



Universidade Estadual de Campinas  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação  
Departamento de Comunicações



# CONTRIBUIÇÕES PARA DISTRIBUIÇÃO, MODULAÇÃO E DEMODULAÇÃO DO SISTEMA DE TV DIGITAL ISDB-Tb

**Autor: Cristiano Akamine**

Orientador: Prof. Dr. Yuzo Iano

**Tese de Doutorado** apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Telecomunicações e Telemática.**

Banca Examinadora

Prof. Dr. Yuzo Iano — Decom/Feec/Unicamp

Prof. Dr. Fernando Toshinori Sakane — ITA - São José dos Campos

Prof. Dr. Marcelo Knörich Zuffo — Poli/USP - São Paulo

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes — Decom/Feec/Unicamp

Prof. Dr. Luiz César Martini — Decom/Feec/Unicamp

Campinas - SP

08/06/2011

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

Ak14c Akamine, Cristiano  
Contribuições para distribuição, modulação e  
demodulação do sistema de TV digital ISDB-TB /  
Cristiano Akamine. --Campinas, SP: [s.n.], 2011.  
  
Orientador: Yuzo Iano.  
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação.  
  
1. Televisão digital. 2. Comunicação digital. 3.  
Multiplexação. 4. Televisão - Transmissores e  
transmissão. 5. Televisão - Receptores e recepção. I.  
Iano, Yuzo. II. Universidade Estadual de Campinas.  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III.  
Título.

Título em Inglês: Contributions for distribution, modulation and demodulation of  
ISDB-TB digital TV system

Palavras-chave em Inglês: Digital TV, Digital communication, Multiplexing,  
Television - Transmitters and transmission, Television  
- Receivers and reception

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Fernando Toshinori Sakane, Marcelo Knörich Zuffo, Dalton  
Soares Arantes, Luiz César Martini

Data da defesa: 08-06-2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

**Candidato:** Cristiano Akamine

**Data da Defesa:** 8 de junho de 2011

**Título da Tese:** "Contribuições para Distribuição, Modulação e Demodulação do Sistema de TV Digital ISDB-TB"

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

Prof. Dr. Fernando Toshinori Sakane: \_\_\_\_\_

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

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

Prof. Dr. Luiz César Martini: \_\_\_\_\_





# Resumo

Este trabalho apresenta contribuições para o sistema brasileiro de TV digital. Considera-se a incompatibilidade do BTS (*Broadcast Transport Stream*) com os sistemas de distribuição de TV digital existentes e a dificuldade de implementação do modulador e demodulador ISDB-T<sub>B</sub>. Em primeiro lugar um algoritmo inovador capaz de realizar a compressão e adaptação do BTS tornando-o compatível com a maioria dos equipamentos comerciais do sistema DVB, é proposto. Em seguida, um detalhamento do funcionamento do modulador e demodulador é realizado utilizando-se expressões matemáticas e resultados obtidos em simulações computacionais. A partir do BTS, foi desenvolvido um simulador do modulador capaz de monitorar a entrada e saída de todos os blocos de processamento. No último estágio, vetores de RF são criados e podem ser utilizados em simulações computacionais e geradores de forma de onda arbitrária. Utilizando vetores de RF de emissoras de TV, foi desenvolvido um simulador do demodulador ISDB-T<sub>B</sub>. Esse simulador realiza as operações de sincronismo, estimação de canal, demodulação e decodificação de canal. Além disso, monitores da relação sinal ruído, constelação, resposta em frequência, perfil de atraso e taxa de erro de *bits* são utilizados para monitorar a reconstrução do BTS.

**Palavras-chave:** *televisão digital, ISDB-T<sub>B</sub>, BTS, re-multiplexação, modulação, demodulação*



# Abstract

This paper presents contributions to the Brazilian digital TV system. It considers the incompatibility of (BTS) Broadcast Transport Stream with the existing digital TV distribution systems. The difficulty of implementation of the ISDB-T<sub>B</sub> modulator and demodulator are also taken into account. Firstly, an innovative algorithm able to compress and adapt the BTS in order to make it compatible with most DVB commercial equipment is implemented. Then, the detailed operation of the modulator and demodulator are obtained using mathematical expressions and results from computer simulations. Using the BTS, it has been developed a simulator capable of monitoring the modulation input and output of all processing blocks. In the last stage, the RF vectors are created and can be used on computer simulations and arbitrary waveform generators. Using RF vectors of TV stations, an ISDB-T<sub>B</sub> demodulator simulator was developed. This simulator performs the operations of synchronization, channel estimation, demodulation and channel decoding. In addition, monitors of signal to noise ratio, constellation, frequency response, delay profile and bit error rate are used to monitor the reconstruction of the BTS.

**Keywords:** *digital tv, ISDB-T<sub>B</sub>, BTS, re-multiplex, modulation, demodulation*



*A Deus acima de tudo.*

*A meus pais, Kasuiyoshi Akamine em memória e Maria de Lourdes Silva Akamine, por sua lição de vida, amor, trabalho e dedicação.*



# Agradecimentos

Ao meu orientador, Professor Dr. Yuzo Iano pelas suas importantes contribuições, dedicação, paciência e ajuda.

Aos membros da banca examinadora pelos comentários e sugestões.

Ao corpo docente da FEEC, pelo aprendizado.

A todos os meus amigos e colegas da Unicamp que me ajudaram, incentivaram e compartilharam continuamente desta conquista.

Ao Prof. Ms. Carlos Eduardo da Silva Dantas em memória, que me inspirou e sempre me ajudou nos momentos mais difíceis.

Ao Prof. Dr. Fujio Yamada em memória, que sempre me incentivou e motivou a terminar este trabalho.

Ao Prof. Dr. Gunnar Bedicks Jr., Coordenador do Laboratório de TV Digital da Escola de Engenharia Mackenzie pelo incentivo, contribuições e autorização de uso de equipamentos e vetores RF para elaboração deste trabalho.

Ao Renato de Mendonça Maroja do Laboratório de TV Digital da Escola de Engenharia Mackenzie pelas contribuições, ajuda e revisão deste trabalho.

Ao Gustavo de Melo Valeira do Laboratório de TV Digital da Escola de Engenharia Mackenzie pelo suporte nas simulações e testes de laboratório.

Ao Prof. Dr. Rangel Arthur da Faculdade de Tecnologia da Unicamp pelas sugestões e ajuda.

Aos Professores Francisco Sukys, Dr. Edson Lemos Horta e amigos do Laboratório de TV Digital da Escola de Engenharia Mackenzie.

À Universidade Presbiteriana Mackenzie e Instituto Presbiteriano Mackenzie.

A NHK *Science and Technology Research Laboratories* (STRL).

A Financiadora de Estudos Especiais (FINEP).

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (Fapesp).

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

Ao programa Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Tecnologias Digitais para Informação e Comunicação (CTIC).

A Rede Nacional de Ensino e Pesquisa (RNP).





# Agradecimentos

Ao programa CAPES RH-TVD da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior tanto pelo apoio financeiro quanto pelo incentivo acadêmico para que este trabalho pudesse ser realizado.



# Sumário

<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>XIX</b>
<b>LISTA DE TABELAS .....</b>	<b>XXV</b>
<b>LISTA DE ABREVIACÕES .....</b>	<b>XXVII</b>
<b>CAPÍTULO 1 .....</b>	<b>1</b>
<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1 SISTEMA BRASILEIRO DE TELEVISÃO DIGITAL .....	1
1.2 OBJETIVOS .....	3
<b>CAPÍTULO 2 .....</b>	<b>5</b>
<b>ADAPTADOR TS/BTS .....</b>	<b>5</b>
2.1 INTRODUÇÃO .....	5
2.2 CAMADA FÍSICA .....	6
2.2.1 Vídeo Digital SDI e HD-SDI.....	6
2.2.2 Áudio Digital AES/EBU.....	6
2.2.3 Vídeo Digital com Áudio Digital Incorporado.....	7
2.3 SISTEMA DE COMPRESSÃO DE ÁUDIO E VÍDEO.....	7
2.3.1 Interface física do Transport Stream.....	10
2.4 MULTIPLEXAÇÃO.....	10
2.4.1 Tabelas do sistema de informação .....	11
2.5 RE-MULTIPLEXAÇÃO.....	12
2.5.1 Descritor NSI .....	15
2.6 ARQUITETURAS PARA SFN.....	16

2.7	SFN COM ADAPTAÇÃO DO TS/BTS.....	19
2.7.1	Adaptador TS.....	19
2.7.2	Adaptador BTS.....	24
2.8	TESTES REALIZADOS.....	25
2.9	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	28
	CAPÍTULO 3.....	29
	<b>MODULAÇÃO ISDB-T<sub>B</sub>.....</b>	<b>29</b>
3.1	INTRODUÇÃO.....	29
3.2	CODIFICADOR DE CANAL.....	31
3.2.1	Separador de Camadas.....	32
3.2.2	Reed Solomon.....	32
3.2.3	Dispersor de Energia.....	34
3.2.4	Entrelaçador de byte.....	35
3.2.5	Codificador Convolutacional.....	37
3.2.6	Entrelaçador de bit.....	39
3.3	MODULAÇÃO.....	40
3.3.1	Combinador de Camadas.....	41
3.3.2	Entrelaçador Temporal.....	41
3.3.3	Entrelaçador em Frequência.....	43
3.3.4	Mapeador e Ajuste do Espectro.....	47
3.3.5	Adaptação de Quadro OFDM.....	49
3.3.6	Modulação OFDM.....	53
3.3.7	Intervalo de Guarda.....	54
3.3.8	Filtro Passa Baixas.....	55
3.3.9	Taxa de Transmissão.....	56
3.4	SIMULADOR DE CANAL.....	57
3.5	TESTES.....	58
3.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	60
	CAPÍTULO 4.....	63
	<b>DEMODULADOR ISDB-T<sub>B</sub>.....</b>	<b>63</b>

4.1	INTRODUÇÃO .....	63
4.2	SISTEMA DE CAPTURA DE RF .....	64
4.3	DEMULADOR ISDB-T <sub>B</sub> .....	65
4.3.1	Demodulação em Quadratura .....	66
4.3.2	Re-amostragem .....	68
4.3.3	Sincronismo .....	69
4.3.4	Sincronismo da Frequência de Amostragem.....	75
4.3.5	Sincronismo de quadro OFDM e pilotos espalhadas .....	77
4.3.6	Estimador de canal .....	79
4.3.7	Desentrelaçador em Frequência .....	84
4.3.8	Desentrelaçador Temporal .....	86
4.4	DECODIFICAÇÃO DE CANAL .....	87
4.4.1	Demodulação M-ário QAM .....	87
4.4.2	Desentrelaçador de bit .....	92
4.4.3	Depuncionamento .....	93
4.4.4	Viterbi .....	94
4.4.5	Desentrelaçador de byte .....	98
4.4.6	Concentrador de Energia.....	99
4.4.7	Reed Solomon.....	99
4.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	103
CAPÍTULO 5 .....		105
<b>TESTES DE CAMPO .....</b>		<b>105</b>
5.1	INTRODUÇÃO .....	105
5.2	ANÁLISE DOS RESULTADOS.....	107
5.2.1	Primeiro Raio.....	110
5.2.2	Segundo Raio.....	116
5.2.3	Terceiro Raio.....	122
5.2.4	Quarto Raio.....	128
5.2.5	Quinto Raio.....	134
5.2.6	Sexto Raio.....	140

---

5.2.7	Sétimo Raio .....	147
5.2.8	Oitavo Raio .....	154
5.2.9	Nono Raio .....	161
5.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	168
<b>CONCLUSÕES.....</b>		<b>169</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>		<b>173</b>
<b>APÊNDICE A .....</b>		<b>179</b>
<b>ARTIGOS PUBLICADOS .....</b>		<b>179</b>

# Lista de Figuras

Figura 1.1 - Sistema de transmissão ISDB-T <sub>B</sub> .....	3
Figura 2.1 - Diagrama básico de um codificador de áudio e vídeo.....	8
Figura 2.2 - Representação da montagem do <i>transport stream</i> .....	9
Figura 2.3 - Representação do <i>transport stream</i> .....	9
Figura 2.4 - Sistema de multiplexação ISDB-T <sub>B</sub> .....	11
Figura 2.5 - Estrutura do re-multiplexador.....	13
Figura 2.6 - Quadro BTS na saída do re-multiplexador.....	14
Figura 2.7 - Identificação de parâmetros do IIP.....	15
Figura 2.8 - Rede de frequência única usando a distribuição de FI.....	17
Figura 2.9 - Rede de frequência única com distribuição do TS.....	18
Figura 2.10 - Rede de frequência única usando cancelador de ecos.....	19
Figura 2.11 - Rede de frequência única com adaptador TS/BTS.....	20
Figura 2.12 - Arquitetura do adaptador TS ( <i>Detector-Detector</i> ; <i>Remapper-Remapeador</i> ; <i>Trash-Lixeira</i> ; <i>Packet-Pacote</i> ; <i>Adaptation-Adaptação</i> ; <i>Layer Error-Camada de Erro</i> ; <i>Setting data-Ajuste dados</i> ; <i>Bit Rate-Taxa de bits</i> ).....	20
Figura 2.13 - Exemplo da tabela PID <i>Layer Information</i> .....	22
Figura 2.14 - Arquitetura do adaptador BTS ( <i>Detector-Detector</i> ; <i>Adaptation-Adaptação</i> ; <i>Bit Rate-taxa de bits</i> ; <i>Stored-Armazenado</i> ; <i>Remapper-Remapeador</i> ; <i>Frame-Quadro</i> ; <i>Error-Erro</i> ; <i>Position-Posição</i> ; <i>layer-camada</i> ).....	25
Figura 2.15 - Diagrama de interconexão dos equipamentos.....	26
Figura 2.16 - Taxas de <i>bit</i> utilizadas para diversas configurações.....	26
Figura 3.1 - Diagrama simplificado do modulador.....	30
Figura 3.2 - Tela de configuração do simulador ISDB-T <sub>B</sub> .....	30
Figura 3.3 - Parâmetros de modulação extraídos do IIP.....	31
Figura 3.4 - Diagrama do estágio de codificação de canal.....	32
Figura 3.5 - TSP da camada A.....	32
Figura 3.6 - TSP da camada A na saída do codificador RS.....	34
Figura 3.7 - Circuito do dispersor de energia.....	35
Figura 3.8 - TSP da camada A na saída do dispersor de energia.....	35
Figura 3.9 - Entrelaçador de <i>byte</i> .....	36
Figura 3.10 - TSP na saída do entrelaçador de <i>byte</i> .....	37
Figura 3.11 - Codificador convolucional (2,1,6) de taxa 1/2.....	38
Figura 3.12 - Diagrama do entrelaçador de <i>bit</i> : (a) Modulação QPSK, (b) Modulação 16-QAM, (c) Modulação 64-QAM.....	40
Figura 3.13 - Diagrama do estágio de modulação.....	40
Figura 3.14 - Entrelaçador temporal.....	42
Figura 3.15 - Gráfico de dispersão do entrelaçador temporal no modo 3 (8k).....	43

Figura 3.16 - Diagrama do entrelaçamento em frequência.....	43
Figura 3.17 - Gráfico de dispersão do entrelaçamento entre segmentos. ....	44
Figura 3.18 - Gráfico de dispersão da rotação de portadoras dentro de cada segmento. ....	45
Figura 3.19 - Gráfico de dispersão do entrelaçamento aleatório dentro de segmentos.....	45
Figura 3.20 - Gráfico de dispersão resultante do entrelaçamento em frequência. ....	47
Figura 3.21 - Constelação do sistema ISDB-T <sub>B</sub> : (a) QPSK, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM.....	48
Figura 3.22 - Posição dos segmentos utilizados após o ajuste de espectro. ....	49
Figura 3.23 - Estrutura do quadro OFDM para a modulação coerente. ....	50
Figura 3.24 - Gerador PRBS utilizado na modulação BPSK das sub-portadoras SP e CP.....	51
Figura 3.25 - Constelação na saída da adaptação de quadro OFDM. ....	51
Figura 3.26 - Diagrama do modulador OFDM.....	54
Figura 3.27 - Representação do prefixo cíclico do intervalo de guarda.....	55
Figura 3.28 - Espectro em banda base do sinal ISDB-T <sub>B</sub> no Matlab. ....	55
Figura 3.29 - Diagrama de blocos do simulador de canal.....	57
Figura 3.30 - Equipamentos utilizados: (a) Diagrama de conexões, (b) Fotografia do laboratório. ....	58
Figura 3.31 - Espectro em banda passante na saída do gerador de forma de onda arbitrária. ....	59
Figura 3.32 - Medida de taxa de erro de <i>bits</i> antes e depois do RS.....	59
Figura 3.33 - Medida de MER na Camada A.....	60
Figura 3.34 - Medida de MER na Camada B.....	60
Figura 4.1 - Diagrama de blocos do demodulador ISDB-T <sub>B</sub> . ....	64
Figura 4.2 - Diagrama de blocos do esquema de captura de RF.....	64
Figura 4.3 - Espectro em banda passante gravado no RF Capture.....	65
Figura 4.4 - Diagrama de blocos do <i>setup</i> de teste .....	65
Figura 4.5 - Demodulador em quadratura.....	66
Figura 4.6 - Espectro em banda base na saída do misturador.....	67
Figura 4.7 - Espectro em banda base na saída do filtro de quadratura. ....	67
Figura 4.8 - Espectro em banda base na saída do bloco de re-amostragem.....	69
Figura 4.9 - Sequência de Sincronismo. ....	69
Figura 4.10 - Diagrama do máximo correlador normalizado.....	70
Figura 4.11 - Exemplo de deslocamento na saída do correlador. (a) Símbolos OFDM, (b) Valor detectado da janela FFT, (c) Deslocamento da janela FFT. ....	72
Figura 4.12 - Saída do correlador. Quatro símbolos OFDM no modo 3 e razão do intervalo de guarda 1/16. ....	72
Figura 4.13 - Espectro do sinal OFDM e pontos de amostragem com desvio de frequência de $\epsilon f$ .....	74
Figura 4.14 - Estimação do erro de frequência: (a) Saída do correlador, (b) Desvio de frequência estimado. ....	75
Figura 4.15 - Sistema OFDM simplificado. ....	79
Figura 4.16 - Quadro OFDM com portadoras pilotos interpoladas no tempo e frequência.....	80
Figura 4.17 - Interferência por multipercurso sem a presença de ruído interferente. ....	81
Figura 4.18 - Resposta em Frequência: (a) Simulador, (b) Analisador de espectro.....	82
Figura 4.19 - Perfil de atraso: (a) Simulador, (b) Analisador de espectro.....	83
Figura 4.20 - Constelação da camada A: (a) Simulador, (b) Analisador de espectro.....	83
Figura 4.21 - Constelação da camada B: (a) Simulador, (b) Analisador de espectro. ....	84
Figura 4.22 - Gráfico de dispersão do desentrelaçador aleatório. ....	84
Figura 4.23 - Gráfico de dispersão do desentrelaçador entre portadoras.....	85
Figura 4.24 - Gráfico de dispersão do desentrelaçador entre segmentos. ....	86
Figura 4.25 - Desentrelaçador temporal. ....	86



Figura 4.26 - Constelação QPSK: (a) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 0, (b) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 1. ....	88
Figura 4.27 - Constelação 16-QAM: (a) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 0, (b) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 1, (c) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 2, (c) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 3. ....	89
Figura 4.28 - Constelação 64-QAM: (a) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 0, (b) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 1, (c) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 2, (c) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 3, (e) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 4, (f) Limites para decisão da métrica do <i>bit</i> 5. ....	90
Figura 4.29 - Gráfico de quantização utilizado na saída do demapeador. ....	91
Figura 4.30 - Medida da relação sinal ruído. ....	92
Figura 4.31 - Diagrama do desentrelaçador de <i>bit</i> : (a) QPSK, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM. ....	93
Figura 4.32 - Diagrama do depuncionamento. ....	94
Figura 4.33 - Treliça do codificador convolucional. ....	95
Figura 4.34 - Métricas do processo de decodificação do algoritmo <i>Viterbi</i> . ....	96
Figura 4.35 - Taxa de erro de <i>bits</i> x relação sinal ruído na modulação QPSK na saída do decodificador <i>Viterbi</i> para várias taxas de puncionamento. ....	97
Figura 4.36 - Taxa de erro de <i>bits</i> x relação sinal ruído na modulação 16-QAM na saída do decodificador <i>Viterbi</i> para várias taxas de puncionamento. ....	97
Figura 4.37 - Taxa de erro de <i>bits</i> x relação sinal ruído na modulação 64-QAM na saída do decodificador <i>Viterbi</i> para várias taxas de puncionamento. ....	98
Figura 4.38 - Diagrama do desentrelaçador de <i>byte</i> . ....	98
Figura 4.39 - Diagrama do decodificador RS. ....	99
Figura 4.40 - Taxa de erro de <i>bits</i> x relação sinal ruído na modulação QPSK após o decodificador <i>Reed-Solomon</i> para várias taxas de puncionamento do <i>Viterbi</i> . ....	101
Figura 4.41 - Taxa de erro de <i>bits</i> x relação sinal ruído na modulação 16-QAM após o decodificador <i>Reed-Solomon</i> para várias taxas de puncionamento do <i>Viterbi</i> . ....	102
Figura 4.42 - Taxa de erro de <i>bits</i> x relação sinal ruído na modulação 64-QAM após o decodificador <i>Reed-Solomon</i> para várias taxas de puncionamento do <i>Viterbi</i> . ....	102
Figura 4.43 - Taxa de erro de <i>bits</i> na modulação 64-QAM 3/4 sincronizada com a detecção de <i>bytes</i> errados após o decodificador <i>Reed Solomon</i> . ....	103
Figura 5.1 - Distribuição dos locais de teste. ....	106
Figura 5.2 - Unidade de medidas: (a) Vista externa, (b) Vista interna. ....	107
Figura 5.3 - Mapa da região metropolitana com localização e resultado dos testes da emissora A. ....	108
Figura 5.4 - Mapa da região metropolitana com localização e resultado dos testes da emissora B. ....	108
Figura 5.5 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção do primeiro raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	111
Figura 5.6 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS × estado de recepção do primeiro raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	111
Figura 5.7 - Resultados do ponto 1 da emissora A. ....	112
Figura 5.8 - Resultados do ponto 1 da emissora B. ....	113
Figura 5.9 - Resultados do ponto 4 da emissora A. ....	114
Figura 5.10 - Resultados do ponto 4 da emissora B. ....	115
Figura 5.11 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção do segundo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	116

Figura 5.12 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS × estado de recepção do segundo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	116
Figura 5.13 - Resultados do ponto 13 da emissora A. ....	118
Figura 5.14 - Resultados do ponto 13 da emissora B. ....	119
Figura 5.15 - Resultados do ponto 21 da emissora A. ....	120
Figura 5.16 - Resultados do ponto 21 da emissora B. ....	121
Figura 5.17 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × Estado de recepção do terceiro raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	122
Figura 5.18 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS × Estado de recepção do terceiro raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	122
Figura 5.19 - Resultados do ponto 30 da emissora A. ....	124
Figura 5.20 - Resultados do ponto 30 da emissora B. ....	125
Figura 5.21 - Resultados do ponto 31 da emissora A. ....	126
Figura 5.22 - Resultados do ponto 31 da emissora B. ....	127
Figura 5.23 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × Estado de recepção no quarto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	128
Figura 5.24 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS × Estado de recepção do quarto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	128
Figura 5.25 - Resultados do ponto 146 da emissora A. ....	130
Figura 5.26 - Resultados do ponto 146 da emissora B. ....	131
Figura 5.27 - Resultados do ponto 133 da emissora A. ....	132
Figura 5.28 - Resultados do ponto 133 da emissora B. ....	133
Figura 5.29 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção no quinto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	134
Figura 5.30 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS × estado de recepção do quinto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	134
Figura 5.31 - Resultados do ponto 157 da emissora A. ....	136
Figura 5.32 - Resultados do ponto 157 da emissora B. ....	137
Figura 5.33 - Resultados do ponto 163 da emissora A. ....	138
Figura 5.34 - Resultados do ponto 163 da emissora B. ....	139
Figura 5.35 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção no sexto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	140
Figura 5.36 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS × estado de recepção do sexto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	141
Figura 5.37 - Resultados do ponto 57 da emissora A. ....	143
Figura 5.38 - Resultados do ponto 57 da emissora B. ....	144
Figura 5.39 - Resultados do ponto 59 da emissora A. ....	145
Figura 5.40 - Resultados do ponto 59 da emissora B. ....	146

Figura 5.41 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção no sétimo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	147
Figura 5.42 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS × estado de recepção do sétimo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	148
Figura 5.43 - Resultados do ponto 63 da emissora A. ....	150
Figura 5.44 - Resultados do ponto 63 da emissora B. ....	151
Figura 5.45 - Resultados do ponto 74 da emissora A. ....	152
Figura 5.46 - Resultados do ponto 74 da emissora B. ....	153
Figura 5.47 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção no oitavo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	154
Figura 5.48 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS × estado de recepção do oitavo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	155
Figura 5.49 - Resultados do ponto 89 da emissora A. ....	157
Figura 5.50 - Resultados do ponto 89 da emissora B. ....	158
Figura 5.51 - Resultados do ponto 92 da emissora A. ....	159
Figura 5.52 - Resultados do ponto 92 da emissora B. ....	160
Figura 5.53 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	161
Figura 5.54 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS × estado de recepção do oitavo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B. ....	162
Figura 5.55 - Resultados do ponto 114 da emissora A. ....	164
Figura 5.56 - Resultados do ponto 114 da emissora B. ....	165
Figura 5.57 - Resultados do ponto 130 da emissora A. ....	166
Figura 5.58 - Resultados do ponto 130 da emissora B. ....	167



# Lista de Tabelas

TABELA 2.1 - FORMATO DE VÍDEO DE ENTRADA PARA CODIFICAÇÃO .....	6
TABELA 2.2 - RESTRIÇÕES DE MODOS DE CODIFICAÇÃO DE ÁUDIO .....	7
TABELA 2.3 - FORMATOS DE COMPRESSÃO DE ÁUDIO E VÍDEO .....	7
TABELA 2.4 - DESIGNAÇÃO DE PID PARA SI.....	12
TABELA 2.5 - TAXA DE BITS DO BTS .....	12
TABELA 2.6 - NÚMEROS DE TSP INCLUSOS EM UM QUADRO BTS.....	13
TABELA 2.7 - MÁXIMO ATRASO E DISTÂNCIA EM DIFERENTES MODOS DO ISDB-T <sub>B</sub> .....	16
TABELA 2.8 - ESTRUTURA DE DADOS DA TABELA PLI .....	21
TABELA 2.9 - CONFIGURAÇÕES TESTADAS EM 6 MHz .....	27
TABELA 3.1 - INDICADOR DE CAMADA DO CAMPO ISDB INFO.....	32
TABELA 3.2 - VALORES DE PUNIONAMENTO DO CODIFICADOR CONVOLUCIONAL .....	39
TABELA 3.3 - VALOR DE AJUSTE DE ATRASO DO ENTRELAÇADOR DE BIT .....	39
TABELA 3.4 - NÚMERO DE PORTADORAS USADAS NA MODULAÇÃO COERENTE EM UM SEGMENTO .....	41
TABELA 3.5 - PARÂMETROS DO ENTRELAÇADOR TEMPORAL NO MODO 3 (8k) .....	42
TABELA 3.6 - VALORES DO ENTRELAÇADOR ALEATÓRIO .....	46
TABELA 3.7 - VALORES PARA A MODULAÇÃO QPSK .....	47
TABELA 3.8 - FATOR DE NORMALIZAÇÃO DE POTÊNCIA .....	49
TABELA 3.9 - POSIÇÃO DAS PORTADORAS PILOTOS CONTÍNUAS (AC E TMCC) NO MODO 3.....	50
TABELA 3.10 - DESIGNAÇÃO DE BITS PARA A TMCC .....	51
TABELA 3.11 - DEFINIÇÃO DOS BITS DE INFORMAÇÃO DA TMCC .....	52
TABELA 3.12 - VALORES DA MODULAÇÃO BPSK .....	53
TABELA 3.13 - PARÂMETROS DE MODULAÇÃO .....	56



# Lista de Abreviações

1D - Estimação em uma dimensão (frequência)  
1PPS - Um pulso por segundo  
2D - Estimação em duas dimensões (tempo x frequência)  
A/D - Conversão Analógica/Digital  
AC - *Auxiliary Channel*, Portadora do canal auxiliar  
AES - *Audio Engineering Society*, Sociedade de engenharia de áudio  
ASI - *Asynchronous Serial Interface*, Interface serial assíncrona  
ASIC - *Application Specific Integrated Circuits*, Circuitos integrados de aplicações específicas  
ATSC - *Advanced Television System Committee*, Sistema americano de tv digital  
AWGN - *Additive White Gaussian Noise*, Ruído Gaussiano branco aditivo  
BER - *Bit Error Rate*, Taxa de erro de bits  
BPSK - *Binary Phase Shift Keying*, Modulação binária por chaveamento de fase  
BST - *Band Segmented Transmission*, Transmissão com banda segmentada  
BTS - *Broadcast Transport Stream*, Camada de transporte usada entre estúdio e transmissor  
COFDM - *Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex*, OFDM com código corretor de erro  
CP - *Continual Pilot*, Portadora piloto contínua  
DBPSK - *Differential Binary Phase Shift Keying*, Modulação binária diferencial por chaveamento de fase  
DVB-T - *Digital Video Broadcasting-Terrestrial*, Sistema europeu de tv digital  
DFT - *Discrete Fourier Transform*, Transformada discreta de Fourier  
DQPSK - *Differential Quadrature Phase Shift Keying*, Modulação quaternária diferencial por chaveamento de fase  
EBU - *European Broadcasting Union*, União européia de radiodifusão  
EIT - *Event Information Table*, Tabela de informação de eventos  
ES - *Elementary Stream*, Fluxo elementar  
FEC - *Forward Error Correction*, Código corretor de erros  
FFT - *Fast Fourier Transformer*, Algoritmo da transformada rápida de Fourier  
FINEP - Financiadora de Estudos e Projetos  
FPGA - *Field Programmable Gate Array*, Arranjo de portas programável em campo  
GPS - *Global Positioning System*, Sistema de posicionamento global  
H.264 - Padrão de compressão de áudio/vídeo  
HD-SDI - *High Definition - Serial Digital Interface*, Interface serial digital de alta definição  
HDTV - *High Definition Television*, Televisão de alta definição

Hz - Hertz

IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*, Instituto de engenharia elétrica e eletrônica

I,Q - *In Phase, Quadrature*, Componente em fase e quadratura

ICI - *Inter Carrier Interference*, Interferência entre portadoras

IDFT - *Inverse Discrete Fourier Transform*, Transformada inversa discreta de Fourier

IFFT - *Inverse Fast Fourier Transformer*, Algoritmo da transformada rápida inversa de Fourier

IIP - *ISDB-T Information Packets*, Pacotes de informação do ISDB-T

IP - *Internet Protocol*, Protocolo Internet

ISDB-T - *Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial*, Sistema japonês de TV digital terrestre

ISDB-T2 - *Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial version 2*, Segunda geração ISDB-T

ISDB-T<sub>B</sub> - *Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial version B*, Sistema brasileiro de TV digital terrestre

ISDB-Tmm - *Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial mobile multi-media*, Sistema japonês de TV digital terrestre móvel multimídia

ISI - *Inter Symbol Interference*, Interferência entre símbolos

LDPC - *Low-Density Parity-Check*, Código de matriz de paridade de baixa densidade

LDTV - *Low Definition Television*, Televisão de baixa definição

LVDS - *Low Voltage Differential Signalling*, Sinalização de baixa tensão diferencial

MCN – Máximo Correlator Normalizado

MER - *Modulation Error Rate*, Taxa de erro de modulação

MFN - *Multi Frequency Network*, Rede de frequência múltipla

MPEG - *Moving Picture Experts Group*, Padrão de compressão de áudio/vídeo

MCCI - *Modulation Configuration Control Information*, Informação de controle e configuração de modulação

MUX – *Multiplex*, Multiplexador

NSI - *Network Synchronization Information*, Informação de sincronismo de rede

OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplex*, Multiplexação por divisão em frequências ortogonais

PAT - *Program Association Table*, Tabela de associação de programa

PES - *Packetized Elementary Stream*, Empacotamento do fluxo elementar

PID - *Packet Identifier*, Identificação de pacote

PMT - *Program Map Table*, Tabela de mapeamento de programa

PCR - *Program Clock Reference*, Tabela de referência de relógio

PRBS - *Pseudo Random Binary Sequence*, Sequência binária pseudo aleatória

PSI - *Program Specific Information*, tabelas específicas de informação de programa

QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*, Modulação em fase e quadratura

QPSK - *Quadrature Phase Shift Keying*, modulação quaternária por chaveamento de fase

RF - *Radio Frequency*, Frequência de rádio

RMS - *Root Mean Square*, Raiz da média quadrática

RS - *Reed Solomon*

REMUX – *Re-multiplex*, Re-multiplexador

SBTV D - Sistema Brasileiro de TV Digital



SDI - *Serial Digital Interface*, Interface serial digital  
SDTV - *Standard Definition Television*, Televisão com definição padrão  
SDT - *Service Description Table*, Tabela de descrição de serviço  
SI - *System Information*, Sistema de informação  
SFN - *Single Frequency Network*, Rede de frequência única  
SMPTE - *Society of Motion Picture and Television Engineers*, Sociedade de engenharia de televisão e cinema  
STL - *Studio to Transmitter Link*, Enlace entre estúdio e transmissor  
STS - *Synchronization Time Stamp*, Sincronismo de tempo para SFN  
SP - *Scattered Pilot*, Portadoras pilotos espalhadas  
SPI - *Synchronous Parallel Interface*, Interface paralela síncrona  
TOT - *Time Offset Table*, Tabela de referência de tempo  
TMCC - *Transmission and Multiplexing Configuration Control*, Portadoras de controle do ISDB-T  
TS - *Transport Stream*, Camada de transporte  
TSP - *Transport Stream Packet*, Pacote da camada de transporte  
TTL - *Transmitter to Transmitter Link*, Enlace entre transmissor e transmissor



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Sistema Brasileiro de Televisão Digital

Antes da adoção do SBTVD (Sistema Brasileiro de TV Digital) pelo decreto 5820 [1] da Presidência da República em 29 de junho de 2006, inúmeras pesquisas e avaliações de desempenho foram realizadas. As investigações do sistema de TV digital tiveram início na década de 90, quando o Ministério das Comunicações estabeleceu uma comissão assessora para assuntos de televisão chamada de COMTV. A COMTV tinha como objetivo estudar a chamada TV de alta definição e faziam parte a SET (Sociedade de Engenharia de Televisão), ABERT (Associação Brasileira das Emissoras de Rádio e Televisão) e empresas do setor de radiodifusão.

Em 1997, com o início da implantação da TV digital nos Estados Unidos e Europa houve motivação para que o grupo SET/ABERT solicitasse à ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações), licenças experimentais para a transmissão digital da copa do mundo em 1998. Nesse mesmo ano a ANATEL autorizava a realização de testes e nomeava a fundação CPqD (Centro de Pesquisas e Desenvolvimento) para o acompanhamento e supervisão dos testes. Para realização dos testes, foi criado o Laboratório de TV Digital da Escola de Engenharia Mackenzie em parceria com a empresa NEC (*Nippon Electric Company*) do Brasil usando recursos governamentais da lei de informática.

Em 1999, testes comparativos entre os sistemas ATSC (*Advanced Television System Committee*) e DVB-T (*Digital Video Broadcasting – Terrestrial*) foram realizados em laboratório e no campo na cidade de São Paulo. No final de 1999, o sistema ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial*) foi inserido na avaliação e novos testes foram realizados até maio de 2000.

Os resultados obtidos pelo grupo SET/ABERT e Mackenzie [2], [3], indicavam que o sistema ATSC possuía falhas na recepção com multipercurso, que a recepção do sistema DVB-T era afetada por ruído impulsivo e que o sistema ISDB-T superava o ATSC e DVB-T quando submetido ao mesmo canal de comunicação. Tecnicamente, o ISDB-T demonstrou ser superior aos outros sistemas devido à segmentação de banda e ao entrelaçamento temporal, mas possuía um custo relativamente alto quando comparado com o ATSC e DVB-T.

Alguns anos se passaram e em 2003 várias iniciativas fizeram com que o governo brasileiro decidisse propor diretrizes para o desenvolvimento de um sistema nacional de TV digital [4], [5], [6]. Sob a coordenação do CPqD e da FINEP (Financiadora de Estudos e Projetos), foram formados 21 consórcios de pesquisa que ao longo dos anos de 2004 a 2006 forneceram subsídios ao governo brasileiro para a escolha do SBTVD. Neste mesmo período novos testes foram realizados nos sistemas de TV digital [7] indicando uma evolução significativa no desempenho das novas gerações de receptores.

Em junho de 2006, o SBTVD é estabelecido utilizando como referência o sistema de modulação ISDB-T com inovações brasileiras e passa a ser chamado de sistema nipo-brasileiro ou ISDB-T versão B (ISDB-T<sub>B</sub>) [8]. Em novembro de 2006 o fórum SBTVD é criado com o objetivo de estabelecer as especificações técnicas da TV digital brasileira em 8 normas que compreendem: transmissão, codificação, multiplexação, receptores, segurança, *middleware* e canal de interatividade.

Em dezembro de 2007 o ISDB-T<sub>B</sub> entra em operação comercial na cidade de São Paulo e até agora 480 municípios possuem cobertura de TV digital que equivale a 45,53% de domicílios atendidos [9].

Entre 2007 e 2010, testes de desempenho dos sistemas de TV digital foram realizados nas Américas do Sul e Central, Ásia e África Austral resultando na adoção do ISDB-T<sub>B</sub> no Peru,

Argentina, Chile, Venezuela, Equador, Costa Rica, Paraguai, Filipinas, Bolívia e Uruguai. Recentemente, Angola sinaliza a adoção do sistema ISDB-T<sub>B</sub> utilizando 8 MHz de largura de banda.

A Figura 1.1 mostra uma ilustração do sistema ISDB-T<sub>B</sub> composto pelos estágios de codificação fonte, multiplexação/re-multiplexação, distribuição, modulação/transmissão, propagação, recepção/demodulação e decodificação fonte. A validação do sistema ISDB-T<sub>B</sub> foi um grande desafio, mas ainda existem diversas frentes de pesquisas a serem estudadas.

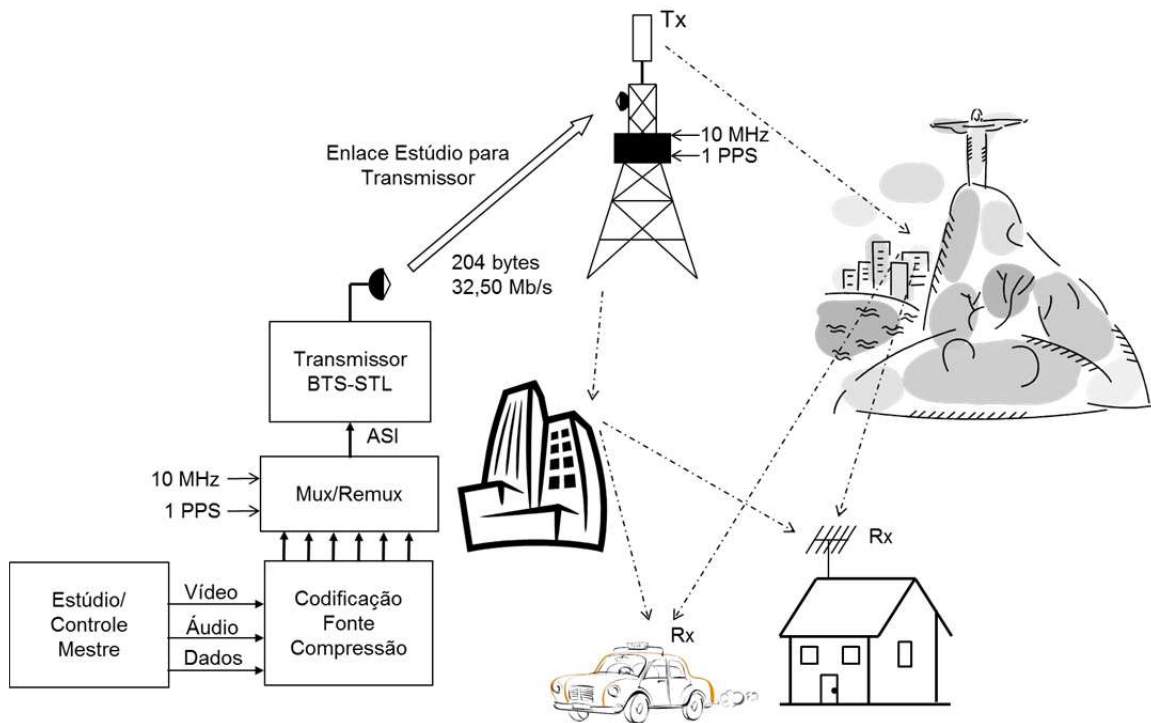


Figura 1.1 - Sistema de transmissão ISDB-T<sub>B</sub>.

## 1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é apresentar uma análise do sistema ISDB-T<sub>B</sub>, propondo novas soluções para a distribuição de sinal entre o estúdio e o transmissor, levando em conta a modulação e a demodulação. Para atingir esse objetivo, este trabalho está organizado da seguinte forma:

- O Capítulo 2 apresenta o princípio de funcionamento do sistema de multiplexação e re-multiplexação. Ainda nesse Capítulo é apresentado um algoritmo inovador capaz de comprimir e adaptar o sinal BTS (*Broadcast Transport Stream*) com o TS (*Transport Stream*) do sistema DVB (*Digital Video Broadcasting*). A compressão e adaptação são necessárias para permitir o uso de enlaces de satélite e microondas em redes de frequência única com cobertura nacional;
- O Capítulo 3 apresenta uma análise detalhada do sistema de modulação ISDB-T<sub>B</sub> e possui como contribuição um simulador capaz de monitorar a entrada e saída de todos os blocos do modulador. Esse simulador pode gerar vetores de RF (*Radio Frequency*) para diversos geradores de forma de onda arbitrária disponíveis no mercado.
- No Capítulo 4, a arquitetura de um simulador do demodulador ISDB-T<sub>B</sub> é proposta incluindo todos os estágios de sincronismo, demodulação e decodificação de canal. Esse simulador permite recuperar o BTS a partir de vetores de RF e monitorar vários estágios no processo de demodulação.
- No Capítulo 5, testes com vetores de RF são apresentados para avaliar o desempenho do demodulador em um ambiente real de funcionamento.

# Capítulo 2

## Adaptador TS/BTS

### 2.1 Introdução

Os sistemas de multiplexação e re-multiplexação são responsáveis pela geração do BTS (*Broadcast Transport Stream*) que é transmitido pelo modulador ISDB-T<sub>B</sub>. Em primeiro lugar, o sinal comprimido de áudio, vídeo, dados e tabelas de sistema devem ser multiplexados. Em seguida, informações sobre os parâmetros de modulação e sincronismo são inseridas no bloco chamado de re-multiplexação. O re-multiplexador aumenta o tamanho de pacote do TS (*Transport Stream*) tornando-o incompatível com a maioria dos equipamentos de transmissão que são utilizados para interconectar o estúdio da emissora até o transmissor. Essa incompatibilidade ainda é agravada quando se utiliza redes de frequência única que necessitam utilizar enlaces de micro-ondas e satélite.

Este Capítulo tem como objetivo descrever uma técnica de adaptação do sinal BTS para compatibilizar o BTS com o TS do sistema DVB (*Digital Video Broadcasting*). Na Seção 2.2 uma breve descrição da camada física da codificação fonte é realizada. Em 2.3 o sistema de compressão de áudio e vídeo é apresentado. A Seção 2.4 aborda uma breve revisão sobre o funcionamento do estágio de multiplexação. Na Seção 2.5 o estágio de re-multiplexação é apresentado. Em 2.6 a estrutura de distribuição do sinal BTS é realizada usando técnicas tradicionais sem compressão. Na Seção 2.7 é apresentado o algoritmo de compressão do BTS.

Em 2.8 testes desta ferramenta são apresentados e em 2.9 considerações finais sobre este Capítulo.

## 2.2 Camada Física

Nesta Seção uma breve descrição sobre as interfaces do sinal do áudio e vídeo digital é apresentada.

### 2.2.1 VÍDEO DIGITAL SDI E HD-SDI

O sinal de vídeo digital é comumente transportado usando dois tipos de interfaces descritas pela SMPTE (*Society of Motion Picture and Television Engineers*). No caso do sinal de vídeo com resolução padrão SDTV, a interface utilizada é chamada de SDI (*Serial Digital Interface*), especificada na norma SMPTE 259M [10]. Para um sinal de vídeo componente com resolução de 480 linhas x 720 *pixels* por linha e quantização em dez *bits* a taxa de *bits* requerida é de aproximadamente 270 Mb/s. Para o sinal de vídeo em alta definição, a interface utilizada é chamada de HD-SDI (*High Definition - Serial Digital Interface*) especificada na norma SMPTE 292M [11]. No caso do sinal em alta definição de 1080 linhas x 1920 *pixels* e quantização em dez *bits* a taxa de *bits*, requerida para essa interface é de aproximadamente 1.5 Gb/s.

A Tabela 2.1 ilustra os principais formatos de vídeo permitidos na norma ABNT 15602-1 [12].

TABELA 2.1 - FORMATO DE VÍDEO DE ENTRADA PARA CODIFICAÇÃO

Número de linhas	Número de linhas ativas	Sistema de varredura	Frequência de quadro	Frequência de campo	Relação de aspecto
525 (SD)	480	Entrelaçado	30/1,001 Hz	60/1,001 Hz	16:9 ou 4:3
525 (SD)	480	Progressivo	60/1,001 Hz		16:9
750 (HD)	720	Progressivo	60/1,001 Hz		16:9
1125 (HD)	1080	Entrelaçado	30/1,001 Hz	30/1,001 Hz	16:9

### 2.2.2 ÁUDIO DIGITAL AES/EBU

A interface digital de áudio foi definida pela AES (*Audio Engineering Society*) e pela EBU (*European Broadcasting Union*) e é conhecida pela sigla AES/EBU. Ela foi desenvolvida para conexão de equipamentos profissionais utilizando dois tipos de conexões/cabos. A primeira



norma é chamada de AES-3 e utiliza a conexão XLR (Canon), com cabo trançado com impedância de  $110\ \Omega$  e malha de aterramento. A segunda norma, desenvolvida pelos comitês da AES-3 e SMPTE, é chamada de AES-ID e utiliza a conexão BNC, com cabo coaxial de  $75\ \Omega$  [13].

### 2.2.3 VÍDEO DIGITAL COM ÁUDIO DIGITAL INCORPORADO

A norma SMPTE 272M [14] permite que até 16 canais de áudio sejam transmitidos junto com o sinal de vídeo SDTV, na interface SDI da norma SMPTE 259M. De forma equivalente, com o sinal de vídeo HDTV, a norma SMPTE 299M [15] permite que até 16 canais de áudio sejam incorporados ao sinal HD-SDI da norma SMPTE 292M. A Tabela 2.2 ilustra o número de canais e modos permitidos na norma ABNT 15602-2 [16].

TABELA 2.2 - RESTRIÇÕES DE MODOS DE CODIFICAÇÃO DE ÁUDIO

Parâmetro	Restrição
Modos de áudio permitidos	Monaural (1/0), estéreo (2/0 e 2/0 + LFE) <sup>a</sup> , estéreo multicanal (3/0, 2/1, 3/1, 2/2, 3/2, 3/2+LFE) <sup>a</sup> , dois sinais de áudio independentes (monaural dual), multi-áudio (três ou mais sinais de áudio) e combinações destes.
	<sup>a</sup> Número de canais para alto falantes dianteiros/traseiros.
Número máximo de canais codificados na aplicação <i>Full-Seg</i>	Mono (1.0), 2 canais estéreo (2.0), ou multicanal (5.1)
Número máximo de canais codificados na aplicação <i>One-Seg</i>	2 canais por fluxo de <i>bits</i> (estéreo ou 2 canais mono aurais)

## 2.3 Sistema de Compressão de Áudio e Vídeo

O sistema de compressão utilizado no sistema ISDB-T<sub>B</sub> utiliza a técnica de compressão H.264 para o vídeo [12], [17] e MPEG-4 para o áudio [16], [18]. A Tabela 2.3 ilustra o perfil e os níveis do sistema de compressão de áudio e vídeo.

TABELA 2.3 - FORMATOS DE COMPRESSÃO DE ÁUDIO E VÍDEO

Codificador de vídeo	Codificador de áudio
HDTV - H.264 HP@L4.0	AAC@L4 ou HE-AACv1@L4
SDTV - H.264 MP@L3.0	AAC@L4 ou HE-AACv1@L4
LDTV - H.264 BP@L1.3	HE-AACv2@L2

Para que os sinais de áudio e vídeo sejam transmitidos, eles devem ser comprimidos e depois inseridos no TS. A Figura 2.1 ilustra o diagrama de um codificador genérico de áudio e vídeo compatível com o sistema ISDB-T<sub>B</sub>.

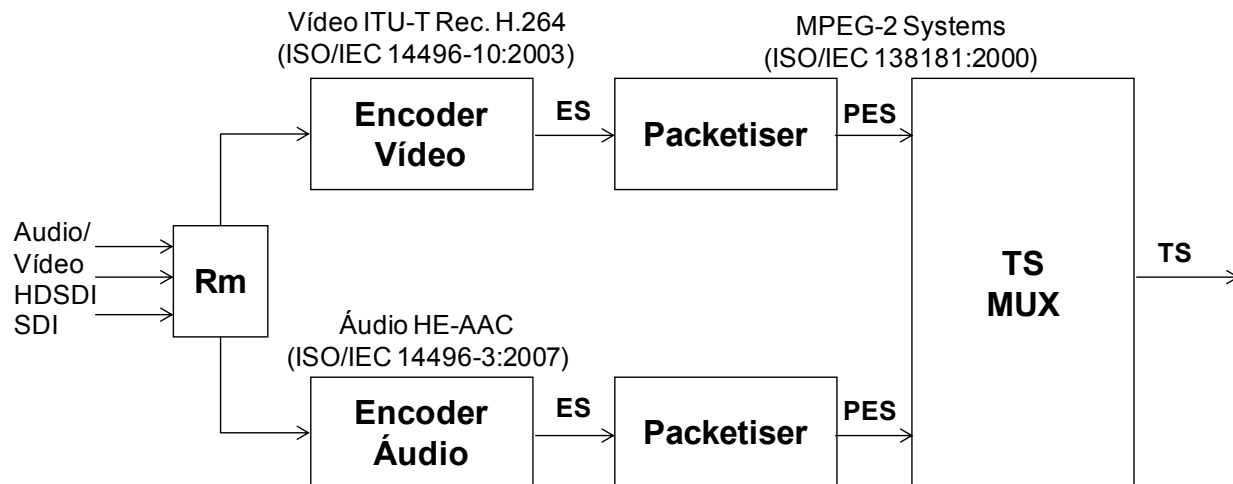
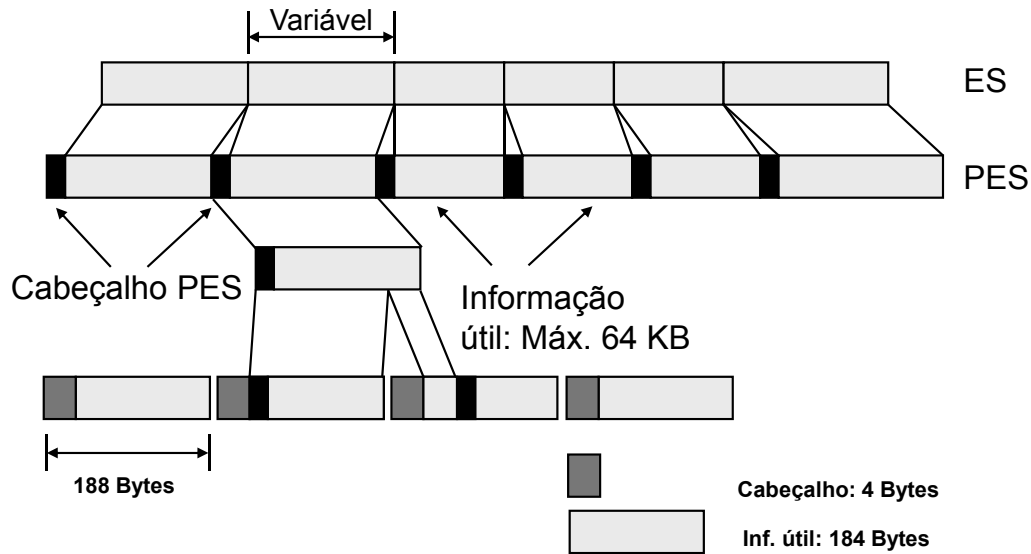
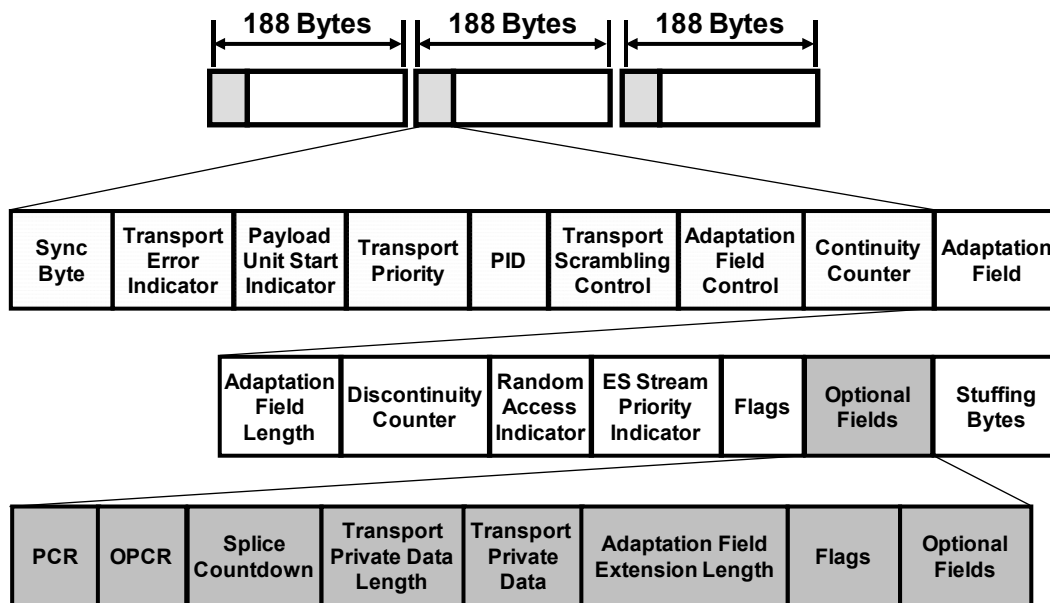


Figura 2.1 - Diagrama básico de um codificador de áudio e vídeo.

Em primeiro lugar, os sinais de áudio e vídeo digitalizados são interconectados a sistemas de compressão como os já apresentados na Tabela 2.3. Em seguida, os sinais são comprimidos, gerando fluxos contínuos de *bits* chamados de ES (*Elementary Stream*). Após esse estágio, o ES é empacotado formando um PES (*Packetized Elementary Stream*), no qual um cabeçalho contendo informação do número de quadros de vídeo, tamanho do bloco de áudio, referência do tempo, etc., é inserido a cada 64 kB. Nesse ponto, os PES de áudio e vídeo são multiplexados e sincronizados com um relógio de referência de 27 MHz.

O agrupamento dos PES em 188 *bytes* recebe o nome de MPEG-2 TS como pode ser visto na Figura 2.2 [19], [20]. Cada TSP é formado por 188 *bytes*, dos quais 4 *bytes* são utilizados como cabeçalho e 184 como informação útil. No cabeçalho, é possível determinar a palavra de sincronismo (0x47), a identificação do pacote PID (*Packet Identifier*), o contador de pacotes, etc., como ilustrado na Figura 2.3 [19], [20].

Figura 2.2 - Representação da montagem do *transport stream*.Figura 2.3 - Representação do *transport stream*.

Cada codificador gera uma sequência de pacotes. Os pacotes são descritos como:

- **PAT (Program Association Table):** A PAT é uma tabela de associação de programa que possui o valor fixo do PID (0x0000). Essa tabela sinaliza a PMT;

- PMT (*Program Map Table*): A PMT é uma tabela de mapeamento de programa que é utilizada para identificar pacotes de serviços presentes no TS como o vídeo, áudio, etc. O valor do PID da PMT é configurado no codificador e deve obedecer à norma ABNT [21];
- PCR (*Program Clock Reference*): O PCR é uma tabela de referência de relógio para cada programa e tem como principal função manter o áudio e o vídeo sincronizados na mesma taxa com que foram gravados. O PCR opera com um relógio principal de 27 MHz e o valor do PID é configurado no codificador e deve obedecer à norma ABNT [21];
- Vídeo: A configuração dos parâmetros de codificação de vídeo deve obedecer ao nível e perfil da Tabela 2.3;
- Áudio: A configuração dos parâmetros de codificação de áudio deve obedecer ao nível e perfil da Tabela 2.3.

### 2.3.1 INTERFACE FÍSICA DO TRANSPORT STREAM

Existem dois tipos de interface física para o TS, que são utilizadas no sistema de compressão e multiplexação. A primeira é o DVB-SPI (*Digital Video Broadcasting - Synchronous Parallel Interface*) que utiliza 8 *bits* de dados, 1 *bit* de *clock*, 1 *bit* de sincronismo de pacote e 1 *bit* de validação. Os sinais são transmitidos em LVDS (*Low Voltage Differential Signalling*) e é utilizada a conexão DB-25. A segunda é chamada de ASI (*Asynchronous Serial Interface*) [22] que possui características semelhantes ao SDI. Ela utiliza conector BNC e cabo coaxial com impedância de 75  $\Omega$ . A interface DVB-SPI foi substituída pela interface ASI na maioria dos equipamentos de radiodifusão e, em breve a interface ASI será substituída pelo encapsulamento do TS no IP (*Internet Protocol*).

## 2.4 Multiplexação

Após a configuração de parâmetros do sistema de compressão, os codificadores devem ser conectados ao multiplexador. No caso mostrado na Figura 2.4, o codificador *One-Seg* da camada A está conectado na entrada 1, e o codificador HDTV da camada B está conectado na entrada 2.

Outros codificadores ou geradores poderiam ser conectados nas entradas do multiplexador como, por exemplo, codificadores em SDTV, gerador do guia de programação eletrônica, o gerador de *closed caption*, o carrossel de dados, etc.

Nesse processo, todas as informações provenientes dos codificadores, geradores e as tabelas de sistema são multiplexadas, como pode ser visto na Figura 2.4. O multiplexador combina todas as entradas em um único TS juntamente com as tabelas de informação que serão descritas na Seção 2.41.

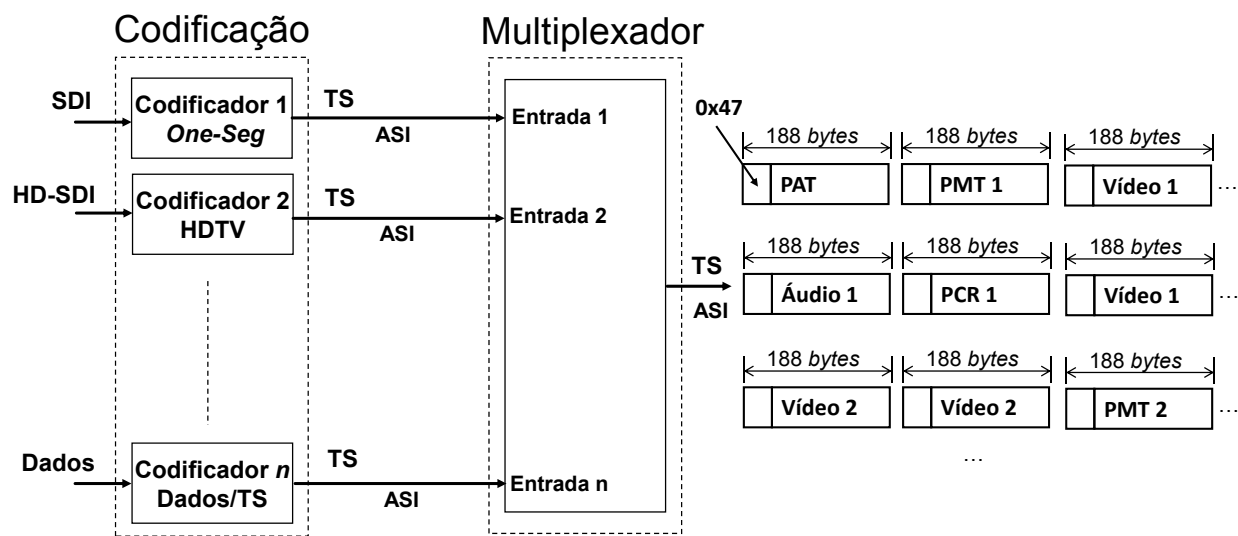


Figura 2.4 - Sistema de multiplexação ISDB-Tb.

### 2.4.1 TABELAS DO SISTEMA DE INFORMAÇÃO

Além dos pacotes de áudio, vídeo e PCR, outras tabelas são transmitidas para que os receptores identifiquem corretamente cada aplicação. Essas tabelas são conhecidas como tabelas do sistema de informação - SI (*System Information*) e tabelas específicas de informação de programa - PSI (*Program Specific Information*). As principais tabelas do sistema de informação são a PAT e a PMT que são inseridas no próprio codificador. As tabelas do PSI são inseridas no multiplexador. As tabelas comumente usadas são a NIT (*Network Information Table*), a SDT (*Service Description Table*), a TOT (*Time Offset Table*) e a EIT (*Event Information Table*). Os PIDs da PAT, NIT, SDT e TOT são fixos, com valores 0x0000, 0x0010, 0x0011 e 0x0014, respectivamente.

Todos os tipos de EIT têm um PID pré-definido. Já a PMT deve ter um PID diferente dos já designados para o SI e o PSI. Informações adicionais sobre como é a estrutura de *bits* da PAT, PMT, NIT, SDT, TOT e EIT podem ser encontradas na Tabela 2.4 [21], [23].

TABELA 2.4 - DESIGNAÇÃO DE PID PARA SI

Sigla da tabela	PID
PMT	Designado indiretamente pela PAT
CAT	0x0001
NIT	0x0010
SDT	0x0011
BAT	0x0011
EIT	0x0012
EIT (0xtransmissão de televisão terrestre)	0x0012, 0x0026, 0x0027
RST	0x0013
PAT	0x0000
TDT	0x0014
TOT	0x0014
PCAT	0x0022
BIT	0x0024
NBIT	0x0025
LDT	0x0025
ST	Exceção 0x0000, 0x0001, 0x0014
Pacotes nulos	0x1FFF

## 2.5 Re-multiplexação

Para sincronizar todas as camadas, entre o sistema de compressão e modulação, o MPEG-2 TS de 188 *bytes* [19] proveniente do multiplexador deve ser re-multiplexado. A saída do re-multiplexador é formada por um único TSP com tamanho de 204 *bytes*, e taxa de *bits* constante de quatro vezes a frequência de amostragem da transformada rápida inversa de Fourier - IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) do modulador que depende da largura de banda do canal de TV como pode ser visto na Tabela 2.5.

TABELA 2.5 - TAXA DE BITS DO BTS

Largura de Banda (MHz)	Taxa de <i>bits</i> (Mb/s)
6	$4 \times 512/63 \cong 32,5072$
7	$4 \times 256/27 \cong 37,9259$
8	$4 \times 2048/189 \cong 43,3439$

Devido a esta característica o sinal na saída do re-multiplexador é chamado de BTS [24]. O processo de re-multiplexação consiste no posicionamento de cada TSP (*Transport Stream Packets*) de cada camada e TSP nulos em uma ordem sincronizada com o demodulador do receptor como pode ser visto na Figura 2.5.

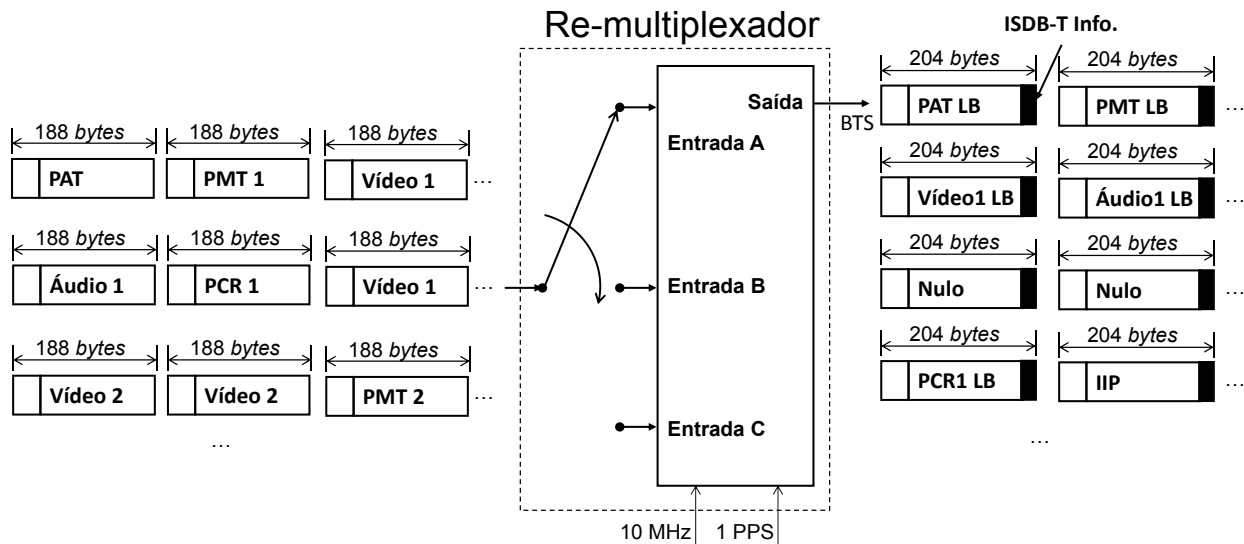


Figura 2.5 - Estrutura do re-multiplexador.

A inserção de TSPs nulos mantém a taxa de *bits* do sinal BTS constante independentemente dos parâmetros de modulação e codificação de canal. A ordem dos pacotes é necessária para garantir a transmissão segmentada em um único TS e para minimizar o processamento do receptor [25]. O BTS é estruturado em um quadro no qual o número de TSP depende do modo e razão do intervalo de guarda ( $g$ ) como pode ser visto na Tabela 2.6 [26], [27], [28], e Figura 2.6.

