


Figura 3.2: *Interface gráfica para entrada de parâmetros.*

O grande desafio no desenvolvimento dessa interface foi criar as condições de teste sobre as configurações definidas em uma determinada camada e que influenciam os parâmetros disponíveis para as demais.

3.2.2 Segunda Etapa - Codificação de Canal

Com a definição dos parâmetros de configuração na etapa anterior é possível realizar o processamento referente à etapa de codificação de canal, que é composta por três camadas hierárquicas.

A implementação em software deve realizar um processamento equivalente ao apresentado no diagrama em blocos da Figura 2.3. Com o objetivo de minimizar a complexidade de implementação o remultiplexador foi substituído por três geradores de sequências PN sendo um para cada camada hierárquica. A principal diferença é a substituição do remultiplexador por três geradores de pacotes TS independentes. Dessa forma, o diagrama implementado é aquele apresentado na Figura 3.3.

Conforme descrito na Subseção 2.3.2, uma das funções do remultiplexador é classificar os pacotes para que os mesmos possam ser encaminhados pelo bloco divisor de TS para as camadas hierárquicas corretas. Nesse contexto, o remultiplexador do padrão ISDB-T_B apresenta uma grande complexidade que foge do foco deste trabalho. Sendo assim, não é necessário realizar tal processamento. A alternativa para essa situação consiste em retirar o remultiplexador e utilizar uma função de geração de pacotes TS para cada uma das camadas hierárquicas. Através dos parâmetros definidos na primeira etapa da implementação e usando (2.20) é possível determinar a quantidade de pacotes que será transportada em cada segmento. Assim, a quantidade de pacotes transportada na camada hierárquica X durante um quadro OFDM é dada por

$$N_{P_X} = N_{(X)} N_{PS} = \frac{3 N_{(X)} N r_{(X)} \log_2(M_X)}{512}. \tag{3.1}$$

onde, relembrando, $N_{(X)}$ é o número de segmento em cada camada hierárquica, N_{PS} é o número de pacotes TS transmitido em um segmento na duração de um quadro OFDM.

O resultado de (3.1) é usado para determinar a quantidade de pacotes que deve ser gerada por cada uma das funções de geração de pacotes.

A Figura 3.4 apresenta o fluxograma que descreve as funções executadas em

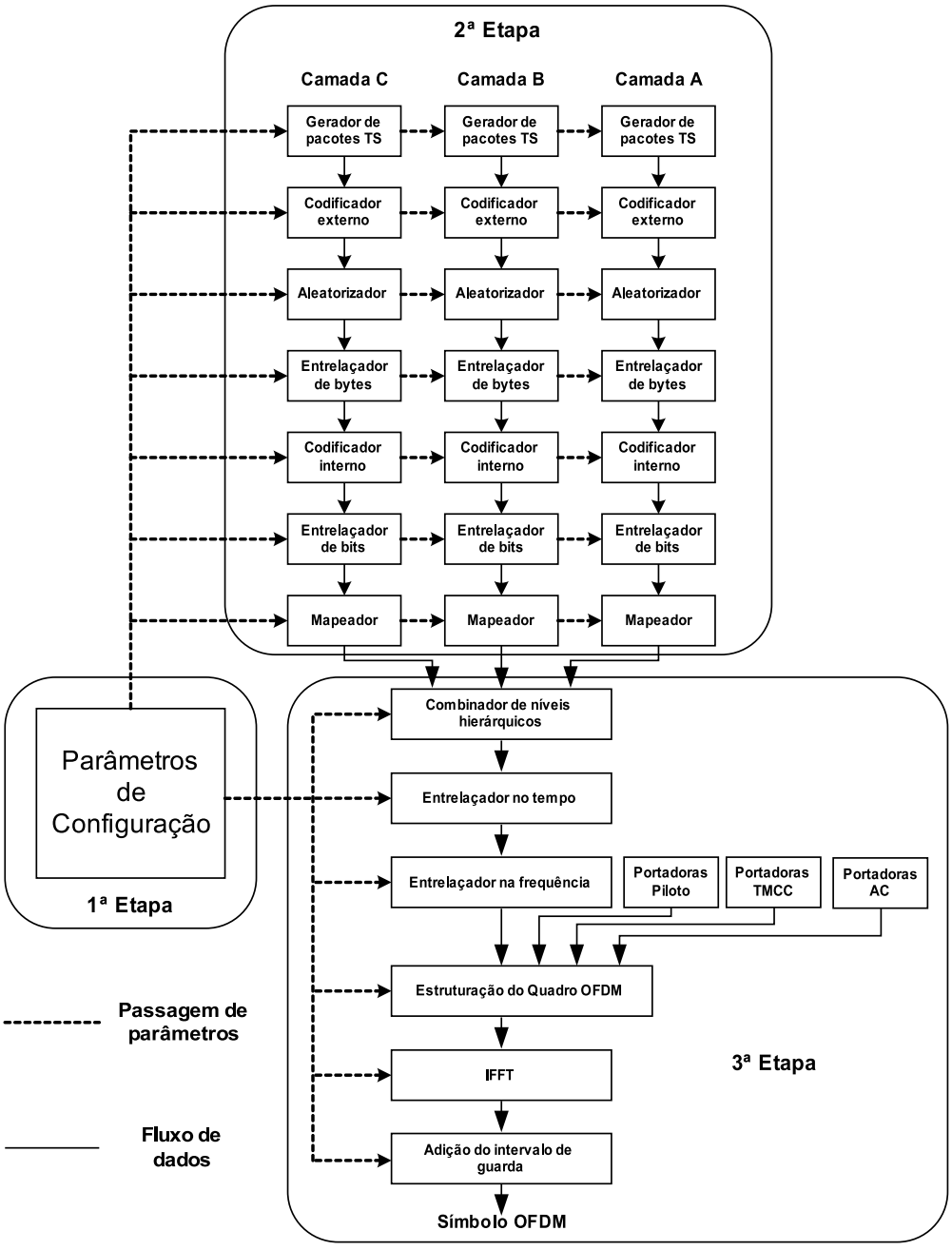


Figura 3.3: *Diagrama em blocos da implementação em software.*

cada uma das camadas de codificação de canal da segunda etapa da simulação.

As funções descritas adiante realizam o processamento executado por cada um dos dispositivos que compõem cada uma das etapas de codificação de canal do ISDB-T_B.

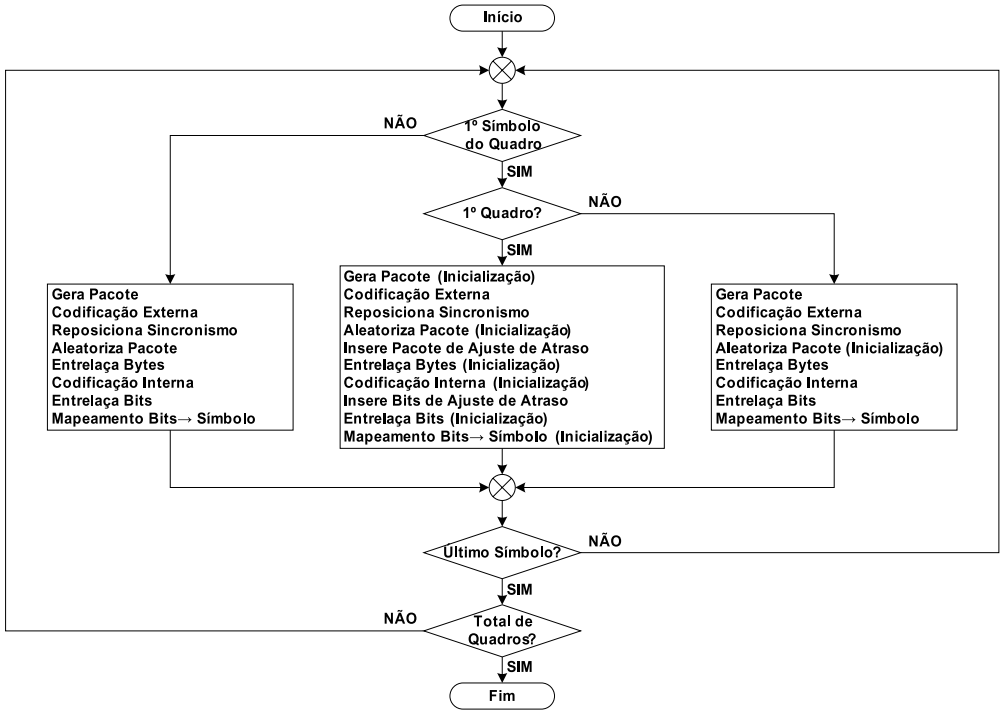


Figura 3.4: *Diagrama em blocos da segunda etapa da implementação em software.*

Pacote de Dados MPEG-2 TS

Conforme descrito na Subseção 2.3.1, o sinal de entrada é um TS formado por pacotes de 188 bytes. Por esta razão foi criada uma função para gerar pacotes compostos por 188 bytes, onde o primeiro byte é o byte de sincronismo e os 187 bytes restantes formam a carga útil. Nesse caso o pacote não utiliza os três bytes subsequentes ao byte de sincronismo como parte do cabeçalho, mas sim da carga útil. Essa alteração no formato do pacote é necessária para permitir que o analisador MS8901A seja capaz de medir da taxa de erro de bit efetiva. Esta alteração não causa nenhum implicação no funcionamento do subsistema de transmissão, pois as informações do cabeçalho do TS não são empregadas na camada de transmissão.

Uma sequência de bits pseudo-aleatória é usada para preencher a carga útil do pacote. O equipamento utilizado para análise está preparado para operar com três sequências PRBS de diferentes comprimentos denominadas PN9, PN15 e PN23. Optou-se por utilizar a sequência PN23 para preenchimento da carga útil do pacote TS, pois esta é a sequência de maior comprimento. O polinômio

gerador desta sequência é dado por

$$f_3(x) = x^{23} + x^{18} + 1 \tag{3.2}$$

A sequência PN23 deve ser invertida antes de ser utilizada para preencher a carga útil do pacote TS, tal como recomendação do ITU [31]. O circuito gerador da sequência PN23 é mostrado na Figura 3.5.

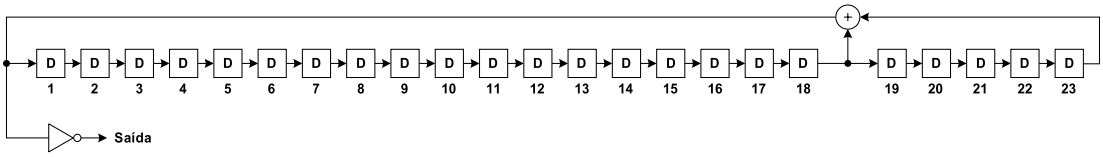


Figura 3.5: *Circuito Gerador da Sequência PN23.*

O registrador de deslocamento foi implementado usando um vetor com 23 posições, onde as conexões de realimentação são realizadas de acordo com (3.2). Os bits que saem do registrador são organizados do mais significativo para o menos significativo. A cada conjunto de oito bits que saem do registrador é gerado um byte do pacote. Ao executar a função é gerado um vetor com 188 bytes que representa um pacote TS. Ao final da execução da função o estado do vetor é armazenado, permitindo que tal estado seja recuperado quando a função for executada novamente. Esse procedimento permite que os bytes da carga útil de pacotes consecutivos possuam a ordem correta da sequência PN23, podendo ser utilizados para medida da taxa de erro de bit no equipamento de análise. A Figura 3.6 apresenta o fluxograma dessa função.

A função é denominada por `gera_pacote_X`, onde `X` representa a camada hierárquica em que a função é utilizada. Para utilizar a função deve-se digitar a seguinte linha de comando:

```
A0 = gera_pacote_X(reset),
```

onde `reset` é o parâmetro de inicialização da função e `A0` recebe o pacote de 188 bytes.

Essa função possui um único parâmetro de entrada. Assim, quando o parâmetro `reset` possuir o valor 1, o vetor referente ao registrador de deslocamento

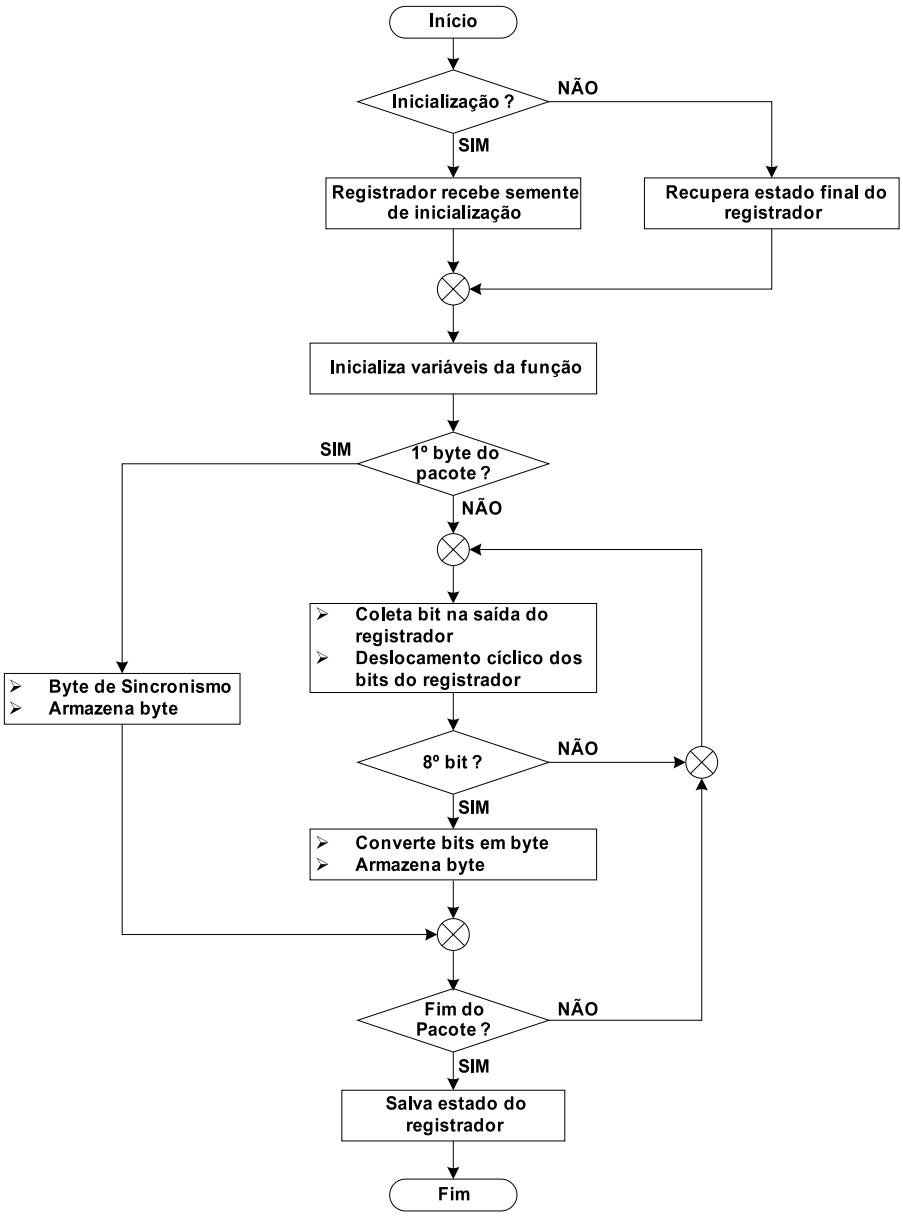


Figura 3.6: *Fluxograma da função que gera os pacotes TS.*

é inicializado com o bit '1' em todas as posições, caso contrário utilizará o estado final alcançado quando a função foi executada pela última vez.

Codificador Externo

O cômputo dos bytes de redundância executado pelo codificador externo é realizado utilizando a aritmética de campos finitos conhecidos por campos de Galois [29]. Dessa forma, antes de executar o cálculo da redundância é necessário transformar o vetor referente ao pacote TS num vetor cujos elementos pertencem a esse campo

finito. Esse procedimento é realizado usando a função `gf`, cuja sintaxe é dada por

```
A1 = gf(A0,m),
```

onde `A0` é o vetor referente ao pacote de 188 bytes, que terá seus elementos convertidos para o campo de Galois, `m` determina a quantidade de bits que compõe cada símbolo do campo e `A1` recebe o vetor com elementos do campo de Galois.

Os coeficientes do polinômio gerador do codificador são gerados utilizando a função `rsgenpoly` fornecida pelo Matlab, cuja sintaxe é dada por

```
A2 = rsgenpoly(255,239,285,0),
```

onde `255` especifica o tamanho total da palavra-código, `239` especifica o tamanho total da mensagem, `285` especifica o polinômio primitivo do campo de Galois ($X^8 + X^4 + X^3 + X^2 + 1$) [29] [20] e `0` especifica o menor grau das raízes do polinômio primitivo.

O cálculo dos 16 bytes de redundância é realizado pela função `rsenc`, já disponível no Matlab. A sintaxe dessa função é dada por

```
A3 = rsenc(A1,n,k,A2),
```

onde `A1` é a mensagem encurtada a ser codificada, `n` indica o tamanho da palavra-código encurtada, `k` indica tamanho da mensagem encurtada, `A2` indica os coeficientes do polinômio gerador do codificador externo e `A3` recebe o vetor referente ao pacote codificado.

Após a codificação é realizado o reposicionamento do pacote de sincronismo conforme definido na Subseção 2.3.4. Feito isto, o pacote de transmissão está preparado para passar pelos processos subsequentes de codificação de canal da sua camada hierárquica.

Aleatorizador

O registrador de deslocamento do circuito aleatorizador apresentado na Figura 2.5 foi implementado utilizando um vetor de 15 posições, onde as realimentações são definidas por (2.25). A cada conjunto de oito bits gerados por essa estrutura é realizada uma operação OU-exclusivo com um byte do pacote proveniente do

codificador externo, exceto com o byte de sincronismo. A Figura 3.7 apresenta o fluxograma da função responsável por realizar a aleatorização dos bits do pacote.

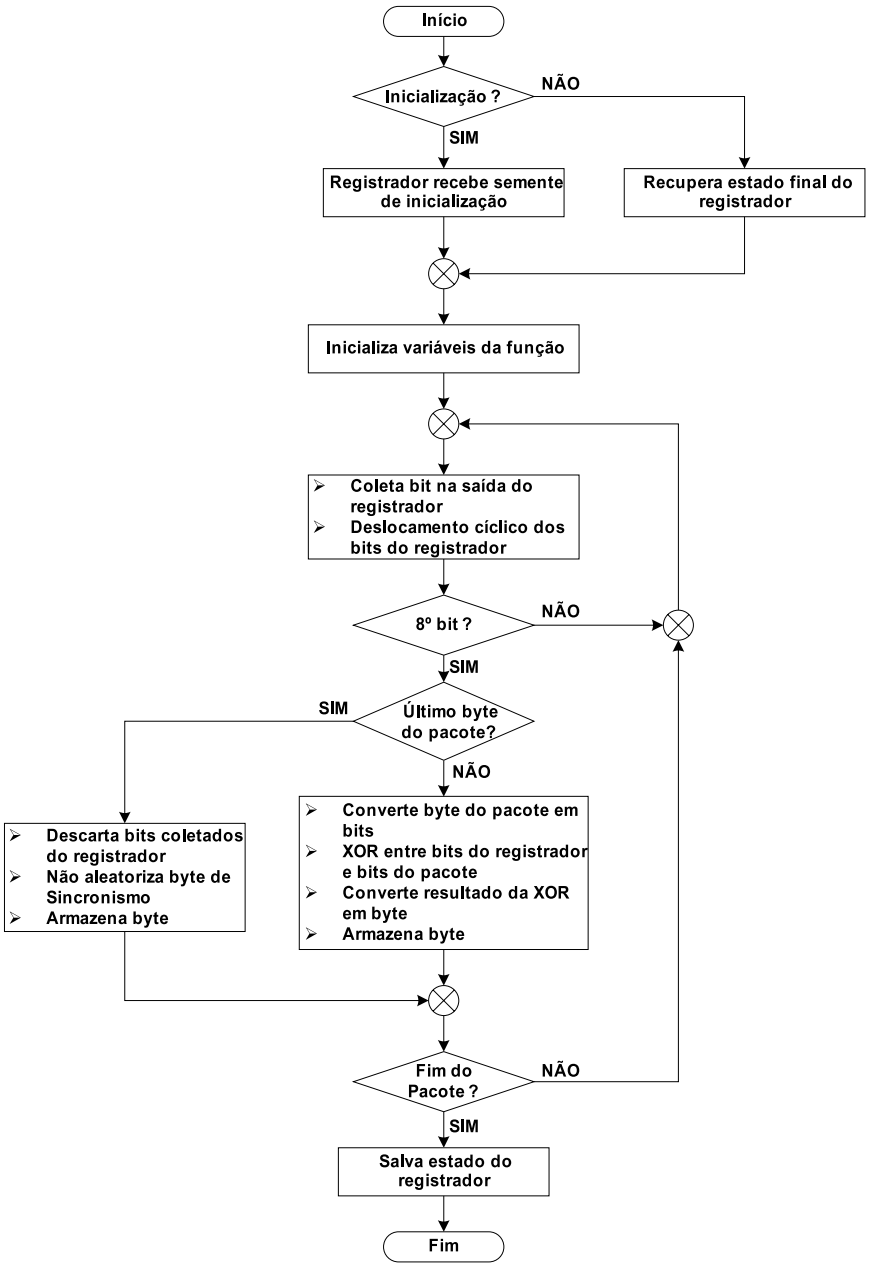


Figura 3.7: *Fluxograma da função que realiza a aleatorização dos bits do pacote.*

A sintaxe da função que aleatoriza os bits dos pacotes que serão transmitidos na camada `X` é dada por

```
A4 = aleatorizador_X(A3,reset),
```

onde `A3` é o vetor referente ao pacote codificado que será aleatorizado, `reset` é o

parâmetro de inicialização da função e `A4` recebe o pacote aleatorizado.

Ao término da execução dessa função o estado do vetor referente ao registrador de deslocamento é armazenado em um arquivo do disco rígido, permitindo que tal estado possa ser recuperado quando a função for executada novamente.

Bytes de Ajuste de Atraso

Após a aleatorização, os bytes de cada pacote devem ser entrelaçados. Conforme descrito na Subseção 2.3.6, o processo de entrelaçamento e desentrelaçamento provocará uma latência nos pacotes no processo de recepção. Assim, pacotes de ajuste de atraso são adicionados para que a latência total seja equivalente a um quadro OFDM. Dessa forma os pacotes de ajuste são inseridos uma única vez e antes do entrelaçamento do primeiro pacote proveniente do aleatorizador.

