

**UNIVERSIDADE PRESBITERIANA MACKENZIE  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA E COMPUTAÇÃO**

**Richard John Lintulahti Olandim**

**DIVERSIDADE ESPACIAL NA RECEPÇÃO EM SISTEMAS  
ISDB-Tb**

São Paulo

2015

**UNIVERSIDADE PRESBITERIANA MACKENZIE  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA E COMPUTAÇÃO**

**Richard John Lintulahti Olandim**

**DIVERSIDADE ESPACIAL NA RECEPÇÃO EM SISTEMAS  
ISDB-Tb**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Presbiteriana Mackenzie como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Orientador: Prof. Dr. Cristiano Akamine**

São Paulo  
2015

042d Olandim, Richard John Lintulahti

Diversidade espacial na recepção em sistemas ISDB-Tb / Richard John Lintulahti Olandim - 2015.

108f.:30 cm

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -  
Universidade Presbiteriana Mackenzie, São Paulo, 2015.

Orientação: Prof. Dr. Cristiano Akamine

Bibliografia: f. 90-94

1. Diversidade espacial na recepção. 2. MRC 3. ISDB-Tb.  
4. Sistema brasileiro de TV digital. 5. Radiofrequência. I.  
Título.

CDD 621.38

*Ao meu querido avô, Renato Angelo Olandim (in memoriam).*

## AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Professor Doutor Cristiano Akamine, pela compreensão, ajuda e por todo o conhecimento técnico compartilhado. Também por compartilhar e permitir o uso nesta pesquisa dos arquivos de transmissão no formato ISDB-Tb, provenientes de sua tese de doutorado.

Aos meus pais, Marja Elisabeth Lintulahti Olandim e Renato Angelo Olandim Filho, pelo amor incondicional e pelo suporte durante toda a minha vida acadêmica.

A todos os funcionários e colegas do Laboratório de TV Digital do Mackenzie pelas conversas e ajuda.

Aos colegas do curso do mestrado, em especial ao Sérgio Bimbi, Valdemar Panadés e Vitor Chaves, pelas incontáveis horas de estudo compartilhadas.

Ao Instituto de Tecnologia José Rocha Sérgio Cardoso, pelo aporte financeiro que fez com que esta pesquisa fosse possível.

## RESUMO

No Brasil, o sistema de radiodifusão para conteúdos televisivos em alta definição é o ISDB-Tb. Apesar de robusto, a transmissão de conteúdos neste sistema, como qualquer propagação em radiofrequência, pode sofrer com fatores externos atenuantes, como por exemplo a distorção por propagação em multi-percurso. Uma das técnicas utilizadas em radiocomunicação para que se minimizem os efeitos deste tipo de distorção é a diversidade espacial na recepção, que utiliza múltiplas antenas conectadas a um mesmo receptor. Os sinais, recebidos pelas diferentes antenas, são trabalhados em uma técnica conhecida como MRC ou Combinação de Máxima Razão, de modo que a relação sinal-ruído de saída seja maior do que as relações sinal-ruído individuais, permitindo a decodificação do conteúdo com sucesso, mesmo que os sinais individuais em cada antena não tenham qualidade suficiente para serem decodificados independentemente. Este estudo tem como objetivo propor um método de diversidade espacial na recepção de sinais televisivos no padrão brasileiro ISDB-Tb, ponderando entre as vantagens e desvantagens de sua utilização em regiões de borda de cobertura, onde a recepção do sistema brasileiro de TV digital ainda não é total.

**Palavras-chave:** *Diversidade Espacial na Recepção, MRC, ISDB-Tb, Sistema Brasileiro de TV Digital, Radiofrequência.*

## ABSTRACT

In Brazil, the broadcasting system for television content in high definition is the ISDB-Tb. Although robust, the content transmission in this system, like in any radio frequency propagation, can suffer from external attenuating factors, such as distortion by multipath propagation. One of the techniques used in radio communications for minimizing the effects of this type of distortion is the spatial diversity reception, which uses multiple antennas connected to a single receiver. The signals, received by different antennas, are combined, in a technique known as MRC or Maximal Ratio Combiner, so that the output signal-to-noise ratio is greater than the individual signal-to-noise ratios, allowing the successful decoding of the received content, even though the individual signal in each antenna does not have sufficient quality to be decoded independently. This study aims to establish a method of spatial diversity in receiving television signals in ISDB-Tb, pondering between the advantages and disadvantages of their use in edge regions of coverage, where the reception of the Brazilian digital TV system is not yet total.

**Key-Words:** *Spatial Diversity Reception, MRC, ISDB-Tb, Brazilian Digital Television System, Radio Frequency.*

## Lista de Figuras

Figura 1 – Diagrama de um sistema de comunicação. . . . .	8
Figura 2 – Comportamento do ruído. a) Ruído Gaussiano, b) Densidade espectral de potência. . . . .	10
Figura 3 – Comportamento do multi-percurso. . . . .	12
Figura 4 – Representação gráfica do MER. . . . .	15
Figura 5 – Representação gráfica do Vetor de Erro. . . . .	16
Figura 6 – Sistema de transmissão ISDB-Tb. . . . .	17
Figura 7 – Estágio de modulação no sistema ISDB-Tb . . . . .	18
Figura 8 – Segmentação da banda em sistema ISDB-Tb. . . . .	21
Figura 9 – Configuração da modulação das portadoras OFDM. . . . .	21
Figura 10 – Configuração dos segmentos de dados no modo 3. . . . .	23
Figura 11 – Combinador do segmento de dados. . . . .	24
Figura 12 – Estrutura básica do entrelaçador no tempo. . . . .	25
Figura 13 – Diagrama de blocos do entrelaçador na frequência. . . . .	25
Figura 14 – Espectro de um sinal OFDM com 4 subportadoras, sem intervalo de guarda. . . . .	27
Figura 15 – Sinal OFDM com intervalo de guarda, no tempo. . . . .	28
Figura 16 – Efeitos da tolerância temporal devido à utilização de intervalo de guarda. a) Símbolo temporizado corretamente. b) Símbolo incorretamente temporizado, mas decodificável. c) Símbolo temporizado incorretamente e não decodificável. . . . .	29
Figura 17 – Inserção do intervalo de guarda. . . . .	29
Figura 18 – Estrutura do quadro OFDM para modulação coerente. . . . .	31
Figura 19 – Circuito de geração de PRBS para SP. . . . .	33
Figura 20 – Exemplo de interpolação Linear. . . . .	38
Figura 21 – Exemplo de interpolação Nearest. . . . .	39
Figura 22 – Exemplo de interpolação Cubic. . . . .	40
Figura 23 – Exemplo de interpolação Spline. . . . .	41
Figura 24 – Exemplo de interpolação FFT. . . . .	42
Figura 25 – Sobreposição das pilotos espalhadas a cada quatro símbolos OFDM. . . . .	42
Figura 26 – Diagrama de blocos do sistema ATSC. . . . .	44
Figura 27 – Diagrama de blocos do sistema DVB-T. . . . .	45
Figura 28 – N canais independentes carregando um mesmo sinal. . . . .	48
Figura 29 – Receptor com diversidade na frequência. . . . .	49
Figura 30 – Receptor com diversidade no tempo. . . . .	50
Figura 31 – Receptor com diversidade no espaço. . . . .	51
Figura 32 – Receptor com diversidade seletiva no espaço. . . . .	52
Figura 33 – Receptor com diversidade espacial por combinação em máxima razão. . . . .	54
Figura 34 – Receptor com diversidade espacial por combinação em pré detecção. . . . .	56
Figura 35 – Receptor com diversidade espacial por combinação em pós detecção. . . . .	57
Figura 36 – Comparativo entre sistemas de diversidade. . . . .	58
Figura 37 – Modelo de receptor ISDB-Tb sem diversidade espacial. . . . .	60
Figura 38 – Modelo de receptor ISDB-Tb com MRC em pré detecção. . . . .	61
Figura 39 – Modelo de receptor ISDB-Tb com MRC em pós detecção. . . . .	62
Figura 40 – Simulação em interpolação <i>Nearest</i> . EVM para 64QAM em pré detecção. . . . .	65



Figura 41 – Simulação em interpolação <i>Nearest</i> . MER para 64QAM em pré detecção. . . . .	65
Figura 42 – Simulação em interpolação <i>Nearest</i> . EVM para 64QAM em pós detecção. . . . .	66
Figura 43 – Simulação em interpolação <i>Nearest</i> . MER para 64QAM em pós detecção. . . . .	67
Figura 44 – Simulação em interpolação <i>Linear</i> . EVM para 64QAM em pré detecção. . . . .	68
Figura 45 – Simulação em interpolação <i>Linear</i> . MER para 64QAM em pré detecção. . . . .	68
Figura 46 – Simulação em interpolação <i>Linear</i> . EVM para 64QAM em pós detecção. . . . .	69
Figura 47 – Simulação em interpolação <i>Linear</i> . MER para 64QAM em pós detecção. . . . .	69
Figura 48 – Simulação em interpolação <i>Spline</i> . EVM para 64QAM em pré detecção. . . . .	70
Figura 49 – Simulação em interpolação <i>Spline</i> . MER para 64QAM em pré detecção. . . . .	71
Figura 50 – Simulação em interpolação <i>Spline</i> . EVM para 64QAM em pós detecção. . . . .	72
Figura 51 – Simulação em interpolação <i>Spline</i> . MER para 64QAM em pós detecção. . . . .	72
Figura 52 – Simulação em interpolação <i>Cubic</i> . EVM para 64QAM em pré detecção. . . . .	73
Figura 53 – Simulação em interpolação <i>Cubic</i> . MER para 64QAM em pré detecção. . . . .	73
Figura 54 – Simulação em interpolação <i>Cubic</i> . EVM para 64QAM em pós detecção. . . . .	74
Figura 55 – Simulação em interpolação <i>Cubic</i> . MER para 64QAM em pós detecção. . . . .	74
Figura 56 – Simulação em interpolação <i>FFT</i> . EVM para 64QAM em pré detecção. . . . .	75
Figura 57 – Simulação em interpolação <i>FFT</i> . MER para 64QAM em pré detecção. . . . .	76
Figura 58 – Simulação em interpolação <i>FFT</i> . EVM para 64QAM em pós detecção. . . . .	77
Figura 59 – Simulação em interpolação <i>FFT</i> . MER para 64QAM em pós detecção. . . . .	77
Figura 60 – Simulação em interpolação <i>Bidimensional</i> . EVM para 64QAM em pré detecção. . . . .	78
Figura 61 – Simulação em interpolação <i>Bidimensional</i> . MER para 64QAM em pré detecção. . . . .	79
Figura 62 – Simulação em interpolação <i>Bidimensional</i> . EVM para 64QAM em pós detecção. . . . .	80
Figura 63 – Simulação em interpolação <i>Bidimensional</i> . MER para 64QAM em pós detecção. . . . .	80
Figura 64 – Ganho relativo a uma antena. Modulação QPSK e interpolação <i>Bidimensional</i> . . . . .	81
Figura 65 – Ganho relativo a uma antena. Modulação 16-QAM e interpolação <i>Bidimensional</i> . . . . .	82
Figura 66 – Ganho relativo a uma antena. Modulação 64-QAM e interpolação <i>Bidimensional</i> . . . . .	82
Figura 67 – Constelação 64-QAM ideal. MER = 50dB. . . . .	83
Figura 68 – Constelação 64-QAM sem MRC. MER = 14,3dB. . . . .	84
Figura 69 – Constelação 64-QAM em pós detecção com duas antenas. MER = 20,7dB. . . . .	85
Figura 70 – Constelação 64-QAM em pós detecção com três antenas. MER = 22,2dB. . . . .	85
Figura 71 – Constelação 64-QAM em pós detecção com quatro antenas. MER = 23,7dB. . . . .	86

## Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do modelo tipicamente urbano utilizado . . . . .	14
Tabela 2 – Configurações do quadro OFDM. . . . .	30
Tabela 3 – Agrupamento de pilotos (AC, TMCC) para modulação coerente. . .	32
Tabela 4 – Valor inicial do circuito de geração do PRBS para as SP. . . . .	33
Tabela 5 – Comparação entre ATSC-T, DVB-T e ISDB-Tb . . . . .	46

## Lista de Siglas

<b>8-VSB</b>	<i>8-Vestigial Side Band</i>
<b>16-QAM</b>	<i>16-Quadrature Amplitude Modulation</i>
<b>64-QAM</b>	<i>64-Quadrature Amplitude Modulation</i>
<b>ABERT</b>	Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão
<b>AC</b>	<i>Auxiliary Channel</i>
<b>ANATEL</b>	Agência Nacional de Telecomunicações
<b>ATSC</b>	<i>Advanced Television Systems Committee</i>
<b>AWGN</b>	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
<b>BPSK</b>	<i>Binary Phase-Shift Keying</i>
<b>BTS</b>	<i>Broadcast Transport Stream</i>
<b>CP</b>	<i>Continual Pilot</i>
<b>DBPSK</b>	<i>Differential Binary Phase-Shift Keying</i>
<b>DFT</b>	<i>Discrete Fourier Transform</i>
<b>DQPSK</b>	<i>Differential Quadrature Phase-Shift Keying</i>
<b>DVB-T</b>	<i>Digital Video Broadcasting-Terrestrial</i>
<b>EVM</b>	<i>Error Vector Magnitude</i>
<b>FEC</b>	<i>Forward Error Correction</i>
<b>FFT</b>	<i>Fast Fourier Transform</i>
<b>HDTV</b>	<i>High Definition Television</i>
<b>HE-AAC v2</b>	<i>High-Efficiency Advanced Audio Coding v2</i>
<b>ICI</b>	<i>Inter Carrier Interference</i>
<b>IDFT</b>	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
<b>IEEE</b>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<b>IFFT</b>	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
<b>ISDB-T</b>	<i>Integrated System Digital Broadcasting - Terrestrial</i>
<b>ISDB-Tb</b>	<i>Integrated System Digital Broadcasting-Terrestrial Brazil</i>
<b>ISI</b>	<i>Inter Symbol Interference</i>
<b>MER</b>	<i>Modulation Error Ratio</i>

<b>MPEG-2</b>	<i>Moving Picture Experts Group - 2</i>
<b>MPEG-4</b>	<i>Moving Picture Experts Group - 4</i>
<b>MRC</b>	<i>Maximal Ratio Combiner</i>
<b>NTSC</b>	<i>National Television System Committee</i>
<b>OFDM</b>	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
<b>PAL</b>	<i>Phase Alternating Line</i>
<b>PDF</b>	<i>Probability Density Function</i>
<b>PRBS</b>	<i>Pseudo-Random Binary Sequence</i>
<b>QPSK</b>	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>
<b>RF</b>	Radiofrequência
<b>RMS</b>	<i>Root Mean Square</i>
<b>SBTVD</b>	Sistema Brasileiro de TV Digital
<b>SECAM</b>	<i>Séquentiel Couleur Avec Memoire</i>
<b>SET</b>	Sociedade de Engenharia de Televisão
<b>SNR</b>	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
<b>SP</b>	<i>Scattered Pilot</i>
<b>TMCC</b>	<i>Transmission and Multiplexing Configuration Control</i>
<b>TS</b>	<i>Transport Stream</i>
<b>TSP</b>	<i>Transport Stream Packet</i>

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>vi</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>viii</b>
<b>Lista de Siglas</b>	<b>ix</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivações e Objetivos . . . . .	6
1.2 Organização da Dissertação . . . . .	7
<b>2 Comunicação em Radiofrequência</b>	<b>8</b>
2.1 Introdução . . . . .	8
2.2 Fatores Atenuantes . . . . .	9
2.2.1 Ruído AWGN . . . . .	9
2.2.2 Efeito Doppler . . . . .	10
2.2.3 Multi-Percurso . . . . .	11
2.3 Canal Rayleigh . . . . .	12
2.3.1 Canal Tipicamente Urbano . . . . .	13
2.4 Medidas de Erro - MER . . . . .	14
2.5 Medidas de Erro - EVM . . . . .	15
<b>3 ISDB-Tb</b>	<b>17</b>
3.1 Transmissão . . . . .	17
3.1.1 Re-Multiplexação . . . . .	18
3.1.2 Codificação de Canal . . . . .	19
3.1.2.1 Codificação Externa . . . . .	19
3.1.2.2 Divisão do TS . . . . .	19
3.1.2.3 Dispersor de Energia . . . . .	19
3.1.2.4 Ajuste de Atraso . . . . .	20
3.1.2.5 Entrelaçador de Bytes . . . . .	20
3.1.2.6 Codificação Interna . . . . .	20
3.1.3 Modulação . . . . .	21
3.1.3.1 Ajuste de Atraso . . . . .	22
3.1.3.2 Entrelaçador de bits e mapeamento das portadoras . . . . .	22
3.1.3.3 Fator de Normalização . . . . .	22
3.1.3.4 Segmento de dados . . . . .	22
3.1.3.5 Combinador de Camadas Hierárquicas . . . . .	23
3.1.3.6 Entrelaçador no Tempo . . . . .	24
3.1.3.7 Entrelaçador na Frequência . . . . .	25
3.1.3.7.1 Entrelaçamento entre segmentos . . . . .	26
3.1.3.7.2 Entrelaçamento dentro de segmentos . . . . .	26
3.1.4 OFDM . . . . .	26
3.1.4.1 Transformada Discreta de Fourier . . . . .	26
3.1.4.2 Ortogonalidade . . . . .	27
3.1.4.3 Intervalo de Guarda . . . . .	28
3.1.4.4 Quadro OFDM . . . . .	29
3.1.4.5 Quadro OFDM para Modulação Coerente . . . . .	30

3.1.4.6	Sinais de Referência . . . . .	32
3.1.4.7	Portadoras Piloto SP, AC e TMCC . . . . .	32
3.1.4.8	Sinal em RF . . . . .	34
3.1.4.9	Taxa de Transmissão . . . . .	35
3.2	Recepção . . . . .	35
3.2.1	Sintonizador de RF . . . . .	36
3.2.2	Remoção do Intervalo de Guarda . . . . .	36
3.2.3	Demodulação OFDM Discreta . . . . .	36
3.2.4	Estimação de Canal . . . . .	37
3.3	Outros Sistemas de TV Digital . . . . .	44
3.3.1	ATSC . . . . .	44
3.3.2	DVB-T . . . . .	45
3.3.3	Comparativo . . . . .	45
<b>4</b>	<b>Diversidade</b> . . . . .	<b>47</b>
4.1	Introdução . . . . .	47
4.2	Diversidade na Frequência . . . . .	48
4.3	Diversidade no Tempo . . . . .	49
4.4	Diversidade no Espaço . . . . .	50
4.4.1	Diversidade Seletiva . . . . .	52
4.4.2	Diversidade por Combinação em Máxima Razão . . . . .	53
4.4.3	Diversidade por Combinação em Ganho Igual . . . . .	55
4.4.4	Combinação em Pré ou Pós Detecção . . . . .	55
4.5	Considerações Sobre o Desempenho Da Diversidade Espacial na Recepção . . . . .	57
<b>5</b>	<b>Modelo Proposto</b> . . . . .	<b>59</b>
5.1	Transmissor ISDB-Tb . . . . .	59
5.2	Receptor ISDB-Tb sem Diversidade . . . . .	59
5.3	Receptor ISDB-Tb com Diversidade Espacial - Pré Detecção . . . . .	61
5.4	Receptor ISDB-Tb com Diversidade Espacial - Pós Detecção . . . . .	62
5.5	Simulação . . . . .	63
5.6	Resultados . . . . .	64
5.6.1	64-QAM . . . . .	65
5.6.2	Comparação de Métodos de Modulação . . . . .	81
5.6.3	Comparação de Constelações . . . . .	83
<b>6</b>	<b>Conclusões</b> . . . . .	<b>87</b>
6.1	Sugestões e Trabalhos Futuros . . . . .	89
6.2	Artigos Publicados e em Elaboração . . . . .	89
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> . . . . .	<b>94</b>

# 1 Introdução

A televisão, desde sua invenção, atua como um importante meio de comunicação, informação e entretenimento para toda a humanidade. Para que se possam entender os conceitos envolvidos na recepção de conteúdos digitais e interativos, possíveis com o sistema brasileiro de televisão digital, se faz necessária uma explicação dos conceitos e tecnologias envolvidos na evolução dos aparelhos de televisão.

Televisão é mais do que a junção dos termos "tele" e "visão" que resulta no conceito de enxergar à distância. O termo televisão significa enxergar objetos ou eventos à distância por meio de transmissão elétrica pelo ar. Basicamente, um sistema de televisão é composto por uma câmera, responsável por converter a imagem em questão em sinais elétricos, uma estação transmissora, que é responsável por irradiar estes sinais e o aparelho receptor de televisão, responsável por interpretar os sinais irradiados pela estação transmissora e convertê-los em imagens novamente (SHARMA, 2003).

Os primeiros estudos, relacionados à conversão e transmissão de imagens em movimento à distância, começaram após a descoberta de Willoughby Smith e seu assistente, Joseph May, em 1873, sobre a propriedade de fotocondutividade do elemento Selênio, que possibilitou a criação de câmeras de vídeo, responsáveis pela conversão das imagens observadas em sinais elétricos e os tubos de raios catódicos, responsáveis pela conversão dos sinais elétricos em imagens inteligíveis.

O primeiro sistema de televisão analógica a ser utilizado comercialmente e em larga escala era o preto-e-branco, ou padrão M, nos Estados Unidos, em 1941, onde o sinal elétrico correspondente às imagens transmitidas contém somente a informação de luminância, ou seja, somente as sensações de claro e escuro que foram gravadas pela câmera de vídeo. Neste sistema, utilizam-se 525 linhas por quadro e são transmitidos 30 quadros por segundo. Cada quadro é composto por linhas intercaladas de dois campos subsequentes, ou seja, na prática existem 60 campos por segundo, que são importantes para evitar o efeito conhecido como cintilação, pois a frequência da rede elétrica nos Estados Unidos é de 60Hz (BEDICKS et al., 2004).

Em 1954, surgiu o sistema norte-americano de televisão a cores, denominado *National Television System Committee* (NTSC), que, similarmente ao padrão preto-e-branco

utilizado até então, também utiliza 525 linhas por quadro, 30 quadros e 60 campos por segundo (HARTWIG, 2005).

Nos anos 60, os países europeus começaram a introduzir a televisão a cores, mas, como o sistema NTSC utilizado nos Estados Unidos já estava em uso há vários anos, seus principais defeitos já eram largamente conhecidos. Desta forma, optou-se por um novo sistema, denominado *Phase Alternating Line* (PAL), desenvolvido na Alemanha. Este sistema utiliza 625 linhas por quadro, 25 quadros e 50 campos por segundo, uma vez que a frequência da rede elétrica na Europa é de 50Hz. Este sistema apresenta melhor relação de contraste, maior fidelidade nas cores e pretos mais "profundos" (HARTWIG, 2005).