TABELA 2.6 - NÚMEROS DE TSP INCLUSOS EM UM QUADRO BTS

Modo	Razão do Intervalo de Guarda ( $g$ )			
	1/4	1/8	1/16	1/32
1 (2k)	1280	1152	1088	1056
2 (4k)	2560	2304	2176	2112
3 (8k)	5120	4608	4352	4224

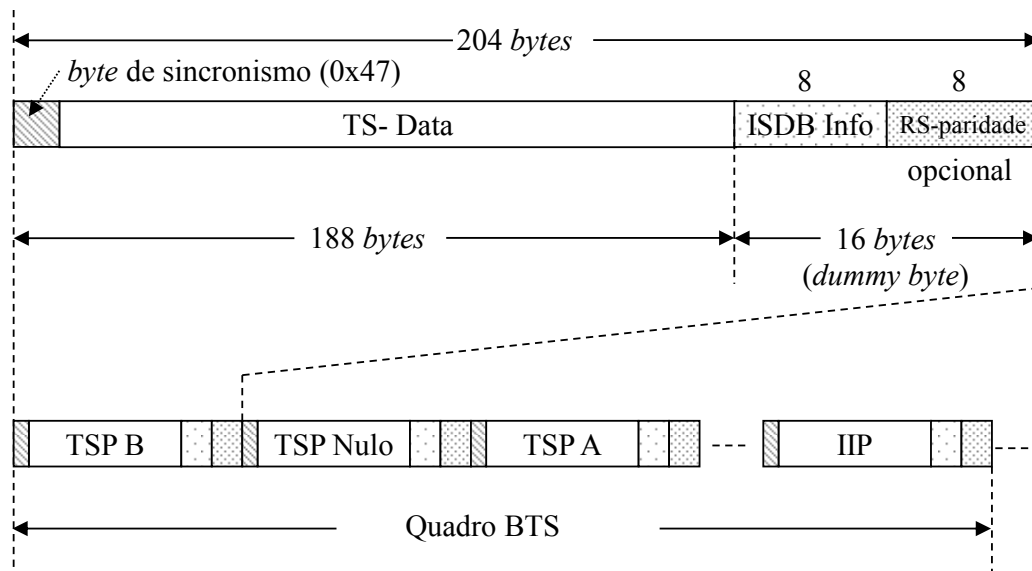


Figura 2.6 - Quadro BTS na saída do re-multiplexador.

A informação adicional presente no *dummy byte*, ou seja, nos 16 bytes de cada TSP do BTS é utilizada para sinalizar a camada em que cada TSP será transmitido, contador de TSP, cabeçalhos do quadro, dados das portadoras pilotos auxiliares, etc. Opcionalmente um código de bloco RS (*Reed Solomon*) encurtado (204,196,4) é aplicado e possui capacidade de correção de até 4 bytes em um TSP do BTS.

A ordem de transmissão dos segmentos no lado da modulação deve ser totalmente sincronizada com o quadro BTS na saída do re-multiplexador. Problemas na formação do quadro BTS e relógio podem gerar erro na transmissão do sinal.

Adicionalmente, a MCCI (*Modulation Configuration Control Information*) é enviada em um pacote chamado de IIP (*ISDB-T Information Packets*). O IIP é transmitido apenas uma vez no quadro BTS, e possui dois descritores que são chamados de MCCI e NSI (*Network Synchronization Information*). O MCCI configura os parâmetros de modulação e codificador de canal como tamanho da IFFT, razão do intervalo de guarda, método de modulação, razão do codificador convolucional, número de segmentos, etc. O NSI é utilizado na sincronização da rede de frequência única na qual o STS (*Synchronization Time Stamp*), máximo atraso, controle de equipamento, número do equipamento, etc. são inseridos nesse campo. O NSI será explicado na próxima Seção.





A Figura 2.7 mostra um exemplo de uma tabela IIP do sinal BTS, onde o *byte* 190 indica a camada em que o TSP deverá ser transmitido. No caso do IIP ele não é transmitido em nenhuma das camadas e seu PID é fixo para o valor 0x1FF0.

## 2.6 Arquiteturas para SFN

Como visto anteriormente a SFN é sincronizada no tempo utilizando o descritor NSI. Entretanto mesmo com os transmissores sincronizados no tempo, a presença de ecos artificiais pode causar interferência entre símbolos ISI (*Inter Symbol Interference*). Assim, o máximo eco admissível pelo sistema não pode ultrapassar o valor do intervalo de guarda, ou seja, a máxima distância entre dois transmissores operando em co-canal [29]. A Tabela 2.7 ilustra o máximo atraso e distância tolerados para vários modos e valores da razão do intervalo de guarda ( $g$ ). Para que os ecos artificiais não interfiram no sinal a distância entre dois ou mais transmissores não deve ultrapassar os valores da Tabela 2.7. Como se pode ver, o valor do modo e razão do intervalo de guarda ( $g$ ) geram o maior impacto no planejamento da SFN.

TABELA 2.7 - MÁXIMO ATRASO E DISTÂNCIA EM DIFERENTES MODOS DO ISDB-T<sub>B</sub>

$g$	Modo 1 (2k)		Modo 2 (4k)		Modo 3 (8k)	
	Máx. Atraso	Máx. Distância	Máx. Atraso	Máx. Distância	Máx. Atraso	Máx. Distância
1/4	63 $\mu$ s	18,9 km	126 $\mu$ s	37,8 km	252 $\mu$ s	75,6 km
1/8	31,5 $\mu$ s	9,45 km	63 $\mu$ s	18,9 km	126 $\mu$ s	37,8 km
1/16	15,75 $\mu$ s	4,725 km	31,5 $\mu$ s	9,45 km	63 $\mu$ s	18,9 km
1/32	7,875 $\mu$ s	2,3625 km	15,75 $\mu$ s	4,725 km	31,5 $\mu$ s	9,45 km

No Japão e Brasil três arquiteturas de redes de distribuição [30] do sinal entre estúdio para os transmissores da SFN estão sendo utilizadas. A primeira consiste na distribuição da FI (Frequência Intermediária) da estação de radiodifusão entre as estações de retransmissão como pode ser visto na Figura 2.8. Na estação de radiodifusão um ou mais MPEG-2 TS são re-multiplexados em um sinal BTS que depois é modulado para uma FI. Nesse caso a FI do modulador ISDB-T<sub>B</sub> é conectada em um adaptador de rede que é chamado de enlace de FI entre o estúdio para o transmissor STL IF (*Studio to Transmitter Link of IF – Intermediate Frequency*). A

rede de distribuição pode ser constituída por uma linha de fibra ótica ou enlace de micro-ondas.

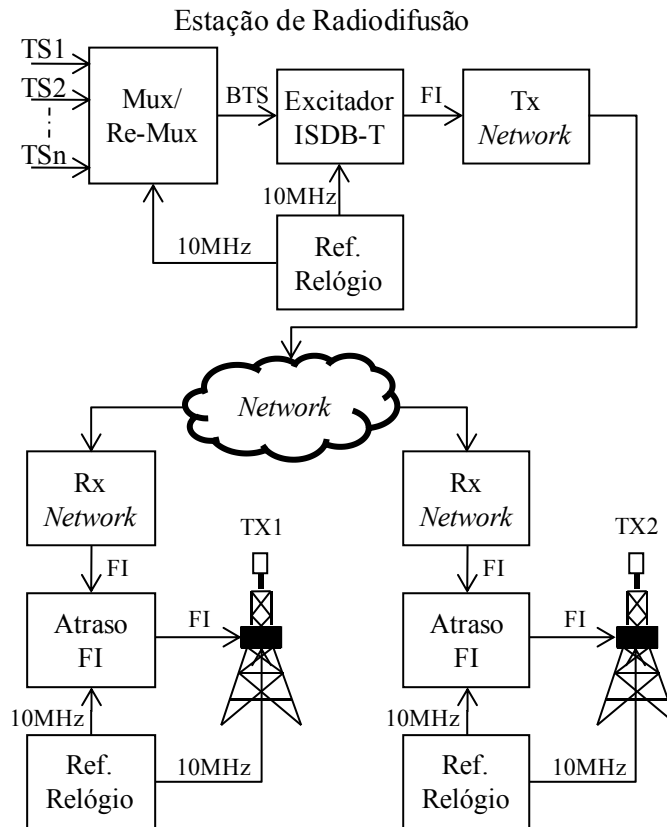


Figura 2.8 - Rede de frequência única usando a distribuição de FI.

Para sincronizar o sinal OFDM no tempo, o sinal de FI de todas as estações transmissoras é atrasado para garantir o sincronismo temporal. O sincronismo em frequência é obtido com a utilização de um relógio de referência de 10 MHz que é conectado no multiplexador, modulador e estágio de *up-converter* de cada transmissor. A mesma configuração do STL IF pode ser implementada com o enlace de FI entre transmissor para transmissor TTL IF (*Transmitter to Transmitter Link of IF*) que consiste na retransmissão do sinal de FI de um transmissor para outro transmissor.

No segundo caso, o sinal BTS é conectado em um adaptador SFN que é distribuído na rede para os outros transmissores de acordo com a Figura 2.9. Como visto anteriormente o adaptador SFN acrescenta o descritor NSI no IIP. A saída do adaptador SFN é conectada no TX Adapter que é chamado de STL TS (*Studio to Transmitter Link of TS*) que possui a capacidade de transmissão

de um MPEG-2 TS de 204 *bytes* e taxa de *bit* de aproximadamente 32,5079 Mb/s para o caso de 6 MHz. Para manter o sincronismo em frequência, uma referência externa como um receptor GPS, oscilador de rubídio ou extração do relógio do STL/TTL podem ser utilizadas para sincronizar a rede SFN.

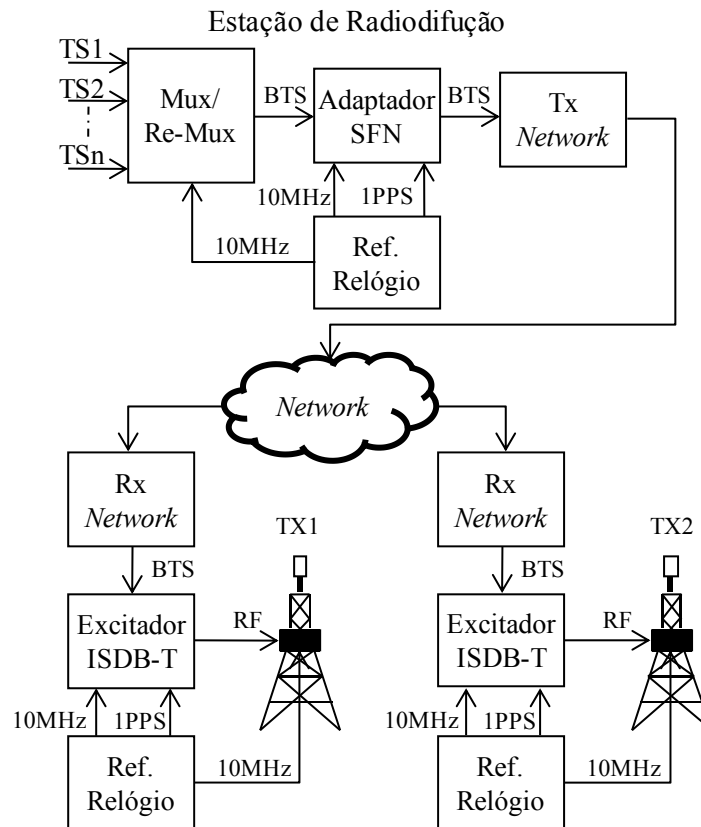


Figura 2.9 - Rede de frequência única com distribuição do TS.

No terceiro caso, o equipamento que recebe o sinal de RF de uma estação, amplifica e retransmite o sinal sem nenhuma demodulação nem com algum tipo de processamento de sinais de acordo com a Figura 2.10. Em alguns casos, quando se consegue isolar fisicamente as antenas de transmissão e recepção apenas a conversão de frequência para canal é realizada. Esse método possui baixo custo, mas pode ser facilmente interferido por desvanecimento seletivo, multipercurso, interferência de co-canal e até mesmo realimentação [31]. Técnicas mais sofisticadas estão sendo estudadas para eliminar essas interferências. Para tanto, podem-se usar canceladores de realimentação, equalizadores e diversidade espacial de recepção [32].

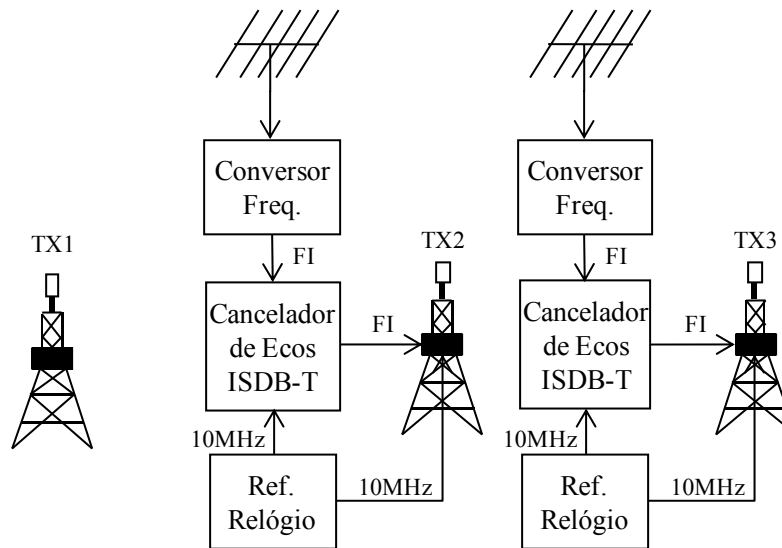


Figura 2.10 - Rede de frequência única usando cancelador de ecos

## 2.7 SFN com Adaptação do TS/BTS

O diagrama de conexão dessa proposta pode ser visto na Figura 2.11. O sinal BTS na saída do adaptador SFN é conectado a um adaptador TS que converte o sinal BTS em um MPEG-2 TS de 188 *bytes* e taxa de *bits* que depende dos parâmetros de modulação. Dependendo do tipo de rede utilizado, a taxa de *bits* pode ser adaptada e o PCR reescrito. O TS de 188 *bytes* é interligado a um adaptador de rede que pode ser um enlace de micro-ondas, fibra ótica ou satélite. Na recepção, a saída do adaptador de rede é conectada a um adaptador BTS que reconstrói o quadro BTS realizando a inserção de TSP nulos e *dummy byte* em cada TSP.

### 2.7.1 ADAPTADOR TS

A ideia básica de transmissão do sinal BTS em um MPEG-2 TS de 188 *bytes* compatível com o sistema DVB consiste na eliminação da informação *dummy byte* presente em cada TSP e de todos os TSP nulos do quadro BTS. A Figura 2.12 ilustra o diagrama de blocos do adaptador de TS. O adaptador de TS foi implementado em um programa escrito em C++ que controla uma placa com interface de entrada/saída ASI.

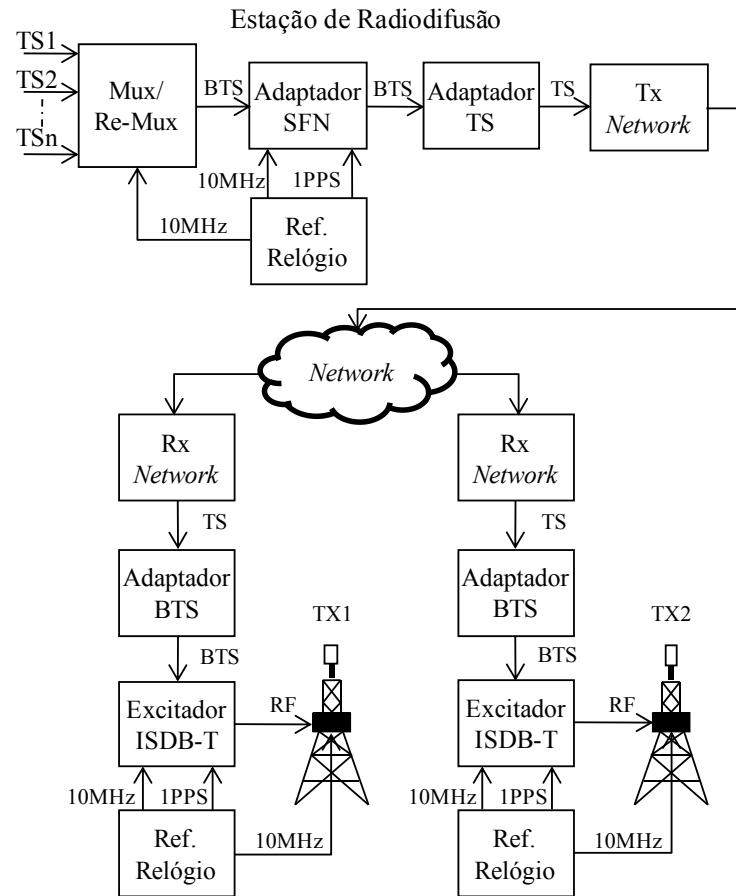


Figura 2.11 - Rede de frequência única com adaptador TS/BTS.

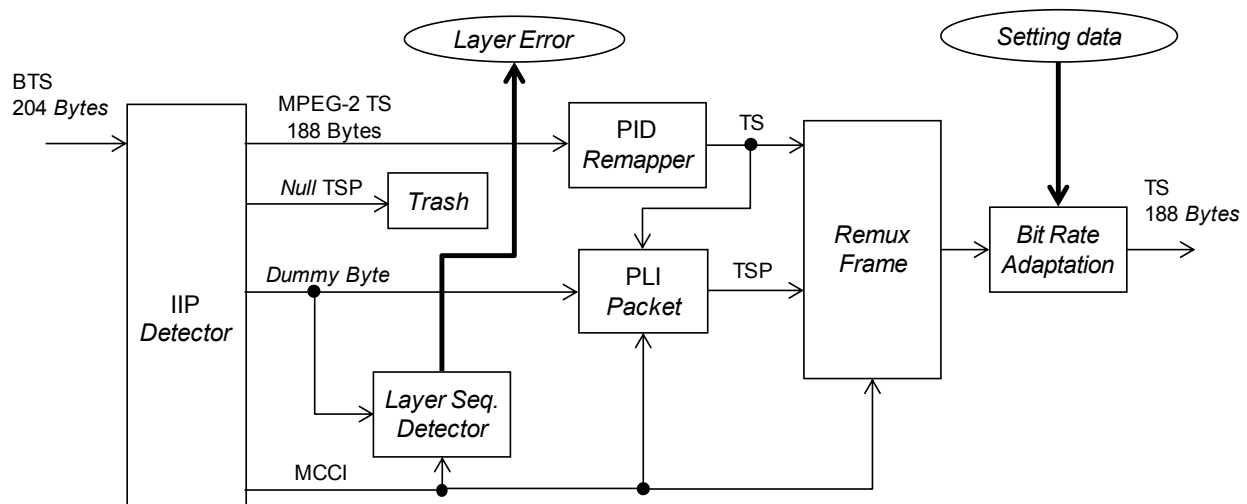


Figura 2.12 - Arquitetura do adaptador TS (*Detector-Detector*; *Remapper-Remapeador*; *Trash-Lixeira*; *Packet-Pacote*; *Adaptation-Adaptação*; *Layer Error-Camada de Erro*; *Setting data-Ajuste dados*; *Bit Rate-Taxa de bits*).

TABELA 2.8 - ESTRUTURA DE DADOS DA TABELA PLI

Estrutura dos dados	Número de <i>bits</i>	Notação do formato dos <i>bits</i>
<pre> PID_Layer_Information_packet(){     TSP_header{         sync_byte         transport_error_indicator         payload_unit_start_indicator         transport_priority         PID         transport_scrambling_control         adaptation_field_control         continuity_counter     }     payload{         table_id         section_syntax_indicator         reserved_for_future_use         reserved         section_length         TSP_position_in_frame         number_of_layers_indicators (except null-TSP)         for (i=0x01; i&lt;=0x0F; i++){              dummy_byte_layer_indicator             number_of_pids              for (j=0;j&lt;number_of_pids;j++){                  layer_PID             }         }         CRC_32         for (i=0;i&lt;180-section_length;i++){              stuffing_byte(0xFF)         }     } } </pre>	<pre> 8 1 1 1 13 2 2 4 8 1 1 2 12 4 4 8 8 16 32 8 </pre>	<pre> bslbf bslbf bslbf bslbf uimbsbf bslbf bslbf uimbsbf uimbsbf bslbf bslbf bslbf bslbf bslbf bslbf uimbsbf uimbsbf uimbsbf rpchbf bslbf </pre>

O bloco *IIP Detector* detecta o pacote IIP e decodifica o sinal BTS. Os TSP nulos do quadro BTS são descartados. A MCCI configura o bloco *Layer Seq. Detector*, *PLI Packet* e *Remux Frame*. Com as informações da MCCI, o bloco *Layer Seq. Detector* gera a sequência de camadas para

verificar a integridade da sequência do BTS original. O TS de 188 *bytes* é conectado ao bloco PID Remapper (*Program ID Remapper*).

Como a saída do adaptador TS é composta por um MPEG-2 TS de 188 *bytes* e não possui a informação *dummy byte* de indicação de cada camada, uma tabela chamada de PLI (*PID Layer Information*) que associa cada PID do sinal BTS a sua respectiva camada é adicionada. O bloco *PLI Packet*, é configurado pela informação MCCI que atualiza o *PID Layer Information Packet* a partir da informação do *dummy byte* e TS. A estrutura de dados do PLI pode ser vista na Tabela 2.8 e um exemplo de uma PLI com duas camadas na Figura 2.13.

A PLI possui um cabeçalho padronizado pelo MPEG-2 *Systems* [19] e taxa útil com informação do tamanho da seção, ou seja, o número de *bytes* com informação útil. Esses *bytes* vão desde o *byte* seguinte ao *section\_length* até o último *byte* do CRC32 (*Cyclic Redundancy Codes* 32). Além disso, o campo *TSP\_position\_in\_frame* registra a posição do pacote no quadro BTS para sincronizar o contador de pacotes do *dummy byte* e o campo *dummy\_byte\_layer\_indicator* indica a quantidade de camadas usadas com seus respectivos PIDs.

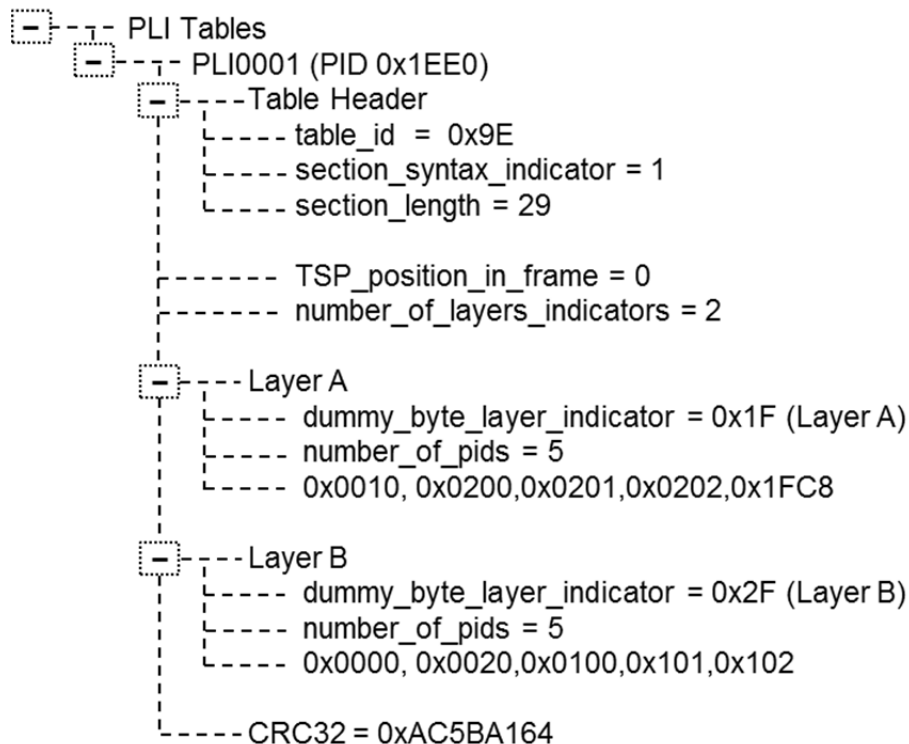


Figura 2.13 - Exemplo da tabela *PID Layer Information*.



O bloco PID *Remapper* remapeia o PID dos TSP nulos para o valor 0x1FFE. Essa operação é necessária para garantir a restauração da taxa original. Caso necessário, esse mesmo bloco pode remapear os PIDs do sistema de informação (SI).

O bloco *Remux Frame* remultiplexa o TS de 188 *bytes* na saída do bloco PID *Remapper* e PLI *Packet*. Como o tamanho de cada quadro BTS depende do modo e razão do intervalo de guarda, apenas uma tabela PLI é inserida no modo 1, duas tabelas PLI no modo 2 e quatro tabelas PLI no modo 3. Tomando como exemplo o modo 3, a tabela PLI será inserida a cada 1280, 1152, 1088 ou 1056 pacotes para os respectivos valores da razão do intervalo de guarda 1/4, 1/8, 1/16 e 1/32.

A primeira tabela PLI tem o valor no campo *TSP\_position\_in\_frame* igual a 0x00, a segunda tem valor igual 0x01 e assim por diante. Portanto, a quarta terá valor 0x03 e depois desta o quadro BTS termina e reinicializa o contador do *TSP\_position\_in\_frame*.

A taxa de *bit* gerada pelas tabelas PLI e IIP pode ser calculada com a Equação (2.1).

$$Overhead_{bits} = \frac{(N_{TSP} \times 188 \times 8)}{FL} \quad (2.1)$$

onde,  $N_{TSP}$  é 2 (1 IIP + 1 PLI) para o modo 1, 3 (1 IIP + 2 PLI) para o modo 2 e 5 (1 IIP + 4 PLI) para o modo 3, FL é o tamanho do quadro BTS que depende do modo e valor da razão do intervalo de guarda e pode ser obtido na Tabela 2.6.

O bloco *Bit Rate Adaptation* realiza a adaptação da taxa. Para garantir a restauração do pacote original o PCR atual é escrito no OPCR (*Original PCR*). Essa operação é necessária para garantir que o mesmo valor de PCR seja igual na entrada de todos os moduladores de uma SFN. A taxa escolhida em *Setting Data* reescreve o PCR e insere TSP nulos de acordo com a Equação (2.2) [19].

$$PCR(i) = \frac{(n_{bits} \times clock)}{B_T} + PCR(i') \quad (2.2)$$

O valor de  $B_T$  é igual a taxa de *bits* total desejado, *clock* é igual a 27 MHz,  $n_{bits}$  é o número de *bits* entre os dois pacotes PCR e  $PCR(i')$  é valor do PCR anterior.

O bloco *Layer Seq. Detector* verifica se a sequência de pacotes do quadro BTS na entrada do adaptador TS está coerente com as informações da MCCI. Caso ocorra erro, uma mensagem de erro será sinalizada e pacotes nulos serão gerados até o momento em que o sinal se normalize.

### 2.7.2 ADAPTADOR BTS

O princípio de funcionamento do adaptador BTS consiste na reconstrução do quadro BTS a partir das tabelas PLI e IIP. O diagrama do adaptador BTS pode ser visto na Figura 2.14. O adaptador BTS foi implementado em um programa escrito em C++ que controla uma placa com interface de entrada/saída ASI.

O bloco *IIP Detector* detecta o pacote IIP e decodifica o sinal BTS resultando no sinal MCCI, que é necessário para gerar a sequência de camadas pelo bloco *Remux Frame*. O bloco PLI e PID *Detector* decodifica a tabela PLI nos sinais *TSP\_position\_in\_frame* e *layer\_PID* e o bloco *Stored PID* armazena todos os PIDs utilizados em cada camada.

O bloco *Bit Rate Adaptation* realiza a adaptação de taxa do TS recuperando o valor de OPCR e descartando os TSP nulos e tabelas PLI. O bloco *PID Remapper*, remapeia o PID dos TSP nulos para o valor original 0x1FFF. Com a recuperação do OPCR e TSP nulos é possível sincronizar a taxa de transmissão do sinal BTS na entrada de todos os moduladores da SFN.

O bloco *Remux Frame* realiza a reconstrução do quadro BTS. Esse bloco é configurado com os sinais MCCI e *TSP\_position\_in\_frame*. A MCCI configura todos os parâmetros de modulação e codificação e a *TSP\_position\_in\_frame*, tem a função de sincronizar o número de cada TSP dentro do quadro BTS. O TS na saída do bloco *PID Remapper* é re-multiplexado com TSP nulos em uma ordem específica com seu respectivo *dummy byte*. Os TSP nulos são adicionados para que a taxa de *bits* do sinal BTS permaneça constante. O *dummy byte* é utilizado para informar em qual camada cada TSP deve ser transmitido, além de levar informações sobre o contador de pacotes.

O bloco *Error Detector* verifica se todos os PIDs foram atribuídos em suas respectivas camadas e se não existe nenhum erro no sinal BTS. Em caso de erro, esse bloco passa a gerar TSP nulos até que o sinal se normalize.

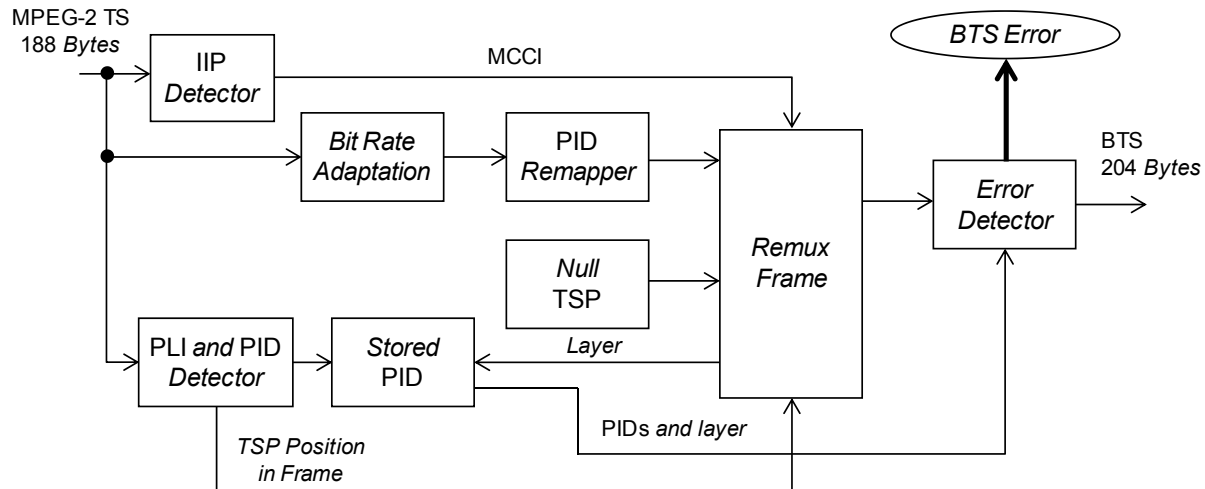


Figura 2.14 - Arquitetura do adaptador BTS (*Detector-Detector; Adaptation-Adaptação; Bit Rate-taxa de bits; Stored-Armazenado; Remapper-Remapeador; Frame-Quadro; Error-Erro; Position-Posição; layer-camada*).

## 2.8 Testes Realizados

A Figura 2.15 mostra o diagrama de blocos dos equipamentos utilizados nos testes do adaptador TS/BTS. Os testes foram realizados em nove configurações recomendadas pelo sistema ISDB-T [33] detalhadas na Tabela 2.9. Na Figura 2.16 é possível verificar graficamente a porção de taxa utilizada pelo cabeçalho das tabelas PLI e IIP. Pode-se verificar que o cabeçalho é muito pequeno ( $\leq 36\text{ kb/s}$ ) quando se compara com a taxa útil e total ocupada pelo sinal BTS.

Os testes foram realizados em três redes de distribuição como pode-se ver na Figura 2.15. O sistema de compressão é composto por três codificadores H.264 codificando um sinal *Zone Plate*.

O Mux Eiden 2726A-011 realiza a multiplexação e configuração dos parâmetros de modulação de acordo com a Tabela 2.9. O sinal BTS na saída do MUX é conectado a um adaptador SFN EIDEN 2719A-001 que insere o descritor NSI.

O algoritmo proposto da Figura 2.12 foi implementado em um PC que controla uma placa Dektec DTA-140 de entrada/saída ASI para realizar o processamento do TS *Adapter*.

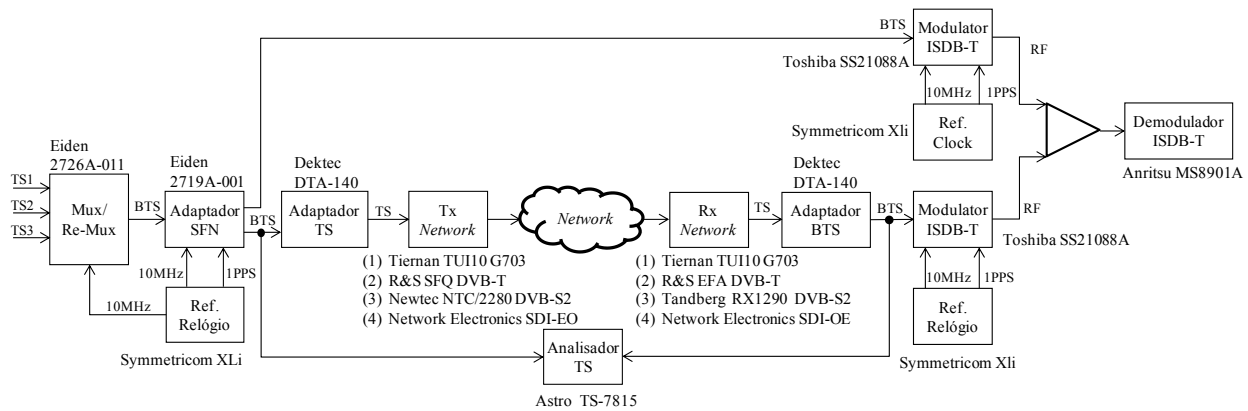


Figura 2.15 - Diagrama de interconexão dos equipamentos.

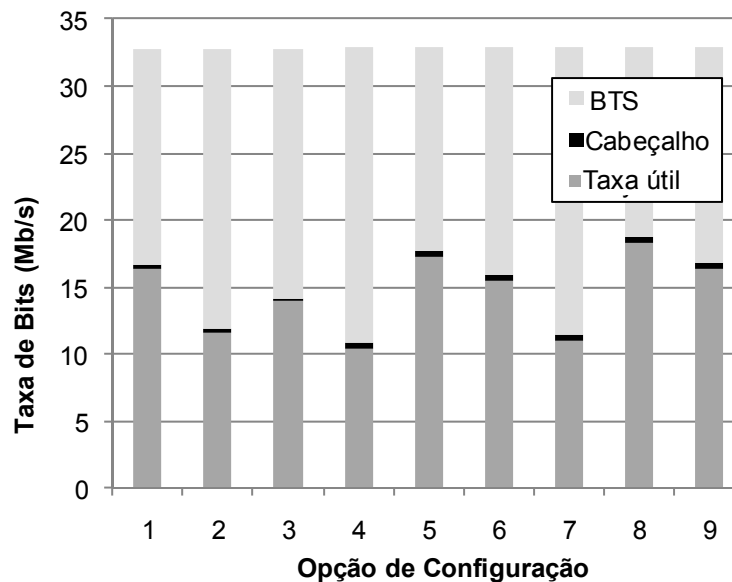


Figura 2.16 - Taxas de *bit* utilizadas para diversas configurações.

No primeiro caso, a rede de distribuição utilizada foi a G703 [34] na qual os adaptadores de rede TUI-10 foram utilizados. No segundo caso, a rede de distribuição utilizada foi composta por um sistema de transmissão/recepção DVB-T formado pelo modulador SFQ e demodulador EFA. Como muitos equipamentos de modulação dos enlaces de microondas utilizam a modulação DVB-T [35] essa rede foi utilizada para representar o uso de um enlace de microondas. No terceiro caso, a rede de distribuição utilizada foi composta por um enlace via satélite [36] utilizando o modulador DVB-S2 NTC/2280 e IRD RX1290.

TABELA 2.9 - CONFIGURAÇÕES TESTADAS EM 6 MHz

ISDB-T <sub>B</sub>								
Opção	Modo	$g$	Seg.	Modulação	I	FEC	Taxa de <i>bits</i> por camada (Mb/s)	Taxa de <i>bits</i> total (Mb/s)
1	2 (4k)	1/4	LA: 13	64-QAM	4	3/4	16,430	16,430
2	2 (4k)	1/8	LA:1	QPSK	8	2/3	0,416	11,650
			LB:12	16-QAM	4	3/4	11,234	
3	2 (4k)	1/4	LA: 1	QPSK	8	2/3	0,374	13,996
			LB:3	16-QAM	8	2/3	2,247	
			LC:9	64-QAM	4	3/4	11,375	
4	3 (8k)	1/8	LA: 1	QPSK	4	2/3	0,416	10,402
			LB: 12	16-QAM	2	2/3	9,986	
5	3 (8k)	1/8	LA: 1	QPSK	4	2/3	0,416	17,267
			LB: 12	64-QAM	2	3/4	16,851	
6	3 (8k)	1/8	LA: 1	QPSK	4	2/3	0,416	15,552
			LB: 3	16-QAM	4	2/3	2,497	
			LC: 9	64-QAM	2	3/4	12,639	
7	3 (8k)	1/16	LA: 1	QPSK	4	2/3	0,441	11,015
			LB: 12	16-QAM	2	2/3	10,574	
8	3 (8k)	1/16	LA: 1	QPSK	4	2/3	0,441	18,284
			LB: 12	64-QAM	2	3/4	17,843	
9	3 (8k)	1/16	LA: 1	QPSK	4	2/3	0,441	16,366
			LB: 3	16-QAM	4	2/3	2,643	
			LC: 9	64-QAM	2	3/4	13,382	

O sinal na saída de cada RX Network foi conectado no adaptador BTS. O algoritmo proposto da Figura 2.14 do adaptador BTS foi implementado em um PC que controla uma placa Dektec DTA-140 de entrada/saída ASI.

O sinal BTS reconstruído na saída do adaptador BTS foi analisado com o analisador de TS ASTRO TS-7815. Todos os parâmetros da TMCC, *jitter* de PCR, taxa de *bits*, parâmetros do sistema de informação mantiveram a mesma integridade do sinal original e não apresentaram nenhum tipo de erro. Além disso, o BTS na saída do adaptador BTS foi conectado individualmente em três moduladores ISDB-T<sub>B</sub>: Eiden 3516A-001, Eiden 3501C-024 e R&S SFU. Os moduladores utilizados funcionaram sem nenhum tipo de falha ou alarme e foi possível

verificar com analisador/demodulador ISDB-T<sub>B</sub> Anritsu MS8901A que nenhum erro foi detectado em uma hora de teste.

## **2.9 Considerações Finais**

Um novo método de compressão e adaptação do BTS para distribuição em redes MFN/SFN foi apresentado neste Capítulo. Como o BTS do ISDB-T<sub>B</sub> não é compatível com a maioria das redes de distribuição, utilizadas pelos sistemas DVB e ATSC, a proposta de uso do adaptador TS/BTS compatibiliza o uso desses equipamentos proporcionando economia significativa de taxa e restauração do BTS para alimentação de diversos transmissores de uma SFN via satélite.

# Capítulo 3

## Modulação ISDB-T<sub>B</sub>

### 3.1 Introdução

O sistema ISDB-T [26] foi desenvolvido para operar com diversos tipos de serviços ocupando um canal de TV com largura de banda de 6, 7 ou 8 MHz. O sistema é bem flexível e possibilita combinar vários serviços como a recepção portátil, móvel e fixa com proteção desigual de erros em um mesmo canal. O sistema utiliza a modulação BST-OFDM (*Band Segmented Transmission - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) na qual cada segmento utiliza uma largura de banda correspondente a quatorze avos da largura de banda do canal. Destes quatorze segmentos, um é utilizado como banda de guarda do canal adjacente superior e inferior e os treze segmentos podem ser combinados em até três camadas chamadas de *Layer A*, *Layer B* e *Layer C*. A partir do BTS que é gerado no estágio de multiplexação/re-multiplexação todos os blocos que compõem o modulador são descritos e analisados neste Capítulo. O modulador recebe o BTS do multiplexador/re-multiplexador e extrai todos os parâmetros de modulação como se pode ver na Figura 3.1.

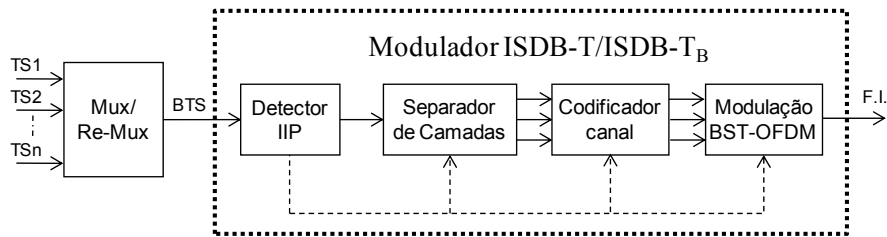


Figura 3.1 - Diagrama simplificado do modulador.

Este Capítulo tem como objetivo descrever o funcionamento do modulador ISDB-T<sub>B</sub> por meio de um simulador que permite monitorar a entrada e saída de todos os blocos em formatos de arquivo que podem ser exportados para o Matlab, C/C++ e FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Além disso, é possível criar vetores de RF que podem ser transmitidos por geradores arbitrários de sinal. A Figura 3.2 mostra uma tela deste *software*. Nessa tela, é possível selecionar o formato de arquivo, bloco de processamento, tipo de gerador de sinal e tempo de simulação.

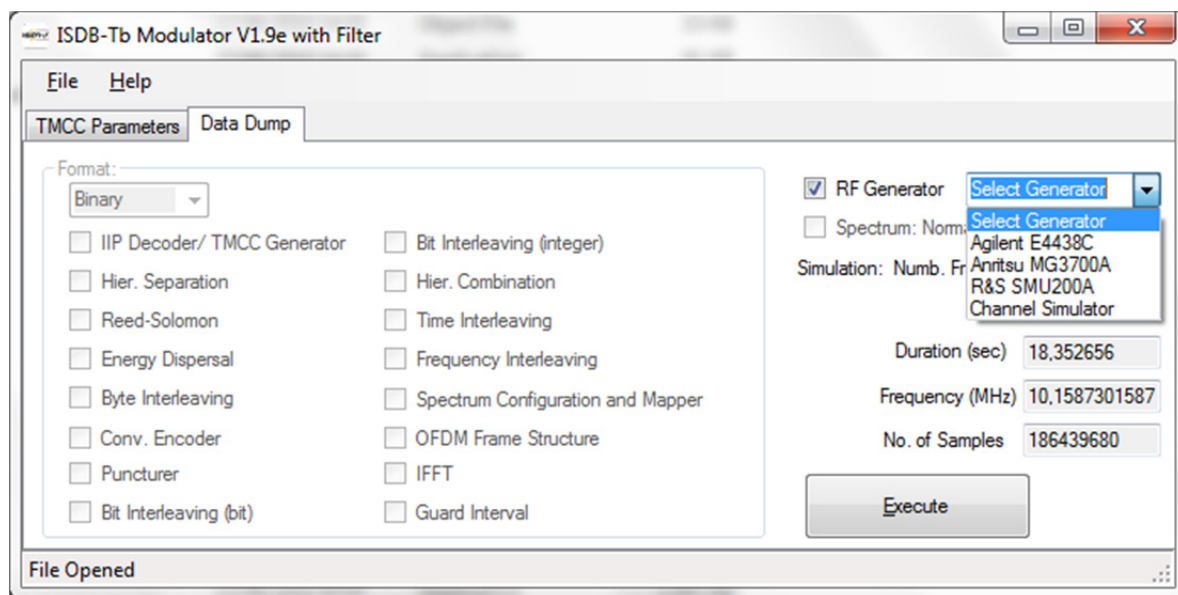


Figura 3.2 - Tela de configuração do simulador ISDB-T<sub>B</sub>.

Na Seção 3.2 o estágio de codificação é apresentado. Em 3.3 o estágio de modulação coerente é explicado e comentado. Na Seção 3.4 o simulador de canal é apresentado para gerar interferências e compatibilizar o arquivo de RF com o sistema de captura de RF. Na Seção 3.5



resultados dos testes dessa ferramenta são apresentados. Em 3.6, apresentam-se considerações finais sobre o ISDB-T<sub>B</sub>.

## 3.2 Codificador de Canal

O processo de codificação de canal inicia com a detecção do IIP. O IIP pode ser identificado pelo PID 0x1FF0 ou pela indicação de *Layer* 0x8 que pode ser obtida nos quatro primeiros *bits* do *byte* 190. Realizando a leitura do descritor MCCI do IIP, a TMCC é gerada sendo responsável pela configuração e controle de todos os estágios de codificação e modulação. Em [26], [27], [28], é possível obter o detalhamento de cada *bit* do descritor MCCI e TMCC.

A Figura 3.3 mostra os parâmetros de modulação extraídos do IIP da Figura 2.7. A Figura 3.4 mostra o diagrama de blocos simplificado do codificador de canal. O detalhamento de cada um desses blocos é apresentado nas próximas Seções.

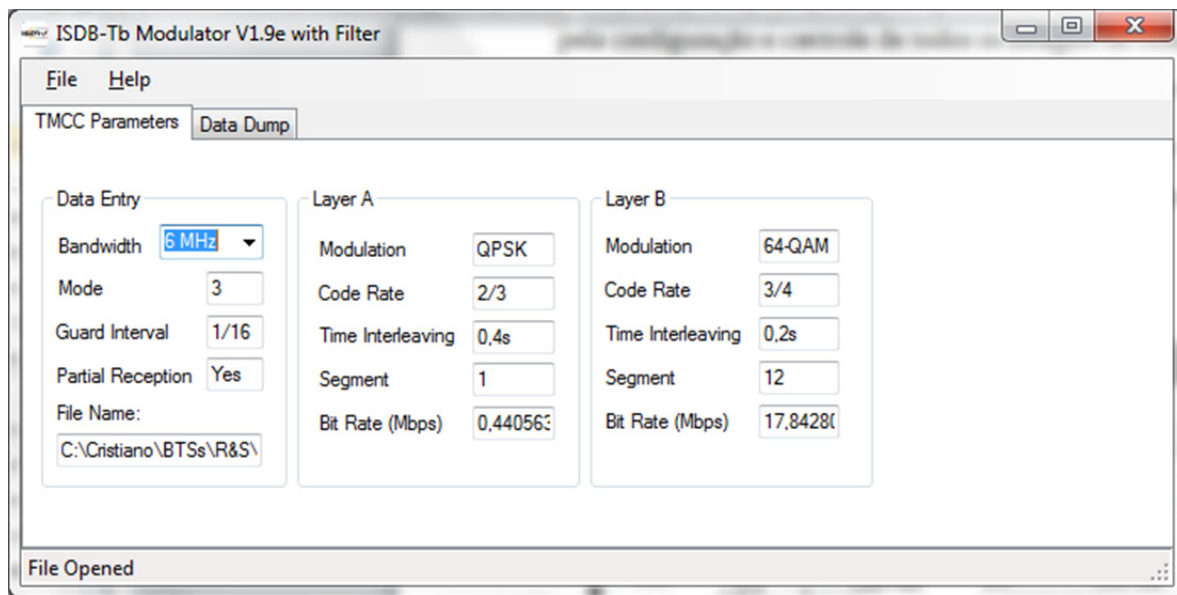


Figura 3.3 - Parâmetros de modulação extraídos do IIP.

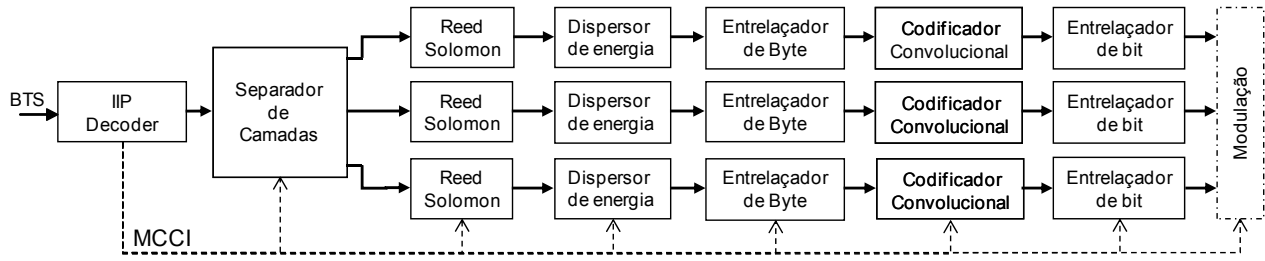


Figura 3.4 - Diagrama do estágio de codificação de canal.

### 3.2.1 SEPARADOR DE CAMADAS

O separador de camadas tem a finalidade de direcionar cada TSP do BTS a sua respectiva camada. O separador realiza a leitura do *byte* 190 do BTS e redireciona cada TSP de acordo com a informação contida na Tabela 3.1. Os TSP nulos e IIP não são transmitidos em nenhuma das camadas. A saída resultante do separador de camadas é um MPEG-2 TS de 188 *bytes*. A Figura 3.5 mostra um TSP da camada A na saída do separador.

TABELA 3.1 - INDICADOR DE CAMADA DO CAMPO ISDB INFO

<i>byte</i> 190 [7:4] (Indicador de Camada)	Descrição
0000 <sub>b</sub> (0x0)	TSP Nulo
0001 <sub>b</sub> (0x1)	TSP Camada A
0010 <sub>b</sub> (0x2)	TSP Camada B
0011 <sub>b</sub> (0x3)	TSP Camada C
1000 <sub>b</sub> (0x8)	TSP IIP

```

00000000 47 01 01 20 B7 10 09 F5 D7 8C 00 FB FF FF FF FF
00000010 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000020 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000030 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000040 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000050 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000060 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000070 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000080 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000090 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
000000A0 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
000000B0 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF

```

Figura 3.5 - TSP da camada A.

### 3.2.2 REED SOLOMON

O código de bloco RS foi desenvolvido por dois pesquisadores *Irving S. Reed* e *Gustave Solomon* em 1960 [37]. O código RS é considerado uma subclasse do código BCH (*Bose*,

*Chaudhuri, Hocquenghein*) para símbolos não binários [38], sendo eficaz na correção de erros aleatórios e ruídos em rajada como o ruído impulsivo. O código RS é considerado muito poderoso em relação à sua capacidade de correção de erro e é muito utilizado em comunicações móveis, via satélite, em dispositivos de armazenamento como CDs, DVDs e códigos de barra.

O ISDB-T<sub>B</sub> utiliza um codificador RS ( $n = 255, k = 239, t = 8$ ), onde  $n$  representa o número de símbolos de saída,  $k$  o número de símbolos de entrada e  $t$  a capacidade de correção. Cada símbolo desse código utiliza  $m = 8 \text{ bits}$ . Como o MPEG-2 TS é padronizado em 188 *bytes*, uma versão modificada desse código, chamada de RS encurtado, é utilizada com os seguintes parâmetros RS(204,188,8). Essa versão é obtida com a inserção e extração de 51 símbolos (*bytes*) nulos na entrada e saída do código RS.

O código RS utiliza uma álgebra chamada de campo de Galois - GF (*Galois Field*) na qual operações de soma, subtração, divisão e multiplicação são realizadas dentro desse espaço. O GF(256) é gerado a partir de um código gerador de campo  $p(x)$  descrito em (3.1).

$$p(x) = x^0 + x^2 + x^3 + x^4 + x^8 \quad (3.1)$$

Utilizando (3.2) em GF(256) é possível calcular o polinômio gerador  $g(x)$  em (3.3).

$$g(x) = (x + \alpha^0)(x + \alpha^1)(x + \alpha^2) \dots (x + \alpha^{2^t-1}) \quad (3.2)$$

$$g(x) = x^{16} + 59x^{15} + 13x^{14} + 104x^{13} + 189x^{12} + 68x^{11} + 209x^{10} + 30x^9 + 8x^8 + 163x^7 + 65x^6 + 41x^5 + 229x^4 + 98x^3 + 50x^2 + 36x^1 + 59 \quad (3.3)$$

Considerando a mensagem a ser codificada  $u(x)$ , o sinal codificado  $v(x)$  pode ser obtido usando (3.4) e (3.5) onde  $q(x)$  representa o quociente e  $r(x)$  o resto da divisão.

$$\frac{u(x) \times x^{n-k}}{g(x)} = q(x) + \frac{r(x)}{g(x)} \quad (3.4)$$

$$v(x) = u(x) \times x^{n-k} + r(x) \quad (3.5)$$

A Figura 3.6 mostra o TSP da Figura 3.5 na saída do código RS. Pode-se observar um acréscimo de 16 *bytes* e o deslocamento de 1 *byte*. Esse deslocamento é necessário para manter o sincronismo com o quadro OFDM.

```

00000000 01 01 20 B7 10 09 F5 D7 8C 00 FB FF FF FF FF FF
00000010 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000020 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000030 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000040 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000050 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000060 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000070 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000080 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000090 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
000000A0 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
000000B0 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
000000C0 BF F7 FF CD 5C 9D 71 D7 03 F4 43 47

```

Figura 3.6 - TSP da camada A na saída do codificador RS.

### 3.2.3 DISPERSOR DE ENERGIA

Em um TS muitos pacotes nulos ou *bytes* com valores 0xFF e 0x00 são utilizados para ajustar a taxa de *bits* ou complementar o número de *bytes* de um TSP. Essas sequências de pacotes ou *bytes* estão frequentemente presentes na saída dos compressores e multiplexadores.

Para dispersar essas sequências, um dispersor de energia interligado na saída do RS é utilizado para diminuir a interferência entre símbolos gerada pela transmissão repetitiva da mesma informação.

Esse dispersor é formado por um gerador PRBS (*Pseudo Random Binary Sequence*) e somador módulo 2. O gerador PRBS utiliza o polinômio gerador  $g(x) = 1 + x^{14} + x^{15}$ . Esse gerador é formado por 15 registradores de deslocamento e um somador módulo 2 que é conectado na saída dos registradores 14, 15 e entrada do registrador 1 como pode ser visto na Figura 3.7. O tamanho da sequência desse gerador é de  $2^{15} - 1 = 32767$  e é sincronizado com o IIP e *clock* do TS de cada camada. O dispersor é inicializado com o começo do quadro BTS com a palavra “100101010000000” e desabilitado no *byte* de sincronismo de cada TSP.

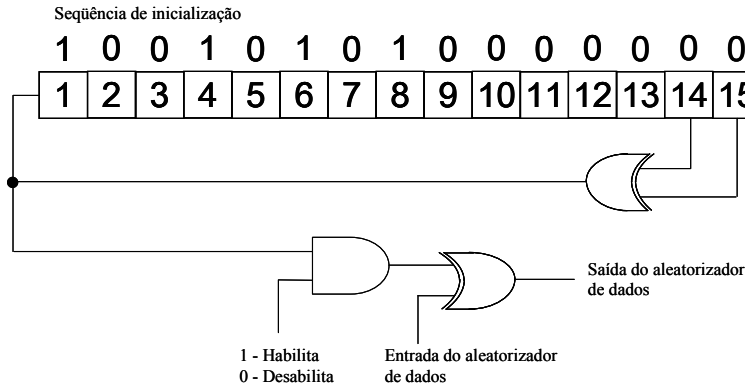


Figura 3.7 - Circuito do dispersor de energia.

A Figura 3.8, mostra o TSP da Figura 3.6 na saída do dispersor de energia. Pode-se observar que a sequência repetitiva de uns (0xFF) é dispersada.

```

00000000 02 F7 28 83 20 B1 56 44 45 68 4C 8C 4C D6 55 0A
00000010 01 C3 FB 77 E4 CF A5 5E 20 3B 3F 65 7C A0 F4 3D
00000020 C7 73 6C D4 95 04 81 E4 FB A5 E6 23 AB 36 05 4B
00000030 E0 47 BE 6E 7A 9A E0 A1 BC 3A 77 62 CC B1 54 58
00000040 06 2F EB 1F 85 BE E2 79 B2 EA 51 82 1A F3 A1 D6
00000050 3B 0B 65 C4 A3 64 34 A7 44 2C 67 16 AD 88 12 CF
00000060 91 5E 98 38 AF 6C 1C 97 B4 8E 44 DA 65 22 A1 30
00000070 39 5F 68 3C 8F 74 DC C5 35 61 40 B8 7C 6E F6 99
00000080 C8 AB 4C 04 57 E6 0F AB DE 07 3B ED 67 90 AE 9C
00000090 18 B7 AC 4E 16 5B 8A 26 C3 29 75 08 C1 CD 7B 50
000000A0 E4 1D A7 B2 2E 53 1A 15 A3 82 36 F3 49 D4 4B 06
000000B0 45 EA 63 82 B6 F0 49 DE 4B 3A 45 F2 8A E0 3F 31
000000C0 36 16 CB 8B E5 0A E4 A6 7C D3 41 47

```

Figura 3.8 - TSP da camada A na saída do dispersor de energia.

### 3.2.4 ENTRELAÇADOR DE BYTE

Um entrelaçador consiste em um dispositivo com uma entrada e uma saída que recebe símbolos de um alfabeto e produz idênticos símbolos na saída com uma ordem diferente sem aumentar a taxa de *bits*. Cada entrelaçador ( $\pi$ ) possui seu respectivo desentrelaçador ( $\pi^{-1}$ ) que reconstrói a sequência original com um possível atraso. O entrelaçador dispersa as sequências de *bits* com o objetivo de minimizar o efeito de erros de blocos no meio de uma transmissão de dados [39], [40].

Esses erros de blocos são criados a partir do ruído impulsivo de alguns equipamentos e do desvanecimento seletivo no canal de comunicação. Os códigos corretores de erros não conseguem corrigir erros concentrados em uma sequência. Usando-se os entrelaçadores a

sequência de símbolos a ser transmitida é embaralhada e no momento em que ocorre uma concentração de erros no canal de comunicação, o decodificador desembaralha a sequência espalhando os erros. Nesse momento os códigos corretores de erros conseguem detectar e corrigir erros.

O entrelaçador de *byte* é um entrelaçador convolucional que utiliza a multiplexação no tempo e registradores de deslocamento [41]. Cada entrada do multiplexador possui um conjunto de registradores de deslocamento. Os registradores atrasam a sequência de *bytes* e em seguida esses *bytes* são agrupados novamente. Na Figura 3.9, pode-se ver como esse entrelaçador é construído. Ele possui 12 ramos ( $B$ ) e 17 registradores ( $M$ ) de deslocamento de *bytes*. Os  $B$  ramos estão conectados ciclicamente na saída do dispersor de energia e transferem 1 *byte* de cada vez em cada ramo. O primeiro ramo ( $i = 0$ ) não possui memória e os símbolos são transferidos imediatamente para a saída. O entrelaçador de *byte* tem como objetivo espalhar os pacotes provenientes do *Reed Solomon* e do dispersor de energia para aumentar sua eficiência perante erros de blocos.

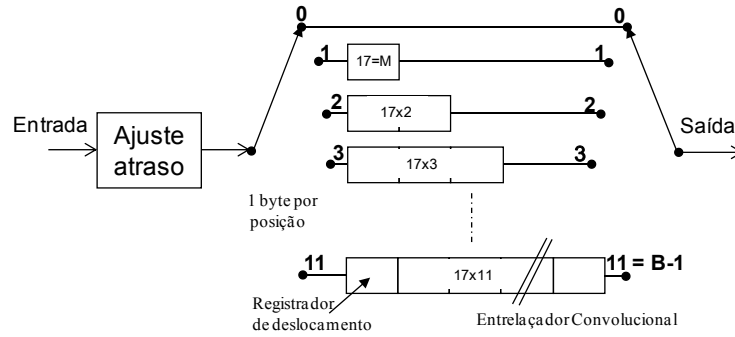


Figura 3.9 - Entrelaçador de *byte*.

O atraso por ramo em *bytes* deste entrelaçador pode ser calculado em (3.6).

$$N_i = i \times M, \text{ para } i \leq 0 < B \quad (3.6)$$

O atraso gerado pelo entrelaçador convolucional pode ser calculado por (3.7) que equivale a 2244 *bytes* e representa 11 TSP de 204 *bytes*

$$D = N_{B-1} \times B \quad (3.7)$$

Entretanto para manter todos os blocos sincronizados com o quadro BTS, um ajuste de atraso é inserido para complementar o número de TSP em um quadro BTS. Utilizando (3.8) é possível calcular o número de TSP utilizado em um quadro BTS. Desta forma, o valor de atraso de sincronismo pode ser calculado em (3.9), onde  $N_s$  é o número de segmentos,  $D_{CS}$  é o número de portadoras de dados,  $b_{QAM}$  é o número de *bits* por símbolo da modulação primária e  $R_{CC}$  é a taxa do codificador convolucional.

$$N_{TSP} = \frac{N_s \times D_{CS} \times b_{QAM} \times R_{CC}}{8} \quad (3.8)$$

$$D_{ajuste} = N_{TSP} - D \quad (3.9)$$

A Figura 3.10 mostra o pacote da Figura 3.8 na saída do entrelaçador de *byte* após 48 pacotes.

```

00000000 E5 23 85 76 78 3C A7 FC 6C 0D D0 8C 78 AD B2 E0
00000010 1C 7A 76 C9 31 B3 1C 5E 5E 4C FC AF D0 8B F1 81
00000020 58 96 C8 D4 63 05 A3 87 E8 5A C0 6D 1E B3 76 4B
00000030 7F 63 24 FC 70 05 1C 4D 83 79 2C 62 E9 D9 9E 36
00000040 1B 24 0E 1E E8 ED E7 79 B7 FF 41 39 FB 45 4A ED
00000050 39 0B 80 C4 9C 6F B9 17 AF A9 36 98 7F B6 F5 CF
00000060 31 3E 6C A0 66 6E 03 E9 94 6C 56 DA 60 21 7D 51
00000070 62 FF 93 DE 29 3A F5 C5 B9 D2 65 99 F6 B8 B3 BB
00000080 48 11 14 04 6C AA AD 92 8D D6 FA 6A 50 C8 D4 9C
00000090 C2 CC C4 94 E6 BD AD 79 C1 6D CD 08 A3 3F C4 3C
000000A0 44 B4 06 D6 F1 B4 B5 15 38 6D 5A 08 39 23 D6 BD
000000B0 26 78 D1 82 64 AA BC BB 94 AF 0C 36 CA 9C D1 31
000000C0 66 51 95 16 91 D1 CD 1B 12 E7 3C 47

```

Figura 3.10 - TSP na saída do entrelaçador de *byte*.

### 3.2.5 CODIFICADOR CONVOLUCIONAL

Os códigos convolucionais foram introduzidos por *Elias* em 1955, como alternativa de uso dos códigos de bloco [42]. A diferença substancial entre códigos de blocos e convolucionais reside no fato que códigos convolucionais fazem uso de memórias, portanto uma dada saída em certo instante depende, não só de algumas entradas nesse mesmo instante, bem como nos  $m$  instantes passados, onde  $m$  é o número de memórias [38]. Um codificador convolucional  $(n, k, m)$  com  $k$  entradas,  $n$  saídas e  $m$  memórias pode ser implementado como um circuito combinacional sequencial, que faz uso de registradores, composto de *flip-flops*, somadores módulo-2 (ou-exclusivo), e multiplexadores/demultiplexadores. A taxa do codificador

convolucional  $R = k/n$  depende da entrada  $k$  e saída  $n$ . A Figura 3.11 mostra o circuito utilizado pelo ISDB-T<sub>B</sub> [26], [27], [28].

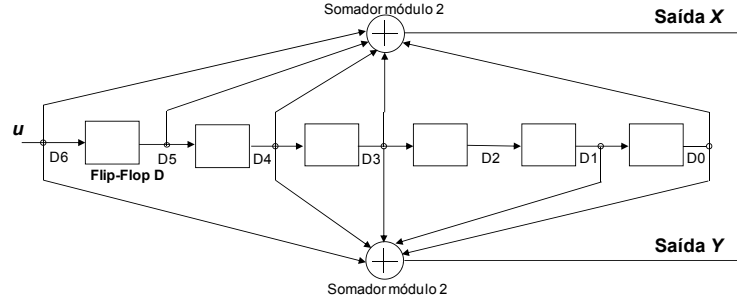


Figura 3.11 - Codificador convolucional (2,1,6) de taxa 1/2.

Esse código convolucional possui taxa mãe  $R = 1/2$ , além de 64 estados, sendo que sua resposta ao impulso é expressa em (3.10).

$$\begin{aligned} g^{(0)} &= 171_{oct} = (1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1) \\ g^{(1)} &= 133_{oct} = (1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Considerando a mensagem de entrada  $u$ , as saídas  $X$  e  $Y$  podem ser obtidas usando (3.11), onde  $\otimes$  representa uma convolução discreta.

$$\begin{aligned} X &= u \otimes g^{(0)} \\ Y &= u \otimes g^{(1)} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Adicionalmente, o puncionamento é utilizado para descartar alguns *bits* na saída do codificador convolucional. Essa técnica permite variar a taxa do código e o padrão de puncionamento pode ser visto na Tabela 3.2. O campo  $P$  indica os *bits* que devem ser descartados e são representados pelo valor 0. A mínima distância livre ( $d_{free}$ ) desse código convolucional [42] é utilizada como parâmetro de desempenho. Em (3.12) é possível calcular o ganho assintótico deste código utilizando um decodificador *Viterbi hard decision* em relação à modulação não codificada [43].