Devido ao fato desse conjunto de bytes ter o objetivo de complementar uma quantidade de bytes que será descartada no início do processo de recepção, os mesmos não são formatados em pacotes contendo sincronismo, carga útil e redundância. O conjunto de bytes referente aos pacotes de ajuste são gerados com o uso da função `randint`, disponível no Matlab para gerar matrizes compostas por números aleatórios. A função tem a sintaxe dada por

```
A5 = randint(nl,nc,f),
```

onde `nl` determina o número de linhas da matriz, `nc` define o número de colunas da matriz, `f` especifica a faixa valores dos elementos da matriz e `A5` recebe a matriz de números aleatórios.

Entrelaçador de Bytes

No entrelaçador de bytes é realizado o entrelaçamento dos bytes dos pacotes provenientes do aleatorizador. Conforme descrito na Subseção 2.3.6, o entrelaçador de byte é formado por 12 caminhos, onde cada caminho possui um de atraso diferente.

Na implementação do entrelaçador de byte foram criados 11 vetores com os tamanhos referentes à cada uma das linhas de atraso do entrelaçador de bytes.

Como o primeiro caminho não oferece nenhum atraso, é desnecessário criar um vetor para esse caminho. Desta forma, quando esse caminho é selecionado, o byte é encaminhado diretamente para a saída. Nos outros caminhos, a cada byte que entra nos vetores é causado um deslocamento dos seus elementos de forma que o byte que se encontra na última posição do vetor é transferido para a saída. A Figura 3.8 apresenta o fluxograma desta função.

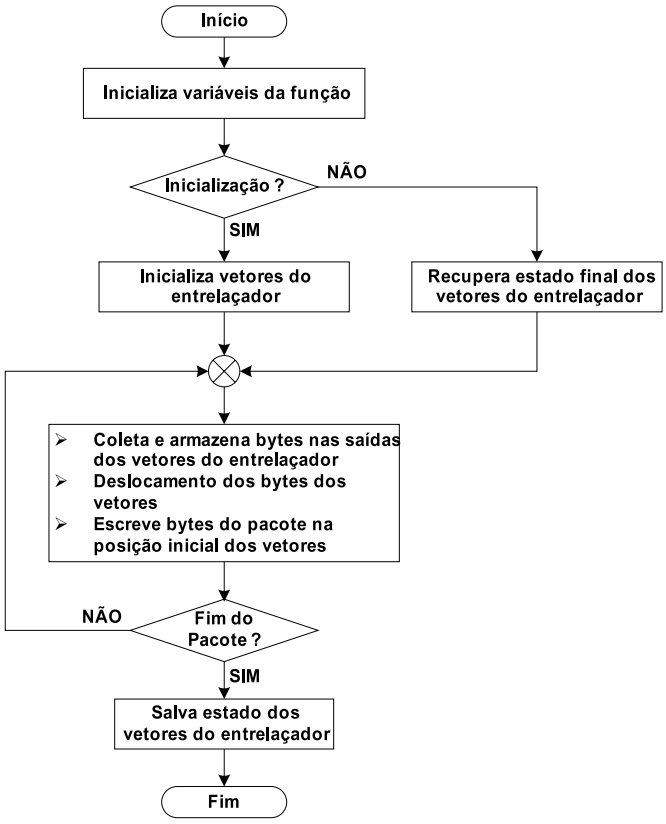


Figura 3.8: *Fluxograma da função que realiza o entrelaçamento dos bytes do pacote.*

A função desenvolvida para realizar o entrelaçamento na camada `X` tem a sintaxe dada por

```
A6 = entrelacador_byte_X(A4,reset),
```

onde `A4` é o vetor que terá os bytes entrelaçados, `reset` é o parâmetro de inicialização da função e `A6` recebe o conjunto de bytes entrelaçados.

Ao término da execução da função os 11 vetores são armazenados em um arquivo do disco rígido para que seus valores sejam recuperados quando a função for executada novamente.

Codificador Interno

Os bytes provenientes do entrelaçador de bytes são convertidos em bits para sofrer o processo de codificação interna. A implementação do codificador interno é dividida em duas etapas: a codificação convolucional e o puncionamento.

Para implementar o registrador do codificador convolucional utilizou-se um vetor com 7 posições. A cada bit selecionado é executado o deslocamento dos bits e o cômputo das operações OU-exclusivo de acordo com as conexões definidas pelos polinômios mostrados em (2.29). Nesta etapa é realizada a codificação dos bits com taxa de codificação $\frac{1}{2}$, resultando numa quantidade de bits duas vezes maior que a quantidade de bits de entrada. O resultado desse processo é armazenado em dois vetores correspondentes às saídas X e Y do codificador convolucional.

O processo de puncionamento atua simultaneamente sobre os dois vetores referentes à saídas X e Y do codificador convolucional. Com o uso de um laço de repetição, os dois vetores são totalmente percorridos. O numerador da taxa de codificação, a, define a quantidade de bits que será selecionada em cada um dos vetores a cada vez que o laço de repetição for executado. O padrão de puncionamento definido pela Tabela 2.2 especifica os bits que devem ser utilizados dentre os bits do conjunto selecionado nos dois vetores. Assim, os bits que não foram utilizados são descartados.

O puncionamento é conduzido apenas sobre uma quantidade de bits que seja um múltiplo inteiro do numerador da fração. Antes de iniciar o puncionamento é verificado se essa condição é verdadeira. Em caso negativo, a quantidade de bits que excede o maior múltiplo inteiro é retirada e armazenada para ser utilizada na próxima vez que a função for executada. Os bits retirados são concatenados no início do próximo conjunto de bits que será puncionado. A Figura 3.9 apresenta o fluxograma da função que realiza o processamento do codificador interno.

A função que realiza ambos os processos de codificação convolucional e puncionamento dos bits na camada `X` tem a sintaxe dada por

```
A7 = codificador_interno_X(A6,rcX,reset),
```

onde `A6` é conjunto de bytes que deve ser codificado, `rcX` é a taxa de codificação,

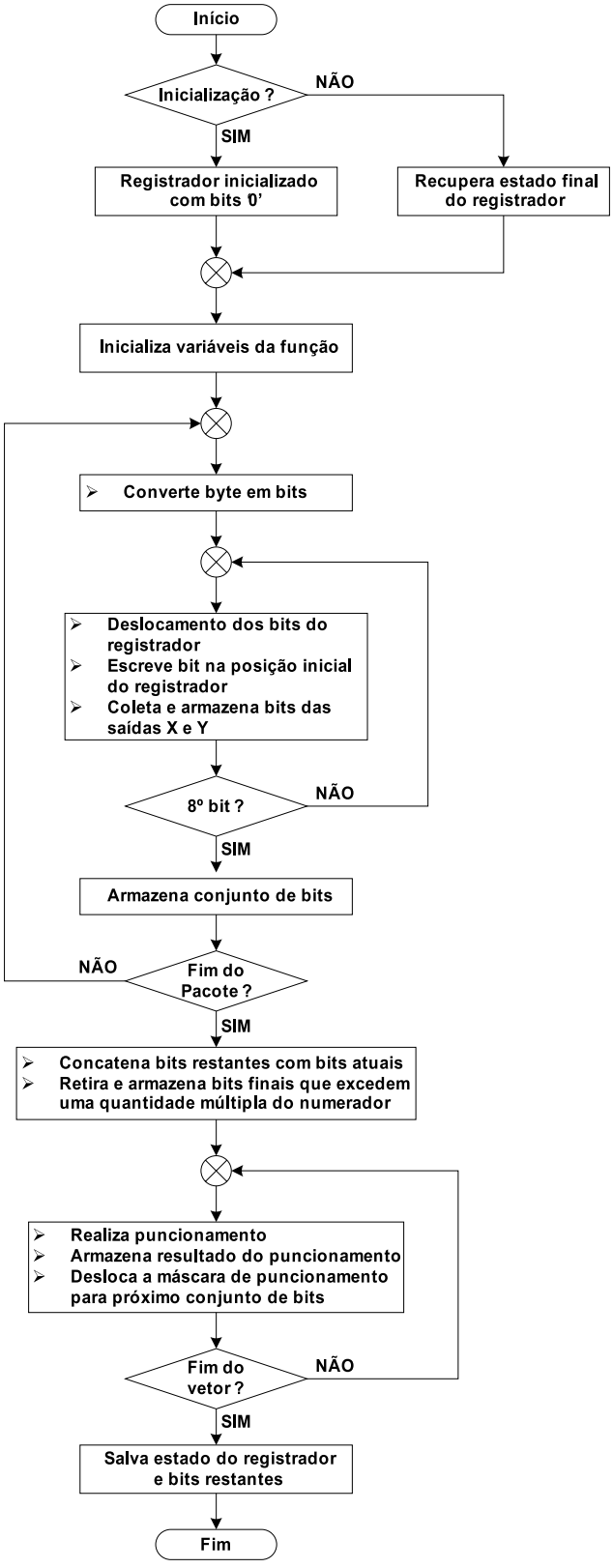


Figura 3.9: *Fluxograma da função do codificador interno.*

`reset` é o parâmetro de inicialização da função e `A7` recebe o conjunto de bits codificados.

Ao término da execução desta função o estado do vetor referente ao registrador de deslocamento do codificador é armazenado em um arquivo, juntamente com os bits excedentes mencionados, permitindo que ambos sejam recuperados quando a função for executada novamente.

Bits de Ajuste de Atraso

Os bits provenientes do codificador interno devem ser entrelaçados antes de serem agrupados para formar os símbolos transmitidos em cada portadora. Este processo de entrelaçamento e desentrelaçamento também causará uma latência nos bits recuperados no receptor. Por esta razão também serão inseridos bits de ajuste de atraso, tornando a latência total múltipla de dois símbolos OFDM. Os bits de ajuste são inseridos uma única vez e antes do entrelaçamento do primeiro conjunto de bits proveniente do codificador interno.

Os bits de ajuste de atraso são gerados usando a função `randint`, já descrita na Subseção 3.2.2.

Entrelaçamento de Bits e Mapeamento

Para cada tipo de mapeamento é utilizado um entrelaçador de bits diferente. Conforme descrito na Subseção 2.3.8, a quantidade de caminhos do entrelaçador de bits é igual à quantidade de bits agrupados para formar um símbolo da constelação, como definido na Tabela 2.3.

A implementação do entrelaçador de bits ocorre de maneira semelhante à implementação do entrelaçador de bytes, ou seja, para cada caminho do entrelaçador é criado um vetor com uma quantidade de posições igual à quantidade de atrasos do caminho em questão. Como o primeiro caminho não proporciona nenhum atraso, não é necessário criar um vetor para esse caminho. Desta forma, quando esse caminho é selecionado, o bit é encaminhado diretamente para a saída. Nos outros caminhos, a cada bit que entra nos vetores é causado um deslocamento dos seus elementos, de forma que o bit que se encontra na última posição do vetor

seja transferido para a saída.

Para cada tipo de modulação é especificado o mapeamento de um conjunto de bits em um dos símbolos da constelação, tal como mostram as Figuras 2.11, 2.13, 2.14 e 2.16. Na implementação do mapeador, o conjunto de bits presente na saída dos caminhos do entrelaçador de bits é analisado para gerar as componentes em fase e quadratura do símbolo da constelação correspondente. O mapeador implementado fornece dois vetores em sua saída, um contendo as componentes em fase e outro contendo as componentes em quadratura dos símbolos da constelação, gerados a partir dos bits fornecidos à função. A Figura 3.10 apresenta o fluxograma da função que realiza o entrelaçamento dos bits e o mapeamento em símbolos da constelação.

A função que realiza o entrelaçamento de bits e o mapeamento do conjunto de bits em símbolos na camada `X` tem a sintaxe dada por

```
A8 = entrelacador_bit_mapeamento_X(A7,NsX,md,reset),
```

onde `A7` é o conjunto de bits que deve ser mapeado, `NsX` é o número de segmentos utilizado na camada `X`, `md` é o modo de operação do sistema, `reset` é o parâmetro de inicialização da função e `A8` recebe o conjunto de símbolos da constelação.

O mapeamento é realizado apenas em uma quantidade de bits que seja um múltiplo inteiro do número de bits por símbolo da constelação. Antes de iniciar o mapeamento é verificado se essa condição é verdadeira. Em caso negativo, a quantidade de bits que excede o maior múltiplo inteiro é retirada e armazenada para ser utilizada na próxima vez que a função for executada. Os bits retirados são concatenados no início do próximo conjunto de bits que será mapeado. Ao término da execução desta função os bits retirados são armazenados em um arquivo, permitindo que eles sejam recuperados quando a função for executada novamente.

O resultado da execução de todos os processamentos descritos nesta subseção é um vetor composto por símbolos da constelação que transportam as informações presentes nos pacotes TS.

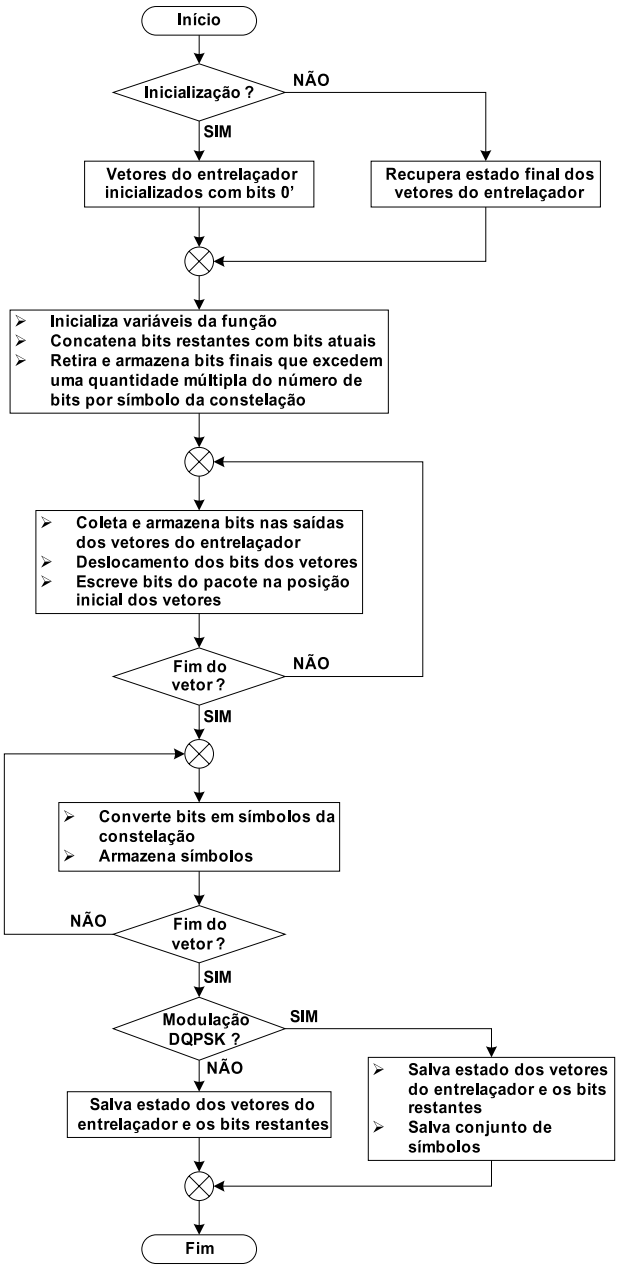


Figura 3.10: *Fluxograma da função que realiza entrelaçamento dos bits e o mapeamento em símbolos.*

3.2.3 Terceira Etapa - Formação do sinal OFDM

Nesta subseção serão apresentadas as funções responsáveis por combinar os símbolos da constelação provenientes das camadas hierárquicas, realizar os processos de entrelaçamento no domínio do tempo e da frequência e inserir portadoras piloto, auxiliares e TMCC para formação dos símbolos e quadros OFDM.

Combinação das Camadas Hierárquicas

O modo de operação e a quantidade de segmentos especificada para cada camada hierárquica determinam a quantidade de símbolos da constelação que será utilizada pelo combinador para formar os segmentos de dados que comporão cada símbolo OFDM. Os símbolos da constelação provenientes da camada A ocuparão as portadoras de índice 0 até $(N_{(A)} \times \alpha - 1)$, referentes aos NsA segmentos de dados reservados para essa camada. Os símbolos da constelação da camada B ocuparão as portadoras de índice $(N_{(A)} \times \alpha)$ até $[(N_{(A)} + N_{(B)}) \times \alpha - 1]$. Na camada C, os símbolos da constelação ocuparão as portadoras de índice $[(N_{(A)} + N_{(B)}) \times \alpha]$ até $[(N_{(A)} + N_{(B)} + N_{(C)} \times \alpha - 1]$, onde $(N_{(A)} + N_{(B)} + N_{(C)}) = 13$.

A combinação das camadas hierárquicas é realizada apenas sobre uma quantidade de símbolos que seja um múltiplo inteiro da quantidade necessária para gerar um quadro OFDM. Por esta razão antes de iniciar o processo de combinação a quantidade de símbolos excedente é descartada. A quantidade de quadros que pode ser gerada por cada camada é dada por

$$B_{X_R} = B_X - [B_X \bmod (204 \alpha N_{(X)})], \tag{3.3}$$

onde B_X é a quantidade total de símbolos gerados pela etapa de codificação de canal da camada X e B_{X_R} é uma quantidade múltiplo inteiro de $(204 \times \alpha \times N_{(X)})$.

Após a combinação das camadas hierárquicas são realizados os entrelaçamentos no domínio do tempo e da frequência, antes da inserção das portadoras piloto, auxiliares e TMCC para a formação do quadro OFDM.

Símbolos de Ajuste de Atraso

O primeiro procedimento de entrelaçamento nessa etapa, que opera com símbolos da constelação, é o entrelaçamento no domínio do tempo. O entrelaçador temporal também é construído utilizando a estrutura de um codificador convolucional e, assim como os anteriores, também provoca uma latência nos símbolos recuperados no receptor. Símbolos OFDM são inseridos para ajustar este atraso com o objetivo de tornar a latência total múltipla de quadros OFDM. Os símbolos de

ajuste são inseridos uma única vez e antes do entrelaçamento do primeiro símbolo OFDM proveniente do combinador de camadas hierárquicas.

Os símbolos de ajuste de atraso são gerados usando a função `randint`, já descrita na Subseção 3.2.2.

Entrelaçador no domínio do tempo

No entrelaçador temporal é realizado o entrelaçamento dos símbolos da constelação provenientes do combinador de camadas hierárquicas. Conforme descrito na Subseção 2.3.11, o entrelaçador de símbolos atua de forma independente sobre cada uma das camadas hierárquicas. Para cada camada hierárquica é selecionada uma profundidade para o entrelaçador temporal visando proporcionar a descorrelação necessária entre os símbolos. Assim, o entrelaçador temporal da camada X possui $(NsX \times \alpha)$ caminhos, onde cada caminho possui uma quantidade de atrasos determinada por (2.34).

Na implementação dos entrelaçadores de byte e bit foi utilizada uma quantidade fixa de vetores com tamanhos pré-definidos, pois suas estruturas não se alteram. No entrelaçador temporal a estrutura deve se adequar à configuração selecionada, pois existe a possibilidade do sistema operar com apenas uma ou até três camadas contendo diferentes quantidades de segmentos e com diferentes profundidades em cada uma delas. Na implementação deste entrelaçador optou-se por criar uma matriz com as dimensões necessárias para cada camada. Assim, na matriz utilizada na camada X, a quantidade de linhas é igual a $(NsX \times \alpha - 1)$ e a quantidade de colunas igual ao caminho de máximo comprimento, que ocorre na portadora de índice $i = 19$, tal como descrito na Subseção 2.3.11.

O entrelaçamento temporal é concebido através do uso de um laço de repetição. A cada vez que o laço é executado uma das linhas da matriz é selecionada para operar como um dos caminhos de atraso do entrelaçador. O primeiro caminho não oferece nenhum atraso sendo desnecessário criar uma linha para esse caminho. Desta forma, quando esse caminho é selecionado, o símbolo é encaminhado diretamente para a saída. Nos outros caminhos, a cada símbolo que entra em uma das linhas é causado um deslocamento dos seus elementos, de forma que o símbolo que

se encontra na última posição desta linha seja transferido para a saída. A Figura 3.11 apresenta o fluxograma da função que realiza o entrelaçamento temporal dos símbolos da constelação.

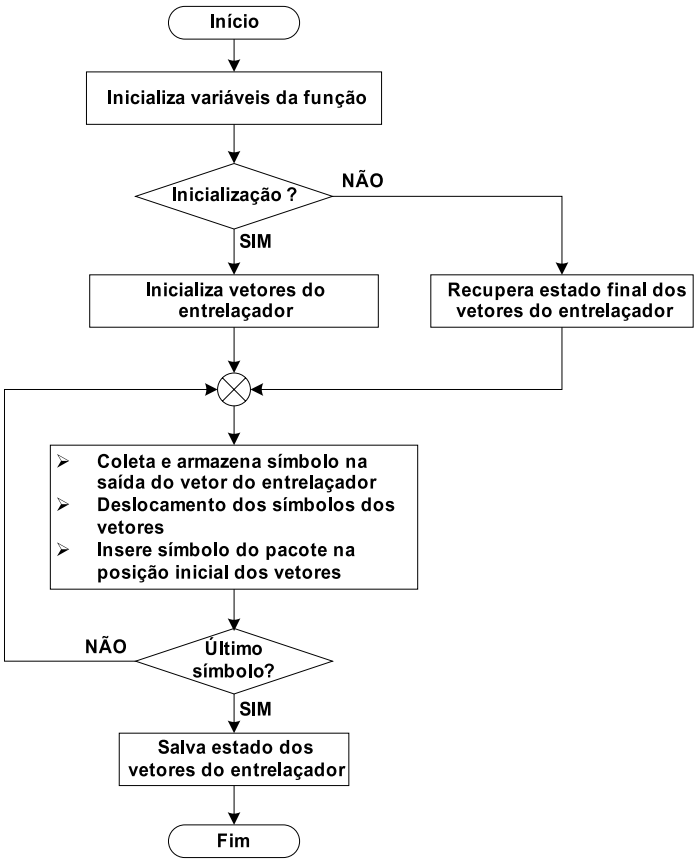


Figura 3.11: *Fluxograma da função que realiza o entrelaçamento temporal dos símbolos da constelação.*

A função de entrelaçamento temporal tem a sintaxe dada por

```
A9 = entrelacador_tempo_X(A8,reset),
```

onde `A8` é o vetor que terá os símbolos a serem entrelaçados, `reset` é o parâmetro de inicialização da função e `A9` recebe o conjunto de símbolos da constelação entrelaçados.