O terceiro sistema utilizado para transmissão de conteúdos televisivos em cores foi o *Séquentiel Couleur Avec Memoire* (SECAM), desenvolvido na França e na antiga União Soviética, entre 1956 e 1967. O sistema utiliza 625 linhas por quadro, 25 quadros e 50 campos por segundo, como no padrão PAL. A diferença está no método de modulação e nas informações do sinal de cor enviados pela estação transmissora. Este sistema provou-se menos robusto e com desempenho inferior aos demais, não sendo muito utilizado atualmente (BALI, 1994).

Com o avanço da tecnologia, e com a demanda por imagens com melhor definição e maior imunidade a ruídos, surgiu o conceito de *High Definition Television* (HDTV).

O sistema de HDTV possui uma série de vantagens sobre os sistemas analógicos equivalentes. Primeiramente, a imagem utilizada no sistema é projetada em tela mais larga, de proporção 16:9 (enquanto que o sistema analógico projeta imagens em tela de proporção 4:3), o que proporciona uma área útil de visualização maior e de melhor qualidade. Além disso, o áudio dispõe de até seis canais simultâneos, contra apenas 2 do sistema analógico, proporcionando também melhor qualidade de áudio. Outra vantagem proporcionada pelo sistema digital de televisão é a possibilidade de programação simultânea no mesmo canal de transmissão, o que amplia as oportunidades de negócios para a operadora de conteúdo televisivo. O sistema de televisão digital também tem maior robustez no que diz respeito a interferências externas, como multi-percursos, efeito Doppler e interferência por canais adjacentes. Outro ponto a ser ressaltado é que o sistema de televisão digital proporciona uma maior área de cobertura para uma mesma potência de transmissão se comparado ao sistema analógico de televisão digital. Além disso, o sistema de televisão digital possibilita



interatividade com o usuário diretamente no televisor, como enquetes, notícias e canais de compras (BEDICKS et al., 2009).

Em 1998, foram feitas as primeiras transmissões de TV Digital com propagação eletromagnética, sendo que existiam três sistemas principais para radiodifusão destes conteúdos digitais televisivos. Nos Estados Unidos, o sistema adotado foi o *Advanced Television Systems Committee* (ATSC). Na Europa, o sistema adotado foi o *Digital Video Broadcasting-Terrestrial* (DVB-T). No Japão, o sistema adotado foi o *Integrated System Digital Broadcasting - Terrestrial* (ISDB-T), que só foi utilizado comercialmente em 2003 (BEDICKS et al., 2004).

Em 1999, a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) iniciou o processo de avaliação dos vários sistemas para a futura decisão sobre qual o padrão de radiodifusão televisiva deveria ser adotado no Brasil. Em 2003, o Comitê do Sistema Brasileiro de TV Digital (SBTVD) é fundado, ficando responsável pelos estudos que culminariam na escolha do sistema a ser utilizado no Brasil (Fórum SBTVD, 2013).

Um convênio entre a Universidade Presbiteriana Mackenzie, a Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão (ABERT) e a Sociedade de Engenharia de Televisão (SET) foi formado com o objetivo de estudar os três sistemas de radiodifusão de conteúdos de TV Digital mencionados anteriormente (BEDICKS et al., 2004).

O resultado destes estudos, apresentado em 2005 ao Ministério das Comunicações e oficializado em 2006, teve como conclusão que o sistema de TV Digital mais indicado ao cenário brasileiro seria o ISDB-T, desenvolvido no Japão (Fórum SBTVD, 2013).

Apesar de bastante robusto e completo, o sistema ISDB-T foi desenvolvido especificamente para o território japonês. Desta forma, o sistema brasileiro de TV digital não é uma mera cópia do sistema japonês, mas sim um sistema semelhante porém atualizado. Este sistema resultante recebeu o nome de *Integrated System Digital Broadcasting-Terrestrial Brazil* (ISDB-Tb) (Fórum SBTVD, 2013).

Com o desenvolvimento deste novo sistema, diversos países optaram por sua adoção, de modo que os aparelhos e receptores de fabricação nacional funcionam nestes países sem adaptações. Os países que adotaram o ISDB-Tb como sistema de radiodifusão televisiva digital são, além do Brasil, o Peru, a Argentina, o Chile, a Venezuela, o Equador, a Costa

Rica, o Paraguai, a Bolívia, a Nicarágua e o Uruguai (Fórum SBTVD, 2013).

O processo de implementação do sistema brasileiro de TV digital é gradual, para permitir que os usuários de sistemas de recepção analógica tenham tempo para se preparar para o vindouro desligamento total do sistema analógico de televisão (BEDICKS et al., 2009).

A cobertura da transmissão do sistema brasileiro de televisão digital está em constante expansão. A cada ano, diversas novas cidades são incluídas na área de cobertura do sistema. Em maio de 2012, a porcentagem da população do país com acesso à recepção de conteúdo televisivo digital (recepção de, no mínimo, um canal digital) era de aproximadamente 46 % da população total. (ANATEL, 2012).

O baixo percentual de cobertura do sistema brasileiro de televisão digital se deve ao fato de que o processo de ampliação das regiões de cobertura é lento e depende de licenças e concessões do governo e também de investimento das emissoras de conteúdo televisivo para ser realizado, uma vez que são elas as responsáveis pela instalação de transmissores, antenas e repetidores, cruciais na expansão da área de cobertura (Fórum SBTVD, 2013).

Como em qualquer outro segmento de negócios, este investimento por parte das emissoras só é feito quando se vislumbra a oportunidade de retorno financeiro relativo ao investimento necessário. Com isso, mesmo que determinada área seja coberta, não necessariamente estará sob a cobertura de todos os canais de frequências outorgados a cada emissora, uma vez que cada uma deve instalar seus transmissores, antenas e estações repetidoras próprias, relativos ao seu canal televisivo. Os próprios órgãos regulamentadores da televisão digital brasileira concordam que o processo de expansão da malha de cobertura de conteúdos televisivos digitais não é satisfatório e tentam buscar uma solução, junto às emissoras de conteúdo televisivo, para a questão (Fórum SBTVD, 2013).

Mesmo nas áreas com boa cobertura, existem pontos considerados problemáticos do ponto de vista geográfico, uma vez que, muitas vezes, o relevo nas grandes cidades é irregular e o adensamento populacional urbano, refletido em um maior número de construções e edificações, acabam por refletir o sinal irradiado, criando sombras na área de cobertura (CARVALHO, 2003).

Além disso, existem também as áreas que estão na chamada borda de cobertura, com-

posta pelas regiões mais afastadas da estação transmissora, mas ainda dentro da área de cobertura teórica. Nestas regiões, onde a potência do sinal disponível já é bastante baixa, qualquer perturbação, que ocorra no meio de propagação do conteúdo televisivo, pode culminar na não disponibilidade do conteúdo em questão para o telespectador (PAHLAVAN, 2009).

A expansão dos transmissores de conteúdo encontra-se então em uma situação paradoxal: para que exista investimento em infraestrutura de transmissão de conteúdo televisivo digital por parte das emissoras, é necessário que exista um aumento na massa de receptores e consumidores de conteúdo, mas, nas regiões pobremente cobertas pelo sinal, não existem novos consumidores, uma vez que o conteúdo não está disponível.

Um método bastante utilizado para melhorar a recepção em sistemas de transmissão em radiofrequência é a diversidade espacial na recepção. Neste método, duas ou mais antenas, espaçadas tão distantes quanto possível, são utilizadas para receber os sinais irradiados. Seu princípio básico é que antenas posicionadas em locais diferentes receberão variações diferentes de um mesmo sinal. Estes sinais são então combinados e trabalhados matematicamente para que se obtenha um sinal resultante de melhor qualidade (FRENZEL, 2008).

No estudo elaborado por Romani et al. (2011), a utilização de diversidade espacial na recepção de televisão digital em Curitiba proporcionou um ganho na relação sinal ruído do sinal combinado na ordem de 3 dB, quando comparado aos valores medidos nos sinais das antenas separadamente. No trabalho em questão, foi utilizada uma solução desenvolvida no Brasil que utiliza um método de diversidade espacial na recepção chamado de *Maximal Ratio Combiner* (MRC), ou Combinador de Máxima Razão.

No sistema combinador em máxima razão, cada antena recebe uma réplica do sinal transmitido, que é então multiplicado por um ganho proporcional à relação sinal ruído nesta antena e o direciona para um filtro casado. As saídas dos filtros casados são então combinadas linearmente, resultando em um sinal com melhor relação sinal ruído do que os sinais originais presentes nas antenas (JAFARKHANI, 2005).

Desta forma, estima-se que a aplicação de métodos de diversidade espacial na recepção de televisão digital em regiões de borda de cobertura deva resultar em um aumento semelhante da relação sinal/ruído, na ordem de 3dB. Nestas regiões, este ganho pode ser a

diferença entre a demodulação ou não do conteúdo, o que, em outras palavras, significa a possibilidade ou não de o usuário consumir o conteúdo digital da televisão brasileira, desfrutando de todos os seus benefícios.

## 1.1 Motivações e Objetivos

Desde a implementação do SBTVD em meados de 2006, foi possível verificar um aumento na demanda por conteúdos televisivos digitais de alta qualidade de imagem e de som, com maior imunidade a ruídos (BEDICKS et al., 2009).

Esta demanda, por parte dos telespectadores, teve como resultado um grande interesse na implementação e na exploração financeira do SBTVD, por parte das operadoras de televisão e dos empresários envolvidos, uma vez que este novo sistema permite novos modelos de negócios, graças à interatividade, transmissão simultânea de vários programas no mesmo canal de TV e implementação de TV móvel (BEDICKS et al., 2009).

Conforme ressaltado anteriormente, mesmo com todos os benefícios e novos modelos de negócios, a cobertura do território nacional pelo SBTVD ainda é relativamente baixa, com cerca de 46 por cento dos domicílios atendidos em 2012. Vale frisar também que para um domicílio ser considerado atendido, basta existir a recepção de apenas um canal televisivo digital, o que, na prática, limita bastante a variedade de conteúdo disponível para estes telespectadores (ANATEL, 2012).

Como o investimento necessário para se expandir a área de cobertura de um transmissor de conteúdo televisivo é muito alto, existem técnicas, aplicadas nos receptores, que fazem com que equipamentos situados fora da área de cobertura nominal de um transmissor possam receber com sucesso o sinal televisivo, valendo-se para tanto de técnicas de diversidade espacial na recepção, onde duas ou mais antenas são utilizadas nos receptores para melhorar a relação sinal ruído total (ROMANI et al., 2011).

Deste modo, não se faz necessário nenhum investimento por parte das emissoras de conteúdo televisivo e ao mesmo tempo consegue-se uma maior área de cobertura e, conseqüentemente, mais domicílios cobertos pelo sistema brasileiro digital.

Desta forma, este trabalho pretende estudar a tecnologia da diversidade espacial na recepção de conteúdos televisivos digitais no padrão brasileiro, utilizando combinadores

de máxima razão, uma vez que, por estar situada no televisor, esta solução é de menor custo e de menor complexidade se comparada a instalação de novas estações transmissoras de conteúdo televisivo digital. Com isso a situação paradoxal mencionada anteriormente pode ser resolvida, auxiliando na expansão da malha de cobertura do sistema brasileiro de televisão digital como um todo.

Com isso, uma parcela maior da população terá acesso aos benefícios trazidos pelo sistema brasileiro de televisão digital, como interatividade, cultura, educação, entretenimento e informações. Além disso, também proporcionará melhores oportunidades de negócios para as emissoras de conteúdo, uma vez que mais telespectadores poderão ter acesso ao conteúdo e canais de compras (BEDICKS et al., 2009).

## **1.2 Organização da Dissertação**

Para apresentar a proposta de trabalho, esta dissertação foi dividida nesta introdução, onde estão contidas também as motivações e objetivos da pesquisa, esta organização da dissertação e o resumo das contribuições. No segundo capítulo, o sistema ISDB-Tb é detalhado e analisado sob o ponto de vista técnico. O terceiro capítulo traz uma explicação sobre comunicação em radiofrequência, apresentando os principais fatores levados em consideração no dimensionamento e medições de desempenho de um sistema de comunicação. O quarto capítulo apresenta os conceitos da diversidade em um sistema de comunicação. O quinto capítulo apresenta o modelo proposto para simulação computadorizada. O sexto capítulo apresenta os resultados das simulações realizadas e, finalmente, o sétimo capítulo traz as conclusões relevantes provenientes da análise dos resultados da pesquisa.

## 2 Comunicação em Radiofrequência

### 2.1 Introdução

A Figura 1 ilustra o diagrama básico de um sistema de comunicação.

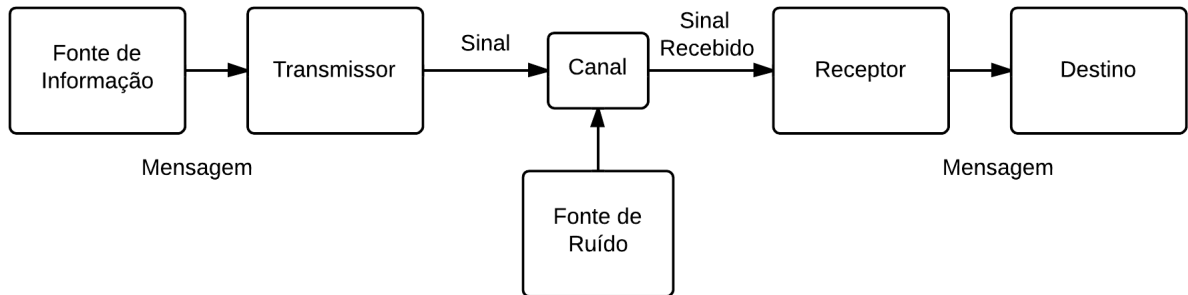


Figura 1: Diagrama de um sistema de comunicação.

Fonte: Adaptado de (SHANNON, 1948)

Segundo Shannon (1948), este sistema é composto por:

- Fonte de informação - Responsável por produzir a mensagem que se deseja comunicar ao destino.
- Transmissor - Responsável por modificar a mensagem de modo a produzir um sinal adequado para transmissão através do canal.
- Canal - Meio utilizado para a transmissão do sinal do transmissor para o receptor. No caso da comunicação em radiofrequência, o canal de transmissão é o ar.
- Fonte de ruído - Conjunto de fatores que degradam o sinal transmitido.
- Receptor - Responsável pela operação inversa do transmissor, reconstruindo a mensagem a partir do sinal transmitido.
- Destino - Pessoa ou objeto para o qual a mensagem é destinada.

Para que se obtenha um sistema de irradiação em radiofrequência de qualidade, uma previsão de cobertura é feita com cálculos que levam em conta diversos fatores pertinentes,

como a potência do transmissor, o perfil topográfico da região a ser coberta e fatores atenuantes do meio onde será implementada a transmissão. Quanto maior é a potência do transmissor utilizado, maior é a sua área de abrangência. De qualquer modo, mais potência no transmissor acarreta em um equipamento mais custoso e, conseqüentemente, menos viável do ponto de vista financeiro (CARVALHO, 2003).

## 2.2 Fatores Atenuantes

Segundo Goldsmith (2004), a comunicação por irradiação de radiofrequências está sujeita a atenuação devido a diversos fatores do meio de transmissão utilizado, como ruído e obstrução física no meio de comunicação. Além disso, o modelamento matemático dos fatores atenuantes deve levar em conta a movimentação relativa entre o transmissor e o receptor.

### 2.2.1 Ruído AWGN

O modelamento matemático mais comum para a simulação de ruído em um sistema de comunicação é o ruído branco Gaussiano e aditivo (MCCLANING, 1959).

O ruído é aditivo pois o mesmo é somado ao sinal em questão. É branco pois sua densidade espectral de potência é distribuída em todo o espectro, em analogia à cor branca, que é composta por todas as frequências do espectro visível (MCCLANING, 1959).

Finalmente, este ruído recebe o nome de Gaussiano pois sua *Probability Density Function* (PDF) é uma distribuição Gaussiana (MCDERMOTT, 1996).

A Figura 2 ilustra o comportamento do ruído branco Gaussiano e aditivo no tempo e na frequência. Nota-se, que o ruído tem amplitude praticamente constante ao longo do tempo, sendo formado por diversas frequências, sendo sua densidade espectral de potência distribuída em uma grande faixa de frequências. Isto significa que a energia contida no sinal do ruído é distribuída de maneira uniforme sendo que a banda de 3dB para este tipo de ruído é, segundo McClaning (1959), de aproximadamente  $1THz$ .

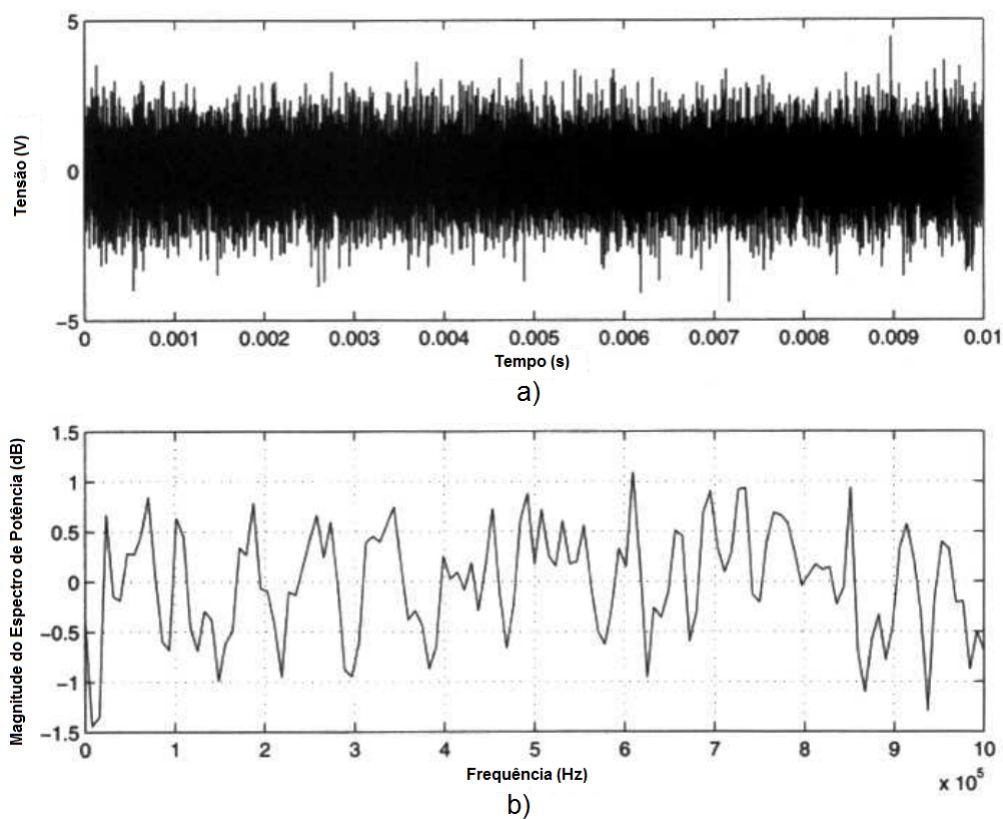


Figura 2: Comportamento do ruído. a) Ruído Gaussiano, b) Densidade espectral de potência.

Fonte: Adaptado de (MCCLANING, 1959)

Vale ressaltar que o ruído *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) representa apenas um tipo de ruído existente nos sistemas de comunicação. Existem outros tipos de ruído, como o de banda estreita. De qualquer forma, neste estudo será analisado somente o comportamento do sistema com ruído AWGN.

### 2.2.2 Efeito Doppler

Efeito Doppler é o nome dado à variação de frequência que ocorre quando existe movimento relativo entre a fonte do sinal e o seu destino (FOSTER, 1948).

No caso das comunicações que fazem uso de ondas eletromagnéticas, o efeito Doppler causa alterações na frequência e no clock recebidos pelo receptor, se o mesmo encontra-se em movimento relativo com a estação transmissora. Quando a distância entre transmissor e receptor é crescente, a frequência do sinal recebido é menor do que aquela irradiada.



Quando a distância entre transmissor e receptor é decrescente, a frequência do sinal recebido é maior do que aquela irradiada (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2009).

A Equação 1 pode ser utilizada para determinar a frequência recebida pelo receptor em um sistema de irradiação de radiofrequências levando-se em consideração o efeito Doppler.

$$f_0 = f_f \frac{v + v_0}{v + v_f} \quad (1)$$

onde  $f_0$  é a frequência recebida no receptor,  $f_f$  é a frequência irradiada pelo transmissor,  $v$  é a velocidade da onda no meio de transmissão considerado,  $v_0$  é a velocidade do receptor em relação ao meio de transmissão considerado e  $v_f$  é a velocidade do transmissor em relação ao meio de transmissão considerado (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2009).

### 2.2.3 Multi-Percurso

Segundo FS1037C (1996), multi-percurso é o nome dado ao fenômeno de propagação que resulta em sinais de radiofrequência chegando à antena de recepção por dois ou mais caminhos.

Diversos fatores podem causar o multi-percurso, como os dutos atmosféricos, reflexão e refração ionosférica e reflexão em objetos como edificações ou o próprio relevo topográfico (FS1037C, 1996).

O multi-percurso devido à reflexão em edificações e relevo topográfico produz cópias do sinal transmitido. Estas cópias, que recebem o nome de sinais em multi-percurso, podem ter atenuação em sua potência, atraso no tempo e variações em sua fase e/ou frequência. Os sinais em multi-percurso e o sinal transmitido originalmente são somados na antena do receptor, o que pode produzir distorções e atenuações no sinal resultante, dificultando sua correta demodulação (GOLDSMITH, 2004).

A Figura 3 ilustra o comportamento do multi-percurso com onda refletida no relevo topográfico. Nesta figura, a estação receptora, à direita na imagem, recebe duas variações de um mesmo sinal transmitido, sendo elas a onda principal, cujo caminho não tem reflexões, e a onda refletida, que possui, em seu trajeto, o relevo como elemento de reflexão, desviando o caminho da mesma de volta para a antena de recepção.

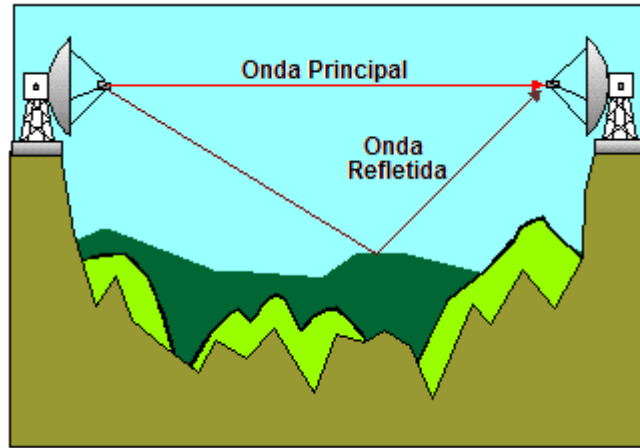


Figura 3: Comportamento do multi-percurso.