TABELA 3.2 - VALORES DE FUNCIONAMENTO DO CODIFICADOR CONVOLUCIONAL

Taxa do código ( $R$ )									
1/2		2/3		3/4		5/6		7/8	
$P$	$d_{free}$	$P$	$d_{free}$	$P$	$d_{free}$	$P$	$d_{free}$	$P$	$d_{free}$
X=1 Y=1	10	X=10 Y=11	6	X=101 Y=110	5	X=10101 Y=11010	4	X=1000101 Y=1111010	3

$$\delta = 10 \log_{10} \left( \frac{R \times d_{free}}{2} \right) \quad (3.12)$$

### 3.2.6 ENTRELAÇADOR DE BIT

O entrelaçamento de *bit* é constituído por um conversor serial/paralelo de tamanho variável de acordo com o método de modulação. Dessa forma, os *bits* de entrada são convertidos de serial para paralelo em *dibit* (2 *bits*), *quadbit* (4 *bits*) ou *sixbit* (6 *bits*) para as respectivas modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM. O número de ramos  $B$  desse entrelaçador é igual ao número de *bits* de cada método de modulação e cada ramo possui um atraso específico. Devido a essas características esse bloco é classificado como entrelaçador convolucional multiplexado [44]. O máximo atraso no ramo é calculado usando (3.13) e o atraso total usando (3.7).

$$N = \frac{120}{B-1} \quad (3.13)$$

Para manter o sincronismo com o quadro BTS, um atraso adicional é inserido e seu valor pode ser obtido na Tabela 3.3 onde  $N_s$  representa o número de segmentos. A Figura 3.12 mostra o diagrama do entrelaçador de *bits* usado nas modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

TABELA 3.3 - VALOR DE AJUSTE DE ATRASO DO ENTRELAÇADOR DE BIT

Modulação	Modo 1 (2k)	Modo 2 (4k)	Modo 3 (8k)
QPSK	$384 \times N_s - 240$	$768 \times N_s - 240$	$1536 \times N_s - 240$
16QAM	$768 \times N_s - 480$	$1536 \times N_s - 480$	$3072 \times N_s - 480$
64QAM	$1152 \times N_s - 720$	$2304 \times N_s - 720$	$4608 \times N_s - 720$

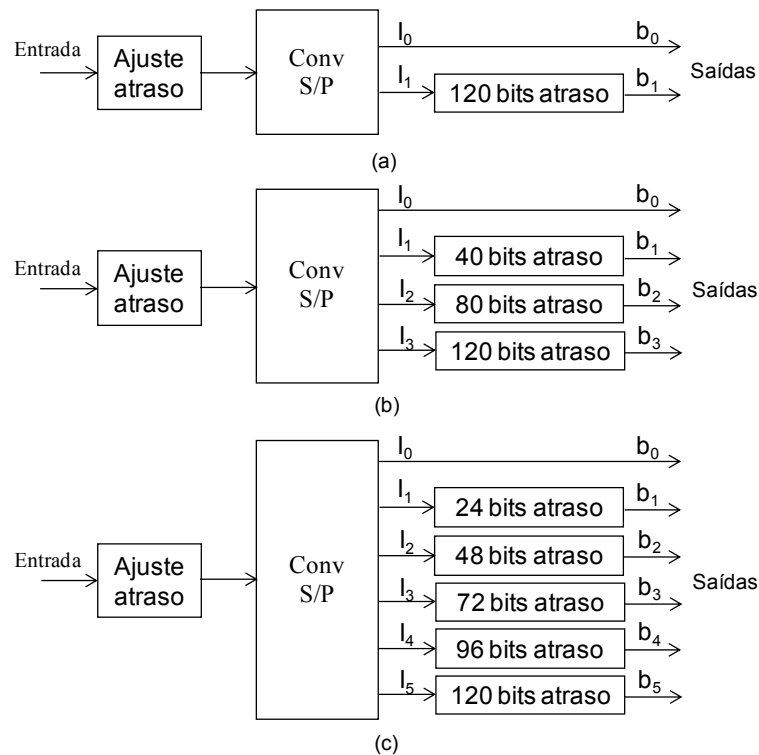


Figura 3.12 - Diagrama do entrelaçador de bit: (a) Modulação QPSK, (b) Modulação 16-QAM, (c) Modulação 64-QAM.

### 3.3 Modulação

O estágio da modulação coerente proposto pode ser visto na Figura 3.13. Este estágio de modulação utiliza uma arquitetura diferente das normas [26], [27], [28], realizando o mapeamento no bloco de ajuste de espectro.

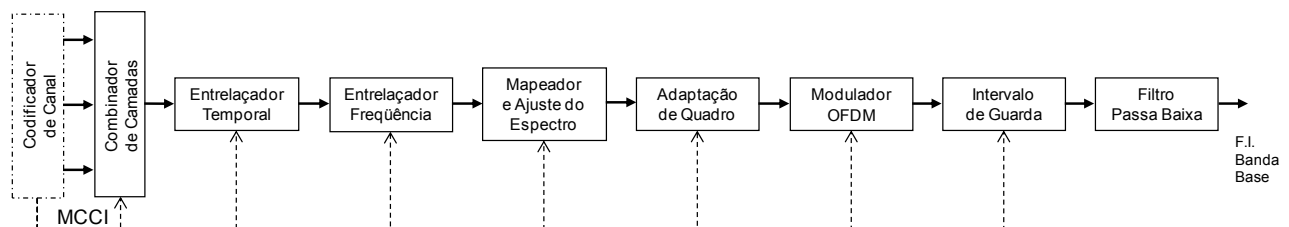


Figura 3.13 - Diagrama do estágio de modulação.

### 3.3.1 COMBINADOR DE CAMADAS

O conjunto de *bits* que entra no combinador de camadas forma um agrupamento de *bits* chamado de símbolo. Dessa forma, o combinador de camadas realiza a concatenação dos símbolos de dados de todos os segmentos. Tomando como exemplo o modo 3, que possui 384 portadoras de dados em cada segmento, esse bloco agrupa todos os segmentos totalizando 4992 símbolos (portadoras). A Tabela 3.4 mostra a distribuição de portadoras pilotos nos três modos em cada segmento do ISDB-T<sub>B</sub>. Além dessas portadoras pilotos uma portadora piloto contínua é acrescida uma posição após o término do segmento 13.

TABELA 3.4 - NÚMERO DE PORTADORAS USADAS NA MODULAÇÃO COERENTE EM UM SEGMENTO

Portadora	Modo 1 (2k)	Modo 2 (4k)	Modo 3 (8k)
Total ( $N_{CS}$ )	108	216	432
Dados ( $D_{CS}$ )	96	192	384
SP	9	18	36
CP	0	0	0
TMCC	1	2	4
AC1	2	4	8
AC2	0	0	0

Nessa Tabela 3.4, tem-se portadoras tipo dados, SP (*Scattered Pilots*), TMCC (*Transmission and Multiplexing Configuration Control*), AC1 (*Auxiliary Channel 1*) e AC2 (*Auxiliary Channel 2*). As pilotos SP e CP são usadas para sincronização em frequência e estimação de canal. As pilotos tipo TMCC carregam informações sobre parâmetros de transmissão. As auxiliares AC1 e AC2 carregam informações para operação do sistema.

### 3.3.2 ENTRELAÇADOR TEMPORAL

Depois do combinador de camadas, o sinal é entrelaçado. O entrelaçador temporal é formado por um entrelaçador convolucional que tem como objetivo entrelaçar as portadoras dentro de vários símbolos OFDM. O entrelaçador temporal atua separadamente em cada segmento OFDM de dados e é combinado ciclicamente na saída. O tamanho do entrelaçamento pode ser ajustado variando-se o parâmetro  $I$ . Em (3.14) é possível calcular o atraso de cada ramo do entrelaçador temporal, onde  $i$  representa o número de cada ramo  $i = 0, 1, 2, \dots, B - 1$  e  $mod$  é uma função que

retorna o resto da divisão. O número de ramos  $B$  do entrelaçador temporal é igual ao número de portadoras de dados.

$$N_i = \text{mod}(5 \cdot i, 96) \cdot I, \text{ para } 0 \leq i < B \quad (3.14)$$

A Tabela 3.5, indica o máximo atraso do entrelaçador temporal e o ajuste de atraso que é necessário para sincronizar os símbolos dentro de um quadro OFDM. A Figura 3.14 mostra o diagrama do entrelaçador e a Figura 3.15 o gráfico de dispersão do entrelaçador temporal em um segmento no modo 3. O entrelaçador temporal realiza o espalhamento dos símbolos resultantes da modulação em cada camada na qual o comprimento pode ser escolhido para os valores aproximados de 0, 100, 200 e 400 ms. Para o valor de  $I = 0$  os símbolos entram e saem no mesmo símbolo o que significa que o entrelaçador não está ativado. O entrelaçador temporal aumenta a robustez do sistema contra o ruído impulsivo e melhora o desempenho da recepção móvel [45].

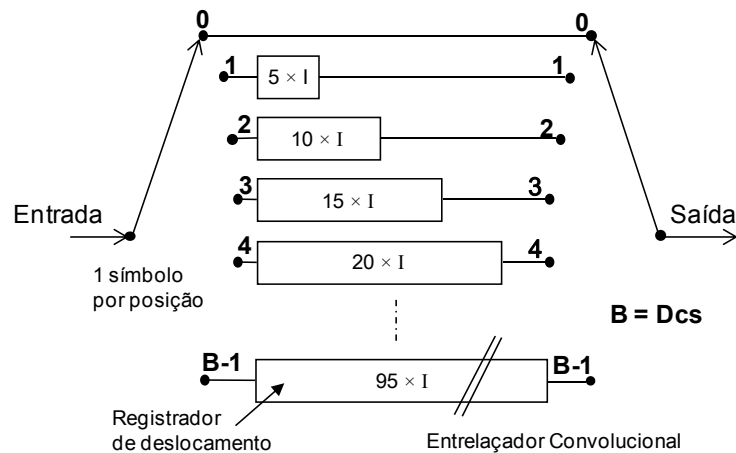


Figura 3.14 - Entrelaçador temporal.

TABELA 3.5 - PARÂMETROS DO ENTRELAÇADOR TEMPORAL NO MODO 3 (8K)

I	Máximo Atraso (símbolos OFDM)	Ajuste de Atraso (símbolos OFDM)
0	0	0
1	95	109
2	190	14
4	380	28

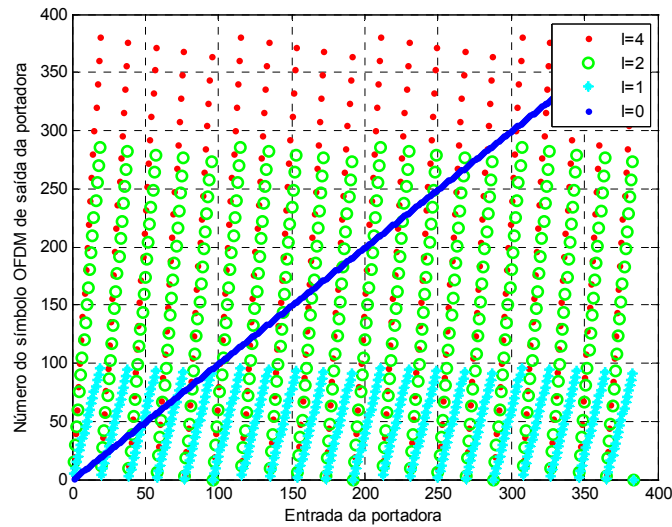


Figura 3.15 - Gráfico de dispersão do entrelaçador temporal no modo 3 (8k).

### 3.3.3 ENTRELAÇADOR EM FREQUÊNCIA

O entrelaçador em frequência pode ser considerado um entrelaçador de blocos. Nesse entrelaçador os símbolos são escritos em uma memória e lidos em uma determinada ordem. O entrelaçamento em frequência é realizado em um símbolo OFDM e é dividido em três partes como se pode ver na Figura 3.16.

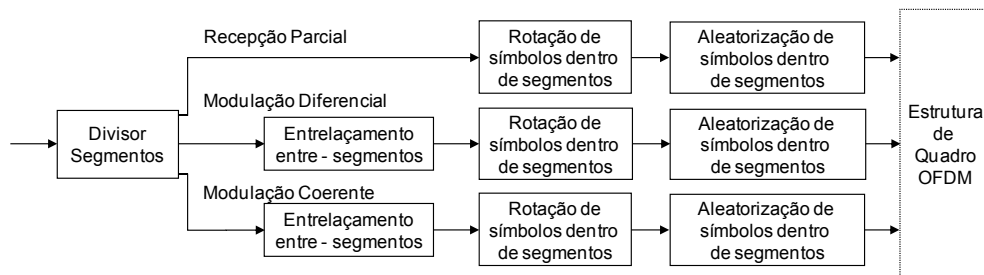


Figura 3.16 - Diagrama do entrelaçamento em frequência

O primeiro entrelaçador realiza o entrelaçamento das portadoras entre segmentos de acordo com a Equação (3.15). Se a opção de recepção parcial ( $Pr$ ) estiver habilitada, então o segmento de dados zero não é entrelaçado. A Figura 3.17 mostra o gráfico de dispersão desse entrelaçador utilizado na configuração apresentada na Figura 3.3. Pode-se ver que os símbolos do primeiro segmento (0 até 384) entram e saem na mesma ordem.

$$\begin{cases} \pi_i = i & , \text{ para } Pr = 1 \\ \pi_{(i+j \cdot Dcs)} = i \cdot seg + j + (Dcs - 1) \cdot Pr, & \text{ para } Pr = 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

onde,

$$\begin{aligned} 0 &\leq i < Dcs \\ Pr &\leq j < 13 \\ seg &= 13 - Pr \end{aligned}$$

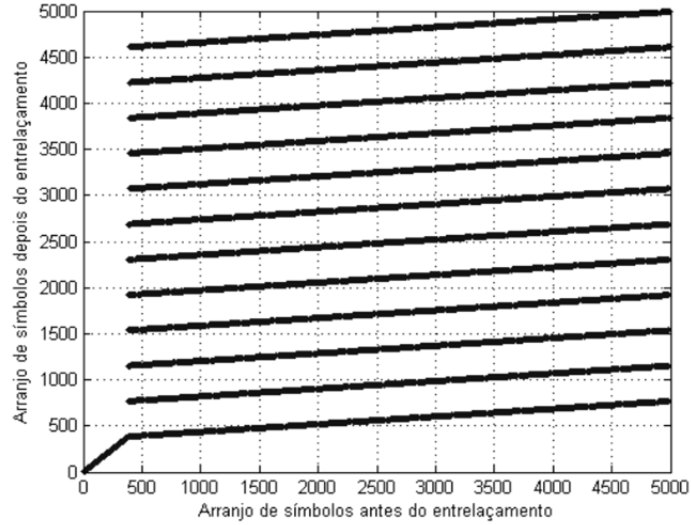


Figura 3.17 - Gráfico de dispersão do entrelaçamento entre segmentos.

Em (3.16) a Equação do entrelaçador que realiza a rotação dos símbolos dentro do segmento é descrita e seu gráfico de dispersão pode ser visto na Figura 3.18. Pode-se observar que o mesmo padrão de entrelaçamento é realizado em todos os segmentos.

$$\pi_{(i+Dcs \cdot j)} = \text{mod}(j + i, Dcs) + j \cdot Dcs \quad (3.16)$$

onde,

$$\begin{aligned} 0 &\leq i < Dcs \\ 0 &\leq j < 13 \end{aligned}$$

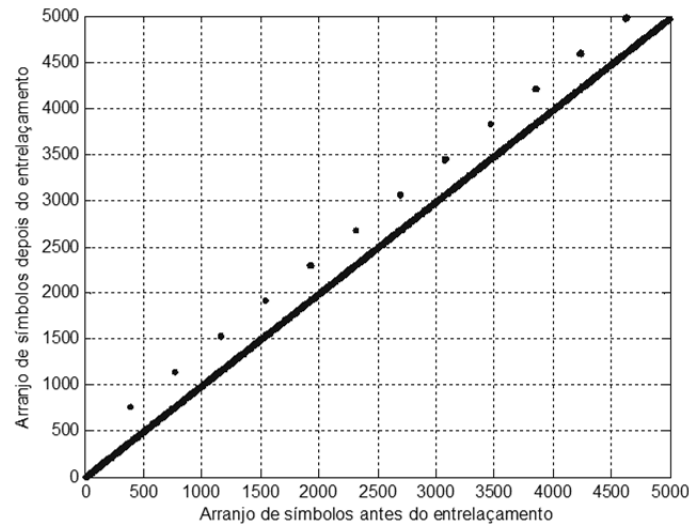


Figura 3.18 - Gráfico de dispersão da rotação de portadoras dentro de cada segmento.

Na Figura 3.19, pode-se ver o padrão de dispersão das subportadoras do entrelaçador aleatório e sua Equação em (3.17). Nessa equação  $T_{(i)}$  representa os valores aleatórios e pode ser obtido na Tabela 3.6 .

$$\pi_{(T_{(i)}+j \cdot Dcs)} = j \cdot Dcs + i \quad (3.17)$$

onde,

$$\begin{aligned} 0 &\leq i < Dcs \\ 0 &\leq j < 13 \end{aligned}$$

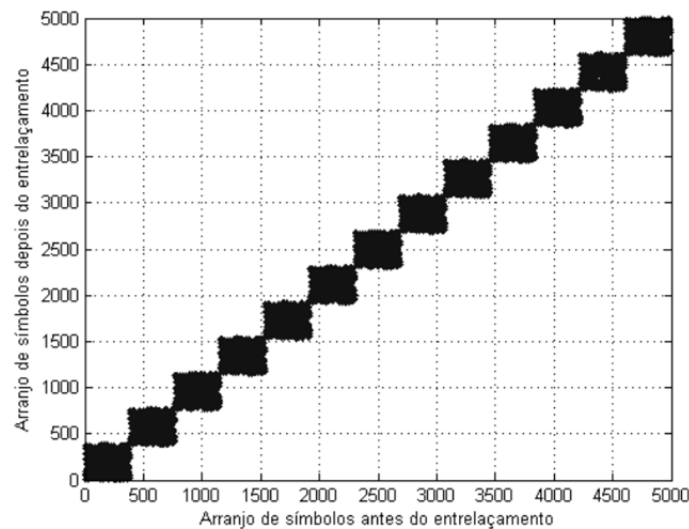


Figura 3.19 - Gráfico de dispersão do entrelaçamento aleatório dentro de segmentos.

TABELA 3.6 - VALORES DO ENTRELAÇADOR ALEATÓRIO

$T_{(i)}$ no Modo 3															
62	13	371	11	285	336	365	220	226	92	56	46	120	175	298	352
172	235	53	164	368	187	125	82	5	45	173	258	135	182	141	273
126	264	286	88	233	61	249	367	310	179	155	57	123	208	14	227
100	311	205	79	184	185	328	77	115	277	112	20	199	178	143	152
215	204	139	234	358	192	309	183	81	129	256	314	101	43	97	324
142	157	90	214	102	29	303	363	261	31	22	52	305	301	293	177
116	296	85	196	191	114	58	198	16	167	145	119	245	113	295	193
232	17	108	283	246	64	237	189	128	373	302	320	239	335	356	39
347	351	73	158	276	243	99	38	287	3	330	153	315	117	289	213
210	149	383	337	339	151	241	321	217	30	334	161	322	49	176	359
12	346	60	28	229	265	288	225	382	59	181	170	319	341	86	251
133	344	361	109	44	369	268	257	323	55	317	381	121	360	260	275
190	19	63	18	248	9	240	211	150	230	332	231	71	255	350	355
83	87	154	218	138	269	348	130	160	278	377	216	236	308	223	254
25	98	300	201	137	219	36	325	124	66	353	169	21	35	107	50
106	333	326	262	252	271	263	372	136	0	366	206	159	122	188	6
284	96	26	200	197	186	345	340	349	103	84	228	212	2	67	318
1	74	342	166	194	33	68	267	111	118	140	195	105	202	291	259
23	171	65	281	24	165	8	94	222	331	34	238	364	376	266	89
80	253	163	280	247	4	362	379	290	279	54	78	180	72	316	282
131	207	343	370	306	221	132	7	148	299	168	224	48	47	357	313
75	104	70	147	40	110	374	69	146	37	375	354	174	41	32	304
307	312	15	272	134	242	203	209	380	162	297	327	10	93	42	250
156	338	292	144	378	294	329	127	270	76	95	91	244	274	27	51

O resultado final do entrelaçamento de frequência pode ser visto na Figura 3.20. Pode-se observar que os símbolos do segmento zero não são espalhados com os símbolos dos outros segmentos. O entrelaçamento de frequência é aplicado no símbolo OFDM que aumenta a robustez do sistema contra o desvanecimento de frequência seletivo [45]. Tanto o entrelaçador temporal quanto o entrelaçador em frequência aumentam a eficiência do estágio de correção de erro.



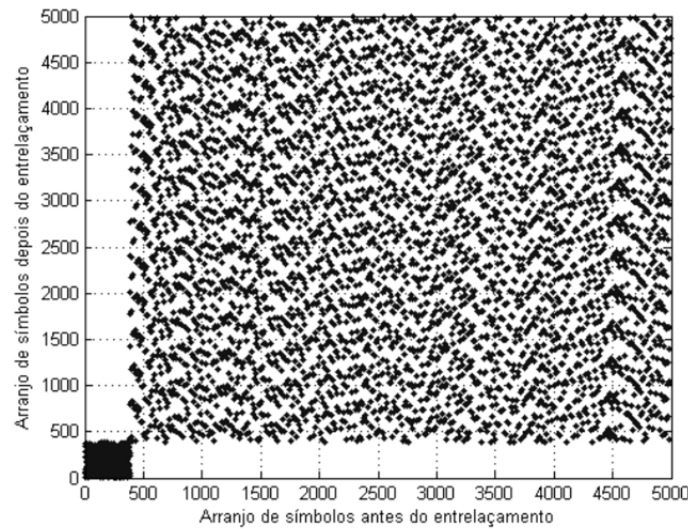


Figura 3.20 - Gráfico de dispersão resultante do entrelaçamento em frequência.

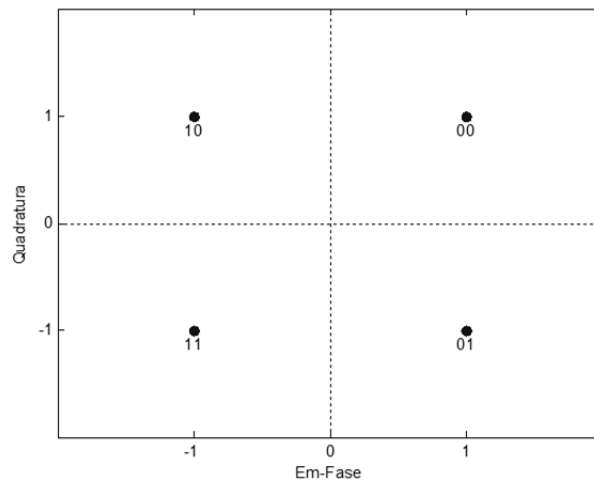
### 3.3.4 MAPEADOR E AJUSTE DO ESPECTRO

Em [26], [27], [28], o mapeamento é realizado na saída do bloco de entrelaçamento de *bit*, resultando no entrelaçamento temporal e frequencial de amostras I/Q. Em nossa proposta, o mapeamento é realizado em conjunto com o ajuste de espectro para economizar memória. Dessa forma, após o entrelaçador de frequência, os símbolos são modulados em QPSK, 16-QAM ou 64-QAM por meio da utilização de uma tabela. A Tabela 3.7 mostra os valores de *bits* e símbolos para a modulação QPSK. Pode-se observar que a distribuição dos *bits* na constelação utiliza a codificação *Gray*. As tabelas para as modulações 16-QAM e 64-QAM podem ser obtidas observando-se a Figura 3.21.

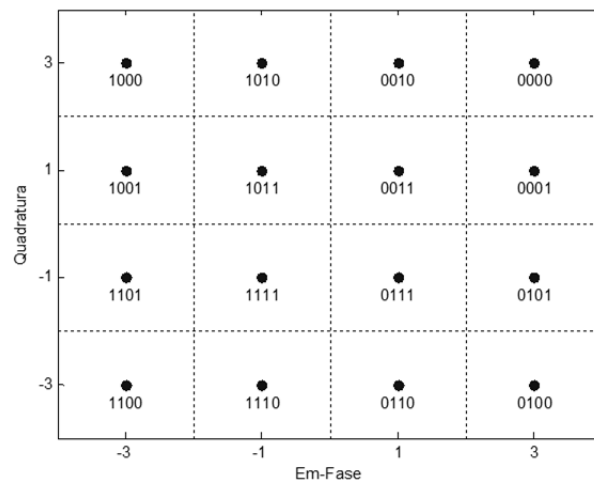
TABELA 3.7 - VALORES PARA A MODULAÇÃO QPSK

$bit[1], bit[0]$	Em-Fase	Quadratura
0,0	1	1
0,1	1	-1
1,0	-1	1
1,1	-1	-1

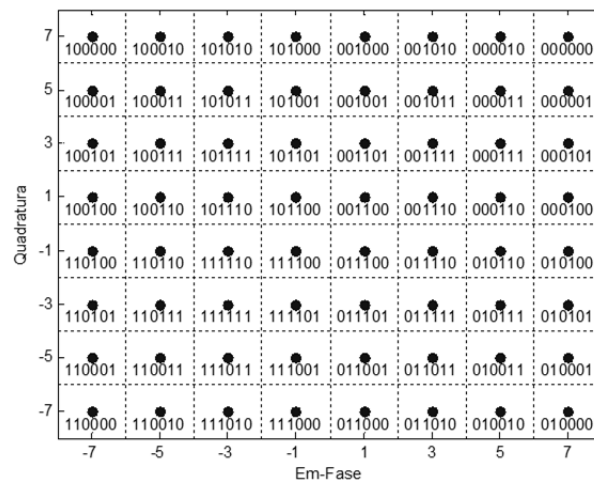
A Figura 3.21 mostra a constelação das modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM e a Tabela 3.8 o fator de normalização de potência para 1 watt.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.21 - Constelação do sistema ISDB-T<sub>B</sub>: (a) QPSK, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM.

TABELA 3.8 - FATOR DE NORMALIZAÇÃO DE POTÊNCIA

Modulação	Fator de Normalização
QPSK	$\sqrt{2}$
16-QAM	$\sqrt{10}$
64-QAM	$\sqrt{42}$

O ajuste do espectro é necessário para ordenar os segmentos de acordo com [26], [27], [28]. Dessa forma, o segmento zero é posicionado no centro do espectro e os segmentos ímpares e pares ficam distribuídos de acordo com a Figura 3.22.

11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
----	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	----	----

Figura 3.22 - Posição dos segmentos utilizados após o ajuste de espectro.

### 3.3.5 ADAPTAÇÃO DE QUADRO OFDM

A transmissão do sinal ISDB-T<sub>B</sub> é organizada em quadros. Cada quadro OFDM possui duração  $T_F$  e consiste de 204 símbolos OFDM. Cada símbolo OFDM com 13 segmentos é constituído por um número  $K = 1405$  portadoras para o modo 1 (2k),  $K = 2809$  portadoras para o modo 2 (4k) e  $K = 5617$  portadoras para o modo 3 (8k) na qual são transmitidas com a duração  $T_S$ . A Figura 3.23 mostra um quadro OFDM para a modulação coerente. No quadro OFDM, SP (*Scattered Pilots*) e CP (*Continual Pilots*) são moduladas em BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) com aumento de potência de 33% em relação às sub-portadoras de dados e transmitem a PRBS ( $W_k$ ) gerada pelo circuito da Figura 3.24. Essa PRBS utiliza o polinômio gerador  $g(x) = 1 + x^9 + x^{11}$  e é formada por 11 registradores de deslocamento e um somador módulo 2. O tamanho da sequência desse gerador é de  $2^{11} - 1 = 2047$  e é inicializada com a primeira sub-portadora de cada símbolo OFDM com o valor “1111111111”.

A TMCC (*Transmission and Multiplexing Configuration Control*) e AC (*Auxiliary Channel*) são inseridas no quadro e moduladas em DBPSK (*Differential BPSK*) com aumento de potência de 33% em relação às sub-portadoras de dados e tem a finalidade de sinalizar os parâmetros de modulação, codificação de canal, sincronismo de quadro e transmissão de dados auxiliares.

No total, 157 portadoras das 1405 portadoras são utilizadas como pilotos no modo 1, 313 portadoras das 2809 portadoras são utilizadas como pilotos no modo 2 e 625 portadoras das 5617 portadoras são utilizadas como pilotos no modo 3. A Tabela 3.9 mostra a posição das portadoras pilotos AC e TMCC no modo 3.

TABELA 3.9 - POSIÇÃO DAS PORTADORAS PILOTOS CONTÍNUAS (AC E TMCC) NO MODO 3

Segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC1_1	10	20	4	98	11	76	7	61	35	8	53	74	40
AC1_2	28	40	89	101	101	97	89	100	79	64	83	100	89
AC1_3	161	182	148	118	128	112	206	119	184	115	169	143	116
AC1_4	191	208	197	136	148	197	209	209	205	197	208	187	172
AC1_5	277	251	224	269	290	256	226	236	220	314	227	292	223
AC1_6	316	295	280	299	316	305	244	256	305	317	317	313	305
AC1_7	335	400	331	385	359	332	377	398	364	334	344	328	422
AC1_8	425	421	413	424	403	388	407	424	413	352	364	413	425
TMCC1	70	44	83	23	86	31	101	17	49	85	25	47	61
TMCC2	133	155	169	178	152	191	131	194	139	209	125	157	193
TMCC3	233	265	301	241	263	277	286	260	299	239	302	247	317
TMCC4	410	355	425	341	373	409	349	371	385	394	368	407	347

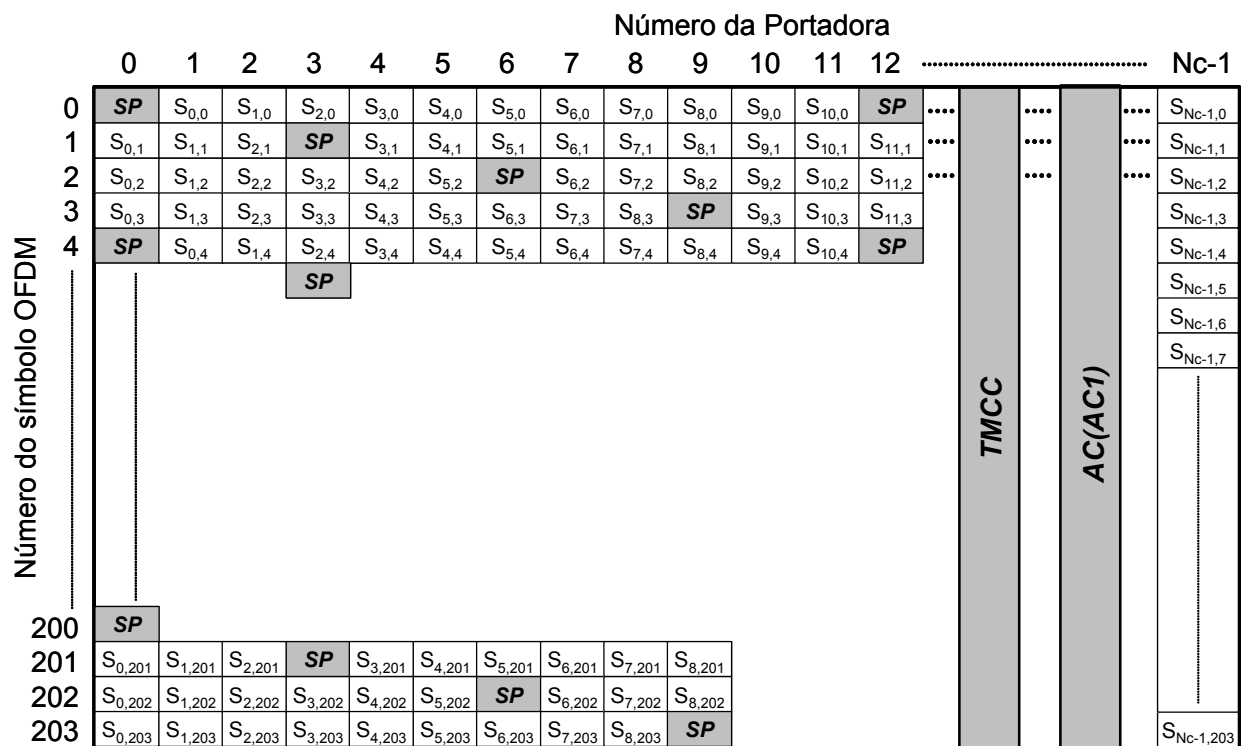


Figura 3.23 - Estrutura do quadro OFDM para a modulação coerente.

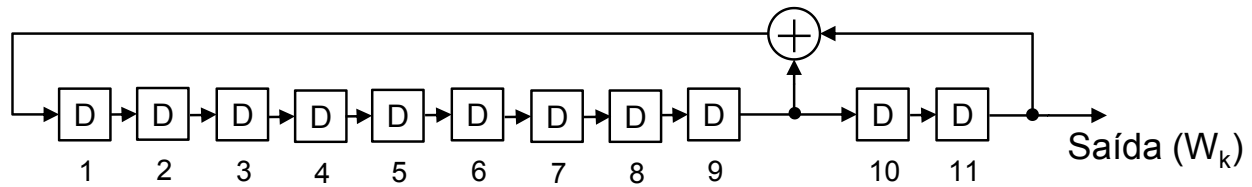


Figura 3.24 – Gerador PRBS utilizado na modulação BPSK das sub-portadoras SP e CP.

Na Figura 3.25 é possível visualizar a constelação na saída da adaptação de quadro. Pode-se ver que as portadoras pilotos SP, TMCC e AC são moduladas em BPSK e que possuem potência maior que a da constelação QPSK e 64-QAM.

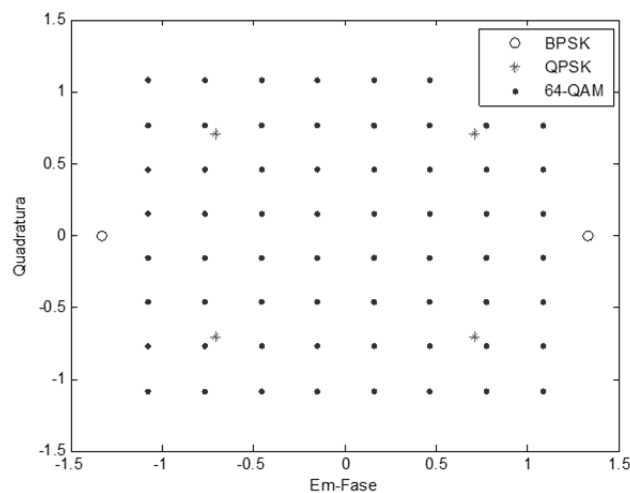


Figura 3.25 - Constelação na saída da adaptação de quadro OFDM.

Para aumentar a robustez da TMCC, as últimas 82 portadoras pilotos são utilizadas para transmitir *bits* de paridade. A Tabela 3.10 mostra a distribuição da informação da TMCC.

TABELA 3.10 - DESIGNAÇÃO DE BITS PARA A TMCC

B <sub>0</sub>	Referência da Modulação Diferencial que é a sequência PRBS modulada em BPSK
B <sub>1</sub> -B <sub>16</sub>	Palavra de sincronismo w <sub>0</sub> =0011010111101110, w <sub>1</sub> =1100101000010001 (16 <i>bits</i> )
B <sub>17</sub> -B <sub>19</sub>	Identificação do tipo de segmento (diferencial: 111, síncrono 000) (3 <i>bits</i> )
B <sub>20</sub> -B <sub>121</sub>	Informação da TMCC (102 <i>bits</i> )
B <sub>122</sub> -B <sub>203</sub>	<i>Bits</i> de paridade (82 <i>bits</i> )

O primeiro *bit*  $B_0$  é utilizado como referência da modulação DBPSK e é o próprio valor da sequência PRBS do gerador da Figura 3.24. Os *bits*  $B_1 - B_{16}$  transmitem uma palavra de sincronismo de 16 *bits* que sinaliza o quadro OFDM par ( $w_0$ ) ou ímpar ( $w_1$ ). Os *bits*  $B_{17} - B_{19}$  identificam o método de modulação (coerente ou diferencial). Como o método diferencial não é recomendado [33] esse campo sempre permanece em “111”. Os *bits*  $B_{20} - B_{121}$  são utilizados para transmitir todos os parâmetros de modulação e são descritos na Tabela 3.11. O detalhamento dessa tabela pode ser obtido em [26], [27], [28].

TABELA 3.11 - DEFINIÇÃO DOS BITS DE INFORMAÇÃO DA TMCC

Número de bits	Informação de Controle	
2	Identificação do sistema (TV/Rádio)	
4	Contador de troca de configuração atual/próxima	
1	Alerta de emergência	
1	Atual	Recepção parcial
13		Parâmetros de transmissão da camada A
13		Parâmetros de transmissão da camada B
13		Parâmetros de transmissão da camada C
40	Próximo	Mesmo que anterior
3	Controle para o sistema de rádio	
12	Reservado	

Os *bits*  $B_{122} - B_{203}$  são utilizados na transmissão da paridade do código cíclico sistemático encurtado (184, 102) derivado do código (273,191). Esse código utiliza o polinômio gerador  $g(x)$  dado em (3.18).

$$g(x) = x^{82} + x^{77} + x^{76} + x^{71} + x^{67} + x^{66} + x^{56} + x^{52} + x^{48} + x^{40} + x^{36} + x^{34} + x^{24} + x^{22} + x^{18} + x^{10} + x^4 + 1 \quad (3.18)$$

Utilizando (3.19) e (3.20) pode-se obter a palavra código  $v(x)$  ( $B_{20}$  até  $B_{203}$ ), onde  $u(x)$   $B_{20}$  até  $B_{121}$  representa a mensagem a ser codificada na forma polinomial,  $q(x)$  representa o quociente e  $s(x)$  o resto da divisão. Como esse código é sistemático a mensagem está presente na palavra código.

$$\frac{u(x) \times x^{n-k}}{g(x)} = q(x) \times g(x) + s(x) \quad (3.19)$$

$$v(x) = u(x) \times x^{n-k} + s(x) \quad (3.20)$$

Agora os *bits* da TMMC são modulados em DBPSK. Em primeiro lugar a codificação diferencial é realizada usando (3.21).

$$\begin{cases} D_{m,k} = W_k & , \text{ para } m = 0 \\ D_{m,k} = D_{m-1,k} \oplus B_m, & \text{ para } 1 \leq m \leq 203 \end{cases} \quad (3.21)$$

onde,  $W_k$  é o valor da sequência PRBS,  $m$  é o número do símbolo OFDM,  $k$  o número da portadora correspondente ao índice da TMCC dado na Tabela 3.9 e  $B_m$  é o valor da mensagem a ser codificada dada na Tabela 3.10. Além disso,  $D_{m,k}$  é a sequência codificada para ser modulada em BPSK de acordo com a Tabela 3.12.

TABELA 3.12 - VALORES DA MODULAÇÃO BPSK

$D_{m,k}$	Em-Fase	Quadratura
1	$-4/3$	0
0	$4/3$	0

### 3.3.6 MODULAÇÃO OFDM

A modulação OFDM surgiu por volta dos anos 60, quando *Chang* publicou seu artigo sobre síntese de transmissão com vários canais limitados em banda [46]. Ele apresentou o princípio da transmissão de mensagens em vários canais limitados em banda sem causar interferência entre portadoras - ICI (*Inter Carrier Interference*) e interferência entre símbolos - ISI (*Inter Symbol Interference*). Em 1971 Weinstein e Ebert [47] usaram a DFT (*Discrete Fourier Transform*) para melhorar o desempenho da modulação e demodulação. Em (3.22) é demonstrado como é possível realizar a modulação OFDM usando a IDFT, onde  $d_k$  representa símbolos complexos na saída da adaptação de quadro,  $K$  o número total de portadoras e  $s$  o símbolo OFDM.

$$s(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j2\pi \frac{kn}{K}}, \quad 0 \leq n < K \quad (3.22)$$

Devido à complexidade computacional da DFT e IDFT (*inverse DFT*), o algoritmo FFT (*Fast Fourier Transform*) e IFFT (*Inverse FFT*) descoberto por Cooley e Tukey em 1965 [48] são utilizados na demodulação e modulação respectivamente. Entretanto zeros são adicionados na saída da adaptação de quadro OFDM, para se obter o número de amostras necessário para utilizar a IFFT e gerar a parte útil do símbolo OFDM ( $T_u$ ). Essa técnica é chamada de *zero padding* [49] e o diagrama de blocos do modulador OFDM pode ser visto na Figura 3.26, onde  $N_c$  representa o número de portadoras e  $N$  o tamanho da IFFT. O tamanho da IFFT pode ser configurado para um dos três valores, modo 1 = 2048; modo 2 = 4096; e modo 3 = 8192.

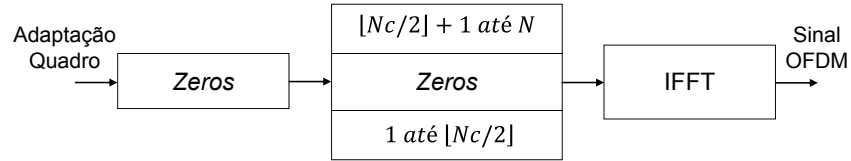


Figura 3.26 - Diagrama do modulador OFDM.

### 3.3.7 INTERVALO DE GUARDA

Uma contribuição importante para a modulação OFDM foi à de Peled e Ruiz em 1980 [50], que introduziram o prefixo cíclico ou extensão cíclica, resolvendo o problema de ortogonalidade. Em vez de utilizar um espaço de guarda vazio, eles preencheram esse espaço com uma extensão cíclica do símbolo OFDM como demonstrado em (3.23).

A duração do intervalo de guarda ( $\Delta$ ) é obtida pela duração de  $T_u \times g$ , onde  $g = 1/4; 1/8; 1/16; \text{ ou } 1/32$ . Dessa forma, um símbolo OFDM com duração  $T_s$  é composto por um intervalo de guarda com duração  $\Delta$  e  $T_u$ .

$$x(n) = \begin{cases} s(N - N_g + n), & \text{para } 0 \leq n < N_g \\ s(n - N_g), & \text{para } N_g \leq n < N + N_g \end{cases} \quad (3.23)$$

A Figura 3.27 mostra um símbolo OFDM com quatro portadoras e intervalo de guarda com  $g = 1/4$ .



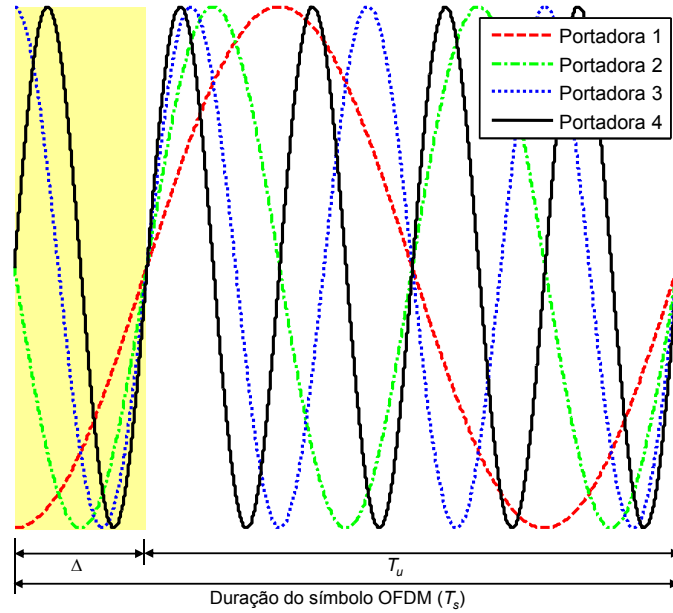


Figura 3.27 - Representação do prefixo cíclico do intervalo de guarda.

### 3.3.8 FILTRO PASSA BAIXAS

Para garantir a máscara de transmissão adequada na saída do modulador é necessário que um filtro passa baixas seja utilizado. O sinal modulado foi re-amostrado utilizando um fator de *up-sampling/down-sampling* de 5/4 que equivale a  $f_{s\_RF} = 512/63 \times 5/4 \cong 10,1587$  MHz. Na Figura 3.28 é possível visualizar o espectro do sinal ISDB-T<sub>B</sub> em banda base na saída de um filtro passa baixas de resposta ao impulso finita (FIR) de 300 *taps*.

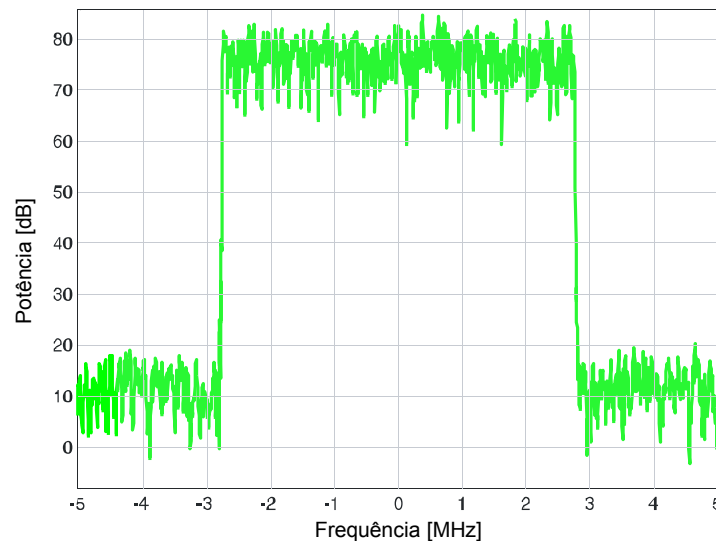


Figura 3.28 - Espectro em banda base do sinal ISDB-T<sub>B</sub> no Matlab.

### 3.3.9 TAXA DE TRANSMISSÃO

Usando (3.24), (3.25) e (3.26) é possível calcular a taxa útil de *bits* transmitida no sistema ISDB-T<sub>B</sub>. Pode-se observar que o tamanho da IFFT não altera a taxa de *bits* na saída.

$$R_b = \frac{1}{T_u} N_{cs} N_b R_{cc} R_{rs} N_s g' \quad (3.24)$$

$$T_u = \frac{14 \times D_{cs}}{B_w} \quad (3.25)$$

$$g' = \frac{1}{g+1} \quad (3.26)$$

onde:

TABELA 3.13 - PARÂMETROS DE MODULAÇÃO

Sigla	Valor			Definição
$R_b$	0,3 - 25 Mb/s			Taxa de <i>bits</i> efetiva transmitida em 6 MHz
$N_s$	1 - 13			Número de segmentos
$N_{cs}$	Modo 1	Modo 2	Modo 3	Número total de portadoras por segmento
	108	216	432	
$N_b$	QPSK	16-QAM	64-QAM	Número de <i>bits</i> por símbolo
	2	4	6	
$D_{cs}$	Modo 1	Modo 2	Modo 3	Número de portadoras de dados para cada modo
	96	192	384	
$R_{cc}$	1/2, 2/3, 3/4, 5/6 ou 7/8			Razão do codificador convolucional
$R_{rs}$	188/204			Razão do codificador <i>Reed Solomon</i>
$g$	1/4, 1/8, 1/16 ou 1/32			Razão do intervalo de guarda
$B_w$	6, 7 ou 8 MHz			Largura de banda

Na modulação BST-OFDM os parâmetros em comum para todas as camadas são o tamanho da IFFT (modo 1 = 2k, modo 2 = 4k e modo 3 = 8k) e razão do intervalo de guarda  $g$  (1/4, 1/8, 1/16 e 1/32). A banda útil utilizada pelo ISDB-T<sub>B</sub> é de  $6/14 \times 13$ , correspondente a aproximadamente 5,5714 MHz.

### 3.4 Simulador de Canal

Depois de gerar o sinal ISDB-T<sub>B</sub>, o sinal é transmitido até o receptor via canal de comunicação. O simulador de canal acrescenta imperfeições no sinal modulado até ser decodificado pelo receptor. O diagrama do simulador de canal pode ser visto na Figura 3.29.

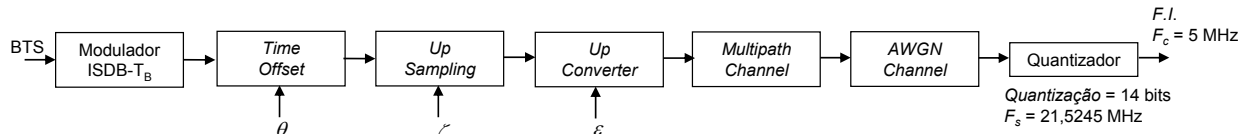


Figura 3.29 - Diagrama de blocos do simulador de canal.

O bloco *Time Offset* recebe o sinal ISDB-T<sub>B</sub> em banda base e realiza a inserção de  $\theta$  zeros no sinal modulado. O valor normalizado  $\theta$  equivale ao número de amostras entre o sinal transmitido  $s[n]$  e o sinal recebido  $s[n - \theta]$ . Essa operação permite mudar o início do símbolo OFDM que é necessário para testar o estágio de sincronismo temporal do receptor.

Para adequar a frequência de amostragem do modulador com o conversor D/A utilizado pelo receptor, o bloco *Up-Sampling* realiza a re-amostragem do sinal modulado para  $f_{s\_RF} = 4.5 \times 684/286 \times 2 \cong 21,5245$  MHz. Além de re-amostrar à taxa  $f_s$  para o sistema de captura de RF, esse bloco permite acrescentar um erro na frequência de amostragem  $\zeta$ . Essa operação permite simular o desvio do relógio entre o oscilador do transmissor e receptor.

O bloco *Up-Converter* converte o sinal em banda base para a frequência central de 5 MHz que é a mesma utilizada pelo receptor. Além de realizar a conversão para esta  $F_c$ , um erro na frequência  $\epsilon$  pode ser inserido. Essa operação permite simular o erro de frequência entre o transmissor e receptor.

Em seguida, o modelo de propagação com multipercurso é inserido. Esse bloco permite modelar os canais de propagação Brazil A, Brazil B, Brazil C, Brazil D e Brazil E [2], [3]. Além desses modelos é possível inserir novos vetores de propagação que incluem a potência, atraso, fase e efeito *Doppler*.

Depois disso, o ruído aditivo branco Gaussiano AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) é adicionado. Esse bloco é utilizado para determinar a relação sinal ruído do receptor.

Finalmente, para compatibilizar o simulador com o sistema de captura de RF o arquivo é quantizado em 14 *bits*.

### 3.5 Testes

O teste no simulador foi realizado com um gerador de forma de onda arbitrária e analisador de espectro com opção de demodulação do sinal ISDB-T<sub>B</sub>. O vetor de RF proveniente do simulador foi utilizado no gerador. Testes de taxa de erro de *bits* - BER (*Bit Error Rate*), taxa de erro de modulação - MER (*Modulation Error Rate*) e máscara de intermodulação foram realizados. A Figura 3.30 mostra as conexões e equipamentos utilizados nos testes. O vetor de RF foi exportado para o Matlab/Simulink e gerador de forma de onda arbitrária. O sinal de RF do gerador foi conectado ao analisador de espectro e receptor de TV digital.

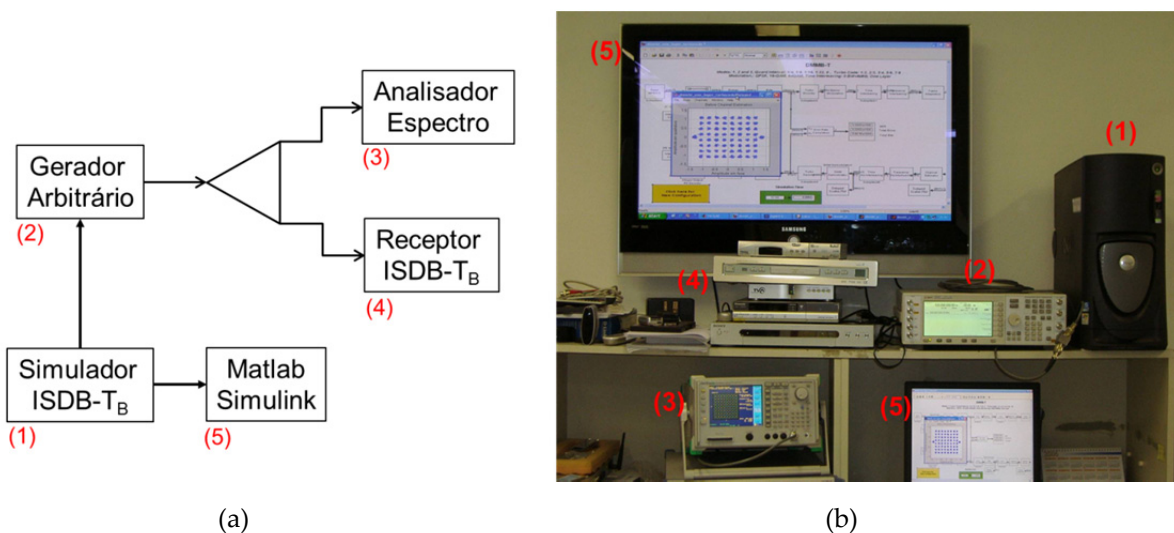


Figura 3.30 - Equipamentos utilizados: (a) Diagrama de conexões, (b) Fotografia do laboratório.

No primeiro teste, verificou-se que o sinal ISDB-T<sub>B</sub> gerado pelo simulador está dentro da máscara de transmissão. A Figura 3.31 mostra o resultado desse teste, onde se pode observar que o espectro do sinal está abaixo da máscara estabelecida em [27].

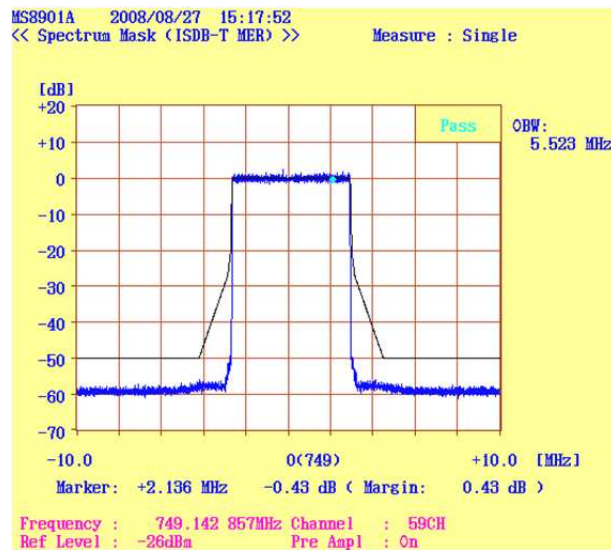


Figura 3.31 - Espectro em banda passante na saída do gerador de forma de onda arbitrária.

Na Figura 3.32, a medida de taxa de erro de *bits* (BER) mostra que o erro é nulo antes e depois do RS nas duas camadas hierárquicas. Com esse resultado, pode-se concluir que todo o estágio de codificação de canal e modulação do simulador funcionam corretamente. Além disso, pode-se observar que os parâmetros de modulação detectados por meio da TMCC são os mesmos da Figura 3.3.

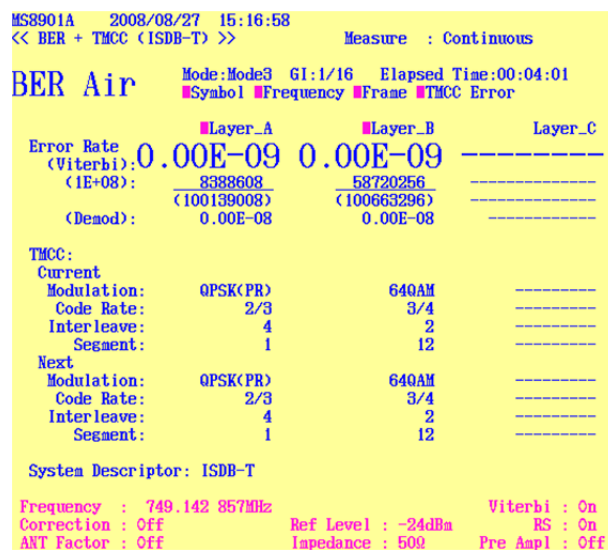


Figura 3.32 - Medida de taxa de erro de *bits* antes e depois do RS.

As Figuras 3.33 e 3.34 mostram os resultados do MER. O valor de MER está acima de 30 dB e de acordo com [27] mostrando que nenhuma distorção no estágio de modulação foi introduzida pelo simulador.

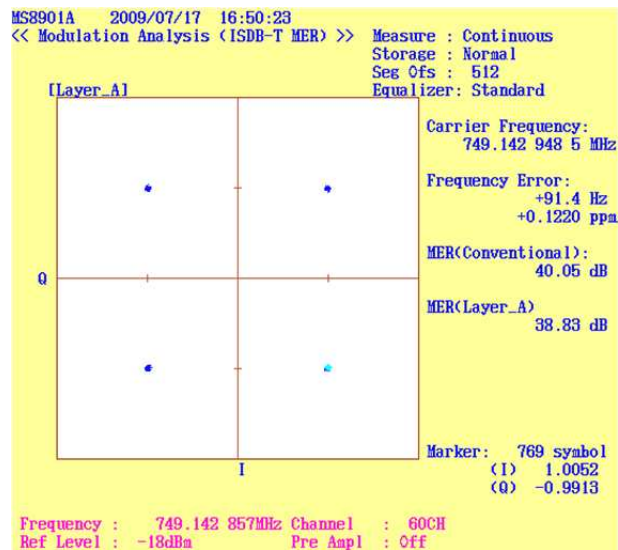


Figura 3.33 - Medida de MER na Camada A.

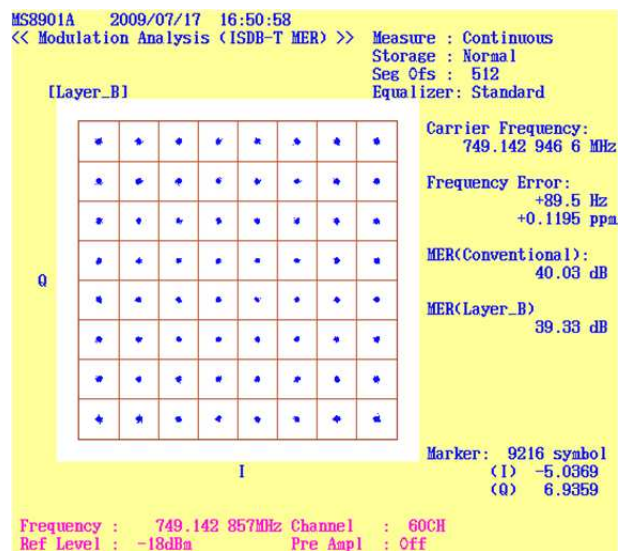


Figura 3.34 - Medida de MER na Camada B.

### 3.6 Considerações Finais

Os esquemas para modulação de ISDB-T e ISDB-T<sub>B</sub> são idênticos. A diferença entre as normas de transmissão [27] e [28] estão relacionadas com a alocação de canal e máscara do espectro de transmissão. No ISDB-T apenas a banda de UHF é utilizada (470-770 MHz) nos canais de 13 a 62. No ISDB-T<sub>B</sub> as bandas VHF/UHF são utilizadas (174-216 MHz e 470-806 MHz) nos canais 7-13 e

14-69. O ISDB-T utiliza apenas uma máscara do espectro de transmissão enquanto que o ISDB-T<sub>B</sub> utiliza três máscaras o que dependem da potência de transmissão.

Como o estágio de conversão de canal e o filtro de canal ficam instalados no transmissor o modulador ISDB-T pode ser utilizado no sistema ISDB-T<sub>B</sub> e vice versa. Este Capítulo apresentou uma ferramenta de simulação que permite analisar todos os blocos que compõem um modulador ISDB-T<sub>B</sub>. Resultados numéricos e gráficos foram apresentados com o objetivo de exemplificar o funcionamento de um sistema de modulação real. Medidas práticas utilizando um gerador de forma de onda arbitrária e analisador de espectro foram realizadas para comprovar a compatibilidade dessa ferramenta de simulação com o sistema ISDB-T<sub>B</sub>.

Esse simulador pode ser utilizado como ferramenta de ensino do modulador ISDB-T<sub>B</sub>, simulações computacionais, desenvolvimento do demodulador e ponto de referência na implementação em *hardware*.





# Capítulo 4

## Demodulador ISDB-T<sub>B</sub>

### 4.1 Introdução

Neste Capítulo a proposta de um simulador do demodulador ISDB-T<sub>B</sub> incluindo os estágios da demodulação OFDM e decodificação de canal é apresentada e analisada. Testes de desempenho desse demodulador são apresentados utilizando o simulador de canal do modulador ISDB-T<sub>B</sub> e vetores de RF.

Esse demodulador ISDB-T<sub>B</sub> foi escrito em C/C++ e é capaz de reconstruir o BTS a partir da FI (Frequência Intermediária) digitalizada de um canal de TV. Todos os estágios de demodulação e decodificação de canal são compatíveis com as normas de transmissão [26], [27], [28], permitindo sua utilização em 6, 7 e 8 MHz de largura de banda. A arquitetura do demodulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto utilizou como referência as especificações japonesas e brasileiras de recepção [51], [52]. Entretanto o demodulador é considerado um segredo industrial e detalhes sobre o seu funcionamento são omitidos nessas normas. O diagrama de blocos da presente proposta pode ser visto na Figura 4.1. Basicamente, o demodulador realiza as operações inversas do modulador com exceção dos estágios de sincronismo. Além disso, esse demodulador possui monitor da relação sinal ruído, constelação, resposta em frequência, perfil de atraso e taxa de erro de *bits*.

Esse Capítulo está organizado de acordo com os blocos da Figura 4.1. Na Seção 4.2 o sistema de captura de RF é explicado. Em 4.3 os estágios que compõem o demodulador OFDM incluindo



A frequência de amostragem  $f_{s\_RF}$  do sistema de captura de RF é superior a duas vezes da máxima frequência de FI2 e resulta em amostras discretas  $x(nT_s)$  que representam o espectro real  $X(m)$  da Figura 4.3. A largura de banda digitalizada é de 8 MHz e permite que um intervalo de 1 MHz do canal adjacente inferior e superior sejam gravados em um canal de TV com 6 MHz de largura de banda. A Figura 4.3 mostra o espectro do sinal de RF. Pode-se observar que devido ao deslocamento de frequência de 1/7 MHz da alocação de canal do ISDB-T<sub>B</sub> [27], [28], a frequência central está localizada em 4,8571 MHz e que o espectro está invertido.

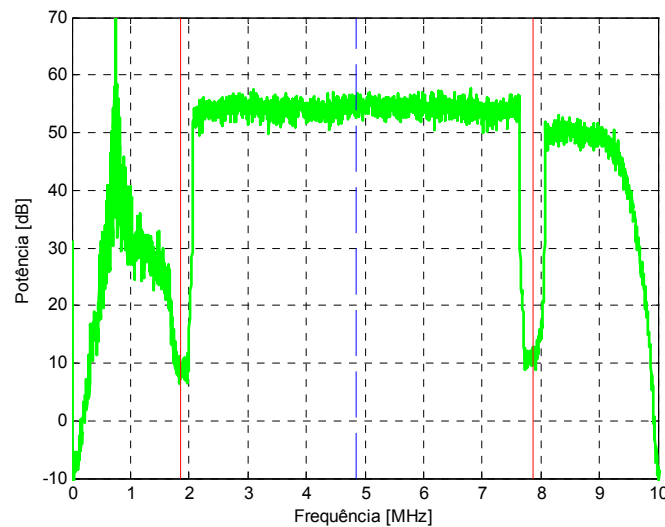


Figura 4.3 - Espectro em banda passante gravado no RF Capture.

### 4.3 Demodulador ISDB-T<sub>B</sub>

Nesta Seção os blocos que compõem o demodulador ISDB-T<sub>B</sub> são analisados e explicados. O modelo utilizado no desenvolvimento e testes equivale ao diagrama apresentado na Figura 4.4.

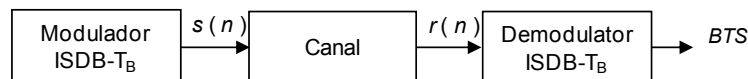


Figura 4.4 - Diagrama de blocos do *setup* de teste

### 4.3.1 DEMODULAÇÃO EM QUADRATURA

O demodulador recebe o sinal em banda passante (vetor de RF) proveniente do simulador de canal ou sistema de captura de RF. Entretanto, esse sinal precisa ser convertido para banda base (sinal em fase e quadratura - I/Q), considerando o sinal em banda passante  $x(nT_s)$  centrado na frequência central  $f_c = 5 - 1/7 \cong 4,8571$  MHz, que representa o espectro real  $X(m)$  apresentado na Figura 4.3. Usando (4.1) é possível obter amostras em quadratura. Utilizando a propriedade de *Euler* a Equação (4.1) pode ser reescrita em (4.2). Dessa forma a componente em frequência localizada em  $f_c$  é transladada para a frequência  $f_c = 0$  que é chamada de banda base ou FI com frequência zero [53].

$$x_{iq}(n) = x(n)e^{-j2\pi f_c n} \quad (4.1)$$

$$x_{iq}(n) = x(n) \cos(2\pi f_c n) - x(n)j \sin(2\pi f_c n) \quad (4.2)$$

Utilizando o circuito da Figura 4.5, o espectro  $X_{iq}(m)$  em banda base pode ser visto na Figura 4.6.

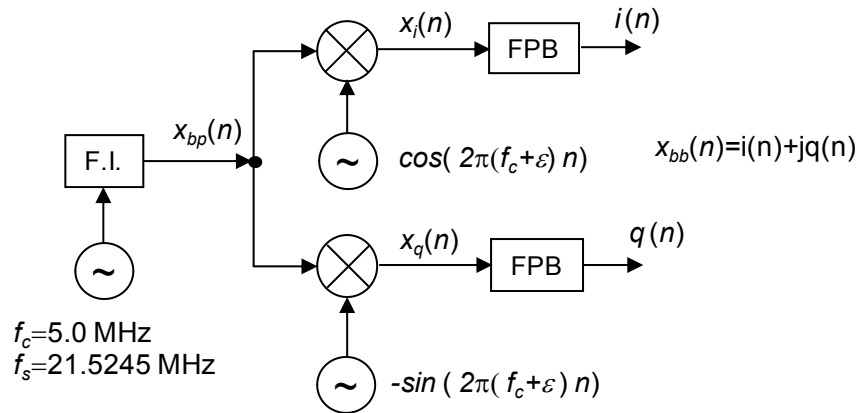


Figura 4.5 - Demodulador em quadratura.

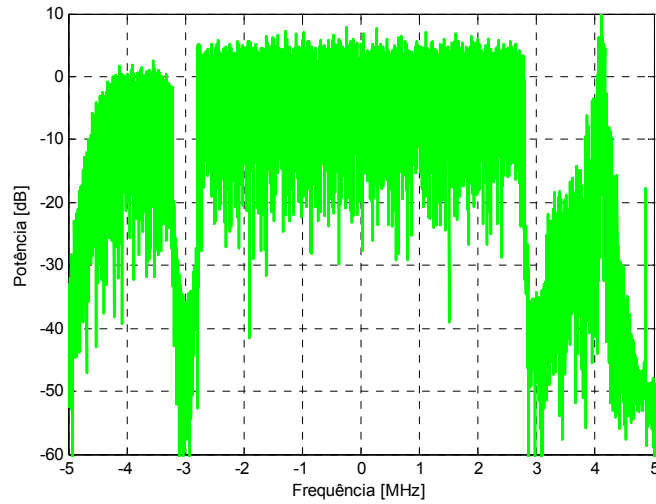


Figura 4.6 - Espectro em banda base na saída do misturador.

Para filtrar as replicações do espectro e a interferência de canal adjacente, um filtro passa baixa é utilizado. A frequência de corte desse filtro é ajustada para  $Bw/2$ , onde o valor de  $Bw$  pode ser ajustado para 6, 7 ou 8 MHz. Esse filtro é chamado de quadratura, pois opera no sinal em fase  $i(n)$  e em quadratura  $q(n)$ . O espectro  $X_{bb}(m)$  na saída do filtro pode ser visto na Figura 4.7.