Ao término da execução da função a matriz é armazenada em um arquivo para que seus valores sejam recuperados quando a função for executada novamente.

Entrelaçador no domínio da frequência

Na entrada do entrelaçador no domínio da frequência é realizada a divisão dos segmentos de dados em três caminhos: segmento para recepção parcial, segmentos com modulação $\frac{\pi}{4}-$DQPSK e segmentos com demodulação coerente. Este entrelaçador opera em três etapas distintas que agem sobre os três caminhos diferentes, tal como descrito na Subseção 2.3.11.

O primeiro entrelaçamento ocorre entre os símbolos de diferentes segmentos de dados, de forma que os segmentos de dados de diferentes camadas hierárquicas, mas que usam métodos de modulação semelhantes, são embaralhados juntos. Para realizar esse entrelaçamento são implementadas duas estruturas iguais, mas que atuam em diferentes grupos de segmentos de dados, sendo uma para os segmentos que utilizam a modulação $\frac{\pi}{4}-$DQPSK e outra para os segmentos que utilizam as modulações com demodulação coerente. Esse entrelaçamento não é realizado sobre o segmento destinado à recepção parcial.

O entrelaçamento entre segmentos é baseado em uma estrutura de entrelaçamento em bloco, onde os símbolos são escritos nas colunas e lidos nas linhas, tal como descrito na Subseção 2.3.11. Nessa estrutura de entrelaçamento não ocorre a diferença de latências observada na estrutura do entrelaçador convolucional, pois o processo de leitura é iniciado somente após o preenchimento completo da matriz de entrelaçamento. Por esta razão não é necessário inserir símbolos de ajuste de atraso.

Este processo de entrelaçamento pode ser realizado, de forma equivalente, através da coleta de elementos uniformemente espaçados de um vetor, ou seja, tomando-se um elemento do vetor a cada k elementos, executando essa função repetidamente até que todos elementos tenham sido tomados. O número de segmentos que formam o grupo determina o espaçamento entre os elementos coletados. O Matlab oferece recursos que facilitam as operações com matrizes e vetores. Na implementação deste entrelaçador é utilizado um laço de repetição com uma única instrução. A cada vez que a instrução é executada o conjunto de elementos equivalente a uma linha da matriz é coletado. O número de segmentos que forma o grupo determina a quantidade de vezes que o laço será repetido. A

Figura 3.12 apresenta o fluxograma da função implementada.

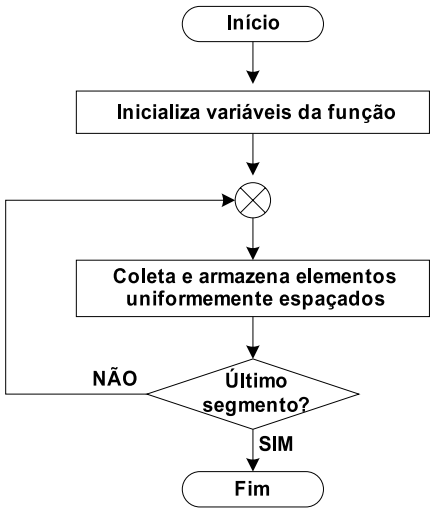


Figura 3.12: *Fluxograma da função que realiza o entrelaçamento no domínio da frequência entre segmentos com modulações semelhantes.*

A sintaxe da função que realiza o entrelaçamento entre os segmentos que utilizam modulação $\frac{\pi}{4}-$DQPSK é dada por

```
A10 = entreseg_dif(A9,md,mdX),
```

onde `A9` é o vetor a ser entrelaçado, `md` é o modo de operação do sistema, `mdX` é o número de segmentos que utilizam modulação $\frac{\pi}{4}-$DQPSK e `A10` recebe o conjunto de símbolos entrelaçados.

A sintaxe da função que realiza o entrelaçamento entre os segmentos que utilizam modulações com demodulação coerente é dada por

```
A11 = entreseg_coe(A10,md,mdX),
```

onde `A10` é o vetor cujos elementos serão entrelaçados, `md` é o modo de operação do sistema, `mdX` é o número de segmentos que utilizam modulações com demodulação coerente e `A11` recebe o conjunto de símbolos entrelaçados.

Após o processo de entrelaçamento entre segmentos é realizado o segundo processo de entrelaçamento que atua sobre os símbolos de um mesmo segmento de dados. Neste processo, em cada segmento de dados é realizado um deslocamento cíclico dos símbolos de acordo com a sua posição dentro do conjunto ao qual pertence, tal como definido em (2.37).

Na implementação deste entrelaçamento, cada parcela do vetor correspondente a um segmento de dados sofre um deslocamento cíclico diferente. O vetor resultante deste entrelaçamento é formado pelo conjunto de segmentos de dados contendo os símbolos deslocados ciclicamente.

O terceiro processo de entrelaçamento, que também atua sobre símbolos de um mesmo segmento, é realizado através de uma aleatorização dos símbolos.

Na implementação deste entrelaçamento o vetor proveniente do processo de deslocamento cíclico é atribuído a um novo vetor de saída que é indexado pelos valores das posições determinadas pelas Tabelas 2.7, A.2 e A.3. Na Figura 3.13* é apresentado o fluxograma implementado para realizar os processos de deslocamento cíclico e aleatorização dos símbolos no domínio da frequência.

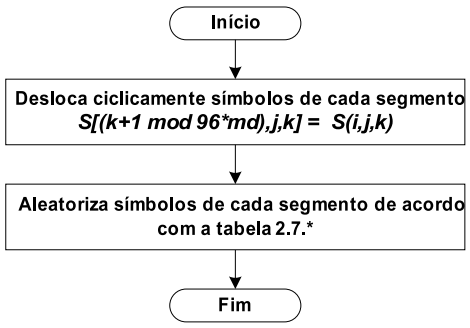


Figura 3.13: *Fluxograma da função que realiza o entrelaçamento no domínio da frequência através dos processos de deslocamento cíclico e aleatorização dos símbolos.*

Esta função tem a sintaxe dada por

```
A12 = intraseg_freq(A10,md),
```

onde `A10` é o vetor que terá os símbolos entrelaçados, `md` é o modo de operação do sistema e `A12` recebe o conjunto de símbolos entrelaçados no domínio da frequência.

Após a realização dos três procedimentos de entrelaçamento no domínio da frequência, os segmentos de dados devem ser organizados de acordo com o apresentado na Figura 2.2b, para passar pelo processo de formação do quadro OFDM.

*Para os modos 2 e 3 devem ser utilizadas as tabelas B.1 e B.2, respectivamente.

Formação do Quadro OFDM

A unidade básica da transmissão BST-OFDM é o segmento OFDM, que pode ser configurado com parâmetros independentes dos demais segmentos. Para formar o segmento OFDM é necessário adicionar as portadoras piloto, auxiliares e TMCC ao segmento de dados proveniente do entrelaçador no domínio da frequência.

Cada conjunto de segmentos que compõe uma camada hierárquica possui parâmetros de configuração próprios. Dessa forma, segmentos adjacentes pertencentes a diferentes camadas hierárquicas podem possuir uma diferente distribuição e quantidade das portadoras piloto, auxiliares e TMCC, tal como descrito na Subseção 2.3.12.

O conjunto de todas as portadoras dos 13 segmentos OFDM, adicionado de uma portadora contínua posicionada na parte superior do espectro, forma um símbolo OFDM. Cada símbolo transporta $(13 \times \beta + 1)$ símbolos da constelação, um para cada uma das portadoras que o compõe.

O conjunto de 204 símbolos OFDM montados de acordo com as regras descritas na Subseção 2.3.12 formam uma estrutura chamada de quadro OFDM. Nesta estrutura as informações de controle e configuração transmitidas através das portadoras TMCC são distribuídas em cada um dos símbolos do quadro.

Antes de iniciar a formação do quadro é necessário definir as posições onde as portadoras piloto, auxiliares e TMCC estarão dentro de cada segmento e também quais serão as informações transportadas por cada uma delas. Para cada um destes tipos de portadora foi criada uma função para realizar essa tarefa. Cada uma das funções analisa os parâmetros de configuração e fornece em sua saída dois tipos de vetores: um vetor contendo as posições das portadoras e outro com as informações transmitidas nessas portadoras em cada um dos símbolos do quadro.

Para facilitar a atribuição das posições que as portadoras devem ocupar em cada segmento é gerada uma espécie de máscara que serve para identificar o tipo de modulação utilizada em cada um deles. Cria-se um vetor com treze posições, onde cada posição representa um segmento na sequência em que os mesmos são dispostos no espectro. Neste vetor, o bit '0' indica que o segmento utiliza modulação com demodulação coerente e o bit '1' indica que o segmento

utiliza modulação $\frac{\pi}{4}-$DQPSK.

Um laço de repetição é utilizado para testar cada uma das posições do vetor-máscara e definir as posições que devem ser ocupadas pelas portadoras em cada segmento. O vetor contendo as posições das portadoras é utilizado para definir a informação que irá modular cada uma das portadoras, de acordo com a sequência PN cujo polinômio gerador foi definido em (2.40).

Em segmentos com modulação $\frac{\pi}{4}-$DQPSK, apenas a primeira portadora é utilizada como portadora piloto. Nos segmentos com modulações que usam demodulação coerente as portadoras piloto são espalhadas ao longo do segmento obedecendo (2.39), tal como definido na Subseção 2.3.12.

A função que gera as informações referentes às portadoras piloto analisa a quantidade de segmentos utilizada em cada camada hierárquica e as modulações utilizadas nessas camadas. A Figura 3.14 apresenta o fluxograma que gera as informações sobre as portadoras piloto.

A sintaxe da função que gera os vetores referentes às portadoras piloto é dada por

```
[SP,posSP,CP,posCP] = port_piloto(md,md_A,NsB,md_B,NsC,md_C).
```

Os parâmetros de entrada da função e as variáveis retornadas por ela são apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: *Parâmetros da função port_piloto.*

Parâmetro	Descrição
md	Modo de operação do sistema.
md_A	Modulação da camada A.
NsB	Quantidade de segmentos da camada B.
md_B	Modulação da camada B.
NsC	Quantidade de segmentos da camada C.
md_C	Modulação da camada C.
SP	Vetor com as informações que serão transmitidas nas portadoras SP.
posSP	Vetor com as posições das portadoras SP.
CP	Vetor com as informações que serão transmitidas nas portadoras CP.
posCP	Vetor com as posições das portadoras CP.

Na função criada para gerar as informações referentes às portadoras auxiliares são analisadas a quantidade de segmentos e a modulação utilizada em cada

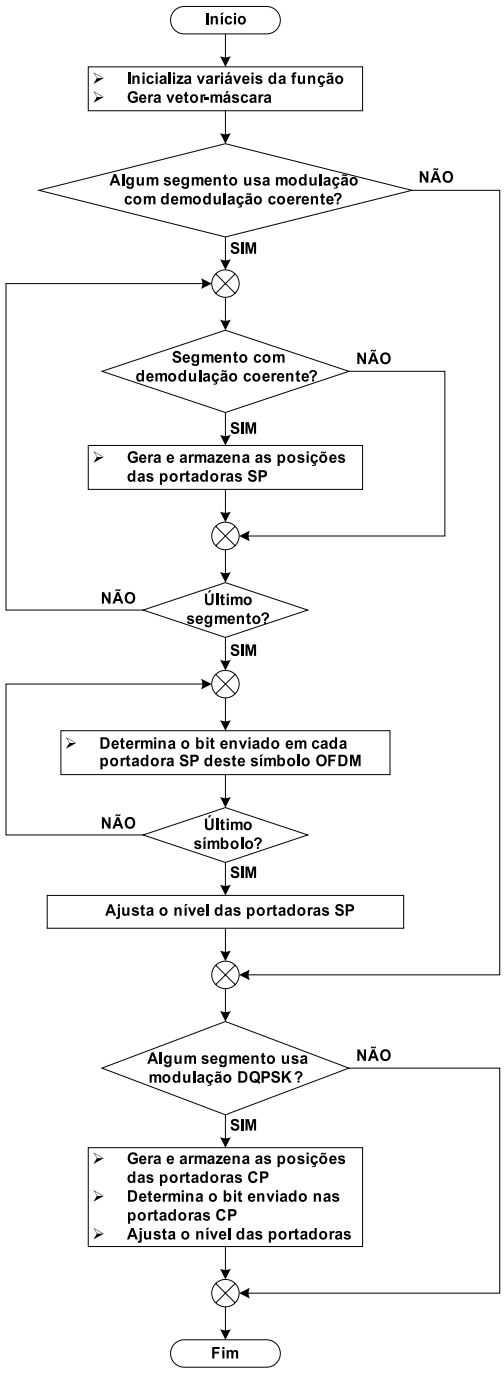


Figura 3.14: *Fluxograma da função que gera as posições e as informações enviadas nas portadoras piloto.*

camada hierárquica. Nesta função também é usado um vetor-máscara para identificar o tipo de modulação utilizada nos segmentos. Estas informações definirão a quantidade de portadoras AC1 inseridas em cada segmento e também se as portadoras AC2 devem ser utilizadas.

O vetor contendo a posição das portadoras é utilizado para definir o primeiro bit que será transmitido pelas portadoras AC, de acordo com a sequência PN cujo polinômio gerador foi definido em (2.40). Tanto nas portadoras AC1 quanto nas portadoras AC2 será transmitido o bit '1', tal como recomendado na norma. Na Figura 3.15 é apresentado o fluxograma implementado para gerar as informações sobres as portadoras auxiliares.

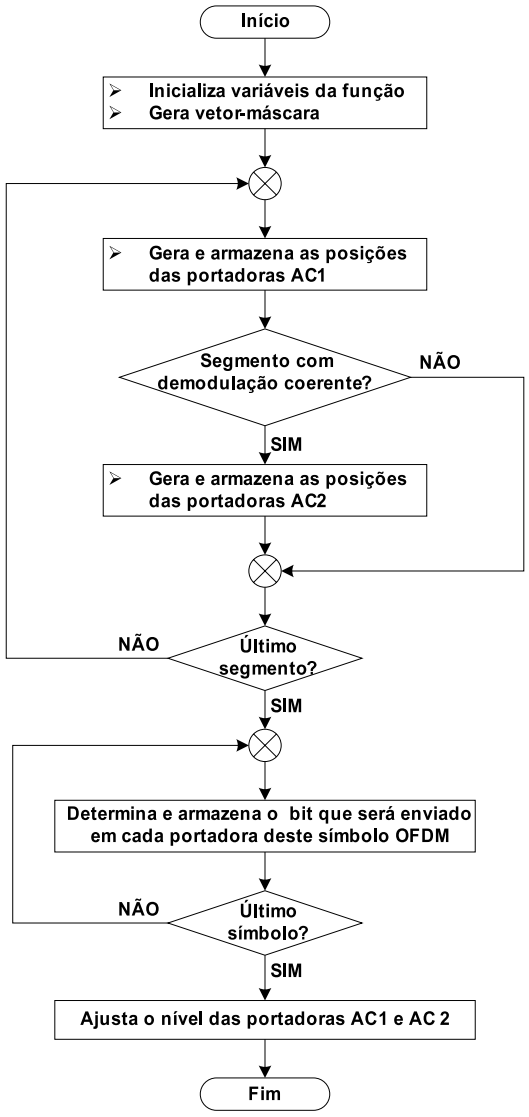


Figura 3.15: *Fluxograma da função que gera as posições e as informações enviadas nas portadoras auxiliares.*

A sintaxe da função que gera os vetores referentes às portadoras auxiliares é dada por

```
[AC1,posAC1,AC2,posAC2] = port_auxiliares(md,md_A,NsB,md_B,NsC,md_C).
```

Os parâmetros de entrada e as variáveis retornadas por esta função são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: *Parâmetros da função port_auxiliares.*

Parâmetro	Descrição
md	Modo de operação do sistema.
md_A	Modulação da camada A.
NsB	Quantidade de segmentos da camada B.
md_B	Modulação da camada B.
NsC	Quantidade de segmentos da camada C.
md_C	Modulação da camada C.
AC1	Vetor com as informações que serão transmitidas nas portadoras AC1.
posAC1	Vetor com as posições das portadoras AC1.
AC2	Vetor com as informações que serão transmitidas nas portadoras AC2.
posAC2	Vetor com as posições das portadoras AC2.

As portadoras TMCC devem transmitir todos os parâmetros de configuração e controle do subsistema de transmissão. Dessa forma, a função que gera as informações referentes às portadoras TMCC deve receber todos os parâmetros do sistema. O vetor-máscara também é utilizado para definir a quantidade e a posição das portadoras TMCC em cada segmento.

O vetor contendo a posição das portadoras TMCC é utilizado para definir o primeiro bit que deve ser transmitido em cada uma das portadoras TMCC, de acordo com a sequência PN cujo polinômio gerador foi definido em (2.40). Os demais bits são definidos pelo parâmetros de configuração e controle. A Figura 3.16 apresenta o fluxograma implementado para gerar as informações sobres as portadoras TMCC.

A sintaxe da função que gera os vetores referentes às portadoras TMCC é dada por

```
[TMCC0,TMCC1,posTMCC] = port_TMCC(md,Pr,NsA,md_A,rcA,etA,NsB,md_B,rcB,etB,NsC,md_C,rcC,etC).
```

Os parâmetros de entrada e as variáveis retornadas por esta função são apresentados na Tabela 3.3.

As informações transportadas nas portadoras TMCC são protegidas através do uso de um código de bloco cíclico, tal como descrito na Subseção 2.3.12. Foi criada uma função para realizar o cômputo dos bits de redundância e organizar

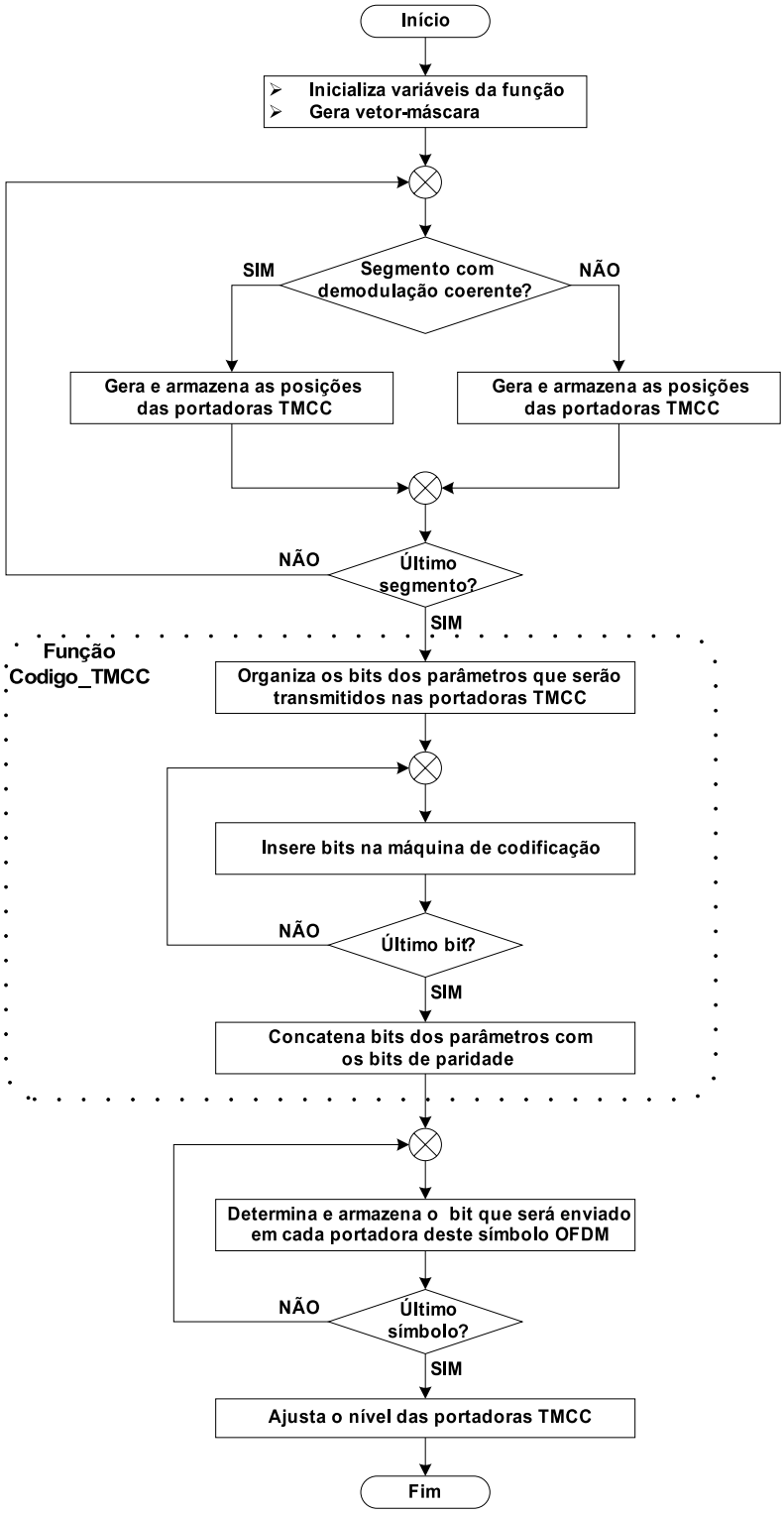


Figura 3.16: *Fluxograma da função que gera as posições e as informações enviadas nas portadoras TMCC.*

Tabela 3.3: *Parâmetros da função port_TMCC.*

Parâmetro	Descrição
md	Modo de operação do sistema.
Pr	Sinal que indica o uso de recepção parcial.
NsA	Quantidade de segmentos da camada A.
md_A	Modulação da camada A.
rcA	Taxa do código interno da camada A.
etA	Entrelaçador temporal da camada A.
NsB	Quantidade de segmentos da camada B.
md_B	Modulação da camada B.
rcB	Taxa do código interno da camada B.
etB	Entrelaçador temporal da camada B.
NsC	Quantidade de segmentos da camada C.
md_C	Modulação da camada C.
rcC	Taxa do código interno da camada C.
etC	Entrelaçador temporal da camada C.
TMCC0	Informações transmitidas nas portadoras TMCC nos quadros pares.
TMCC1	Informações transmitidas nas portadoras TMCC nos quadros ímpares.
posTMCC	Vetor com as posições das portadoras TMCC.

as informações na sequência em que as mesmas devem ser transmitidas. O fluxograma desta função está destacado na Figura 3.16. A sintaxe desta função é dada por

```
[B0,B1]=codigo_TMCC(md,Pr,NsA,md_A,rcA,etA,NsB,md_B,rcB,etB,NsC,md_C,rcC,etC).
```

Os parâmetros de entrada e as variáveis retornadas por esta função são apresentados na Tabela 3.4.