Fonte: Adaptado de (FS1037C, 1996)

## 2.3 Canal Rayleigh

Em um sistema afetado por multi-percurso, a fase de cada ramo do multi-percurso varia em  $2\pi$  quando o atraso  $\tau_n(t)$  varia a cada  $\frac{1}{f_c}$ . Se  $f_c$  é grande, pequenas variações de movimento no meio de transmissão podem causar mudanças de  $2/\pi$  radianos. Como a distância entre transmissor e receptor é muito maior do que o comprimento de onda da frequência da portadora, assume-se que a fase é uniformemente distribuída entre 0 e  $2/\pi$  radianos e as fases de cada ramo do multi-percurso são independentes.

Segundo Tse e Viswanath (2005), pode-se modelar matematicamente cada ramo do multi-percurso como uma variável aleatória Gaussiana complexa circularmente simétrica em função do tempo.

Uma variável aleatória, circularmente simétrica, complexa e Gaussiana é da forma apresentada na Equação 2.

$$Z = X + jY \quad (2)$$

onde as partes reais e imaginárias possuem média nula e são variáveis aleatórias Gaussianas independentes e identicamente distribuídas.

Para uma variável aleatória Gaussiana complexa circularmente simétrica  $Z$ ,

$$E[Z] = E[e^{j\theta} Z] = e^{j\theta} E[Z] \quad (3)$$

onde  $E[x]$  é o valor esperado da variável em questão.

A variância da variável aleatória Gaussiana complexa circularmente simétrica dada pela Equação 4.

$$\sigma^2 = E[Z^2] \quad (4)$$

O módulo de  $Z$  possui densidade de probabilidade dada pela Equação 5

$$p(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}}, z \geq 0 \quad (5)$$

Este módulo é chamado de variável aleatória de Rayleigh, e o modelo matemático como um todo recebe o nome de Canal Rayleigh, utilizado para simular ambientes onde existe um alto número de refletores gerando multi-percurso, ou seja, onde não existe visada direta (SANKAR, 2008).

### 2.3.1 Canal Tipicamente Urbano

Para que se possam efetuar simulações e previsões de comportamento do meio de transmissão em sistemas de comunicação por irradiação de radiofrequência, diversos modelos tem sido propostos.

Um destes estudos foi realizado em um grupo formado por entidades e institutos de dez países, sendo eles a Bélgica, a Dinamarca, a Alemanha, a Finlândia, a França, a Itália, a Holanda, a Suécia, a Suíça e o Reino Unido (COST207, 1989).

Quatorze modelos de canal foram propostos pelo COST207 (1989), para permitir que desenvolvedores de sistemas de comunicação pudessem simular os sistemas utilizando um mesmo modelo de canal.

Os modelos de propagação propostos consideram quatro diferentes cenários, sendo eles:

- RA - Modelo para propagação em área rural, composto por dois modelos de canal distintos.
- TU - Modelo para propagação em área tipicamente urbana, composto por quatro modelos de canal distintos.
- BU - Modelo para propagação em área densamente urbana, composto por quatro modelos de canal distintos.

- HT - Modelo para propagação em terreno montanhoso, composto por quatro modelos de canal distintos.

Cada modelo de canal proposto considera diferentes ramos de multi-percurso. Cada ramo de multi-percurso possui um atraso relativo ao sinal transmitido, uma potência relativa e uma característica de Efeito Doppler (MATHWORKS, 2014).

Os modelos propostos tem sido largamente utilizados, sendo que, na prática, se uma simulação comprova que o receptor consegue demodular o conteúdo transmitido utilizando estes modelos, o funcionamento prático do mesmo está praticamente garantido (ROHDE&SCHWARZ, 2001).

Desta forma, o modelo de simulação computadorizada presente neste estudo utiliza uma variação do modelo tipicamente urbano TU-6 proposto por COST207 (1989).

Os parâmetros considerados podem ser observados na Tabela 1.

Tabela 1: Parâmetros do modelo tipicamente urbano utilizado

<b>Parâmetro</b>	<b>Ramo 1</b>	<b>Ramo 2</b>	<b>Ramo 3</b>	<b>Ramo 4</b>	<b>Ramo 5</b>	<b>Ramo 6</b>
Desvanecimento	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh
Perda	3.0 dB	0.0 dB	2.0 dB	6.0 dB	8.0 dB	10.0 dB
Atraso	0.00 us	0.20 us	0.50 us	1.60 us	2.30 us	5.00 us

## 2.4 Medidas de Erro - MER

*Modulation Error Ratio* (MER) é uma medida da *Signal-to-Noise Ratio* (SNR) aplicada a modulações digitais, expressa em (dB). Trata-se da razão entre as componentes reais e complexas de um sinal recebido sobre as componentes reais e complexas de um sinal ideal (National Instruments, 2012).

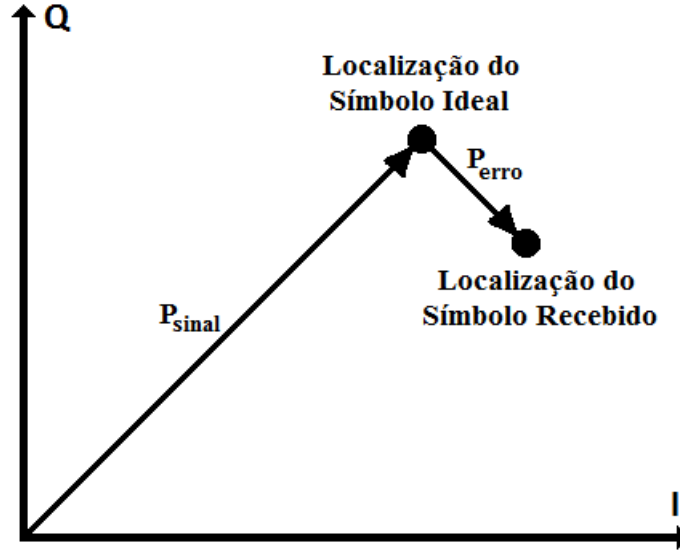


Figura 4: Representação gráfica do MER.

Fonte: Adaptado de (National Instruments, 2012)

Na Figura 4,  $P_{sinal}$  representa a potência *Root Mean Square* (RMS) do sinal ideal transmitido e  $P_{erro}$  representa a potência RMS do vetor de erro.

Desta forma, o valor do MER para  $N$  símbolos pode ser obtido através da Equação 6.

$$MER = 10 \log \left[ \frac{\sum_{j=1}^N (\tilde{I}_j^2 + \tilde{Q}_j^2)}{\sum_{j=1}^N [(I_j - \tilde{I}_j)^2 + (Q_j - \tilde{Q}_j)^2]} \right] \quad (6)$$

onde  $I_j$  é a componente em fase do  $j$ -ésimo símbolo recebido,  $Q_j$  é a componente em quadratura do  $j$ -ésimo símbolo recebido,  $\tilde{I}_j$  é a componente em fase ideal do  $j$ -ésimo símbolo recebido e  $\tilde{Q}_j$  é a componente em quadratura ideal do  $j$ -ésimo símbolo recebido.

## 2.5 Medidas de Erro - EVM

*Error Vector Magnitude* (EVM) é uma medida do desempenho do demodulador na presença de fatores atenuantes. Trata-se da diferença entre a localização, no gráfico de dispersão, do símbolo recebido e o símbolo ideal (National Instruments, 2012).

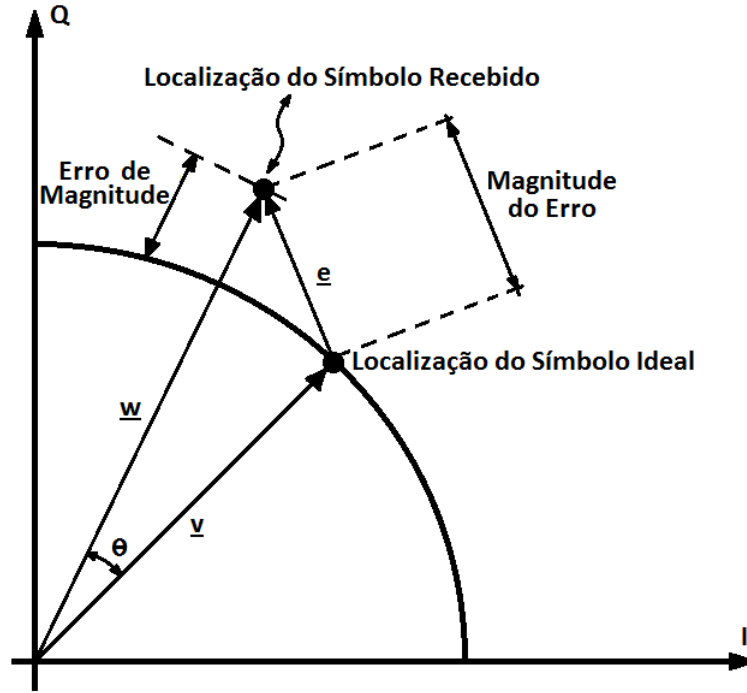


Figura 5: Representação gráfica do Vetor de Erro.  
 Fonte: Adaptado de (National Instruments, 2012)

Na Figura 5,  $\underline{v}$  é vetor símbolo ideal,  $\underline{w}$  é vetor símbolo recebido,  $\underline{w} - \underline{v}$  é o erro de magnitude,  $\theta$  é o erro de fase,  $\underline{e}$  é o vetor magnitude do erro e  $\underline{e}/\underline{v}$  é o EVM.

Seu valor instantâneo RMS para N símbolos pode ser obtido através da Equação 7.

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [(I_j - \tilde{I}_j)^2 + (Q_j - \tilde{Q}_j)^2]}}{|\underline{v}_{max}|} \quad (7)$$

onde  $I_j$  é a componente em fase do j-ésimo símbolo recebido,  $Q_j$  é a componente em quadratura do j-ésimo símbolo recebido,  $\tilde{I}_j$  é a componente em fase ideal do j-ésimo símbolo recebido e  $\tilde{Q}_j$  é a componente em quadratura ideal do j-ésimo símbolo recebido.

### 3 ISDB-Tb

O SBTVD foi desenvolvido para ser utilizado em território nacional tomando como base o sistema japonês ISDB-T e é tecnicamente conhecido como ISDB-Tb. Este sistema é caracterizado pela união entre a base técnica de transmissão do sistema japonês e os padrões mais modernos de compressão digital de áudio e vídeo desenvolvidos no Brasil, permitindo a transmissão de conteúdos em alta definição e qualidade tanto de imagem quanto de som, o que possibilita, além da recepção fixa convencional, a recepção móvel e portátil dos sinais de TV digital (Fórum SBTVD, 2013).

O ISDB-Tb adotou o padrão *Moving Picture Experts Group - 4* (MPEG-4), também conhecido como H.264 para a codificação de vídeo e o *High-Efficiency Advanced Audio Coding v2* (HE-AAC v2) para o áudio (Fórum SBTVD, 2013).

#### 3.1 Transmissão

Segundo a norma NBR15601 (2009), na transmissão uma ou mais entradas contendo feixes de dados *Transport Stream* (TS) devem ser remultiplexadas para que se obtenha um único TS, que será então submetido ao estágio de codificação de canal múltiplo, sendo enviado como um sinal OFDM comum, conforme a Figura 6.

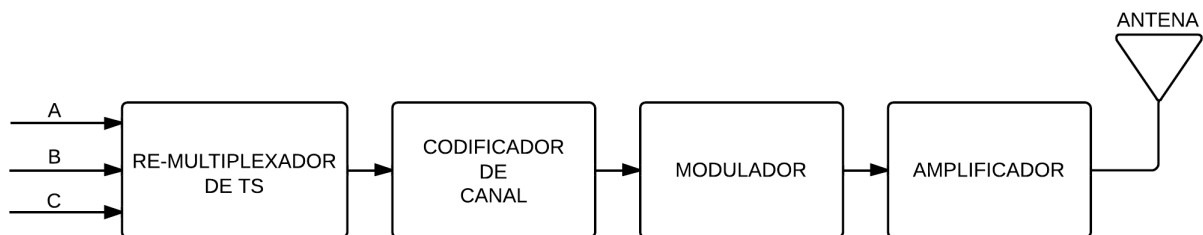


Figura 6: Sistema de transmissão ISDB-Tb.

Fonte: Adaptado de (NBR15601, 2009)

Os estágios do transmissor que precedem o estágio de amplificação e irradiação de radiofrequências podem ser subdivididos em diversos estágios, de acordo com a Figura 7.

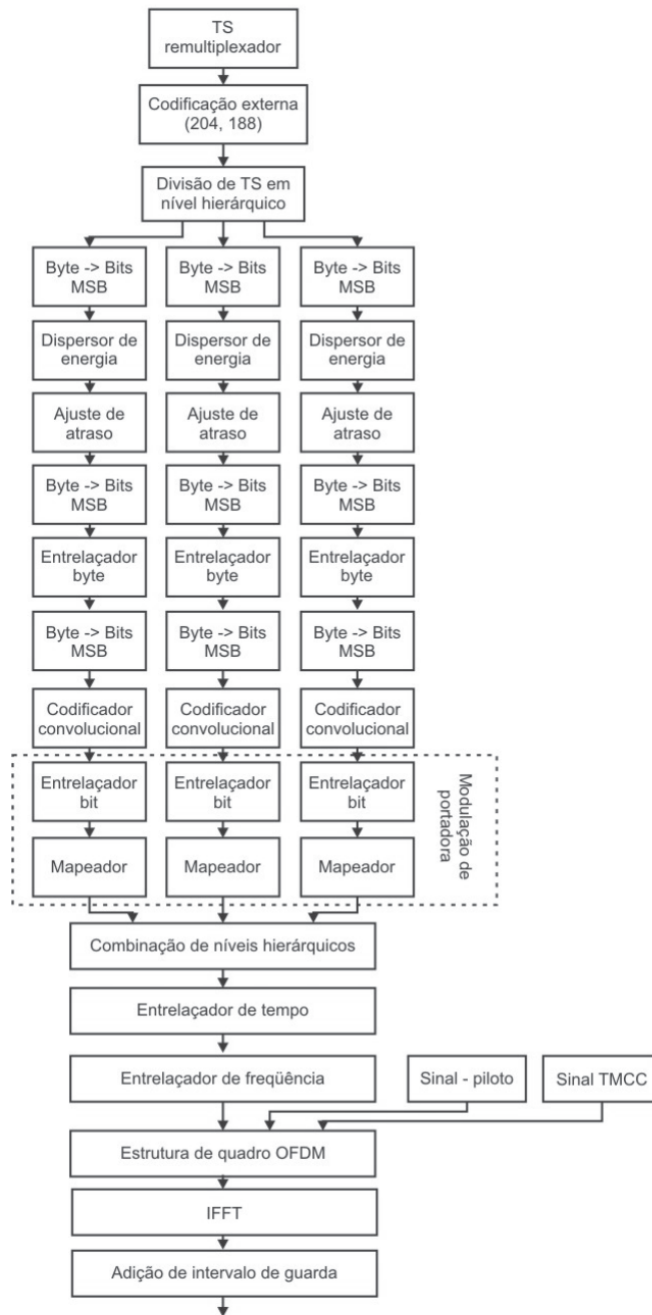


Figura 7: Estágio de modulação no sistema IDSB-Tb

Fonte: (NBR15601, 2009)

### 3.1.1 Re-Multiplexação

O re-multiplexador é responsável por receber os TS *Moving Picture Experts Group - 2* (MPEG-2) de 188 *bytes* e os transformar *Transport Stream Packet* (TSP) de 204 *bytes*. Os TSP são então agrupados em quadros *Broadcast Transport Stream* (BTS) (AKAMINE, 2011).



Dos 204 *bytes* que compõem cada TSP, 187 *bytes* são de programa, 1 *byte* é de sincronismo, 8 *bytes* são de paridade e 8 *bytes* são de informações do sistema (NBR15601, 2009).

### **3.1.2 Codificação de Canal**

A codificação de canal é composta por um codificador externo, do tipo Reed Solomon e um codificador Interno, do tipo convolucional.

#### **3.1.2.1 Codificação Externa**

A Codificação externa é formada por um código de bloco *Reed Solomon* encurtado do tipo RS(204,188) ou seja, 188 *bytes* de entrada resultam em 204 *bytes* codificados na saída. A codificação encurtada RS(204,188) é gerada adicionando-se 51 *bytes* nulos no início dos dados, resultando em um código RS(255,239). Ao final da codificação, os 51 *bytes* nulos são removidos (NBR15601, 2009).

#### **3.1.2.2 Divisão do TS**

O processo de divisão do TSP em camadas hierárquicas divide o TSP re-multiplexado, direcionando cada TSP à sua respectiva camada A, B ou C (AKAMINE, 2004).

#### **3.1.2.3 Dispersor de Energia**

Para que se atinja a dispersão da energia do sinal no domínio da frequência, é utilizado uma *Pseudo-Random Binary Sequence* (PRBS). Esta dispersão de energia se faz necessária para se combater a alta correlação do TS e também para se minimizar o efeito da intermodulação, distribuindo a concentração de energia do espectro (AKAMINE, 2011).

#### 3.1.2.4 Ajuste de Atraso

O entrelaçador de *bytes*, explicado na próxima seção, causa um atraso na transmissão de 11 TSP. Como existem diversos modos possíveis de parametrização do sistema, estes 11 TSP podem resultar em valores de atraso diferentes no tempo.

Desta forma, para que se garanta que o atraso inserido pelo entrelaçador de *bytes* seja sempre de um quadro, para todas as camadas de dados, um atraso proporcional é inserido.

#### 3.1.2.5 Entrelaçador de Bytes

O entrelaçador de *bytes* resulta em um espalhamento dos pacotes provenientes da codificação externa e do dispersor de energia, aumentando sua imunidade a erros de bloco (AKAMINE, 2004).

O entrelaçador é de 12 *bytes*, sendo o byte seguinte ao byte de sincronização direcionado a um caminho de referência que não resulte em atraso.

Além disso, as entradas e saídas são comutadas de maneira cíclica e sequencial de ordem ascendente entre os diferentes caminhos a cada byte.

#### 3.1.2.6 Codificação Interna

A codificação interna é realizada por um código convolucional com descarte de bit selecionado segundo um critério definido (puncionamento). Sua função é a de acrescentar *bits* para que se aumente a capacidade de correção de *bits* errados (AKAMINE, 2004).

Há ainda uma taxa de codificação selecionável no código interno, sendo esta a sequência do sinal de transmissão com puncionamento no tempo.

### 3.1.3 Modulação

O modulador é composto por dois estágios de modulação, sendo o primeiro estágio *Quadrature Phase-Shift Keying* (QPSK), *16-Quadrature Amplitude Modulation* (16-QAM) ou *64-Quadrature Amplitude Modulation* (64-QAM), e o segundo estágio formado por modulação *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM). Além disso, a banda do canal televisivo ISDB-Tb é segmentada, conforme a Figura 8, onde pode-se observar a existência de treze segmentos, cada um com  $\frac{1}{14}$  da banda de 6 MHz do canal. O segmento restante é utilizado como banda de guarda, sendo metade em cada extremo da banda do canal em questão.

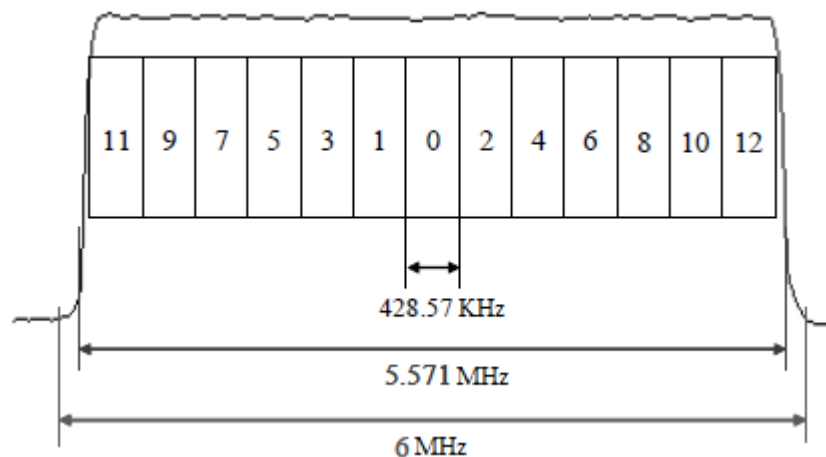


Figura 8: Segmentação da banda em sistema ISDB-Tb.

Fonte: Adaptado de:(AKAMINE, 2004)

A modulação das portadoras do sinal OFDM é realizada por meio da utilização de um entrelaçador de bits e o mapeamento de acordo com as configurações de transmissão, nas constelações QPSK, 16-QAM ou 64-QAM, conforme a Figura 9.

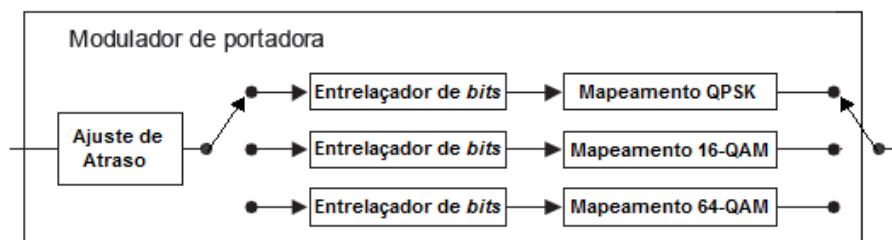


Figura 9: Configuração da modulação das portadoras OFDM.

Fonte: (NBR15601, 2009)

Nota-se que é possível selecionar entre o mapeamento das portadoras em QPSK, 16-QAM ou 64-QAM.

Os blocos que compõem a figura estão explicados nas Seções 3.1.3.1 e 3.1.3.2.

### 3.1.3.1 Ajuste de Atraso

O ajuste de atraso de *bits* tem como função equalizar o atraso devido ao entrelaçador de bits entre as camadas hierárquicas utilizadas, de acordo com o método de modulação utilizado.

### 3.1.3.2 Entrelaçador de bits e mapeamento das portadoras

O entrelaçador de *bits* é formado por um conversor do tipo serial para paralelo, cujo tamanho é variável de acordo com o método de modulação utilizado. Os *bits* são convertidos para 2 *bits* em QPSK, 4 *bits* para 16-QAM e 6 *bits* para 64-QAM.

O entrelaçamento é realizado pela adição de atrasos entre os *bits* de saída.

### 3.1.3.3 Fator de Normalização

Para que a potência média do símbolo OFDM seja mantida constante em todas as modulações disponíveis para utilização, um fator de normalização é utilizado. Este valor varia de acordo com o método de modulação escolhido.

### 3.1.3.4 Segmento de dados

Um segmento de dados representa o conjunto de subportadoras do quadro OFDM que carregam dados.

A Figura 10 ilustra a configuração dos segmentos de dados. Nota-se que o segmento de dados, no domínio do tempo, é composto pelos 204 símbolos OFDM e, no domínio da frequência por 384 símbolos por segmento.