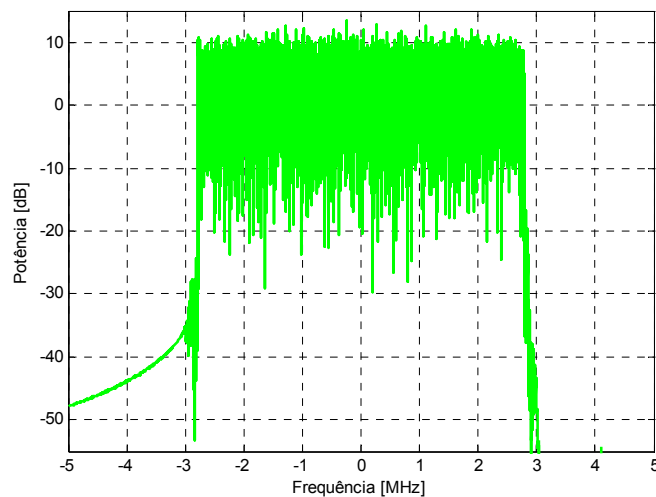


Figura 4.7 - Espectro em banda base na saída do filtro de quadratura.

### 4.3.2 RE-AMOSTRAGEM

Esse estágio realiza a interpolação e decimação do sinal em banda base para frequência de  $f_{S\_FFT} = 512/63 \cong 8,1210 \text{ MHz}$ . A re-amostragem é necessária para ajustar o tempo real de processamento da FFT com o sinal digitalizado pelo sistema de captura de RF ou modulador. Foram estudadas algumas técnicas de re-amostragem de sinais digitais [54], [55], [56], [57], [58] e o algoritmo escolhido foi apresentado em [57], [58].

As novas amostras do sinal re-amostrado são representadas por:

$$y(kT_i) = \sum_n x(nT_s)h_l(kT_i - nT_s) \quad (4.3)$$

onde  $x(n)$  representa a sequência de entrada,  $h_l$  a resposta ao impulso do filtro de interpolação,  $nT_s$  e  $kT_i$  os instantes de entrada e saída das amostras do interpolador,  $T_s = 1/f_{S\_RF}$ ,  $T_i = 1/(f_{S\_FFT} + \hat{\zeta})$  e  $\hat{\zeta}$  o erro estimado da frequência de amostragem.

Rearranjando os índices de (4.3), tem-se:

$$i = \left\lfloor \frac{kT_i}{T_s} \right\rfloor - n \quad (4.4)$$

$$n_k = \left\lfloor \frac{kT_i}{T_s} \right\rfloor \quad (4.5)$$

$$\mu_k = \frac{kT_i}{T_s} - n_k \quad (4.6)$$

onde  $\lfloor \cdot \rfloor$  representa o maior inteiro menor que  $(\cdot)$ ,  $n_k$  e  $\mu_k$  o intervalo inteiro e fracionário entre amostras.

Reescrevendo (4.3) com  $n = n_k - i$ ,  $(kT_i - nT_s) = (i + \mu_k)T_s$  e  $kT_i = (n_k + \mu_k)T_s$ , obtém-se:

$$y[(n_k + \mu_k)T_s] = \sum_{i=L_1}^{L_2} x[(n_k - i)T_s]h_l[(i + \mu_k)T_s] \quad (4.7)$$

O filtro de interpolação possui resposta ao impulso finita (FIR) com frequência de corte em  $f_{S\_FFT}/2$  e o espectro resultante após a re-amostragem pode ser visto na Figura 4.8.

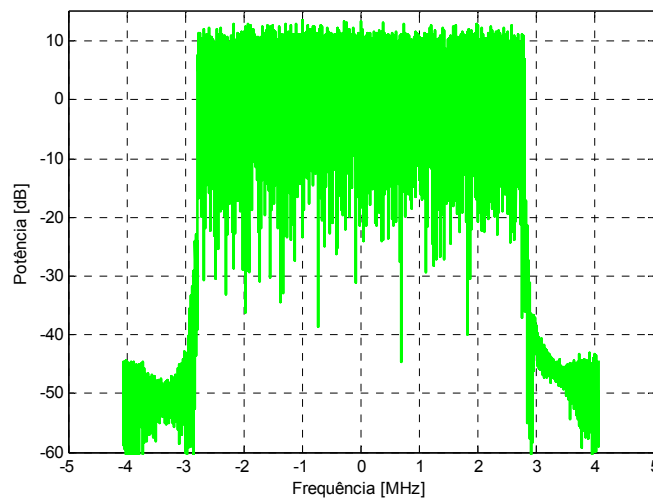


Figura 4.8 - Espectro em banda base na saída do bloco de re-amostragem.

### 4.3.3 SINCRONISMO

Antes de demodular o sinal OFDM, o receptor ISDB-T<sub>B</sub> deve realizar quatro etapas de sincronismo que são processadas de acordo com a Figura 4.9. Após a conversão A/D, demodulação em quadratura e ajuste da frequência de amostragem o sincronismo temporal deve ser realizado para detectar o instante ótimo em que o símbolo OFDM inicia e termina para minimizar os efeitos da ICI e ISI. Em seguida, o sincronismo de frequência deve ser realizado para se estimar o desvio de frequência entre o transmissor e receptor que podem gerar ICI. Após o ajuste da janela FFT e desvio da frequência o sincronismo da frequência de amostragem do conversor A/D deve ser realizado. A última etapa realiza a detecção da posição das portadoras pilotos espalhadas e início do quadro OFDM.

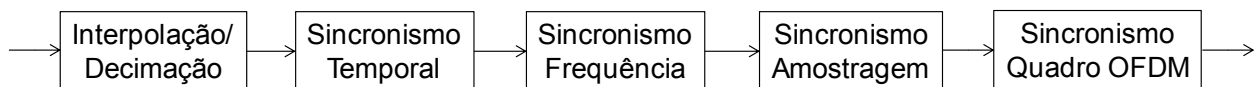


Figura 4.9 - Sequência de Sincronismo.

### 4.3.3.1 Sincronismo Temporal

O sincronismo temporal é classificado como técnica de sincronismo pré-FFT e realiza o processamento no domínio do tempo. Os algoritmos de detecção do início da janela OFDM utilizam o princípio da autocorrelação do símbolo OFDM com o intervalo de guarda [59], [60], [61], [62], [63]. Eles exploram a periodicidade do símbolo OFDM com o intervalo de guarda. Ele é baseado em uma métrica que depende da saída do correlador. Dessa forma quando o número de amostras de dois símbolos OFDM for recebido, o receptor deve conseguir detectar o início do símbolo OFDM para realizar a FFT. Sem o uso de técnicas de sincronismo, o demodulador poderia processar o símbolo OFDM fora da janela OFDM e provocar ISI. A Figura 4.10 mostra uma versão modificada do MCN (Máximo Correlador Normalizado) [59], [61].

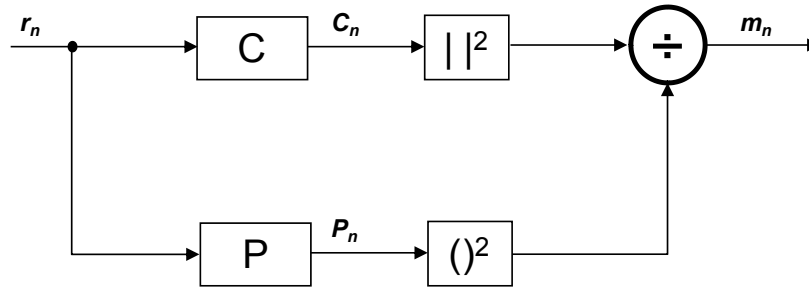


Figura 4.10 - Diagrama do máximo correlador normalizado.

Usando (4.8) é possível calcular a correlação entre o sinal recebido e sua versão atrasada. Em (4.9),  $P_n$  é utilizado para calcular a energia do sinal recebido. Essa variável é utilizada para normalizar os valores da correlação. Calculando o máximo argumento da métrica  $m_n$  (4.10) em (4.11) é possível estimar o valor do desvio temporal, ou seja, o início da janela OFDM.

$$c_n = \sum_{i=0}^{N_g-1} r_{n+i+N_{FFT}}^* \cdot r_{n+i} \quad (4.8)$$

$$p_n = \sum_{i=0}^{N_g-1} |r_{n+i}|^2 \quad (4.9)$$

$$m_n = \frac{|c_n|^2}{(p_n)^2} \quad (4.10)$$



$$\hat{\theta}_{MNC} = \arg \max_n(m_n) \quad (4.11)$$

onde,  $N_{FFT}$  é o tamanho da FFT,  $N_g$  é o número de amostras do intervalo de guarda e  $r_n$  é o sinal recebido. O início da janela da FFT é detectado quando a Equação (4.12) é satisfeita. Assim o valor máximo da correlação é obtido quando  $n = \hat{\theta}_{MNC}$ .

$$\left| r_{n+i-N_g} \right| = \left| r_{n+i+N_{FFT}-N_g} \right| \quad \forall i = 0, \dots, N_g - 1 \quad (4.12)$$

Nesse caso a janela da FFT não contém nenhuma amostra do intervalo de guarda e não provoca ISI. Entretanto é praticamente impossível garantir que na presença de multipercurso e ruído que a detecção da janela da FFT inicie exatamente no começo do símbolo OFDM. Quando a estimação da janela da FFT é detectada depois do valor ideal, a ISI é gerada. Entretanto quando a estimação da janela da FFT é detectada antes do valor ideal, ela possui amostras do intervalo de guarda e símbolo OFDM. Nesse caso apenas a rotação de fase é realizada porque o intervalo de guarda é uma extensão cíclica das últimas amostras do símbolo OFDM satisfazendo a propriedade da DFT da convolução circular (4.13). Se a FFT é aplicada em um sinal dentro do prefixo cíclico resulta-se em desvio da fase  $\varphi$  que é proporcional ao desvio da janela da FFT (4.14).

$$DFT\{s[n - \theta]\} = S[k] e^{j\varphi} \quad (4.13)$$

$$\varphi = -\frac{2\pi k}{N_{FFT}} \theta \quad (4.14)$$

O erro residual da fase é corrigido logo após a detecção da janela FFT. Dessa forma o valor utilizado de  $\hat{\theta}$  é deslocado usando (4.15) [61]. A Figura 4.11 ilustra um exemplo de deslocamento da janela da FFT em algumas amostras.

$$\hat{\theta} = n - N_g \left( \frac{31}{32} \right) \quad (4.15)$$

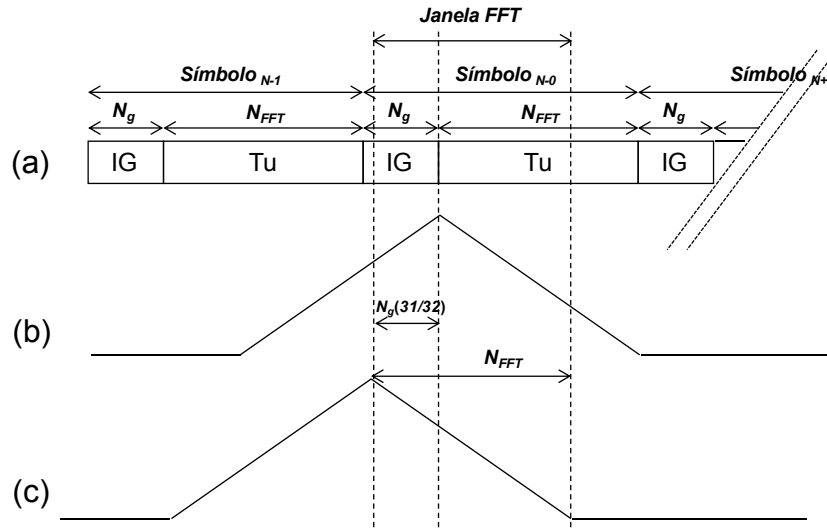


Figura 4.11 - Exemplo de deslocamento na saída do correlador. (a) Símbolos OFDM, (b) Valor detectado da janela FFT, (c) Deslocamento da janela FFT.

Na Figura 4.12 é possível analisar a saída do bloco MCN utilizando o canal Brazil D [2], [3], [64], com desvio de 1986 amostras no modo 3 e razão do intervalo de guarda ( $g$ ) de 1/16. O MCN foi ajustado para detectar o primeiro eco e pode-se observar que em quatro símbolos OFDM o espaçamento entre amostras é de 8704 que representa o valor da  $N_{FFT} + N_g$ .

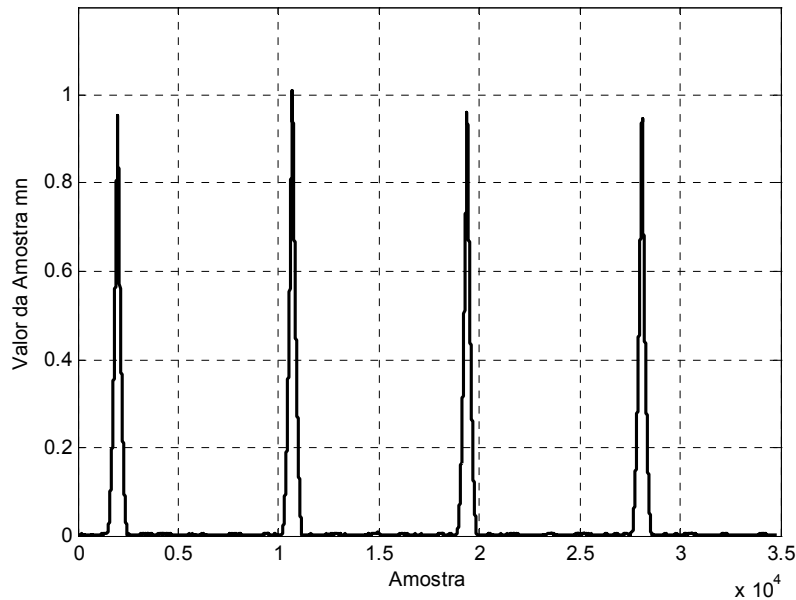


Figura 4.12 - Saída do correlador. Quatro símbolos OFDM no modo 3 e razão do intervalo de guarda 1/16.

### 4.3.3.2 Sincronismo de Frequência

O desvio de frequência ( $\Delta$ ) entre o sinal transmitido e recebido resulta no erro de portadora. Alguns efeitos que podem causar  $\Delta$  são: o efeito Doppler que ocorre em aplicações de recepção móvel e a diferença de frequência dos osciladores do transmissor e receptor.

Se  $\Delta$  é um múltiplo inteiro  $n$  do espaçamento entre portadoras ( $\Delta_f$ ) as portadoras são deslocadas em  $n$  posições. As portadoras continuam mutuamente ortogonais, mas geram erro na decodificação dos símbolos, pois estão em posições erradas. Se  $\Delta$  não é um múltiplo inteiro do espaçamento de entre portadoras a energia se espalha entre as portadoras resultando na perda de sua ortogonalidade mútua e ICI. O  $\Delta$  é obtido em duas partes aditivas que são classificadas como desvio fracionário ( $\Delta_f$ ) e desvio inteiro ( $\Delta_i$ ), isto é,

$$\Delta = \Delta_i + \Delta_f \quad (4.16)$$

O estágio de sincronismo em frequência utiliza algoritmos que atuam antes e depois da FFT [65], [66], [67], [68], [69], [70], [71]. O desvio de frequência fracionário ( $\Delta_f$ ) é estimado antes da FFT usando o pico da autocorrelação ( $c_{\hat{\theta}}$ ) calculado em (4.9). Utilizando (4.17) e (4.18) é possível calcular o desvio de frequência fracionário  $\varepsilon_f$  e  $\Delta_f$ . O argumento  $\arg(c_{\hat{\theta}})$  é calculado usando (4.19).

$$\varepsilon_f = \frac{1}{2\pi} \arg(c_{\hat{\theta}}) \quad (4.17)$$

$$\Delta_f = \varepsilon_f \Delta_F \quad (4.18)$$

$$\arg(c_{\hat{\theta}}) = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(c_{\hat{\theta}})}{\text{Re}(c_{\hat{\theta}})} \right) \quad (4.19)$$

A Figura 4.13 ilustra o espectro de três portadoras do sinal OFDM que estão sendo amostradas com erro de frequência. O valor máximo estimado de  $\varepsilon_f$  é  $|1/2|$  que representa  $\Delta_f \cong |497,0317|$  Hz para o modo 3.

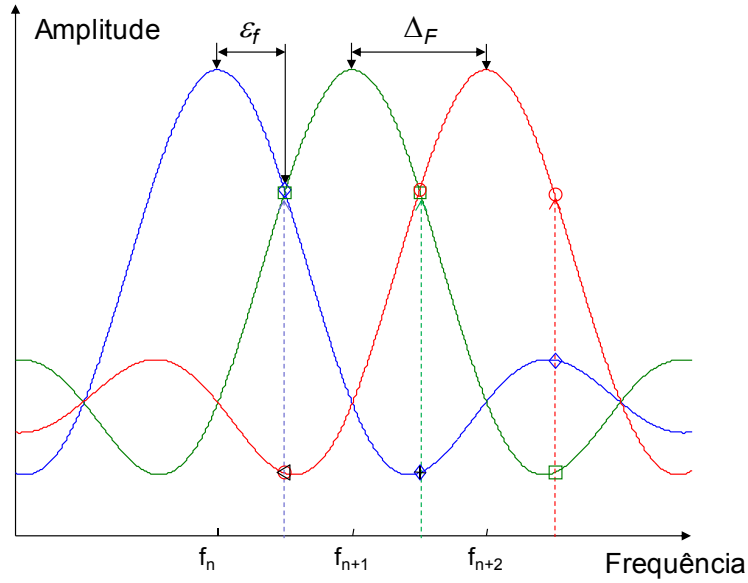


Figura 4.13 - Espectro do sinal OFDM e pontos de amostragem com desvio de frequência de  $\varepsilon_f$ .

O resíduo do erro da frequência é estimado usando algoritmo pós-FFT para determinar o desvio de frequência inteira ( $\varepsilon_i$ ). O  $\varepsilon_i$  causa um desvio da frequência no sinal OFDM que significa que dados transmitidos por uma portadora  $k$  serão detectados na portadora  $k + 1$ . Em [70] a correlação cruzada das portadoras pilotos contínuas é realizada com a sequência PRBS gerada pelo receptor. Essa técnica é eficiente, pois não é afetada pela ISI e desvio da janela da FFT. Como o ISDB-T<sub>B</sub> possui apenas uma CP, as portadoras pilotos TMCC e AC são utilizadas na Equação (4.20). O máximo argumento  $\varepsilon_i$  dessa equação é calculado em (4.21) e é obtido quando as portadoras pilotos recebidas estão na mesma posição das sub-portadoras TMCC/AC/CP do receptor. Em (4.22) é possível calcular o  $\Delta_i$ .

$$M_l = \sum_{k \in (TMCC/AC/CP)} |Y_{m,k+l} \cdot X_k^*| \quad (4.20)$$

$$\varepsilon_i = \max_l (M_l) \quad (4.21)$$

$$\Delta_i = \varepsilon_i \Delta_F \quad (4.22)$$

Onde  $Y$  é a portadora recebida,  $X$  a sequência PRBS modulada em BPSK de acordo com a Tabela 3.12,  $k$  o índice das portadoras TMCC/AC e  $m$  o número do símbolo OFDM.

Na Figura 4.14a é possível analisar a saída do estimador de frequência inteira utilizando o canal Brazil D com desvio de frequência  $\Delta_f = 152,33$  KHz e relação sinal ruído de 20 dB no modo 3. Pode-se observar que o pico da correlação ocorre exatamente na amostra -154 que equivale ao erro inteiro de frequência de  $-152,778$  KHz. Dessa forma, o erro fracionário de frequência corresponde a 447,778 Hz. Na Figura 4.14b pode-se observar a curva do desvio de frequência em função do tempo. No início a estimação do erro de frequência fracionária é realizada e em seguida é somada com a estimação inteira do erro de frequência. A estimação de  $\varepsilon_i$  pode ser realizada apenas uma vez após o sincronismo da janela FFT.

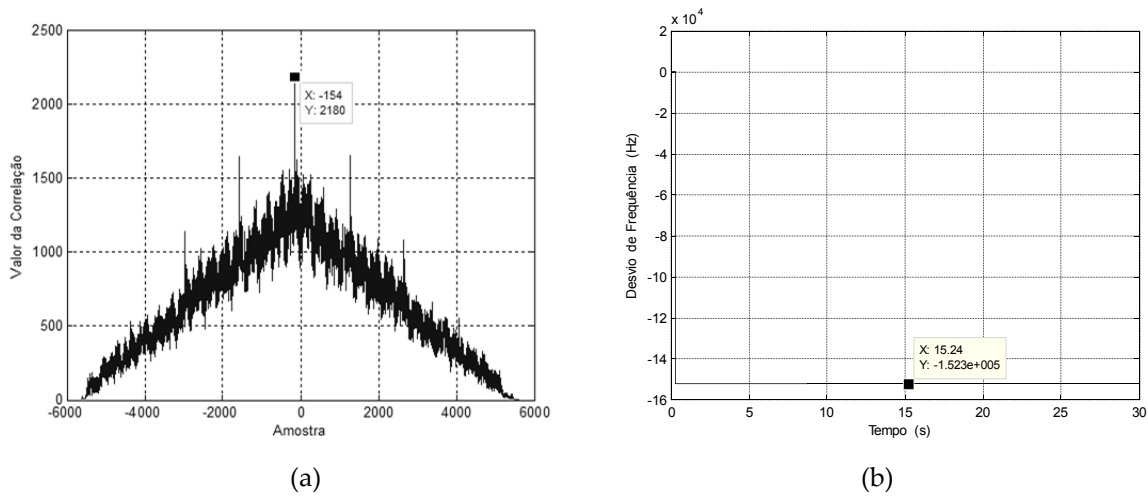


Figura 4.14 - Estimação do erro de frequência: (a) Saída do correlador, (b) Desvio de frequência estimado.

#### 4.3.4 SINCRONISMO DA FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM

Os instantes de amostragem do conversor A/D do receptor devem estar sincronizados com o transmissor. O erro na frequência de amostragem provoca o deslocamento da janela FFT que causa a rotação de fase das portadoras, desvio de frequência e, consequentemente, aumento na ICI [66]. Para estimar o erro da frequência de amostragem, vários algoritmos foram estudados [61], [69], [72], [73], [74]. Basicamente, esses algoritmos assumem que as portadoras pilotos CP possuem uma distribuição simétrica a partir do centro do espectro. As portadoras pilotos CP são divididas em duas categorias:  $C_1$  correspondendo as portadoras do lado esquerdo do centro do espectro e  $C_2$  as portadoras no lado direito do centro do espectro. O erro da frequência de amostragem é estimado usando a rotação de fase causada pelo desvio de cada índice das

portadoras. Como o ISDB-T<sub>B</sub> possui apenas uma portadora piloto CP e as portadoras pilotos TMCC e AC são moduladas em DBPSK, não é possível utilizar essa técnica. Para contornar a incompatibilidade desse algoritmo, foi realizada uma modificação que permite o uso da TMCC e AC calculando a variação da fase entre símbolos OFDM. A variação de fase pode ser obtida usando (4.23) onde,  $B_m$  é a informação demodulada obtida em (4.31) e  $D_{m-1}$  o valor obtido na Equação (3.21).

$$\begin{cases} \phi_m = +1, & \text{para } D_{m-1} \oplus B_m = 1 \\ \phi_m = -1, & \text{para } D_{m-1} \oplus B_m = 0 \end{cases} \quad (4.23)$$

Em (4.24) o cálculo da rotação de fase de um símbolo OFDM para outro é obtido considerando o fator de correção da modulação DBPSK. Nas equações (4.25) e (4.26) o acúmulo de fase do conjunto das portadoras pilotos  $C_1$  e  $C_2$  é obtido considerando o uso das CP, AC e TMMC. Para os modos 1, 2 e 3,  $N_{C1} = N_{C2}$  e assume os valores 19, 39 e 78 respectivamente.

$$Z_{m,k} = \phi_m Y_{m,k} \cdot \phi_{m-1} Y_{m-1,k}^* \quad (4.24)$$

$$\varphi_{(C_1,m)} = \arg \sum_{k \in C_1}^{N_{C1}} Z_{m,k} \quad (4.25)$$

$$\varphi_{(C_2,m)} = \arg \sum_{k \in C_2}^{N_{C2}} Z_{m,k} \quad (4.26)$$

Em (4.27) o desvio da frequência de amostragem ( $\hat{\zeta}$ ) é obtido [69] e em (4.28) o resíduo do desvio de frequência. O parâmetro,  $g$  é a razão do intervalo de guarda e  $K$  o número de portadoras úteis.

$$\hat{\zeta} = \left( \frac{\varphi_{(C_2,m)} - \varphi_{(C_1,m)}}{2\pi \cdot (1 + g) \cdot K/2} \right) \quad (4.27)$$

$$\varepsilon_f = \left( \frac{\varphi_{(C_2,m)} + \varphi_{(C_1,m)}}{4\pi(1 + g)} \right) \quad (4.28)$$

O ajuste da frequência de amostragem é realizado por meio da interpolação e decimação quando as amostras não estão sincronizadas no bloco de re-amostragem.

#### 4.3.5 SINCRONISMO DE QUADRO OFDM E PILOTOS ESPALHADAS

Depois de realizar o sincronismo temporal, frequência e amostragem a posição das portadoras pilotos espalhadas dentro do símbolo OFDM deve ser detectada antes de iniciar o estágio de estimação de canal. A posição das portadoras pilotos espalhadas está diretamente relacionada com o número do símbolo OFDM dentro do quadro OFDM como pode ser visto na Figura 3.23.

Para detectar o início do quadro OFDM e consequentemente o número do símbolo OFDM as portadoras pilotos TMCC devem ser demoduladas. O número de portadoras pilotos TMCC depende de cada modo e ocupam uma posição fixa em todos os símbolos OFDM que são descritas na Tabela 3.9.

No caso do modo 3, 52 portadoras pilotos TMCC são moduladas em DBPSK e transmitem um dos 204 *bits* descritos na Tabela 3.10. A demodulação BPSK em todas as portadoras pilotos TMCC é realizada usando a Equação (4.29) e a lógica majoritária da Equação (4.30) é aplicada para determinar o valor da TMCC no símbolo  $m$ . Em (4.31) a decodificação diferencial é realizada e o valor do *bit*  $B_m$  da TMCC é recuperado.

$$D_{m,k} = \begin{cases} 1, & \text{para } \text{Re}\{TMCC_{m,k}\} < 0 \\ 0, & \text{para } \text{Re}\{TMCC_{m,k}\} \geq 0 \end{cases} \quad (4.29)$$

$$D_m = \begin{cases} 1, & \text{para } \frac{1}{N_{TMCC}} \sum_{k=0}^{N_{TMCC}} D_{m,k} \geq 0.5 \\ 0, & \text{para } \frac{1}{N_{TMCC}} \sum_{k=0}^{N_{TMCC}} D_{m,k} < 0.5 \end{cases} \quad (4.30)$$

$$B_m = \begin{cases} D_m \oplus W_m, & \text{para } m = 0 \\ D_{m-1} \oplus D_m, & \text{para } 1 \leq m \leq 203 \end{cases} \quad (4.31)$$

O início do quadro OFDM é detectado com a palavra de sincronismo de 16 *bits* dada na Tabela 3.10. Entretanto a palavra de sincronismo pode estar entre os símbolos 17 a 220. No pior caso 220 símbolos equivalem a aproximadamente 222 *ms* no modo 3. Para acelerar o tempo de

sincronismo da posição das portadoras pilotos espalhadas os algoritmos exploram a periodicidade das portadoras pilotos em cada 12 pilotos no símbolo OFDM [63], [71], [75], [76].

Na Equação (4.32) o valor máximo é obtido quando o valor  $l$  está sincronizado com o padrão de espalhamento das portadoras pilotos.

$$SP_l = \arg \max_l \left\{ \left| \sum_{p=0}^{P_{max}} Y_{(m,12p+4(l+3)mod4)} \cdot Y_{(m,12p+4(l+3)mod4)}^* \right| \right\} \quad (4.32)$$

onde,  $Y_{m,k}$  representa a portadora  $k$  do símbolo OFDM  $m$ ,  $l$  é o conjunto de valores do padrão de espalhamento das portadoras pilotos 0, 1, 2 e 3,  $P_{max}$  é o número de portadoras pilotos espalhadas em um símbolo OFDM = 117, 234 e 468 para os modos 1, 2 e 3 respectivamente.

Após a demodulação da TMCC, a verificação da paridade do código cíclico é realizada. Esse código possui distância mínima  $d_{min} = 18$  [77] e é capaz de detectar todos os padrões de erro com  $(d_{min} - 1)$  ou menos erros e corrigir todos os  $t$  padrões de erro de ou menos erros da Equação (4.33).

$$t = \left\lfloor \frac{(d_{min} - 1)}{2} \right\rfloor \quad (4.33)$$

O primeiro passo na decodificação consiste no cálculo da síndrome. A síndrome pode ser calculada usando (4.34) que consiste na divisão da palavra recebida pelo polinômio gerador  $g(x)$ . Em (4.34)  $s(x)$  é o resto da divisão polinomial e seus coeficientes são chamados de síndrome.

$$s(x) = \frac{r(x)}{g(x)} - q(x) \quad (4.34)$$

Se  $s = 0$ ,  $r$  é uma palavra código, isto é, não ocorreu erro ou ocorreu um erro não detectável em  $v$ . Se  $s \neq 0$ ,  $r$  não é uma palavra código, isto é, ocorreu erro detectável em  $v$ . Quando ocorre um erro não detectável, o decodificador comete um erro de decodificação.



Por meio da síndrome, é possível verificar se existe erro detectável. Para corrigir o erro e recuperar a mensagem, a palavra código recebida é somada a um padrão de erros chamado de líder de *coset*.

Em nossa proposta, apenas a detecção de erro por meio da síndrome foi utilizada. Se não existe erro detectável a TMCC é decodificada utilizando informações da Tabela 3.11 e os blocos de demodulação e decodificação de canal são configurados.

#### 4.3.6 ESTIMADOR DE CANAL

A estimação de canal é feita após a FFT utilizando a informação das portadoras pilotos. Como visto no Capítulo 3, o quadro OFDM é composto por portadoras pilotos  $X_p(k)$  espalhadas e contínuas. A informação de dados é agrupada em um conjunto de *bits* e modulada em M-QAM. O sinal de dados modulado  $X_d(k)$  é agrupado às portadoras pilotos  $X_p(k)$  resultando no sinal  $X(k)$ . O sinal  $X(k)$  é enviado ao bloco da transformada IDFT resultando no sinal  $x(n)$  como pode ser visto na Figura 4.15 [78].

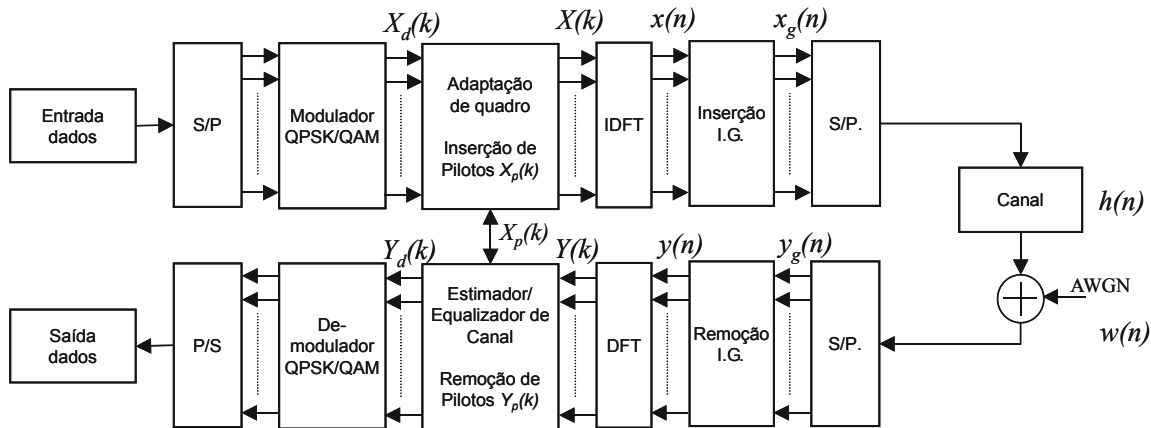


Figura 4.15 - Sistema OFDM simplificado.

O sinal recebido pode ser representado por:

$$y(n) = x(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (4.35)$$

onde,  $h(n)$  é a resposta ao impulso do canal e  $w(n)$  o ruído branco AWGN.

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

$$Y(k) = \text{DFT}\{y(n)\} \quad (4.36)$$

Considerando que o intervalo de guarda é maior do que o tamanho da resposta ao impulso do canal e perfeito sincronismo a Equação (4.37) será válida.

$$Y(k) = X(k)H(k) + W(k) \quad (4.37)$$

Depois de receber o sinal das portadoras pilotos espalhadas  $Y_p(k)$  que é extraído de  $Y(k)$ , a função de transferência  $H_p(k)$  pode ser obtida em (4.38).

$$\hat{H}_p(k) = \frac{Y_p(k)}{X_p(k)} \quad (4.38)$$

Várias técnicas de estimação de canal utilizam a resposta em frequência das portadoras pilotos para calcular a resposta em frequência do canal [63], [69], [76], [79], [80], [81], [82], [83], [84]. O método mais utilizado realiza a interpolação no tempo e frequência das portadoras pilotos espalhadas e contínuas para obter a resposta em frequência  $H(k)$ . Várias técnicas de interpolação podem ser utilizadas e já foram estudadas [79], [81], [85]. Em nossa proposta de estimação de canal, a interpolação linear das portadoras pilotos espalhadas é realizada entre quatro símbolos OFDM. Depois a resposta em frequência é calculada em todas as portadoras pilotos no símbolo OFDM. Por último a interpolação linear da resposta em frequência é realizada utilizando todas as portadoras pilotos espalhadas e interpoladas no tempo. A Figura 4.16 mostra parte do quadro OFDM com indicações da posição em que as portadoras são interpoladas.

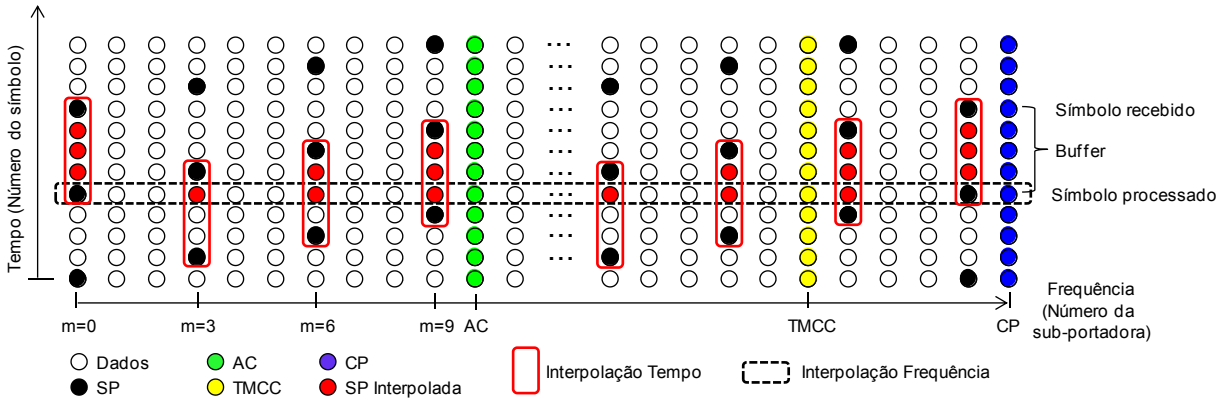


Figura 4.16 - Quadro OFDM com portadoras pilotos interpoladas no tempo e frequência.

Como a função de transferência das portadoras pilotos é conhecida pelo vetor  $\hat{H}_p$  (4.38), então a estimação de cada portadora piloto é determinada pela Equação (4.39).

$$\hat{H}(k) = (1 - a) \cdot \hat{H}_p(k) + a \cdot \hat{H}_p(k + 1) \quad (4.39)$$

Onde,  $X_p$  é a informação da portadora piloto contínua ou espalhada de referência,  $Y_p$  é a informação da portadora piloto contínua ou espalhada recebida,  $\hat{H}_p$  é a função de transferência da portadora piloto,  $l$  é a distância entre a portadora piloto de referência e a  $kn$  portadora,  $L$  é o número de amostras entre portadoras pilotos,  $k$  denota a posição da portadora piloto,  $\hat{H}$  é a resposta em frequência estimada do canal e  $a = l/L$ .

Testes de desempenho desse estimador foram realizados e são apresentados na Figura 4.17. O objetivo desse teste é avaliar o grau de tolerância do estimador na presença de ecos interferentes, onde  $D$  é a potência do sinal principal,  $E$  é a potência do sinal eco e  $D/E$  a relação sinal principal-eco. Nesse teste [2], [3], [64], a potência do sinal principal ( $D$ ) permaneceu fixa e variou-se a potência eco ( $E$ ) para vários valores de atraso. Caso a medida de taxa de erro de *bits* na entrada do decodificador RS seja superior ao limiar de  $2 \times 10^{-4}$ , a potência do eco é atenuada até se obter a taxa de limiar. O atraso pode ser positivo ou negativo e é denominado de pós-eco e pré-eco respectivamente. No pós-eco, o sinal que chega atrasado é o mais fraco. No pré-eco, o sinal que chega adiantado é o mais fraco.

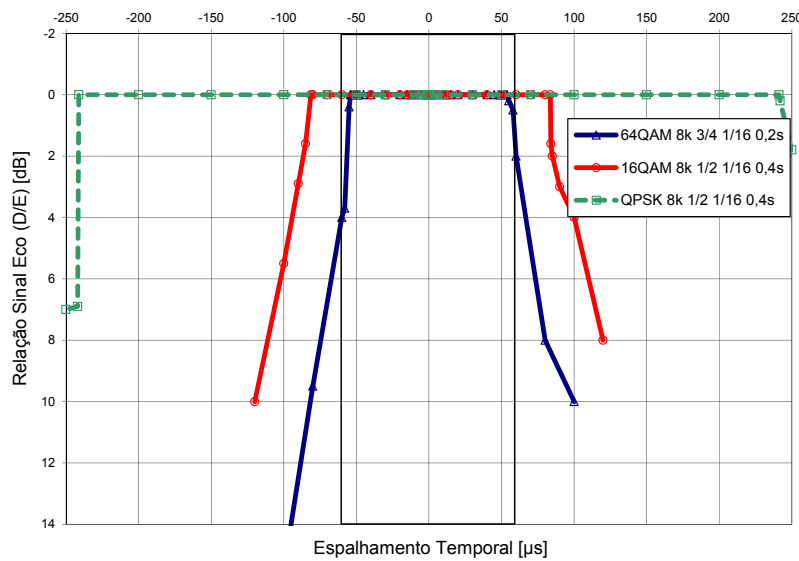


Figura 4.17 - Interferência por multipercurso sem a presença de ruído interferente.

Na Figura 4.17 pode-se observar que as curvas são simétricas dentro do intervalo de guarda comprovando o funcionamento do estágio de sincronismo temporal. Dentro do intervalo de guarda o eco não precisa ser atenuado comprovando o bom funcionamento do estimador para os três métodos de modulação QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

A resposta em frequência obtida no estimador de canal foi comparada com o resultado obtido no analisador de espectro. Na Figura 4.18 pode-se observar a semelhança entre os dois resultados.

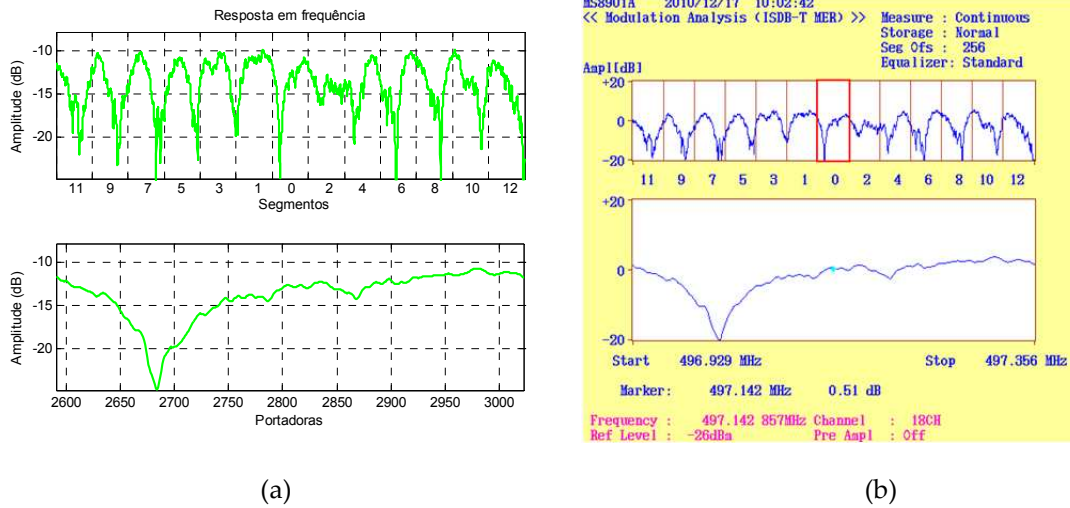
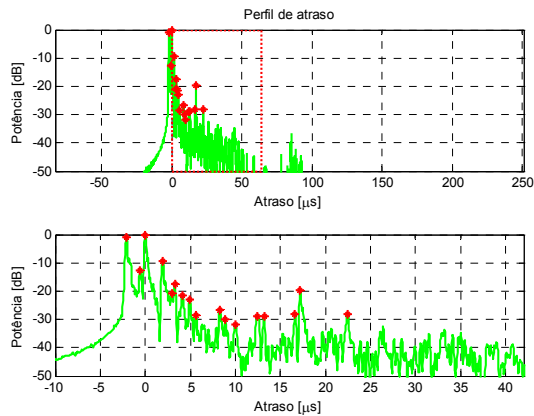


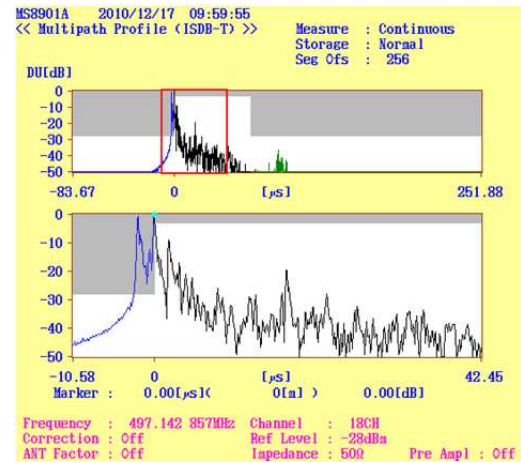
Figura 4.18 - Resposta em Frequência: (a) Simulador, (b) Analisador de espectro.

A resposta em frequência do canal expressa em (4.39) pode ser convertida no perfil de atraso usando a transformada inversa de *Fourier* da resposta em frequência do estimador do canal usando a Equação (4.40). A Figura 4.19 mostra a comparação entre o perfil de atraso obtido pelo simulador e analisador de espectro.

$$Perfil\ Atraso = IDFT\{H(k)\} \quad (4.40)$$



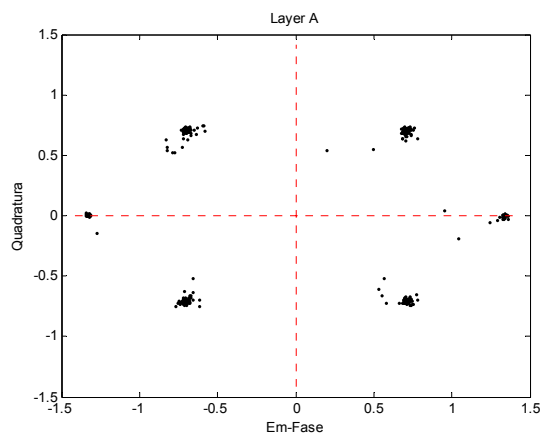
(a)



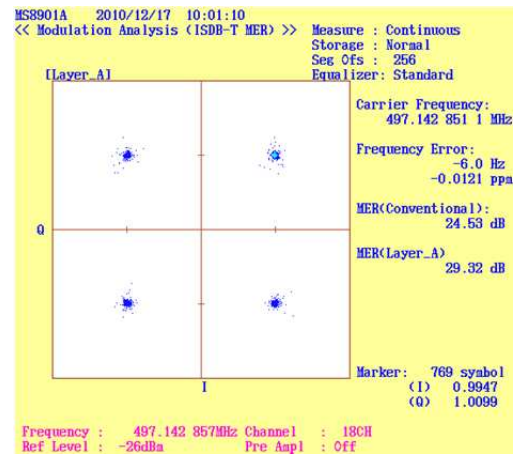
(b)

Figura 4.19 - Perfil de atraso: (a) Simulador, (b) Analisador de espectro.

As Figuras 4.20 e 4.21 mostram a comparação entre a constelação QPSK e 64-QAM do demodulador proposto com o analisador de espectro.



(a)



(b)

Figura 4.20 - Constelação da camada A: (a) Simulador, (b) Analisador de espectro.

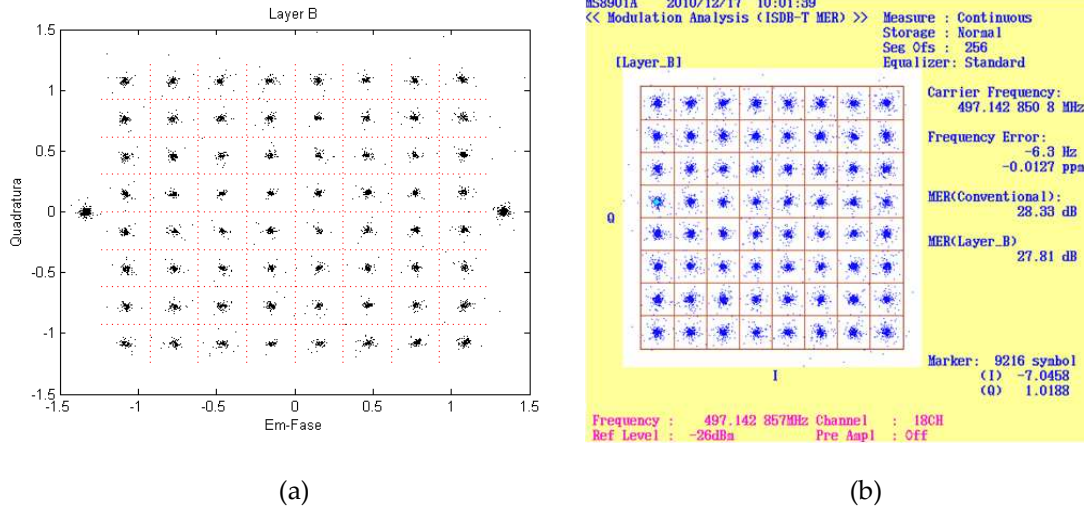


Figura 4.21 - Constelação da camada B: (a) Simulador, (b) Analisador de espectro.

#### 4.3.7 DESENTRELAÇADOR EM FREQUÊNCIA

Este bloco realiza o processo inverso do entrelaçador em frequência visto na Seção 3.3.3. Após a detecção do início do quadro OFDM e decodificação da TMCC, o desentrelaçador aleatório é realizado usando a Equação (4.41). Na Figura 4.22 é possível visualizar o gráfico de dispersão deste desentrelaçador.

$$\pi_{(j \cdot Dcs + i)}^{-1} = T_{(i)} + j \cdot Dcs \quad (4.41)$$

onde,

$$\begin{aligned} 0 \leq i < Dcs \\ 0 \leq j < 13 \end{aligned}$$

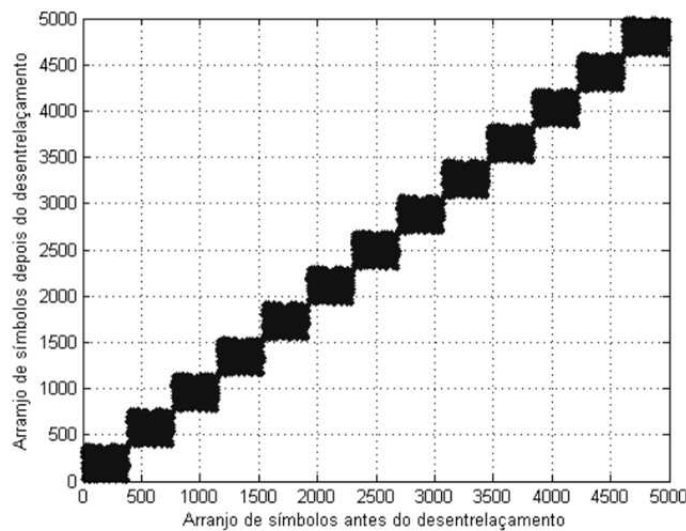


Figura 4.22 - Gráfico de dispersão do desentrelaçador aleatório.

Usando (4.42) é possível calcular os índices do desentrelaçador entre portadoras. Na Figura 4.23 é possível visualizar o gráfico de dispersão desse desentrelaçador.

$$\pi_{mod(j+i,Dcs)+j \cdot Dcs}^{-1} = i + Dcs \cdot j \quad (4.42)$$

onde,

$$\begin{aligned} 0 &\leq i < Dcs \\ 0 &\leq j < 13 \end{aligned}$$

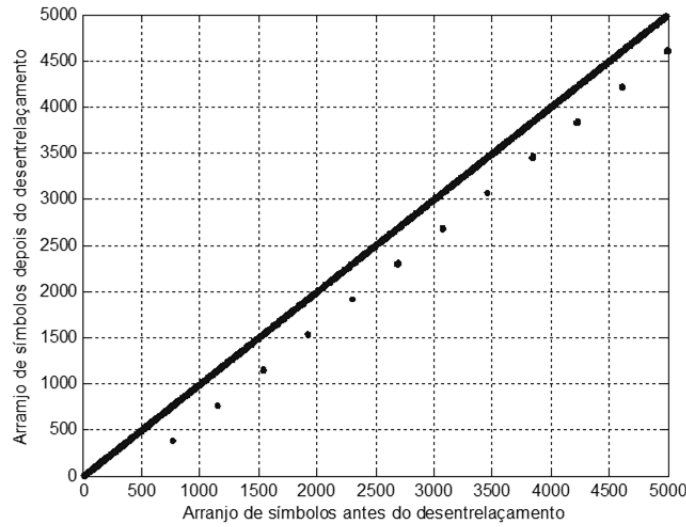


Figura 4.23 - Gráfico de dispersão do desentrelaçador entre portadoras.

Em (4.43) o desentrelaçador entre segmentos é apresentado.

$$\begin{cases} \pi_i^{-1} = i & , \text{ para } Pr = 1 \\ \pi_{(i \cdot seg + j + (Dcs-1) \cdot Pr)}^{-1} = i + j \cdot Dcs, & \text{ para } Pr = 0 \end{cases} \quad (4.43)$$

onde,

$$\begin{aligned} 0 &\leq i < Dcs \\ Pr &\leq j < 13 \\ seg &= 13 - Pr \end{aligned}$$

Na Figura 4.24 é possível visualizar o gráfico de dispersão desse desentrelaçador.

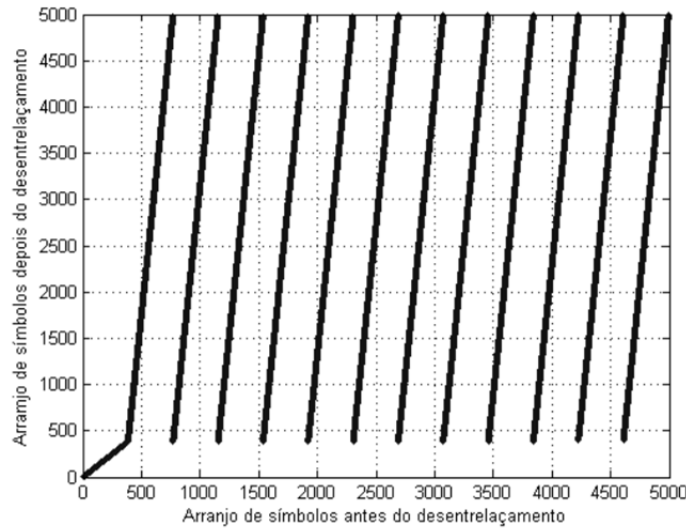


Figura 4.24 - Gráfico de dispersão do desentrelaçador entre segmentos.

#### 4.3.8 DESENTRELAÇADOR TEMPORAL

O desentrelaçador temporal realiza o processo inverso do entrelaçador temporal com exceção do ajuste de atraso que não é necessário no receptor pois foi pré-compensado no transmissor. O desentrelaçador é inicializado no início do quadro OFDM. Antes de iniciar o desentrelamento, esse bloco deve ser configurado para os parâmetros do sinal recebido na TMCC. Na Figura 4.25 é possível visualizar um diagrama desse desentrelaçador e na Equação 4.44 o valor de atraso por ramo.

$$N_{(mod(5 \cdot i, 96) \cdot I)} = i \quad (4.44)$$

onde,

$$0 \leq i < B$$

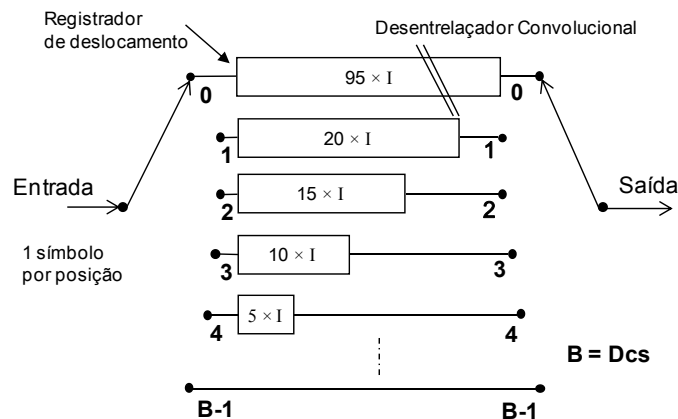


Figura 4.25 - Desentrelaçador temporal.



## 4.4 Decodificação de Canal

A decodificação de canal realiza o processo inverso do modulador. Entretanto a maioria desses blocos deve estar sincronizada com o quadro OFDM como pode ser visto na Figura 4.1.

### 4.4.1 DEMODULAÇÃO M-ÁRIO QAM

A demodulação M-ÁRIO QAM pode ser realizada de forma suave ou abrupta. Tradicionalmente, um demodulador M-QAM emprega um algoritmo de máxima verossimilhança como regra de decisão. Assume-se que os símbolos de mensagem são igualmente prováveis. Assim, o decodificador de máxima verossimilhança calcula a função logaritmica de verossimilhança como métricas para todas as mensagens de  $M$  possíveis símbolos, faz a comparação, e então decide em favor do máximo valor [86]. O problema dessa técnica (4.45) é que quando  $M$  é grande, o número de multiplicações, adições, subtrações, e comparações são significativamente elevadas.

$$D_i = |\alpha + j\beta - A_q - jA_i|^2 \quad (4.45)$$

onde  $\alpha$  e  $\beta$  representam às componentes em fase e quadratura do sinal recebido e  $A_q$  e  $A_i$  as componentes de fase e quadratura de referência.

Para minimizar a complexidade [86] apresentou um demodulador com decisão abrupta de baixa complexidade que realiza o escalonamento e comparação de cada *bit*. Em [87], foi desenvolvido um demodulador suave de baixa complexidade para as constelações 16-QAM e 64-QAM do sistema HIPERLAN/2.

A nossa proposta de demapeador é uma versão modificada de [87]. A Figura 4.26 mostra as partições e limites da constelação QPSK que foram utilizadas no projeto do demapeador suave. Como pode ser visto o conjunto de *bits* que forma o símbolo QPSK está limitado no eixo horizontal ( $\alpha = \text{fase}$ ) e vertical ( $\beta = \text{quadratura}$ ). Usando as equações (4.46) e (4.47) pode-se aproximar a razão logarítmica de verossimilhança.

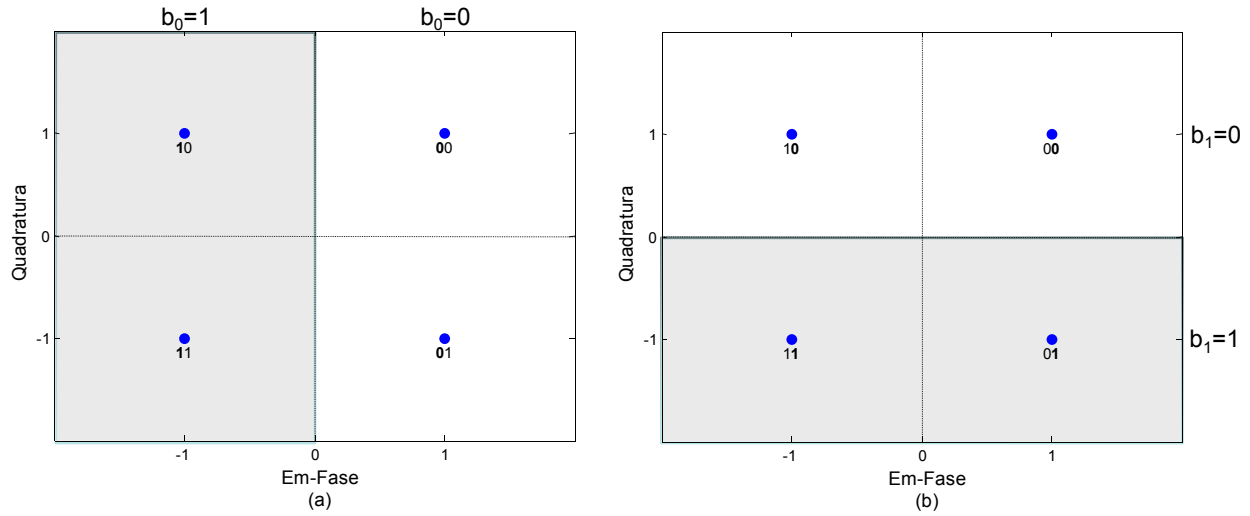


Figura 4.26 - Constelação QPSK: (a) Limites para decisão da métrica do *bit* 0, (b) Limites para decisão da métrica do *bit* 1.

$$\hat{b}_0(n) = 2 \cdot \alpha(n) \quad (4.46)$$

$$\hat{b}_1(n) = 2 \cdot \beta(n) \quad (4.47)$$

Na Figura 4.27 é possível visualizar a constelação 16-QAM e suas partições e limites para decodificação. O cálculo da métrica utiliza o mesmo princípio da constelação QPSK e os *bits* 3 e 4 utilizam os símbolos das extremidades inferior e superior. As equações (4.48), (4.49), (4.50) e (4.51) representam o valores das métricas para esses *bits*.

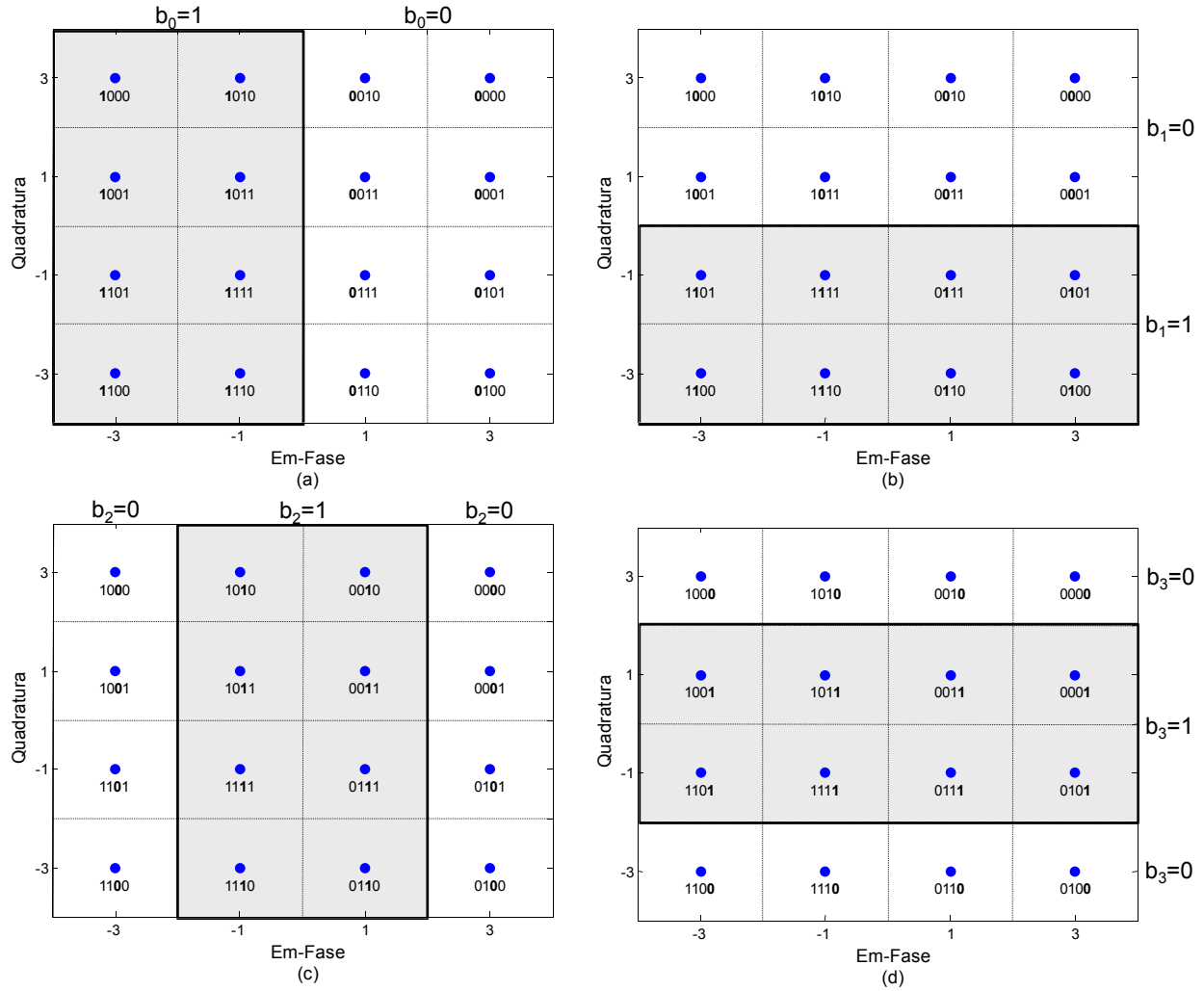


Figura 4.27 - Constelação 16-QAM: (a) Limites para decisão da métrica do *bit* 0, (b) Limites para decisão da métrica do *bit* 1, (c) Limites para decisão da métrica do *bit* 2, (d) Limites para decisão da métrica do *bit* 3.

$$\hat{b}_0(n) = \alpha(n) \quad (4.48)$$

$$\hat{b}_1(n) = \beta(n) \quad (4.49)$$

$$\hat{b}_2(n) = 2 \cdot (|\alpha(n)| - 2) \quad (4.50)$$

$$\hat{b}_3(n) = 2 \cdot (|\beta(n)| - 2) \quad (4.51)$$

Na constelação 64-QAM o cálculo da métrica utiliza o mesmo princípio da constelação 16-QAM. Os *bits* 4 e 5 utilizam os limites e partições da Figura 4.28e e 4.28f. As equações (4.52), (4.53), (4.54), (4.55), (4.56) e (4.57) representam o valor aproximado da razão logarítmica de verossimilhança.



Figura 4.28 - Constelação 64-QAM: (a) Limites para decisão da métrica do *bit* 0, (b) Limites para decisão da métrica do *bit* 1, (c) Limites para decisão da métrica do *bit* 2, (c) Limites para decisão da métrica do *bit* 3, (e) Limites para decisão da métrica do *bit* 4, (f) Limites para decisão da métrica do *bit* 5.

$$\hat{b}_0(n) = \alpha(n)/2 \quad (4.52)$$

$$\hat{b}_1(n) = \beta(n) / 2 \quad (4.53)$$

$$\hat{b}_2(n) = |\alpha(n)| - 4 \quad (4.54)$$

$$\hat{b}_3(n) = |\beta(n)| - 4 \quad (4.55)$$

$$\hat{b}_4(n) = \begin{cases} 2 \cdot (|\alpha(n)| - 6), & \text{para } |\alpha(n)| > 4 \\ 2 \cdot (2 - |\alpha(n)|), & \text{para } |\alpha(n)| \leq 4 \end{cases} \quad (4.56)$$

$$\hat{b}_5(n) = \begin{cases} 2 \cdot (|\beta(n)| - 6), & \text{para } |\beta(n)| > 4 \\ 2 \cdot (2 - |\beta(n)|), & \text{para } |\beta(n)| \leq 4 \end{cases} \quad (4.57)$$

Após o cálculo da métrica dos *bits*, cada métrica é quantizada de forma uniforme utilizando três *bits* de acordo com o a Figura 4.29.

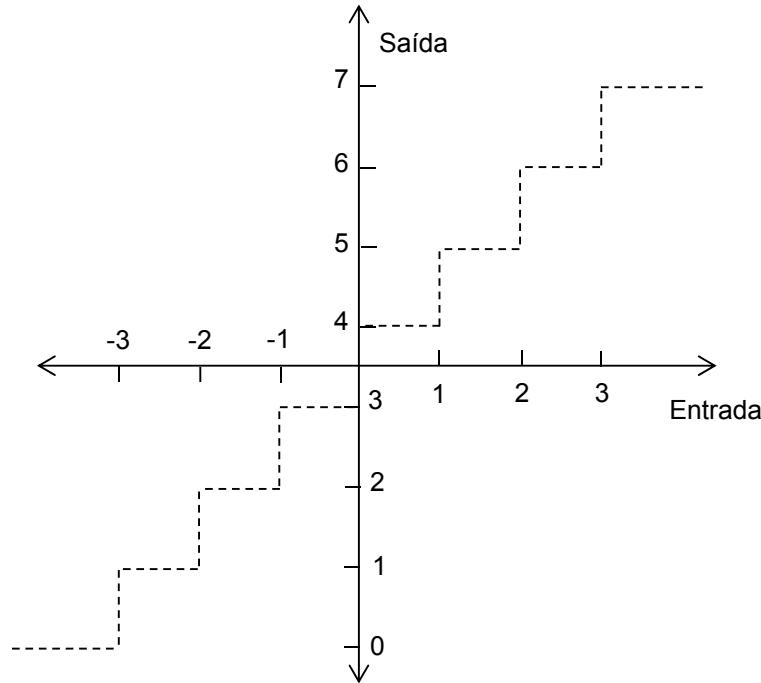


Figura 4.29 - Gráfico de quantização utilizado na saída do demapeador.

O monitoramento da SNR é realizado nesse bloco medindo o desvio da constelação das portadoras pilotos. Onde  $Y_p$  é o conjunto de portadoras pilotos,  $P_{max}$  é o número de portadoras pilotos,  $Y_r = \pm \frac{4}{3}$  é o valor de referência que a portadora piloto pode assumir. O cálculo da SNR de cada camada pode ser obtido medindo o desvio entre o valor da sub-portadora piloto

recebida com a sub-portadora piloto de referência como pode ser visto na Equação (4.58) e (4.59).

$$SNR = \frac{1}{P_{max}} \sum_{p=0}^{P_{max}} \min \left( \left| Y_p \pm \frac{4}{3} \right|^2 \right) \quad (4.58)$$

$$SNR_{dB} = -10 \cdot \log_{10}(SNR) \quad (4.59)$$

A Figura 4.30 mostra o resultado da medida da relação sinal ruído de um vetor de RF com relação sinal ruído de 20 dB. Pode-se observar que o valor estimado da relação sinal ruído é de aproximadamente 20 dB. Entretanto, essa técnica de medida é ineficiente em canais com multipercurso, pois este causa dispersão dos pontos da constelação de modo similar ao ruído do ponto de vista da técnica de medição adotada.