As funções que geram as informações sobre as portadoras piloto, auxiliares e TMCC são executadas apenas uma vez no início do processo de formação da estrutura do quadro OFDM. As informações destas portadoras, juntamente com os símbolos da constelação provenientes do entrelaçador no domínio da frequência, são fornecidas como parâmetros de entrada para a função `Quadro_OFDM`, que tem a responsabilidade de organizar todas as portadoras corretamente em cada símbolo OFDM do quadro. O fluxograma implementado para realizar a formação dos símbolos e quadros OFDM é apresentada na Figura 3.17.

A sintaxe dessa função é dada por

```
A13 = Quadro_OFDM(A12,md,IG,AC1,posAC1,AC2,posAC2,SP,posSP,CP,posCP,TMCC0,TMCC1,posTMCC,reset).
```

Os parâmetros de entrada e as variáveis retornadas por esta função são apresentados na Tabela 3.5.

Tabela 3.4: *Parâmetros da função que organiza os bits e gera a paridade do código que será transmitido nas portadoras TMCC.*

Parâmetro	Descrição
md	Modo de operação do sistema.
Pr	Sinal que indica o uso de recepção parcial.
NsA	Quantidade de segmentos da camada A.
md_A	Modulação da camada A.
rcA	Taxa do código interno da camada A.
etA	Entrelaçador temporal da camada A.
NsB	Quantidade de segmentos da camada B.
md_B	Modulação da camada B.
rcB	Taxa do código interno da camada B.
etB	Entrelaçador temporal da camada B.
NsC	Quantidade de segmentos da camada C.
md_C	Modulação da camada C.
rcC	Taxa do código interno da camada C.
etC	Entrelaçador temporal da camada C.
B0	Conjunto de bits transmitido nas portadoras TMCC nos quadros pares.
B1	Conjunto de bits transmitido nas portadoras TMCC nos quadros ímpares.
posTMCC	Vetor com as posições das portadoras TMCC.

Tabela 3.5: *Parâmetros da função portadoras auxiliares.*

Parâmetro	Descrição
A12	Vetor com os símbolos provenientes do entrelaçador na frequência.
md	Modo de operação do sistema.
IG	Intervalo de guarda do sistema.
AC1	Vetor com as informações que serão transmitidas nas portadoras AC1.
posAC1	Vetor com as posições das portadoras AC1.
AC2	Vetor com as informações que serão transmitidas nas portadoras AC2.
posAC2	Vetor com as posições das portadoras AC2.
SP	Vetor com as informações que serão transmitidas nas portadoras SP.
posSP	Vetor com as posições das portadoras SP.
CP	Vetor com as informações que serão transmitidas nas portadoras CP.
posCP	Vetor com as posições das portadoras CP.
TMCC0	Informações transmitidas nas portadoras TMCC nos quadros pares.
TMCC1	Informações transmitidas nas portadoras TMCC nos quadros ímpares.
posTMCC	Vetor com as posições das portadoras TMCC.
reset	parâmetro de inicialização da função.

3.3 Conclusão

Este capítulo apresentou a abordagem usada no desenvolvimento de uma implementação em software capaz de executar o processamento do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B. Foram descritas as etapas macro da implementação e as funções construídas para executar o processamento de cada bloco

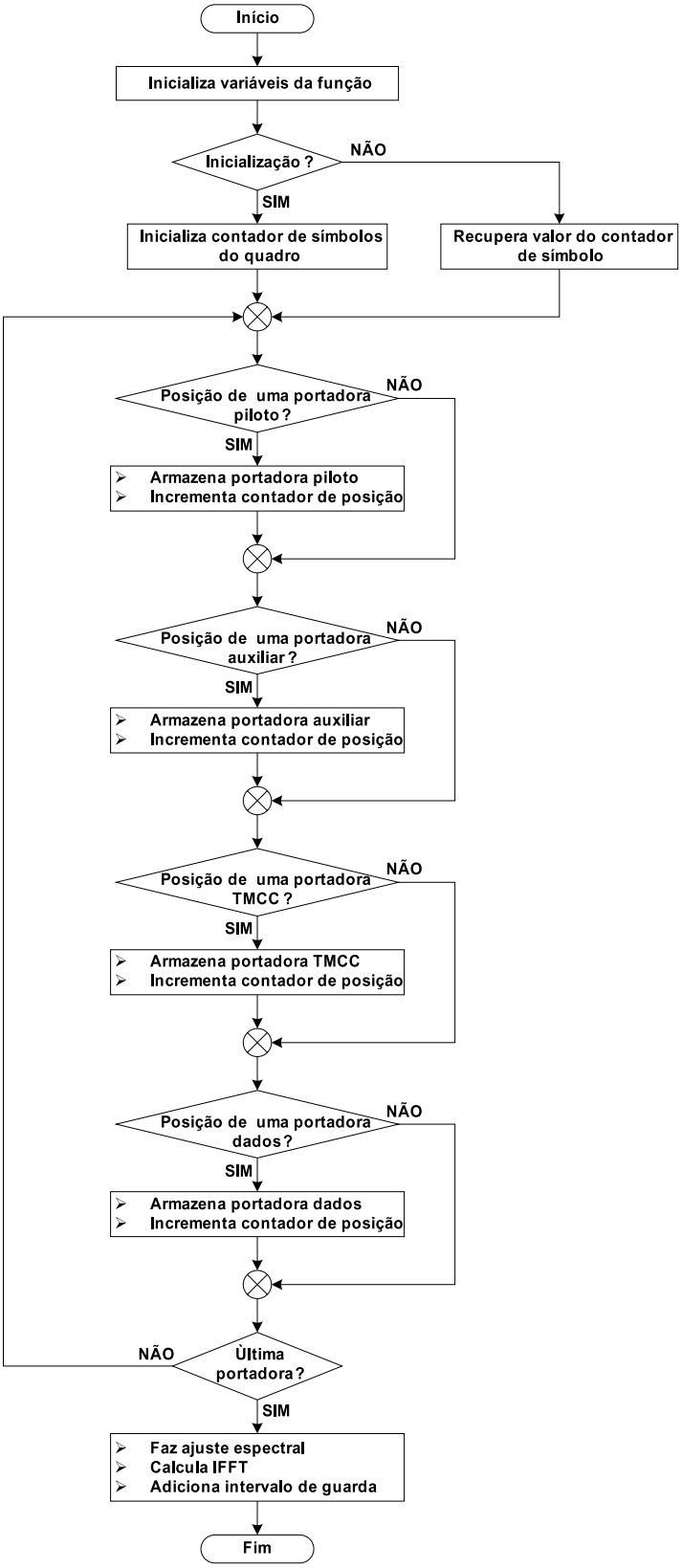


Figura 3.17: *Fluxograma da função que forma os símbolos e quadros OFDM.*

do diagrama deste subsistema.

O detalhamento das funções utilizando fluxogramas, juntamente com os códigos fornecidos no anexo B, são as principais contribuições deste capítulo. Buscou-se fornecer um conjunto de recursos com o objetivo de facilitar a compreensão do funcionamento do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B. Este modelo de referência pode ser útil para pesquisadores e desenvolvedores que desejam aprofundar seu conhecimento sobre este subsistema.

Capítulo 4

Procedimento de Validação

As funções geradas para realizar a implementação em software do padrão ISDB-T_B não terão utilidade se as mesmas não executarem corretamente os processamentos descritos no Capítulo 2. Dessa forma, deve ser aplicado um método de verificação que permita assegurar que a implementação cumpriu seu objetivo. Para realizar o processo de validação foram utilizados equipamentos de reprodução de formas de onda e de análise do padrão ISDB-T_B.

4.1 Metodologia de Validação

Dois tipos de equipamentos foram utilizados para permitir a verificação da implementação em software. O primeiro equipamento é um gerador de sinais vetoriais que possui a funcionalidade de reproduzir formas de onda geradas a partir de softwares de simulação e armazenadas em arquivos de texto. O gerador de sinais vetoriais Rohde&Schwarz modelo SMU200A [21] foi utilizado para reproduzir as formas de onda geradas. O segundo equipamento é um analisador de sinais de radiodifusão do padrão ISDB-T_B. O analisador de sinais do padrão ISDB-T_B Anritsu modelo MS8901A [22][32][33] foi utilizado para realizar as medidas pertinentes. Na Figura 4.1 é apresentado o conjunto de equipamentos utilizado nos testes de verificação do funcionamento.

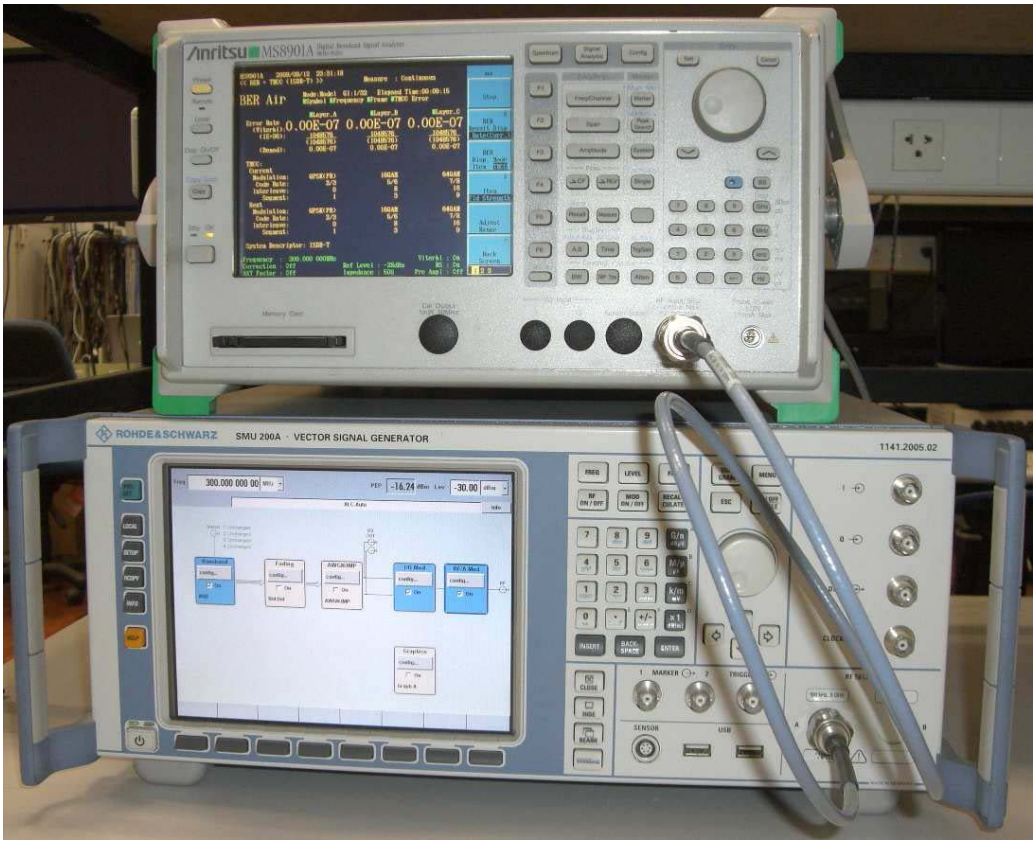


Figura 4.1: *Equipamentos utilizados para testes.*

Gerador de Sinais Vetoriais

Os geradores de sinais que permitem a reprodução de formas de onda a partir de arquivos possuem limitações sobre a quantidade de amostras das formas de onda transferidas para eles. O SMU200A permite reproduzir formas de onda compostas por até 58 milhões de amostras. Embora o SMU200A possua um disco rígido com capacidade de memória superior a esse valor, o arquivo que será reproduzido deve ser armazenado em sua memória RAM (*Random Access Memory*). Devido a essa restrição no número de amostras que podem ser reproduzidas o sinal gerado pelo equipamento seria truncado após a leitura completa do arquivo. O equipamento é então configurado para permanecer num laço de reprodução infinito. Assim, ao término da leitura do arquivo o processo é reiniciado novamente. Entretanto, haverá uma descontinuidade do sinal no momento do reinício de leitura do arquivo. Para minimizar os efeitos dessa descontinuidade, as formas de onda transferidas para o gerador serão sempre um conjunto par e inteiro de

quadros OFDM. A intenção de enviar um conjunto par de quadros OFDM é a de facilitar a recuperação das informações transmitidas nas portadoras TMCC, pois existe uma alternância no sinal de sincronismo entre quadros consecutivos, enviado nos bits B_1 a B_{16}, tal como descrito na Subseção 2.3.12.

Com essas considerações é possível concluir que, de acordo com o intervalo de guarda selecionado, será possível transmitir no máximo uma quantidade entre 110 e 134 quadros no modo 1, entre 54 e 66 quadros no modo 2 e entre 26 e 32 quadros no modo 3.

Para transferir as amostras das formas de onda geradas na implementação em software para o SMU200A é necessário utilizar dois softwares proprietários da Rohde&Schwarz: o IQWizard [34] e o WinIQSim [35]. O IQWizard tem a função de ler os arquivos texto que contêm as amostras das componentes em fase e quadratura das formas de onda referentes aos quadros OFDM. A Figura 4.2 mostra a tela do IQWizard. O WinIQSim permite realizar algumas análises preliminares nas formas de onda e também salvar estas formas de onda em arquivos proprietários que podem ser reproduzidos pelo SMU200A. A Figura 4.3 mostra a tela do WinIQSim ao fundo e à frente uma estimativa do espectro de transmissão reproduzido pelo SMU200A. A comunicação entre o IQWizard e o WinIQSim é realizada através de uma porta de comunicação com protocolo TCP/IP.

O arquivo gerado pelo WinIQSim é transferido via interface de rede local (*Ethernet*) para o SMU200A. Com a forma de onda transferida para o SMU200A, basta selecionar o arquivo dentro do menu de reprodução de formas de ondas arbitrárias e habilitar a saída de RF.

Analisador do padrão ISDB-T_B

Os equipamentos de análise de sinais de radiodifusão digital permitem medir e analisar diversos parâmetros do sistema. Neste contexto, para validação da implementação em software, as medidas mais importantes estão relacionadas aos dados recebidos e à operação do sistema, sendo estas medidas suficientes para verificar se o processamento foi realizado corretamente. Outros parâmetros como o ruído de fase que também pode ser medido pelo analisador estão mais relacionados ao

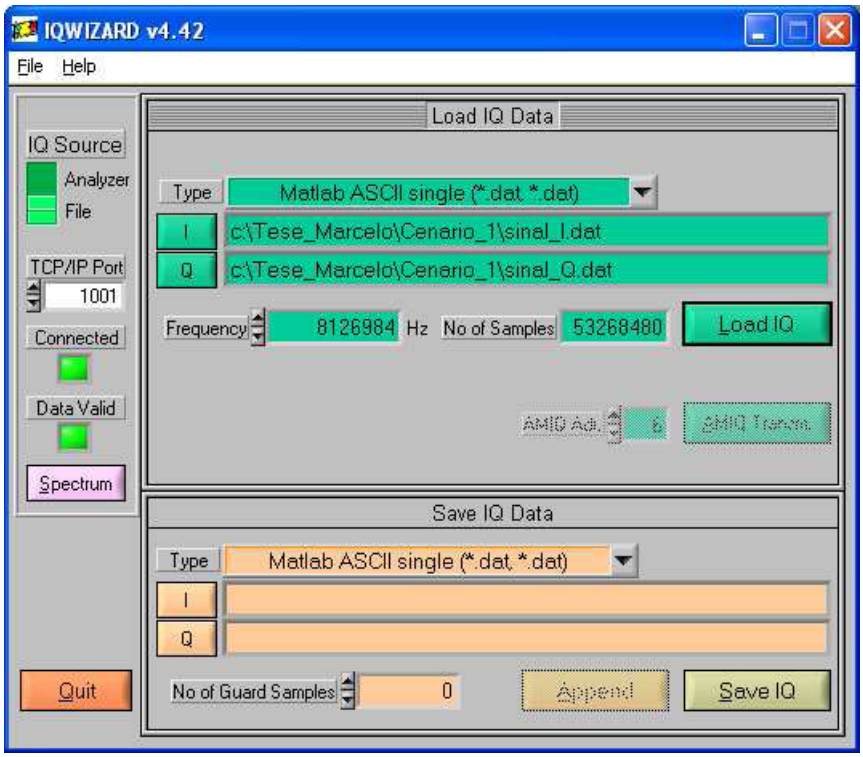


Figura 4.2: *Tela do software IQWizard.*

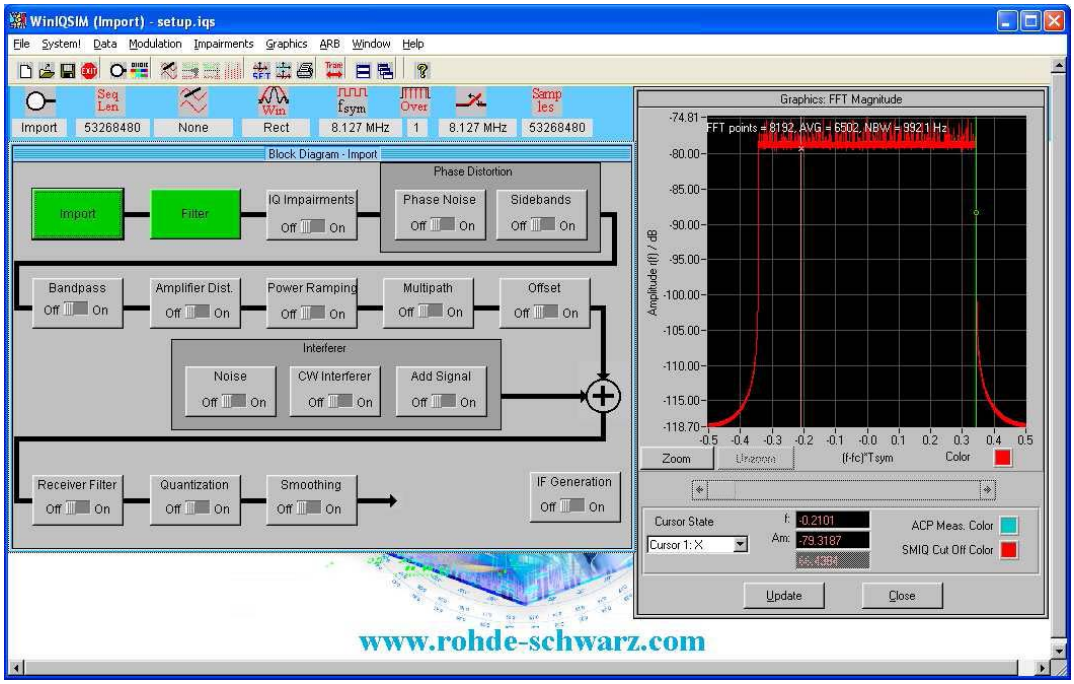


Figura 4.3: *Tela do software WinIQSim.*

desempenho do gerador do que ao processamento lógico executado.

A análise das constelações permite verificar que o processo de modulação das portadoras, a combinação das camadas hierárquicas, os entrelaçamentos no domínio do tempo e da frequência e a formação da estrutura do quadro OFDM foram realizados de forma correta e obedecendo as especificações. Esta análise pode ser conduzida de forma quantitativa através da medida da MER (*Modulation Error Ratio*).

Com o objetivo de elucidar a MER considere um diagrama de constelação formado por M símbolos. As coordenadas do j-ésimo símbolo recebido são $I_j+\delta I_j$ e $Q_j + \delta Q_j$, onde I_j e Q_j são as coordenadas ideais do símbolo e δI_j e δQ_j são as componentes do vetor erro que ao serem somadas às coordenadas do símbolo ideal definem as coordenadas do símbolo recebido, tal como apresentado na Figura 4.4.

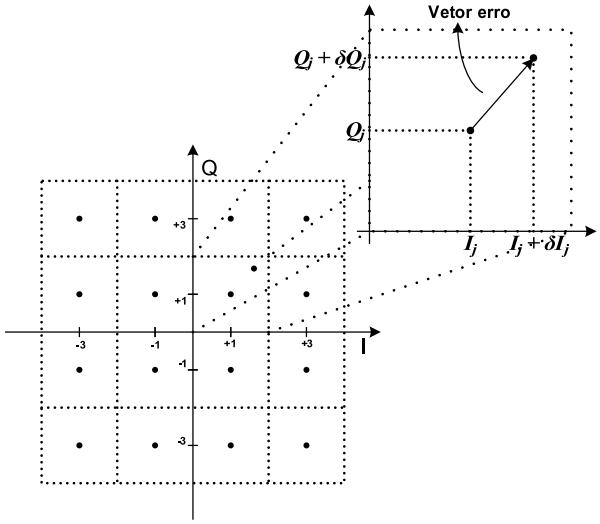


Figura 4.4: *Exemplificação do símbolo ideal e do vetor erro.*

A MER é definida pela razão entre o somatório das amplitudes ao quadrado das componentes do vetor ideal e o somatório das amplitudes ao quadrado das componentes do vetor erro [36], ou seja,

$$MER = 10\log_{10}\left\{\frac{\sum_{j=1}^{W}(I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^{W}(\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}\right\}, \tag{4.1}$$

onde W é o número de símbolos analisados. A MER é uma relação entre a energia dos símbolos idealmente gerados pela energia do vetor erro presente nos

símbolos analisados. A MER é expressa em dB, mas também pode ser expressa em porcentagem. Este parâmetro informa uma relação entre a potência dos símbolos ideais e a potência dos vetores erro. Assim, a MER representa um indicador de qualidade do sinal e geralmente é medida na saída dos sistemas de transmissão. Quanto maior o valor da MER melhor é a qualidade do sinal medido.

A análise dos dados recebidos permite verificar todo o processamento lógico realizado tanto nas etapas de codificação de canal quanto nas etapas posteriores. A medida quantitativa que permite analisar o processamento lógico é a BER (*Bit Error Rate*).