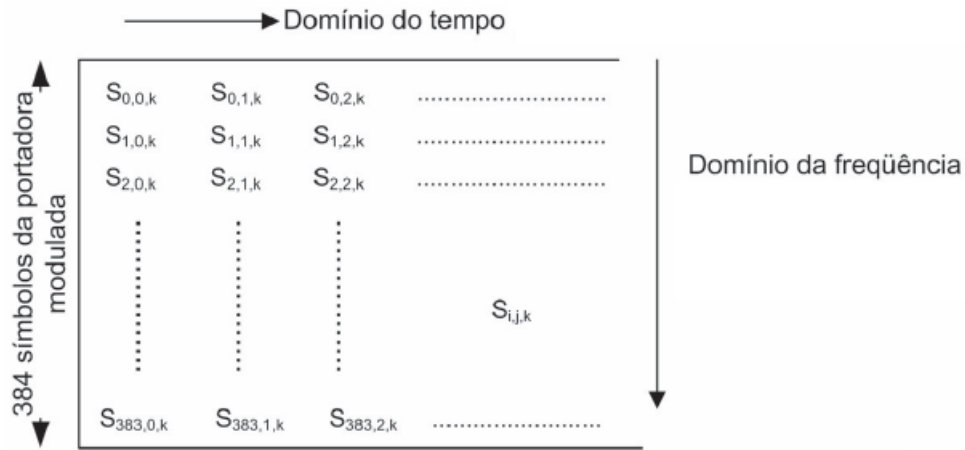


Figura 10: Configuração dos segmentos de dados no modo 3.

Fonte: Adaptado de: (NBR15601, 2009)

Nesta figura,  $S_{i,j,k}$  representa o  $K_{esimo}$  segmento do símbolo da portadora, sendo  $i$  a direção da portadora no segmento OFDM e  $j$  a direção do símbolo no segmento OFDM.

### 3.1.3.5 Combinador de Camadas Hierárquicas

Os segmentos de dados são então combinados, resultando em um símbolo OFDM, conforme a Figura 11.

Cada camada hierárquica do transmissor é composta por um número variável de segmentos. O número de segmentos resultante da soma dos segmentos das camadas A, B e C é igual a 13. O símbolo OFDM é composto pelos segmentos das camadas A, B e C, nesta ordem.

A Figura 11 ilustra a organização dos dados pelo combinador, considerando-se 1 segmento na camada A, 7 segmentos na camada B e 5 segmentos na camada C.

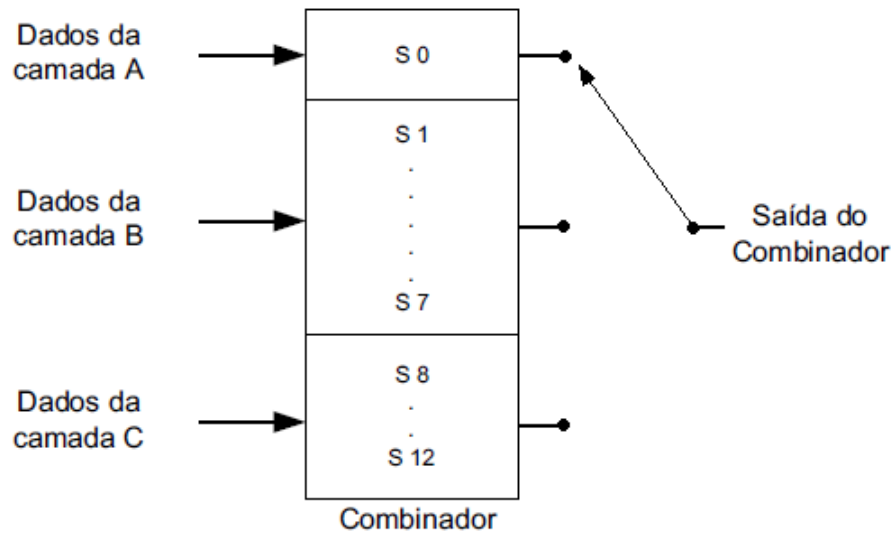


Figura 11: Combinador do segmento de dados.

Fonte: Adaptado de: (FERREIRA, 2009).

Na figura,  $S_i$  representa um dos 13 segmentos que serão transmitidos.

### 3.1.3.6 Entrelaçador no Tempo

O entrelaçador no tempo tem como função espalhar os símbolos mapeados dentro de vários símbolos OFDM, inserindo, para tanto, diferentes atrasos para cada símbolo. A Figura 12 ilustra a estrutura básica do entrelaçador temporal.

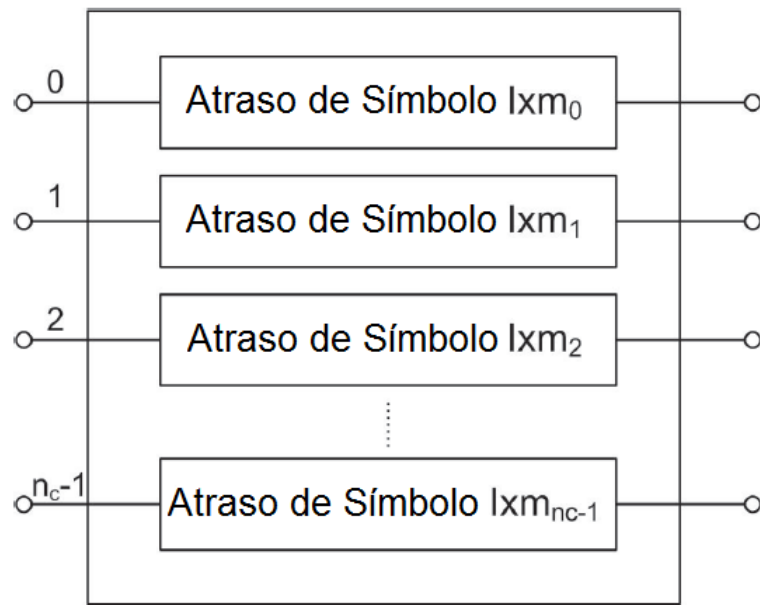


Figura 12: Estrutura básica do entrelaçador no tempo.

Fonte: Adaptado de: (NBR15601, 2009)

### 3.1.3.7 Entrelaçador na Frequência

No estágio de entrelaçamento em frequência, os dados são processados de acordo com o método de modulação e tipo de recepção utilizados (NBR15601, 2009).

A Recepção parcial refere-se aos dados do primeiro segmento, quando o sistema é configurado para recepção móvel (NBR15601, 2009).

A Figura 13 ilustra o diagrama de blocos do entrelaçador na frequência.

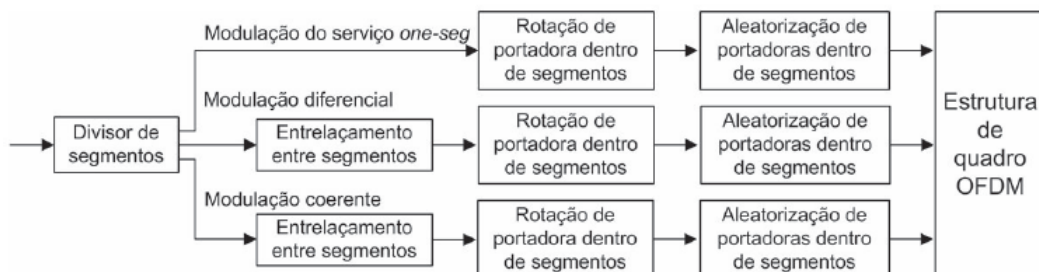


Figura 13: Diagrama de blocos do entrelaçador na frequência.

Fonte: (NBR15601, 2009)

Os blocos que compõem este estágio estão explicados nas Seções 3.1.3.7.1 e 3.1.3.7.2.

### **3.1.3.7.1 Entrelaçamento entre segmentos**

No entrelaçamento entre segmentos, os dados pertencentes a um mesmo tipo de modulação e segmentos diferentes são embaralhados entre si e então agrupados de acordo com o número de portadoras por segmento, de modo que a organização dos segmentos seja respeitada (FERREIRA, 2009).

### **3.1.3.7.2 Entrelaçamento dentro de segmentos**

No entrelaçamento dentro de segmentos, as portadoras pertencentes a um mesmo segmento são entrelaçadas entre si, por meio de rotação e aleatorização de portadoras (FERREIRA, 2009).

## **3.1.4 OFDM**

O sistema OFDM tem como premissa dividir os dados a serem transmitidos em uma quantidade de subportadoras simultâneas (MASSEL, 2003).

As frequências das subportadoras são ortogonais entre si, o que elimina a *Inter Carrier Interference* (ICI). Além disso, o OFDM adota um intervalo de guarda entre os símbolos. Este intervalo de guarda contém uma extensão cíclica do símbolo OFDM, o que elimina a *Inter Symbol Interference* (ISI) dentro do intervalo de guarda (AKAMINE, 2004).

O OFDM permite a recepção de sinais afetados por multi-percurso e desvanecimento do canal, sendo adotado por diversos sistemas de televisão digital (AKAMINE, 2004).

### **3.1.4.1 Transformada Discreta de Fourier**

A transformada discreta de Fourier é uma variação da transformada comum onde os sinais em questão são digitais, ou seja, amostrados no domínio do tempo e da frequência. O método matemático mais utilizado para a aplicação da transformada discreta de Fourier em sistemas computadorizados é a transformada rápida de Fourier (MATIC, 1999a).



No transmissor de sistemas que fazem uso de codificação OFDM, o sinal a ser transmitido é definido e amostrado no domínio da frequência, de modo que cada subportadora corresponde a um elemento do espectro discreto de Fourier (MATIC, 1999a).

Em um sistema OFDM, a modulação e a demodulação são realizadas pelas transformadas *Inverse Discrete Fourier Transform* (IDFT) e *Discrete Fourier Transform* (DFT), respectivamente.

Computacionalmente, são utilizadas as transformadas rápidas de Fourier, *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) e *Fast Fourier Transform* (FFT).

### 3.1.4.2 Ortogonalidade

Em sistemas OFDM, as frequências das subportadoras são matematicamente ortogonais, fazendo com que as bandas laterais de cada subportadora se sobreponham de modo que, na frequência central de cada subportadora, exista um nulo, o que minimiza a ICI, conforme a Figura 14 (MATIC, 1999b).

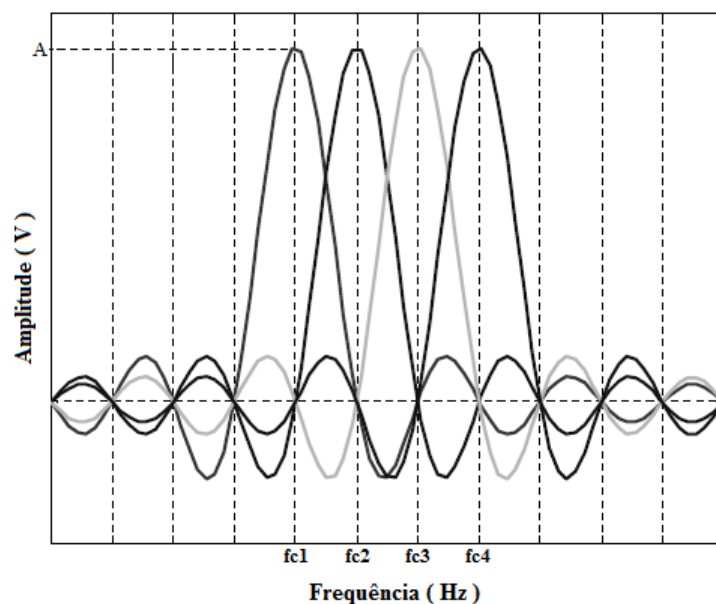


Figura 14: Espectro de um sinal OFDM com 4 subportadoras, sem intervalo de guarda.

Fonte: Adaptado de (AKAMINE, 2004)

### 3.1.4.3 Intervalo de Guarda

O efeito do multi-percurso pode fazer com que a energia de cada subportadora interfira nas subportadoras adjacentes, causando ISI em símbolos consecutivos. Para se combater esta interferência, um intervalo de guarda é adicionado ao sinal transmitido, de modo que cada símbolo OFDM seja precedido por uma cópia de parte do próprio sinal transmitido (MATIC, 1999a).

Desta forma, a duração total do símbolo é dada pela Equação 8.

$$T_{total} = T_g + T \quad (8)$$

onde  $T_g$  é o tempo de guarda e  $T$  é a duração do símbolo útil.

Quando o intervalo de guarda é maior do que o atraso de multi-percurso, a ISI pode ser eliminada (MATIC, 1999a).

A Figura 15 ilustra um sinal OFDM com intervalo de guarda no domínio do tempo. Nesta figura, pode-se observar que parte da informação contida no sinal que compõe o símbolo  $N$ , destacada em negrito, está repetida na duração do intervalo de guarda.

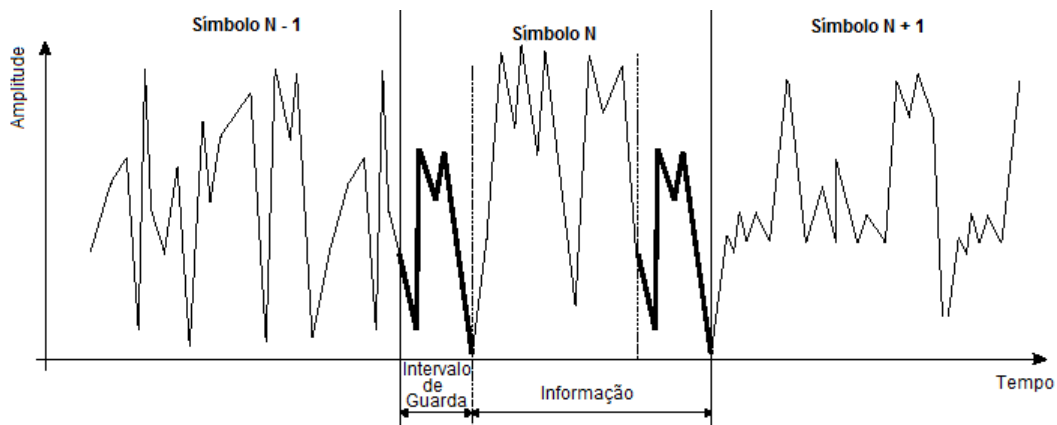


Figura 15: Sinal OFDM com intervalo de guarda, no tempo.

Fonte: Adaptado de (MATIC, 1999a)

A Figura 16 ilustra a tolerância temporal, devido à utilização do intervalo de guarda. Nota-se que em *a*), o símbolo recebido, representado pela linha tracejada correspondente, está corretamente sincronizado, uma vez que sua duração coincide com a duração do

símbolo originalmente transmitido. Em *b*), apesar de o símbolo recebido estar incorretamente sincronizado, ainda pode-se decodificá-lo com sucesso, pois o início do mesmo coincide com o intervalo de guarda do sinal originalmente transmitido. Finalmente, em *c*), o símbolo recebido está incorretamente sincronizado e não é decodificável, uma vez que seu início sobrepõe ao final do símbolo anteriormente transmitido.

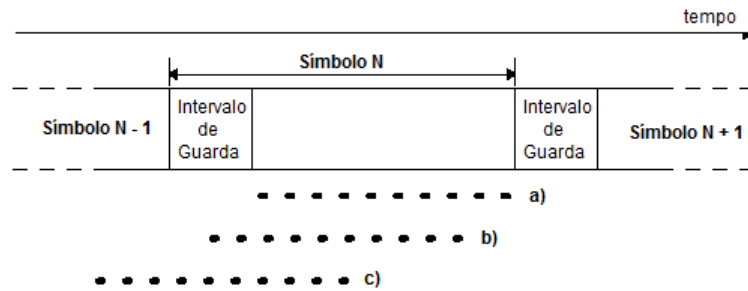


Figura 16: Efeitos da tolerância temporal devido à utilização de intervalo de guarda. a) Símbolo temporizado corretamente. b) Símbolo incorretamente temporizado, mas decodificável. c) Símbolo temporizado incorretamente e não decodificável.

Fonte: Adaptado de: (MATIC, 1999a)

No ISDB-Tb, no final da saída de dados do IFFT, adiciona-se um intervalo de guarda, no começo do símbolo efetivo, conforme a Figura 17.



Figura 17: Inserção do intervalo de guarda.

Fonte: (NBR15601, 2009)

### 3.1.4.4 Quadro OFDM

No ISDB-Tb, a transmissão do sinal é organizada em quadros de 204 símbolos OFDM, duração  $T_F$  e divisão em 13 segmentos de banda. Cada símbolo OFDM é constituído por  $K = 5617$  portadoras no modo 3 com duração  $T_S$ . As informações de um quadro OFDM estão contidas na Tabela 2.

Tabela 2: Configurações do quadro OFDM.

Modo		Modo 1		Modo 2		Modo 3	
Largura de banda		3000/7 = 428.57 ...kHz					
Espaçamento entre portadoras		250/63 = 3.968 ...kHz		125/63 = 19841...kHz		125/126 = 0.99206 ...kHz	
Número de portadoras	Total	108	108	216	216	432	432
	Dados	96	96	192	192	384	384
	SP	9	0	18	0	36	0
	CP	0	1	0	1	0	1
	TMCC	1	5	2	10	4	20
	AC1	2	2	4	4	8	8
	AC2	0	4	0	9	0	19
Modulação		QPSK 16-QAM 64-QAM	DQPSK	QPSK 16-QAM 64-QAM	DQPSK	QPSK 16-QAM 64-QAM	DQPSK
Símbolos por quadro		204					
Tamanho do símbolo		252us		504us		1008us	
Intervalo de guarda		63 us (1/4)		126 us (1/4)		252 us (1/4)	
		31.5 us (1/8)		63 us (1/8)		126 us (1/8)	
		15.75 us (1/16)		31.5 us (1/16)		63 us (1/16)	
		7.874 us (1/32)		15.75 us (1/32)		31.5 us (1/32)	
Tamanho do quadro		64.26 us (1/4)		128.52 us (1/4)		257.04 us (1/4)	
		57.834 us (1/8)		115.668 us (1/8)		231.336 us (1/8)	
		54.621 us (1/16)		109.242 us (1/16)		218.484 us (1/16)	
		53.0145 us (1/32)		106.029 us (1/32)		212.058 us (1/32)	
Frequência de amostragem IFFT		512/63 = 8.12698 ...MHz					
Codificação Interna		Codificador convolucional (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)					
Codificação Externa		RS(204,188)					

Vale ressaltar que a modulação *Differential Quadrature Phase-Shift Keying* (DQPSK) e os modos de operação 1 e 2 não são utilizados comercialmente. Desta forma, não estão explicados neste trabalho.

### 3.1.4.5 Quadro OFDM para Modulação Coerente

A estrutura de quadro OFDM é constituída por 432 portadoras por segmento para o modo 3. Dentre estas portadoras, estão as chamadas portadoras piloto *Scattered Pilot*

(SP), *Auxiliary Channel* (AC) e *Transmission and Multiplexing Configuration Control* (TMCC).

A Figura 18 ilustra a disposição destas portadoras em um quadro OFDM, onde  $S_{ij}$  representa o símbolo da portadora no segmento de dados e  $N_c$  representa o índice da portadora. Nota-se que o SP repete-se a cada 12 portadoras na direção das portadoras e a cada 4 símbolos OFDM, na direção dos símbolos.

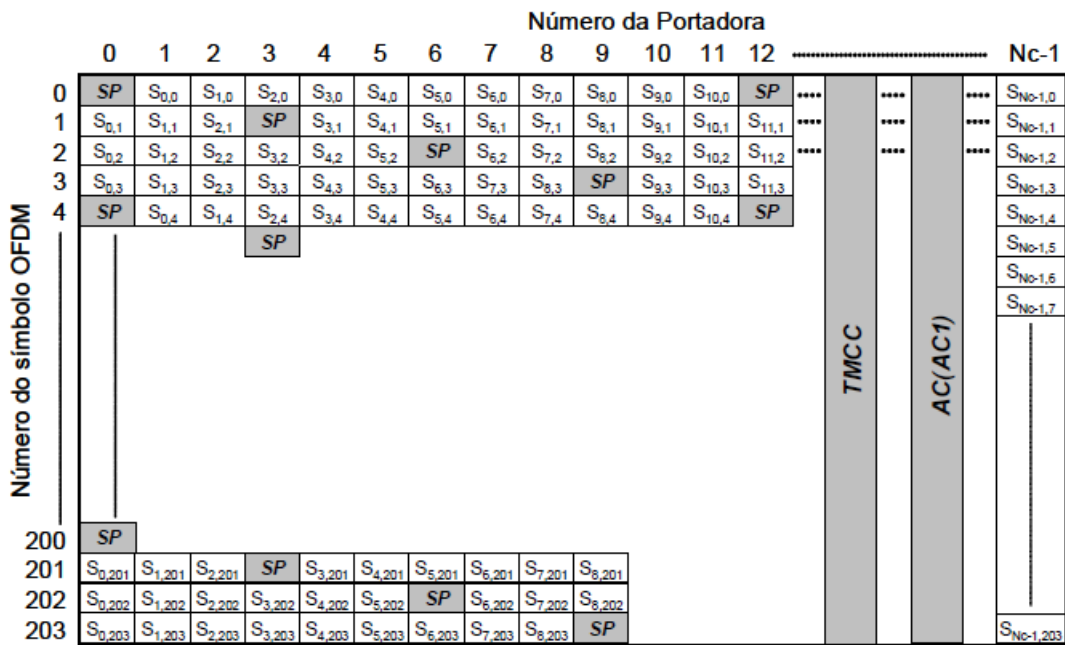


Figura 18: Estrutura do quadro OFDM para modulação coerente.

Fonte: (NBR15601, 2009)

Além disso, as portadoras AC e TMCC são distribuídas de acordo com a Tabela 3, onde estão descritas as posições das portadoras em questão em cada um dos 13 segmentos.

Tabela 3: Agrupamento de pilotos (AC, TMCC) para modulação coerente.

Modo 3													
Segmento No.	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
TMCC 1	70	44	83	23	86	31	101	17	49	85	25	47	61
TMCC 2	133	155	169	178	152	191	131	194	139	209	125	157	193
TMCC 3	233	265	301	241	263	277	286	260	299	239	302	247	317
TMCC 4	410	355	425	341	373	409	349	371	385	394	368	407	347

Estas posições são conhecidas pelo receptor, o que auxilia no estágio de estimação de canal.

### 3.1.4.6 Sinais de Referência

Fazem parte do quadro OFDM diversas portadoras, moduladas com informações de referência, conhecidas pelo demodulador. A potência de transmissão destas portadoras é maior do que a potência de transmissão das portadoras de dados. O conteúdo destas portadoras é chamado de piloto contínua ou piloto espalhada (AKAMINE, 2004).

O número de portadoras destinadas a dados é constante em cada segmento, 384 para o modo 3.

As demais portadoras são divididas em SP, *Continual Pilot* (CP), AC e TMCC.

### 3.1.4.7 Portadoras Piloto SP, AC e TMCC

As portadoras piloto são transmitidas com potência 33% maior do que as demais portadoras, o que aumenta sua imunidade ao ruído.