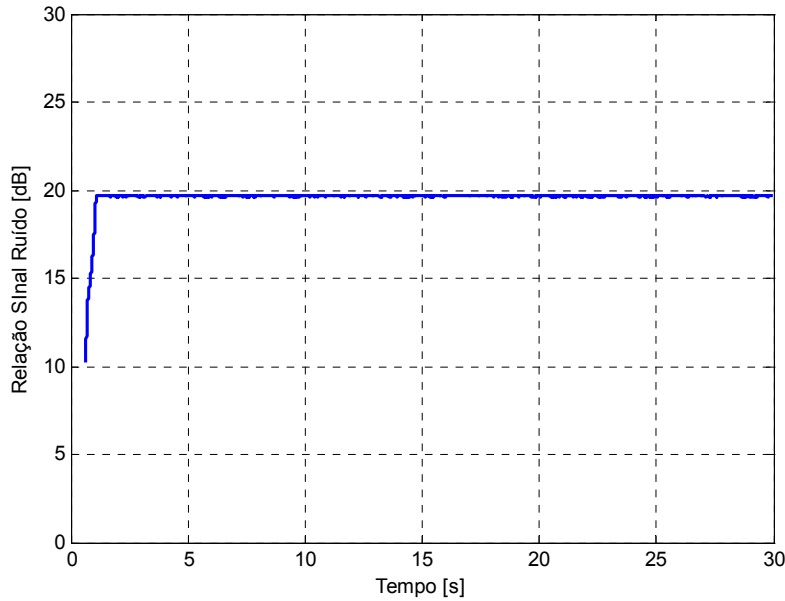


Figura 4.30 - Medida da relação sinal ruído.

#### 4.4.2 DESENTRELAÇADOR DE BIT

O desentrelaçamento de *bits* realiza o processo inverso do entrelaçador com exceção do ajuste de atraso que não é necessário, pois foi pré-compensada no entrelaçador. Ele é formado por um conversor paralelo/serial de tamanho variável de acordo com o método de modulação. O número de ramos  $B$  desse desentrelaçador é igual ao número de *bits* de cada método de

modulação, sendo que cada ramo possui um atraso específico. A Figura 4.31 mostra o diagrama do desentrelaçador de *bits*,

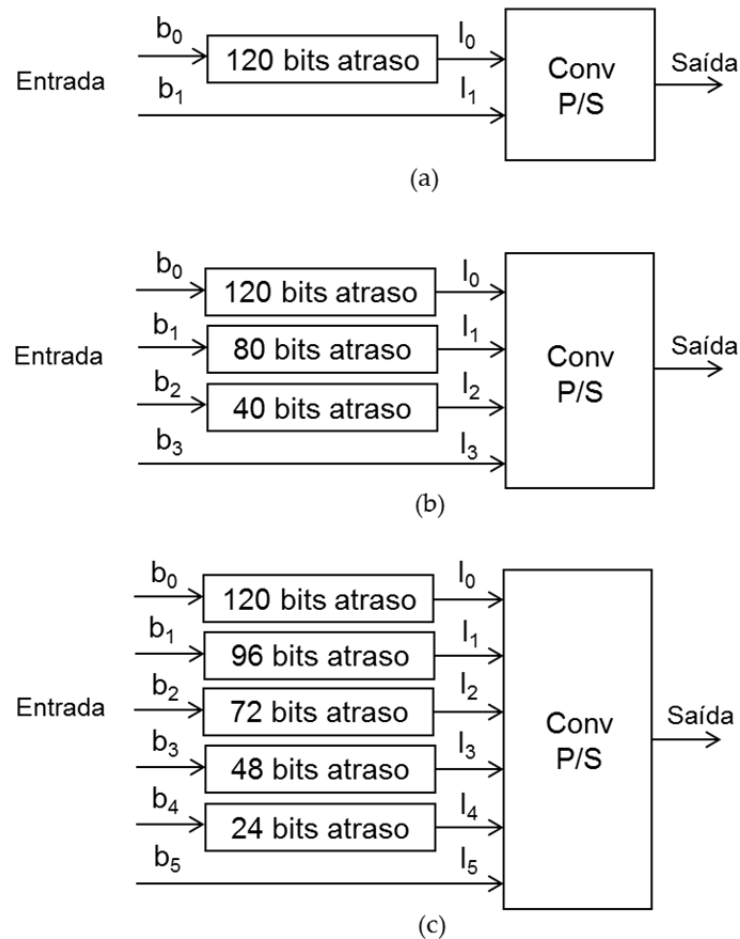


Figura 4.31 - Diagrama do desentrelaçador de *bit*: (a) QPSK, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM.

#### 4.4.3 DEPUNCIÓNAMENTO

O depuncionamento realiza o processo inverso do puncionamento. Utilizando a Tabela 3.2 o *bit* que foi descartado no puncionamento é inserido. Como o valor do *bit* que foi descartado não é conhecido, um valor nulo é adicionado. O depuncionamento deve estar sincronizado com o quadro OFDM. A Figura 4.32 mostra o diagrama desse bloco.

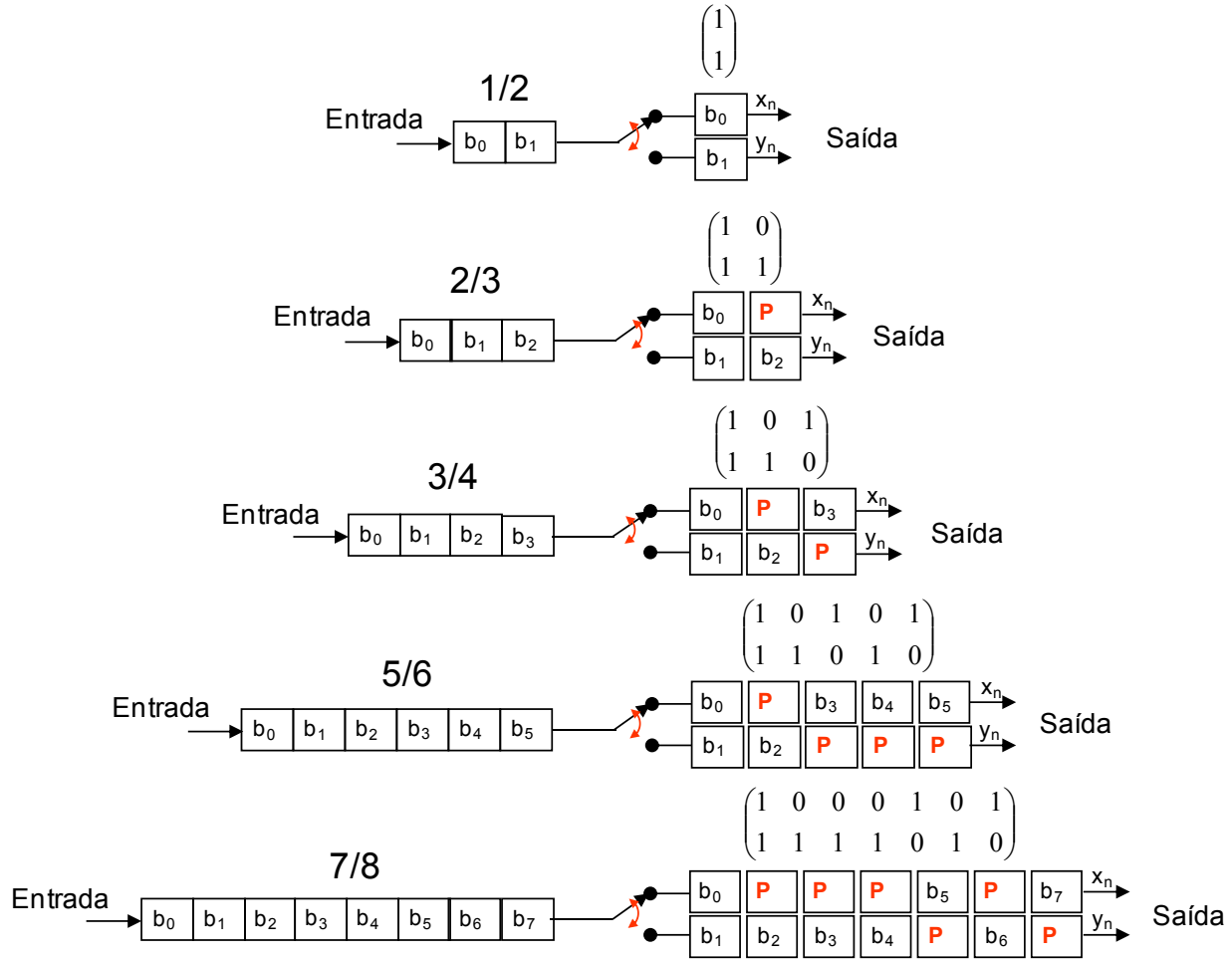


Figura 4.32 - Diagrama do depuncionamento.

#### 4.4.4 VITERBI

O algoritmo *Viterbi* foi desenvolvido pelo pesquisador Andrew J. Viterbi em 1967 [88] para decodificar os códigos convolucionais. O algoritmo *Viterbi* é um algoritmo de máxima verossimilhança com baixa complexidade computacional em função da utilização da estrutura dos diagramas de treliça dos códigos convolucionais. O algoritmo *Viterbi* consiste em determinar o caminho cuja menor métrica por ramo for distribuída pelos nós da treliça. Em resumo, o algoritmo *Viterbi* é usado para localizar a sequência de estado finito mais provável com uma sequência de estado finito do sinal recebido.

O algoritmo *Viterbi* pode ser implementado usando duas técnicas. A primeira é chamada de decodificação com decisão abrupta, que utiliza a distância de *Hamming* como métrica de ramo, e a outra é chamada de decodificação por decisão suave que utiliza a distância *euclidiana* como



métrica de ramo. A decodificação por decisão suave é recomendada para o decodificador *Viterbi*, uma vez que tem um ganho assintótico de aproximadamente 2 dB em relação ao decodificador por decisão abrupta [43] [89].

O Algoritmo *Viterbi* pode ser dividido em três etapas que recebem o nome de: cálculo da métrica do ramo, cálculo da métrica do caminho e rastreabilidade [90].

Na primeira etapa a sequência de símbolos que sai do bloco depuncionamento  $xy = (x_1y_1, x_2y_2, x_3y_3, \dots, x_ny_n)$  é utilizada para calcular a métrica do ramo. A cada recursão que corresponde a um estágio da treliça o algoritmo *Viterbi* calcula a métrica do ramo  $B_{i,j,n}$  usando a distância Euclidiana entre a informação do símbolo  $x_ny_n$  com a métrica do *bit* da treliça  $C_{xy(i,j)}$  do estado atual  $i$  para o próximo estado  $j$  (4.60). A Figura 4.33 mostra parte da treliça de 64 estados do codificador convolucional da Figura 3.11. Pode-se observar que cada estado possui dois caminhos de entrada e saída. A linha sólida representa a resposta  $C_{xy}$  para o *bit* 0 e a linha tracejada o valor  $C_{xy}$  para o *bit* 1. O valor de  $C_{xy} = 7$  e  $C_{xy} = 0$  equivalem aos *bits* 0 e 1 que foram definidos no demapeamento.

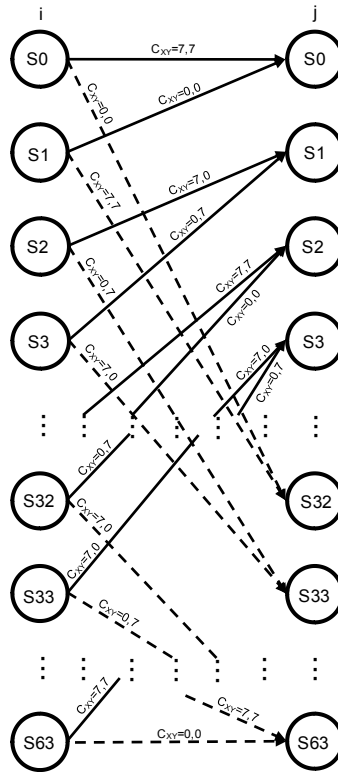


Figura 4.33 - Treliça do codificador convolucional.

$$B_{i,j,n} = \left(x_n - C_{x(i,j)}\right)^2 + \left(y_n - C_{y(i,j)}\right)^2 \quad (4.60)$$

Após calcular a métrica de todos os ramos de um estágio o ramo sobrevivente é selecionado e o caminho da métrica para aquele estado é atualizado. Ou seja, na recursão  $n$ , o algoritmo *Viterbi* calcula a transição mais provável que chega ao estágio  $j$  calculando as métricas de todos os possíveis ramos que entram no estado  $j$ , e selecionando o ramo com a menor métrica  $B_{i,j,n}$ .

A métrica do caminho  $M_{j,n}$  é definido como o menor caminho da métrica do ramo do estado  $j$  no estágio da treliça  $n$ , tendo-se  $i$  como o conjunto de estados que possuem transições ao estado  $j$ . Então, o caminho mais provável que entra no estado  $j$  no estágio  $n$  é o caminho que tem a mínima métrica, isto é,

$$M_{j,n} = \min_i \{M_{i,n-1} + B_{i,j,n}\} \quad (4.61)$$

A Figura 4.34 mostra um exemplo em corte do processo de decodificação do algoritmo *Viterbi*.

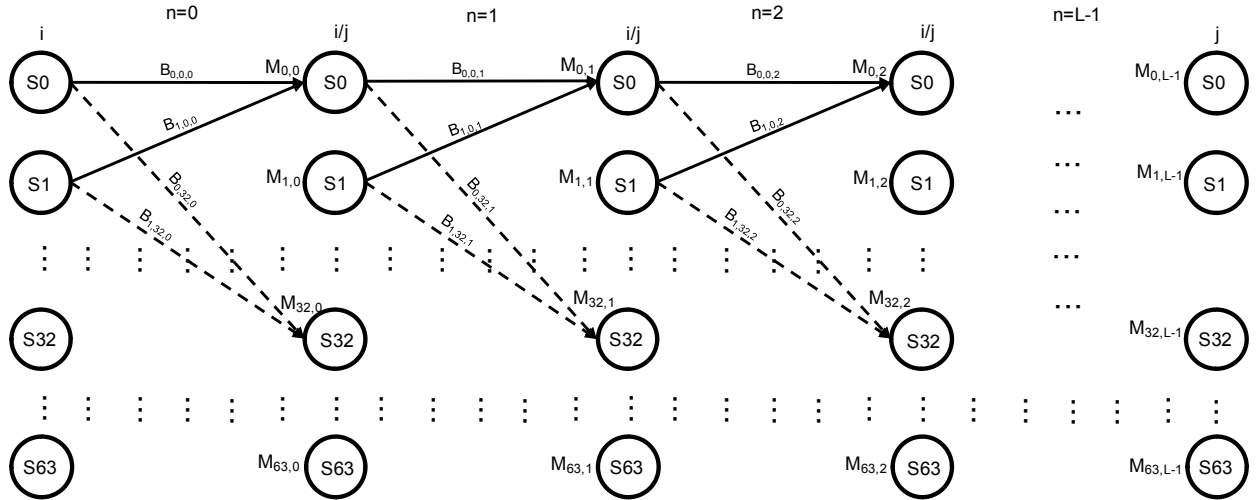


Figura 4.34 - Métricas do processo de decodificação do algoritmo *Viterbi*.

Na terceira etapa o caminho sobrevivente de  $L$  estágios é rastreado realizando o caminho inverso da treliça para decodificar o símbolo mais provável.

Testes de desempenho do algoritmo *Viterbi* utilizado foram realizados utilizando as modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM. Os testes realizados utilizaram 13 segmentos,  $I=2$ , modo 3 e  $IG=1/16$ . As Figuras 4.35, 4.36, 4.37 mostram os resultados da taxa de erro de *bits* em função

da relação sinal ruído para as respectivas modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM na saída do decodificador *Viterbi*.

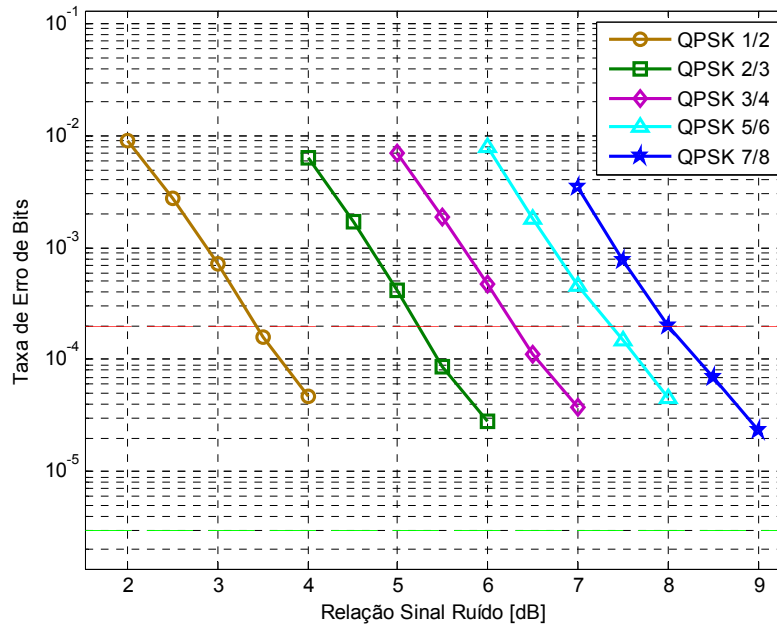


Figura 4.35 - Taxa de erro de *bits* x relação sinal ruído na modulação QPSK na saída do decodificador *Viterbi* para várias taxas de punçãoamento.

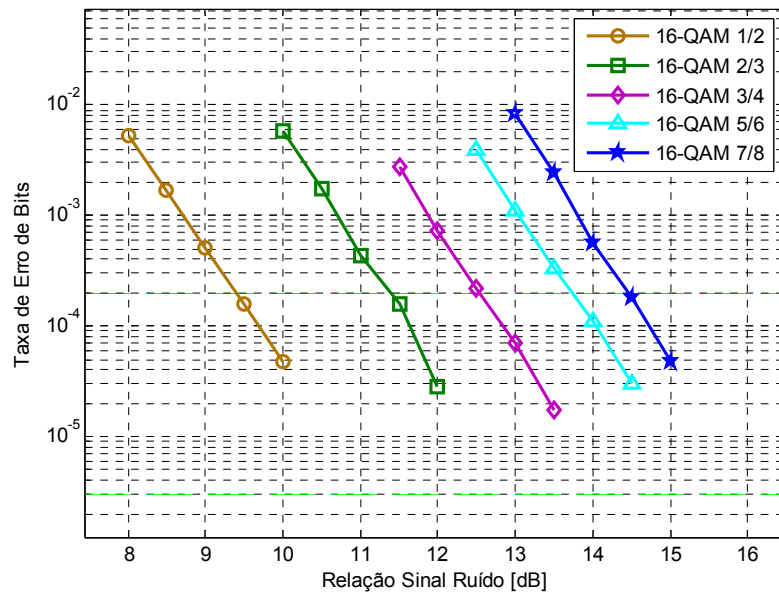


Figura 4.36 - Taxa de erro de *bits* x relação sinal ruído na modulação 16-QAM na saída do decodificador *Viterbi* para várias taxas de punçãoamento.

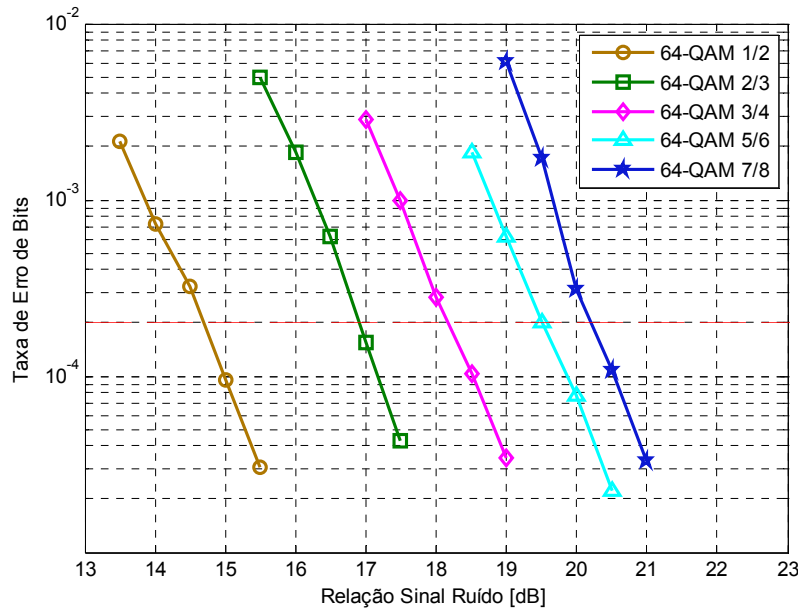


Figura 4.37 - Taxa de erro de *bits* x relação sinal ruído na modulação 64-QAM na saída do decodificador *Viterbi* para várias taxas de punção.

#### 4.4.5 DESENTRELAÇADOR DE BYTE

O desentrelaçador de *byte* realiza o processo inverso do entrelaçador de *byte* e não necessita de ajuste de atraso, pois foi pré-compensado no entrelaçador de *byte* do transmissor. Entretanto esse desentrelaçador deve estar sincronizado com o quadro OFDM. A Figura 4.38 mostra o diagrama desse desentrelaçador.

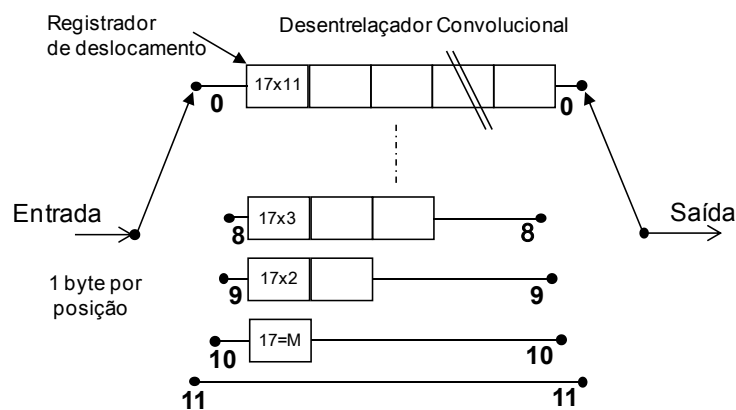


Figura 4.38 - Diagrama do desentrelaçador de *byte*.

#### 4.4.6 CONCENTRADOR DE ENERGIA

Este bloco tem como objetivo realizar o processo inverso do dispersor de energia visto na Seção 3.2.3. Ele concentra a informação dispersada na modulação para recuperar os dados originais. O concentrador de energia utiliza o mesmo algoritmo do modulador da Figura 3.7. Entretanto este bloco deve estar sincronizado com o quadro OFDM.

#### 4.4.7 REED SOLOMON

Após o concentrador de energia, erros podem ter sido adicionados à mensagem polinomial  $T(x)$  na forma de um polinômio  $E(x)$  resultando no polinômio  $R(x)$  recebido, isto é,

$$R(x) = T(x) + E(x) \quad (4.62)$$

Para detectar e corrigir erros no polinômio  $R(x)$ , o processo de decodificação do RS é dividido em quatro etapas de acordo com a Figura 4.39 [91].

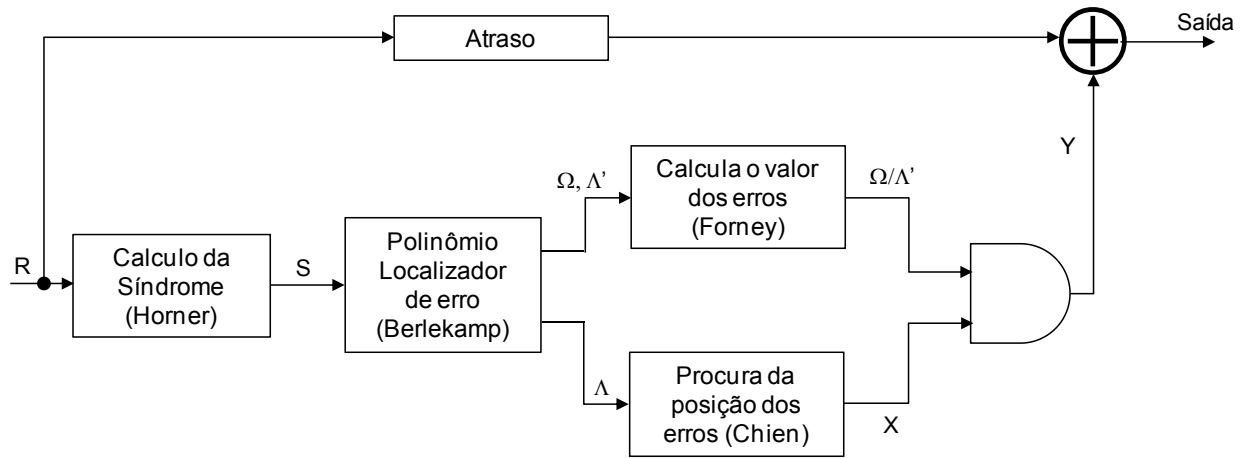


Figura 4.39 - Diagrama do decodificador RS.

A primeira etapa consiste na detecção de erro que utiliza o cálculo da síndrome. A síndrome pode ser calculada usando o algoritmo de *Horner* que consiste na substituição de  $x = \alpha^i$  no polinômio recebido  $R(x)$  da Equação (4.63).

$$S_i = \sum_{j=0}^n R(\alpha^i)^j \text{ para } 0 \leq i < 2t \quad (4.63)$$

onde,  $n = 255$  e  $t = 8$ . Assim o polinômio síndrome pode ser obtido usando a Equação (4.64).

$$S(x) = S_{2t-1}x^{2t-1} + \dots + S_1x + S_0 \quad (4.64)$$

O valor da síndrome depende apenas do padrão de erro e não é afetada pela mensagem. Isso significa que não existe erro quando todos os valores da síndrome forem zero. A capacidade de detecção de erro é de  $2t$  bytes e correção de até  $t$  bytes.

A segunda etapa consiste no cálculo do polinômio localizador de erros  $\Lambda(x)$  e magnitude do erro  $\Omega(x)$ . Re-escrevendo o polinômio do erro  $E(x)$  apenas com os termos que correspondem aos erros e assumindo que  $v \leq t$ , obtem-se:

$$E(x) = Y_1x^{e_1} + Y_2x^{e_2} + \dots + Y_vx^{e_v} \quad (4.65)$$

$$E(\alpha^i) = Y_1\alpha^{ie_1} + Y_2\alpha^{ie_2} + \dots + Y_v\alpha^{ie_v} \quad (4.66)$$

$$E(\alpha^i) = Y_1X_1^i + Y_2X_2^i + \dots + Y_vX_v^i \quad (4.67)$$

Onde:  $e_1, \dots, e_v$  identificam a localização em que os erros ocorrem na palavra código como potência de  $x$ , enquanto  $Y_1, \dots, Y_v$  representam os valores da localização do erro e  $X_l^i = \alpha^{ie_l}$ .

O cálculo dos coeficientes do polinômio de erro pode ser obtido usando (4.68), (4.69) e (4.70) com o algoritmo de *Euclides*. Nesse algoritmo o MDC (Máximo Divisor Comum) entre  $x^{2t}$  e  $S(x)$  é calculado. O  $MDC\{x^{2t}, S(x)\}$  é obtido dividindo  $x^{2t}$  pelo polinômio da síndrome  $S(x)$ . Se o resto desta divisão não for menor que o grau  $t$ , então faz-se uma nova divisão usando o divisor como dividendo e o resto como o divisor é realizada. Em geral, esse processo é realizado enquanto o grau do resto for maior ou igual a  $t$ . Quando essa condição é satisfeita, o resto da divisão é  $\Omega(x)$  e  $\Lambda(x)$  é a multiplicação de todos os quocientes obtidos.

$$\Omega(x) = [S(x) \Lambda(x)] \bmod x^{2t} \quad (4.68)$$

$$\Lambda(x) = \prod_{l=1}^v (1 + X_l x) = 1 + \Lambda_1 x + \dots + \Lambda_{v-1} x^{v-1} + \Lambda_v x^v \quad (4.69)$$

$$\Omega(x) = \Omega_{v-1} x^{v-1} + \dots + \Omega_1 x + \Omega_0 \quad (4.70)$$

O terceiro estágio consiste no cálculo das raízes do polinômio localizador de erro. Se o polinômio é escrito na forma:  $\Lambda(x) = X_1(x + X_1^{-1})X_2(x + X_2^{-1}) \dots$  então o valor da função poderá

ser zero se  $x = X_1^{-1}, X_2^{-1}, \dots$ , que é  $x = \alpha^{-e_1}, \alpha^{-e_2}, \dots$ . As raízes e seus valores de  $X_1 \dots X_v$  são encontrados por tentativa e erro usando o algoritmo de *Chien*. Todos os possíveis valores das raízes são substituídos na Equação (4.70) e os resultados são avaliados. Se a expressão retornar a zero, então o valor de  $x$  é uma raiz e identifica uma posição de erro. Desde que o primeiro símbolo da palavra código corresponde ao termo  $x^{n-1}$ , a procura começa com o valor  $\alpha^{-(n-1)} = \alpha^1$ , então  $\alpha^{-(n-2)} = \alpha^2$  e continua com  $\alpha^0$  que corresponde ao último símbolo da palavra código.

A quarta etapa consiste no cálculo do valor dos erros utilizando o algoritmo de *Forney*. Esse método calcula o valor dos erros  $Y_1 \dots Y_v$  usando a Equação (4.71):

$$Y_j = X_j^1 \frac{\Omega(X_j^{-1})}{\Lambda'(X_j^{-1})} \quad (4.71)$$

onde,  $\Lambda'(X_j^{-1})$  é a derivada de  $\Lambda(x)$  para  $x = X_j^{-1}$ .

Após a correção dos erros o BTS sem pacotes nulos é recuperado e a probabilidade de erro de *bits* pode ser vista nas Figuras 4.40, 4.41 e 4.42 para as respectivas modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM para vários valores de punçãoamento. O valor de  $3 \times 10^{-6}$  indica o limiar de percepção de erro no decodificador de áudio/vídeo.

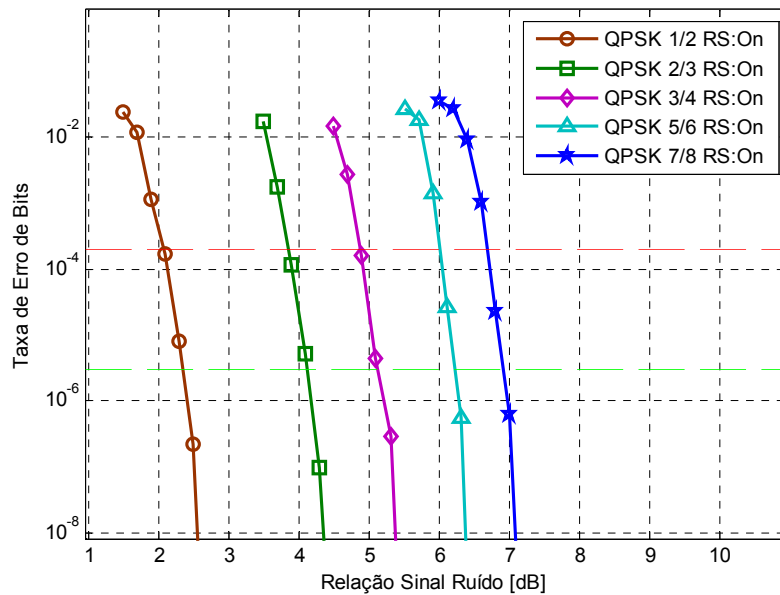


Figura 4.40 - Taxa de erro de *bits* x relação sinal ruído na modulação QPSK após o decodificador *Reed-Solomon* para várias taxas de punçãoamento do *Viterbi*.

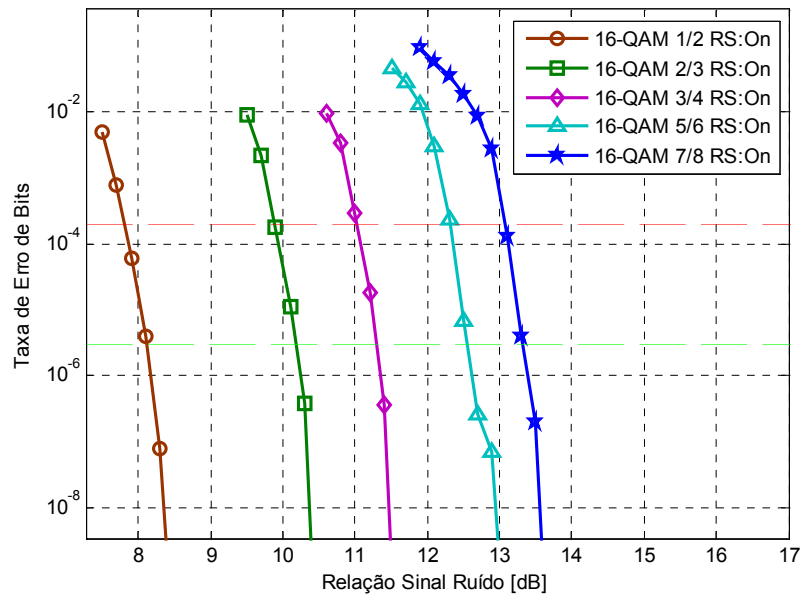


Figura 4.41 - Taxa de erro de *bits* x relação sinal ruído na modulação 16-QAM após o decodificador *Reed-Solomon* para várias taxas de punçãoamento do *Viterbi*.

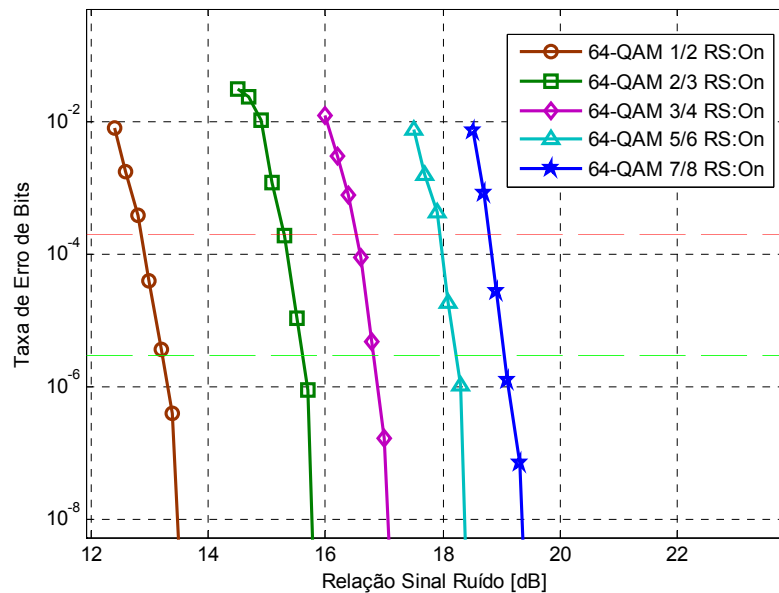


Figura 4.42 - Taxa de erro de *bits* x relação sinal ruído na modulação 64-QAM após o decodificador *Reed-Solomon* para várias taxas de punçãoamento do *Viterbi*.

A Figura 4.43 mostra o resultado comparativo entre a medida de taxa de erro de *bits* com a detecção de *bytes* errados no decodificador *Reed Solomon* utilizando a modulação 64-QAM e FEC



de 3/4. O *Reed Solomon* utilizado no ISDB-T<sub>B</sub> tem capacidade de detecção de erro de até 16 *bytes* e correção de até 8 *bytes*. Pode-se observar que a taxa de erro de *bits* na saída do decodificador RS é nula quando a detecção de *bytes* errados é menor que nove. Quando o número de *bytes* errados é superior a oito a taxa de erro de *bits* aumenta e diminui quando é menor ou igual a oito. Este resultado comprova que a utilização da síndrome do *Reed Solomon* é uma métrica eficiente para detectar o limiar de recepção do sistema ISDB-T<sub>B</sub> [92], [93], [94], [95].

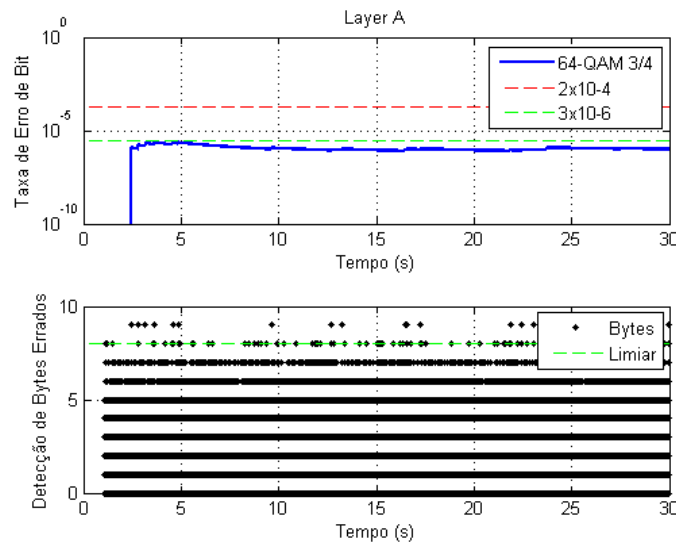


Figura 4.43 - Taxa de erro de *bits* na modulação 64-QAM 3/4 sincronizada com a detecção de *bytes* errados após o decodificador *Reed Solomon*.

## 4.5 Considerações Finais

Este Capítulo apresentou o simulador do demodulador ISDB-T<sub>B</sub>. A partir de vetores de RF foi possível realizar a demodulação OFDM e decodificação de canal. Como as normas de recepção apenas especificam os parâmetros de desempenho, o demodulador proposto foi desenvolvido realizando as operações inversas do modulador com exceção dos estágios de sincronismo. Utilizando como referência técnicas de sincronismo utilizadas pelo sistema DVB-T, adaptações foram realizadas para a utilização das sub-portadoras pilotos AC/TMCC no lugar das sub-portadoras CP. A estimação de canal foi realizada utilizando a interpolação linear no domínio do tempo/frequência e a demodulação/decodificação de canal suave foi usada. Além disso,

monitores da relação sinal ruído, constelação, resposta em frequência, perfil de atraso e taxa de erro de *bits* foram desenvolvidos. Utilizando vetores de RF do simulador de canal do modulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto foram realizados diversos testes para caracterizar o desempenho do simulador do demodulador.

A principal diferença entre os sistemas de demodulação ISDB-T e ISDB-T<sub>B</sub> está relacionada à alocação de canal e relação de proteção. Como o estágio de sintonia e filtros de rejeição podem ser instalados no sintonizador o demodulador ISDB-T pode ser utilizado no sistema ISDB-T<sub>B</sub> e vice versa.

Esse simulador pode ser utilizado como ferramenta de ensino do demodulador ISDB-T<sub>B</sub>, simulações computacionais e ponto de referência na implementação em *hardware*.

# Capítulo 5

## Testes de Campo

### 5.1 Introdução

A análise de desempenho do demodulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto com o simulador de canal do modulator visa caracterizar o comportamento do receptor de TV digital perante cada um dos fenômenos que possam interferir no bom funcionamento do mesmo. Contudo, na condição real de funcionamento, nem sempre os eventos ocorrem como se imaginam e, portanto, há a necessidade de se verificar o comportamento do sistema perante um conjunto de causas simultâneas que possam acontecer. Para se realizar esse teste há a necessidade de se utilizar um cenário que se aproxime o mais possível das condições que acontecem com um receptor em operação normal.

Dessa forma, 274 vetores de RF foram utilizados para avaliar o desempenho do simulador do demodulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto. Esses vetores de RF foram gravados na região metropolitana de São Paulo pelo laboratório de TV digital da Escola de Engenharia da Universidade Presbiteriana Mackenzie. Na cidade de São Paulo é possível detectar os principais efeitos interferentes como: o multipercurso, devido à existência de grande quantidade de edifícios e relevo irregular, o efeito *Doppler* devido ao tráfego intenso de veículos e aeronaves, o ruído impulsivo devido à existência de muitas fontes geradoras de campos eletromagnéticos provenientes de aparelhos elétricos e a interferência de canal adjacente/co-canal devido ao congestionamento do espectro de RF.

No planejamento dos locais em que os vetores de RF foram gravados, considerou-se aqueles que representam a universalidade de cenários possíveis de ocorrer na prática, isto é, aqueles que representam todos os diferentes tipos de condições ambientais. A partir de uma estação transmissora (emissora B) foram traçados radiais a cada 15 graus e círculos com raios pré-determinados como se pode ver na Figura 5.1. Na intersecção de cada radial com o círculo foi determinado um ponto de medida. Quando não foi possível realizar o teste no local selecionado, o mesmo foi descartado ou o teste foi realizado na coordenada mais próxima. Devido à proximidade dos pontos nos raios de 1 e 5 km os testes foram realizados a cada 30 graus. Em alguns casos, testes foram realizados em torno de um ponto para verificar o estado da recepção em uma região.

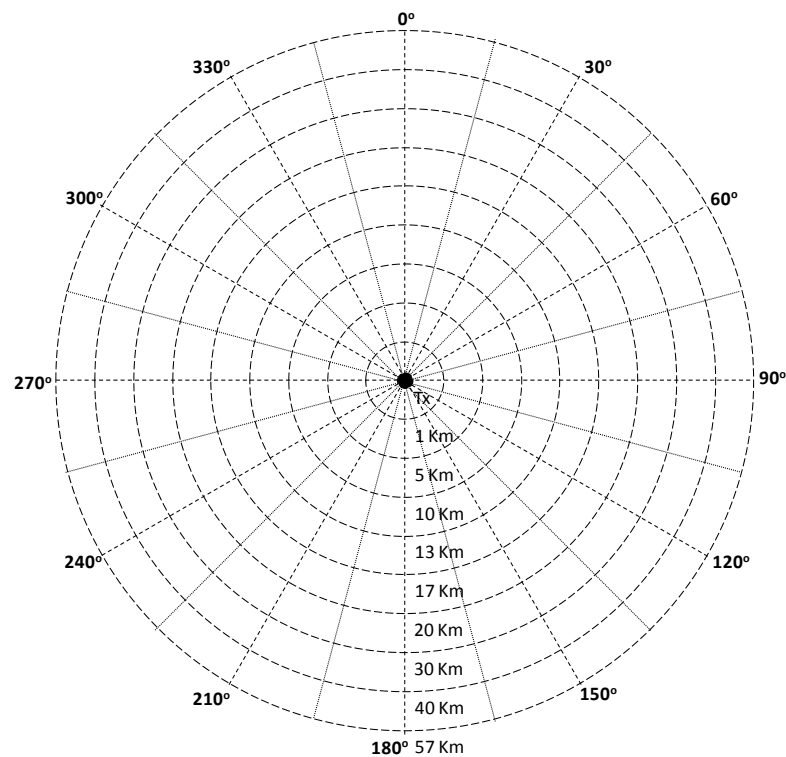


Figura 5.1 - Distribuição dos locais de teste.

A unidade móvel de medidas da Figura 5.2 foi equipada com o sistema de captura de RF descrito no Capítulo 4, receptor de TV digital de referência, mastro retrátil, antena de recepção log-periódica, conjunto de instrumentos de medida, conjunto moto gerador, sistema de localização (GPS), bússola e acessórios.



Figura 5.2 - Unidade de medidas: (a) Vista externa, (b) Vista interna.

O mastro retrátil que equipa o veículo foi ajustado para a elevação de 10 metros e a direção da antena de recepção foi ajustada para o melhor nível de sinal para cada emissora. Em seguida, informações sobre o ponto de medida, potência do sinal na entrada do sistema de captura/receptor de TV digital e característica sobre o funcionamento do receptor são registradas. Em cada ponto de teste foi gravado um banco de memória do sistema de captura de RF que equivale a 30 segundos.

## 5.2 Análise dos Resultados

Os vetores de RF utilizados neste trabalho foram gravados em uma campanha de teste em 2008 pelo laboratório de TV digital da Escola de Engenharia da Universidade Presbiteriana Mackenzie. Os arquivos fornecidos estão divididos em dois grupos: 138 vetores de RF da emissora A (início da faixa UHF) e 136 vetores de RF da emissora B (centro da faixa UHF).

O mapa da região metropolitana de São Paulo com indicação dos locais em que os testes foram realizados pode ser visto nas Figuras 5.3 e 5.4. Para cada ponto de medidas é possível verificar as características da medida, mapa da região, tela do espectro, constelação, parâmetros de modulação, gráfico e tabela do espalhamento temporal, detecção de pacotes errados e relação sinal ruído. A condição de sucesso na recepção utilizou a detecção de *bytes* errados no TSP.



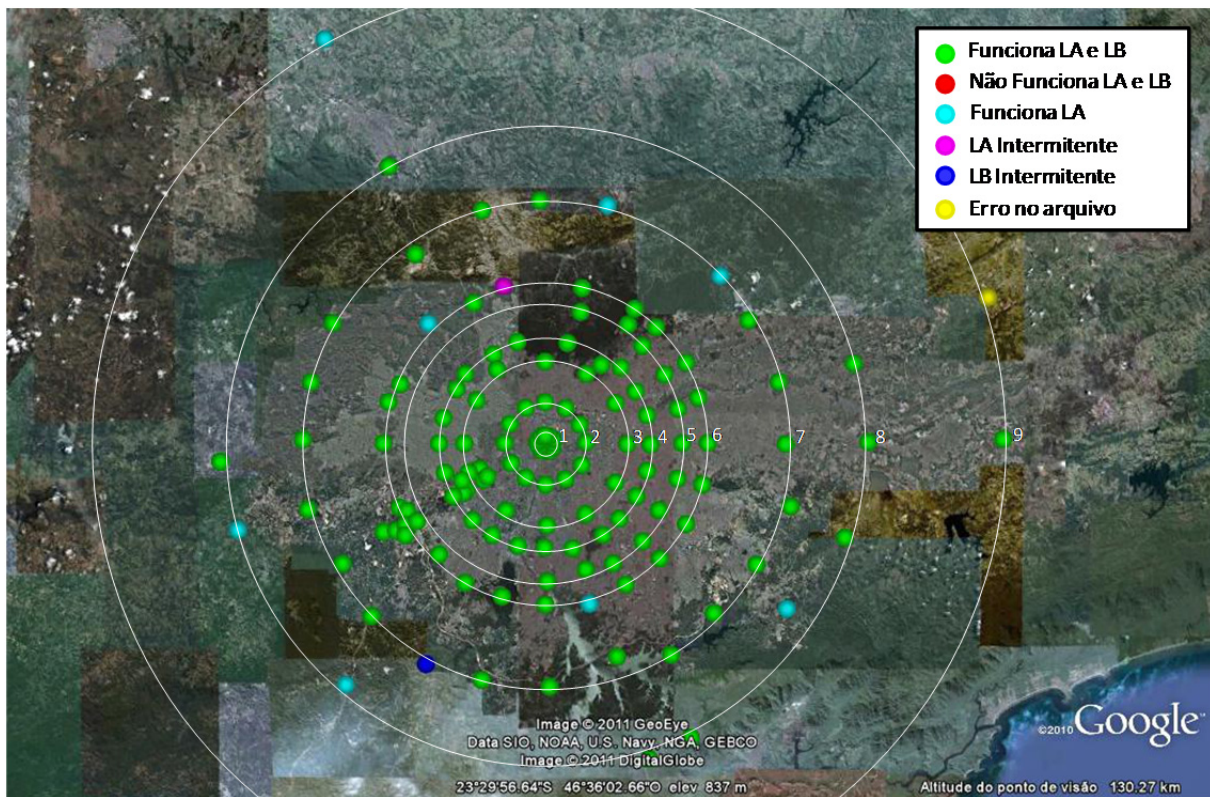


Figura 5.3 - Mapa da região metropolitana com localização e resultado dos testes da emissora A.

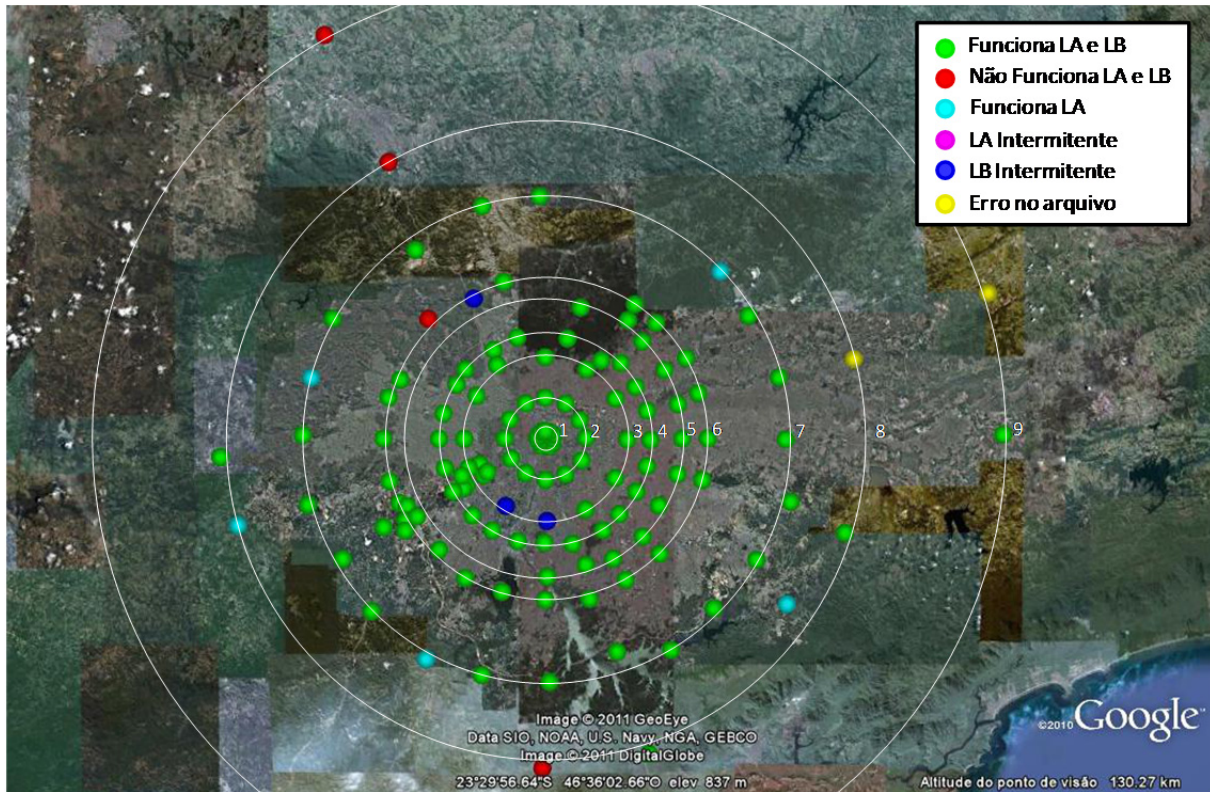


Figura 5.4 - Mapa da região metropolitana com localização e resultado dos testes da emissora B.

Se a detecção de *bytes* for superior a oito, a avaliação de estado de recepção é dita como falha, ou seja, o demodulador não conseguiu reconstruir o BTS corretamente. Além desse parâmetro de estado o BTS recuperado foi decodificado para comprovar que os sinais de áudio/vídeo estão livres de erros.

Os resultados obtidos na avaliação desses vetores foram compilados no formato de arquivo do *Google Earth* e estão disponíveis no endereço eletrônico:

[http://www.lcv.fee.unicamp.br/akamine/canal\\_a.kml](http://www.lcv.fee.unicamp.br/akamine/canal_a.kml)

[http://www.lcv.fee.unicamp.br/akamine/canal\\_b.kml](http://www.lcv.fee.unicamp.br/akamine/canal_b.kml)

Para abrir esses arquivos é necessário instalar o *Google Earth* disponível no endereço eletrônico: <http://www.google.com.br/intl/pt-BR/earth/download/ge/agree.html>. Ao clicar em um ponto de medida no mapa do *Google Earth*, uma nova janela será aberta contendo as seguintes informações:

- Descrição da medida: Neste campo o número do ponto, endereço, data em que o teste foi realizado, distância e visada da torre de transmissão, característica da região, nível de sinal, elevação e informação sobre o funcionamento do receptor comercial e do demodulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto são apresentados. O *link* para *download* do arquivo TS está disponível e pode ser utilizado na decodificação do áudio/vídeo/dados;
- Mapa do local de teste: O mapa em torno do local em que a medida foi realizada está disponível para avaliar a região em que o teste foi realizado;
- Espectro do sinal recebido: Tela com o espectro invertido do sinal recebido com largura de banda de 8 MHz;
- Constelação: Constelação da camada A, camada B, TMCC, AC, SP e CP;
- Perfil de atraso: Gráfico do perfil de atraso com janela de 300 e 50  $\mu$ s de *spam*;
- Tabela do perfil de atraso: Tabela contendo informações sobre o atraso e atenuação do eco. O caminho com maior potência recebe a atribuição de principal com atenuação de 0 dB e os demais caminhos o valor de atenuação relativa à potência do sinal principal;
- Detecção de *bytes* errados: Gráfico de detecção de *bytes* errados do RS em função do tempo;

- Relação sinal ruído: Gráfico da relação sinal ruído em função do tempo.

O resultado obtido e detalhamento de dois pontos de medida por emissora em cada raio serão descritos nas próximas Seções.

### 5.2.1 PRIMEIRO RAIO

O primeiro raio está localizado em uma região urbana e residencial e é composto por 12 locais de medida. Na Figura 5.5 pode-se observar a densidade de probabilidade do nível de sinal  $\times$  estado de recepção. Para resumir o resultado obtido na medida do perfil de atraso, o espalhamento temporal RMS  $\times$  estado de recepção foi utilizado [96] e pode ser visto na Figura 5.6. Pode-se observar que o nível de sinal está entre -30 e -65 dBm e que o máximo espalhamento temporal RMS é de até 14  $\mu$ s.

As Figuras 5.7 e 5.8 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 1. A emissora A possui canal adjacente inferior e superior (digital e analógico) e a emissora B canal digital adjacente superior.

O ponto 1 está situado em uma rua calma em torno de uma grande concentração de edifícios. A distância entre a estação transmissora da emissora A e esse ponto de medida é de aproximadamente 5,4 km, o nível de sinal recebido é de -63,5 dBm e a constelação está distorcida devido a quantidade de multipercusos. Pode-se notar a existência de pré-eco e uma variação da relação sinal ruído que consequentemente é detectada pelo decodificador RS da camada B. Como os erros detectados estão abaixo do limiar, o BTS foi reconstruído sem erros.

A distância entre o transmissor da emissora B e esse ponto de medida é de aproximadamente 1 km, o nível de sinal recebido é de -56 dBm, a constelação está suavemente distorcida devido a presença de muitos ecos de baixa potência. A relação sinal ruído é estável e a detecção de erro é praticamente nula nas duas camadas.

As Figuras 5.9 e 5.10 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 4. O ponto 4 está situado em uma rua movimentada em torno de residências. A distância entre o transmissor da emissora A até esse ponto é de aproximadamente 4 km, o nível de sinal recebido é de -32 dBm e a constelação está limpa com relação sinal ruído de 40 dB. Esse ponto não foi afetado por multipercurso devido à visada direta e não existe erro detectável.



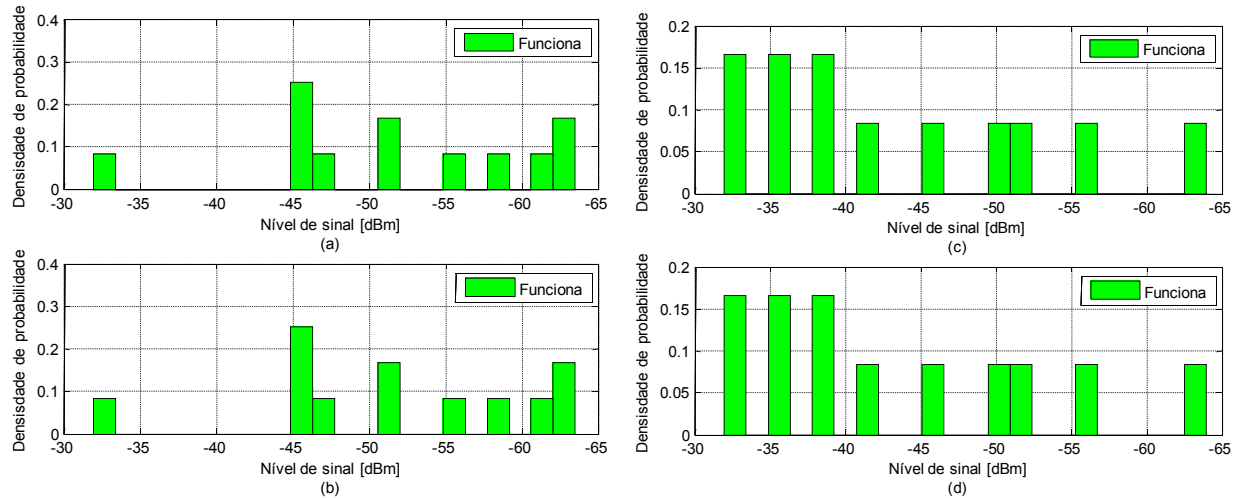


Figura 5.5 - Densidade de probabilidade do nível de sinal  $\times$  estado de recepção do primeiro raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

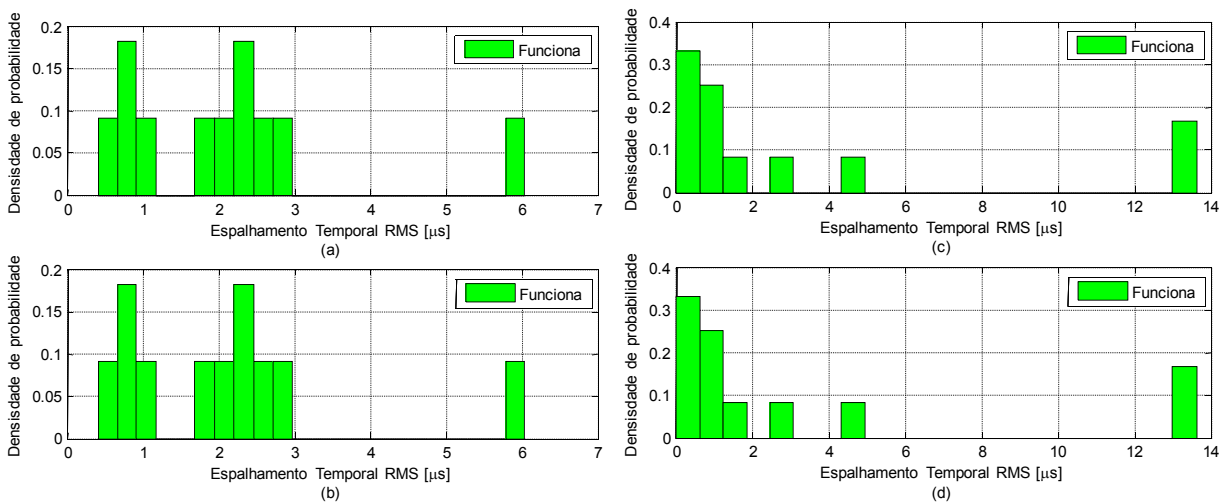


Figura 5.6 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS  $\times$  estado de recepção do primeiro raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

A distância entre o transmissor da emissora B até este ponto é de aproximadamente 1 km e o nível de sinal recebido é de -35,4 dBm. Apenas um eco de baixa potência foi medido, a constelação está limpa com relação sinal ruído de aproximadamente 30 dB e livre de erros no RS.

Nesse raio o demodulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto obteve sucesso na decodificação de todos os vetores de RF.

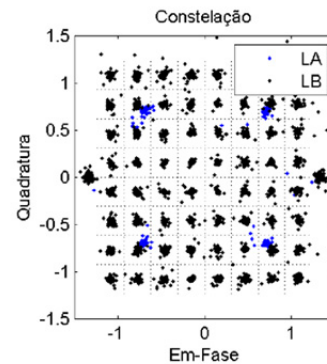
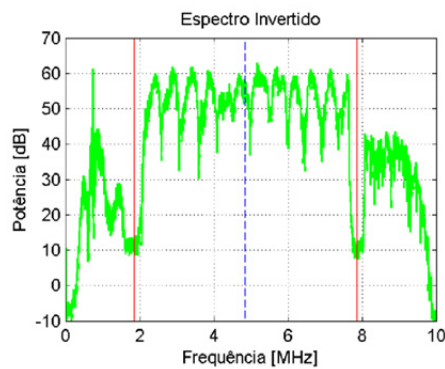
## Ponto 1

**Endereço:** Rua Bartira com Rua Apinajés  
**Data:** 08/01/2008  
**Visada:** Não  
**Distância da torre TX:** 5.4079 km  
**Prédios:** DU - Denso Urbano  
**Vias:** RC - Rua Calma  
**Nível de Sinal:** -63.5 dBm  
**Elevação:** 768 metros

**Funcionamento com STB:** Sim  
**Funcionamento com Simulador:** Sim  
[Link do arquivo de vídeo](#)



[Exibir mapa ampliado](#)



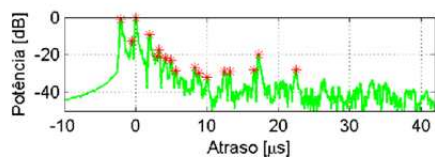
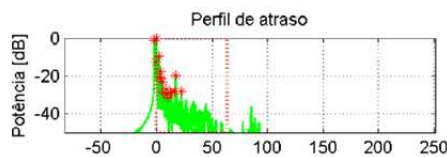
### Modulação

**Modo:** 3, IG: 1/6

**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	-2.0918	-1.0728	10	8.8594	-29.8671
1	-0.58447	-12.6562	11	9.9975	-31.7687
2	0	0	12	12.3969	-28.784
3	1.938	-9.3276	13	13.1968	-28.9484
4	2.9839	-20.6711	14	16.6113	-28.0603
5	3.2607	-17.4524	15	17.1958	-19.8407
6	4.0913	-21.3741	16	22.456	-27.9906
7	4.9526	-22.9016	17	NaN	NaN
8	5.6294	-28.4202	18	NaN	NaN
9	8.2749	-26.7607	19	NaN	NaN

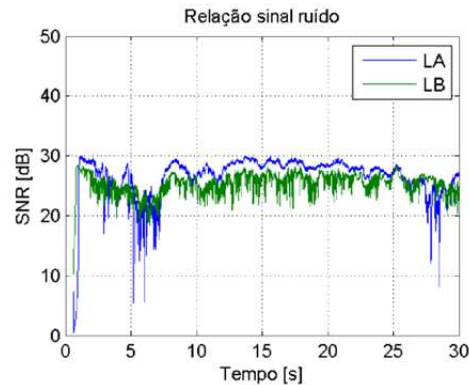
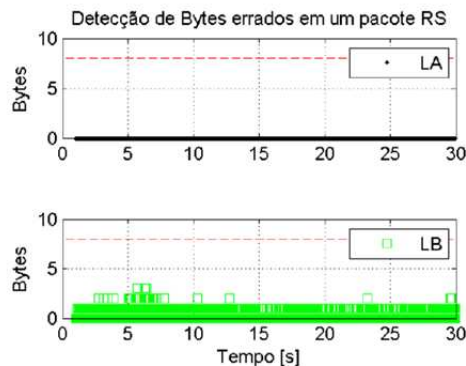
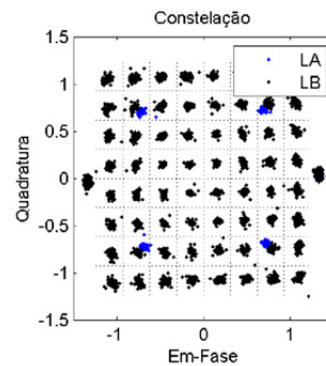
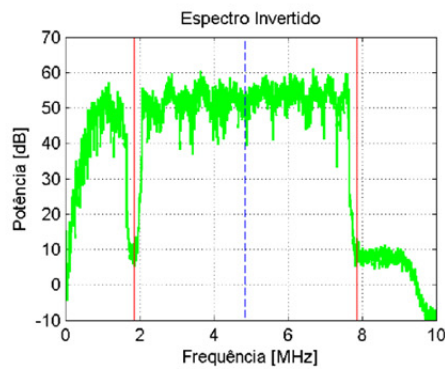


Figura 5.7 - Resultados do ponto 1 da emissora A.