A BER é definida como a relação entre a quantidade de bits errados pela quantidade total de bits transmitidos. Essa medida pode ser realizada em diversos pontos do sistema, mas o maior interesse está na medida realizada após a atuação dos códigos corretores de erro interno e externo.

Nas medidas de BER observou-se a ocorrência periódica de perda de sincronismo da sequência PN decorrente do processo de truncamento da forma de onda reproduzida. O envio de um conjunto par e inteiro de quadros OFDM pode facilitar a recuperação das informações transmitidas na portadoras TMCC, mas não evitará a perda de sincronismo da sequência PN. Para evitar a perda de sincronismo é necessário gerar uma quantidade de quadros OFDM que contenha um número inteiro de períodos na sequência PN, ou seja, o último quadro gerado deve terminar com os últimos bits de um período da sequência PN. Esta quantidade de quadros requer uma capacidade de memória muito maior que os 58 milhões de amostras permitidas pelo gerador.

4.2 Resultados das verificações de funcionamento

Com o objetivo de comprovar que a implementação em software atende às especificações apresentadas no Capítulo 2, foram definidos alguns cenários usando diferentes parâmetros de configuração. Dessa forma, foi possível explorar todas as possibilidades oferecidas pela implementação.

O MS8901A permite analisar sinais de radiodifusão com frequências de 3,9

MHz até 1 GHz com níveis entre -46 dBm e +10 dBm. O SMU200A possibilita gerar sinais modulados com frequências de 9 kHz até 6 GHz com níveis entre -145 dBm e +30 dBm. Assim, nas medidas realizadas em cada um dos cenários propostos optou-se por utilizar a frequência de 300 MHz e um nível de -30 dBm. Nestas condições, o MS8901A pode operar com o pré-amplificador interno desligado, evitando que qualquer efeito indesejado seja introduzido na medição.

Em cada cenário serão apresentadas as medidas de MER e BER para avaliar a qualidade do subsistema de transmissão implementado. Também serão apresentadas as constelações para cada uma das camadas hierárquicas transmitidas.

4.3 Cenário 1 : Alta definição com uma única camada

O Cenário 1 apresenta um conjunto de parâmetros muito utilizado para transmissão de sinais de alta definição para atender apenas um tipo de serviço. A Tabela 4.1 apresenta os parâmetros de configuração utilizados neste cenário.

Tabela 4.1: *Parâmetros de configuração do Cenário 1.*

Parâmetro	Valor
Modo de Operação	modo 3
Intervalo de Guarda	1/16
Número de segmentos na camada A	13
Modulação na camada A	64-QAM
Taxa do código na camada A	3/4
Entrelaçador temporal na camada A	0
Vazão da camada A	19,39 Mbps
Número de segmentos na camada B	—
Modulação na camada B	—
Taxa do código na camada B	—
Entrelaçador temporal na camada B	—
Vazão da camada B	—
Número de segmentos na camada C	—
Modulação na camada C	—
Taxa do código na camada C	—
Entrelaçador temporal na camada C	—
Vazão da camada C	—

Com estes parâmetros de configuração o sistema apresenta vazão suficiente para transmissão de sinais de áudio e vídeo em alta definição, permitindo que o radiodifusor explore as configurações do sistema de compressão de vídeo para atingir uma excelente qualidade de imagem. O modo de operação aliado ao intervalo de guarda visa oferecer uma proteção satisfatória às condições de uma cidade com muitos prédios, que resulta em um canal com múltiplos percursos.

Para realizar as medidas neste cenário foram geradas 53.268.480 amostras que equivalem a 30 quadros OFDM e, consequentemente, a um tempo de 6,55 segundos. Ao realizar a análise durante este intervalo de tempo foi possível verificar que não existe a ocorrência de erros. Ao final deste período o sincronismo da sequência PN é perdido e um novo processo de sincronização é realizado.

Medidas no Cenário 1

A Figura 4.5 apresenta a tela do menu de análise de modulação do MS8901A, onde é possível visualizar um conjunto de medidas do sinal recebido e verificar como o MS8901A está configurado.

Na parte inferior da tela é possível verificar que o MS8901A está configurado para medir um sinal com frequência de portadora igual a 300MHz. O nível de referência está configurado para -26dBm com pré-amplificador desligado. Na parte direita superior existem outros quatro parâmetros de configuração deste equipamento: *Measure, Storage, Seg Ofs* e *Equalizer*. O parâmetro *Measure* define a cadência em que será efetuada a medida. O valor *Single* determina que a medida será executada uma única vez com seu resultado apresentado na tela ao término. Com o valor *Continuous* a medida será realizada repetidamente e seu resultado apresentado ao término de cada cômputo. Através do parâmetro *Storage* determina-se como será o comportamento do traço usado para desenhar a constelação. Este parâmetro pode ser configurado para desenhar o resultado da medida normalmente, sem realizar nenhuma ação adicional, quando *Normal* é selecionado. Usando *Average*, o desenho do traço na tela será o resultado da média de um conjunto de medidas, sendo que após computar a média total o cálculo é paralisado. Configurando este parâmetro para *Moving Average*, o de-

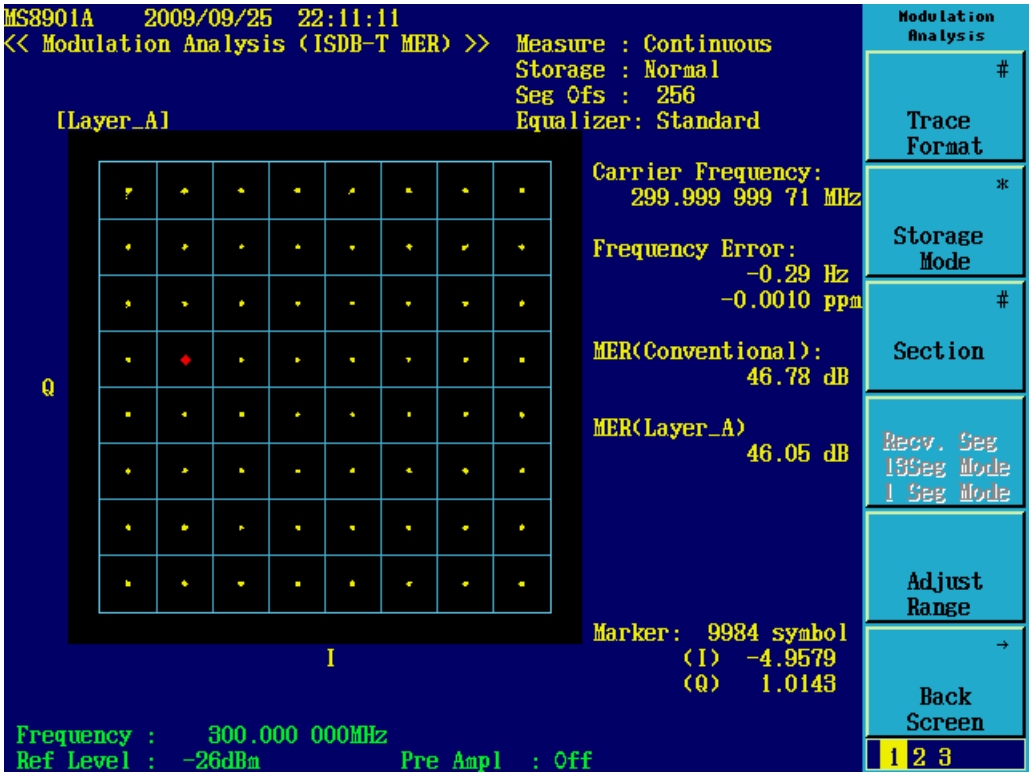


Figura 4.5: *Constelação da camada A do Cenário 1.*

senho do traço na tela também será o resultado da média de um conjunto de medidas, mas o cômputo da média total continuará sendo realizado com os valores das últimas medidas. Ao usar *Max Hold* somente o sinal que apresentar maior intensidade será desenhado na tela. Com *Over Write* os sinais de cada medida serão desenhados sobrepostos. O parâmetro *Seg Ofs* (*Segmentation Offset*) é utilizado para especificar a amostra que determina o início do símbolo OFDM no processo de demodulação. Este parâmetro varia entre 0 e a quantidade de amostras referentes a um intervalo de guarda. Consequentemente, o valor máximo deste parâmetro depende do modo de operação e do intervalo de guarda. Ao alterar este parâmetro pode-se melhorar o desempenho em ambientes com múltiplos percursos. Na configuração padrão do equipamento este parâmetro é configurado com o valor referente à metade das amostras de um intervalo de guarda. O valor deste parâmetro não teve influência sobre os testes realizados. Com o parâmetro *Equalizer* é possível selecionar o tipo de equalizador utilizado nas medidas. Em canais variantes no tempo deve-se utilizar a opção *Advanced*.

Em canais estáticos deve-se utilizar a opção *Standard*.

Na Figura 4.5 verifica-se que o sinal é medido continuamente e o traço desenhado reflete o resultado da última medida realizada com equalizador configurado para uma situação com resposta em frequência invariante. Na parte central da tela mostrada na Figura 4.5 são apresentadas as medidas realizadas no sinal. No quadrado negro é desenhada a constelação de símbolos medida. Com exceção da medida sobre a constelação $\frac{\pi}{4}-$DQPSK, o quadrado negro é divido em M regiões iguais, cujos centros de cada região representam a posição ideal dos símbolos da constelação. A observação da dispersão dos símbolos da constelação permite analisar de forma subjetiva a degradação ocorrida no sistema. À direita do quadrado negro são apresentadas quatro medidas: a frequência da portadora, o erro de frequência da portadora e dois valores de MER. A medida da frequência da portadora representa a quantidade de ciclos da portadora computados no período de um segundo. O erro de frequência da portadora corresponde à diferença entre a frequência de portadora medida e a frequência de portadora configurada. O resultado desta medida geralmente é fornecido em Hertz, mas pode ser expresso em ppm (*parts-per-million*). Desta forma basta dividir o valor da diferença encontrada pelo valor da frequência de portadora configurada. A primeira medida de MER (*Conventional*) representa o valor médio da MER do conjunto de todas as portadoras que compõem o símbolo OFDM. A segunda medida de MER (*Layer A*) corresponde à medida realizada apenas nas portadoras de dados da camada A.

O sinal analisado apresenta uma MER maior do que 40 dB tanto na camada A quanto no conjunto de todas portadoras, o que é considerado uma MER satisfatória. O erro de frequência da portadora foi inferior a 1 Hz, o que é considerado um erro desprezível.

Ainda nesta tela, na parte inferior direita é apresentado um indicador de marca, que fornece os valores das componentes em fase (I) e quadratura (Q) do símbolo selecionado. Este símbolo é indicado na constelação através de um ponto vermelho posicionado sobre suas coordenadas. A análise deste grupo de medidas é realizada sobre um conjunto de quatro símbolos OFDM. Dessa forma é possível

selecionar qualquer um dos símbolos de dados deste conjunto para análise.

Na Figura 4.6 é apresentada a tela do menu de medida de BER. Neste menu é possível medir a BER de duas formas diferentes. No primeiro modo compara-se a sequência PN encapsulada nos pacotes TS transmitidos com uma sequência PN gerada internamente no analisador. Desta forma é possível medir a taxa de erro de bits real do sistema, pois o analisador poderá comparar todos os bits. O outro modo utiliza a informação dos bytes e bits corrigidos pelos decodificadores dos códigos corretores de erro para calcular a BER. As medidas apresentadas neste trabalho foram realizadas utilizando a medida de BER com sequência PN, que retrata com maior fidelidade o correto funcionamento do modelo de referência, pois leva em consideração toda a carga útil de dados transmitida nos quadros OFDM. O outro modo de operação (modo *Air*) estima a taxa de erro de bit baseado nos erros corrigidos pelos decodificadores de canal interno e externo, o que torna essa medida menos precisa.

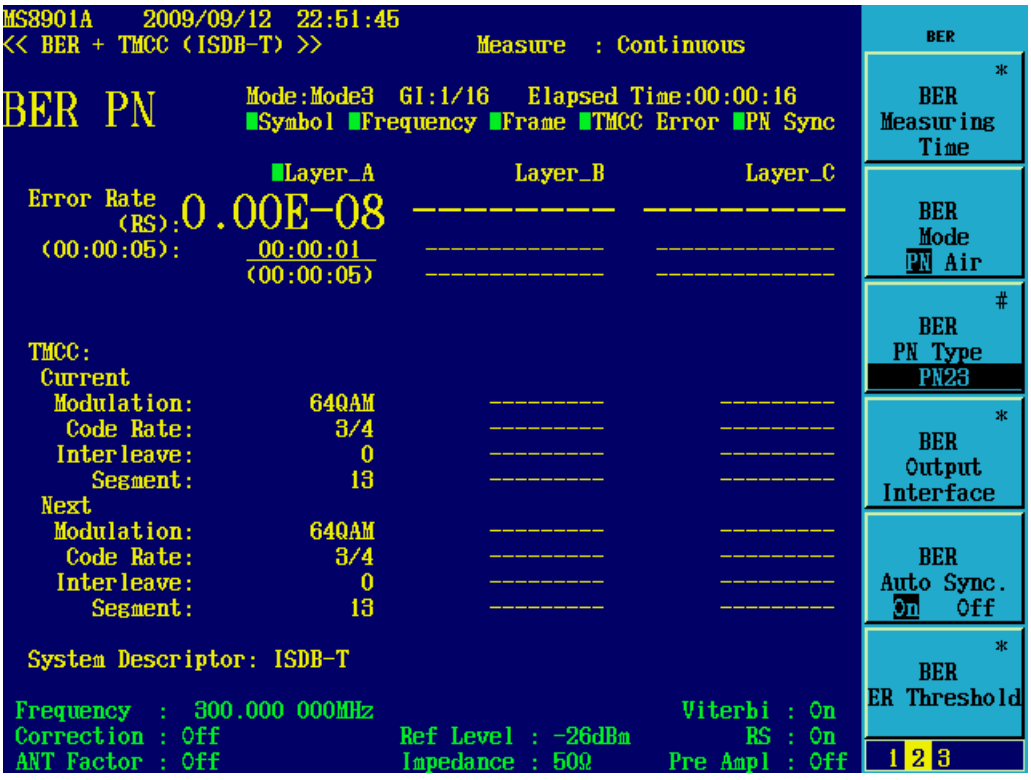


Figura 4.6: *BER da camada A do Cenário 1.*

Na parte superior desta tela verifica-se a configuração do parâmetro *Measure*,

que tem a mesma característica do menu de análise de modulação. Logo abaixo observa-se o modo de operação e o intervalo de guarda usados na recepção e o tempo total de medida. Abaixo destes parâmetros existem cinco indicadores, dos quais quatro sinalizam o sincronismo e um indica erro. Os quatro indicadores sinalizam o estado dos processos de recuperação de sincronismo de símbolo, de frequência da portadora, de quadro e da sequência PN. O outro indicador sinaliza a estado das informações da TMCC. Os quatro primeiros indicadores utilizam duas cores para sinalizar seus estados. Os indicadores de sincronismo de símbolo, de frequência e de quadro sinalizam que o sincronismo foi estabelecido corretamente com a cor verde e sinalizam a perda de sincronismo com a cor vermelha. O indicador de erro da TMCC sinaliza que não existem erros com a cor verde e a ocorrência de erros com a cor vermelha. O indicador de sincronismo da sequência PN utiliza três cores para sinalizar seu estado. A cor verde indica que o sincronismo foi estabelecido corretamente. Com a cor amarela é sinalizado que o sincronismo foi restabelecido após a ocorrência de perda. A cor vermelha sinaliza que perdeu-se o sincronismo uma ou mais vezes no intervalo de 100 ms. À esquerda destes indicadores é apresentado o modo de medida da BER.

Verifica-se então que foi possível realizar todos os processos de recuperação de sincronismo mencionados. Estas medidas foram realizados utilizando o modo 3 e um intervalo de guarda igual a $\frac{1}{16}$. As informações transmitidas nas portadoras TMCC não apresentam erros. Nota-se também que a medida de BER com sequência PN é realizada continuamente.

Na parte central da tela, logo abaixo dos indicadores de sincronismo, são apresentadas quatro colunas com a função de fornecer os valores da BER das camadas hierárquicas. A primeira coluna indica o ponto onde será calculada a BER e o tempo configurado. A sinalização (*Demod*) indica que a medida foi realizada após a demodulação. Com a sinalização (*Viterbi*) a medida é realizada após o decodificador de Viterbi. Quando a BER é calculada após o decodificador RS a sinalização é (*RS*). Abaixo da indicação do ponto de medida da BER é apresentado o tempo configurado para realizar a medida. As três colunas seguintes são utilizadas para apresentar a BER de cada uma das camadas hierárquicas.

Em cada uma destas colunas existe um indicador de erro da camada, um valor referente à BER da camada e o tempo de medida. O indicador de erro da camada utiliza três cores para sinalizar seu estado, onde a cor verde sinaliza que não existem erros, a cor vermelha indica que existe a ocorrência de erros e a cor amarela sinaliza que não estão ocorrendo erros atualmente, mas um erro ocorreu no passado. A BER medida nesta camada é fornecida abaixo do indicador de erro. Logo abaixo da medida de BER são mostrados o tempo de medida decorrido e o tempo total configurado para a medida, respectivamente. No modo de medida de BER com sequência PN é possível selecionar a visualização da BER de somente uma camada hierárquica por vez.

Ainda na parte central da tela são apresentadas as informações recuperadas através dos bits recebidos nas portadoras TMCC. A primeira coluna indica os parâmetros atuais e os futuros parâmetros utilizados, considerando uma mudança de parâmetros do sistema, tal como descrito na Subseção 2.3.12. São apresentados a modulação, a taxa do código interno, o valor da profundidade do entrelaçador temporal e a quantidade de segmentos da camada, respectivamente, tanto para os parâmetros atuais quanto para os parâmetros futuros. As três colunas posteriores são utilizadas para apresentar os parâmetros de cada uma das camadas hierárquicas. A visualização dos parâmetros da TMCC é possível para todas as camadas hierárquicas, independente da camada selecionada para medida da BER.

Verifica-se que não existe a ocorrência de erros na camada A, resultando em uma BER menor que 10^{-8}. As portadoras indicam que o sinal transmitido apresenta 13 segmentos na camada A com taxa de código interno $\frac{3}{4}$ utilizando modulação 64-QAM e sem uso do entrelaçador temporal.

Os fatores de correção de ganho e de antena estão desligados. O nível de referência está configurado para -26 dBm com pré-amplificador desligado e a impedância de entrada é de 50 Ω. Os decodificadores de Viterbi e RS estão ligados indicando que o cálculo da BER é realizado após o decodificador RS. As medidas realizadas comprovam que a implementação atendeu às especificações para a configuração utilizada neste cenário.

4.4 Cenário 2 : Configuração típica na cidade de São Paulo

O Cenário 2 apresenta uma situação que é bastante utilizada na prática pelas emissoras na cidade de São Paulo, onde são transmitidos dois fluxos de bits para atender diferentes serviços. Na camada A é transmitido um fluxo para os dispositivos móveis, através da recepção parcial. Na camada B é realizada uma transmissão para os dispositivos de recepção fixa utilizando os segmentos restantes. A Tabela 4.2 apresenta os parâmetros de configuração utilizados neste cenário.

Tabela 4.2: *Parâmetros de configuração do Cenário 2.*

Parâmetro	Valor
Modo de Operação	modo 3
Intervalo de Guarda	1/8
Número de segmentos na camada A	1
Modulação na camada A	DQSPK
Taxa do código na camada A	2/3
Entrelaçador temporal na camada A	1
Vazão da camada A	416,08 kbps
Número de segmentos na camada B	12
Modulação na camada B	64-QAM
Taxa do código na camada B	3/4
Entrelaçador temporal na camada B	0
Vazão da camada B	16,85 Mbps
Número de segmentos na camada C	—
Modulação na camada C	—
Taxa do código na camada C	—
Entrelaçador temporal na camada C	—
Vazão da camada C	—

Esta configuração permite o envio de sinais de áudio e vídeo em baixa definição para dispositivos móveis através da camada A. A vazão disponível para a camada B é suficiente para transportar sinais de vídeo e áudio com alta definição para atender os telespectadores com receptores fixos.

Como os fluxos de bits são independentes, é possível transmitir duas programações distintas nesta configuração. O modo de operação deste cenário é o mesmo do Cenário 1, mas utiliza um intervalo de guarda maior. Dessa forma este

cenário apresenta uma maior robustez contra múltiplos percursos que o cenário anterior.

Neste cenário, foram geradas 56.401.920 amostras correspondentes a 30 quadros OFDM e, consequentemente, a um tempo de 6,94 segundos. Os testes permitiram verificar que não houve a ocorrência de erros durante este intervalo, mas ao final deste período perde-se o sincronismo da sequência PN exigindo um novo processo de sincronização, por razões já explicadas no início da seção.

Medidas no Cenário 2

Com o objetivo de manter a coerência no critério de análise e permitir comparações justas entre cenários diferentes, foram mantidas as configurações utilizadas no analisador no Cenário 1.

Na Figura 4.7 é apresentado o resultado das medidas de análise da modulação realizadas na camada A do sinal recebido. Nesta camada foi utilizada a modulação $\frac{\pi}{4}-$DQPSK que geralmente é empregada em comunicações móveis.

As configurações que determinam o comportamento do traço e o tipo de equalizador podem ser observadas na parte direita superior da tela. A frequência da portadora, o nível de referência e o estado do pré-amplificador são apresentados na parte inferior da tela.

Observa-se que ambas as medidas de MER, tanto no conjunto de todas as portadoras quanto na camada A, são superiores a 40 dB sendo consideradas satisfatórias. Este comportamento pode ser observado através da sobreposição pontual dos símbolos da constelação apresentados no quadrado negro presente no centro da tela. Ocorre uma dificuldade na observação dos símbolos da constelação que estão localizados sobre os eixos devido a esta mínima dispersão destes símbolos. O erro de frequência desta medida é inferior a 1 Hz e da mesma ordem de grandeza do erro encontrado no Cenário 1.

O resultado da análise da modulação da camada B é apresentada na Figura 4.8, onde verifica-se a utilização da modulação 64-QAM. Identifica-se facilmente a camada sob análise através da indicação entre colchetes apresentada no canto superior esquerdo do quadrado negro.