O sinal piloto espalhado é um sinal *Binary Phase-Shift Keying* (BPSK) com equação do polinômio gerador dada pela Equação 9. Sua função é auxiliar no sincronismo e na demodulação, já que sua posição é conhecida pelo receptor.

$$G(x) = X^{11} + X^9 + X^0 \quad (9)$$

A Figura 19 ilustra o funcionamento do gerador PRBS que define o valor da portadora SP, onde  $W_i$  representa o *bit* de saída do gerador e  $D$  representa cada um dos 11 registradores de deslocamento utilizados. O nono *bit* é somado ao *bit* de saída e o valor resultante desta soma é assumido como o primeiro valor do gerador, sendo todos os valores subsequentes deslocados em uma posição.

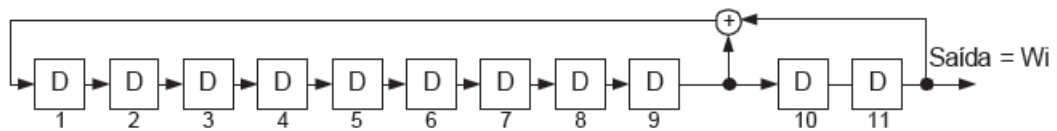


Figura 19: Circuito de geração de PRBS para SP.

Fonte: (NBR15601, 2009)

O valor inicial do gerador PRBS é tabelado. A Tabela 4 traz os valores iniciais do gerador PRBS para cada modo em cada um dos 13 segmentos, sendo o *bit* da esquerda o menos significativo.

Tabela 4: Valor inicial do circuito de geração do PRBS para as SP.

Número do segmento	Valor inicial no modo 3
11	11111111111
9	11011100101
7	10010100000
5	01110001001
3	00100011001
1	11100110110
0	00100001011
2	11100111101
4	01101010011
6	10111010010
8	01100010010
10	11110100101
12	00010011100

Os sinais de controle TMCC e AC são transmitidos em *Differential Binary Phase-Shift Keying* (DBPSK), tendo como objetivo informar ao receptor os parâmetros da transmissão e informações auxiliares (NBR15601, 2009).

### 3.1.4.8 Sinal em RF

O formato do sinal a ser transmitido, na banda de RF, segue as Equações 10 e 11.

$$s(t) = \text{Re} \left( e^{j2\pi f_c t} \sum_{n=0}^{\text{inf}} \sum_{k=0}^{K-1} c(n, k) \psi(n, k, t) \right) \quad (10)$$

$$\psi(n, k, t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k-K_c}{T_u} (t - T_g - nT_s)} & nT_s \leq t \leq (n+1)T_s \\ 0 & t < nT_s, (n+1)T_s \leq t \end{cases} \quad (11)$$

onde:

- $k$  é o número de portadoras;
- $n$  é o número do símbolo OFDM;
- $K$  é o número de portadoras transmitidas no modo 3;
- $T_s$  é a duração do símbolo OFDM com intervalo de guarda;
- $T_u$  é a duração da parte útil do símbolo OFDM;
- $T_g$  é a duração do intervalo de guarda;
- $f_c$  é o centro da frequência do sinal de RF;
- $K_c$  é o número da portadora correspondendo ao centro da frequência de RF;
- $c(n, k)$  é o vetor complexo do sinal ponto correspondente ao símbolo de número  $n$  e portadora de número  $k$ ;
- $s(t)$  é o sinal de RF.



### 3.1.4.9 Taxa de Transmissão

A taxa útil de bits transmitida pelo sistema ISDB-Tb pode ser calculada utilizando-se as Equações 12 e 13.

$$R_b = \frac{1}{T_u} N_c M_d R_{cc} R_{rs} k' N_s \quad (12)$$

$$k' = \frac{1}{k + 1} \quad (13)$$

onde:

- $R_b$  é a taxa de bits efetiva transmitida;
- $N_s$  é o número de segmentos;
- $T_u$  é o tempo útil do símbolo OFDM;
- $M_d$  é o método de modulação (QPSK=2, 16-QAM=4 e 64-QAM=6);
- $N_c$  é o número de portadoras úteis;
- $R_{cc}$  é a razão do decodificador convolucional;
- $R_{rs}$  é a razão do codificador Reed Solomon;
- $k$  é a razão do intervalo de guarda;

## 3.2 Recepção

O receptor proposto neste estudo foi desenvolvido com base na norma NBR15604 (2009).

Além disso, assume-se também que a demodulação é coerente, ou seja, o receptor com perfeita recuperação de relógio e sincronismo.

### 3.2.1 Sintonizador de RF

O primeiro estágio do receptor ISDB-Tb é o sintonizador de Radiofrequência (RF), composto pela antena e o sintonizador propriamente dito. Vale ressaltar que, no caso de recepção com diversidade espacial, existem mais pares de antenas e sintonizadores de RF.

A antena tem como função captar e converter a energia eletromagnética irradiada pelo transmissor em energia eletromagnética guiada para a linha de transmissão de entrada do receptor ISDB-Tb.

O sintonizador de RF, por sua vez, recebe o sinal captado pela antena em banda passante (em uma determinada frequência de portadora) e o converte em uma frequência intermediária para posterior processamento.

No simulador proposto neste trabalho, o sinal transmitido e recebido foi trabalhado em banda base.

O sinal resultante deste estágio pode ser calculado seguindo a equação 14

$$y(n) = x(n) * h(n) + w(n) \quad (14)$$

onde  $x(n)$  é o sinal transmitido,  $h(n)$  é a resposta ao impulso do canal de transmissão e  $w(n)$  é o ruído AWGN.

### 3.2.2 Remoção do Intervalo de Guarda

Neste estágio, o intervalo de guarda inserido no transmissor é removido do sinal recebido.

Desta forma, obtém-se somente a informação útil do sinal, sem a redundância proporcionada pelo intervalo de guarda.

### 3.2.3 Demodulação OFDM Discreta

Nesta etapa, é realizada a demodulação do sinal OFDM recebido.

Para tanto, é utilizada a FFT, que é o processo inverso da modulação OFDM que

ocorre no transmissor.

Além disso, neste estágio são removidos também os símbolos nulos, sem informação útil.

O sinal resultante deste estágio pode ser calculado seguindo a equação 15

$$Y(k) = FFT \{y(n)\} \quad (15)$$

### 3.2.4 Estimação de Canal

Após a demodulação do sinal OFDM, é realizada a estimação de canal, que utiliza a informação conhecida dos pilotos de referência para corrigir a constelação das subportadoras de dados através de interpolação. Neste estágio, estimam-se a variação de amplitude e fase de todas as subportadoras de um símbolo OFDM (AKAMINE, 2004).

No estimador desenvolvido neste trabalho, considera-se que a duração do intervalo de guarda ultrapassa a duração da resposta ao impulso do canal e assume-se que exista perfeito sincronismo.

Desta forma, o sinal recebido na entrada do estimador pode ser determinado pela equação 16.

$$Y(k) = X(k)H(k) + W(k) \quad (16)$$

Primeiramente, o sinal das portadoras pilotos espalhadas  $Y_p(k)$  é extraído de  $Y(k)$ .

A função de transferência é calculada de acordo com a equação 17.

$$\hat{H}_p(k) = \frac{Y_p(k)}{X_p(k)} \quad (17)$$

A partir desta etapa, deve-se realizar a interpolação da função de transferência de acordo com as portadoras SP.

No estimador desenvolvido, diversos métodos podem ser escolhidos para testes comparativos de desempenho. Estão disponíveis métodos de interpolação unidimensional, ou seja, somente na frequência e bidimensional, onde a interpolação é realizada no tempo e na frequência.

Os métodos disponíveis de interpolação unidimensional são as interpolações *Linear*, *Nearest*, *Cubic*, *Spline* e *FFT*.

Na interpolação *Linear*, o interpolante entre dois pontos conhecidos é uma reta, calculado por um polinômio de primeiro grau, conforme o exemplo da Figura 20.

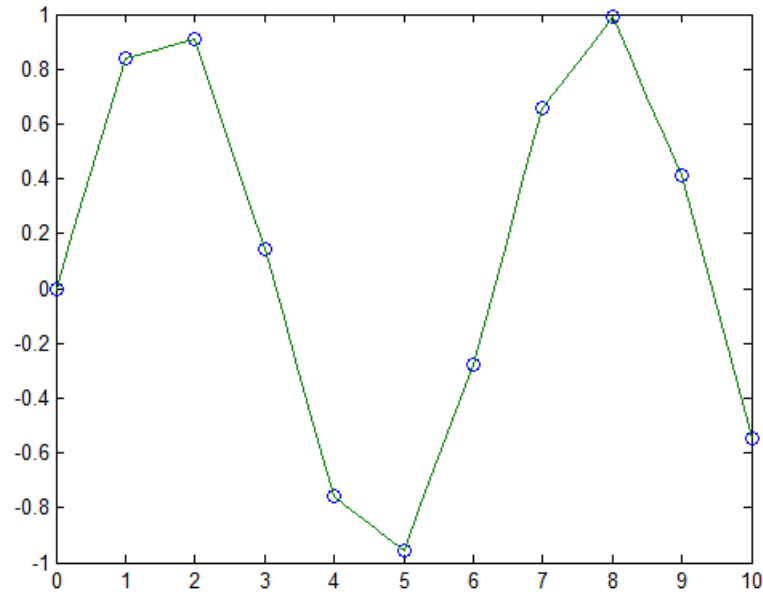


Figura 20: Exemplo de interpolação Linear.

O polinômio de primeiro grau mencionado segue a Equação 18.

$$y = y_0 + (y_1 - y_0) \frac{x - x_0}{x_1 - x_0} \quad (18)$$

Na interpolação *Nearest*, o interpolante escolhido para um determinado ponto é dado pelo valor de seu vizinho mais próximo, conforme o exemplo da Figura 21.

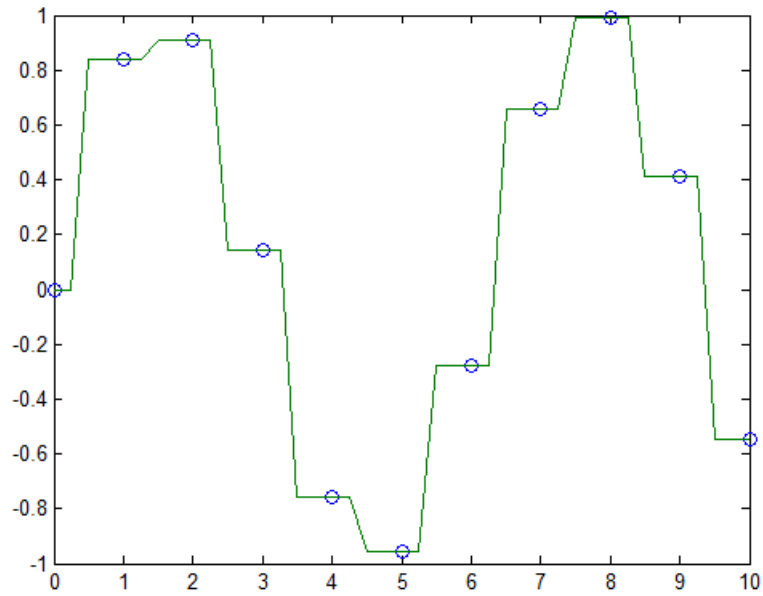


Figura 21: Exemplo de interpolação Nearest.

A Equação 19 é utilizada para encontrar o valor interpolado neste método.

$$y = y_1 \tag{19}$$

Na interpolação *Cubic*, o interpolante entre dois pontos conhecidos é uma curva, calculada por um polinômio de terceiro grau, conforme o exemplo da Figura 22.

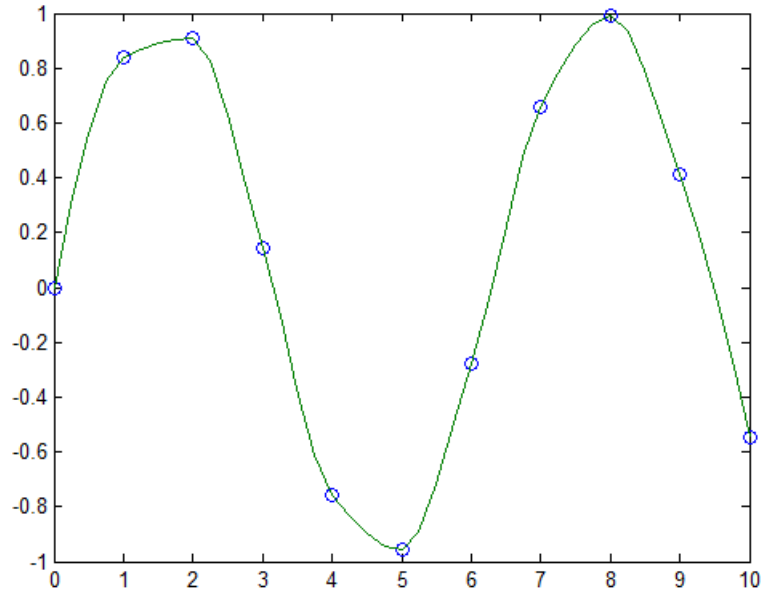


Figura 22: Exemplo de interpolação Cubic.

No intervalo entre  $(0, 1)$ , dado um ponto inicial  $P_0$  em  $t = 0$  e um ponto final  $P_1$  em  $t = 1$  com tangente inicial  $m_0$  em  $t = 0$  e tangente final  $m_1$  em  $t = 1$ , o polinômio pode ser definido pela Equação 20.

$$P(t) = (2t^3 - 3t^2 + 1)p_0 + (t^3 - 2t^2 + t)m_0 + (-2t^3 + 3t^2)p_1 + (t^3 - t^2)m_1 \quad (20)$$

Na interpolação *Spline*, o interpolante entre dois pontos conhecidos é uma curva, calculada por um polinômio híbrido *Spline*, conforme o exemplo da Figura 23.

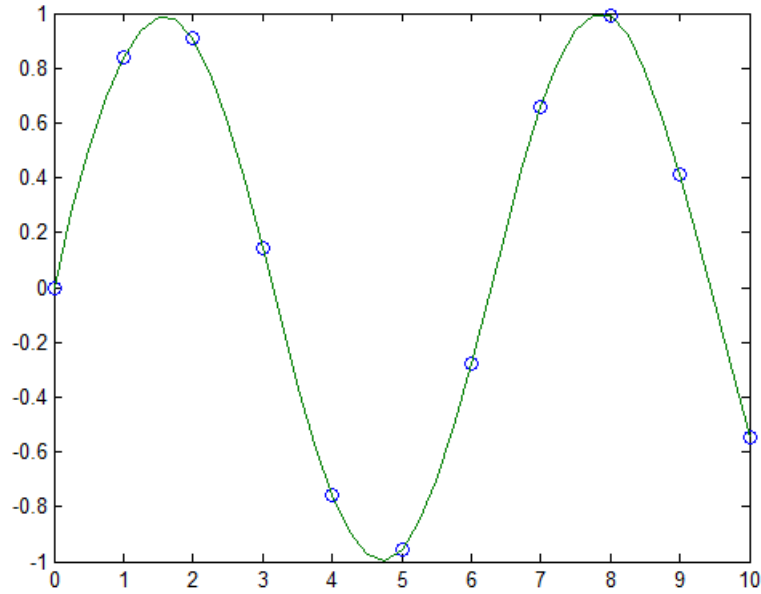


Figura 23: Exemplo de interpolação Spline.

Considerando um polinômio de terceira ordem  $q(x)$ , onde  $q(x_1) = y_1$ ,  $q(x_2) = y_2$ ,  $q'(x_1) = k_1$  e  $q'(x_2) = k_2$ , o polinômio híbrido *Spline* mencionado pode ser definido pela Equação 21.

$$q = (1 - t)y_1 + ty_2 + t(1 - t)(a(1 - t) + bt) \quad (21)$$

onde  $t = \frac{x-x_1}{x_2-x_1}$ ,  $a = k_1(x_2 - x_1) - (y_2 - y_1)$  e  $b = -k_2(x_2 - x_1) + (y_2 - y_1)$ .

Na interpolação *FFT*, aplica-se a transformada de *Fourier* no sinal original no tempo com  $N$  pontos,  $y(n)$ , produzindo seu equivalente no domínio da frequência,  $Y(m)$ . Após este processo, adicionam-se  $(M - 1)N$  zeros em  $Y(m)$ . Posteriormente, a transformada inversa de *Fourier* é aplicada em  $Y(m)$ , resultando no sinal interpolado no tempo,  $s(n)$ , conforme o exemplo da Figura 24.

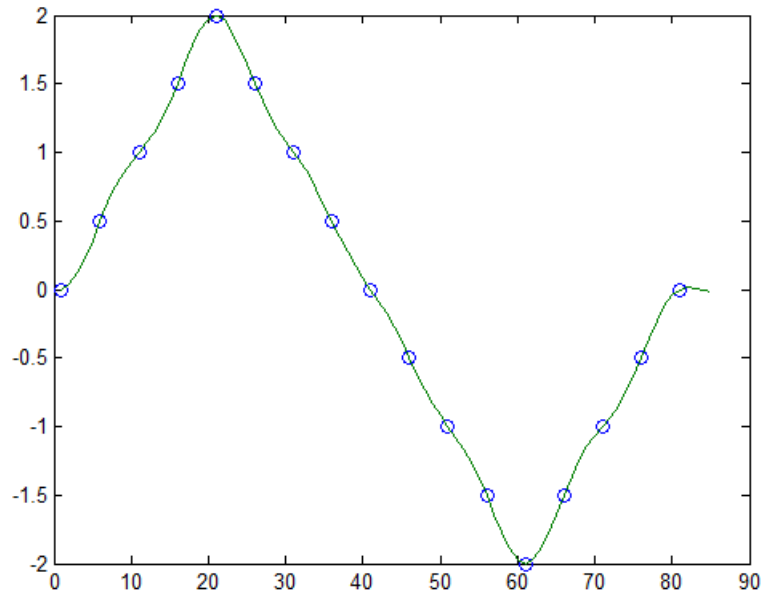


Figura 24: Exemplo de interpolação FFT.

O método disponível para interpolação bidimensional é composto por uma interpolação *Linear* no domínio do tempo e *Spline* no domínio da frequência.

Nesta interpolação, são levados em consideração os quatro últimos quadros OFDM recebidos pelo estimador de canal. Os quatro quadros mencionados são armazenados em um *buffer* e a interpolação das portadoras SP é realizada nestes quadros, sendo que a resposta em frequência é calculada levando-se em consideração todas as portadoras SP. Finalmente, a interpolação *Spline* da resposta em frequência é calculada, utilizando as pilotos SP interpoladas no tempo, conforme a Figura 25.

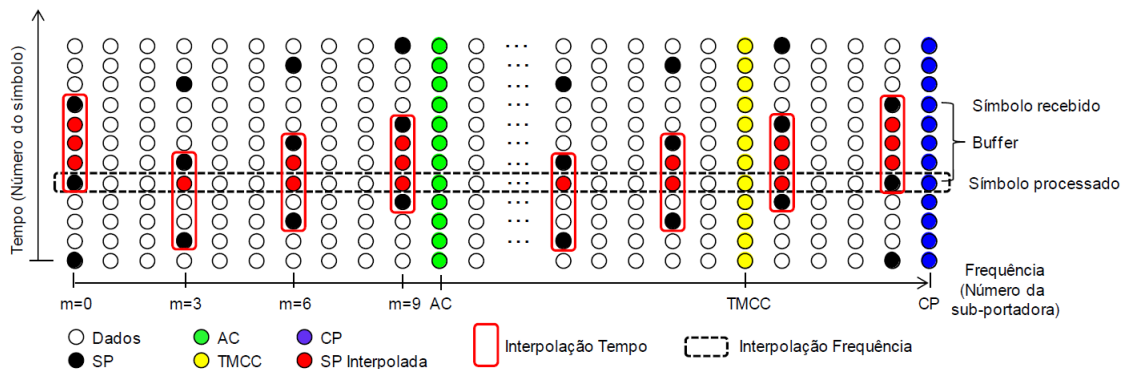


Figura 25: Sobreposição das pilotos espalhadas a cada quatro símbolos OFDM.

Fonte: (AKAMINE, 2011)



Após a estimação de canal, os demais estágios do demodulador devem ser implementados convencionalmente, de acordo com as recomendações presentes na norma NBR15604 (2009).

### 3.3 Outros Sistemas de TV Digital

Além dos sistemas ISDB-T e ISDB-Tb, alvos deste estudo, existem também outros sistemas utilizados comercialmente ao redor do mundo.

Nesta seção, serão explicadas as principais características de cada um dos principais sistemas, concluindo sobre a aplicabilidade da solução proposta neste estudo nos mesmos.

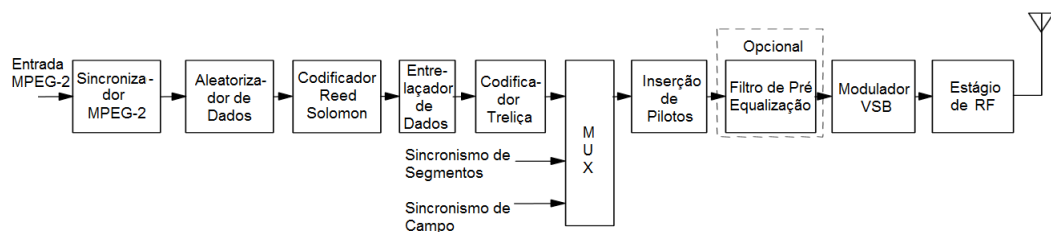
#### 3.3.1 ATSC

ATSC é o sistema norte americano de TV digital, que foi desenvolvido no início dos anos 1990 pela *Grand Alliance*, que é um consórcio de empresas de eletro-eletrônicos e de difusão televisiva. As primeiras transmissões comerciais ocorreram em 1998. As especificações técnicas básicas deste sistema seguem a norma ATSC-A/53E (1995).

O diagrama de blocos básico do transmissor pode ser observado na Figura 26.

Os métodos de modulação utilizados são o *8-Vestigial Side Band* (8-VSB), 6 MHz de largura de banda e 19,39 MBit/s de taxa de transmissão, com modulação de uma única portadora. A Multiplexação e a compressão de vídeo seguem o padrão MPEG-2 e a compressão de áudio segue o padrão *Dolby AC-3*.

Os dados de entrada são aleatorizados e codificados utilizando um codificador *Reed Solomon*, um entrelaçador de dados com taxa 1/6 e um codificador de treliça com taxa 2/3. Após a multiplexação dos dados com os sinais de sincronismo de segmento de dados, pilotos são inseridas e o sinal é então modulado em 8-VSB, sendo então convertidos para analógico em banda básica de 6Mhz para transmissão (ATSC-A/53E, 1995).