**Ponto 1**

**Endereço:** Rua Bartira com Rua Apinajés  
**Data:** 08/01/2008  
**Visada:** Não  
**Distância da torre TX:** 1.0204 km  
**Prédios:** DU - Denso Urbano  
**Vias:** RC - Rua Calma  
**Nível de Sinal:** -56 dBm  
**Elevação:** 768 metros

**Funcionamento com STB:** Sim  
**Funcionamento com Simulador:** Sim  
[Link do arquivo de vídeo](#)

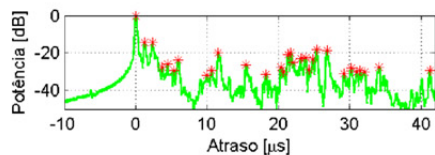
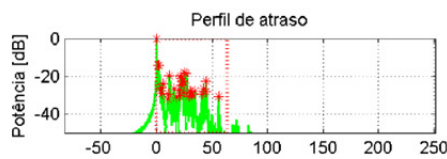
**Modulação**

**Modo:** 3, IG: 1/6

**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	15.4731	-26.3713
1	1.2612	-14.2504	11	18.2724	-31.2978
2	2.3379	-14.1558	12	20.3642	-27.5188
3	3.7529	-27.6476	13	20.6411	-30.25
4	4.4297	-26.0489	14	21.3486	-20.8309
5	5.3218	-29.1161	15	21.7485	-19.913
6	5.937	-23.8847	16	22.0869	-24.8614
7	9.936	-31.8878	17	23.102	-22.7541
8	10.6435	-29.4868	18	23.8095	-22.5982
9	11.5664	-19.7763	19	24.3017	-28.7767

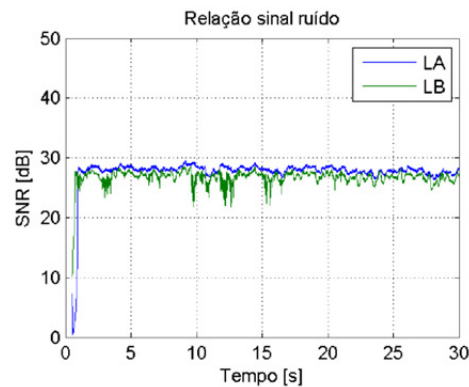
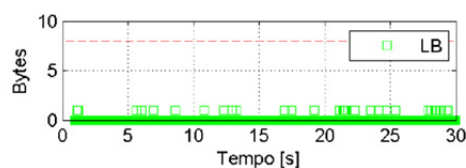
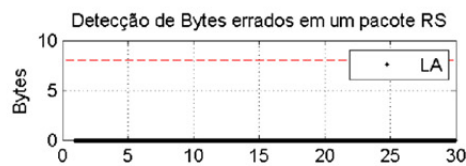
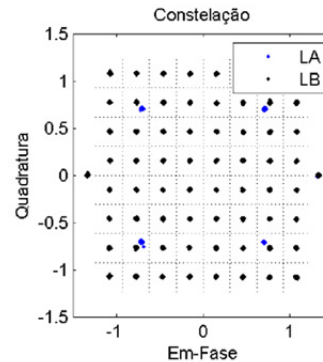
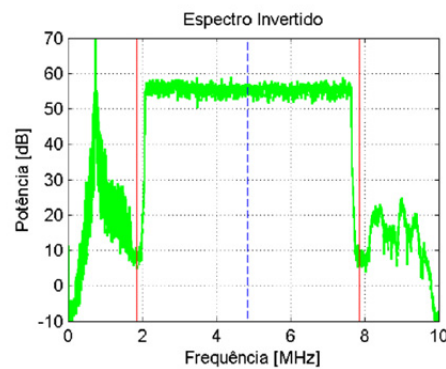
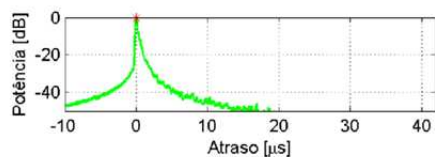
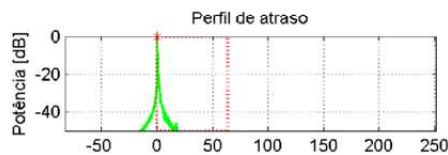


Figura 5.8 - Resultados do ponto 1 da emissora B.

**Ponto 4****Endereço:** Rua Cardoso de Almeida com Rua Santarém**Data:** 08/01/2008**Visada:** ?**Distância da torre TX:** 4.0276 km**Prédios:** RE - Residencial**Vias:** RM - Rua Movimentada**Nível de Sinal:** -32 dBm**Elevação:** 790 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	NaN	NaN	11	NaN	NaN
2	NaN	NaN	12	NaN	NaN
3	NaN	NaN	13	NaN	NaN
4	NaN	NaN	14	NaN	NaN
5	NaN	NaN	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

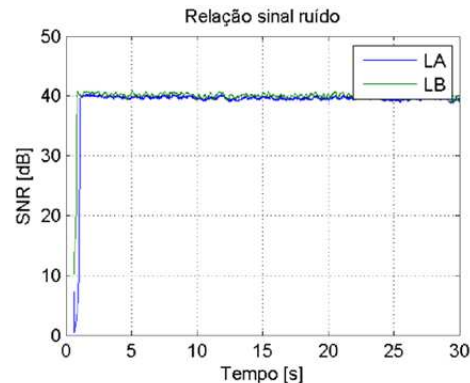
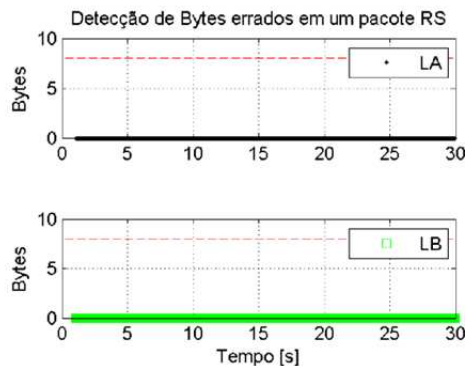
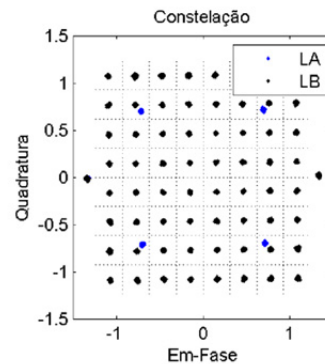
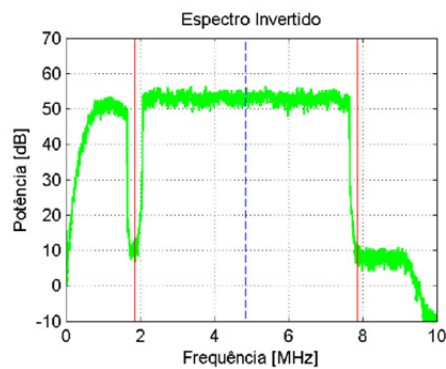
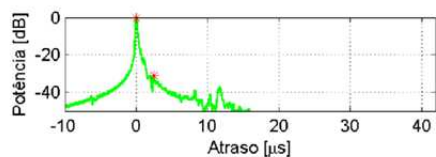
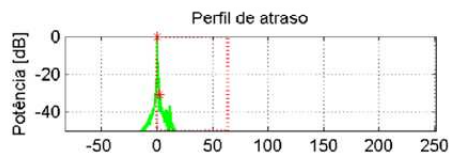


Figura 5.9 - Resultados do ponto 4 da emissora A.



**Ponto 4****Endereço:** Rua Cardoso de Almeida com Rua Santarém**Data:** 08/01/2008**Visada:** Sim**Distância da torre TX:** 1.0181 km**Prédios:** RE - Residencial**Vias:** RM - Rua Movimentada**Nível de Sinal:** -35.4 dBm**Elevação:** 790 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	2.4302	-30.9317	11	NaN	NaN
2	NaN	NaN	12	NaN	NaN
3	NaN	NaN	13	NaN	NaN
4	NaN	NaN	14	NaN	NaN
5	NaN	NaN	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

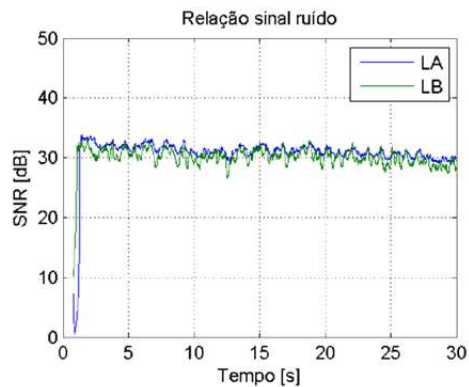
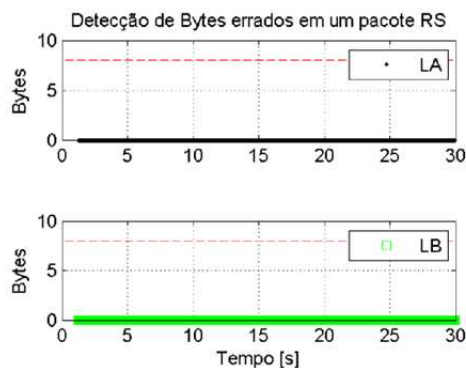


Figura 5.10 - Resultados do ponto 4 da emissora B.

### 5.2.2 SEGUNDO RAIOS

O segundo raio está localizado em uma região urbana residencial com algumas indústrias e é composto por 12 locais de medida. Na Figura 5.11, pode-se observar a densidade de probabilidade do nível de sinal  $\times$  estado de recepção e na Figura 5.12 o espalhamento temporal RMS  $\times$  estado de recepção. Pode-se observar que o nível de sinal está entre -25 e -68 dBm e que o máximo espalhamento temporal RMS é de 20  $\mu$ s.

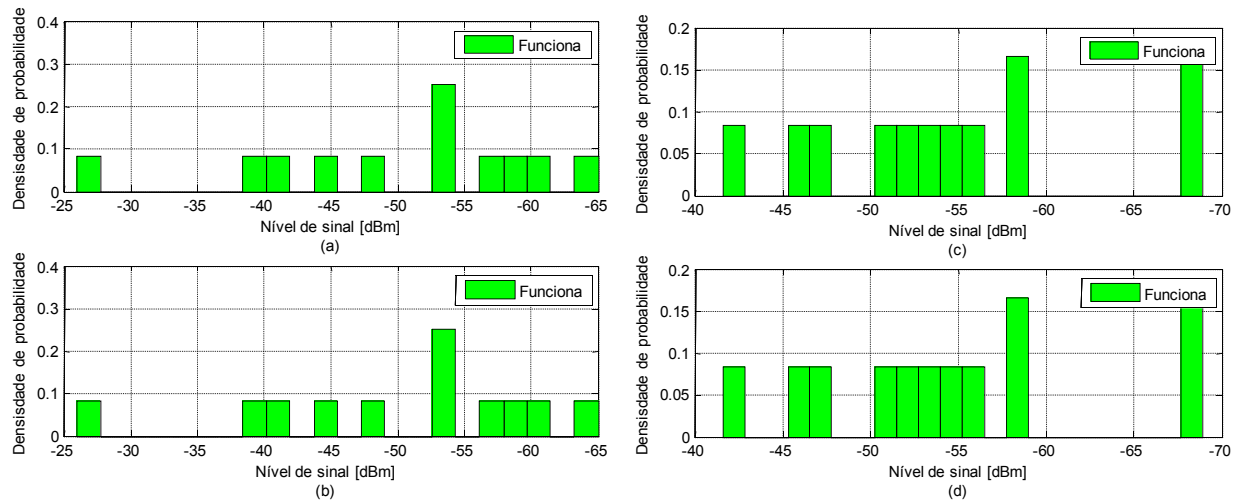


Figura 5.11 - Densidade de probabilidade do nível de sinal  $\times$  estado de recepção do segundo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

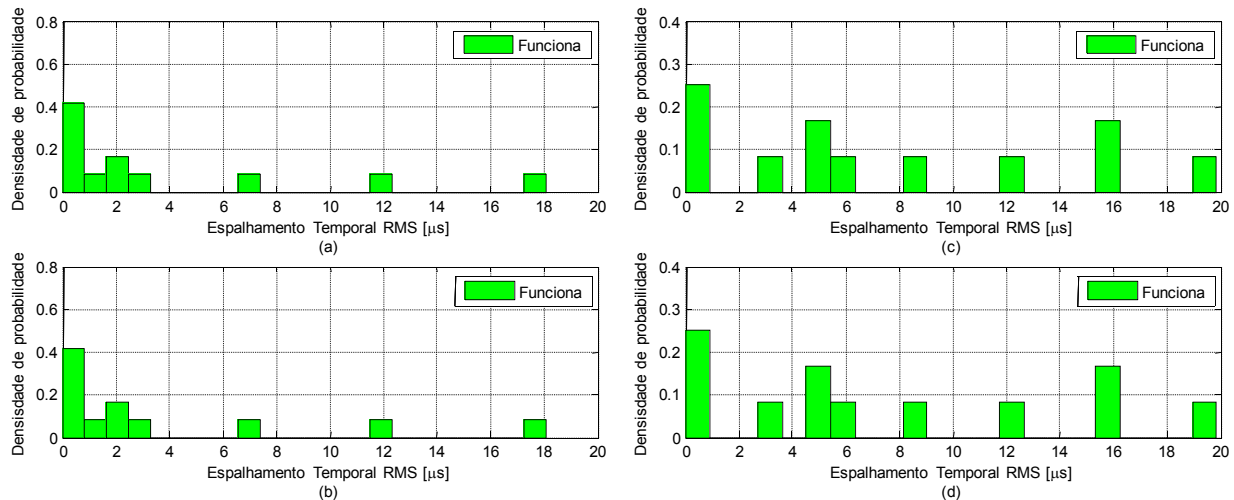


Figura 5.12 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS  $\times$  estado de recepção do segundo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

As Figuras 5.13 e 5.14 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 13. O ponto 13 está situado em uma rua calma em torno de residências. A distância entre o transmissor da emissora A e esse ponto é de aproximadamente 8 km, o nível de sinal recebido é de -26 dBm e a constelação está limpa com relação sinal ruído de 40 dB. Não foi detectado multipercurso nesse ponto provavelmente pela visada direta.

A distância entre esse ponto até a torre de transmissão da emissora B é de aproximadamente 5 km e o nível de sinal recebido é de -46,7 dBm. Esse ponto apresenta visada direta e possui poucos ecos de baixa potência. A constelação está suavemente distorcida com relação sinal ruído em torno de 30 dB e a detecção de erro é praticamente nula.

As Figuras 5.15 e 5.16 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 21. O ponto 21 está situado em uma rua movimentada em torno de indústrias. A distância entre a torre de transmissão da emissora A até esse ponto de medida é de aproximadamente 9 km, e o nível de sinal recebido é de -41,7 dBm. Não foi detectado interferência por multipercurso e constelação está limpa com relação sinal ruído de 30 dB.

A distância entre esse ponto de medida até a torre de transmissão da emissora B é de aproximadamente 5 km e o nível de sinal recebido é de -52 dBm. Esse ponto possui visada direta e possui muita interferência por multipercurso. Alguns caminhos de pré-eco de curta duração e baixa atenuação e muitos caminhos com pós-eco de baixa potência incluindo um caminho de 10  $\mu$ s e atenuação de -1,2 dB. A constelação está deformada, a relação sinal ruído está oscilando e a detecção de erro está presente apenas na camada B.

Nesse raio o demodulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto obteve sucesso na decodificação de todos os vetores de RF.

### Ponto 13

Endereço: Rua Buquira com Rua Francisco Marinho

Data: 14/01/2008

Visada: Sim

Distância da torre TX: 8.089 km

Prédios: RE - Residencial

Vias: RC - Rua Calma

Nível de Sinal: -26 dBm

Elevação: 773 metros

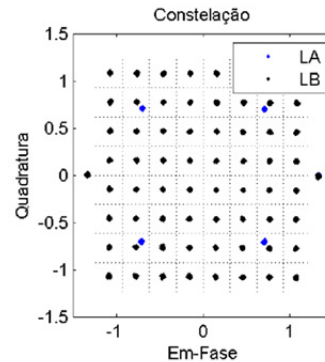
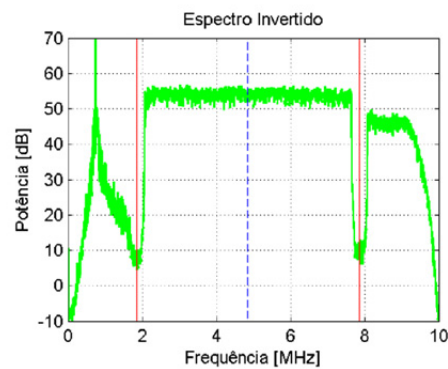
Funcionamento com STB: Sim

Funcionamento com Simulador: Sim

[Link do arquivo de vídeo](#)



[Exibir mapa ampliado](#)



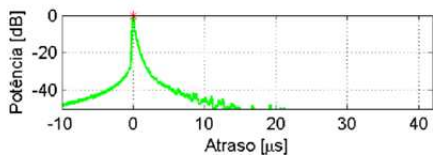
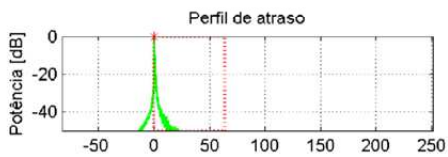
#### Modulação

Modo: 3, IG: 1/6

Camada A, QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

Camada B: 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

Camada C: none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	NaN	NaN	11	NaN	NaN
2	NaN	NaN	12	NaN	NaN
3	NaN	NaN	13	NaN	NaN
4	NaN	NaN	14	NaN	NaN
5	NaN	NaN	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

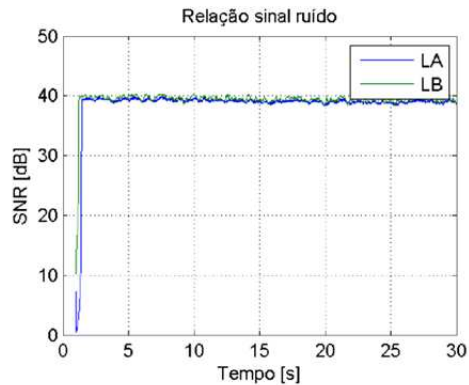
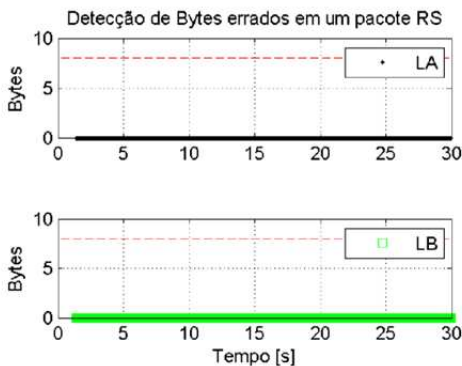
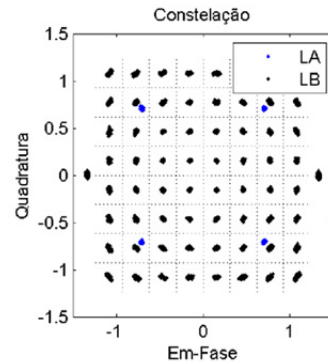
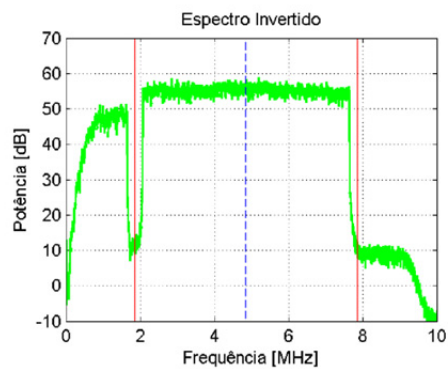
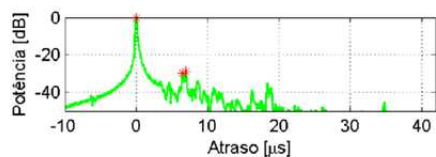
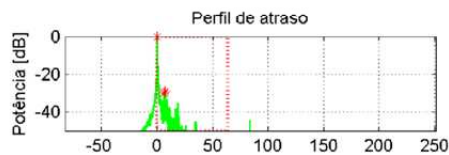


Figura 5.13 - Resultados do ponto 13 da emissora A.



**Ponto 13****Endereço:** Rua Buquira com Rua Francisco Marinho**Data:** 14/01/2008**Visada:** Sim**Distância da torre TX:** 5.0818 km**Prédios:** RE - Residencial**Vias:** RC - Rua Calma**Nível de Sinal:** -46.7 dBm**Elevação:** 773 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	6.4907	-29.8914	11	NaN	NaN
2	6.9214	-28.8817	12	NaN	NaN
3	NaN	NaN	13	NaN	NaN
4	NaN	NaN	14	NaN	NaN
5	NaN	NaN	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

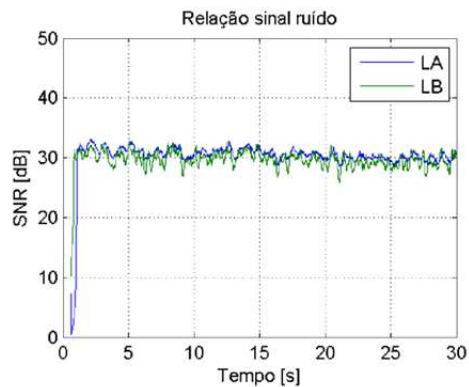
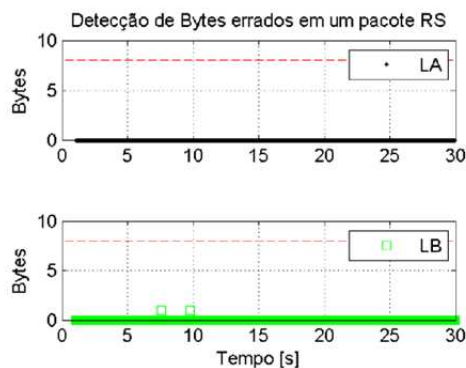
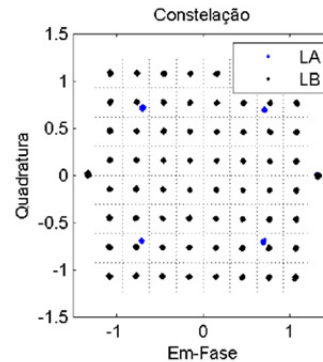
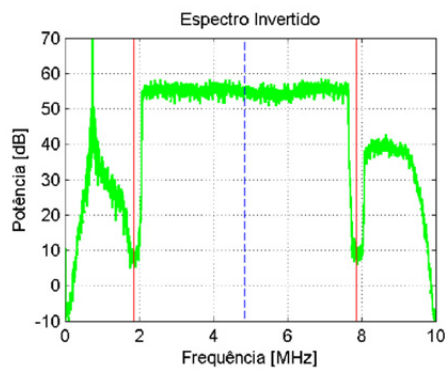
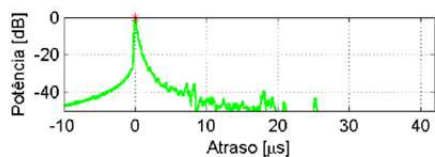
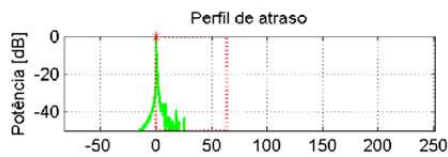


Figura 5.14 - Resultados do ponto 13 da emissora B.

**Ponto 21****Endereço:** Av José Cesar de Oliveira com Av Queiroz Filho**Data:** 14/01/2008**Visada:** Sim**Distância da torre TX:** 9.0973 km**Prédios:** IN - Industrial**Vias:** RM - Rua Movimentada**Nível de Sinal:** -41.7 dBm**Elevação:** 773 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	NaN	NaN	11	NaN	NaN
2	NaN	NaN	12	NaN	NaN
3	NaN	NaN	13	NaN	NaN
4	NaN	NaN	14	NaN	NaN
5	NaN	NaN	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

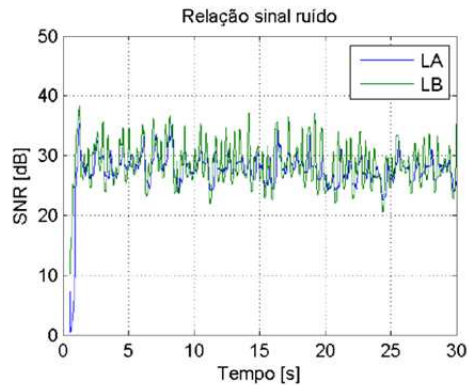
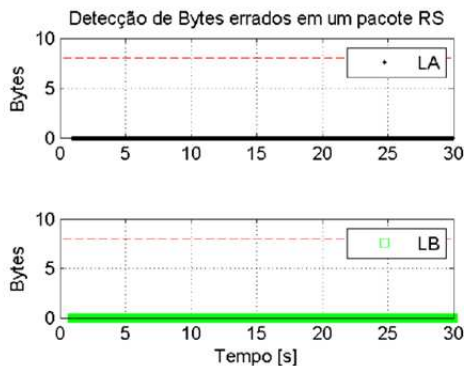
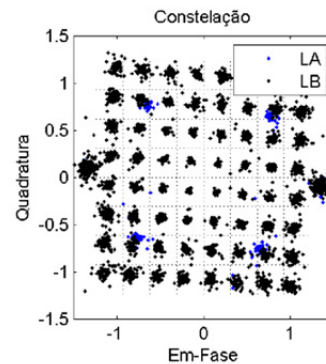
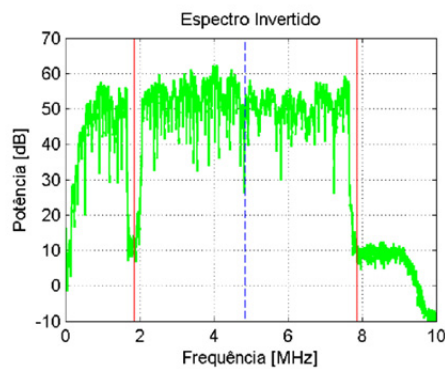
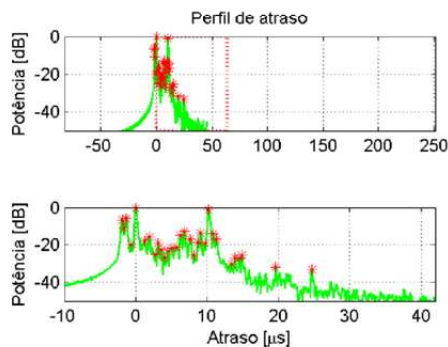


Figura 5.15 - Resultados do ponto 21 da emissora A.

**Ponto 21****Endereço:** Av José Cesar de Oliveira com Av Queiroz Filho**Data:** 14/01/2008**Visada:** Sim**Distância da torre TX:** 4.965 km**Prédios:** IN - Industrial**Vias:** RM - Rua Movimentada**Nível de Sinal:** -52 dBm**Elevação:** 773 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	-1.938	-6.6926	10	4.0298	-26.6844
1	-1.6304	-10.7068	11	4.4604	-23.3078
2	-1.3228	-5.6531	12	5.0449	-21.6252
3	-0.70752	-20.03	13	5.6601	-21.3041
4	0	0	14	6.3061	-14.8169
5	1.2612	-17.9407	15	6.7983	-12.7521
6	1.8765	-15.6021	16	7.6597	-17.0255
7	2.7685	-25.0566	17	8.1826	-25.5378
8	3.1685	-19.1107	18	8.7671	-18.6841
9	3.6299	-22.563	19	9.1055	-13.5251

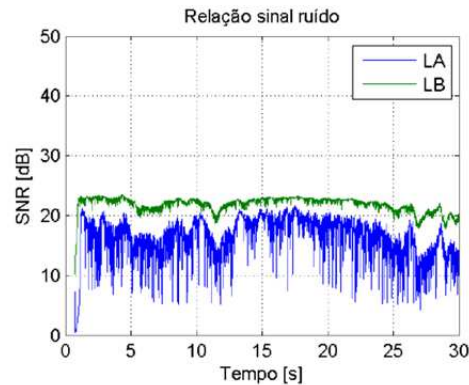
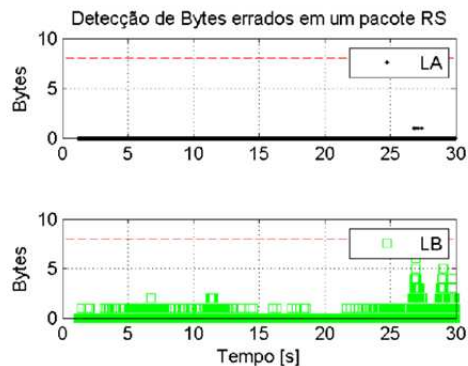


Figura 5.16 - Resultados do ponto 21 da emissora B.

### 5.2.3 TERCEIRO RAIO

O terceiro raio está localizado predominantemente em uma região urbana residencial com algumas indústrias e bairros com característica rural. Foram realizados testes em 17 locais. Na Figura 5.17 pode-se observar a densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção e na Figura 5.18 o espalhamento temporal RMS × estado de recepção. Pode-se observar que o nível de sinal está entre -37 e -74 dBm e que o máximo espalhamento temporal RMS é de 14  $\mu$ s.

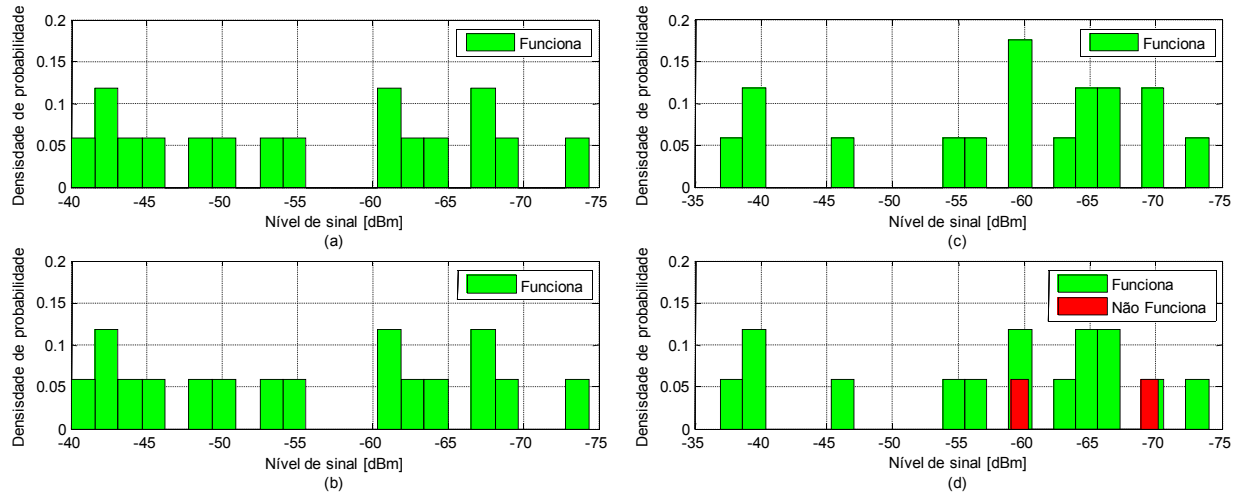


Figura 5.17 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × Estado de recepção do terceiro raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

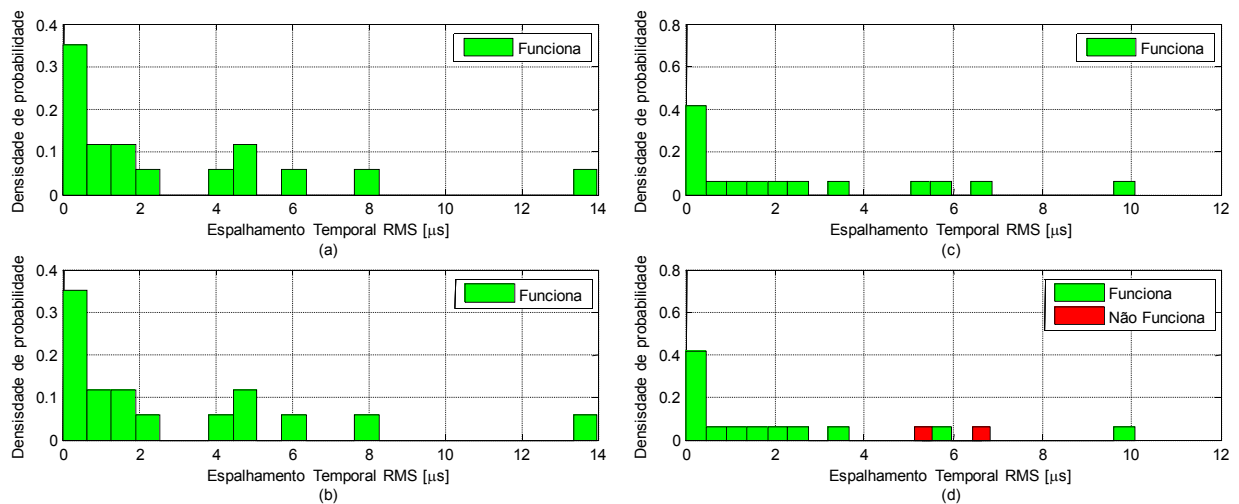


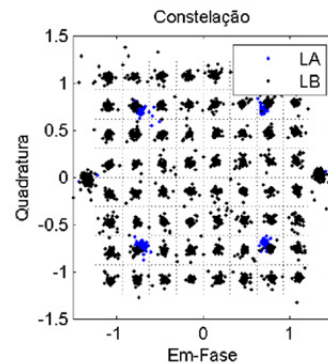
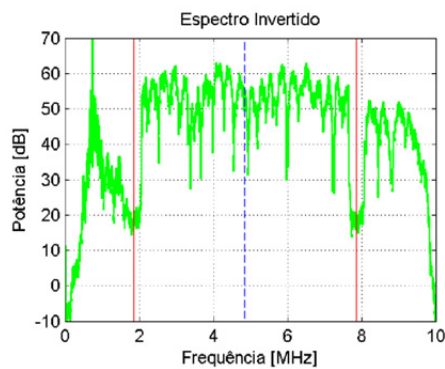
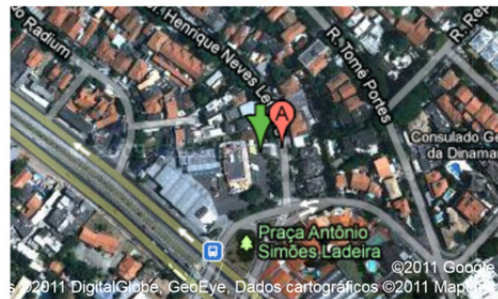
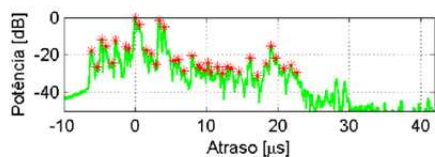
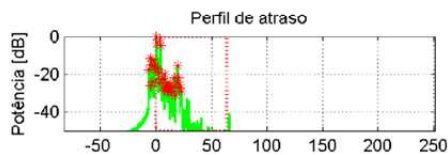
Figura 5.18 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS × Estado de recepção do terceiro raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.



Nesse raio o demodulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto apresentou falha na decodificação de dois vetores de RF da emissora B. A falha na decodificação aconteceu nos pontos 30 e 31 que serão comentados a seguir.

As Figuras 5.19 e 5.20 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 30. O ponto 30 está situado em uma avenida da área urbana. A distância entre o transmissor da emissora A e esse ponto é de aproximadamente 7,1 km, o nível de sinal recebido é de -63 dBm e a constelação está distorcida com relação sinal ruído oscilando em torno de 27 dB. Esse ponto não possui visada direta e é interferido por multipercurso. Alguns caminhos com pré-eco de até -6  $\mu$ s e muitos caminhos com pós-eco de até 23  $\mu$ s. Como os erros detectados na camada B pelo RS estão abaixo do limiar, o BTS foi reconstruído sem erros. A distância entre o transmissor da emissora B até esse ponto é de aproximadamente 10 km e o nível de sinal recebido é de -70 dBm. Esse ponto não possui visada direta e apresenta muita interferência por multipercurso e pré-eco de até -10  $\mu$ s e pós-eco de até 12  $\mu$ s. A constelação está muito suja com relação sinal ruído em torno de 20 dB. A detecção de erro pelo RS ultrapassou o limiar de 8 *bytes* errados indicando que o BTS foi reconstruído com erro. A análise subjetiva do BTS reconstruído mostrou o surgimento de poucos artefatos indicando que o estado de recepção está intermitente.

As Figuras 5.21 e 5.22 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 31. O ponto 31 está situado em uma rua calma em torno de residências. A distância entre a torre de transmissão da emissora A até esse ponto de medida é de aproximadamente 9,3 km, e o nível de sinal recebido é de -40 dBm. Esse ponto possui visada direta e não foi detectado interferência por multipercurso e a constelação está limpa com relação sinal ruído em torno de 35 dB. Não foi detectado erro pelo decodificador RS. A distância entre este ponto de medida até a torre de transmissão da emissora B é de aproximadamente 9,6 km e o nível de sinal recebido é de -59 dBm. Esse ponto possui visada direta e possui interferência por multipercurso de baixa potência. A constelação está muito suja, e a relação sinal ruído está decrescendo a partir do valor de 24 dB. Pode-se notar espúrios no espectro do canal adjacente superior e inferior. A detecção de erro superou o limiar de correção do RS apenas no final do arquivo na camada B. A análise subjetiva do BTS reconstruído mostrou o surgimento de artefatos indicando que o estado de recepção está intermitente.

**Ponto 30****Endereço:** Av Prof. Vicente Ráo com Rua Plutônio**Data:** 17/01/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 7.1147 km**Prédios:** UR - Urbano**Vias:** AV - Avenida**Nível de Sinal:** -63 dBm**Elevação:** 769 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	-6.1831	-17.6366	10	1.5381	-17.133
1	-5.3218	-26.1208	11	2.2148	-19.2002
2	-4.7373	-11.5472	12	2.9224	-24.9556
3	-4.1528	-15.204	13	3.3838	-1.489
4	-3.1992	-24.077	14	4.0605	-4.8243
5	-2.7378	-12.2972	15	5.4141	-22.8362
6	-1.292	-15.4948	16	6.06	-22.2259
7	-0.92285	-16.3864	17	6.8291	-28.5922
8	0	0	18	7.998	-20.2843
9	0.52295	-3.7182	19	8.7978	-25.4409

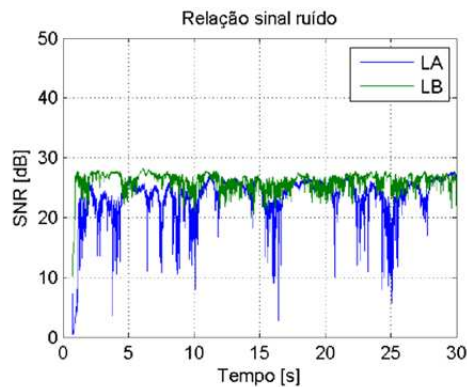
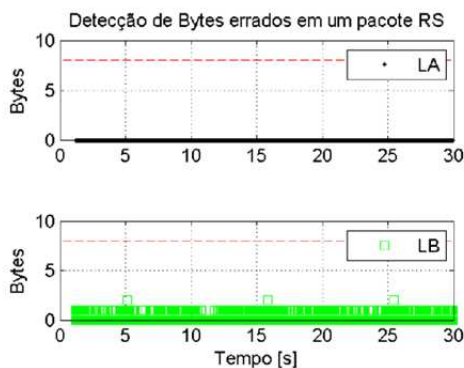
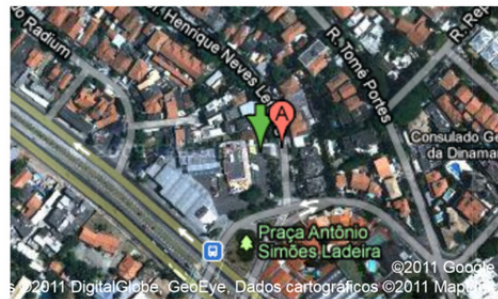
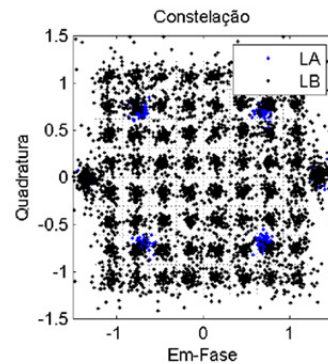
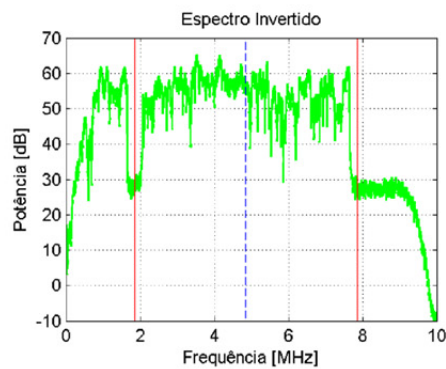
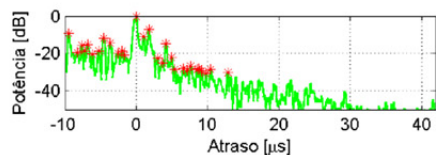
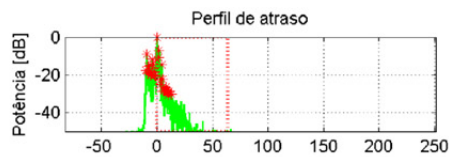


Figura 5.19 - Resultados do ponto 30 da emissora A.

**Ponto 30****Endereço:** Av Prof. Vicente Ráo com Rua Plutônio**Data:** 17/01/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 10.1034 km**Prédios:** UR - Urbano**Vias:** AV - Avenida**Nível de Sinal:** -70 dBm**Elevação:** 769 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Intermitente[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	-10.1206	-17.7561	10	-2.5225	-20.0442
1	-9.5054	-9.1642	11	-1.9995	-18.6142
2	-8.2749	-19.3141	12	-1.6919	-20.6518
3	-7.6289	-15.5913	13	0	0
4	-7.2598	-18.5045	14	1.0459	-10.8514
5	-6.8291	-15.1581	15	1.7534	-7.0055
6	-6.1216	-20.3136	16	2.9839	-22.439
7	-5.291	-18.7632	17	3.7529	-25.1551
8	-4.5835	-11.5907	18	4.1528	-14.7594
9	-3.6606	-14.1141	19	4.9834	-22.1501

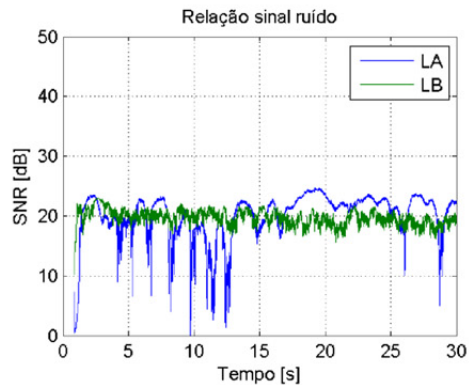
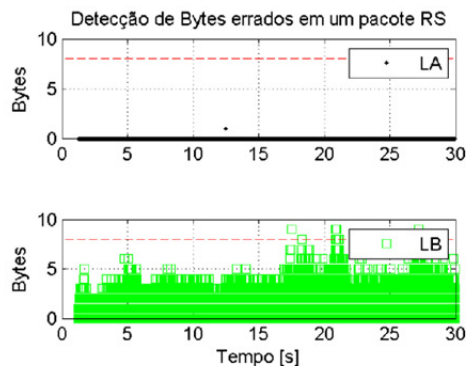
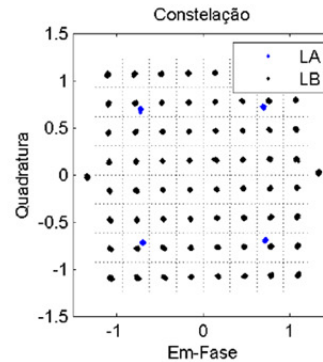
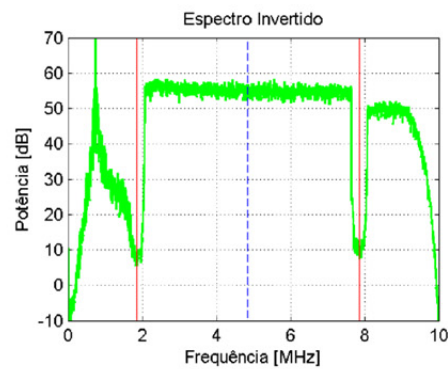
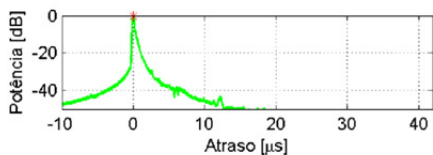
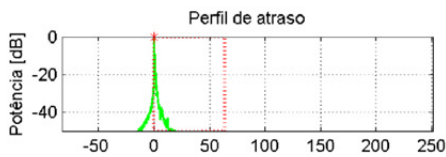


Figura 5.20 - Resultados do ponto 30 da emissora B.

**Ponto 31****Endereço:** Rua Dr. Laerte Setubal com Rua Dr. Francisco

Regni

**Data:** 17/01/2008**Visada:** Sim**Distância da torre TX:** 9.3446 km**Prédios:** RE - Residencial**Vias:** RC - Rua Calma**Nível de Sinal:** -40 dBm**Elevação:** 815 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	NaN	NaN	11	NaN	NaN
2	NaN	NaN	12	NaN	NaN
3	NaN	NaN	13	NaN	NaN
4	NaN	NaN	14	NaN	NaN
5	NaN	NaN	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

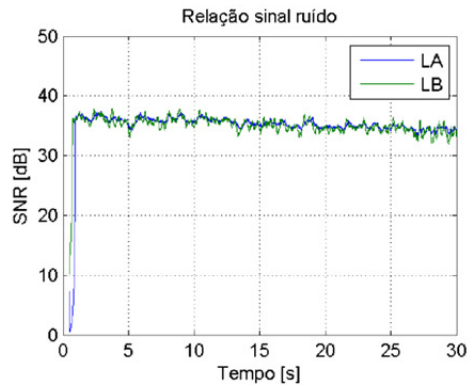
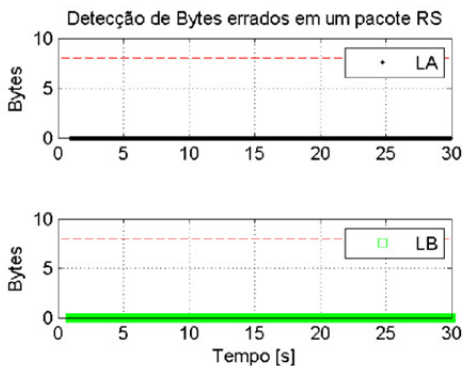


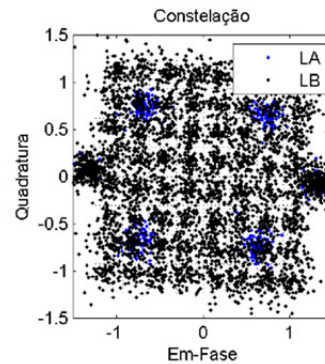
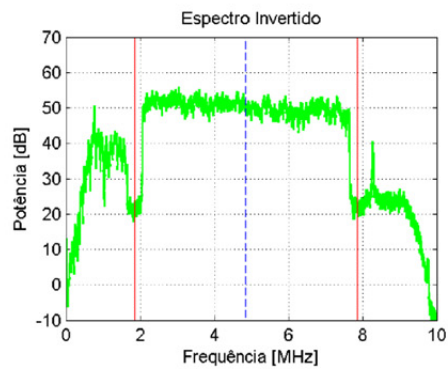
Figura 5.21 - Resultados do ponto 31 da emissora A.



**Ponto 31**

**Endereço:** Rua Dr. Laerte Setubal com Rua Dr. Francisco Regni  
**Data:** 17/01/2008  
**Visada:** Sim  
**Distância da torre TX:** 9.56 km  
**Prédios:** RE - Residencial  
**Vias:** RC - Rua Calma  
**Nível de Sinal:** -59 dBm  
**Elevação:** 815 metros

**Funcionamento com STB:** Sim  
**Funcionamento com Simulador:** Intermitente  
[Link do arquivo de vídeo](#)

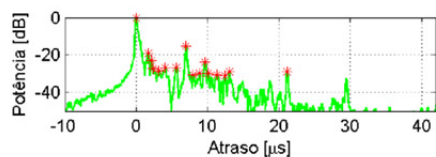
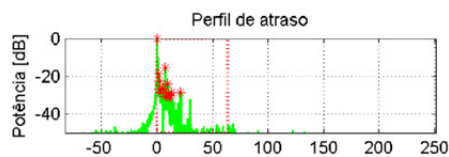
**Modulação**

**Modo:** 3, IG: 1/6

**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	9.6284	-23.9141
1	1.6611	-18.9705	11	10.0898	-29.8754
2	2.1226	-22.7503	12	11.3203	-30.4303
3	2.3994	-26.9598	13	12.4277	-31.078
4	3.1377	-28.4941	14	13.0429	-28.7304
5	4.0605	-26.8111	15	21.1333	-28.8132
6	5.5986	-26.511	16	NaN	NaN
7	6.9829	-15.2712	17	NaN	NaN
8	7.998	-30.5522	18	NaN	NaN
9	8.8594	-29.709	19	NaN	NaN

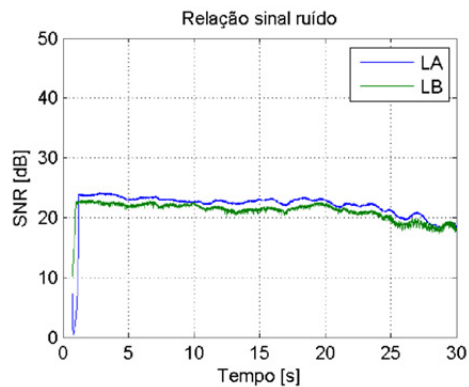
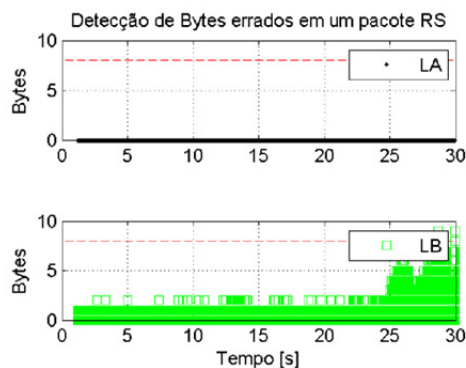


Figura 5.22 - Resultados do ponto 31 da emissora B.

### 5.2.4 QUARTO RAIO

O quarto raio está localizado predominantemente em uma região urbana residencial com poucas indústrias e bairros com característica rural. Foram realizados testes em 24 locais de medida por emissora. Na Figura 5.23 pode-se observar a densidade de probabilidade do nível de sinal  $\times$  estado de recepção e na Figura 5.24 o espalhamento temporal RMS  $\times$  estado de recepção. Pode-se observar que o nível de sinal está entre -30 a -73 dBm e que a na maioria dos pontos o máximo espalhamento temporal RMS é inferior a 10  $\mu$ s.

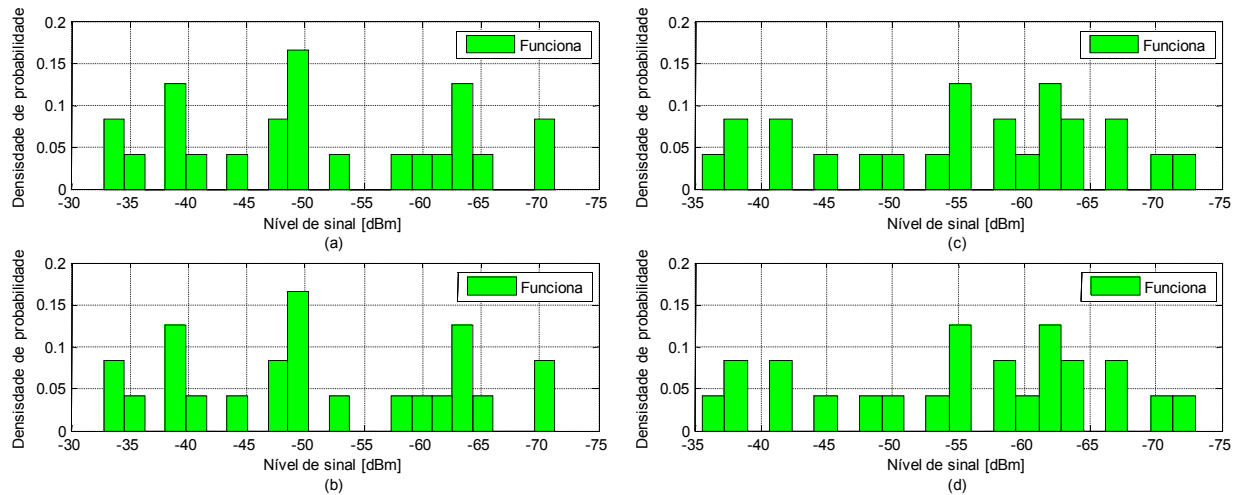


Figura 5.23 - Densidade de probabilidade do nível de sinal  $\times$  Estado de recepção no quarto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

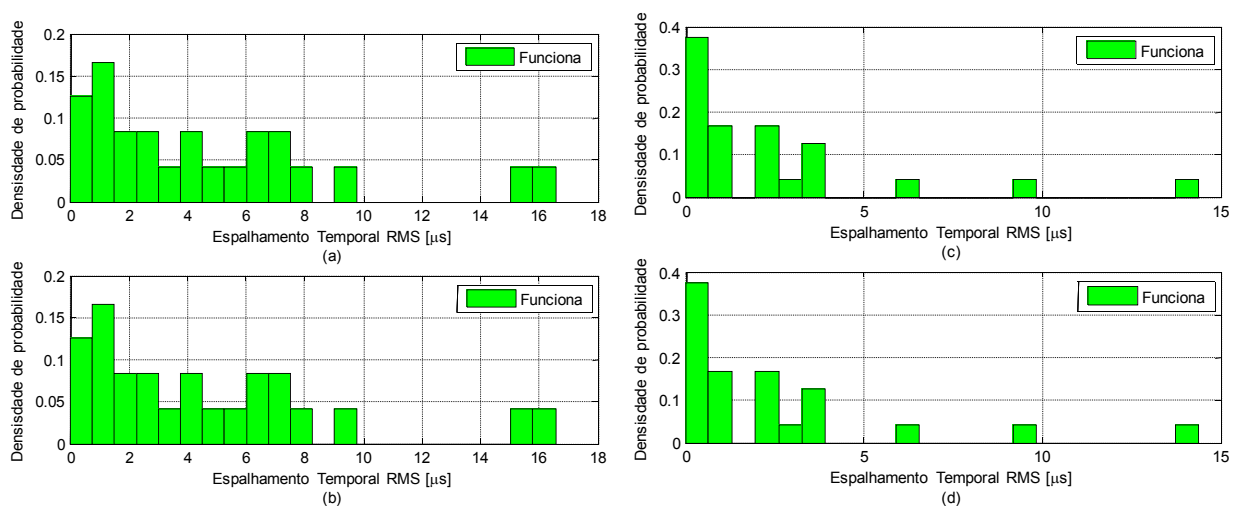


Figura 5.24 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS  $\times$  Estado de recepção do quarto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

As Figuras 5.25 e 5.26 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 146. O ponto 146 está situado em uma rua calma da área urbana. A distância entre o transmissor da emissora A e esse ponto é de aproximadamente 12,4 km, o nível de sinal recebido é de -62 dBm e a constelação está relativamente limpa com relação sinal ruído em torno de 37 dB. Esse ponto não possui visada direta e possui poucos caminhos com pós-eco de baixa potência. Não foi detectado erro pelo decodificador RS.

A distância entre o transmissor da emissora B até este ponto é de aproximadamente 13 km e o nível de sinal recebido é de -64,3 dBm. Esse ponto não possui visada direta e apresenta um único eco de baixa potência. A constelação está limpa com relação sinal ruído em torno de 38 dB. Não foi detectado erro pelo decodificador RS.

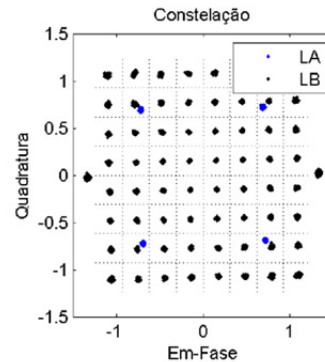
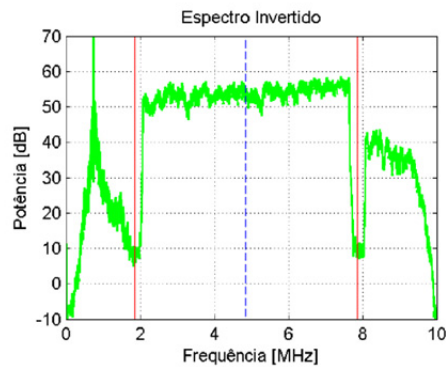
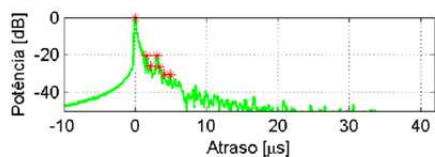
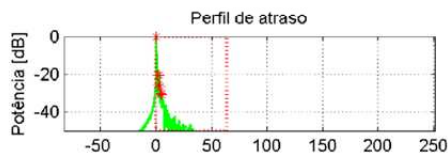
As Figuras 5.27 e 5.28 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 133. O ponto 133 está situado em uma estrada de uma região rural. A distância entre a torre de transmissão da emissora A até esse ponto de medida é de aproximadamente 16 km, e o nível de sinal recebido é de -38,4 dBm. Esse ponto não possui visada direta e é interferido por pré-eco de até -2.2  $\mu$ s e pós-eco de até 22  $\mu$ s. A potência do eco é baixa e a constelação está distorcida com relação sinal ruído em torno de 30 dB para a camada A e 20 dB para a camada B. A diferença da relação sinal ruído entre camadas acontece porque existe um *fading* no lado esquerdo do centro do espectro. Os erros detectáveis pelo decoder RS estão abaixo do limiar de correção e o BTS foi reconstruído livre de erros.

A distância entre esse ponto de medida até a torre de transmissão da emissora B é de aproximadamente 12,7 km e o nível de sinal recebido é de -42 dBm. Esse ponto não possui visada direta e interferência por pós-eco de baixa potência. A constelação está focada, e a relação sinal ruído está em torno de 30 dB. Não foi detectado erro pelo decodificador RS.

Todos os vetores de RF desse raio foram demodulados e o BTS foi reconstruído livre de erros.

**Ponto 146****Endereço:** Rua Afonso Mendes de Estrada com Rua

Sebastião Azevedo

**Data:** 02/07/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 12.4155 km**Prédios:** UR - Urbano**Vias:** RC - Rua Calma**Nível de Sinal:** -62 dBm**Elevação:** 738 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	1.5996	-20.348	11	NaN	NaN
2	2.1226	-25.7605	12	NaN	NaN
3	3.0454	-20.4076	13	NaN	NaN
4	3.4145	-26.4354	14	NaN	NaN
5	3.999	-30.2032	15	NaN	NaN
6	4.9219	-30.6863	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

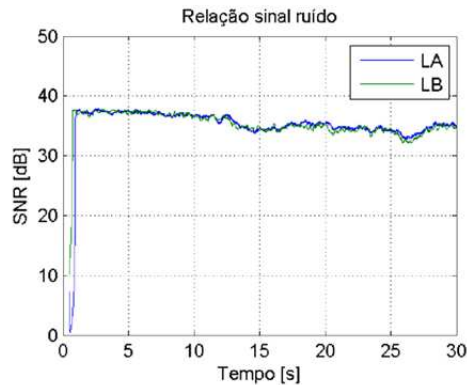
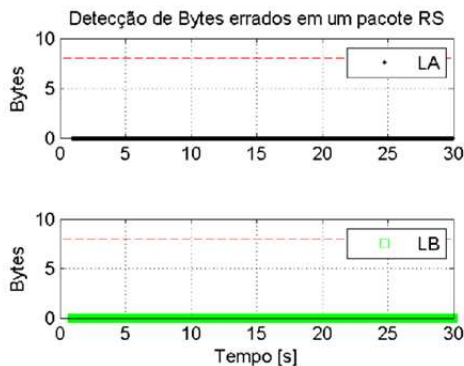
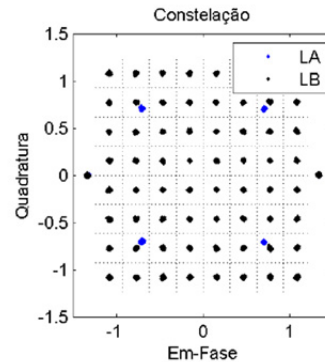
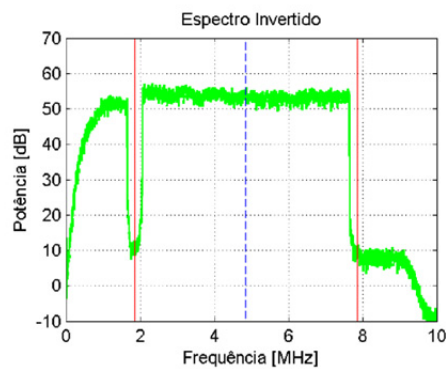
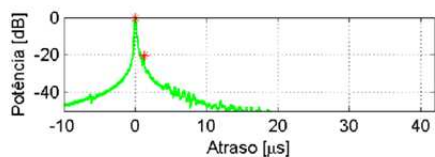
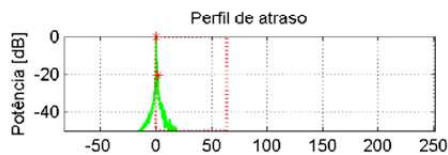


Figura 5.25 - Resultados do ponto 146 da emissora A.



**Ponto 146****Endereço:** Rua Afonso Mendes de Estrada com Rua

Sebastião Azevedo

**Data:** 02/07/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 13.0147 km**Prédios:** UR - Urbano**Vias:** RC - Rua Calma**Nível de Sinal:** -64.3 dBm**Elevação:** 738 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	1.1997	-20.4928	11	NaN	NaN
2	NaN	NaN	12	NaN	NaN
3	NaN	NaN	13	NaN	NaN
4	NaN	NaN	14	NaN	NaN
5	NaN	NaN	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

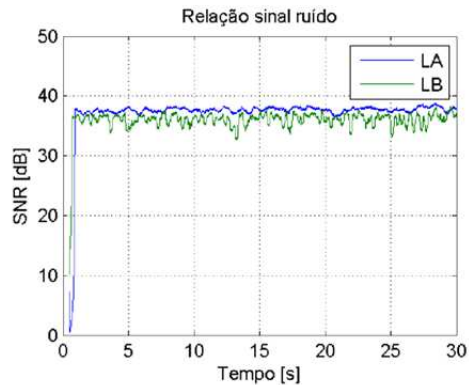
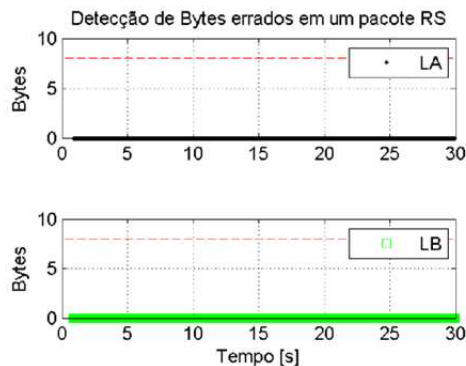
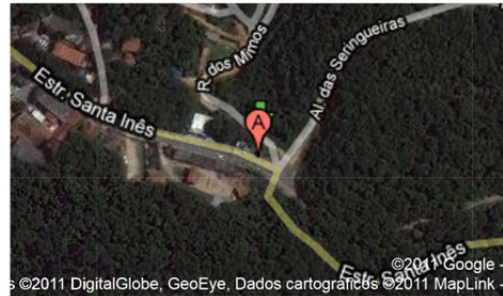
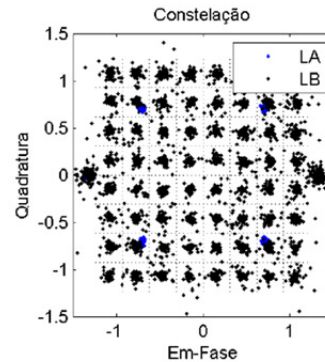
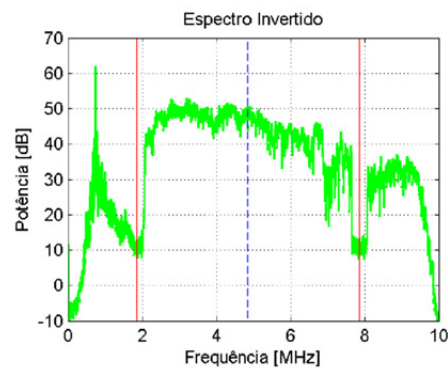
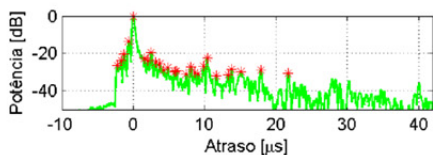
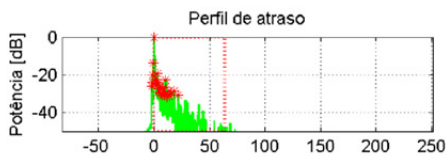


Figura 5.26 - Resultados do ponto 146 da emissora B.

**Ponto 133****Endereço:** Rua Santa Ines com Rua Zaragoza**Data:** 24/06/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 16.0983 km**Prédios:** RU - Rural**Vias:** EP - Estrada Principal**Nível de Sinal:** -38.4 dBm**Elevação:** 1000 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]
0	-2.2456	-26.0784	10	4.3066	-28.8381
1	-1.7227	-23.7918	11	4.8603	-27.5042
2	-1.292	-20.1345	12	5.7832	-29.7757
3	-0.61523	-13.6527	13	6.06	-29.4409
4	0	0	14	7.4443	-30.8767
5	1.5996	-22.2489	15	8.0596	-27.1119
6	2.0303	-23.8905	16	8.644	-30.1868
7	2.5225	-19.3686	17	9.1055	-30.8246
8	3.1377	-24.4548	18	9.8745	-26.4987
9	3.7222	-25.2506	19	10.3667	-22.649

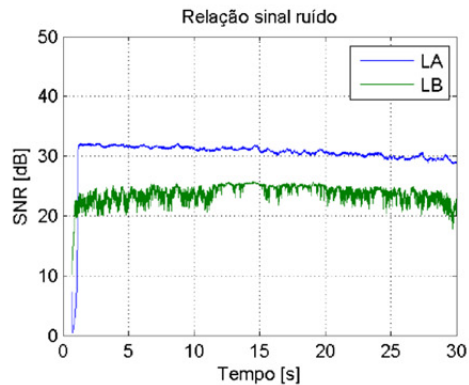
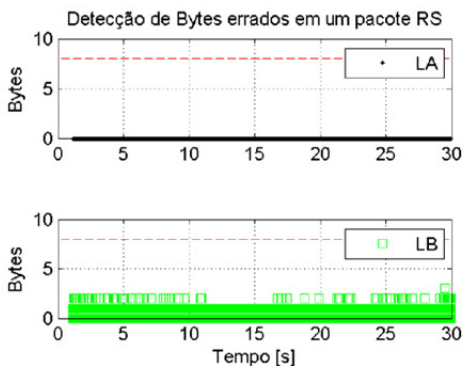
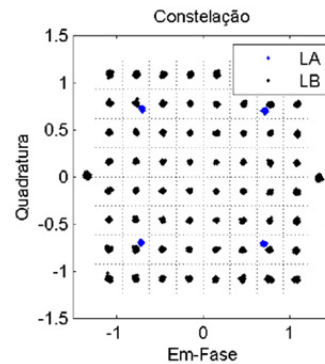
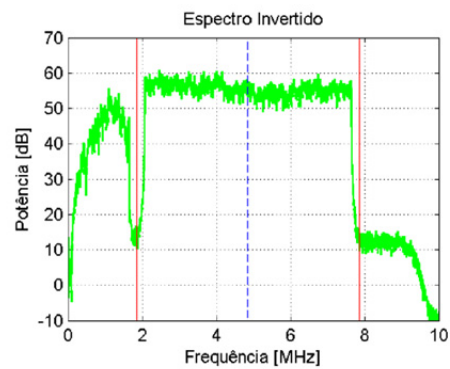
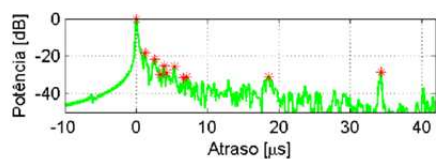
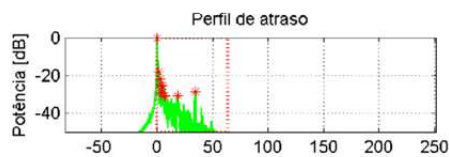


Figura 5.27 - Resultados do ponto 133 da emissora A.