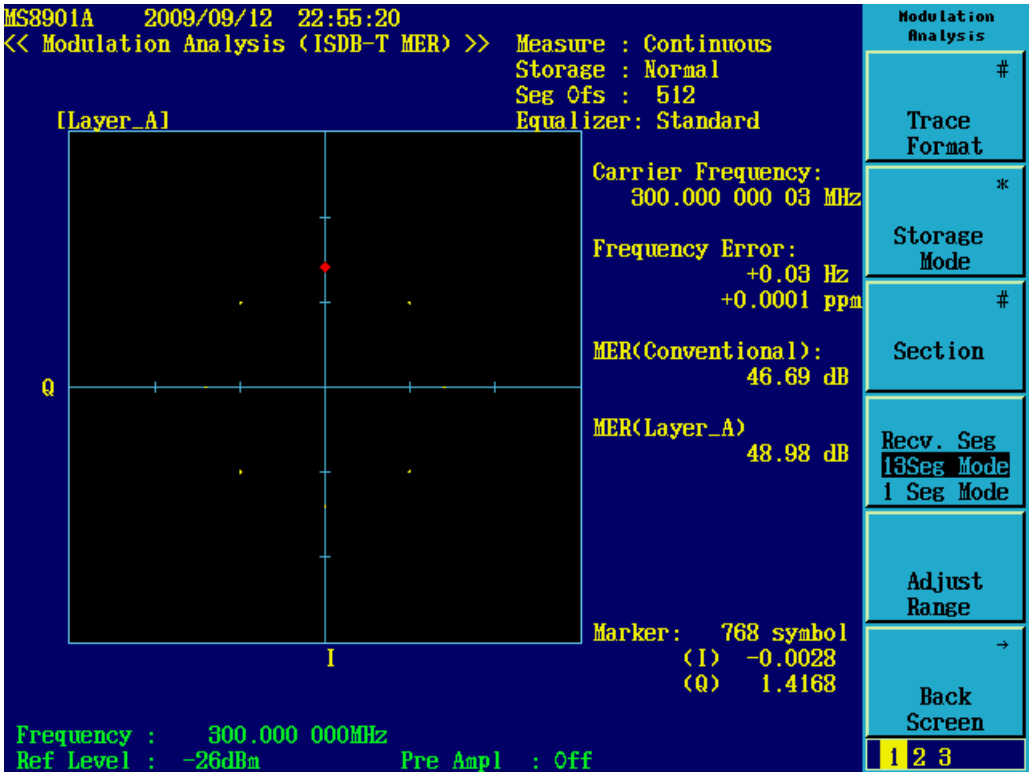


Figura 4.7: *Constelação da camada A do Cenário 2.*

Nesta tela observa-se que a medida da frequência da portadora foi menor que a frequência configurada, mas o erro continua sendo inferior a 1 Hz e considerado desprezível. Ambas as medidas de MER resultaram em valores na mesma ordem de grandeza daqueles analisados na camada A deste cenário e do Cenário 1.

As análises das modulações das camadas A e B comprovam que ambas foram realizadas corretamente e apresentam resultados coerentes com relação às amplitudes dos símbolos, respeitando o fator de normalização especificado na Subseção 2.3.8. Nota-se também que o processo de mapeamento dos bits em símbolos na constelação $\frac{\pi}{4}-$DQPSK foi implementado corretamente, como pôde ser observado na Figura 4.7.

A Figura 4.9 apresenta a tela do menu de medida de BER com os resultados referentes à camada A. Neste menu do analisador também foram utilizadas as mesmas configurações utilizadas no Cenário 1, mantendo a coerência no critério de medida.

Os indicadores de sincronismo de símbolo, de frequência da portadora, do

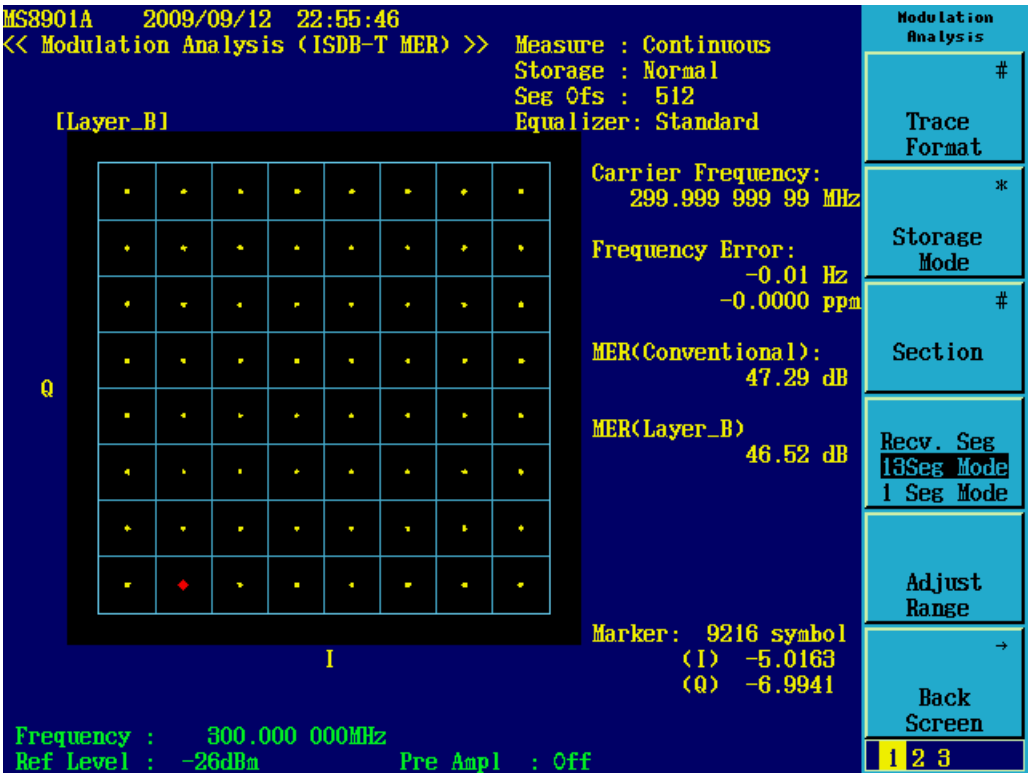


Figura 4.8: *Constelação da camada B do Cenário 2.*

quadro e da sequência PN sinalizam que a recuperação do sincronismo foi executada com sucesso em todos eles. O indicador de erro nas portadoras TMCC sinaliza que não há ocorrência de erros nas informações enviadas nestas portadoras. Verifica-se também que não ocorreram erros nas informações transmitidas nas portadoras de dados da camada A através de seu indicador e que a BER medida nesta camada apresenta valores inferiores a 10^{-7}. Deve ser considerado que a BER não apresenta valores menores devido ao pequeno intervalo de tempo decorrido nesta análise e da vazão da camada, resultando em uma baixa quantidade total de bits.

Nesta tela observa-se que as informações recebidas através das portadoras TMCC refletem os parâmetros utilizados na transmissão e apresentados na Tabela 4.2. Como a camada A transmite um fluxo de bits para os dispositivos móveis através da recepção parcial, esta informação é indicada nas portadoras TMCC. Assim, a indicação (PR - *Partial Reception*), destacada ao lado da modulação sinaliza que esta camada atende este serviço. Ainda nos parâmetros da camada

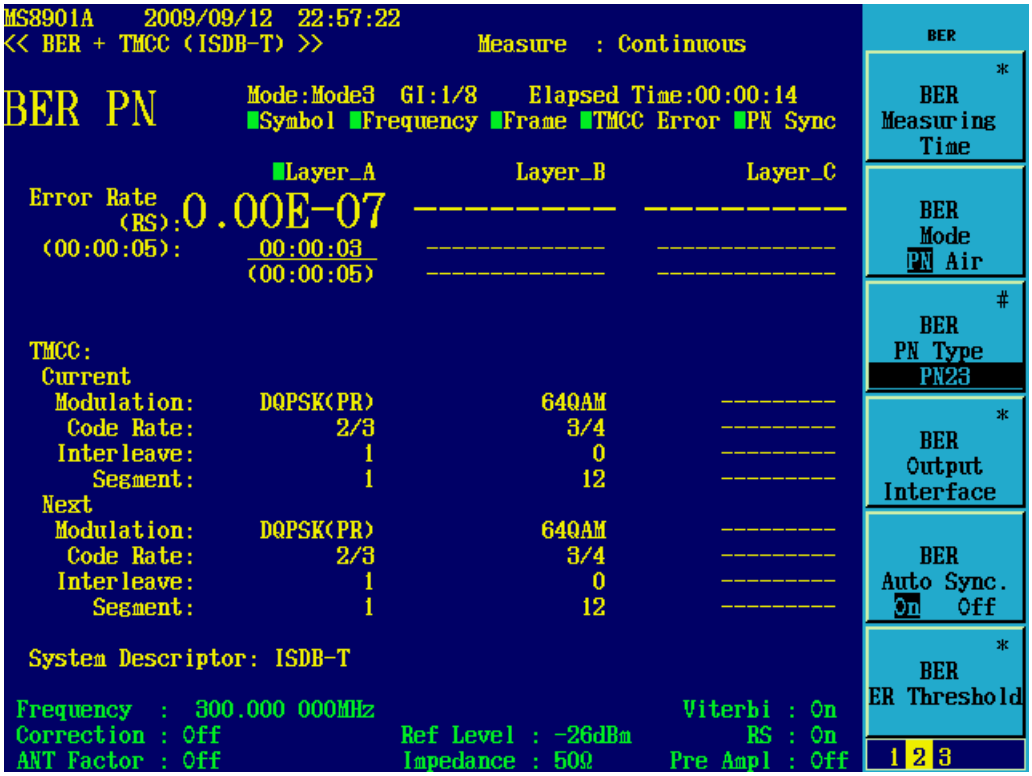


Figura 4.9: *BER da camada A do Cenário 2.*

A percebe-se a utilização do entrelaçador temporal com profundidade 1. Nota-se que, apesar do analisador estar configurado para a medida da BER na camada A, os parâmetros de configuração utilizados na camada B são apresentados na coluna referente a esta camada.

A análise da BER na camada B resulta em uma tela semelhante àquela apresentada na Figura 4.9, mas as informações da medida serão apresentadas na coluna referente à camada B. A Figura 4.10 apresenta apenas a coluna referente à camada B.

Nesta figura observa-se que a BER medida na camada B apresenta valores inferiores a 10^{-8} e não ocorreram erros nas informações transmitidas nas portadoras de dados.

Os resultados das análises realizadas neste cenário permitem concluir que os processos lógicos desenvolvidos na implementação atenderam todas as especificações necessárias para a transmissão de dois fluxos de bits independentes para atender diferentes serviços. O uso de diferentes parâmetros de configuração em

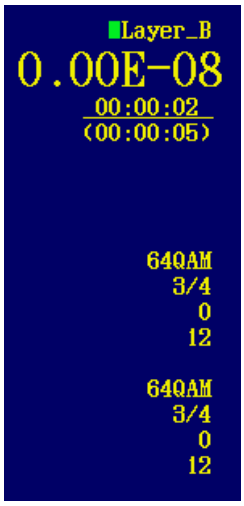


Figura 4.10: *BER da camada B do Cenário 2.*

cada camada hierárquica, destacando os diferentes tipos de modulação e a utilização do entrelaçador temporal em apenas uma das camadas evidenciam que a implementação opera corretamente.

4.5 Cenário 3 : Mesma taxa com diferentes eficiências espectrais

O Cenário 3 apresenta uma situação caracterizada pela transmissão de três fluxos de bits diferentes, um em cada camada hierárquica. A intenção neste cenário foi enfatizar a influência dos parâmetros de configuração na vazão e robustez de cada camada hierárquica. Neste cenário, embora sejam utilizados diferentes parâmetros de configuração nas três camadas, portanto robustez diferente para cada camada, a vazão oferecida por elas é aproximadamente a mesma, tal como apresentado na Tabela 4.3.

Ao comparar os parâmetros utilizados nas camadas A, B e C é possível concluir que a camada C apresenta a maior eficiência espectral, pois oferece a mesma vazão que as outras camadas utilizando a menor quantidade de segmentos. A camada A tem eficiência espectral inferior a camada C, mas superior a camada B. Em contrapartida a camada B apresenta a menor BER quando o sistema é submetido

Tabela 4.3: *Parâmetros de configuração do Cenário 3.*

Parâmetro	Valor
Modo de Operação	modo 2
Intervalo de Guarda	1/4
Número de segmentos na camada A	3
Modulação na camada A	16-QAM
Taxa do código na camada A	2/3
Entrelaçador temporal na camada A	1
Vazão da camada A	2,25 Mbps
Número de segmentos na camada B	8
Modulação na camada B	QPSK
Taxa do código na camada B	1/2
Entrelaçador temporal na camada B	1
Vazão da camada B	2,25 Mbps
Número de segmentos na camada C	2
Modulação na camada C	64-QAM
Taxa do código na camada C	2/3
Entrelaçador temporal na camada C	1
Vazão da camada C	2,25 Mbps

a uma baixa relação sinal ruído. A camada A apresenta uma medida de BER maior que a camada B, mas menor que a camada C. Este comportamento deve-se principalmente às modulações e às taxas de código interno utilizadas nestas camadas.

O modo de operação deste cenário utiliza uma quantidade menor de portadoras por símbolo OFDM, o que ocasiona uma menor duração do tempo de símbolo. Embora este cenário apresente uma menor duração do tempo de símbolo, o uso de um intervalo de guarda igual a $\frac{1}{4}$ mantém uma robustez contra múltiplos percursos semelhante ao sistema do Cenário 2.

Para este cenário foram geradas 56.401.920 amostras que são equivalentes a 54 quadros OFDM e correspondem a um tempo de 6,94 segundos. Durante este intervalo foi possível verificar que não houve a ocorrência de erros. Porém, ao término deste período mais uma vez ocorreu a perda de sincronismo da sequência PN exigindo um novo processo de sincronização.

Medidas no Cenário 3

Nestas medidas também foram utilizadas as mesmas configurações utilizadas no analisador nos cenários anteriores, mantendo a coerência no critério de análise e permitindo comparações justas entre os cenários.

A Figura 4.11 apresenta a tela de análise de modulação com os resultados das medidas realizadas na constelação 16-QAM utilizada nas portadoras de dados da camada A. As configurações podem ser verificadas na parte superior direita e na parte inferior da tela.

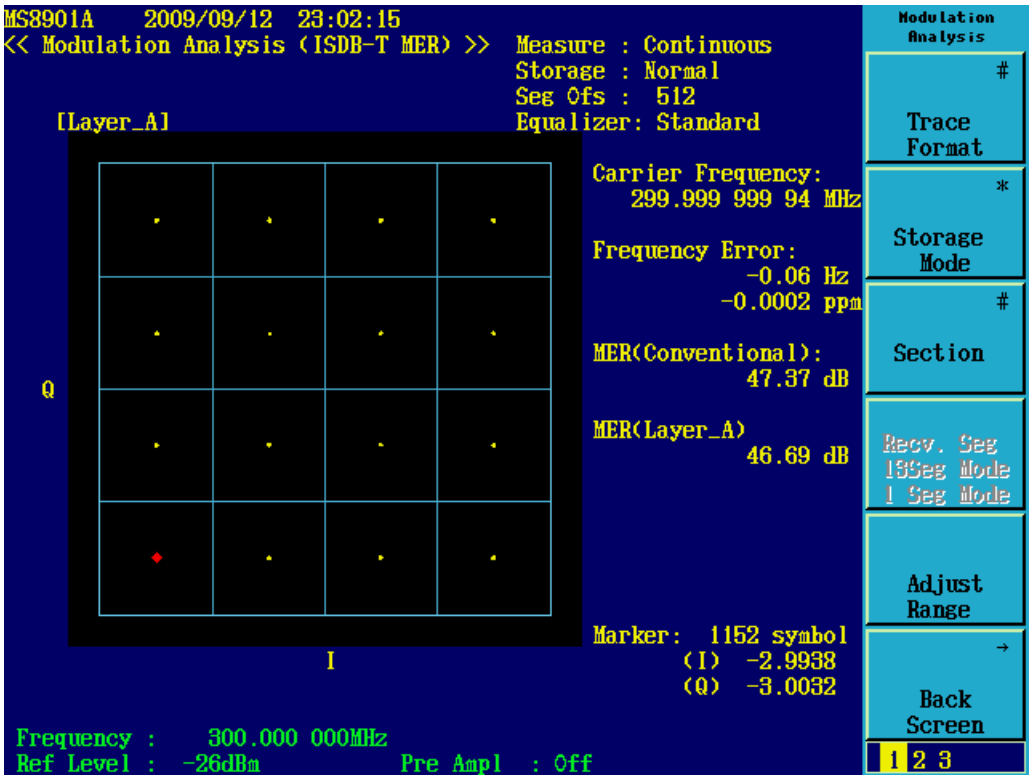


Figura 4.11: *Constelação da camada A do Cenário 3.*

Nesta tela observa-se que as medidas de MER apresentam resultados equivalentes aos analisados nos cenários anteriores. O erro de frequência da portadora tem a mesma ordem de grandeza dos erros analisados nos outros cenários.

A análise da modulação na camada B é apresentada na Figura 4.12, a qual permite verificar o uso da modulação QPSK.

Embora o erro de frequência apresentado nesta medida seja maior que o medido nos outros cenários, é inferior a 1 Hz e da mesma ordem de grandeza dos

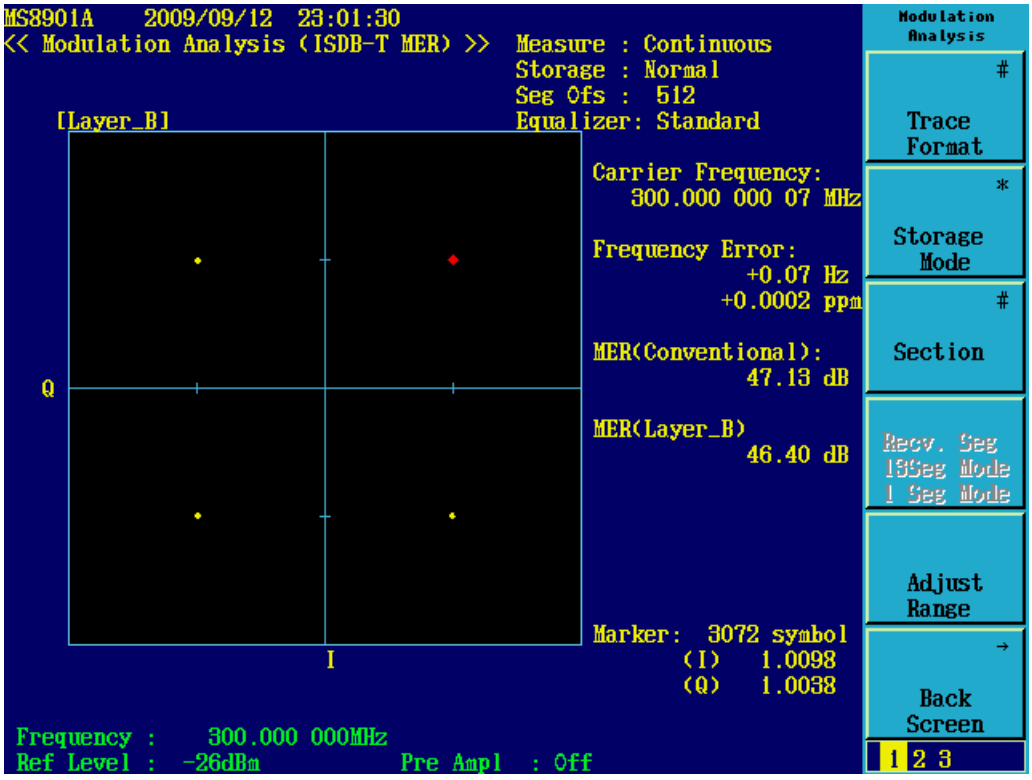


Figura 4.12: *Constelação da camada B do Cenário 3.*

erros encontrados nos cenários anteriores. Os resultados das medidas de MER fornecem valores superiores a 40 dB caracterizando uma MER satisfatória.

As medidas de análise da modulação conduzidas sobre a camada hierárquica C, que utiliza uma modulação 64-QAM, são mostradas na Figura 4.13.

O erro de frequência e as medidas de MER nesta camada hierárquica apresentam a mesma ordem de grandeza daqueles encontrados nas medidas das outras camadas e nos outros cenários, evidenciando um comportamento esperado, pois a modulação 64-QAM já havia sido analisada.

As análises das modulações das camadas hierárquicas A, B e C demonstram que todas foram realizadas de acordo com a especificação. Estes resultados ainda permitem concluir que os processos de entrelaçamento no domínio da frequência e a combinação das camadas hierárquicas foram executados corretamente.