Adaptado de (ATSC-A/53E, 1995)

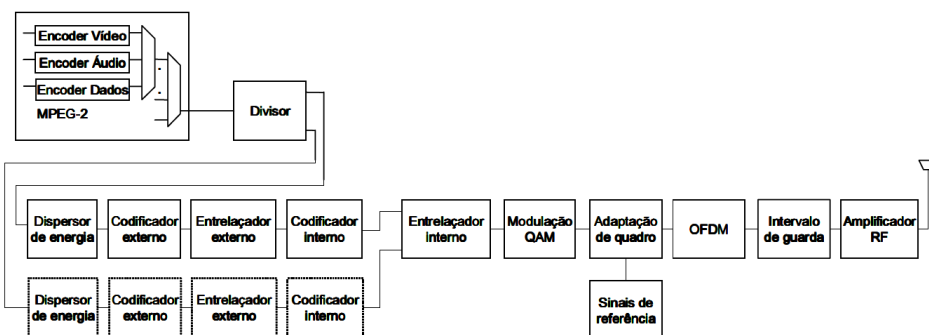
Figura 26: Diagrama de blocos do sistema ATSC.

### 3.3.2 DVB-T

DVB-T é o sistema europeu de TV digital, que foi desenvolvido desde 1993 por um consórcio formado por mais de 300 empresas de eletro-eletrônicos e de difusão televisiva. As primeiras transmissões comerciais ocorreram em 1998. As especificações técnicas básicas deste sistema seguem a norma Union (2001).

O diagrama de blocos básico do transmissor pode ser observado na figura 27. O modulador recebe uma sequência de TS, composto por informação multiplexada e comprimida de vídeo, áudio e dados.

No modulador, existe um bloco de codificação externa e interna de canal e um bloco de modulação. O codificador externo é fixo e formado por um aleatorizador de dados e um codificador do tipo *Reed Solomon*, com entrelaçamento de *bytes*. O codificador interno é formado por um codificador convolucional com taxa mãe de  $1/2$  e ajuste de puncionamento com entrelaçamento de símbolos e bits. A modulação primária pode ser ajustada entre QPSK, 16-QAM ou 64-QAM, com inserção de pilotos. A modulação secundária é formada por um modulador OFDM com IFFT de tamanho 2k ou 8k com intervalo de guarda variável adicionado. Os sinais são convertidos para analógico em banda básica de 6MHz para transmissão (UNION, 2001).



Fonte: (AKAMINE, 2004)

Figura 27: Diagrama de blocos do sistema DVB-T.

### 3.3.3 Comparativo

Na Tabela 5, pode-se observar um comparativo resumido entre os três sistemas mencionados neste estudo.

Tabela 5: Comparação entre ATSC-T, DVB-T e ISDB-Tb

Sistemas	ATSC 8-VSB	DVB-T COFDM	ISDB-Tb BST-OFDM
<b>Codificação da Fonte</b>			
<b>Video</b>	MPEG-2	MPEG-2	MPEG-4
<b>Áudio</b>	Dolby AC-3	Dolby AC-3	HE-AAC v2
<b>Transport Stream</b>	MPEG-2 TS	MPEG-2 TS	MPEG-4 TS
<b>Sistema de Transmissão</b>			
<b>Codificação Externa</b>	RS(207,187,t=10)	RS(204,188,t=8)	RS(204,188,t=8)
<b>Entrelaçador Externo</b>	Entrelaçador RS 52	Entrelaçador RS 12	Entrelaçador RS 12
<b>Codificação Interna</b>	Codificador de Treliça taxa 2/3	Codificador Convolutacional Puncionamento: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 e 7/8	Codificador Convolutacional Puncionamento: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 e 7/8
<b>Entrelaçador Interno</b>	Entrelaçador de Treliça 12:1	Entrelaçador de bits e Entrelaçador na frequência	Entrelaçador de bits, Entrelaçador na frequência e Entrelaçador no tempo
<b>Aleatorizador de Dados</b>	PRBS de 16-bits	PRBS de 16-bits	PRBS de 16-bits
<b>Modulação</b>	8-VSB	COFDM QPSK, 16QAM e 64QAM Intervalo de guarda: 1/32, 1/16, 1/8 e 1/4 Modos: FFT 2k e 8k	BST-OFDM com 13 segmentos DQPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM Intervalo de guarda: 1/32, 1/16, 1/8 e 1/4 Modos: FFT 2k, 4k e 8k

Conclui-se que, pela diferença no método de modulação, a solução proposta neste estudo não pode ser implementada sem modificações no sistema ATSC. No sistema DVB-T, a solução de diversidade com MRC pode ser utilizada sem alterações, tanto em pré-deteccção quanto em pós-deteccção, uma vez que o método de modulação utilizado também é o OFDM.

## 4 Diversidade

### 4.1 Introdução

O desempenho de um sistema de comunicação está diretamente relacionado com as condições do meio de transmissão utilizado. Diferentemente de um sistema de comunicação cabeado, onde as condições do canal de transmissão são, geralmente, estáticas e previsíveis, um sistema de comunicação por irradiação de radiofrequência é mais dinâmico, o que dificulta a previsão dos fatores que contribuem para o desvanecimento do canal de transmissão (JADHAV; HENDRE, 2013).

Com isso, é comum que os receptores incorporem técnicas na tentativa de minimizar os efeitos do desvanecimento do canal de transmissão, maximizando o desempenho do sistema. Uma das técnicas utilizadas é a Diversidade, cuja maior contribuição para o desempenho do sistema está na minimização da atenuação por multi-percurso. Na diversidade, o objetivo é a manipulação de múltiplas versões independentes de um mesmo sinal (ROY; MORSHED, 2013).

O motivo pelo qual se busca obter cópias independentes de um mesmo sinal, é o de que em um sistema de comunicação por irradiação de radiofrequência, é esperado que, em um determinado momento, em uma determinada frequência e em um determinado local, o sinal esteja com desvanecimento suficientemente grande, que impeça a correta recepção do sinal, mas é muito improvável que sinais localizados em outro momento, em outra frequência ou em outro local do planeta estejam, simultaneamente, com desvanecimento elevado (BAKSHI; BAKSHI, 2009).

Desta forma, com a utilização de técnicas de diversidade, a confiabilidade do sistema é aumentada (VUCETIC; YUAN, 2003).

A Figura 28 ilustra um sistema onde se leva em consideração a existência de diversos canais independentes, em desvanecimento, carregando um mesmo sinal, onde  $s(t)$  representa o sinal inicial,  $g_N(t)$  representa o ganho do canal,  $n_N(t)$  representa o ruído do canal,  $r_N(t)$  representa o sinal resultante e  $N$  representa o índice do canal em questão.

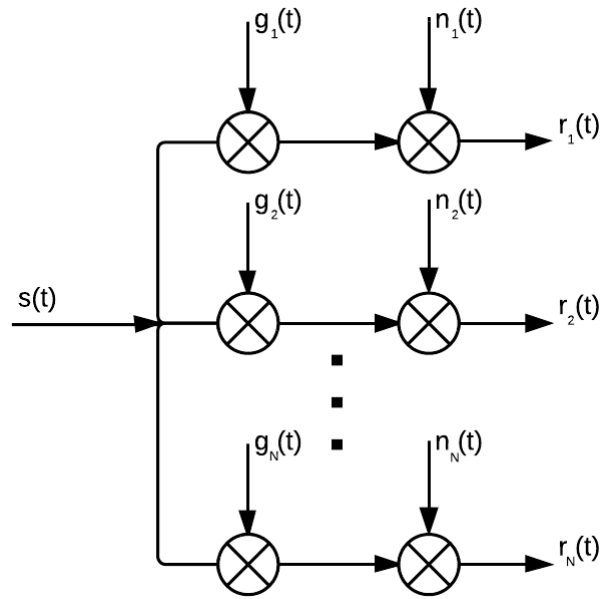


Figura 28: N canais independentes carregando um mesmo sinal.

Fonte: Adaptado de (HO, 2006)

A probabilidade de erro de bit  $P_e$  representa a probabilidade de que um determinado bit seja recebido com erro. Se o receptor do sistema tiver disponíveis  $N$  diferentes variações de um mesmo sinal, a probabilidade de erro de bit é  $P_e^N$ . Desta forma, quanto maior é o número de canais disponíveis no receptor, menor é o valor da relação sinal ruído mínima para que a mensagem seja corretamente recebida (HO, 2006).

A Diversidade pode ser trabalhada em três diferentes domínios: na frequência, no tempo e no espaço. Existem outras técnicas, como diversidade por polarização e por campo eletromagnético, mas que não serão exploradas neste estudo.

## 4.2 Diversidade na Frequência

Na diversidade em frequência, diferentes frequências, ou portadoras, são utilizadas para a transmissão de uma mesma mensagem (VUCETIC; YUAN, 2003).

A Figura 29 ilustra parte do receptor em um sistema de comunicação por irradiação de radiofrequência que utiliza diversidade em frequência na transmissão.

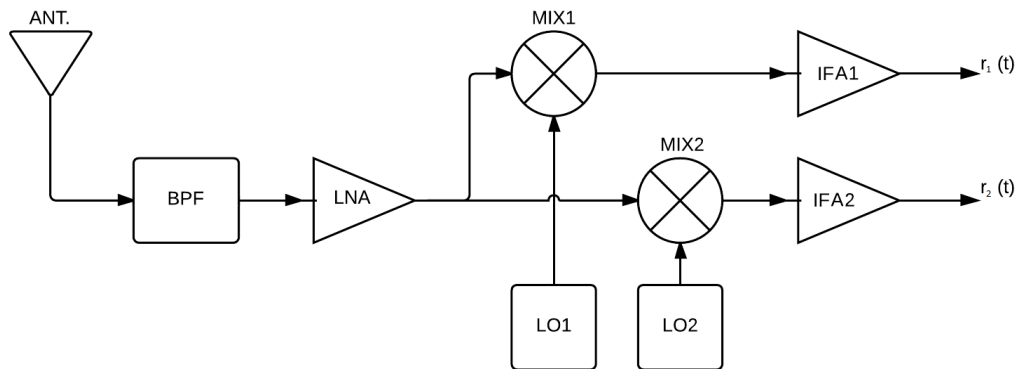


Figura 29: Receptor com diversidade na frequência.

Fonte: Adaptado de (HO, 2006)

No receptor, BPF é o filtro passa banda de entrada, responsável por separar somente a faixa de frequência onde se encontram as portadoras transmitidas. LNA é o amplificador de baixo ruído, responsável por elevar o nível do sinal com mínima adição de ruído. LO1 e LO2 são os osciladores locais, responsáveis por gerar frequências que, combinadas com as frequências das portadoras, resultam na frequência intermediária desejada. MIX1 e MIX2 são os misturadores, responsáveis por multiplicar o sinal de entrada pelas frequências dos osciladores locais, resultando no sinal em frequência intermediária desejado. IFA1 e IFA2 são os amplificadores de frequência intermediária, responsáveis por amplificar e filtrar os sinais em frequência intermediária.  $r_1(t)$  e  $r_2(t)$  são as cópias com desvanecimento decorrelacionado dos sinais resultantes do sistema.

Desta forma, a diversidade na frequência necessita de um aumento da largura de banda para ser implementada, já que são necessárias diversas portadoras, em diversas frequências.

### 4.3 Diversidade no Tempo

Na diversidade no tempo, cópias da mensagem são transmitidas em intervalos regulares de tempo (VUCETIC; YUAN, 2003).

A Figura 30 ilustra parte do receptor em um sistema de comunicação por irradiação de radiofrequência que utiliza diversidade temporal na transmissão.

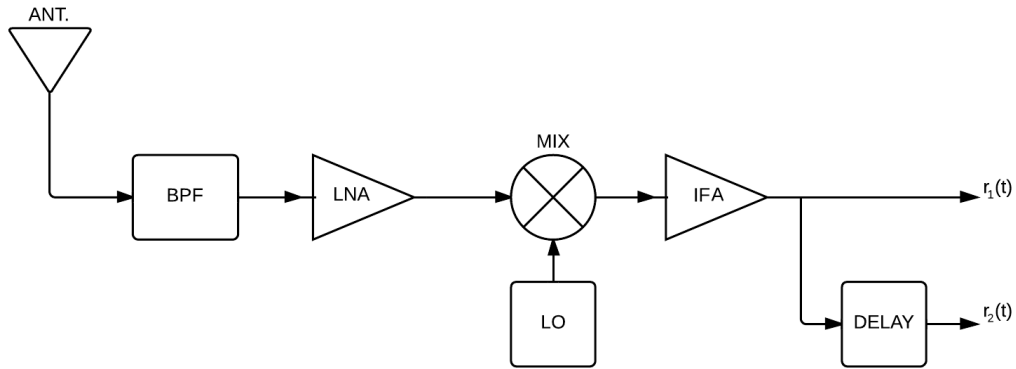


Figura 30: Receptor com diversidade no tempo.

Fonte: Adaptado de (HO, 2006)

No receptor, BPF é o filtro passa banda de entrada, responsável por separar somente a faixa de frequência onde se encontra a portadora transmitida. LNA é o amplificador de baixo ruído, responsável por elevar o nível do sinal com mínima adição de ruído, compensando a perda de inserção ocasionada pelo filtro passa banda. LO é o oscilador local, responsável por gerar uma frequência que, combinada com a frequência da portadora, resulte na frequência intermediária desejada. MIX é o misturador, responsável por multiplicar o sinal de entrada pela frequência do oscilador local, resultando no sinal em frequência intermediária desejado. IFA é o amplificador de frequência intermediária, responsável por amplificar o sinal em frequência intermediária. Delay representa o atraso inserido, proporcional ao atraso inserido na transmissão.  $r_1(t)$  e  $r_2(t)$  são as cópias com desvanecimento decorrelacionado dos sinais resultantes do sistema.

Desta forma, a diversidade no tempo necessita de um aumento da taxa de informação para ser implementada, já que são necessárias diversas cópias da mensagem, em intervalos de tempo regulares (HO, 2006).

#### 4.4 Diversidade no Espaço

Na diversidade no espaço, duas ou mais antenas, separadas fisicamente por múltiplos do comprimento de onda utilizado na transmissão, são utilizadas em um mesmo receptor (BAKSHI; BAKSHI, 2009).

O estudo realizado por Zhang (1999) demonstra a variação da correlação entre os



sinais das antenas de recepção de acordo com a distância entre as antenas. A descorrelação entre os sinais é aumentada significativamente quando a distância entre as antenas segue a Equação 22, onde  $\lambda$  é o comprimento de onda em questão.

$$d = x\lambda \quad (22)$$

A Figura 31 ilustra parte do receptor em um sistema de comunicação por irradiação de radiofrequência que utiliza diversidade no espaço.

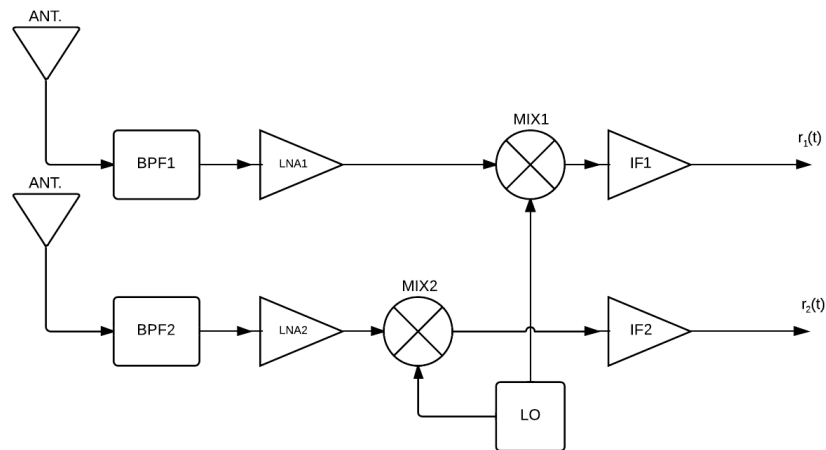


Figura 31: Receptor com diversidade no espaço.

Fonte: Adaptado de (HO, 2006)

No receptor, BPF1 e BPF2 são os filtros passa banda de entrada, responsáveis por separar somente a faixa de frequência onde se encontra a portadora transmitida. LNA1 e LNA2 são os amplificadores de baixo ruído, responsáveis por elevar o nível do sinal com mínima adição de ruído. LO é o oscilador local, responsável por gerar uma frequência que, combinada com a frequência da portadora, resulte na frequência intermediária desejada. MIX1 e MIX2 são os misturadores, responsáveis por multiplicar o sinal de entrada pela frequência do oscilador local, resultando no sinal em frequência intermediária desejado. IFA1 e IFA2 são os amplificadores de frequência intermediária, responsáveis por amplificar os sinais em frequência intermediária.  $r_1(t)$  e  $r_2(t)$  são as cópias com desvanecimento descorrelacionado dos sinais resultantes do sistema.

Desta forma, a diversidade no espaço não necessita de aumento na largura de banda e nem no tempo de transmissão. A única necessidade é a adição de mais antenas no receptor (HO, 2006).

Os três principais tipos de diversidade espacial na recepção são diversidade espacial por seletividade, diversidade espacial por combinação em ganho igual e a diversidade espacial por combinação em máxima razão. Além disso, nos sistemas que utilizam combinação para atingir a diversidade, a mesma pode ser aplicada em pré ou pós detecção.

#### 4.4.1 Diversidade Seletiva

Na diversidade espacial seletiva, o receptor, tendo disponíveis diversos sinais provenientes de diferentes antenas, opta por utilizar apenas o sinal com a melhor relação sinal ruído instantânea (ADVE, 2007).

A Figura 32 ilustra parte do receptor em um sistema de comunicação por irradiação de radiofrequência que utiliza diversidade seletiva no espaço.

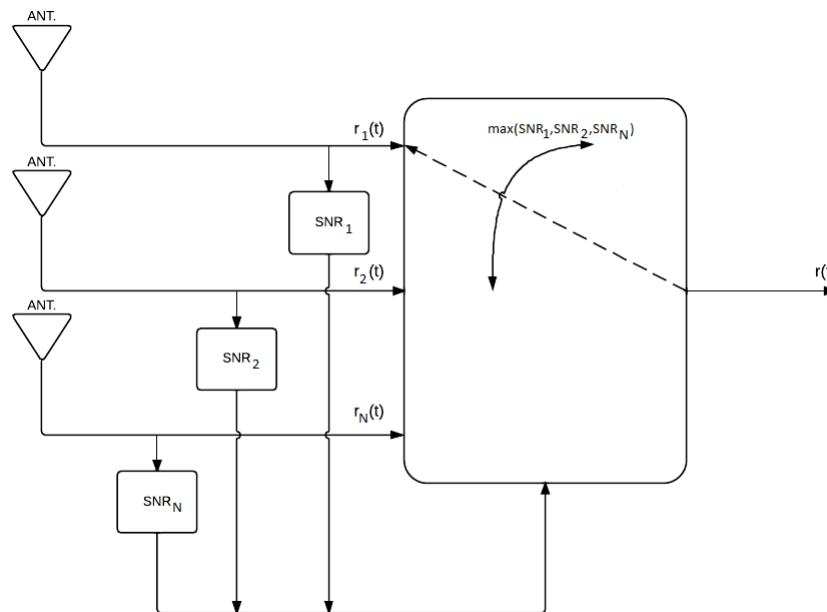


Figura 32: Receptor com diversidade seletiva no espaço.

Fonte: Adaptado de (DIETZE, 2001)

Segundo Brennan (1959) o sinal resultante  $r(t)$  em um sistema com diversidade na recepção pode ser representado pela combinação linear entre os diversos sinais de entrada  $r_n(t)$  multiplicados por um ganho  $g_n(t)$ :

$$r(t) = g_1 r_1(t) + \dots + g_n r_n(t) \quad (23)$$

Em um sistema com diversidade espacial seletiva, em termos da Equação 23, o sinal recebido com maior relação sinal ruído terá ganho  $g_n(t) = 1$ , enquanto que os demais sinais terão ganho  $g_n(t) = 0$  (BRENNAN, 1959).

Segundo Dietze (2001), considerando um canal de transmissão com desvanecimento Rayleigh e com ruído aditivo e descorrelacionado entre duas entradas, a relação sinal ruído após a seletividade é função da potência instantânea dos dois sinais e dos ruídos. Sejam os envelopes dos sinais de entrada  $r_1$  e  $r_2$ , com amplitudes de ruído Gaussiano independentes  $n_1$  e  $n_2$  e variância  $\sigma^2$ , as relações sinal ruído de entrada são dadas pela Equação 24.

$$SNR_{P_{1,2}} = \frac{r_{1,2}^2}{\sigma^2} \quad (24)$$

$$SNR_{V_{1,2}} = \sqrt{SNR_{P_{1,2}}} = \frac{r_{1,2}}{\sqrt{\sigma^2}}$$

e a relação sinal ruído após diversidade por seletividade é dada pela Equação 25.

$$SNR_{P_S} = \frac{1}{\sigma^2} \max(r_1^2, r_2^2) \quad (25)$$

$$SNR_{V_S} = \frac{1}{\sqrt{\sigma^2}} \max(r_1, r_2)$$

adotando-se  $\sigma^2$  unitário, chega-se na Equação 26 simplificada:

$$SNR_{V_S} = \max(r_1, r_2) \quad (26)$$

Desta forma, na diversidade espacial seletiva apenas um dos sinais disponíveis é utilizado por vez. A informação, muitas vezes útil, contida nos demais sinais é completamente ignorada.

#### 4.4.2 Diversidade por Combinação em Máxima Razão

Na diversidade espacial por combinação em máxima razão, o receptor, tendo disponíveis diversos sinais provenientes de diferentes antenas atribui um ganho individual variável a cada um dos sinais e então os combina linearmente (VUCETIC; YUAN, 2003).

A Figura 33 ilustra parte do receptor em um sistema de comunicação por irradiação de radiofrequência que utiliza combinação em máxima razão no espaço.

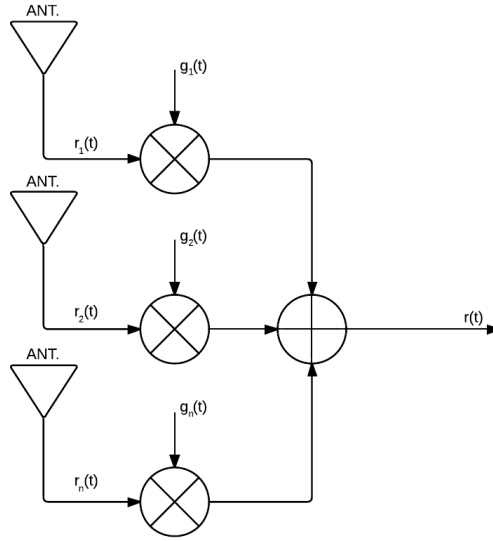


Figura 33: Receptor com diversidade espacial por combinação em máxima razão.