**Ponto 133****Endereço:** Rua Santa Ines com Rua Zaragoza**Data:** 24/06/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 12.7203 km**Prédios:** RU - Rural**Vias:** EP - Estrada Principal**Nível de Sinal:** -42 dBm**Elevação:** 1000 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	34.2992	-28.6169
1	1.2305	-18.012	11	NaN	NaN
2	2.6147	-21.6446	12	NaN	NaN
3	3.353	-29.5438	13	NaN	NaN
4	3.876	-25.2054	14	NaN	NaN
5	4.2451	-28.9556	15	NaN	NaN
6	5.3218	-25.4498	16	NaN	NaN
7	6.6138	-31.2667	17	NaN	NaN
8	7.1059	-30.8715	18	NaN	NaN
9	18.58	-30.8834	19	NaN	NaN

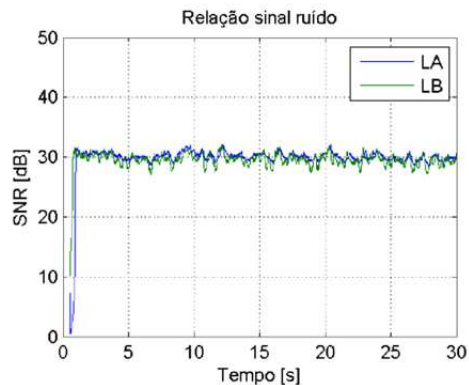
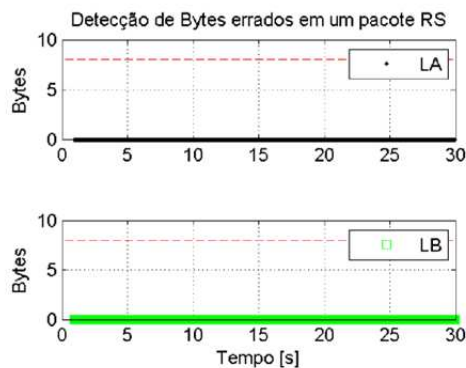


Figura 5.28 - Resultados do ponto 133 da emissora B.

### 5.2.5 QUINTO RAIOS

O quinto raio também está localizado predominantemente em uma região urbana residencial com poucas indústrias e bairros com característica rural. Foram realizados testes em 12 locais de medida para as duas emissoras. Na Figura 5.29 pode-se observar a densidade de probabilidade do nível de sinal  $\times$  estado de recepção e na Figura 5.30 o espalhamento temporal RMS  $\times$  estado de recepção. Pode-se observar que o nível de sinal está entre -42 a -75 dBm e que a na maioria dos pontos o espalhamento temporal RMS está abaixo de 3  $\mu$ s.

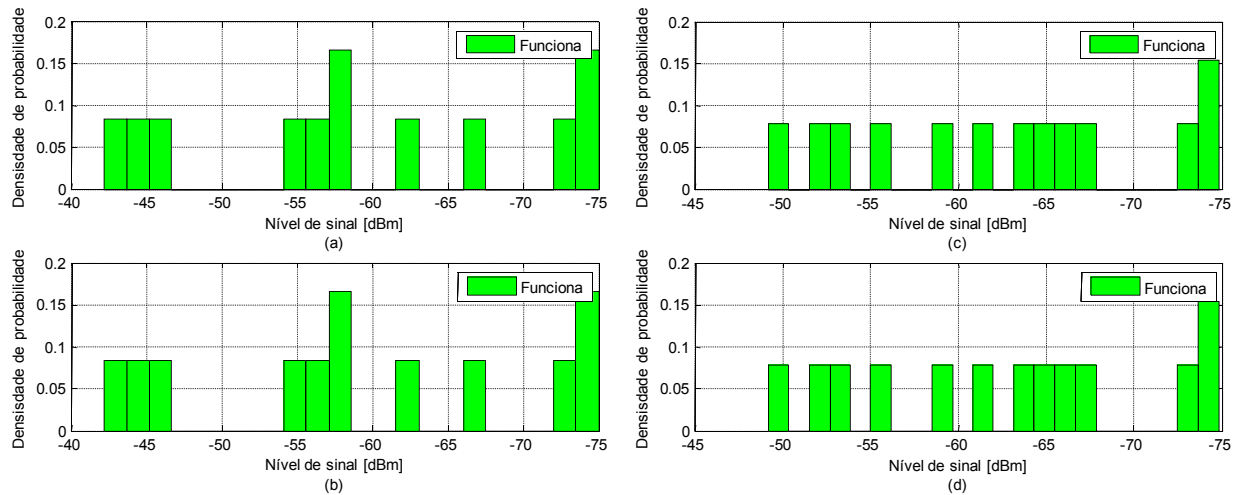


Figura 5.29 - Densidade de probabilidade do nível de sinal  $\times$  estado de recepção no quinto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

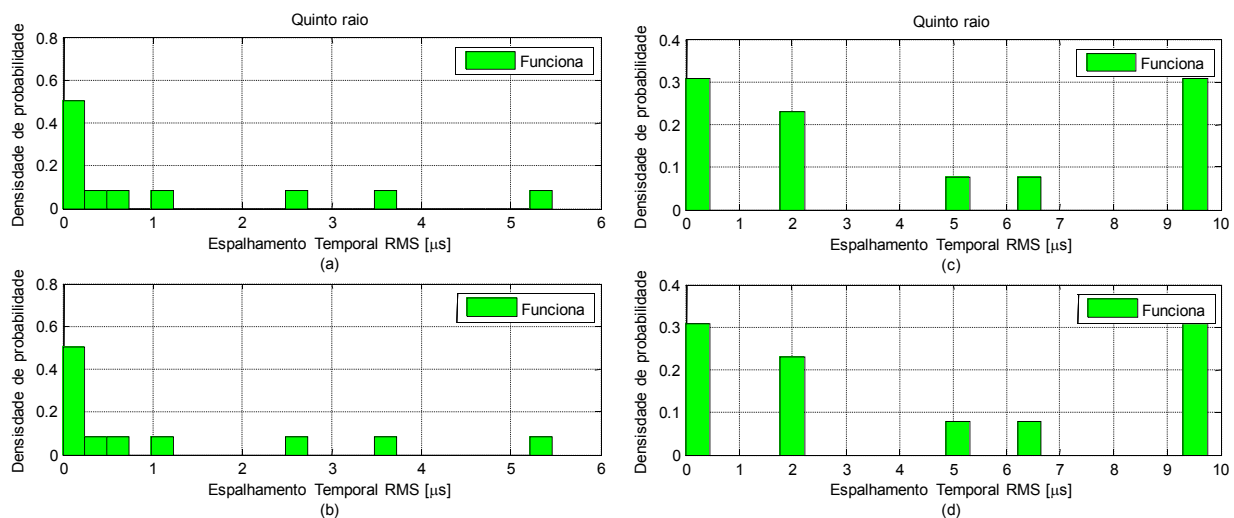


Figura 5.30 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS  $\times$  estado de recepção do quinto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.



As Figuras 5.31 e 5.32 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 157. O ponto 157 está situado em uma estrada principal e residencial com muitas árvores e poucas construções. A distância entre o transmissor da emissora A e esse ponto é de aproximadamente 20 km, o nível de sinal recebido é de -74 dBm e a constelação está relativamente limpa com relação sinal ruído de 30 dB. Esse ponto não possui visada direta e poucos caminhos com pós-eco de baixa potência. Não foi detectado erro pelo decodificador RS.

A distância entre o transmissor da emissora B até esse ponto é de aproximadamente 16,8 km e o nível de sinal recebido é de -74,3 dBm. Esse ponto não possui visada direta e apresenta vários caminhos com pós-eco de baixa potência. A constelação está distorcida com relação sinal ruído em torno de 27 dB. O erro detectado pelo decodificador RS está abaixo do limiar e o BTS foi reconstruído livre de erros.

As Figuras 5.33 e 5.34 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 163. O ponto 163 está situado em uma rua calma de uma região urbana. A distância entre a torre de transmissão da emissora A até esse ponto de medida é de aproximadamente 13 km, e o nível de sinal recebido é de -56,8 dBm. Esse ponto não possui visada direta e apresenta dois caminhos com pós-eco de baixa potência. A constelação está praticamente limpa com relação sinal ruído em torno de 36 dB. Não existe erro detectado pelo decodificador RS nas duas camadas.

A distância entre esse ponto de medida até a torre de transmissão da emissora B é de aproximadamente 17 km e o nível de sinal recebido é de -72,8 dBm. Esse ponto não possui visada direta e é interferido por pré e pós-eco. Um pré-eco de curta duração (-0,6  $\mu$ s) de baixa atenuação (-1,2 dB) e vários caminhos com pós-eco de até 15  $\mu$ s de baixa potência distorcem a constelação. A relação sinal ruído está em torno de 33 dB para a camada A e 27 dB para a camada B. O erro detectado pelo decodificador RS está abaixo do limiar e o BTS foi reconstruído livre de erros.

Todos os vetores de RF desse raio foram demodulados e o BTS foi reconstruído livre de erros.

**Ponto 157**

**Endereço:** Alameda das Palmeiras com Alamedas dos Crisântemos

**Data:** 24/06/2008

**Visada:** Não

**Distância da torre TX:** 19.9313 km

**Prédios:** RE - Residencial

**Vias:** EP - Estrada Principal

**Nível de Sinal:** -74 dBm

**Elevação:** 1100 metros

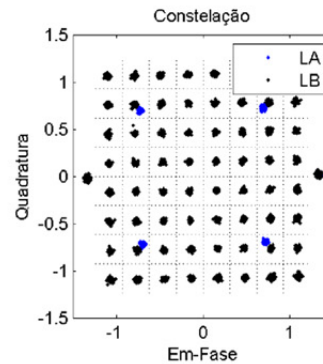
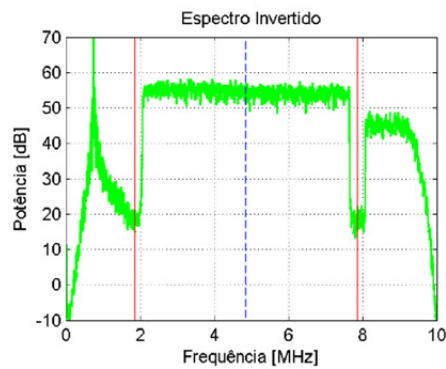
**Funcionamento com STB:** Sim

**Funcionamento com Simulador:** Sim

[Link do arquivo de vídeo](#)



[Exibir mapa ampliado](#)

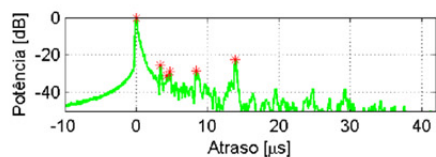
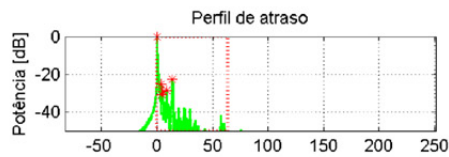
**Modulação**

**Modo:** 3, IG: 1/6

**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	3.4145	-25.2256	11	NaN	NaN
2	4.3066	-30.854	12	NaN	NaN
3	4.7065	-29.029	13	NaN	NaN
4	8.3979	-28.5022	14	NaN	NaN
5	13.9043	-22.5554	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

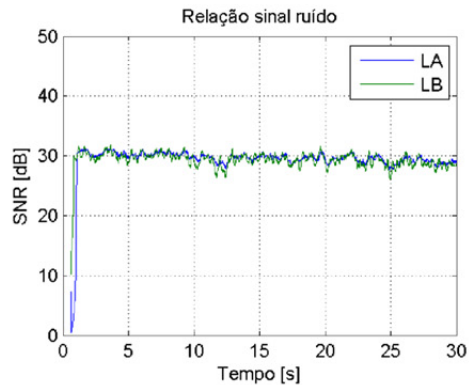
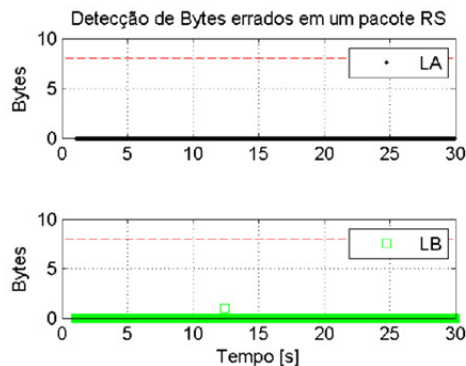


Figura 5.31 - Resultados do ponto 157 da emissora A.

**Ponto 157**

**Endereço:** Alameda das Palmeiras com Alamedas dos Crisântemos

**Data:** 24/06/2008

**Visada:** Não

**Distância da torre TX:** 16.8134 km

**Prédios:** RE - Residencial

**Vias:** EP - Estrada Principal

**Nível de Sinal:** -74.3 dBm

**Elevação:** 1100 metros

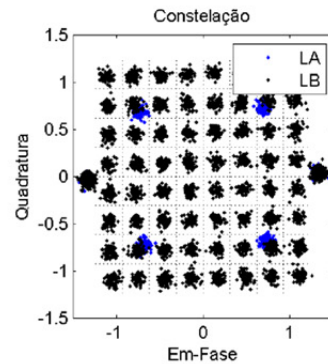
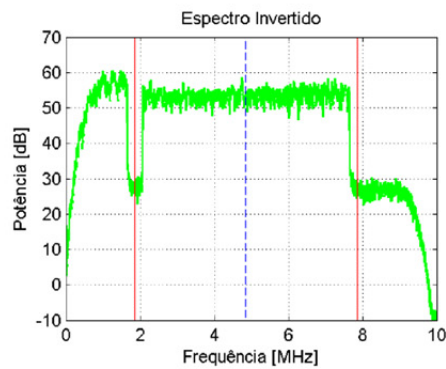
**Funcionamento com STB:** Sim

**Funcionamento com Simulador:** Sim

[Link do arquivo de vídeo](#)



[Exibir mapa ampliado](#)

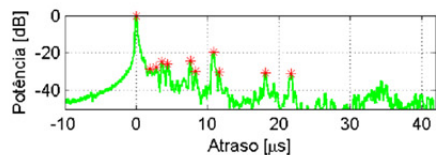
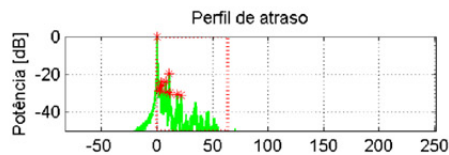
**Modulação**

**Modo:** 3, IG: 1/6

**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	21.7177	-31.0385
1	1.8765	-28.5604	11	NaN	NaN
2	2.7993	-27.7759	12	NaN	NaN
3	3.5991	-24.4692	13	NaN	NaN
4	4.3989	-25.7234	14	NaN	NaN
5	7.5674	-24.1247	15	NaN	NaN
6	8.3056	-29.6408	16	NaN	NaN
7	10.8281	-19.511	17	NaN	NaN
8	11.6279	-30.0066	18	NaN	NaN
9	18.0879	-30.7623	19	NaN	NaN

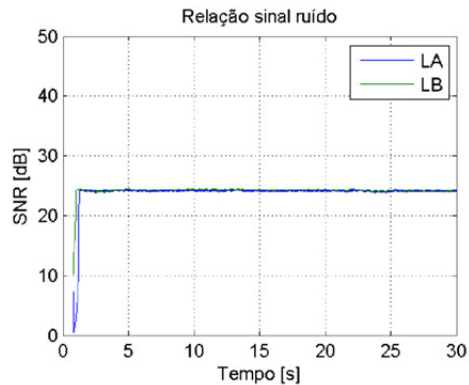


Figura 5.32 - Resultados do ponto 157 da emissora B.

**Ponto 163**

**Endereço:** Rua São Benedito do Rio Preto com Rua Candido Alves

**Data:** 26/06/2008

**Visada:** Não

**Distância da torre TX:** 13.0576 km

**Prédios:** UR - Urbano

**Vias:** RC - Rua Calma

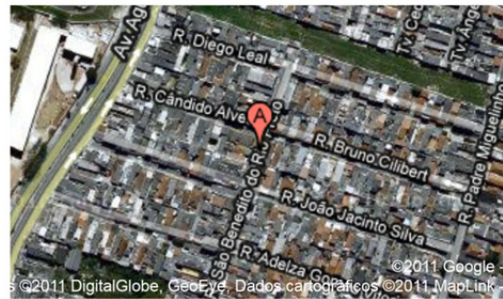
**Nível de Sinal:** -56,8 dBm

**Elevação:** 778 metros

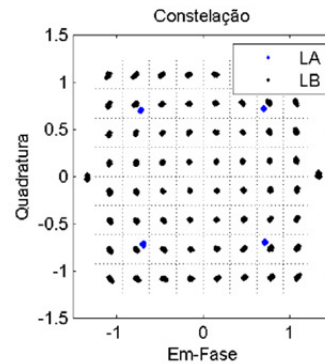
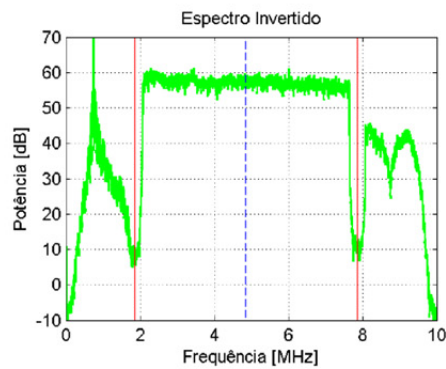
**Funcionamento com STB:** Sim

**Funcionamento com Simulador:** Sim

[Link do arquivo de vídeo](#)



[Exibir mapa ampliado](#)

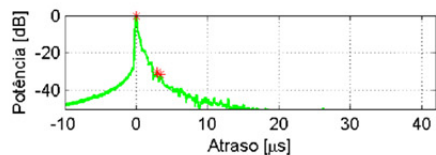
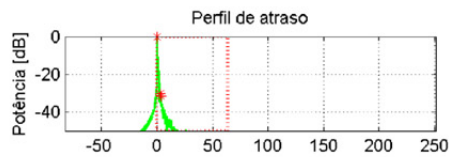
**Modulação**

**Modo:** 3, IG: 1/6

**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	2.8608	-30.1893	11	NaN	NaN
2	3.3838	-31.4855	12	NaN	NaN
3	NaN	NaN	13	NaN	NaN
4	NaN	NaN	14	NaN	NaN
5	NaN	NaN	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

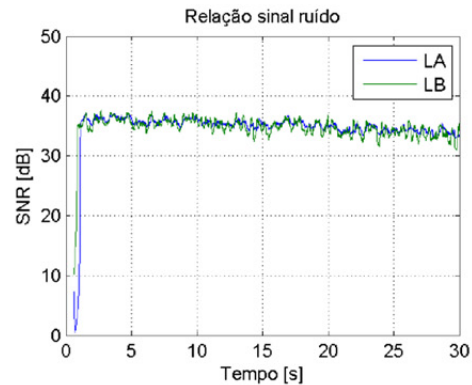
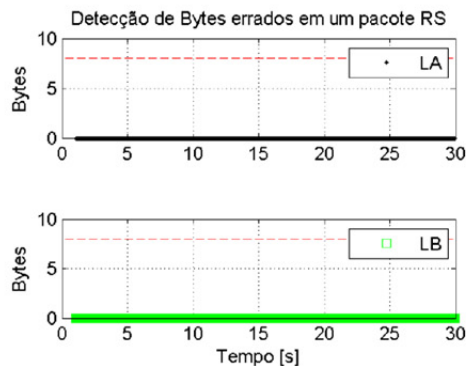
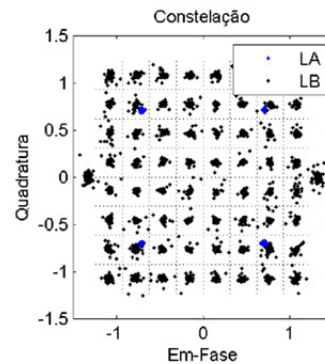
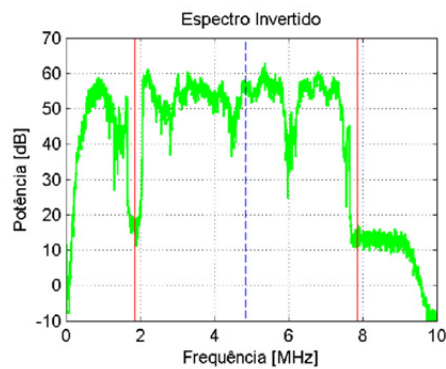
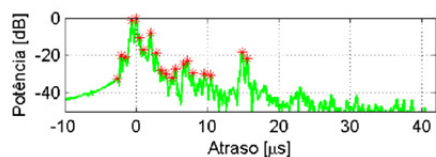
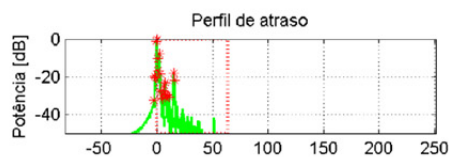


Figura 5.33 - Resultados do ponto 163 da emissora A.



**Ponto 163****Endereço:** Rua São Benedito do Rio Preto com Rua Candido Alves**Data:** 26/06/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 16.9157 km**Prédios:** UR - Urbano**Vias:** RC - Rua Calma**Nível de Sinal:** -72.8 dBm**Elevação:** 778 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]
0	-2.6763	-32.4078	10	4.1221	-29.8786
1	-2.1533	-19.7362	11	5.0757	-31.6796
2	-1.5688	-20.6638	12	5.4756	-27.2401
3	-0.61523	-1.2405	13	6.6445	-24.5461
4	0	0	14	7.1675	-22.9765
5	0.46142	-10.3437	15	7.9057	-29.2526
6	0.98437	-16.9142	16	9.5669	-29.7284
7	1.9687	-7.8064	17	10.459	-30.6788
8	2.8301	-18.5632	18	14.8579	-17.9924
9	3.5068	-27.8504	19	15.5039	-21.726

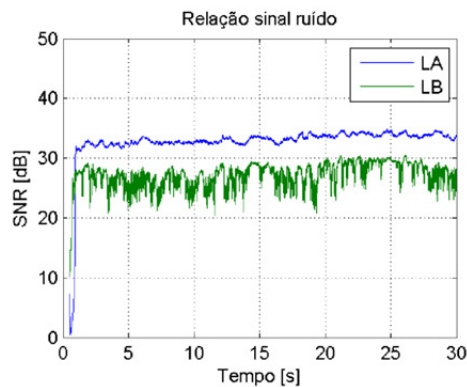
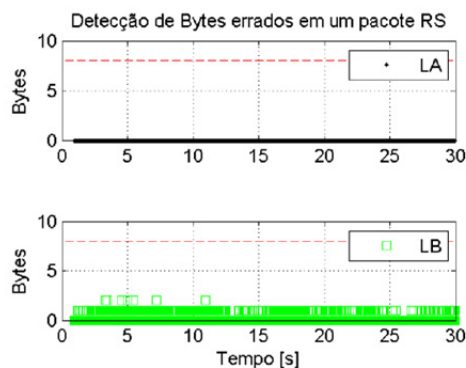


Figura 5.34 - Resultados do ponto 163 da emissora B.

### 5.2.6 SEXTO RAIO

O sexto raio está localizado predominantemente em uma região rural e residencial com pouca concentração de edifícios. Foram realizados testes em 28 vetores de RF da emissora A e 26 vetores de RF da emissora B. Na Figura 5.35 pode-se observar a densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção e na Figura 5.36 o espalhamento temporal RMS × estado de recepção. Pode-se observar que o nível de sinal está entre -42 a -77 dBm e que na maioria dos pontos o espalhamento temporal RMS está abaixo de 2  $\mu$ s.

Na emissora A não foi possível reconstruir o BTS corretamente nos pontos 37, 47, 57 e 59. No ponto 37 o simulador esteve locado, mas o TS de nenhuma camada pode ser reconstruído corretamente. Nos pontos 47 e 57 apenas o TS da camada A pode ser reconstruído livre de erros. No ponto 59 o LA funcionou de forma intermitente.

Na emissora B não foi possível reconstruir o BTS corretamente nos pontos 57 e 58. No ponto 57 o simulador esteve locado, mas o TS de nenhuma camada pode ser reconstruído corretamente. No ponto 58 a camada B funcionou de forma intermitente apenas no final do arquivo.

Os pontos 57 e 59 serão comentados a seguir.

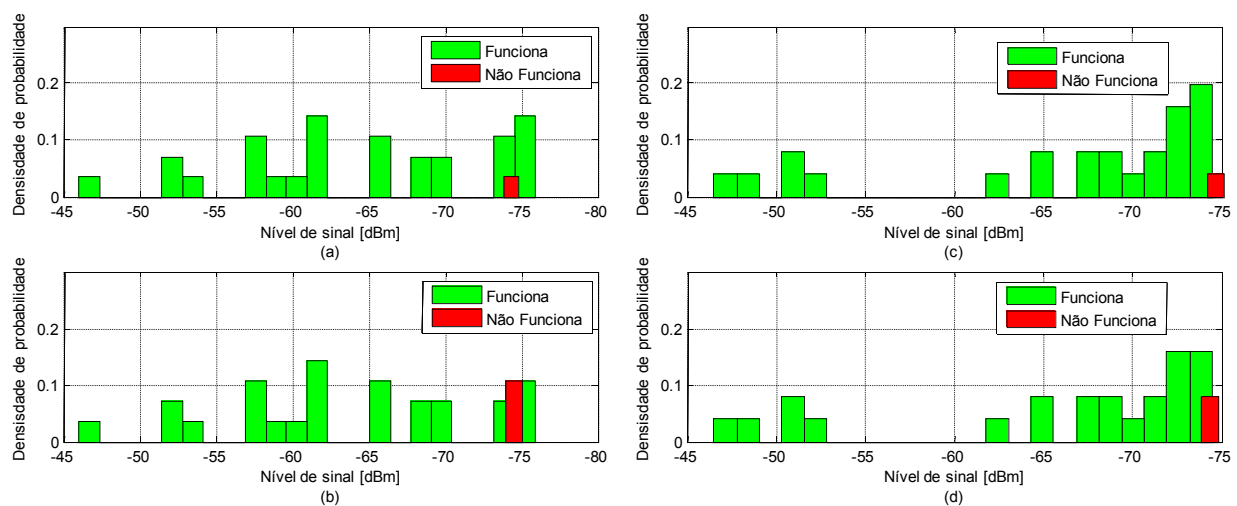


Figura 5.35 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção no sexto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

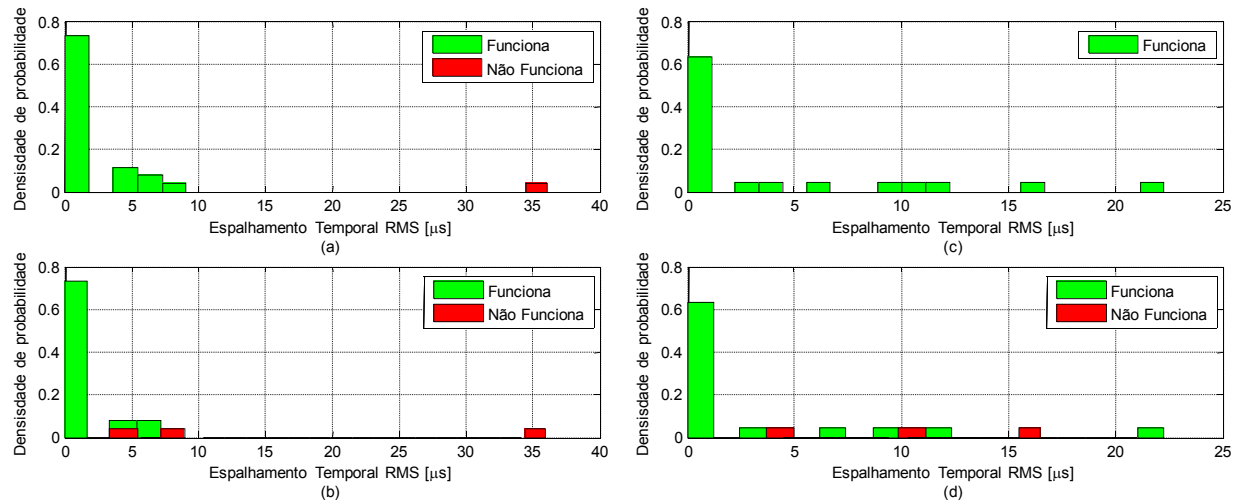


Figura 5.36 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS  $\times$  estado de recepção do sexto raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

As Figuras 5.37 e 5.38 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 57. O ponto 57 está situado em uma estrada principal próximo a uma rodovia com muitas residências e concentração de árvores. A distância entre o transmissor da emissora A e esse ponto é de aproximadamente 25,6 km, o nível de sinal recebido é de -75 dBm e a constelação está com muito ruído e relação sinal ruído abaixo de 15 dB para as duas camadas. Esse ponto não possui visada direta e é interferido por pós-eco de baixa potência. Na camada A, erros foram detectados abaixo do limiar de correção do decodificador RS e o TS foi reconstruído. Na camada B os erros superaram o limiar de correção e não foi possível reconstruir o TS.

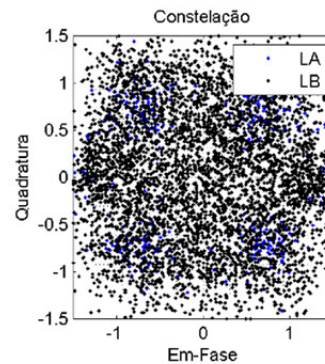
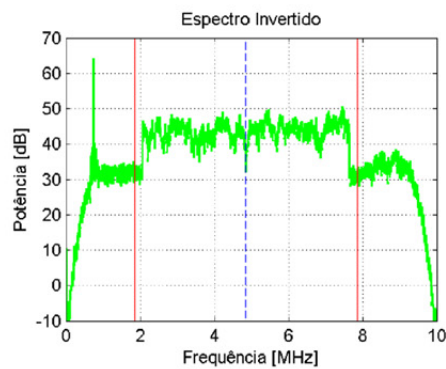
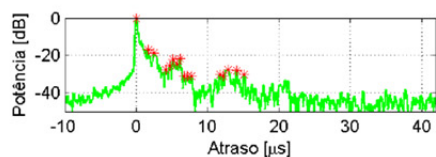
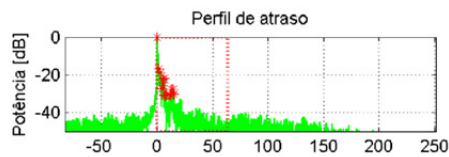
A distância entre o transmissor da emissora B até esse ponto é de aproximadamente 20,7 km e o nível de sinal recebido é de -74,7 dBm. Esse ponto não possui visada direta e apresenta vários caminhos com pré e pós-eco de baixa potência. A constelação está com muito ruído e a relação sinal está abaixo de 8 dB para as duas camadas. O erro detectado pelo decodificador RS nas duas camadas está acima do limite de correção e nenhum TS pode ser reconstruído.

As Figuras 5.39 e 5.40 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 59. O ponto 59 está situado em uma estrada de uma região rural. A distância entre a torre de transmissão da emissora A até esse ponto de medida é de aproximadamente 24,6 km, e o nível de sinal recebido é de -74,3 dBm. Esse ponto não possui visada direta e apresenta muita interferência por multipercurso. A constelação está com muito ruído com relação sinal ruído

abaixo de 11 dB para as duas camadas. Existe erro detectado pelo decodificador RS nas duas camadas. Na camada A, erros foram detectados abaixo do limiar de correção do decodificador RS na maioria do tempo e o TS foi reconstruído. Na camada B os erros superaram o limiar de correção e não foi possível reconstruir o TS.

A distância entre esse ponto de medida até a torre de transmissão da emissora B é de aproximadamente 20 km e o nível de sinal recebido é de -72,4 dBm. Esse ponto não possui visada direta e é interferido por pós-eco de baixa potência. A relação sinal ruído está em torno de 23 dB e a constelação está começando a ficar desfocada. O erro detectado pelo decodificador RS está abaixo do limiar de correção e o BTS foi reconstruído livre de erros.



**Ponto 57****Endereço:** Rodovia Anhanguera no acesso de Polvilho**Data:** 12/02/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 25.6199 km**Prédios:** RE - Residencial**Vias:** EP - Estrada Principal**Nível de Sinal:** -75 dBm**Elevação:** 740 metros**Funcionamento com STB:** Não**Funcionamento com Simulador:** 1seg[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	7.6904	-30.8582
1	1.6304	-16.8051	11	11.7202	-30.2179
2	2.4917	-18.6542	12	12.1816	-31.0557
3	4.1221	-27.4665	13	12.8891	-27.5817
4	4.7065	-25.5102	14	14.0581	-27.9305
5	5.1372	-22.1712	15	15.104	-30.1245
6	5.7217	-24.4165	16	NaN	NaN
7	6.1216	-21.6348	17	NaN	NaN
8	6.6753	-30.8819	18	NaN	NaN
9	7.1982	-31.115	19	NaN	NaN

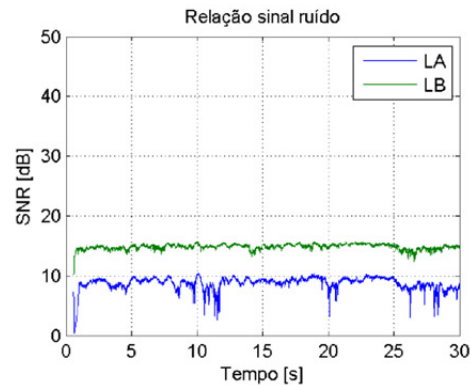
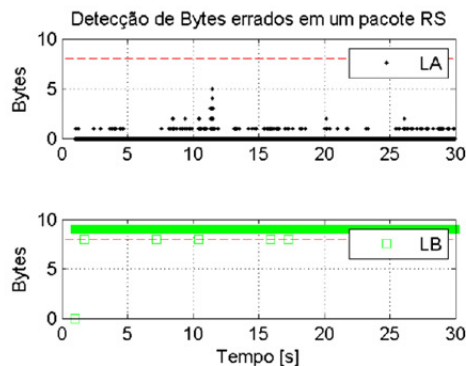
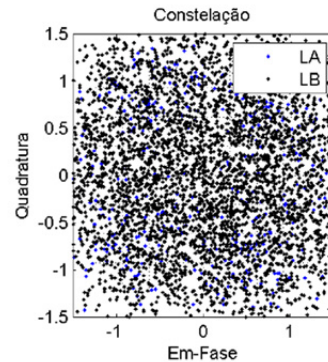
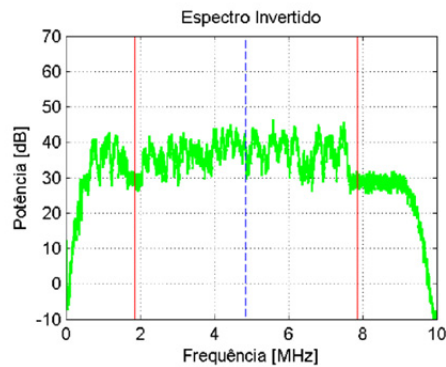
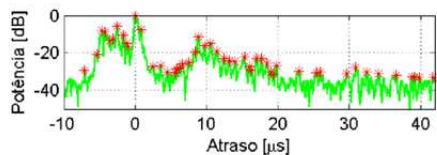
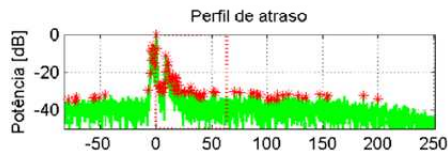


Figura 5.37 - Resultados do ponto 57 da emissora A.

**Ponto 57****Endereço:** Rodovia Anhanguera no acesso de Polvilho**Data:** 12/02/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 20.6744 km**Prédios:** RE - Residencial**Vias:** EP - Estrada Principal**Nível de Sinal:** -74.7 dBm**Elevação:** 740 metros**Funcionamento com STB:** Não**Funcionamento com Simulador:** Não[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	-78.7806	-34.7391	10	-4.6758	-7.9305
1	-73.5204	-35.363	11	-4.2759	-8.6565
2	-72.5975	-34.692	12	-3.5991	-13.6081
3	-72.1976	-33.2015	13	-3.0762	-12.29
4	-56.8783	-33.7095	14	-2.5532	-5.8663
5	-55.1249	-33.428	15	-1.6919	-10.5187
6	-50.849	-33.187	16	-1.2612	-14.9568
7	-46.3271	-31.887	17	-0.98437	-16.5343
8	-7.1059	-29.3469	18	0	0
9	-5.4141	-20.7113	19	0.7998	-7.6216

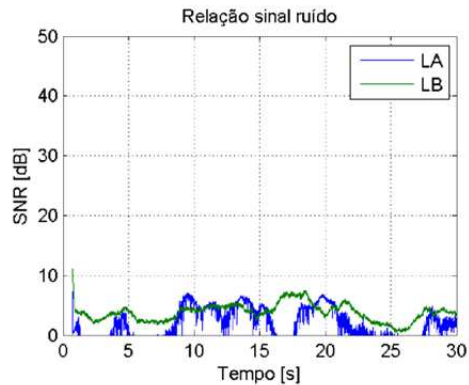
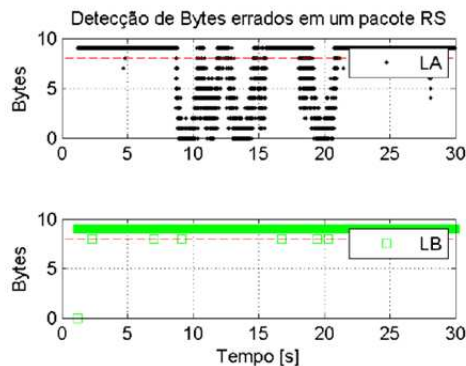
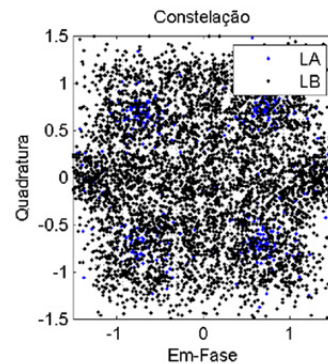
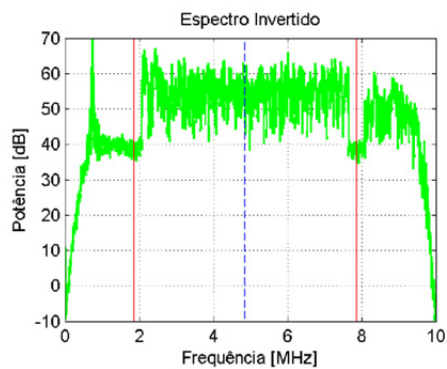
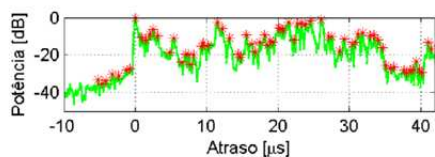
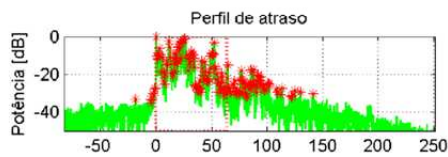


Figura 5.38 - Resultados do ponto 57 da emissora B.

**Ponto 59****Endereço:** Av. Dr. Olindo Dartora com Av Colombia**Data:** 07/03/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 24.5991 km**Prédios:** RU - Rural**Vias:** EP - Estrada Principal**Nível de Sinal:** -74.3 dBm**Elevação:** 808 metros**Funcionamento com STB:** 1seg**Funcionamento com Simulador:** a 1 SEG Intermitente[Link do arquivo de vídeo](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]
0	-18.6416	-33.3839	10	1.5073	-11.7714
1	-5.1987	-33.284	11	1.9995	-8.5564
2	-4.6758	-35.2153	12	2.5225	-6.3344
3	-4.1221	-33.7167	13	3.1377	-9.4391
4	-3.23	-30.1607	14	4.7988	-18.6178
5	-2.3379	-31.0087	15	5.4141	-10.9419
6	-1.2612	-27.9522	16	6.4599	-23.546
7	-0.73828	-27.2082	17	7.0444	-19.4003
8	0	0	18	7.4136	-19.3788
9	0.89209	-10.3714	19	7.7519	-25.0483

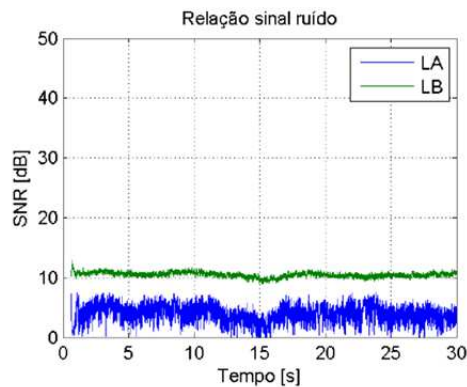
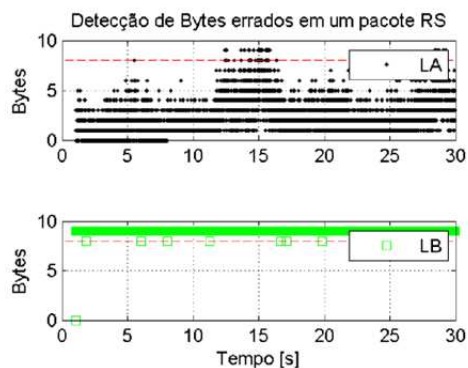
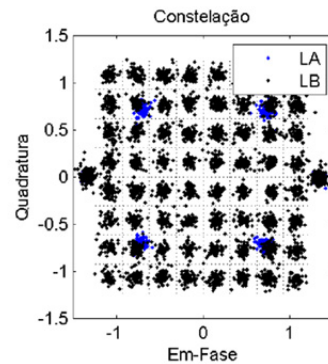
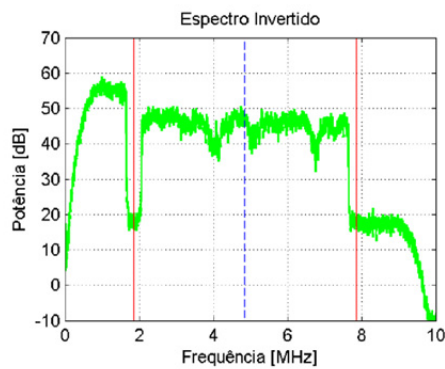
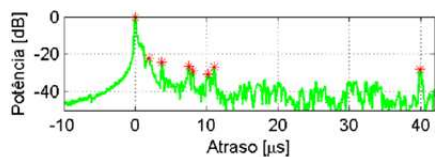
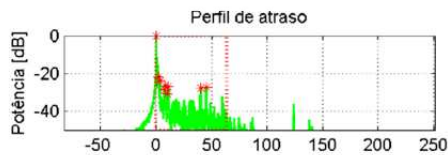


Figura 5.39 - Resultados do ponto 59 da emissora A.



**Ponto 59****Endereço:** Av. Dr. Olindo Dartora com Av Colombia**Data:** 07/03/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 20.0986 km**Prédios:** RU - Rural**Vias:** EP - Estrada Principal**Nível de Sinal:** -72.4 dBm**Elevação:** 808 metros**Funcionamento com STB:** Intermitente**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	1.9072	-21.8865	11	NaN	NaN
2	3.7529	-24.1232	12	NaN	NaN
3	7.5058	-26.3648	13	NaN	NaN
4	8.0596	-28.6391	14	NaN	NaN
5	10.1821	-30.7556	15	NaN	NaN
6	11.0434	-26.7376	16	NaN	NaN
7	39.9286	-27.9613	17	NaN	NaN
8	44.9428	-27.3429	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

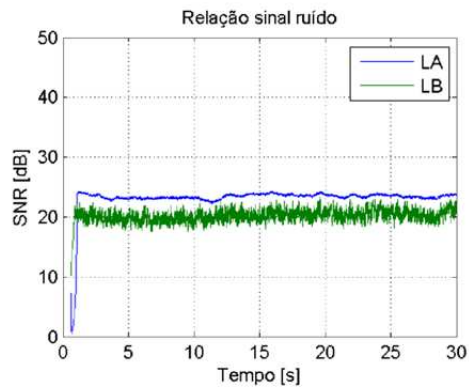
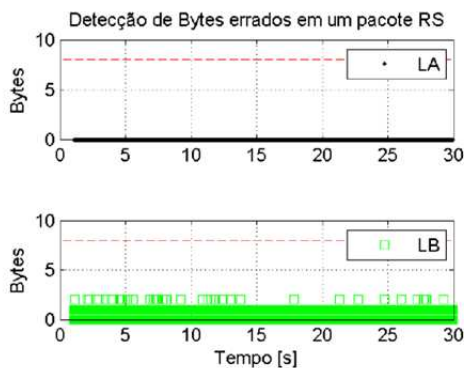


Figura 5.40 - Resultados do ponto 59 da emissora B.

### 5.2.7 SÉTIMO RAIOS

O sétimo raio está localizado predominantemente em uma região rural e residencial. Foram realizados testes em 22 vetores de RF da emissora A e B. Na Figura 5.41, pode-se observar a densidade de probabilidade do nível de sinal  $\times$  estado de recepção e na Figura 5.42 o espalhamento temporal RMS  $\times$  estado de recepção. Pode-se observar que o nível de sinal está entre -50 a -75 dBm e que na maioria dos pontos o espalhamento temporal RMS está abaixo de 2  $\mu$ s.

Na emissora A não foi possível reconstruir o BTS corretamente nos pontos 61, 63, e 74. Nos pontos 61 e 63 apenas o TS da camada A foi reconstruído corretamente. No ponto 74 a camada B funcionou de forma intermitente apenas no final do arquivo.

Na emissora B não foi possível reconstruir o BTS corretamente nos pontos 63, 74, e 79. Nos pontos 63 e 79 apenas o TS da camada A foi reconstruído corretamente. No ponto 74 apenas a camada A funcionou de forma intermitente.

Os pontos 63 e 74 serão comentados a seguir.

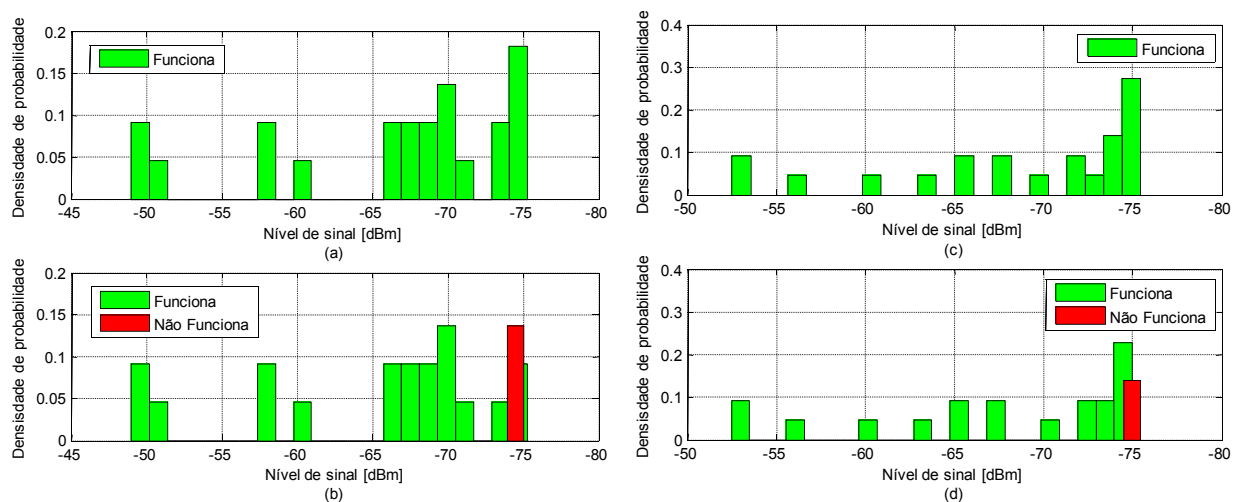


Figura 5.41 - Densidade de probabilidade do nível de sinal  $\times$  estado de recepção no sétimo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

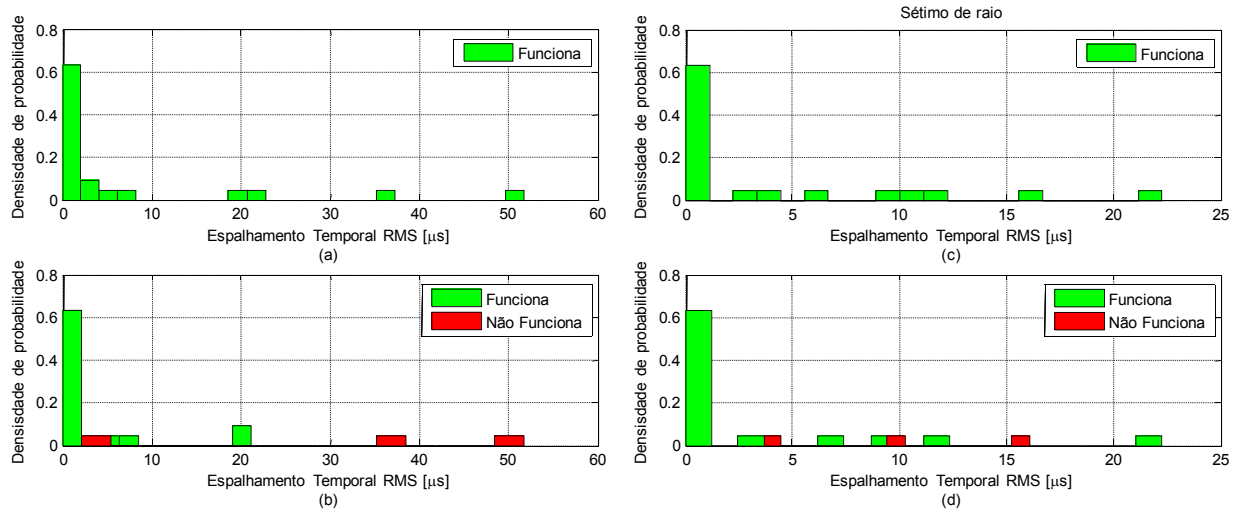


Figura 5.42 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS  $\times$  estado de recepção do sétimo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

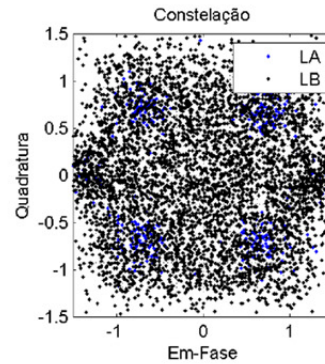
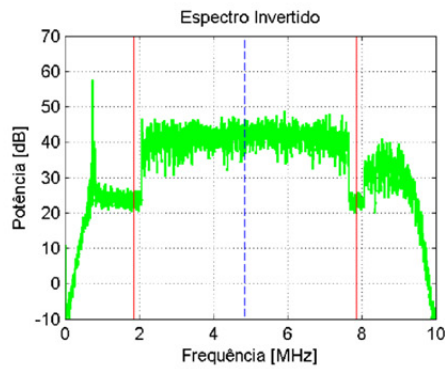
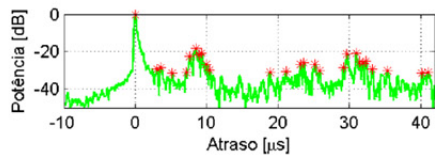
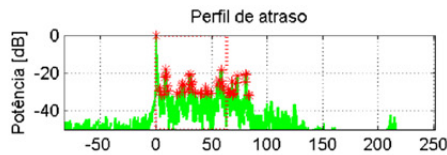
As Figuras 5.43 e 5.44 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 63. O ponto 63 está situado em uma rua calma de uma região rural. A distância entre o transmissor da emissora A e esse ponto é de aproximadamente 30,5 km, o nível de sinal recebido é de -75 dBm e a constelação está desfocada com muito ruído e relação sinal ruído abaixo de 15 dB para as duas camadas. Esse ponto não possui visada direta e é interferido por pós-eco de baixa potência. Na camada A, erros foram detectados abaixo do limiar de correção do decoder RS e o TS foi reconstruído. Na camada B os erros superaram o limiar de correção e não foi possível reconstruir o TS.

A distância entre o transmissor da emissora B até esse ponto é de aproximadamente 30 km e o nível de sinal recebido é de -74,5 dBm. Esse ponto não possui visada direta e apresenta vários caminhos com pós-eco de baixa potência. A constelação está desfocada com muito ruído e a relação sinal está abaixo de 18 dB para as duas camadas. A camada A não possui erro detectável pelo decodificador RS e o TS foi reconstruído. Na camada B os erros superaram o limiar de correção e não foi possível reconstruir o TS.

As Figuras 5.45 e 5.46 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 74. O ponto 74 está situado em uma rua calma de uma região rural. A distância entre a torre de transmissão da emissora A até esse ponto de medida é de aproximadamente 29,6 km, e o nível de sinal recebido é de -74 dBm. Esse ponto não possui visada direta e apresenta interferência por

pós-eco de baixa intensidade de potência. A constelação está desfocada com relação sinal ruído decrescente a partir de 30 dB para as duas camadas. Não existe erro detectado pelo decodificador RS na camada A. Na camada B, erros foram detectados abaixo do limiar de correção do decodificador RS no final do arquivo de RF. O BTS foi reconstruído e a camada B funcionou de forma intermitente.

A distância entre esse ponto de medida até a torre de transmissão da emissora B é de aproximadamente 30,9 km e o nível de sinal recebido é de -75,1 dBm. Esse ponto não possui visada direta e é interferido por pós-eco de baixa potência. A relação sinal ruído está oscilando e abaixo de 19 dB. A constelação está desfocada com muito ruído. O erro detectado pelo decodificador RS superou limiar de correção em apenas alguns instantes na camada A e o TS foi reconstruído. Na camada B, erros foram detectados acima do limiar de correção do decodificador RS e o TS não foi recuperado.

**Ponto 63****Endereço:** Estrada Guarulhos - Mairiporã (aprox. KM 30)**Data:** 05/03/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 30.4828 km**Prédios:** RU - Rural**Vias:** RC - Rua Calma**Nível de Sinal:** -75 dBm**Elevação:** 978 metros**Funcionamento com STB:** 1seg**Funcionamento com Simulador:** 1Seg[Link do arquivo de vídeo](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	-125.2	-34.6824	10	8.4902	-17.9855
1	-124.8616	-32.5567	11	8.9209	-21.6995
2	-121.5393	-32.8686	12	9.3208	-20.7636
3	-120.9856	-32.9233	13	9.9975	-26.7547
4	0	0	14	10.4282	-29.5492
5	3.0762	-29.2684	15	18.8569	-31.1776
6	3.5376	-28.2475	16	21.1333	-30.4079
7	5.1987	-31.4078	17	23.1943	-26.6837
8	7.1367	-31.0603	18	23.6557	-25.6735
9	7.6597	-22.2224	19	25.2246	-26.6065

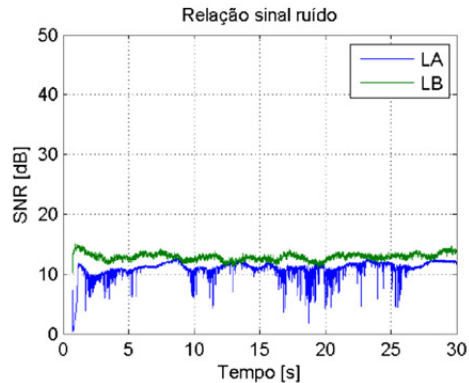
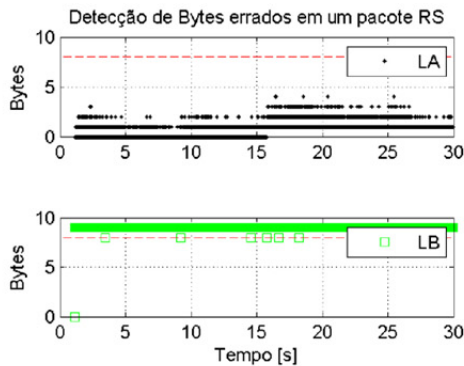
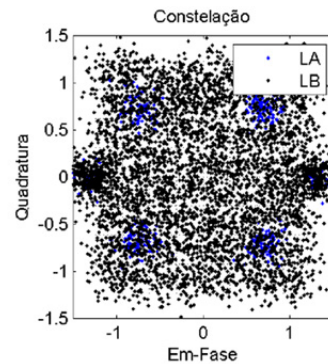
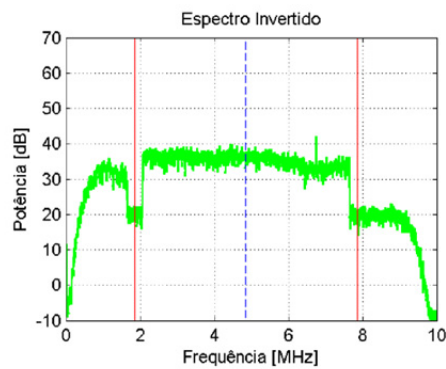
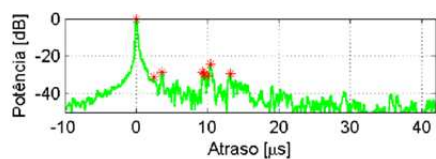
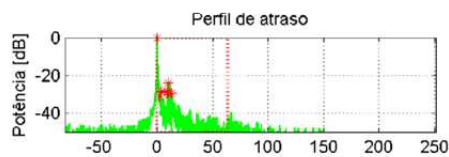


Figura 5.43 - Resultados do ponto 63 da emissora A.



**Ponto 63****Endereço:** Estrada Guarulhos - Mairiporã (aprox. KM 30)**Data:** 05/03/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 29.9369 km**Prédios:** RU - Rural**Vias:** RC - Rua Calma**Nível de Sinal:** -74.5 dBm**Elevação:** 978 metros**Funcionamento com STB:** 1seg**Funcionamento com Simulador:** 1seg[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	2.4609	-31.0858	11	NaN	NaN
2	3.5991	-28.3998	12	NaN	NaN
3	9.3208	-28.2322	13	NaN	NaN
4	9.5669	-29.1363	14	NaN	NaN
5	9.9668	-30.4703	15	NaN	NaN
6	10.3667	-24.1494	16	NaN	NaN
7	13.166	-29.2979	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

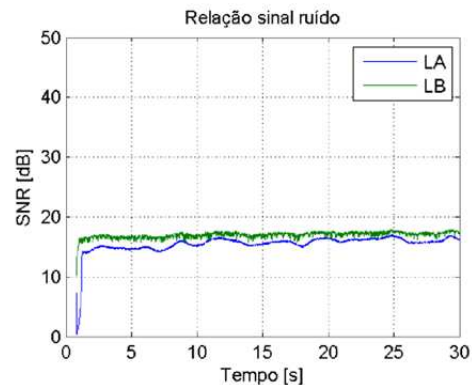
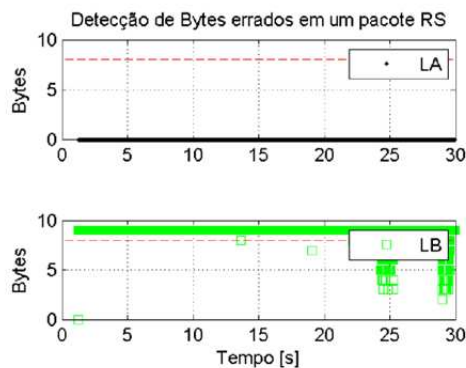


Figura 5.44 - Resultados do ponto 63 da emissora B.

**Ponto 74**

**Endereço:** Rod. Pref. Bento Rotger Domingues (aprox. KM 30)

**Data:** 25/02/2008

**Visada:** Não

**Distância da torre TX:** 29.6314 km

**Prédios:** RU - Rural

**Vias:** RC - Rua Calma

**Nível de Sinal:** -74 dBm

**Elevação:** 818 metros

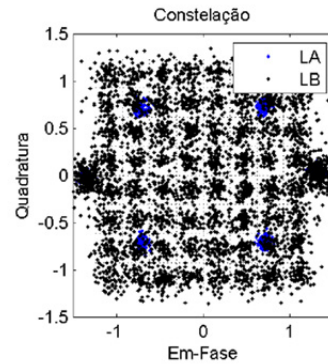
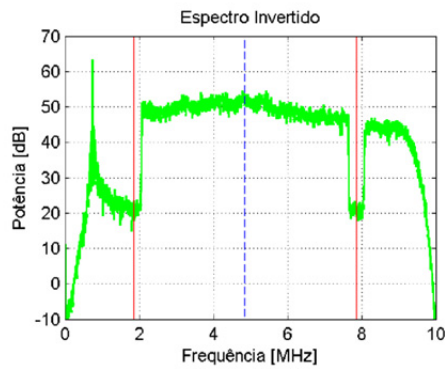
**Funcionamento com STB:** Intermitente

**Funcionamento com Simulador:** Intermitente

[Link do arquivo de vídeo](#)



[Exibir mapa ampliado](#)

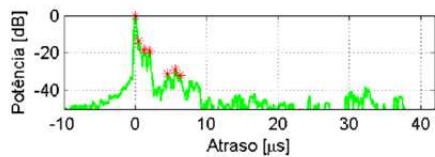
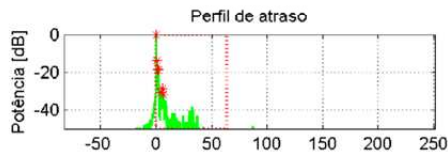
**Modulação**

**Modo:** 3, IG: 1/6

**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	0.46142	-13.6074	11	NaN	NaN
2	1.2305	-18.2376	12	NaN	NaN
3	1.9687	-18.9808	13	NaN	NaN
4	4.522	-30.82	14	NaN	NaN
5	5.5986	-28.6536	15	NaN	NaN
6	6.3061	-31.9586	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

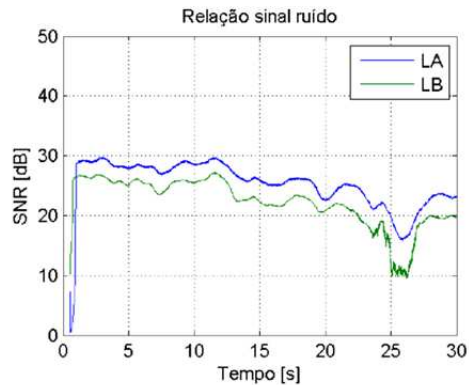
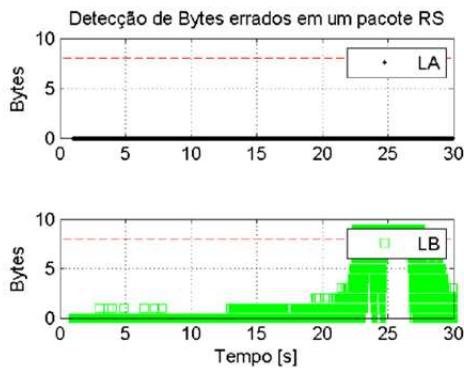


Figura 5.45 - Resultados do ponto 74 da emissora A.

**Ponto 74**

**Endereço:** Rod. Pref. Bento Rotger Domingues (aprox. KM 30)

**Data:** 25/02/2008

**Visada:** Não

**Distância da torre TX:** 30.9146 km

**Prédios:** RU - Rural

**Vias:** RC - Rua Calma

**Nível de Sinal:** -75.1 dBm

**Elevação:** 818 metros

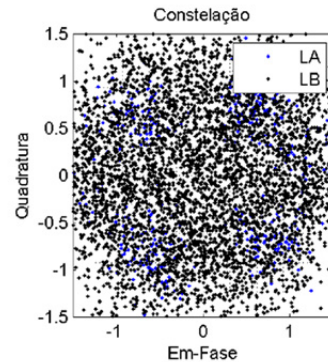
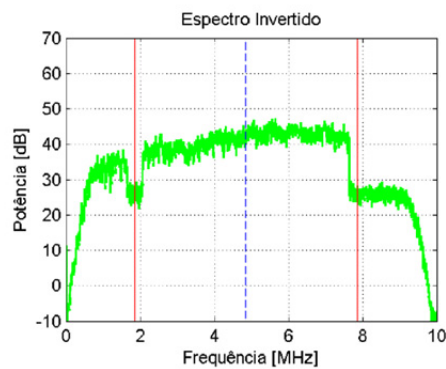
**Funcionamento com STB:** Não

**Funcionamento com Simulador:** 1seg intermitente

[Link do arquivo de vídeo](#)



[Exibir mapa ampliado](#)

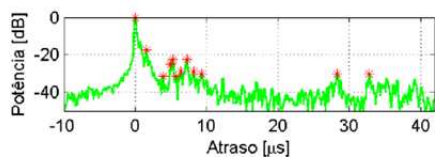
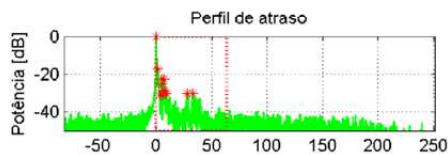
**Modulação**

**Modo:** 3, IG: 1/6

**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	28.3315	-30.0859
1	1.5996	-17.3249	11	32.8227	-30.3022
2	3.876	-31.2456	12	NaN	NaN
3	4.9526	-25.0992	13	NaN	NaN
4	5.2295	-22.47	14	NaN	NaN
5	5.6909	-31.2909	15	NaN	NaN
6	6.3677	-28.7838	16	NaN	NaN
7	7.229	-22.4925	17	NaN	NaN
8	8.1518	-28.9492	18	NaN	NaN
9	9.29	-30.3153	19	NaN	NaN

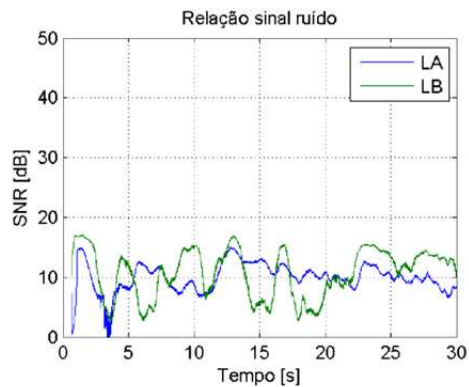
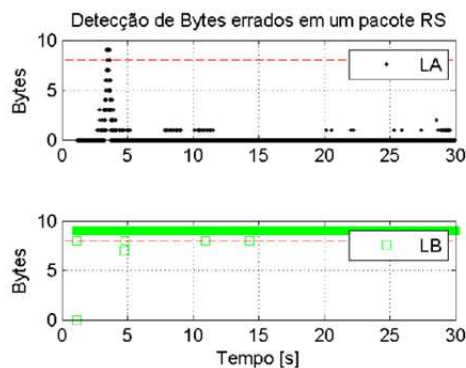


Figura 5.46 - Resultados do ponto 74 da emissora B.