As configurações utilizadas na medida de BER nos cenários anteriores foram mantidas neste cenário, conforme critério adotado. A tela de medida da BER com os resultados da camada A é apresentada na Figura 4.14. As informações

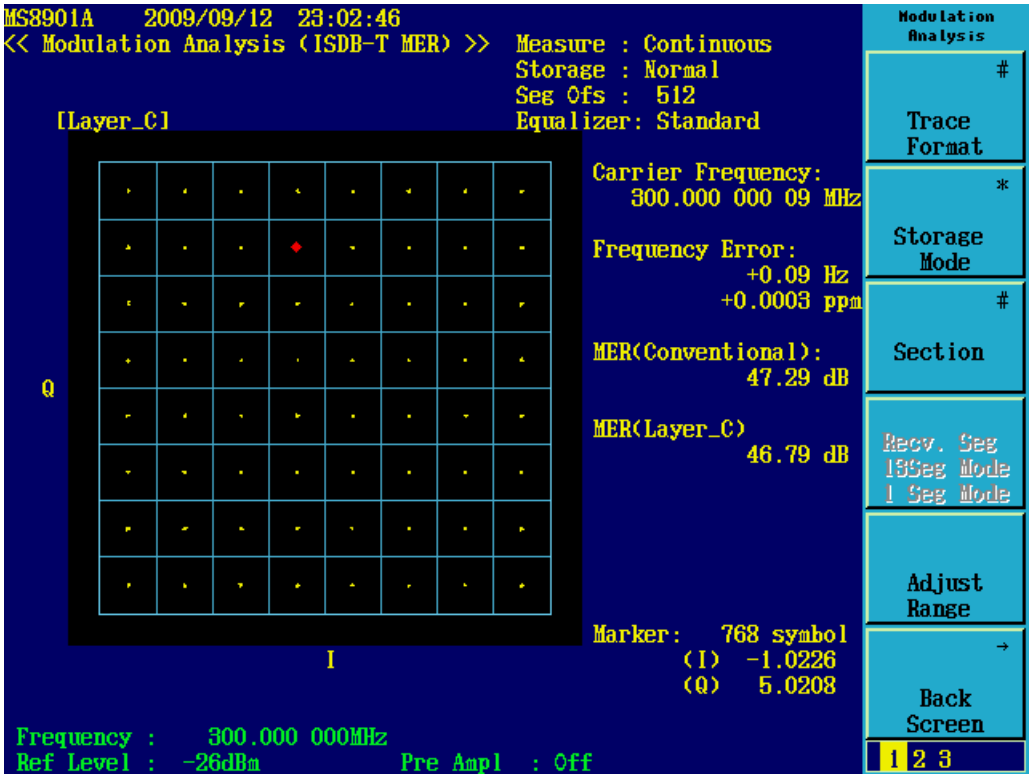


Figura 4.13: *Constelação da camada C do Cenário 3.*

recebidas através das portadoras TMCC correspondem aos parâmetros usados na transmissão e apresentados na Tabela 4.3. Nestes parâmetros observa-se que o entrelaçador temporal com profundidade 2 se aplica sobre as três camadas transmitidas. Os parâmetros de configuração utilizados nas três camadas são apresentados nas colunas referentes a cada camada, independente da camada selecionada para a medida. O indicador de erro nas portadoras TMCC permite concluir que não há ocorrência de erros no sinal destas portadoras. Observa-se que a recuperação do sincronismo foi realizada corretamente, pois todos os indicadores de sincronismo apresentam a cor verde. Constata-se também a não ocorrência de erros nas informações transmitidas nas portadoras de dados da camada A, através de seu indicador e da BER medida. O valor da BER nesta camada é inferior a 10^{-8}.

Os resultados da análise da BER nas camadas B e C resultaram em telas semelhantes àquela apresentada na Figura 4.14, exceto nas informações das medidas de BER que serão apresentadas nas colunas referente a cada camada. A

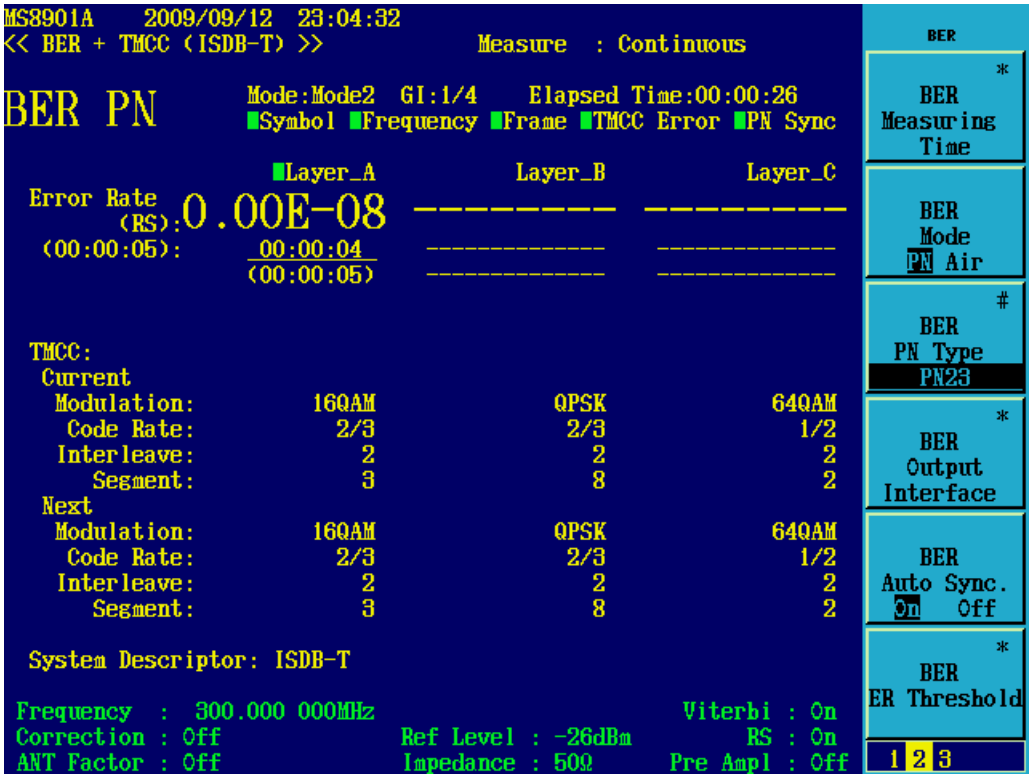


Figura 4.14: *BER da camada A do Cenário 3.*

Figura 4.15 apresenta a BER medida nas camadas B e C.

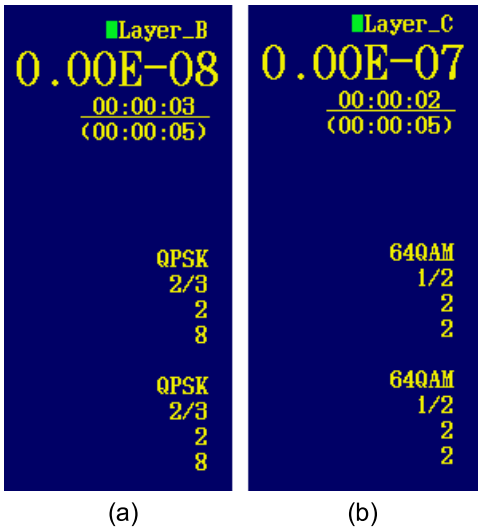


Figura 4.15: *BER das demais camadas do Cenário 3. (a) camada B (b) camada C.*

Verifica-se que a BER medida nas camadas B e C apresentam valores inferiores a 10^{-8} e 10^{-7}, respectivamente. Os indicadores de erro destas camadas também

sinalizam que não ocorreram erros nas informações transmitidas nas portadoras de dados de ambas.

Ao analisar as Figuras 4.14 e 4.15 conclui-se que os processos lógicos desenvolvidos na implementação atenderam todas as especificações necessárias, pois os resultados das análises conduzidas neste cenário não apresentaram falhas. Os diferentes parâmetros de configuração utilizados em cada camada hierárquica evidenciam que a implementação está correta.

4.6 Cenário 4 : Recepção móvel, portátil e fixa

O Cenário 4 ilustra uma situação que tem o objetivo de atender aos serviços de recepção móvel, portátil e fixa, onde um fluxo de bits será transmitido em cada uma das camadas hierárquicas. O objetivo deste cenário foi explorar as funcionalidades do subsistema de transmissão e utilizar os parâmetros que ainda não haviam sido usados nos cenários anteriores. A Tabela 4.4 apresenta os parâmetros de configuração utilizados neste cenário.

Tabela 4.4: *Parâmetros de configuração do Cenário 4.*

Parâmetro	Valor
Modo de Operação	modo 1
Intervalo de Guarda	1/32
Número de segmentos na camada A	1
Modulação na camada A	QPSK
Taxa do código na camada A	2/3
Entrelaçador temporal na camada A	0
Vazão da camada A	453,91 kbps
Número de segmentos na camada B	3
Modulação na camada B	16-QAM
Taxa do código na camada B	5/6
Entrelaçador temporal na camada B	8
Vazão da camada B	3,40 Mbps
Número de segmentos na camada C	9
Modulação na camada C	64-QAM
Taxa do código na camada C	$\frac{7}{8}$
Entrelaçador temporal na camada C	16
Vazão da camada C	16,08 Mbps

Este cenário apresenta uma configuração hipotética cujos parâmetros utilizados não correspondem a uma configuração comumente utilizada na prática por emissoras de radiodifusão de TV. Entretanto, no contexto dos testes que visam realizar a validação de uma implementação, é justificado o uso deste cenário.

Este cenário é evitado na prática por utilizar parâmetros que não conduzem a um bom desempenho em situações com múltiplos percursos ou com baixa relação sinal ruído [37]. As taxas de código interno $\frac{5}{6}$ e $\frac{7}{8}$, devido à pequena quantidade de redundância introduzida, não apresentam um bom desempenho em situações onde a relação sinal ruído é razoavelmente elevada (em torno de 20 dB). O intervalo de guarda igual a $\frac{1}{32}$ acrescenta uma fração mínima do símbolo OFDM útil no tempo de símbolo total, resultando numa pequena proteção contra múltiplos percursos. Este ponto torna-se mais crítico, pois neste cenário é utilizado o modo de operação 1, o qual apresenta os menores tempos de símbolo OFDM.

Os testes neste cenário utilizaram um conjunto de 56.010.240 amostras, que correspondem a 130 quadros OFDM e, consequentemente, tem a duração de 6,89 segundos.

Medidas no Cenário 4

Na condução destas medidas também foram mantidas as mesmas configurações utilizadas no analisador nos cenários anteriores. Estas configurações podem ser verificadas na parte direita superior e na parte inferior da tela de análise de modulação. Esta tela com os resultados das medidas realizadas na modulação QPSK utilizada nas portadoras de dados da camada A é apresentada na Figura 4.16.

Os resultados das medidas de MER apresentam a mesma ordem de grandeza daqueles analisados nos cenários anteriores (superiores a 40 dB). O erro de frequência da portadora também apresenta a mesma ordem de grandeza dos erros analisados nos outros cenários.

Na Figura 4.17 é apresentada a análise dos parâmetros da modulação na camada B, que opera com mapeamento 16-QAM.

O erro de frequência apresentado nesta medida é inferior a 1 Hz e mantém

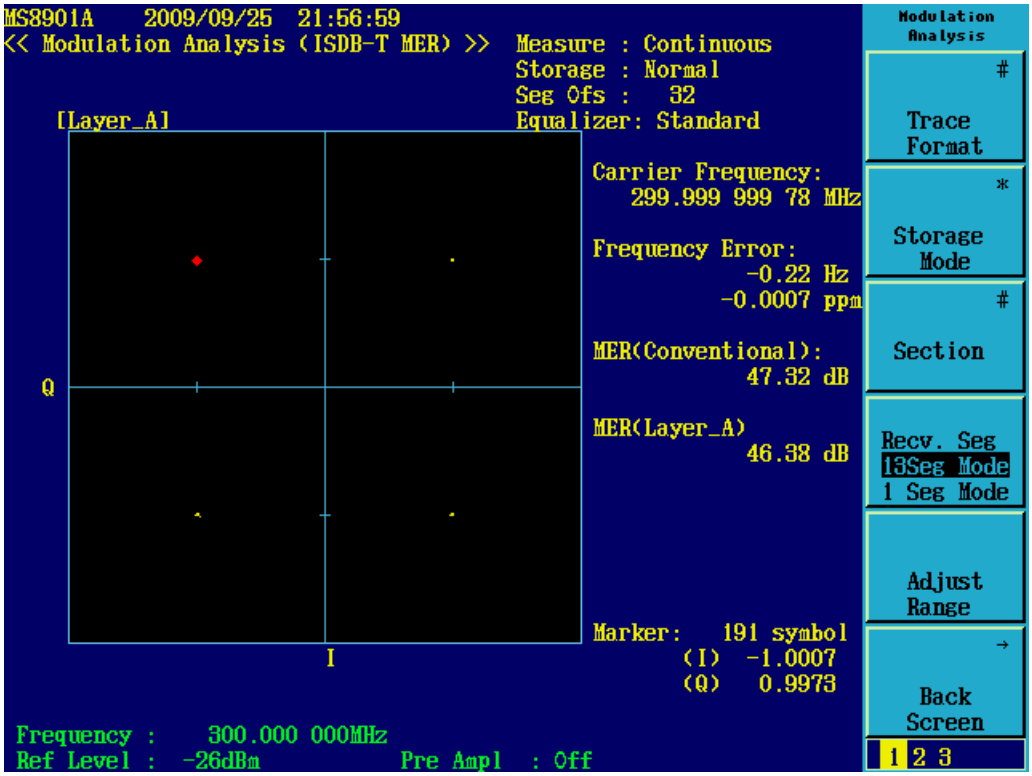


Figura 4.16: *Constelação da camada A do Cenário 4.*

a mesma ordem de grandeza dos erros encontrados nos cenário anteriores. Os resultados das medidas de MER são satisfatórios, pois são superiores a 40 dB.

A camada hierárquica C, que utiliza uma modulação 64-QAM, tem suas medidas de análise da modulação apresentadas na Figura 4.18. As medidas de MER e o erro de frequência desta camada hierárquica apresentam a mesma ordem de grandeza daqueles encontrados nas medidas anteriores, mostrando um comportamento esperado, pois a modulação 64-QAM já havia sido analisada nos cenários anteriores.

Ao verificar os resultados das análises das modulações das camadas hierárquicas A, B e C pode-se concluir que todas foram implementadas corretamente em software. Estes resultados ainda permitem concluir que os processos de aleatorização e deslocamento cíclico das portadoras executados pelo entrelaçador no domínio da frequência e a combinação das camadas hierárquicas foram executados obedecendo as especificações da norma.

As configurações utilizadas na medida de BER nos cenários anteriores foram

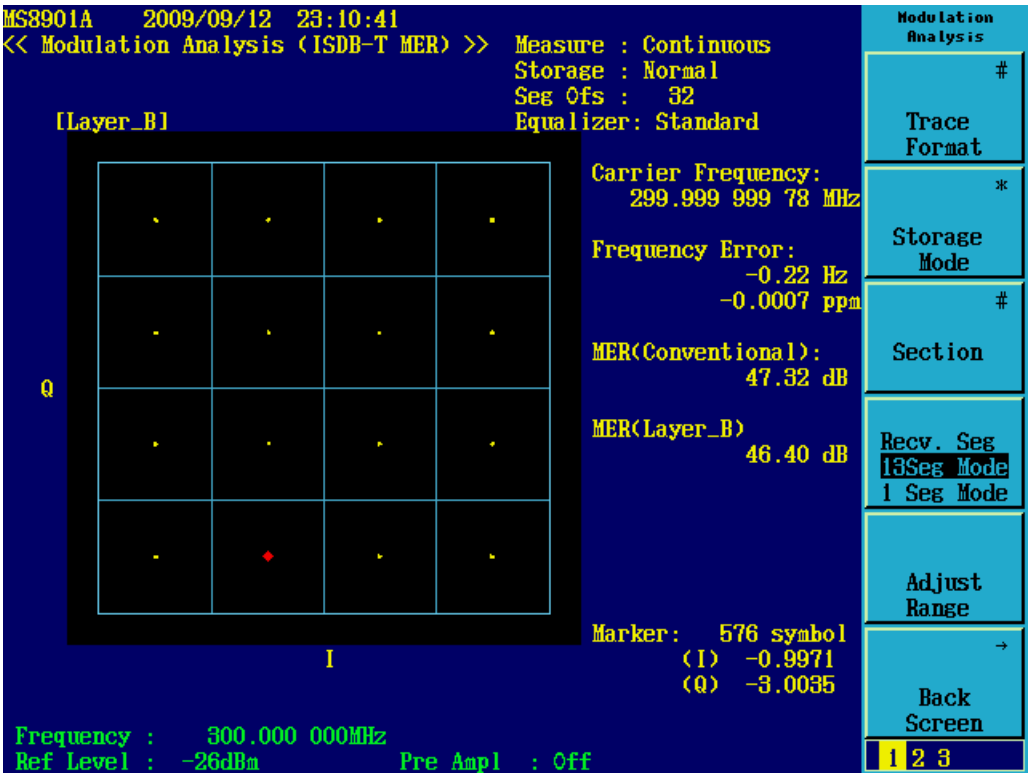


Figura 4.17: *Constelação da camada B do Cenário 4.*

mantidas neste cenário, conforme critério adotado. Na Figura 4.19 é apresentada a tela de medida da BER com os resultados da camada A. Verifica-se que a recuperação do sincronismo foi realizada corretamente, pois todos os indicadores de sincronismo apresentam a cor verde. A ausência de de erros nas informações transmitidas nas portadoras de dados da camada A é sinalizada através de seu indicador e da BER medida. O valor da BER nesta camada é inferior a 10^{-7}. O indicador de erro nas portadoras TMCC sinaliza que não há ocorrência de erros no sinal destas portadoras. Adicionalmente, as informações recebidas através das portadoras TMCC correspondem aos parâmetros usados na transmissão. Nestes parâmetros, observa-se que o entrelaçador temporal com profundidade 8 e 16 foi utilizado nas camadas B e C, respectivamente. Os parâmetros de configuração utilizados nas três camadas são apresentados nas colunas referentes a cada camada, independente da camada selecionada para a medida.

A Figura 4.20 apresenta as colunas referentes às camadas B e C, respectivamente. Verifica-se que a BER medida nestas camadas apresentam valores

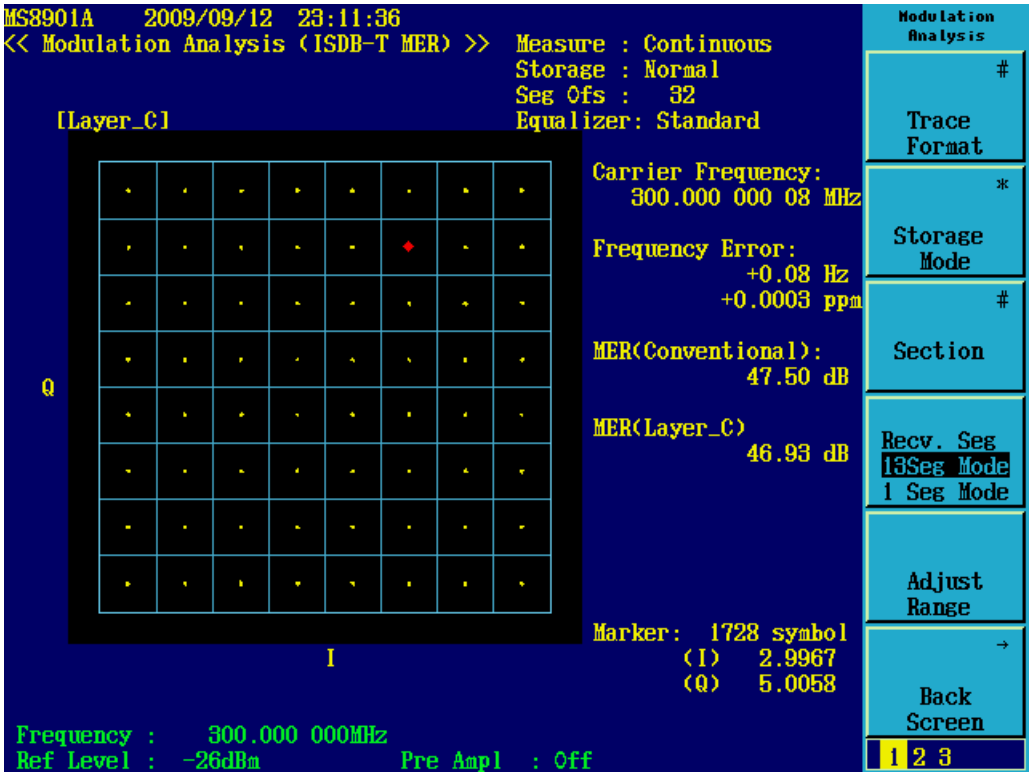


Figura 4.18: *Constelação da camada C do Cenário 4.*

inferiores a 10^{-8}. Os indicadores de erro sinalizam que não ocorreram erros nas informações transmitidas nas portadoras de dados de ambas as modulações.

Ao analisar as Figuras 4.19 e 4.20 conclui-se que os processos lógicos desenvolvidos na simulação atenderam todas as especificações necessárias, pois os resultados das análises neste cenário não apresentaram a ocorrência de erros.

4.7 Conclusão

Neste capítulo foi descrita a abordagem utilizada na validação da implementação, os equipamentos usados nos testes e os cenários que permitiram explorar as funcionalidades da simulação.

A validação da implementação é indispensável no contexto deste trabalho cujo objetivo consiste em apresentar um modelo de referência da camada física do padrão ISDB-T_B.

O uso de um analisador de sinais comumente utilizado em medidas de desem-

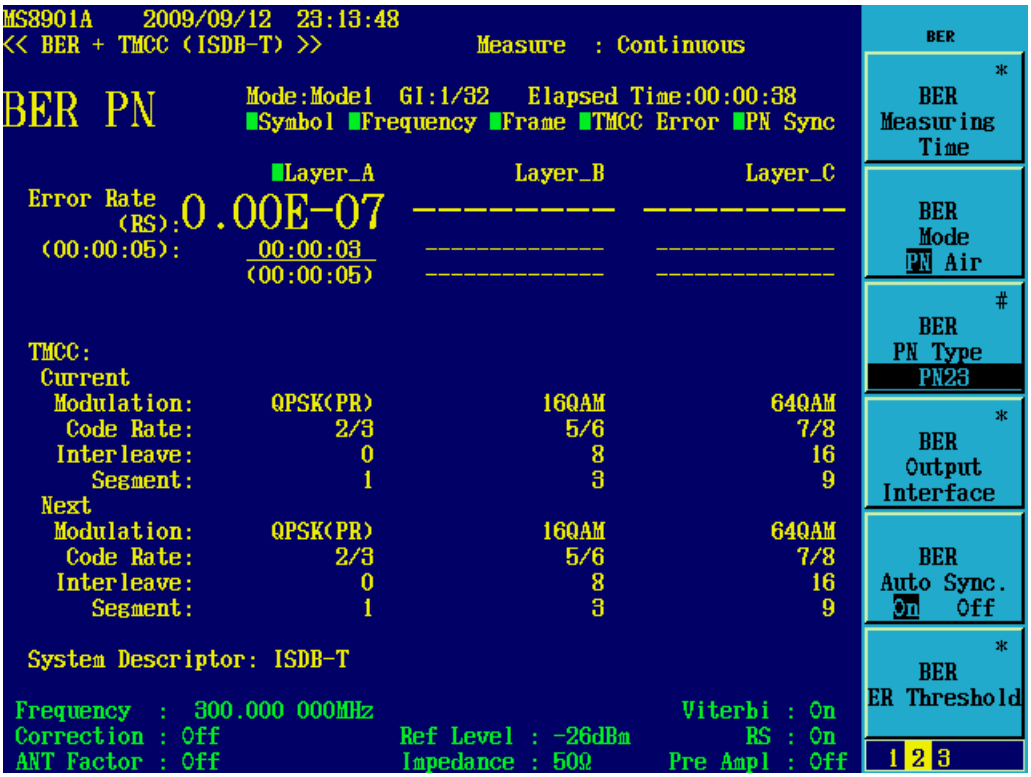


Figura 4.19: *BER da camada A do Cenário 4.*

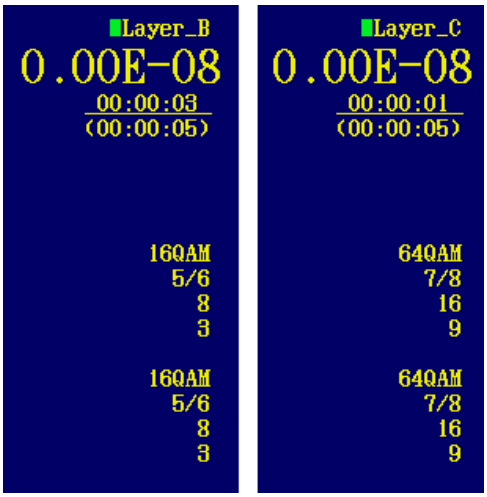


Figura 4.20: *BER das demais camadas do Cenário 4. (a) camada B (b) camada C.*

penho de sistemas de transmissão do padrão ISDB-T_B permite assegurar que a implementação atende ao padrão.