Fonte: Adaptado de (DIETZE, 2001)

Segundo Dietze (2001), considerando um canal de transmissão com desvanecimento Rayleigh e com ruído aditivo e decorrelacionado entre duas entradas, a relação sinal ruído após a combinação em máxima razão é função da potência instantânea dos dois sinais e dos ruídos. Sejam os envelopes dos sinais de entrada  $r_1$  e  $r_2$ , com amplitudes de ruído Gaussiano independentes  $n_1$  e  $n_2$  e variância  $\sigma^2$ , as relações sinal ruído de entrada são dadas pela Equação 24. Além disso, o ganho pelo qual cada sinal de entrada é multiplicado é dado pela Equação 27.

$$g_{1,2}(t) = \frac{r_{1,2}}{\sigma^2} \quad (27)$$

e a relação sinal ruído após o combinador de máxima razão é dada pela Equação 28.

$$SNR_{V_M}(t_0) = \sqrt{\frac{r_1(t_0)^2 + r_2(t_0)^2}{\sigma^2}} = \frac{1}{\sqrt{\sigma^2}} \sqrt{r_1(t_0)^2 + r_2(t_0)^2} \quad (28)$$

adotando-se  $\sigma^2$  unitário, chega-se na Equação 29 simplificada:

$$SNR_{P_M} = r_1^2 + r_2^2 \quad (29)$$

$$SNR_{V_M} = \sqrt{r_1^2 + r_2^2}$$

Desta forma, na diversidade espacial por combinação em máxima razão todos os sinais disponíveis são utilizados, garantindo a máxima confiabilidade do sistema em questão.

Para a simulação computadorizada, o ganho de cada antena foi modelado de acordo com a Equação 30.

$$g_x = 10^{\frac{SNR_x}{10}} \quad (30)$$

onde  $SNR_x$  é a relação sinal-ruído da antena em questão.

Além disso, a combinação linear é realizada por meio da Equação 31.

$$MRC = \frac{RG'}{\sum_{x=1}^{N_{ant}} g_x} \quad (31)$$

onde  $R$  é uma matriz linha composta pelo símbolo recebido por cada antena,  $G$  é a matriz linha composta pelos ganhos de cada antena e  $N_{ant}$  é o número total de antenas no sistema.

#### 4.4.3 Diversidade por Combinação em Ganho Igual

Na diversidade espacial por combinação em ganho igual, o receptor, tendo disponíveis diversos sinais provenientes de diferentes antenas, combina os sinais de entrada linearmente, atribuindo a cada sinal um ganho unitário (ADVE, 2007).

A Figura 33 pode ser aplicada a um sistema com diversidade espacial por combinação em ganho igual, sendo, em termos da Equação 23, os ganhos dos sinais recebidos  $g_n(t) = 1$  (BRENNAN, 1959).

Desta forma, na diversidade espacial por combinação em ganho igual todos os sinais disponíveis são utilizados. De qualquer forma, corre-se o risco de se somar um sinal que esteja, no momento da soma, em profundo desvanecimento, o que pode degradar o sinal resultante do sistema.

#### 4.4.4 Combinação em Pré ou Pós Detecção

Em um sistema de comunicação que utiliza diversidade por meio de combinação, como é o caso da combinação em ganho igual ou em máxima razão, as diferentes versões do sinal transmitido são multiplicadas por um ganho e então somadas, ou combinadas. Se esta combinação ocorre antes da demodulação, leva o nome de combinação em pré detecção.

Se a combinação ocorre após a demodulação, leva o nome de combinação em pós detecção (SINGH; VIJAY; SINGH, 2013).

Em sistemas com modulação digital, na combinação em pré detecção, como os sinais trabalhados são analógicos, se faz necessário um controle de fase entre os sinais recebidos, já que, se os mesmos estiverem fora de fase, ocorrerá cancelamento de fase no momento da soma, o que atenuará o sinal resultante. Na combinação em pós detecção, este controle de fase não se faz necessário, já que os sinais trabalhados são digitais (BRENNAN, 1959).

A Figura 34 ilustra parte de um receptor que faz uso de diversidade espacial por combinação em pré detecção.

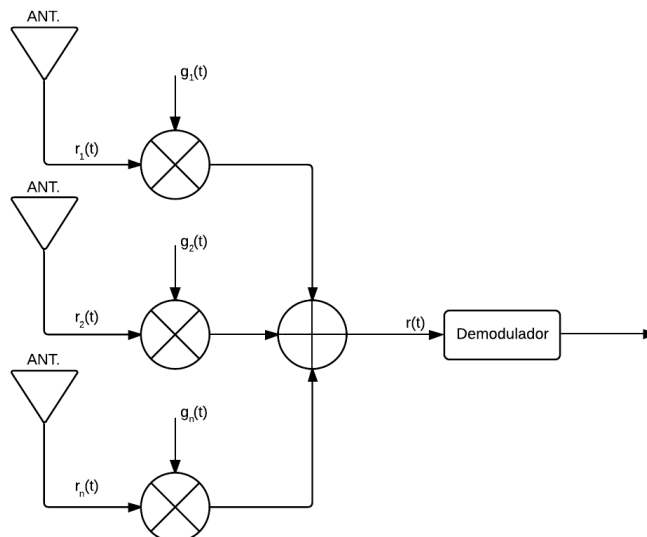


Figura 34: Receptor com diversidade espacial por combinação em pré detecção.

Fonte: Adaptado de (HO, 2006)

A Figura 35 ilustra parte de um receptor que faz uso de diversidade espacial por combinação em pós detecção.

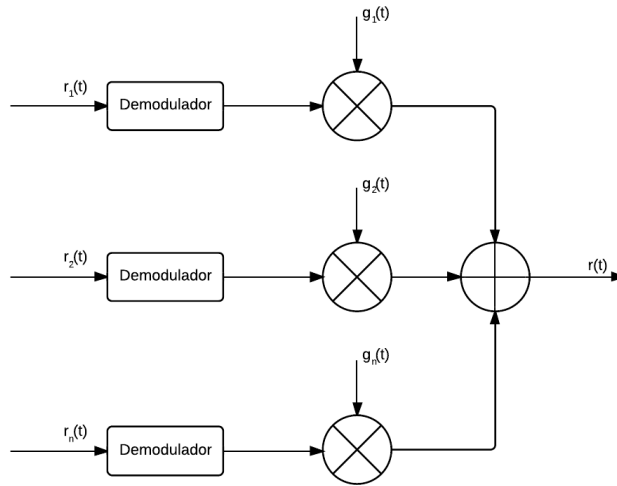


Figura 35: Receptor com diversidade espacial por combinação em pós detecção.

Fonte: Adaptado de (HO, 2006)

## 4.5 Considerações Sobre o Desempenho Da Diversidade Espacial na Recepção

Altman e Sichak (1956) e Brennan (1959) comparam os três métodos explicados anteriormente assumindo-se um canal Rayleigh, uma antena de transmissão, duas antenas de recepção e ruídos descorrelacionados. Os resultados podem ser observados na Figura 36, que foi dimensionada, para efeitos comparativos, de modo que o desempenho de um receptor com uma única antena fosse uma reta. Nesta figura, tem-se a porcentagem de tempo em que a relação sinal ruído das amostras medidas excede a relação sinal ruído do sistema sem diversidade em função da relação sinal ruído abaixo da mediana.

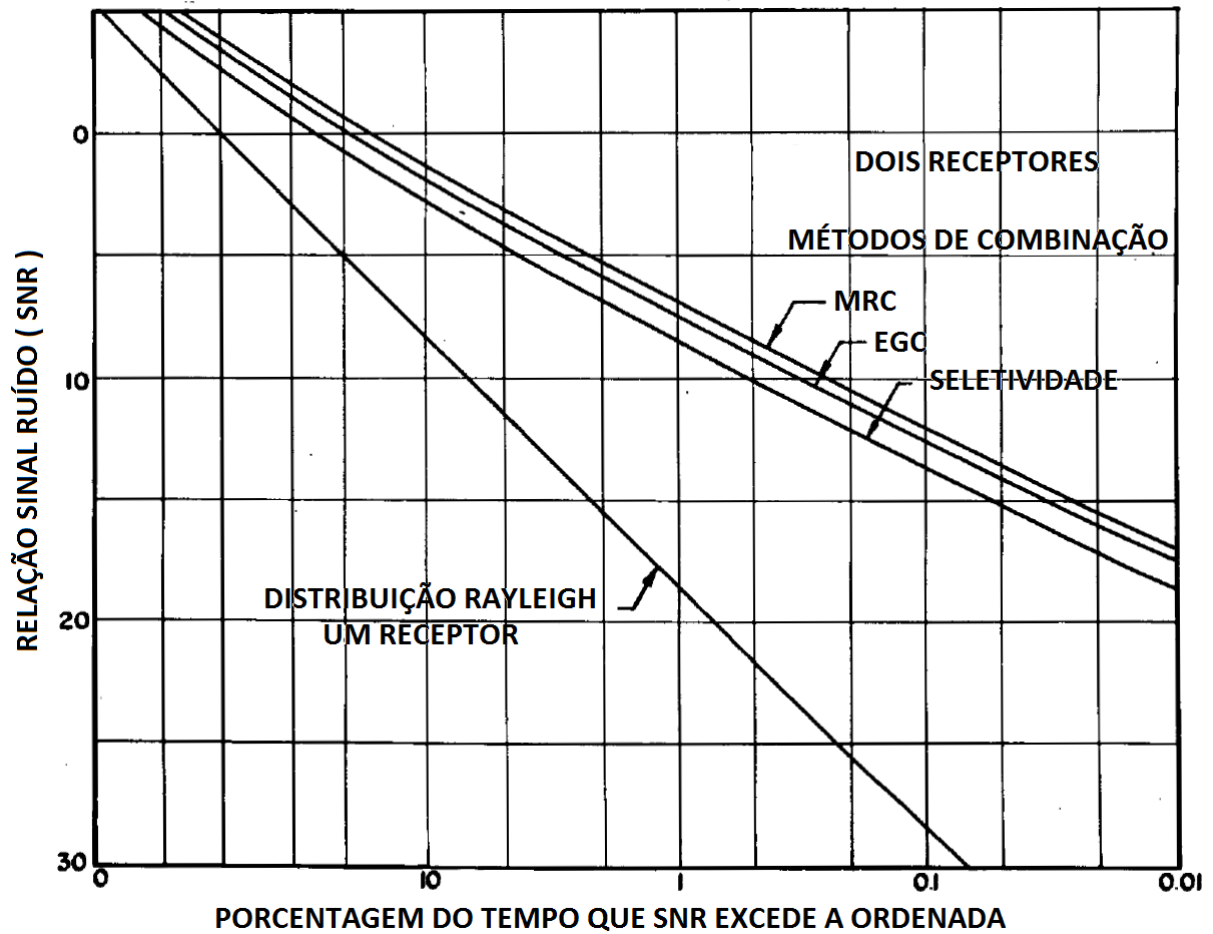


Figura 36: Comparativo entre sistemas de diversidade.

Fonte: Adaptado de (ALTMAN; SICHAKE, 1956)

Para se atingir a diversidade em um sistema de comunicação, diversos métodos podem ser utilizados. O melhor método é aquele que oferece maior ganho na relação sinal ruído levando-se em consideração sua complexidade e o custo envolvido (SINGH; VIJAY; SINGH, 2013).

Desta forma, como o alvo deste estudo é melhorar a relação sinal ruído na recepção de conteúdo televisivo digital sem que se altere o método de transmissão, conclui-se que o método mais indicado é a diversidade espacial na recepção. Dentre as técnicas possíveis, a que apresenta melhor desempenho teórico é a diversidade espacial por combinação em máxima razão. Desta forma, este foi o método escolhido para uso no modelo proposto neste estudo.



## 5 Modelo Proposto

Para que a análise comparativa de sistemas ISDB-Tb com e sem diversidade espacial na recepção fosse possível, foi proposto um modelo de simulação computadorizada.

O software escolhido para a montagem do modelo foi o Matlab<sup>®</sup>, da empresa Mathworks. O módulo para montagem de sistemas computadorizados é o Simulink<sup>®</sup>.

O Simulink<sup>®</sup> é um ambiente virtual de diagramação em blocos para simulação, automação e verificação de sistemas. Estão disponíveis editores gráficos, bibliotecas customizáveis e geração automática de código (MATHWORKS, 2014).

### 5.1 Transmissor ISDB-Tb

Para que a simulação da recepção fosse possível, um bloco que simula um transmissor do sistema ISDB-Tb foi criado.

Neste bloco, a entrada é composta por um dos arquivos vetoriais de RF em banda base, com componentes  $I/Q$  e gravados com precisão *double*, criados e disponibilizados por Akamine (2011) e a saída é o conteúdo do arquivo em questão. Os arquivos foram criados de acordo com a norma NBR15601 (2009). Dependendo da parametrização do bloco de opções, o arquivo correspondente é escolhido e tem seus dados lidos pelo simulador. A cada rotina de leitura, um quadro OFDM, cujo tamanho depende do modo de operação e intervalo de guarda escolhidos, é lido e direcionado à saída do bloco. Esta operação ocorre sucessivamente, um quadro OFDM de dados por vez.

### 5.2 Receptor ISDB-Tb sem Diversidade

O modelo para simulação computadorizada ilustrado na Figura 37 representa um sistema ISDB-Tb comum, com apenas uma antena receptora e um único demodulador.

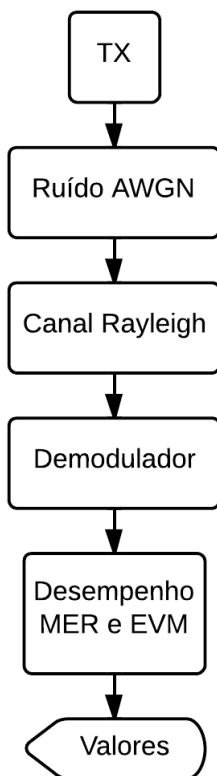


Figura 37: Modelo de receptor ISDB-Tb sem diversidade espacial.

O bloco Ruído AWGN adiciona ruído branco Gaussiano ao sinal de entrada, proporcionalmente à relação sinal ruído definida no bloco de opções, simulando o desvanecimento do sinal no canal de transmissão. Para os modelos com diversidade, uma semente randômica é utilizada em cada um destes blocos, para que a máxima decorrelação entre os ruídos seja garantida..

O bloco Canal Rayleigh simula o fenômeno do multi-percurso, por meio do modelamento matemático do canal de transmissão utilizado. É neste bloco que são incluídas as configurações do canal tipicamente urbano utilizado.

O bloco Demodulador simula o estágio de recepção de um demodulador ISDB-Tb, que extrai e demodula o símbolo OFDM, realiza a estimação de canal e remove as pilotos SP, AC e TMCC. Foi assumido sincronismo no tempo e na frequência ideais.

O bloco Desempenho MER e EVM é responsável pelas medições dos indicadores de erro MER e EVM.

Para todos os modelos utilizados nas simulações, os blocos de mesmo nome são iguais, configurados de acordo com o teste em questão.

Este modelo, que é a base de comparação de desempenho para os demais modelos que utilizam diversidade espacial na recepção, foi elaborado respeitando a norma NBR15604 (2009).

### 5.3 Receptor ISDB-Tb com Diversidade Espacial - Pré Detecção

O modelo para simulação computadorizada ilustrado na Figura 38 representa um sistema ISDB-Tb que faz uso de  $N$  antenas receptoras e realiza a combinação linear em pré detecção.

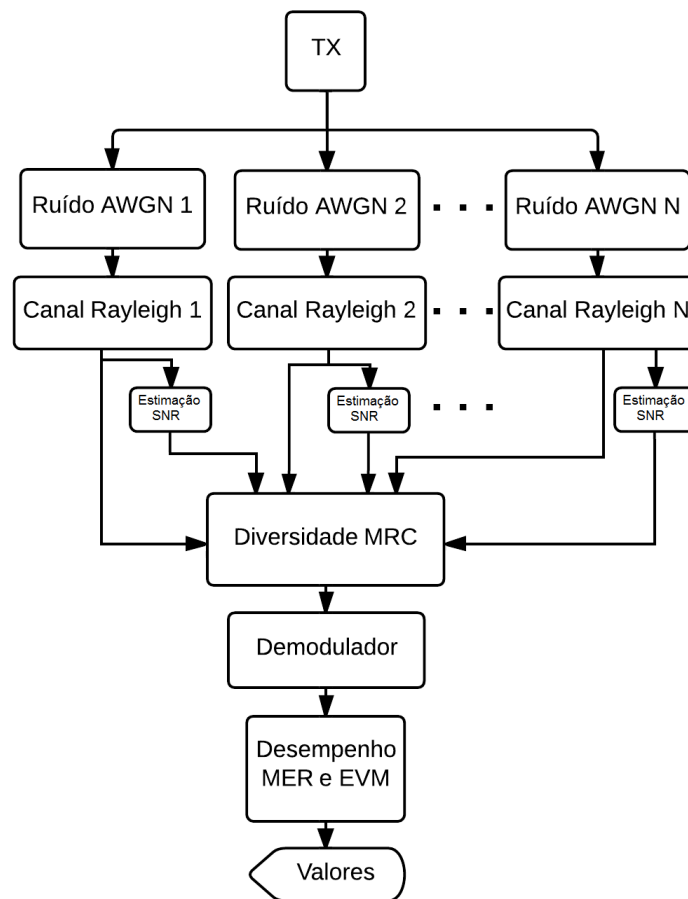


Figura 38: Modelo de receptor ISDB-Tb com MRC em pré detecção.

O bloco Estimação de SNR é responsável por simular a estimação do valor da SNR de cada ramo. Este cálculo é realizado por meio da divisão da potência do sinal pela potência do ruído. Estas potências são calculadas utilizando-se amostras do sinal e do ruído, obtidas por meio de filtros passa-faixa.

O filtro que amostra o sinal é posicionado de 1,5 a 2,0 MHz, enquanto que o filtro

que amostra o ruído é posicionado de 4,5 a 5,0 MHz. Vale ressaltar que estes valores são válidos para um sinal recebido em banda base.

O bloco Diversidade MRC é responsável por realizar a combinação em máxima razão entre os sinais das diversas antenas de recepção, multiplicando cada sinal por seu ganho proporcional e então realizando a combinação linear entre os mesmos.

## 5.4 Receptor ISDB-Tb com Diversidade Espacial - Pós Detecção

O modelo para simulação computadorizada ilustrado na Figura 39 representa um sistema ISDB-Tb que faz uso de N antenas receptoras e realiza a combinação linear em pós detecção.

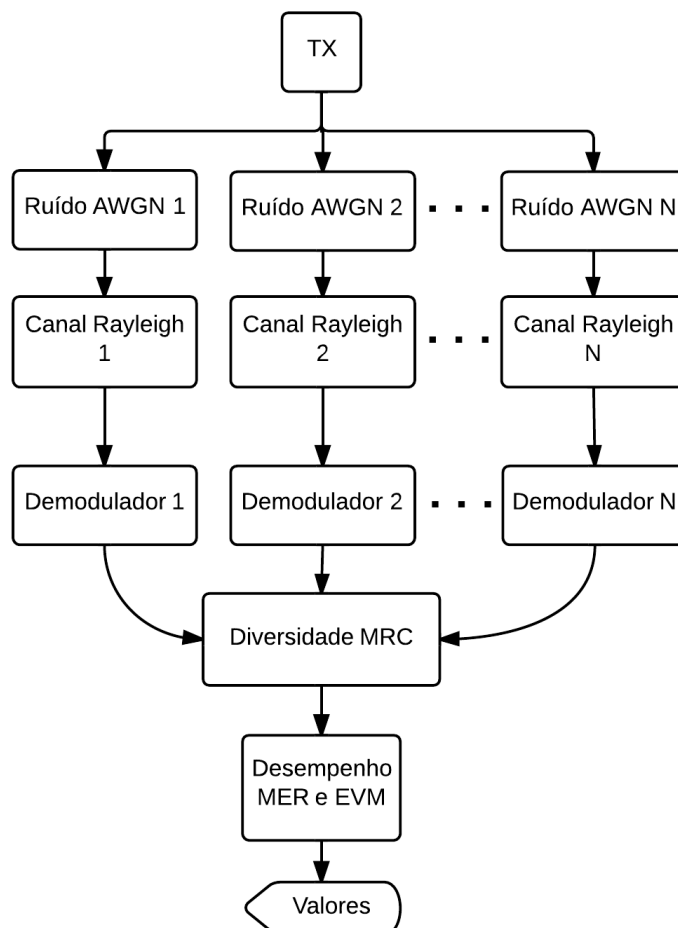


Figura 39: Modelo de receptor ISDB-Tb com MRC em pós detecção.

Vale ressaltar que, neste modelo, a estimação da SNR é realizada digitalmente dentro do bloco da estimação de canal. Neste caso utilizam-se as portadoras piloto, que são

moduladas em BPSK. Para tanto, calcula-se a diferença entre a posição das portadoras piloto recebidas e sua posição ideal no diagrama de dispersão, de acordo com a Equação 32.

$$SNR = 10 \log \left( \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \left[ \min \left( \left| \left( Y(i) + \frac{4}{3} \right) \right|^2, \left| \left( Y(i) - \frac{4}{3} \right) \right|^2 \right) \right] \right) \quad (32)$$

onde  $I$  é a quantidade de portadoras piloto AC e TMCC e  $Y$  é o vetor contendo o valor das portadoras piloto AC e TMCC.

## 5.5 Simulação

As simulações para comparação de desempenho foram realizadas tomando-se como base as normas (NBR15601, 2009) e (NBR15604, 2009).

Foi considerado o canal de comunicação tipicamente urbano TU-6 explicado anteriormente para recepção fixa para a parametrização dos atrasos de multi-percurso.

As simulações foram realizadas em cada modelo separadamente, sendo eles o modelo sem diversidade espacial, com diversidade espacial MRC em pré detecção e com diversidade espacial MRC em pós detecção.

Para cada modelo, as simulações foram efetuadas para cada ordem de modulação e para cada método de interpolação do estimador disponíveis, variando-se a relação sinal-ruído dos ramos em questão em incrementos de 5dB, de 0dB até 50dB e repetidas para duas, três e quatro antenas de recepção. A razão do intervalo de guarda foi definida como 1/16 e o modo de operação do ISDB-Tb foi definido como modo 3 (8K). O *Forward Error Correction* (FEC) utilizado foi de 2/3 para QPSK e 16-QAM e de 3/4 para 64-QAM.

As normas NBR15604 (2009) e STD-B21 (2007) estabelecem os valores mínimos de SNR para que a demodulação do conteúdo recebido em *full-seg* seja realizada com sucesso de acordo com o FEC utilizado na transmissão. Levando-se em consideração os valores de FEC dos vetores de RF utilizados, estabeleceu-se que a demodulação do conteúdo se dá com sucesso para valores de MER maiores do que 6,6dB para QPSK, 13,5dB para 16-QAM e 20,1dB para 64-QAM. Da mesma forma, estabeleceu-se também que a demodulação do conteúdo se dá com sucesso para valores de EVM menores do que 47% para QPSK, 21% para 16-QAM e 11% para 64-QAM.