### 5.2.8 OITAVO RAO

O oitavo raio também está localizado predominantemente em uma região rural e residencial. Foram realizados testes em 10 vetores de RF da emissora A e 8 vetores de RF da emissora B. Na Figura 5.47 pode-se observar a densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção e na Figura 5.48 o espalhamento temporal RMS × estado de recepção. Pode-se observar que o nível de sinal está entre -58 a -76 dBm e que na maioria dos pontos o espalhamento temporal RMS está abaixo de 2  $\mu$ s. A medida do espalhamento temporal foi prejudicada em alguns locais devido à perda de sincronismo do receptor proposto.

Na emissora A não foi possível reconstruir o BTS corretamente nos pontos 92, 99, e 101. Nesses pontos apenas o TS da camada A foi reconstruído corretamente.

Na emissora B não foi possível reconstruir o BTS corretamente nos pontos 89, 92, 96, 101 e 106. No ponto 89 o vetor de RF foi gravado com erro e apresenta instabilidade de frequência, mas funciona nas duas camadas. Nos pontos 92 e 101 apenas a camada A funciona. No ponto 96 a relação sinal ruído está muito baixa e nenhuma camada funcionou. No ponto 101 a camada A funcionou intermitente. No ponto 106 existe grande interferência de co-canal e o demodulador proposto não conseguiu detectar o quadro OFDM.

Os pontos 89 e 92 serão comentados a seguir.

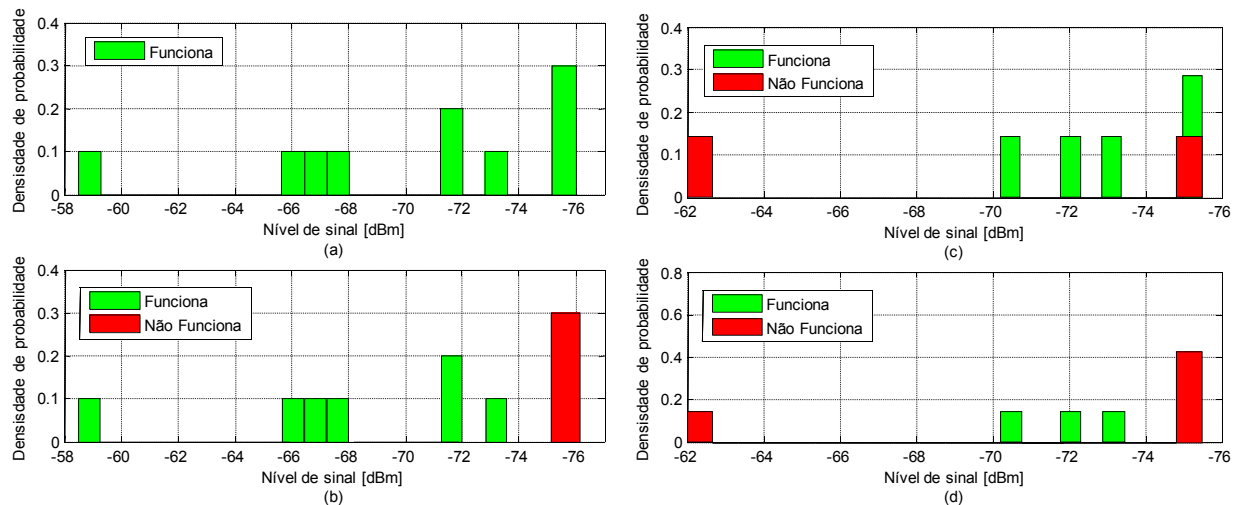


Figura 5.47 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção no oitavo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

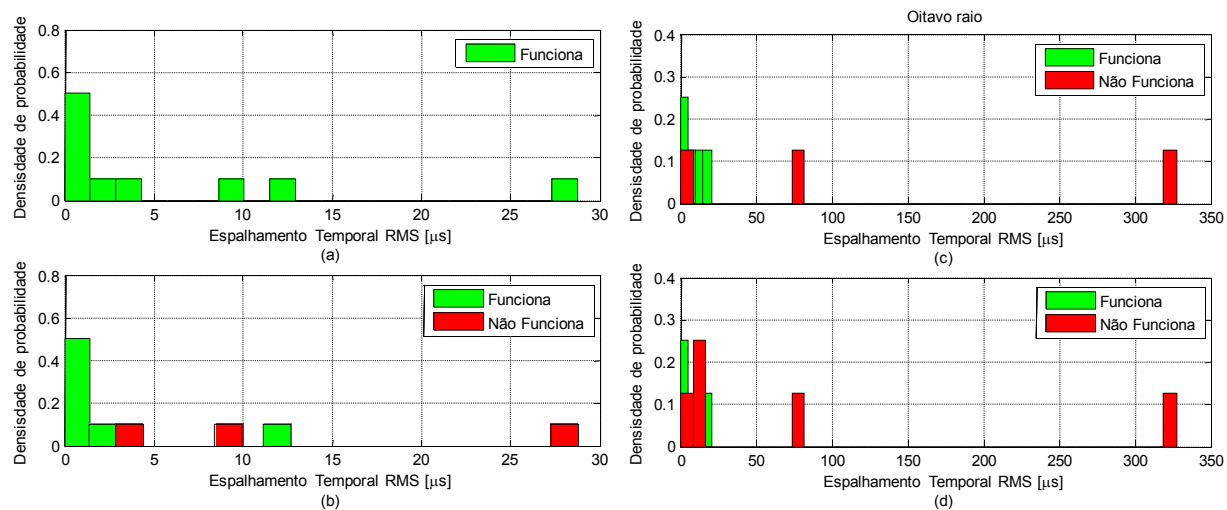


Figura 5.48 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS × estado de recepção do oitavo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

As Figuras 5.49 e 5.50 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 89. O ponto 89 está situado em uma estrada de uma região rural. A distância entre o transmissor da emissora A e esse ponto é de aproximadamente 37,4 km, o nível de sinal recebido é de -58,5 dBm e a constelação está limpa com relação sinal ruído abaixo em torno de 30 dB para as duas camadas. Esse ponto possui visada direta e não é interferido por multipercurso. Na camada B os erros detectados estão abaixo do limiar de correção e o BTS foi reconstruído.

A distância entre o transmissor da emissora B até esse ponto é de aproximadamente 39,4 km e o nível de sinal recebido é de -62 dBm. Esse ponto possui visada direta e apresenta apenas um eco com baixa potência. A constelação está limpa com relação sinal oscilando em torno de 32 dB para as duas camadas. Após 12 segundos de processamento o demodulador proposto perde o sincronismo e volta a funcionar alguns segundos depois. Foi detectado que os vetores de RF gravados no dia 22/01/2008 (113 da emissora A e 89 e 113 da emissora B) estão com instabilidade de frequência. Erros não foram detectados na camada A e B e o BTS foi reconstruído com uma pequena interrupção.

As Figuras 5.51 e 5.52 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 92. O ponto 92 está situado em uma rua calma de uma região residencial rodeada por árvores. A distância entre a torre de transmissão da emissora A até esse ponto de medida é de aproximadamente 31,3 km, e o nível de sinal recebido é de -76 dBm. Esse ponto não possui

visada direta e apresenta interferência de pré e pós-eco de baixa intensidade de potência. A constelação está desfocada com muito ruído e relação sinal ruído abaixo de 12 dB para as duas camadas. Na camada A, erros foram detectados abaixo do limiar de correção do RS e o TS foi reconstruído. Na camada B, erros foram detectados acima do limiar de correção do decodificador RS.

A distância entre esse ponto de medida até a torre de transmissão da emissora B é de aproximadamente 36 km e o nível de sinal recebido é de -75,5 dBm. Esse ponto não possui visada direta e é interferido por pré e pós-eco de baixa potência. A relação sinal ruído está oscilando e abaixo de 10 dB. A constelação está desfocada com muito ruído. O erro detectado pelo decodificador RS superou o limiar de correção em apenas alguns instantes na camada A e o TS foi reconstruído. Na camada B, erros foram detectados acima do limiar de correção do decodificador RS e o TS não foi recuperado.

**Ponto 89**

**Endereço:** Rua Monteiro Lobato com Rua Nova  
Independência (Estr. Pinheiro Suzano)

**Data:** 22/01/2008

**Visada:** Sim

**Distância da torre TX:** 37.4004 km

**Prédios:** RU - Rural

**Vias:** EV - Estrada Vicinal

**Nível de Sinal:** -58.5 dBm

**Elevação:** 789 metros

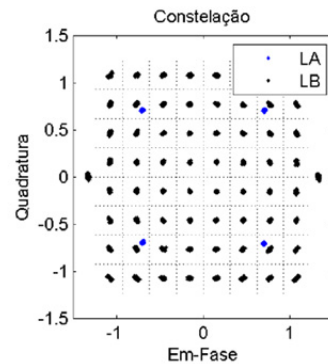
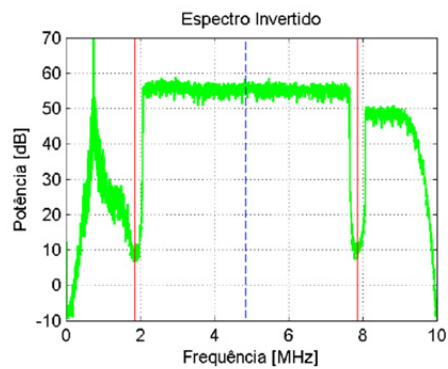
**Funcionamento com STB:** Sim

**Funcionamento com Simulador:** Sim

[Link do arquivo de vídeo](#)



[Exibir mapa ampliado](#)

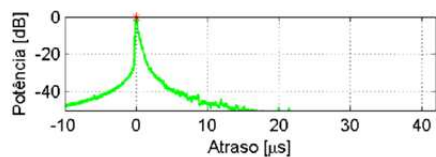
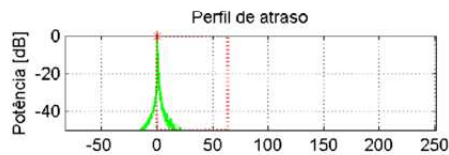
**Modulação**

**Modo:** 3, IG: 1/6

**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	NaN	NaN	11	NaN	NaN
2	NaN	NaN	12	NaN	NaN
3	NaN	NaN	13	NaN	NaN
4	NaN	NaN	14	NaN	NaN
5	NaN	NaN	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

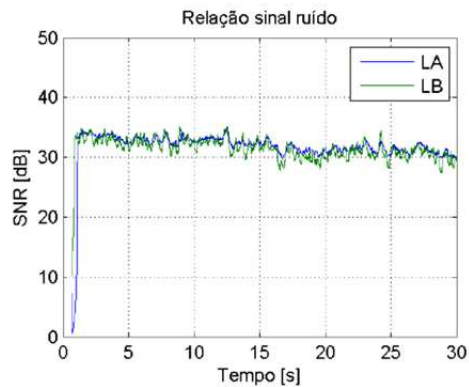
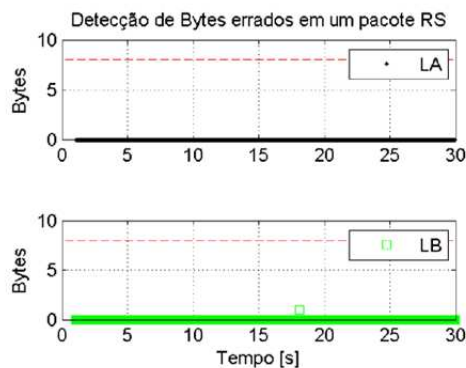


Figura 5.49 - Resultados do ponto 89 da emissora A.

**Ponto 89**

**Endereço:** Rua Monteiro Lobato com Rua Nova  
Independência (Estr. Pinheiro Suzano)

**Data:** 22/01/2008

**Visada:** Sim

**Distância da torre TX:** 39.4261 km

**Prédios:** RU - Rural

**Vias:** EV - Estrada Vicinal

**Nível de Sinal:** -62 dBm

**Elevação:** 789 metros

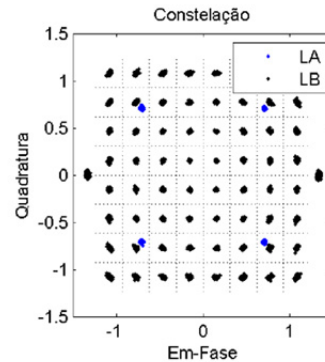
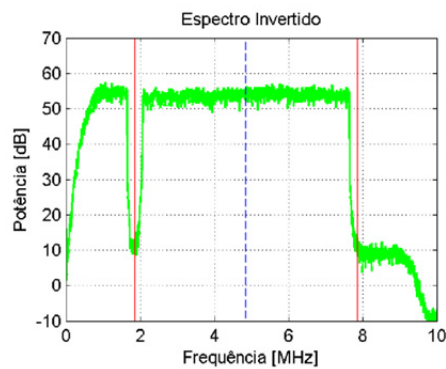
**Funcionamento com STB:** Sim

**Funcionamento com Simulador:** Metade

[Link do arquivo de vídeo](#)



[Exibir mapa ampliado](#)

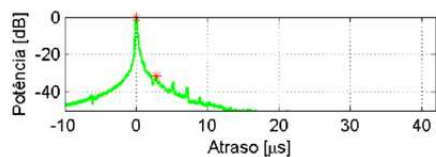
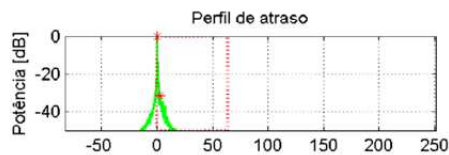
**Modulação**

**Modo:** 3, IG: 1/6

**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	2.7993	-31.5902	11	NaN	NaN
2	NaN	NaN	12	NaN	NaN
3	NaN	NaN	13	NaN	NaN
4	NaN	NaN	14	NaN	NaN
5	NaN	NaN	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

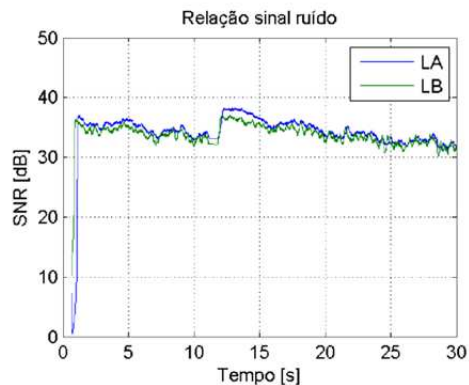
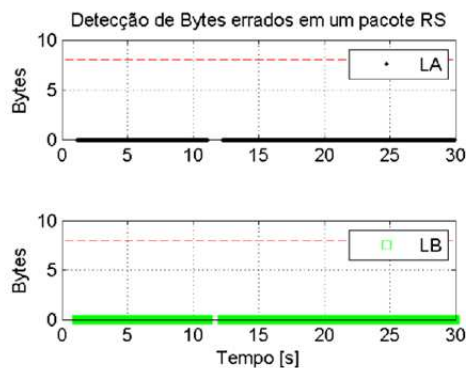
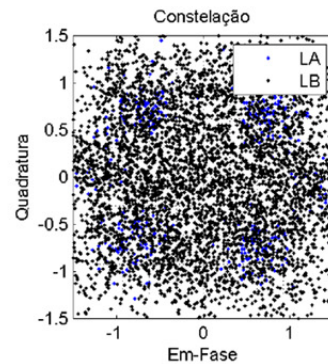
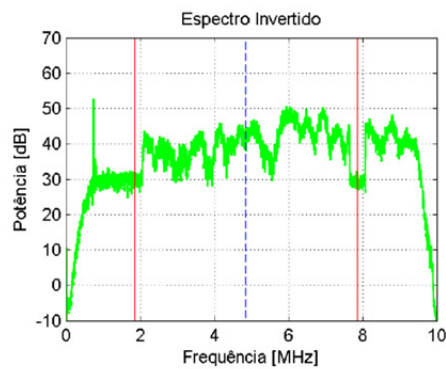
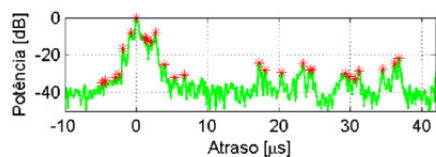
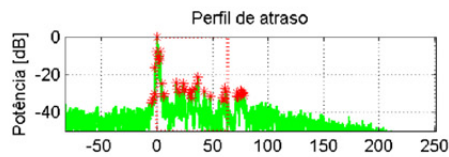


Figura 5.50 - Resultados do ponto 89 da emissora B.



**Ponto 92****Endereço:** Rua Prefeito Justino Paixão**Data:** 20/02/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 31.3577 km**Prédios:** RE - Residencial**Vias:** RC - Rua Calma**Nível de Sinal:** -76 dBm**Elevação:** 781 metros**Funcionamento com STB:** Não**Funcionamento com Simulador:** 1Seg[Link do arquivo de vídeo](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [us]	Atenuação [dB]
0	-4.7681	-34.783	10	2.6763	-7.8731
1	-4.3989	-33.7355	11	3.9375	-24.8696
2	-2.9531	-31.8242	12	5.3833	-31.6664
3	-2.4302	-30.1698	13	6.7368	-30.367
4	-1.8457	-16.3624	14	17.2265	-24.2005
5	-0.76904	-7.9902	15	18.0571	-27.9241
6	0	0	16	20.3642	-29.2551
7	1.1997	-10.4873	17	23.3481	-24.7031
8	1.4458	-11.7285	18	24.3325	-28.0827
9	2.0303	-12.6811	19	24.6093	-27.7607

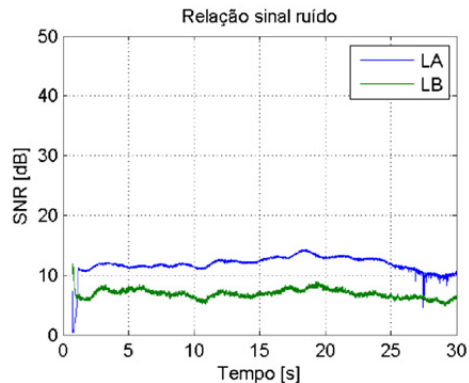
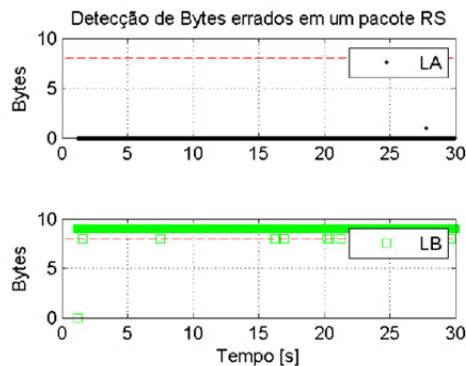
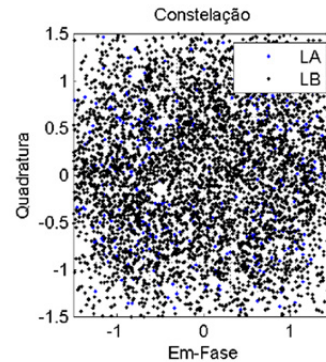
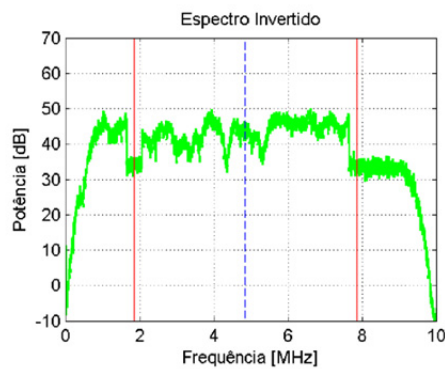
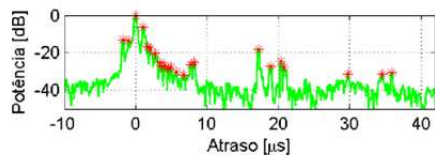
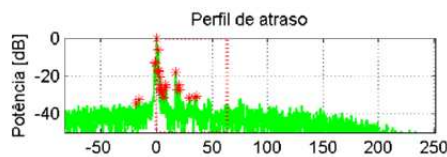


Figura 5.51 - Resultados do ponto 92 da emissora A.

**Ponto 92****Endereço:** Rua Prefeito Justino Paixão**Data:** 20/02/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 36.1434 km**Prédios:** RE - Residencial**Vias:** RC - Rua Calma**Nível de Sinal:** -75.5 dBm**Elevação:** 781 metros**Funcionamento com STB:** Não**Funcionamento com Simulador:** 1seg intermitente[Link do arquivo de vídeo](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	-18.8877	-34.6332	10	3.6914	-27.1773
1	-15.6884	-32.2148	11	4.0298	-26.7786
2	-1.8149	-12.8558	12	4.5835	-28.3934
3	-1.0151	-13.3751	13	4.9526	-27.71
4	0	0	14	5.6909	-30.0346
5	1.0459	-6.2208	15	6.7676	-31.7435
6	1.6304	-17.0327	16	7.7212	-26.1717
7	2.0303	-17.7834	17	8.1518	-24.9076
8	2.7378	-20.4424	18	17.2265	-18.2119
9	3.3223	-24.9707	19	18.9184	-27.2826

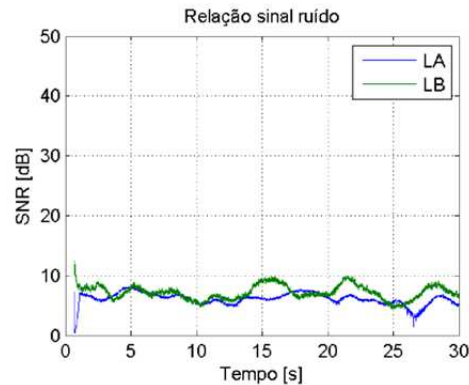
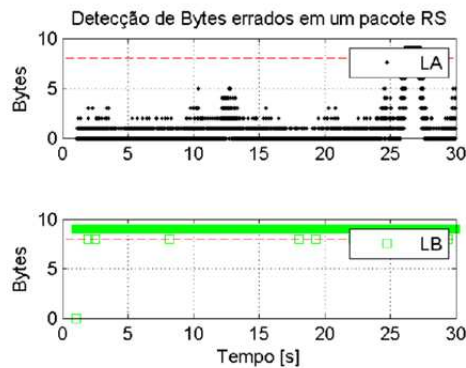


Figura 5.52 - Resultados do ponto 92 da emissora B.

### 5.2.9 NONO RAO

O nono raio também está localizado predominantemente em uma região rural. Foram realizados testes em 3 vetores de RF das emissoras A e B. Na Figura 5.53, pode-se observar a densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção e na Figura 5.54 o espalhamento temporal RMS × estado de recepção. Pode-se observar que o nível de sinal está entre -58 a -76 dBm e que na maioria dos pontos o espalhamento temporal RMS é inferior a 2  $\mu$ s.

Nas emissoras A e B não foi possível reconstruir o BTS corretamente nos pontos 113 e 130. No ponto 113, existe instabilidade de frequência e existe interrupção na reconstrução do BTS. No ponto 130 existe interferência de co-canal e apenas a camada A funcionou na emissora A e não funcionou em nenhuma camada na emissora B.

Os pontos 114 e 130 serão comentados a seguir.

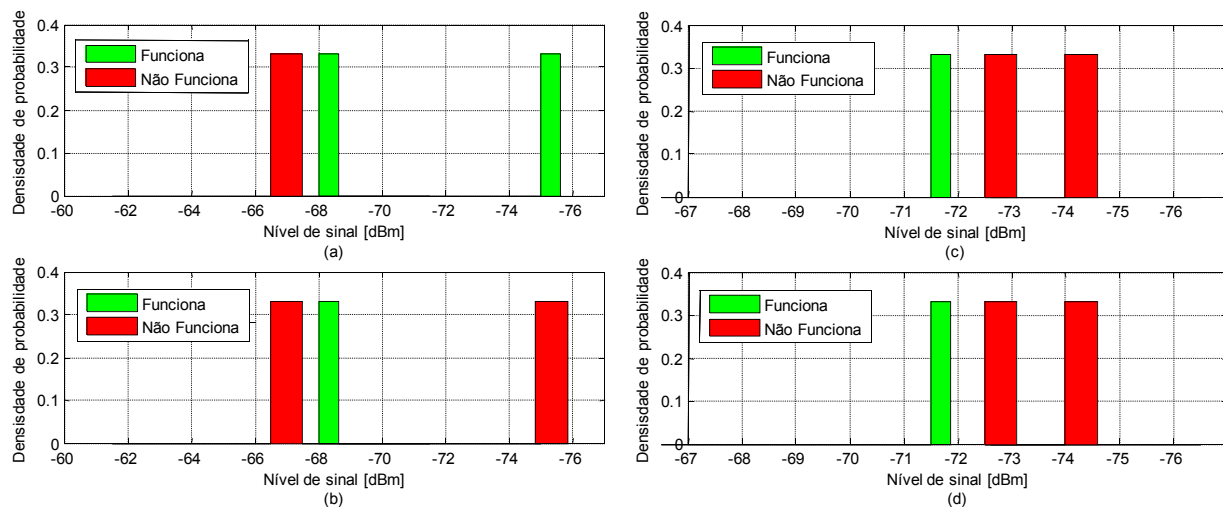


Figura 5.53 - Densidade de probabilidade do nível de sinal × estado de recepção: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

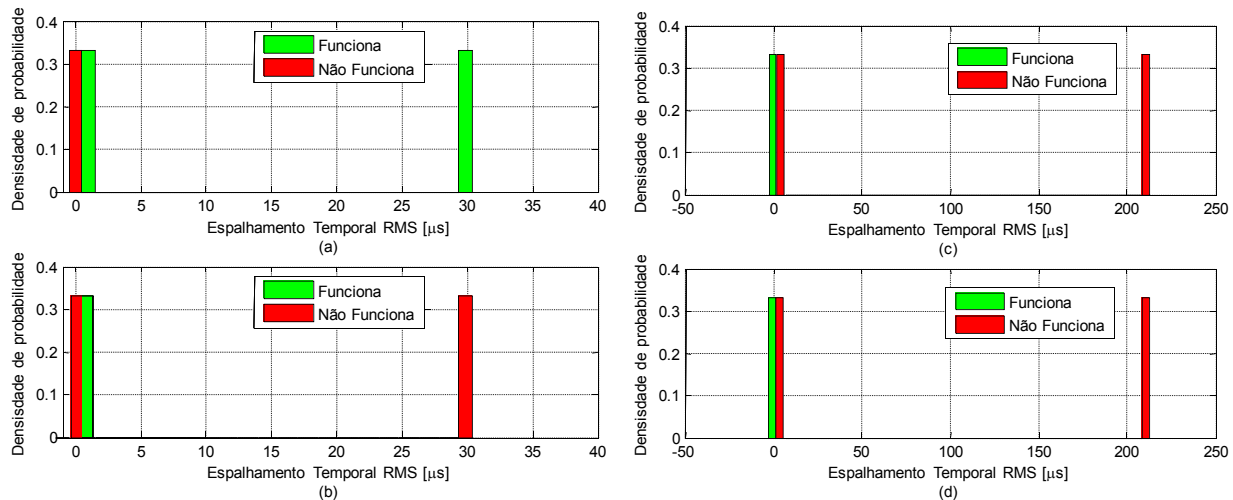


Figura 5.54 - Densidade de probabilidade do espalhamento temporal RMS  $\times$  estado de recepção do oitavo raio: (a) Camada A da emissora A, (b) Camada B da emissora A, (c) Camada A da emissora B, (d) Camada B da emissora B.

As Figuras 5.55 e 5.56 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 114. O ponto 114 está situado em uma estrada de uma região rural. A distância entre o transmissor da emissora A e esse ponto é de aproximadamente 53,5 km, o nível de sinal recebido é de -68 dBm e a constelação está focada com relação sinal ruído em torno de 32 dB para as duas camadas. Esse não ponto possui visada direta e não é interferido multipercurso. Não existe erro detectável nas duas camadas e o BTS foi reconstruído.

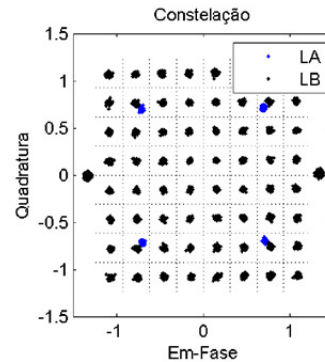
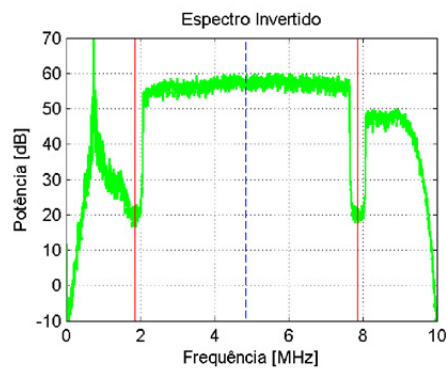
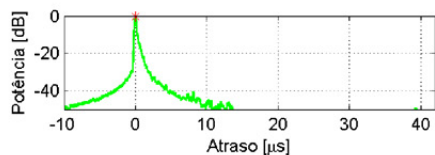
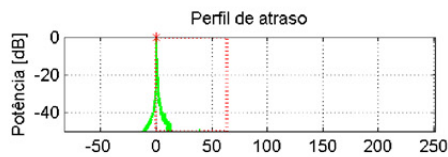
A distância entre o transmissor da emissora B até esse ponto é de aproximadamente 56,7 km e o nível de sinal recebido é de -72 dBm. Esse ponto não possui visada direta e apresenta apenas um eco com baixa potência. A constelação está focada com ruído e com relação sinal ruído de 27 dB para as duas camadas. Erros foram detectados pelo decodificador RS na camada B e estão abaixo do limiar de correção. O BTS foi reconstruído livre de erros.

As Figuras 5.57 e 5.58 mostram resultados de medidas das emissoras A e B no ponto 130. O ponto 130 está situado em uma estrada de uma região rural. A distância entre a torre de transmissão da emissora A até esse ponto de medida é de aproximadamente 61,7 km, e o nível de sinal recebido é de -75,6 dBm. Esse ponto não possui visada direta, é interferido por um canal analógico em co-canal e apresenta interferência de pré e pós-eco de baixa intensidade de potência. A constelação está deformada com muito ruído e relação sinal ruído abaixo de 15 dB para as duas camadas. Na camada A, erros foram detectados abaixo do limiar de correção do RS

e o TS foi reconstruído. Na camada B, erros foram detectados acima do limiar de correção do decodificador RS.

A distância entre esse ponto de medida até a torre de transmissão da emissora B é de aproximadamente 57 km e o nível de sinal recebido é de -74,1 dBm. Esse ponto não possui visada, é interferido por um canal analógico em co-canal e a medida de multipercurso não está coerente. O demodulador proposto perdeu o sincronismo e não foi possível recuperar o TS de nenhuma camada.



**Ponto 114****Endereço:** Av. Presidente Castelo Branco**Data:** 22/01/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 53.517 km**Prédios:** RU - Rural**Vias:** EV - Estrada Vicinal**Nível de Sinal:** -68 dBm**Elevação:** 791 metros**Funcionamento com STB:** Sim**Funcionamento com Simulador:** Sim[Link do arquivo de vídeo](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	0	0	10	NaN	NaN
1	NaN	NaN	11	NaN	NaN
2	NaN	NaN	12	NaN	NaN
3	NaN	NaN	13	NaN	NaN
4	NaN	NaN	14	NaN	NaN
5	NaN	NaN	15	NaN	NaN
6	NaN	NaN	16	NaN	NaN
7	NaN	NaN	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

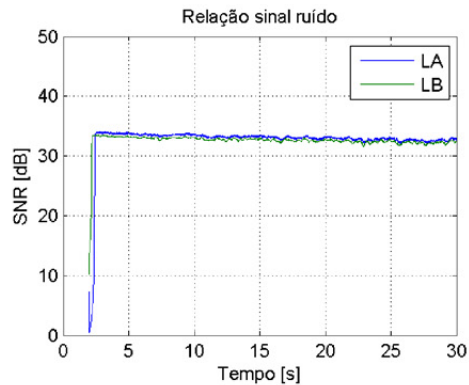
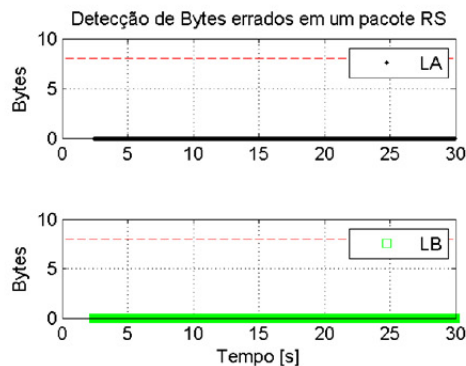


Figura 5.55 - Resultados do ponto 114 da emissora A.



**Ponto 130**

**Endereço:** Rua Carolina de Vitolle com Silverio Finamore - Lourena

**Data:** 12/02/2008

**Visada:** Não

**Distância da torre TX:** 61.7691 km

**Prédios:** RU - Rural

**Vias:** EV - Estrada Vicinal

**Nível de Sinal:** -75.6 dBm

**Elevação:** 713 metros

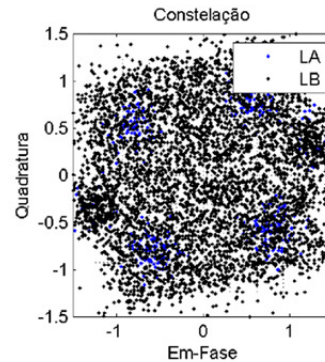
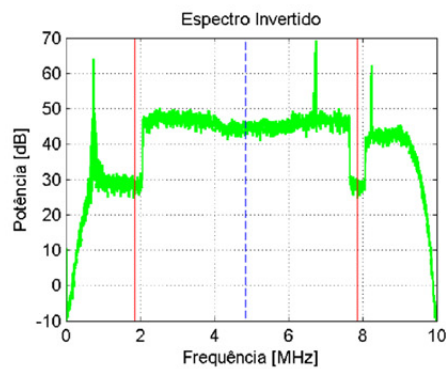
**Funcionamento com STB:** Não

**Funcionamento com Simulador:** 1 SEG

[Link do arquivo de vídeo](#)



[Exibir mapa ampliado](#)

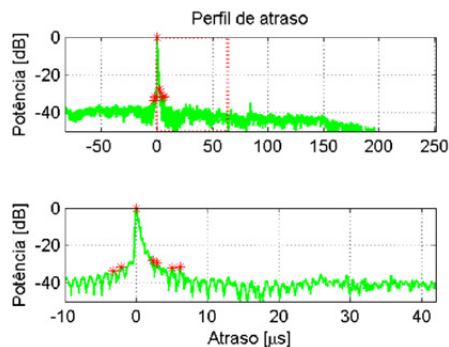
**Modulação**

**Modo:** 3, IG: 1/6

**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg

**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg

**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg



Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	-83.9178	-33.2886	10	NaN	NaN
1	-3.1992	-33.4801	11	NaN	NaN
2	-2.1226	-31.4133	12	NaN	NaN
3	0	0	13	NaN	NaN
4	2.3686	-27.8615	14	NaN	NaN
5	2.8608	-29.1543	15	NaN	NaN
6	5.0449	-31.8768	16	NaN	NaN
7	6.1216	-31.5975	17	NaN	NaN
8	NaN	NaN	18	NaN	NaN
9	NaN	NaN	19	NaN	NaN

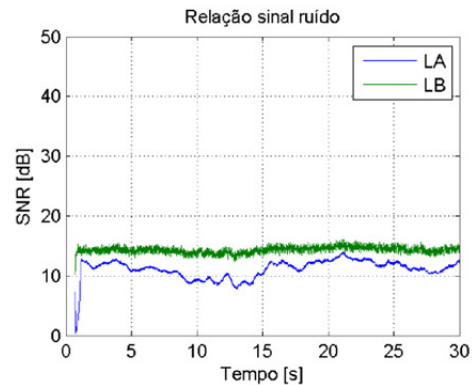
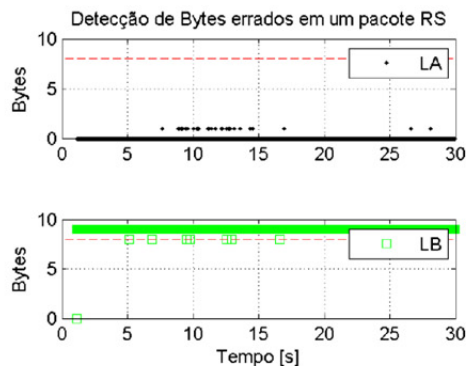
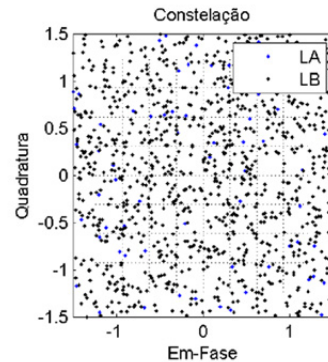
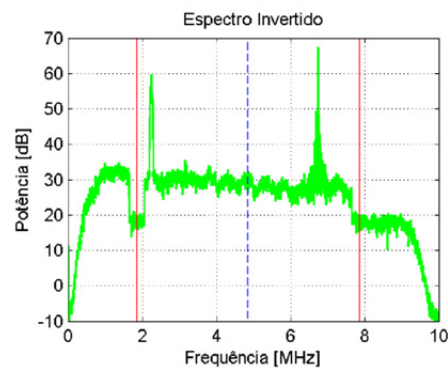
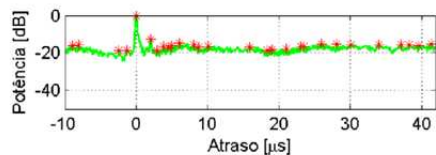
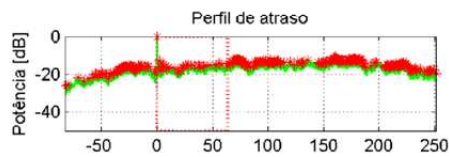


Figura 5.57 - Resultados do ponto 130 da emissora A.



**Ponto 130****Endereço:** Rua Carolina de Vitolle com Silverio Finamore - Lourena**Data:** 12/02/2008**Visada:** Não**Distância da torre TX:** 56.9454 km**Prédios:** RU - Rural**Vias:** EV - Estrada Vicinal**Nível de Sinal:** -74.1 dBm**Elevação:** 713 metros**Funcionamento com STB:** Não**Funcionamento com Simulador:** Não[Link do arquivo de vídeo](#)[Exibir mapa ampliado](#)**Modulação****Modo:** 3, IG: 1/6**Camada A:** QPSK ,  
2/3 , 400 ms, 1 seg**Camada B:** 64-QAM,  
3/4 , 100 ms, 12 seg**Camada C:** none,  
none, none ms,  
none seg

Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]	Cam.	Atraso [μs]	Atenuação [dB]
0	-378.9836	-33.584	10	-368.3401	-31.7936
1	-377.4456	-33.0641	11	-368.094	-31.0391
2	-373.6619	-32.5721	12	-367.2019	-31.2385
3	-372.7698	-32.6017	13	-366.9866	-31.3619
4	-371.4163	-32.314	14	-366.3098	-31.31
5	-370.5549	-31.916	15	-365.4485	-31.3157
6	-369.8782	-32.1902	16	-364.9871	-31.4526
7	-369.4475	-32.2657	17	-364.7717	-31.1126
8	-369.2014	-32.3168	18	-364.5564	-31.489
9	-368.7708	-32.1224	19	-364.3103	-31.1218

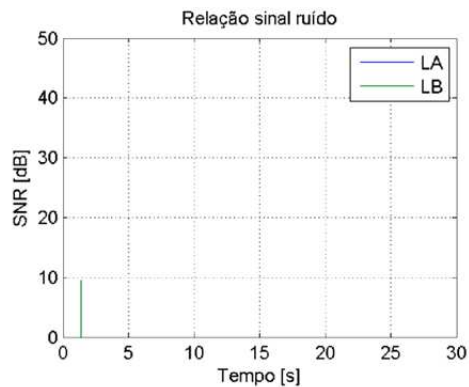
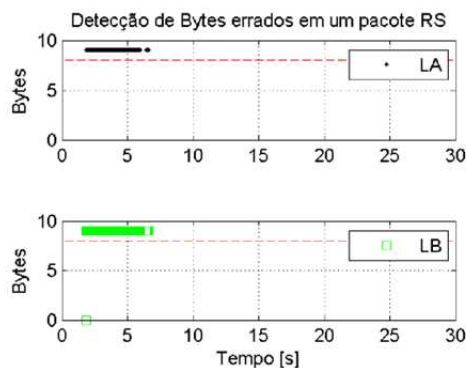


Figura 5.58 - Resultados do ponto 130 da emissora B.

### 5.3 Considerações Finais

Neste Capítulo o demodulador ISDB-T<sub>B</sub> desenvolvido foi avaliado com 274 vetores de RF que foram gravados na região metropolitana da cidade de São Paulo. Em 138 vetores de RF da emissora A, o demodulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto funcionou em 91,30% enquanto que o demodulador de referência em apenas 86,95%. Em 136 vetores de RF da emissora B, o demodulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto funcionou em 89,70% enquanto que o demodulador de referência em apenas 85,50%.

# Conclusões

O ISDB-T<sub>B</sub> é um sistema de TV digital consolidado em vários países e a análise teórica e prática sobre o seu funcionamento tem sido objeto de pesquisa no meio acadêmico e industrial. Como contribuição, este trabalho apresentou diversos aspectos sobre o funcionamento dos estágios de distribuição, modulação e demodulação:

- A incompatibilidade do BTS com os sistemas de distribuição de TV digital existentes para operação em SFN foi estudada no Capítulo 2. Como o ISDB-T<sub>B</sub> não é compatível com a maioria das redes de distribuição utilizadas pelo sistema DVB um algoritmo inovador capaz de realizar a adaptação do BTS foi desenvolvido. Esse algoritmo descarta todos os pacotes nulos do BTS e *dummy byte* permitindo que enlaces de microondas e satélite sejam utilizados em redes de frequência única. Testes de desempenho desse algoritmo em uma rede de frequência única foram realizados em laboratório comprovando que a adaptação e descarte dos pacotes nulos proporcionam redução significativa da taxa de transmissão e restauração do BTS sem erros;
- No Capítulo 3, uma análise teórica e prática sobre o funcionamento do modulador foi realizada. Como contribuição, foi desenvolvido um simulador que permite analisar todos os blocos de entrada e saída do modulador ISDB-T<sub>B</sub> a partir do BTS. No último estágio, vetores de RF podem ser gerados e utilizados em simulações computacionais e geradores de forma de onda arbitrária. Testes de desempenho do modulador proposto em condições reais de funcionamento foram realizados comprovando a compatibilidade dessa ferramenta com as normas japonesas e brasileiras de transmissão. A principal diferença entre essas normas são a alocação de canal e a máscara do espectro de

transmissão. Como o estágio de conversão de canal e o filtro de canal ficam instalados no transmissor o modulador ISDB-T pode ser utilizado no sistema ISDB-T<sub>B</sub> e vice versa;

- No Capítulo 4, um simulador do demodulador ISDB-T<sub>B</sub> capaz de reconstruir o BTS a partir de vetores de RF foi desenvolvido. Como as normas de recepção apenas especificam os parâmetros de desempenho, o demodulador proposto foi desenvolvido realizando as operações inversas do modulador e contém além destas os estágios de sincronismo. Utilizando como referência técnicas de sincronismo utilizadas pelo sistema DVB-T, adaptações foram realizadas para a utilização das sub-portadoras pilotos AC/TMCC no lugar das sub-portadoras CP. A estimação de canal foi realizada utilizando a interpolação linear no domínio do tempo/frequência e a demodulação/decodificação de canal suave foi usada. Além disso, monitores da relação sinal ruído, constelação, resposta em frequência, perfil de atraso e taxa de erro de *bits* foram desenvolvidos e incluídos no demodulador. Utilizando vetores de RF do simulador de canal do modulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto foram realizados diversos testes para caracterizar o desempenho do simulador do demodulador. A principal diferença entre os sistemas de demodulação ISDB-T e ISDB-T<sub>B</sub> está relacionada à alocação de canal e relação de proteção. Como o estágio de sintonia e o filtro de rejeição podem ser instalados no sintonizador o demodulador ISDB-T pode ser utilizado no sistema ISDB-T<sub>B</sub> e vice versa;
- Como a análise de desempenho do demodulador ISDB-T<sub>B</sub> proposto com o simulador de canal do modulador visa caracterizar o comportamento da recepção perante certos limites de operação, optou-se pela utilização de vetores de RF gravados de duas emissoras de TV que caracterizam a condição real de funcionamento de um receptor/televisor digital. Dessa forma, o Capítulo 5 apresenta a avaliação de desempenho do demodulador proposto com vetores de RF em diferentes condições ambientais da região metropolitana de São Paulo. Nessa condição de teste, os eventos interferentes tais como: multipercurso, o efeito *Doppler*, o ruído impulsivo, o ruído *Gaussiano*, a interferência de canal adjacente/co-canal e outros ocorrem de forma simultânea. Nessas condições de teste verificou-se que o desempenho do demodulador

proposto em duas emissoras de TV é levemente superior ao do receptor comercial de referência;

- Ainda no Capítulo 5, foi desenvolvido um aplicativo para o *software Google Earth* que permite analisar em cada local de teste o mapa da região, espectro do sinal recebido, constelação, parâmetros de modulação, gráfico e tabela do espalhamento temporal, detecção de pacotes errados, relação sinal ruído e arquivo do TS reconstruído com informações de áudio/vídeo/dados.

Este trabalho apresentou modelos funcionais do sistema de adaptação do BTS, modulador e demodulador que podem ser utilizados como referência para o desenvolvimento de IP-cores (*Intellectual Property – cores*) para FPGA e ASIC (*Application Specific Integrated Circuits*). Além disso, os resultados obtidos neste trabalho podem ser utilizados como base para futuras pesquisas de:

- Modelamento de canal;
- Diversidade espacial de antenas;
- Integração dos blocos de estimação de canal/decodificação de canal;
- Estimação de canal com equalização adaptativa;
- Codificação de canal utilizando códigos turbo e LDPC (*Low-Density Parity-Check*);
- Análise do ISDB-Tmm (ISDB-T *mobile multi-media*);
- Desenvolvimento do ISDB-T2 (Segunda geração do ISDB-T).



# Referências Bibliográficas

- [1] Presidência da República do Brasil, "Implantação do SBTVD," Casa Civil, Brasília, 5820, 2006.
- [2] SET/ABERT, "Digital Television Systems - Brazilian tests - Final Report Part 1," ANATEL, SP, March 2000.
- [3] SET/ABERT, "Digital Television Systems - Brazilian tests - Final Report Part 2," ANATEL, SP, May 2000.
- [4] M. K. Zuffo, "TV Digital Aberta no Brasil: Políticas Estruturais para um Modelo Nacional," *Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos - Escola Politécnica - Universidade de São Paulo*, 2003.
- [5] Ministério das Comunicações, "Exposição de Motivos: Decreto de Instituição do SBTVD," Ministério das Comunicações, Brasília, MC34EM, 2003.
- [6] Presidência da República do Brasil, "Instituição do Sistema Brasileiro de TV Digital," Casa Civil, Brasília, 4901, 2003.
- [7] C. Akamine et al., "Comparative Evaluation Tests on Terrestrial Digital TV Systems," in *55th Annual IEEE Broadcast Symposium*, Washington-DC, 2005.
- [8] G. Bedicks et al., "Outlines of the Brazilian Digital Terrestrial Television Broadcasting System," in *57th annual IEEE Broadcasting Symposium*, Oct. 1st-Nov. 2nd 2007.
- [9] Agência Nacional de Telecomunicações. (2011, Abril) [www.anatel.gov.br](http://www.anatel.gov.br). [Online]. <http://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documento.asp?numeroPublicacao=258272&pub=original&filtro=1&documentoPath=258272.pdf>
- [10] Society of Motion Picture and Television Engineers (SMPTE), "10 Bit 4:2:2 Component and 4fSC NTSC Composite Digital Signals Serial," 259M, 1997.
- [11] Society of Motion Picture and Television Engineers (SMPTE), "Bit Serial Digital Interface for High Definition Television System," 292M, 1998.
- [12] Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), "Televisão digital terrestre — Codificação de vídeo, áudio e multiplexação Parte 1: Codificação de vídeo," ABNT NBR 15602-1, 2007.
- [13] *The Book II, More Engineering Guidance for Digital Transition an Nvision Guide.*: N Vision, 2000.
- [14] Society of Motion Picture and Television Engineers (SMPTE), "Formatting AES/EBU Audio and Auxiliary Data into Digital Video Ancillary Data Space," 272M, 1994.
- [15] Society of Motion Picture and Television Engineers (SMPTE), "24-Bit Digital Audio Format for SMPTE Bit-Serial Interfaces at 1.5 Gb/s and 3 Gb/s - Roadmap for the 299 Document Suite," ST 299-0:2010,.
- [16] Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), "Televisão digital terrestre — Codificação de vídeo, áudio e multiplexação Parte 2: Codificação de áudio," ABNT NBR 15602-2, 2007.
- [17] International Organization for Standardization (ISO), "Coding of audio-visual objects - Part 10: Advanced Video Coding", ISO/IEC. Information Technology ISO/IEC 14496-10: 2005., 2005.
- [18] International Organization for Standardization (ISO), "Coding of audio-visual objects - Part 3: Audio," ISO/IEC. Information technology ISO/IEC 14496-3:2007, 2007.
- [19] International Organization for Standardization (ISO), "Generic coding of moving pictures and associated audio: Systems," ISO/IEC 13818-1:2000, 2000.
- [20] Tektronix. (2007) A Guide to MPEG Fundamentals and Protocol Analysis. [Online]. [http://www.tek.com/Measurement/programs/mpeg\\_fundamentals/](http://www.tek.com/Measurement/programs/mpeg_fundamentals/)

- [21] Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), "Televisão Digital Terrestre – Multiplexação e Serviços de Informação (SI) - Parte 2: Estrutura de Dados e Definições da Informação Básica de SI.," ABNT NBR 15603-2, 2008.
- [22] European Standard (EN), "Cable networks for television signals, sound signals and interactive services Part 9: Interfaces for CATV/SMATV headends and similar professional equipment for DVB/MPEG-2 transport streams," June, EN 50083-9, 1998.
- [23] Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), "Televisão Digital Terrestre – Multiplexação e Serviços de Informação (SI) - Parte 1: SI do Sistema de Radiodifusão," ABNT NBR 15603-1, 2008.
- [24] C. Akamine et al. , "Re-multiplexing ISDB-T BTS into DVB TS for SFN," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 4, pp. 802-809, Dec. 2009.
- [25] M. Uehara, "Application of MPEG-2 Systems to Terrestrial ISDB (ISDB-T)," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 1, pp. 261-268, Jan. 2006.
- [26] International Telecommunication Union (ITU), "Channel Coding, Frame Structure and Modulation Scheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T)," ITU-R 205/11 Document 11A/Jxx-E, March 1999.
- [27] Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), "Televisão digital terrestre - Sistema de transmissão," ABNT NBR 15601, 2007.
- [28] Association of Radio Industries and Businesses (ARIB), "Transmission System for digital terrestrial broadcasting," STD-B31, V1.6 E2, Nov. 2005.
- [29] J. Wang et al. , "A New Implementation of Single Frequency Network Based on DMB-T," *Communications, Circuits and Systems, International Conference on*, vol. 1, pp. 246 - 249, 27-29 June 2004.
- [30] JEITA Handbook, "Methods of Measurement for Digital Terrestrial Broadcasting Transmission Networks," 1.2, Oct. 2006.
- [31] H. Hamazumi et al. , "A Study of a Loop Interference Canceller for the Relay Stations in an SFN for Digital Terrestrial Broadcasting," *Global Telecommunications Conference*, 2000.
- [32] K. Shibuya , "Broadcast-Wave Relay Technology for Digital Terrestrial Television Broadcasting," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 1, pp. 269 – 273, Jan. 2006.
- [33] Association of Radio Industries and Businesses (ARIB), "Operational guidelines for digital terrestrial television broadcasting," Technical Report TR-B14 (Fascicle 1), V2.8, May. 2006.
- [34] Digital Video Broadcasting (DVB), "DVB interfaces to Plesiochronous Digital Hierarchy (PDH) networks," European Telecommunications Standards Institute (ETSI), ETS 300 813, Dec. 1997.
- [35] Digital Video Broadcasting (DVB), "Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television," European Telecommunications Standards Institute (ETSI), EN 300 744, V1.5.1, Nov. 2004.
- [36] Digital Video Broadcasting (DVB), "Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications," European Telecommunications Standards Institute (ETSI), EN 302 307, V1.1.2, Jun. 2006.
- [37] I. S. Reed and G. Solomon, "Polynomial Codes over Certain Fields," *J. Soc. Ind. Appl. Math*, pp. 8:300-304, June 1960.
- [38] S. Lin and D. Costello Jr , *Error Control Coding: Fundamental and Applications*, 2nd ed. New York: Prentice Hall, 2004.
- [39] K. W. Andrews, C. Heegard and D. Kozen, "A theory of interleavers," Department of Computer Science Cornell University, Technical Report TR97-1634, June 1997.
- [40] J. Ramsey , "Realization of optimum interleavers," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 3, pp. 338-345, May 1970.
- [41] G. D. Forney , "Burst-Correction Codes for the Classic Bursty Channel," *IEEE Transactions Communication Technology*, vol. com-19, pp. 772-781, Oct. 1971.
- [42] P. Elias , "Coding for Noise Channels," *IRE Conv. Rec.*, no. 4, pp. 37-47, 1955.
- [43] S. Haykin , *Communication Systems*, 4th ed.: New York, John Wiley & Sons, 2001.
- [44] C. Heegard and W. B. Stephen, *Turbo Coding*.: Boston, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [45] G. Bedicks et al. , "Results of the ISDB-T system tests, as part of digital TV study carried out in Brazil," *IEEE*



- Trans. Broadcasting*, vol. 52, no. 1, pp. 38-44, Mar. 2006.
- [46] R. W. Chang , "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," *Bell System Tech. J.*, pp. 45:1775-1796, Dec. 1966.
  - [47] S. B. Weinstein and P. M. Ebert , "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun.*, pp. COM-19(5):628-634, Oct. 1971.
  - [48] J. Cooley and J. Tukey , "An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series," *Math. Comput.*, vol. 10, no. 90, pp. 297-301, Apr. 1965.
  - [49] R. V. Nee and R. Prasad , *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Norwood, MA: Artech House, Jan. 2000.
  - [50] A. Peled and A. Ruiz , "Frequency domain data transmission using reduced computation complexity algorithms," *Proc. IEEE Int. Conf. Acoustic., Speech, Signal Processing*, pp. 964-967, 1980.
  - [51] Association of Radio Industries and Businesses (ARIB), "RECEIVER FOR DIGITAL," STD-B21, V4.6, March 2007.
  - [52] Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), "Receptores," ABNT NBR 15604, 2008.
  - [53] R. G. Lyons , *Understanding Digital Signal Processing*.: Addison Wesley, 1999.
  - [54] T. Ramstad, "Digital methods for conversion between arbitrary sampling frequencies," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 3, pp. 577- 591, Jun. 1984.
  - [55] C. W. Farrow, "A Continuously Variable Digital Delay Element," *Circuits and Systems, IEEE International Symposium on*, vol. 3, pp. 2641-2645, 7-9 Jun. 1988.
  - [56] C. Candan, "An Efficient Filtering Structure for Lagrange Interpolation," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 14, no. 1, Jan. 2007.
  - [57] F. M. Gardner, "Interpolation in digital modems. I. Fundamentals," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 3, pp. 501-507, Mar. 1993.
  - [58] L. Erup, F. M. Gardner and R. A. Harris , "Interpolation in digital modems. II. Implementation and performance," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 6, pp. 998-1008, Jun. 1993.
  - [59] T. Keller, L. Piazzo, P. Mandarini and L. Hanzo, "Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency-selective fading channels," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 19, no. 6, pp. 999-1008, Jun. 2001.
  - [60] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock and H. Meyr, "Broadband transmission using OFDM: system performance and receiver complexity," *International Zurich Seminar on*, pp. 99-104, Feb. 1998.
  - [61] J. Heiskala and J. Terry , *OFDM Wireless Lans: A theoretical and Practical Guide*.: Sams, 2002.
  - [62] D. Lee and K. Cheun, "A new symbol timing recovery algorithm for OFDM systems," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 3, pp. 767-775, Aug. 1997.
  - [63] C. W. Ting, C. L. Wei and J. J. Shyh, "A jointed mode detection and symbol detection scheme for DVB-T," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on* , vol. 54, no. 2, pp. 336-341, May 2008.
  - [64] International Telecommunication Union (ITU), "Guidelines and Techniques for the Evaluation of DTTB Systems," ITU-R 31/6 6E/303, March 2003.
  - [65] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *Communications, IEEE Transactions on* , vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
  - [66] M. Speth, S.A. Fechtel, G. Fock and H. Meyr, "Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM. I," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 1668-1677, Nov. 1999.
  - [67] T. Keller, L. Piazzo, P. Mandarini and L. Hanzo, "Orthogonal Frequency Division Multiplex Synchronization Techniques for Frequency- Selective Fading Channels.," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, pp. 999-108, 2001.
  - [68] B. S. Seo, S.C. Kim, J. Park and I. J. Tae, "Fast and low-complex frequency synchronization for OFDM," *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th*, vol. 2, pp. 1120-1124, 2001.
  - [69] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock and H. Meyr, "Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission.II. A case study," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 4, pp. 571-578, Apr. 2001.
  - [70] B. Ai, Jian-hua Ge, Y. Wang, Shi-yong Yang and P. Liu, "Frequency offset estimation for OFDM in wireless

- communications," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 1, pp. 73- 77, Feb. 2004.
- [71] Won-Jae Shin et al., "An Improved Scattered Pilot Detection Scheme for OFDM-Based DVB-H," *Spread Spectrum Techniques and Applications, 2008. ISSSTA '08. IEEE 10th International Symposium on*, pp. 481-484, Aug. 2008.
- [72] R. Heaton, S. Duncan and B. Hodson, "A fine frequency and fine sample clock estimation technique for OFDM systems," *Vehicular Technology Conference. IEEE VTS 53rd*, vol. 1, pp. 678-682, 2001.
- [73] S. A. Fechtel, "OFDM carrier and sampling frequency synchronization and its performance on stationary and mobile channels," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 3, pp. 438-441, Aug. 2000.
- [74] S. A. Fechtel, "Performance of OFDM carrier and sampling frequency synchronization on stationary and mobile channels," *Consumer Electronics, 2000. ICCE. 2000 Digest of Technical Papers. International Conference on*, pp. 18-19, 2000.
- [75] L. Schwoerer and J. Vesma, "Fast Scattered Pilot Synchronization for DVB-T and DVB-H," *Proc. 8th International OFDM Workshop, Hamburg Germany*, Sept. 2003.
- [76] Ting-Chen Wei, Wei-Chang Liu, Chi-Yao Tseng and Shyh-Jye Jou, "Low Complexity Synchronization Design of an OFDM Receiver for DVB-T/H," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 2, pp. 408-413, May 2009.
- [77] D. J. C. MacKay, *Information theory, inference, and learning algorithms*, 1st ed.: Cambridge University Press, 2003.
- [78] O. Edfors, M. Sandell, J. J. V. Beek and D. Landstrom, "An Introduction to orthogonal frequency-division multiplexing," *Lulea University of Technology*, September 1996.
- [79] S. G. Kang, Y. M. Ha and E. K. Joo, "A comparative Investigation on Channel Estimation Algorithms for OFDM in," *IEEE Trans. On Broadcasting*, vol. 49, no. 2, pp. 142-149, June 2003.
- [80] M. H. Hsieh and C. H. Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels," *IEEE Trans. On Consumer Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 217-225, Feb. 1998.
- [81] Ting-An Lin and Chen-Yi Lee, "Predictive equalizer design for DVB-T system," *Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 940- 943, May 2005.
- [82] J. Rinne and M. Renfors, "Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systems on practical channels," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. 42, no. 4, pp. 959-962, Nov. 1996.
- [83] F. Frescura, S. Pielmeire, G. Reali, G. Baruffa and S. Cacopardi, "DSP based OFDM Demodulator and Equalizer for professional DVB-T Receivers," *IEEE Trans. On Broadcasting*, vol. 49, no. 4, pp. 949-957, Nov. 2003.
- [84] X. Wang, Y. Wu, J. Y. Chouinard, S. Lu. and B. Caron, "A Channel Characterization Technique Using Frequency Domain Pilot Time Domain Correlation Method for DVB-T Systems," *IEEE Trans. On Consumer Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 949-957, Sep. 2003.
- [85] C. Akamine and Y. Iano, "Análise de desempenho do sistema de TV digital DVB-T com entrelaçador temporal em canais com ruído impulsivo," *Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas*, p. 182, Dez. 2004.
- [86] Hen-Geul Yeh and Hong Seok Seo, "Low complexity demodulator for M-ary QAM," *Wireless Telecommunications Symposium, 2007. WTS 2007*, pp. 1-6, April 2007.
- [87] F. Tosato and P. Bisaglia, "Simplified Soft-Output Demapper for Binary Interleaved COFDM with Application to HIPERLAN/2," *Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, vol. 2, pp. 664- 668, 2002.
- [88] A. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 2, pp. 260- 269, Apr. 1967.
- [89] K. M. Lee, D. S. Han and K. B. Kim, "Performance of the Viterbi decoder for DVB-T in Rayleigh fading channels," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 3, pp. 994-1000, Aug. 1998.
- [90] H.-L. Lou, "Implementing the Viterbi algorithm," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 12, no. 5, pp. 42-52, Sep. 1995.
- [91] C. K. P. Clarke, "Reed-Solomon error correction," *R&S White Paper BBC*, vol. WHP 031, July 2002.

- 
- [92] N. Itoh and K. Tsuchida, "HDTV Mobile Reception in Automobiles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 1, pp. 274-280, Jan. 2006.
  - [93] M. Okano, K. Tsuchida and M. Takada, "HDTV Mobile Reception in Automobiles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 1, pp. 274-280, Jan 2006.
  - [94] International Telecommunication Union (ITU), "The ESR5 Criterion for the Assessment of DVB-T Transmission Quality," ITU-R Document 6E/64-E, Apr. 2004.
  - [95] C. Akamine et al., "Field trial for Brazilian DTV using space diversity," *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2010 IEEE International Symposium on*, pp. 1-11, March 2010.
  - [96] International Telecommunication Union (ITU), "Multipath Propagation and Parametrization of its Characteristics," ITU-R Recommendation P.1407, 1999.



# Apêndice A

## Artigos Publicados

### Com o Orientador

C. Akamine, Y. Iano, R. Arthur, G. Bedicks Jr. and D. G. Caetano, "Improving DVB-T for Brazilian environments," *Telecommunications Symposium, 2006 International*, pp.376-380, 3-6 Sept. 2006.

Y. Iano, D. G. Caetano, R. Arthur, E. Carrara and C. Akamine, "Performance comparison of convolutional and turbo convolutional codes for ISDB-T in AWGN and Brazilian channels," *Telecommunications Symposium, 2006 International*, pp.361-366, 3-6 Sept. 2006.

R. Arthur, Y. Iano, G. Bedicks, C. Akamine, D. G. Caetano and E. Carrara, "Evaluation of Improved ISDB-T by Turbo Codes using Brazilian Channels," *Revista Ciência e Tecnologia*, Ano X, pp. 27-40, 2007.

C. Akamine e Y. Iano, "Software de Simulação do Sistema de Modulação ISDB-T<sub>B</sub>," *Revista Radiodifusão*, vol.3, no.3, pp. 297-397, Ago. 2009.

C. Akamine, Y. Iano, G. de Melo Valeira and G. Bedicks, "Re-Multiplexing ISDB-T BTS Into DVB TS for SFN," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol.55, no.4, pp.802-809, Dec. 2009.

Y. Iano, C. Akamine, A. L. M. C. S. Silva e F. S. DA Silva, "Método de Remultiplexação de Sinais ISDB-T para Distribuição de Sinais de Televisão usando Padrão DVB," *Instituto Nacional da Propriedade Industrial*, Depósito de Pedido Nacional de Patente, PI 1001786-0, Jun. 2010.

# Solo

G. Bedicks, C. E. S. Dantas, F. Sukys, F. Yamada, L. T. M. Raunheite and C. Akamine, "Digital Signal Disturbed by Impulsive Noise," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol.51, no.3, pp. 322- 328, Sept. 2005.

D. L. Hatae, M. Eisencraft, C. Akamine, C. E. S. Dantas, M. T. Madeira e M. D. S. Miranda, "Comparação entre técnicas de transmissão e recepção em canais brasileiros de TV digital," *XXII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'05)*, 2005, Campinas. Anais do SBrT'05, 2005. v. 1. pp. 1123-1128.

D. L. Hatae, M. Eisencraft, C. Akamine, C. E. S. Dantas, M. T. Madeira and M. D. S. Miranda, "OFDM systems for Brazilian Digital Television Channels," *10th International OFDM-Workshop*, 2005, Hamburg. Proceedings of 10th International OFDM-Workshop, 2005. pp. 61-64.

C. Akamine, C. E. S. Dantas, F. Sukys, F. Yamada, G. Bedicks, Jr., J. Vandomos and L. T. M. Raunheite, "Comparative Evaluation Tests on Terrestrial Digital TV Systems," *55th ANNUAL IEEE BROADCAST SYMPOSIUM*, Whashington-DC, Oct. 2005.

G. Bedicks Jr., F. Yamada, F. Sukys, C. E. S. Dantas, L. T. M. Raunheite and C. Akamine, "Results of the ISDB-T system tests, as part of digital TV study carried out in Brazil," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol.52, no.1, pp. 38- 44, March 2006.

D. Ono, F. Yamada e C. Akamine, "Resultados dos testes de campo para o sistema Brasileiro de TV Digital ISDTV," *XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações SBrT 2007*, Recife/PE, 2007.

G. Bedicks Jr. and C. Akamine, "An overview of ISDB-T - One Segment Reception. In: Borko Furht; Syed Ahson., "Handbook of Mobile Broadcasting DVB-H, DMB, ISDB-T, AND MEDIAFLO : CRC PRESS, 2008, v. 1, pp. 67 -80.

G. Bedicks, F. Yamada, C. Akamine, E. L. Horta, F. Sukys and R. E. Motoyama, "Performance evaluation of Brazilian DTV mobile reception," *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting, 2009. BMSB '09. IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.1-7, 13-15 May 2009.

F. Yamada, G. Bedicks e C. Akamine, "Antena para TV Digital," *Instituto Nacional da Propriedade Industrial*, Depósito de Pedido Nacional de Patente, PI 0904735-2, Nov. 2009.

A. K. Ishini e C. Akamine, " Técnicas de Estimação de Canal para o Sistema ISDB-T<sub>B</sub>," *Revista Radiodifusão*, vol.3, no.3, pp.151-157, Ago. 2009.

C. Akamine, F. Yamada, G. Bedicks, C. E. S. Dantas, F. Sukys, R. E. Motoyama, R. M. Maroja, G. de Melo Valeira and E. L. Horta, "Field trial for Brazilian DTV using space diversity," *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2010 IEEE International Symposium on*, pp.1-11, 24-26 March 2010.