Os cenários propostos utilizam diferentes parâmetros de configuração permitindo avaliar a amplamente as funcionalidades da implementação.

Os resultados dos testes demonstram que a implementação pode ser utilizada como referência, pois executa corretamente os processos especificados para a camada física do padrão ISDB-T_B.

Capítulo 5

Conclusões

As emissoras brasileiras utilizam o sistema ISDB-T_B comercialmente desde 2 de dezembro de 2007 para fornecer o serviço de radiodifusão aberta de TV Digital. Estima-se que este sistema seja utilizado por um período de três a quatro décadas para esta finalidade. Por esta razão, a elaboração de uma dissertação que possa ser utilizada como referência para pesquisas e implementações futuras consiste em um objeto de interesse acadêmico e prático. Este trabalho forneceu um conjunto de informações sobre o subsistema de transmissão do padrão ISDB-T_B:

- Expressões que permitem identificar a influência dos parâmetros de configuração sobre a vazão das camadas hierárquicas: apresentou-se neste trabalho o desenvolvimento das expressões que permitem calcular a taxa de bits a partir dos principais parâmetros que governam o sistema.

- Detalhes do funcionamento dos blocos do diagrama: descreveu-se com detalhes o processamento executado por cada bloco do diagrama, apresentando as razões para seu uso.

- Modelo de referência: apresentou-se uma implementação em software com funções que executam os processamentos de cada bloco do diagrama. Os procedimentos lógicos das funções foram ilustrados com fluxogramas com o objetivo de facilitar a compreensão. Os códigos da implementação foram fornecidos em anexo. Os resultados dos testes com equipamentos de laboratórios comprovaram que o simulador pode ser utilizado como uma re-

ferência para, por exemplo gerar as formas de onda de um sinal de TV Digital podendo ser empregadas em análises de novos dispositivos e processos de transmissão e recepção.

Os resultados alcançados permitem novas perspectivas de trabalhos futuros tanto no aspecto acadêmico quanto no prático, onde as principais são:

- desenvolver uma implementação em hardware do subsistema de transmissão utilizando dispositivos lógicos programáveis;
- realizar análises do comportamento do sinal gerado pela implementação deste trabalho em novos modelos de canais;
- desenvolver uma implementação em software que execute os processamentos do subsistema de recepção;
- propor novos processos de recepção utilizando o sinal gerado pela implementação deste trabalho.

Anexo A

Tabelas complementares

A.1 Taxa útil de dados em um segmento

Tabela A.1: *Taxa útil de dados em um segmento.*

Modulação	Código interno	Taxa de dados			
		1/4	1/8	1/16	1/32
DQPSK	1/2	280,85	312,06	330,42	340,43
	2/3	374,47	416,08	440,56	453,91
	3/4	421,28	468,09	495,63	510,65
QPSK	5/6	468,09	520,10	550,70	567,39
	7/8	491,50	546,11	578,23	595,76
16-QAM	1/2	561,71	624,13	660,84	680,87
	2/3	748,95	832,17	881,12	907,82
	3/4	842,57	936,19	991,26	1021,30
	5/6	936,19	1040,21	1101,40	1134,78
	7/8	983,00	1092,22	1156,47	1191,52
64-QAM	1/2	842,57	936,19	991,26	1021,30
	2/3	1123,43	1248,26	1321,68	1361,74
	3/4	1263,86	1404,29	1486,90	1531,95
	5/6	1404,29	1560,32	1652,11	1702,17
	7/8	1474,50	1638,34	1734,71	1787,28

A.2 Tabelas de Aleatorização

Tabela A.2: *Aleatorização das portadoras no modo 2.*

Antes	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Depois	98	35	67	116	135	17	5	93	73	168	54	143	43	74	165	48
Antes	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
Depois	37	69	154	150	107	76	176	79	175	36	28	78	47	128	94	163
Antes	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
Depois	184	72	142	2	86	14	130	151	114	68	46	183	122	112	180	42
Antes	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63
Depois	105	97	33	134	177	84	170	45	187	38	167	10	189	51	117	156
Antes	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79
Depois	161	25	89	125	139	24	19	57	71	39	77	191	88	85	0	162
Antes	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95
Depois	181	113	140	61	75	82	101	174	118	20	136	3	121	190	120	92
Antes	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111
Depois	160	52	153	127	65	60	133	147	131	87	22	58	100	111	141	83
Antes	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126	127
Depois	49	132	12	155	146	102	164	66	1	62	178	15	182	96	80	119
Antes	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143
Depois	23	6	166	56	99	123	138	137	21	145	185	18	70	129	95	90
Antes	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159
Depois	149	109	124	50	11	152	4	31	172	40	13	32	55	159	41	8
Antes	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175
Depois	7	144	16	26	173	81	44	103	64	9	30	157	126	179	148	63
Antes	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191
Depois	188	171	106	104	158	115	34	186	29	108	53	91	169	110	27	59

Tabela A.3: *Aleatorização das portadoras no modo 3.*

Antes	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Depois	62	13	371	11	285	336	365	220	226	92	56	46	120	175	298	352
Antes	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
Depois	172	235	53	164	368	187	125	82	5	45	173	258	135	182	141	273
Antes	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
Depois	126	264	286	88	233	61	249	367	310	179	155	57	123	208	14	227
Antes	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63
Depois	100	311	205	79	184	185	328	77	115	277	112	20	199	178	143	152
Antes	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79
Depois	215	204	139	234	358	192	309	183	81	129	256	314	101	43	261	324
Antes	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95
Depois	142	157	90	214	102	29	303	363	361	31	22	52	305	301	293	177
Antes	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111
Depois	116	296	85	196	191	114	58	198	16	167	145	119	245	113	295	193
Antes	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126	127
Depois	232	17	108	283	246	64	237	189	128	373	302	320	239	335	356	39
Antes	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143
Depois	347	351	73	158	276	243	99	38	287	3	330	153	315	117	289	213
Antes	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159
Depois	210	149	383	337	339	151	241	321	217	30	334	161	322	49	176	359
Antes	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175
Depois	12	346	60	28	229	265	288	225	382	59	181	170	319	341	86	251
Antes	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191
Depois	133	344	361	109	44	369	268	257	323	55	317	381	121	360	260	275
Antes	192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207
Depois	190	19	63	18	248	9	240	211	150	230	332	231	71	255	350	355
Antes	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223
Depois	83	87	154	218	138	269	348	130	160	278	377	216	236	308	223	254
Antes	224	225	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239
Depois	25	98	300	201	137	219	36	325	124	66	353	169	21	35	107	50
Antes	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250	251	252	253	254	255
Depois	106	333	326	262	252	271	263	372	136	0	366	206	159	122	188	6
Antes	256	257	258	259	260	261	262	263	264	265	266	267	268	269	270	271
Depois	284	96	26	200	197	186	345	340	349	103	84	228	212	2	67	318
Antes	272	273	274	275	276	277	278	279	280	281	282	283	284	285	286	287
Depois	1	74	342	166	194	33	68	267	111	118	140	195	105	202	291	259
Antes	288	289	290	291	292	293	294	295	296	297	298	299	300	301	302	303
Depois	23	171	65	281	24	165	8	94	222	331	34	238	364	376	266	89

Antes	304	305	306	307	308	309	310	311	312	313	314	315	316	317	318	319
Depois	80	253	163	280	247	4	362	379	290	279	54	78	180	72	316	282
Antes	320	321	322	323	324	325	326	327	328	329	330	331	332	333	334	335
Depois	131	207	343	370	306	221	132	7	148	299	168	224	48	47	357	313
Antes	336	337	338	339	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349	350	351
Depois	75	104	70	147	40	110	374	69	146	37	375	354	174	41	32	304
Antes	352	353	354	355	356	357	358	359	360	361	362	363	364	365	366	367
Depois	307	312	15	272	134	242	203	209	380	162	297	327	10	93	42	250
Antes	368	369	370	371	372	373	374	375	376	377	378	379	380	381	382	383
Depois	156	338	292	144	378	294	329	127	270	76	95	91	244	274	27	51

A.3 Tabelas das posições das portadoras usadas na formação do Quadro OFDM

As tabelas seguintes apresentam as posições de inserção das portadoras AC_1 e AC_2 nos modos 2 e 3, respectivamente.

Tabela A.4: *Arranjo das portadoras AC_1 e AC_2 no modo 2.*

Nº do segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC_{1_1}	10	61	20	35	4	8	98	53	11	74	76	40	7
AC_{1_2}	28	100	40	79	89	64	101	83	101	100	97	89	89
AC_{1_3}	161	119	182	184	148	115	118	169	128	143	112	116	206
AC_{1_4}	191	209	208	205	197	197	136	208	148	187	197	172	209
AC_{2_1}	3	29	23	3	13	36	10	3	28	30	5	72	25
AC_{2_2}	45	41	63	72	93	48	30	15	45	81	18	95	30
AC_{2_3}	59	84	85	85	98	52	55	40	81	92	57	100	42
AC_{2_4}	77	93	105	89	102	74	81	58	91	103	92	105	104
AC_{2_5}	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108
AC_{2_6}	111	136	138	113	180	133	111	137	131	111	121	144	118
AC_{2_7}	123	153	189	126	203	138	153	149	171	180	201	156	138
AC_{2_8}	148	189	200	165	208	150	167	192	193	193	206	160	163
AC_{2_9}	166	199	211	200	213	212	185	201	213	197	210	182	189

Tabela A.5: *Arranjo das portadoras AC_1 e AC_2 no modo 3.*

Nº do segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC_{1_1}	10	20	4	98	11	76	7	61	35	8	53	74	40
AC_{1_2}	28	40	89	101	101	97	89	100	79	64	83	100	89
AC_{1_3}	161	182	148	118	128	112	206	119	184	115	169	143	116
AC_{1_4}	191	208	197	136	148	197	209	209	205	197	208	187	172
AC_{1_5}	277	251	224	269	290	256	226	236	220	314	227	292	223
AC_{1_6}	316	295	280	299	316	305	244	256	305	317	317	313	305
AC_{1_7}	335	400	331	385	359	332	377	398	364	334	344	328	422
AC_{1_8}	425	421	413	424	403	388	407	424	413	352	364	413	425
AC_{2_1}	3	23	13	10	28	5	25	29	3	36	3	30	72
AC_{2_2}	45	63	93	30	45	18	30	41	72	48	15	81	95
AC_{2_3}	59	85	98	55	81	57	42	84	85	52	40	92	100
AC_{2_4}	77	105	102	81	91	92	104	93	89	74	58	103	105
AC_{2_5}	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108
AC_{2_6}	111	138	180	111	131	121	118	136	113	133	137	111	144
AC_{2_7}	123	189	203	153	171	201	138	153	126	138	149	180	156
AC_{2_8}	148	200	208	167	193	206	163	189	165	150	192	193	160
AC_{2_9}	166	211	213	185	213	210	189	199	200	212	201	197	182
AC_{2_10}	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216
AC_{2_11}	245	219	252	219	246	288	219	239	229	226	244	221	241
AC_{2_12}	257	288	264	231	297	311	261	279	309	246	261	234	246
AC_{2_13}	300	301	268	256	308	316	275	301	314	271	297	273	258
AC_{2_14}	309	305	290	274	319	321	293	321	318	297	307	308	320
AC_{2_15}	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324
AC_{2_16}	352	329	349	353	327	360	327	354	396	327	347	337	334
AC_{2_17}	369	342	354	365	396	372	339	405	419	369	387	417	354
AC_{2_18}	405	381	366	408	409	376	364	416	424	383	409	422	379
AC_{2_19}	415	416	428	417	413	398	382	427	429	401	429	426	405

As tabelas seguintes apresentam as posições de inserção das portadoras TMCC para modulação diferencial nos modos 2 e 3, respectivamente.

Tabela A.6: *Arranjo das portadoras TMCC para modulação diferencial no modo 2.*

Nº do segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
$TMCC_{_1}$	13	4	10	49	16	78	23	25	36	7	31	5	34
$TMCC_{_2}$	50	7	28	61	30	82	37	63	48	25	39	10	48
$TMCC_{_3}$	70	17	44	96	37	85	51	73	55	47	47	21	54
$TMCC_{_4}$	83	51	47	99	74	98	68	80	59	60	65	44	70
$TMCC_{_5}$	87	71	54	104	83	102	105	93	86	87	72	61	101
$TMCC_{_6}$	133	144	115	139	113	142	121	112	118	157	124	186	131
$TMCC_{_7}$	171	156	133	147	118	156	158	115	136	169	138	190	145
$TMCC_{_8}$	181	163	155	155	129	162	178	125	152	204	145	193	159
$TMCC_{_9}$	188	167	168	173	152	178	191	159	155	207	182	206	176
$TMCC_{_10}$	201	194	195	180	169	209	195	179	162	212	191	210	213

Tabela A.7: *Arranjo das portadoras TMCC para modulação diferencial no modo 3.*

Nº do segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
$TMCC_{_1}$	13	10	16	23	36	31	34	4	49	78	25	7	5
$TMCC_{_2}$	50	28	30	37	48	39	48	7	61	82	63	25	10
$TMCC_{_3}$	70	44	37	51	55	47	54	17	96	85	73	47	21
$TMCC_{_4}$	83	47	74	68	59	65	70	51	99	98	80	60	44
$TMCC_{_5}$	87	54	83	105	86	72	101	71	104	102	93	87	61
$TMCC_{_6}$	133	115	113	121	118	124	131	144	139	142	112	157	186
$TMCC_{_7}$	171	133	118	158	136	138	145	156	147	156	115	169	190
$TMCC_{_8}$	181	155	129	178	152	145	159	163	155	162	125	204	193
$TMCC_{_9}$	188	168	152	191	155	182	176	167	173	178	159	207	206
$TMCC_{_10}$	201	195	169	195	162	191	213	194	180	209	179	212	210
$TMCC_{_11}$	220	265	294	241	223	221	229	226	232	239	252	247	250
$TMCC_{_12}$	223	277	298	279	241	226	266	244	246	253	264	255	264
$TMCC_{_13}$	233	312	301	289	263	237	286	260	253	267	271	263	270
$TMCC_{_14}$	267	315	314	296	276	260	299	263	290	284	275	281	286
$TMCC_{_15}$	287	320	318	309	303	277	303	270	299	321	302	288	317
$TMCC_{_16}$	360	355	358	328	373	402	349	331	329	337	334	340	347
$TMCC_{_17}$	372	363	372	331	385	406	387	349	334	374	352	254	361
$TMCC_{_18}$	379	371	378	341	420	409	397	371	345	394	368	361	375
$TMCC_{_19}$	383	389	394	375	423	422	404	384	368	407	371	398	392
$TMCC_{_20}$	410	396	425	395	428	426	417	411	385	411	378	407	429

As tabelas seguintes apresentam as posições de inserção das portadoras TMCC para modulação coerente nos modos 2 e 3, respectivamente.

Tabela A.8: *Arranjo das portadoras TMCC usando modulação coerente no modo 2.*

Nº do segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
$TMCC_{-1}$	70	17	44	49	83	85	23	25	86	47	31	61	101
$TMCC_{-2}$	133	194	155	139	169	209	178	125	152	157	191	193	131

Tabela A.9: *Arranjo das portadoras TMCC usando modulação coerente no modo 3.*

Nº do segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
$TMCC_{-1}$	70	44	83	23	86	31	101	17	49	85	25	47	61
$TMCC_{-2}$	133	155	169	178	152	191	131	194	139	209	125	157	193
$TMCC_{-3}$	233	265	301	241	263	277	286	260	299	239	302	247	317
$TMCC_{-4}$	410	355	425	341	373	409	349	371	385	394	368	407	347

Anexo B

Código da implementação em software

Os códigos criados para executar as etapas macro contendo as funções de cada bloco do diagrama e as formas de onda utilizadas nos quatro cenários de testes estão presentes num DVD fornecido juntamente com este trabalho.

Anexo C

Artigos referentes à dissertação

C.1 Artigos publicados

- PAIVA, Marcelo Carneiro de; FERREIRA, Juliano silveira; MENDES, Luciano Leonel. Soluções de simulação e implementação em FPGA de um modulador ISDB-T_B. In: SBrT'08 - XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2008, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

- PAIVA, Marcelo Carneiro de; MENDES, Luciano Leonel. Uma solução de implementação em software de um modulador ISDB-T_B. In: SIMTVD - 1º Simpósio Internacional de TV Digital, 2009, Bauru, SP, Brasil.

Referências Bibliográficas

[1] IBGE PNAD 2008, *Pesquisa Nacional por Amostragem de Domicílios 2008*. Disponível em: www.ibge.gov.br

[2] GROB, Bernard. *Televisão e sistema de vídeo*, Editora Guanabara2, 1998.

[3] SUKYS, Francisco; SENATORI, B. Nelson. *Introdução à televisão e ao sistema PAL-M*. Editora Guanabara2, 1987.

[4] Revista Mackenzie de Engenharia Elétrica e Computação, Ano 5, nº 5, 2004.

[5] A/53, *ATSC Digital Television Standard* ATSC Digital Television Standard, Parts 1 - 6, 2007.

[6] ETSI EN 300 744 V1.6.1, *Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television* ETSI European Standard 300 744,

[7] ARIB STD-B31:2001, *Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting*. ARIB Standard B31, version 1.6, 2001.

[8] *Considerações sobre o relatório final da SET/ABERT para definição do padrão de televisão digital no Brasil* Departamento de Comunicações da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas - Unicamp

[9] *Carta pública encaminhada ao presidente da ANATEL pelo ATSC*. Robert K. Graves, ATSC Chairman

[10] *Carta pública encaminhada ao presidente da ANATEL pela Zenith Electronics*. Richard Lewis, Senior Research and Development Vice-President

[11] EBU Tech 3300, The Middleware Report *System integration in broadcast enviroments* EBO Tech 3300 - E, 2005.

[12] ABNT NBR 15602-1:2007, *Televisão digital terrestre - Codificação de vídeo, áudio e multiplexação Parte 1: Codificação de vídeo*. ABNT, primeira edição Novembro 2007.

[13] Ginga. Disponível em: www.ginga.org.br

[14] NCL. Disponível em: www.ncl.org.br

[15] ABNT NBR 15606:2009, *Televisão digital terrestre - Codificação de dados e especificações de transmissão para radiodifusão digital Partes 1 a 5*. ABNT, 2008.

[16] ISO/IEC 14496-10:2005, *Information technology – Coding of audio-visual objects – Part 10: Advanced Video Coding* ISO/IEC 14496-10,2005

[17] Disponível em: http://www.telaviva.com.br/News.asp?ID=145295

[18] Disponível em: http://www.telaviva.com.br/News.asp?ID=148655

[19] ABNT NBR 15601:2007, *Televisão digital terrestre - Sistema de transmissão*. ABNT, primeira edição Novembro 2007.

[20] Disponível em: http://www.mathworks.com/products/matlab/

[21] Rohde&Schwarz, R&S SMU200A - Vector Signal Generator, Manual, 2004.

[22] Anritsu, MS8901A - Digital Broadcast Signal Analyzer, Operation Manual vol.1 e vol.2, março 2006.

[23] B. Sklar, *Digital Communications, Fundamentals and Applications*. Editora Prentice Hall PTR, 2001.

[24] S. Haykin, *Communications Systems*. Editora John Wiley, 2001.

[25] ABNT NBR 15602-3:2007, *Televisão digital terrestre - Codificação de vídeo, áudio e multiplexação Parte 3: Sistemas de multiplexação de sinais*. ABNT, primeira edição Novembro 2007.

[26] A. R. Bahai and B. R. Saltzberg, *Multi-Carrier Digital Communications - Theory and Applications of OFDM*, Kluwer Academic, 1999.

[27] L. Hanzo, M. Münster, B. J. Choi, T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*, 2003.

[28] D. A. Guimarães e G. G. R. Gomes, *Caracterização de Canal para o MI-SBTVD*. Revista Telecomunicações, Vol. 9, No. 1, pp. 32-45: Inatel. Santa Rita do Sapucaí, MG, 2006

[29] S. Lin and D. J. Costello, Jr., *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*. second edition, Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ, 2004

[30] L. L. Mendes - *Desempenho de Sistemas OFDM para Radiodifusão em Canais Móveis*. Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas, São Paulo, 2007.

[31] ITU CCIT O.151 (10/92), *Specifications of Measuring Equipment: Error performance measuring equipment operating at the primary rate and above*. ITU CCIT Recomendation O.151, 1992.

[32] Anritsu, MX890110A - ISDB-T Field Measurement Software, Operation Manual, março 2006.

[33] Anritsu, MX890120A - ISDB-T Signal Analysis Software, Operation Manual, março 2006.

[34] Rohde&Schwarz, IQWizard - IQ-Signal Measurement & Conversion, Application Note, 2004.

[35] Rohde&Schwarz, WinIQSim - Software WinIQSim for Calculating I/Q Signals for Modulation Generator R&S AMIQ, Software Manual.

[36] ETSI ETR 290, *Digital Video Broadcasting (DVB): Measurement guidelines for DVB systems*. ETSI Technical Report 290, 1997.

[37] SET/ABERT, *Testes em Sistema de TV Digital - Relatório Final*, ANATEL,2000.