Além disso, a simulação foi executada, em cada configuração, durante a duração de dois quadros OFDM completos. Cada quadro, em modo 3 e 1/16 de intervalo de guarda tem duração de 218,484 ms. Desta forma, o tempo de simulação foi arredondado para 0,5s. Os valores de MER e EVM considerados são os valores médios entre todo o tempo de simulação.

## 5.6 Resultados

Para uma melhor compreensão dos resultados obtidos, os mesmos foram distribuídos em dois tipos de gráficos.

O primeiro tipo, EVM, é representado por gráficos do valor percentual da magnitude do vetor de erro em função da relação sinal ruído das antenas, onde um valor mais baixo do percentual representa um melhor desempenho do demodulador em questão.

O segundo tipo, MER, é representado por gráficos do valor da razão de erro da modulação em função da relação sinal ruído das antenas, onde um valor maior do MER representa um melhor desempenho do demodulador em questão.

### 5.6.1 64-QAM

Nas Figuras 40 e 41, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pré detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *Nearest*.

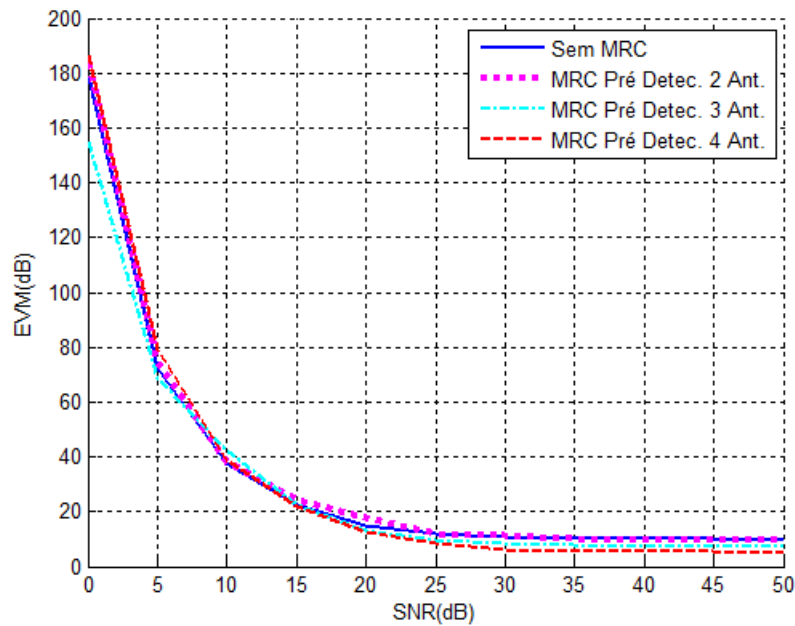


Figura 40: Simulação em interpolação *Nearest*. EVM para 64QAM em pré detecção.

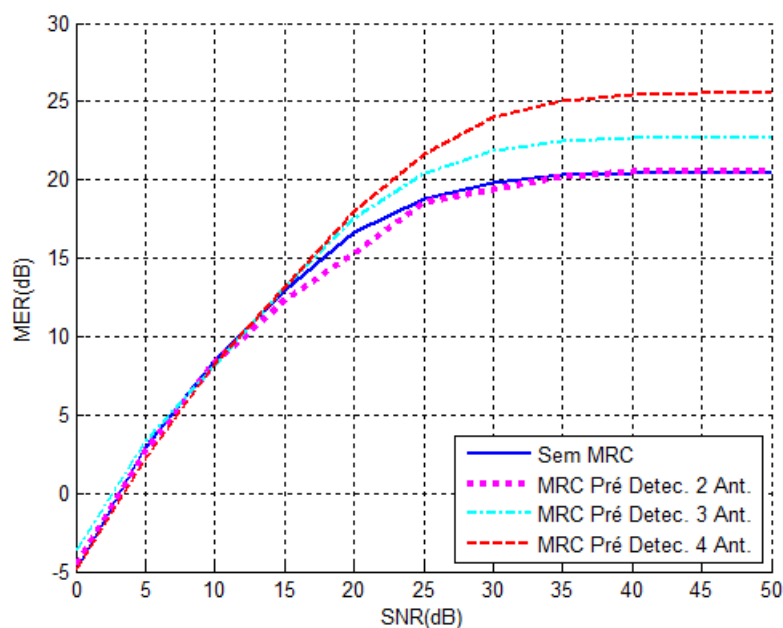


Figura 41: Simulação em interpolação *Nearest*. MER para 64QAM em pré detecção.

Os Gráficos 40 e 41 indicam pouca ou nenhuma contribuição com duas antenas, uma contribuição de aproximadamente 2,5dB para três antenas e 5dB para quatro antenas, para uma SNR maior do que 25dB.

Nas Figuras 42 e 43, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pós detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *Nearest*.

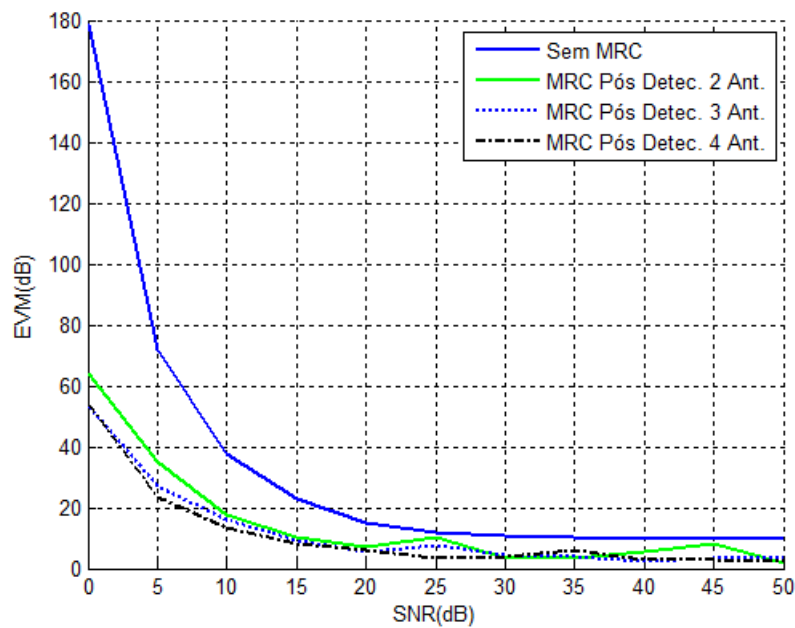


Figura 42: Simulação em interpolação *Nearest*. EVM para 64QAM em pós detecção.



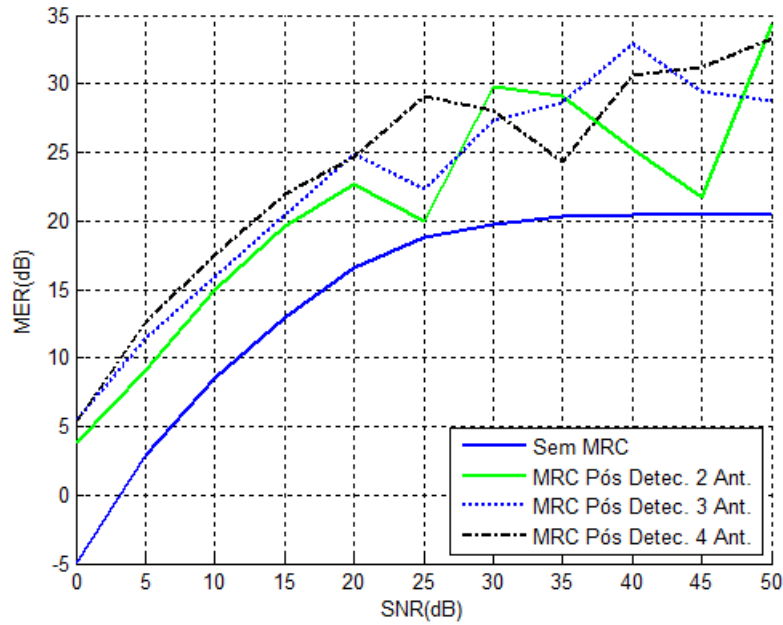


Figura 43: Simulação em interpolação *Nearest*. MER para 64QAM em pós detecção.

Os Gráficos 42 e 43 indicam uma contribuição progressiva para duas, três e quatro antenas até 20dB de SNR. Após este valor, as contribuições variam entre si.

Nas Figuras 44 e 45, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pré detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *Linear*.

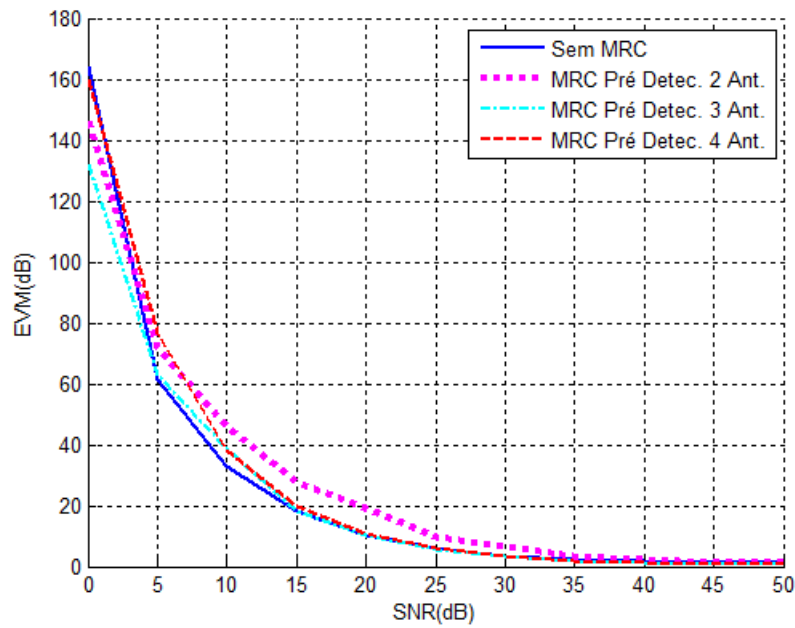


Figura 44: Simulação em interpolação *Linear*. EVM para 64QAM em pré detecção.

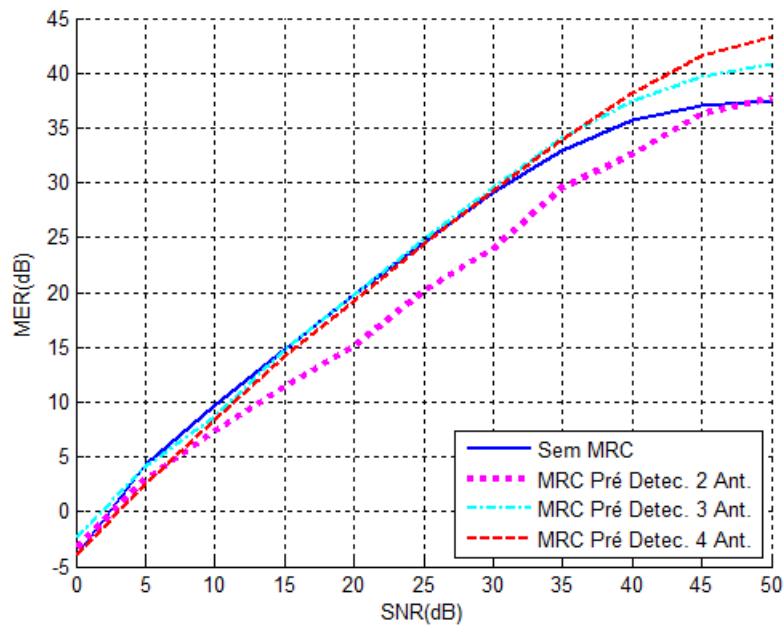


Figura 45: Simulação em interpolação *Linear*. MER para 64QAM em pré detecção.

Os Gráficos 44 e 45 indicam pouca ou nenhuma contribuição para três e quatro antenas e, para duas antenas, a contribuição é negativa, em forma de atenuação, ou seja, com desempenho inferior ao sistema com apenas uma antena.

Nas Figuras 46 e 47, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pós detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *Linear*.

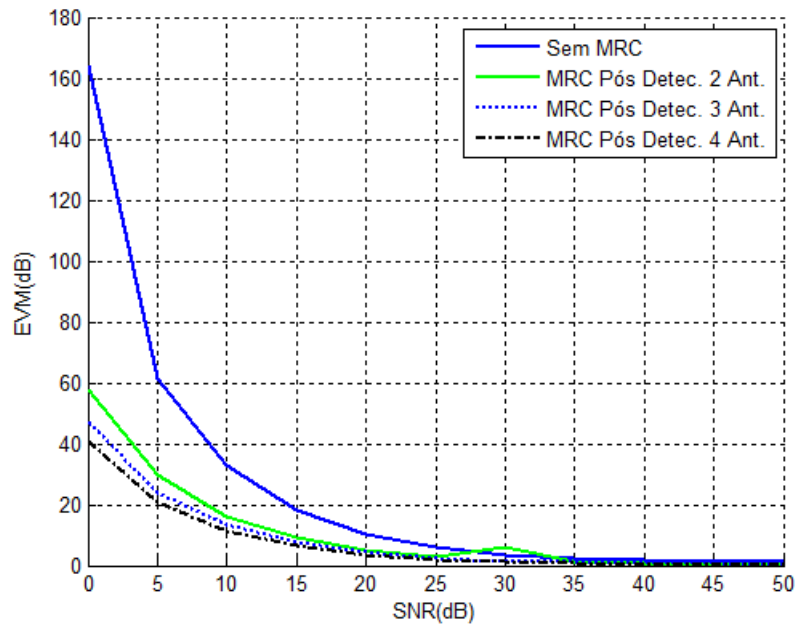


Figura 46: Simulação em interpolação *Linear*. EVM para 64QAM em pós detecção.

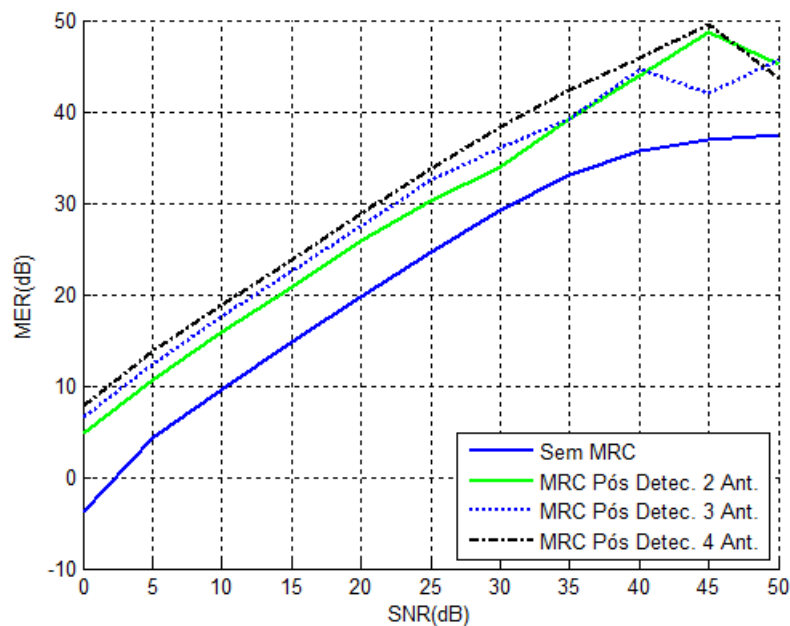


Figura 47: Simulação em interpolação *Linear*. MER para 64QAM em pós detecção.

Os Gráficos 46 e 47 indicam uma contribuição progressiva, proporcional à quantidade

de antenas. Esta contribuição é de aproximadamente, 6dB para duas antenas, 7dB para três antenas e 9dB para quatro antenas.

Nas Figuras 48 e 49, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pré detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *Spline*.

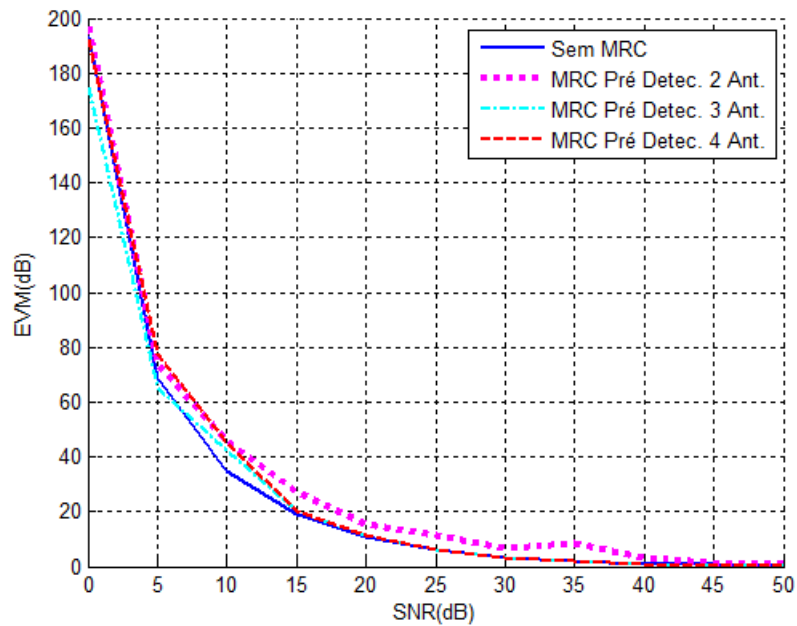


Figura 48: Simulação em interpolação *Spline*. EVM para 64QAM em pré detecção.

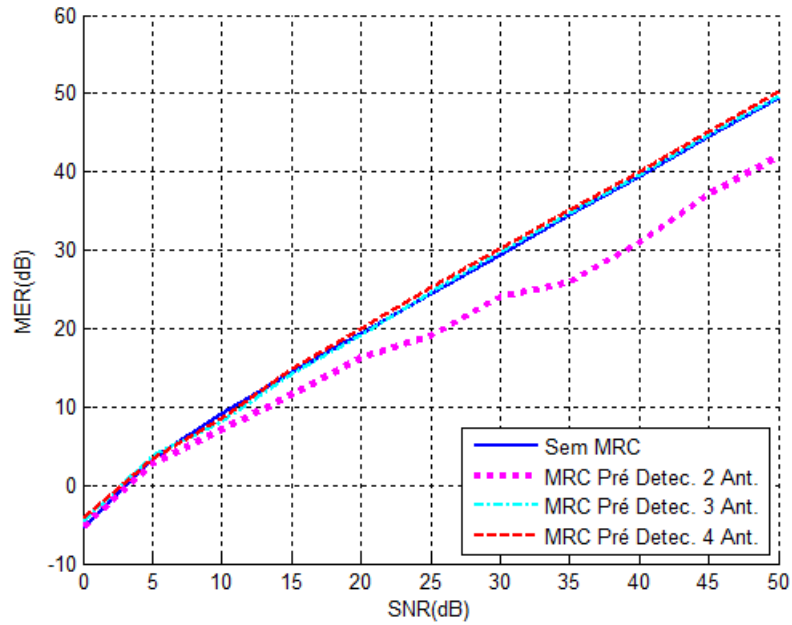


Figura 49: Simulação em interpolação *Spline*. MER para 64QAM em pré detecção.

Os Gráficos 48 e 49 indicam pouca ou nenhuma contribuição para três e quatro antenas e contribuição negativa, na forma de atenuação, para duas antenas.

Nas Figuras 50 e 51, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pós detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *Spline*.

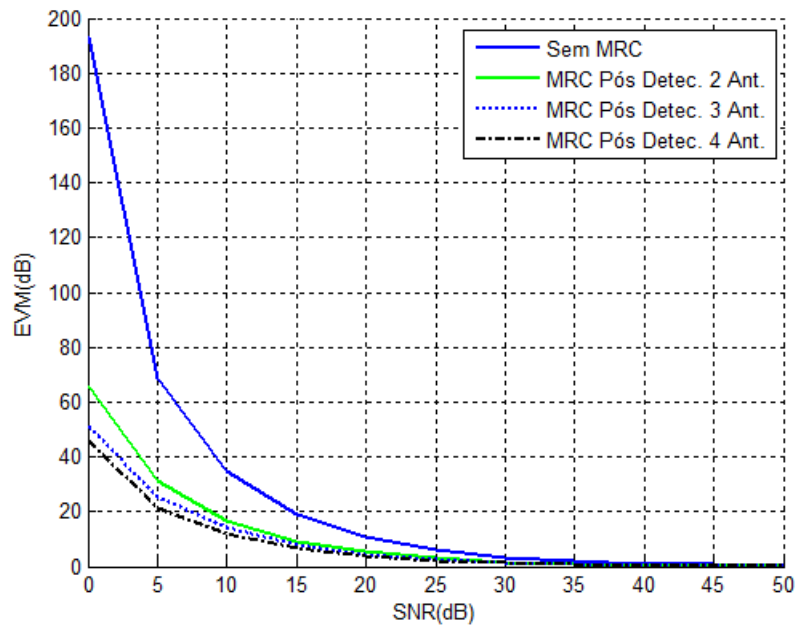


Figura 50: Simulação em interpolação *Spline*. EVM para 64QAM em pós detecção.

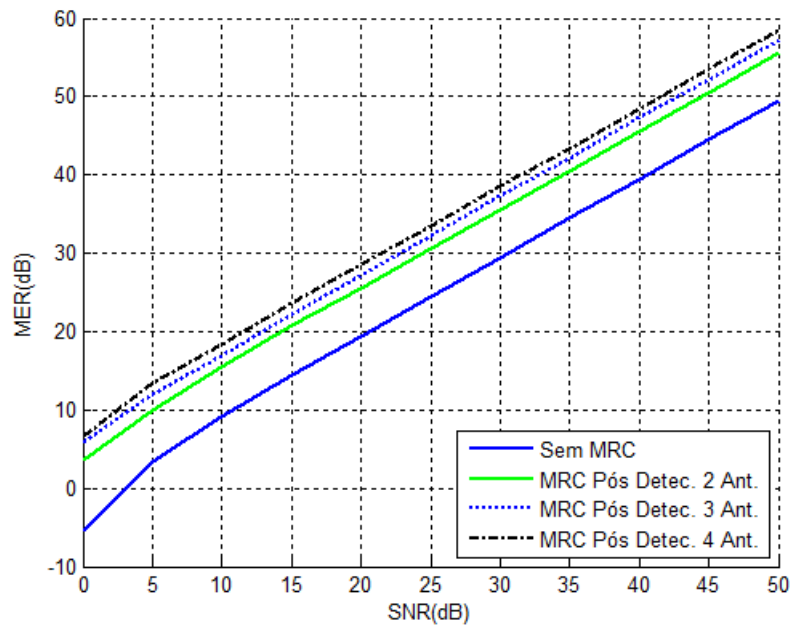


Figura 51: Simulação em interpolação *Spline*. MER para 64QAM em pós detecção.

Os Gráficos 50 e 51 indicam uma contribuição progressiva, proporcional à quantidade de antenas. Esta contribuição é de aproximadamente, 6,5dB para duas antenas, 8dB para três antenas e 9,5dB para quatro antenas.

Nas Figuras 52 e 53, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pré detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *Cubic*.

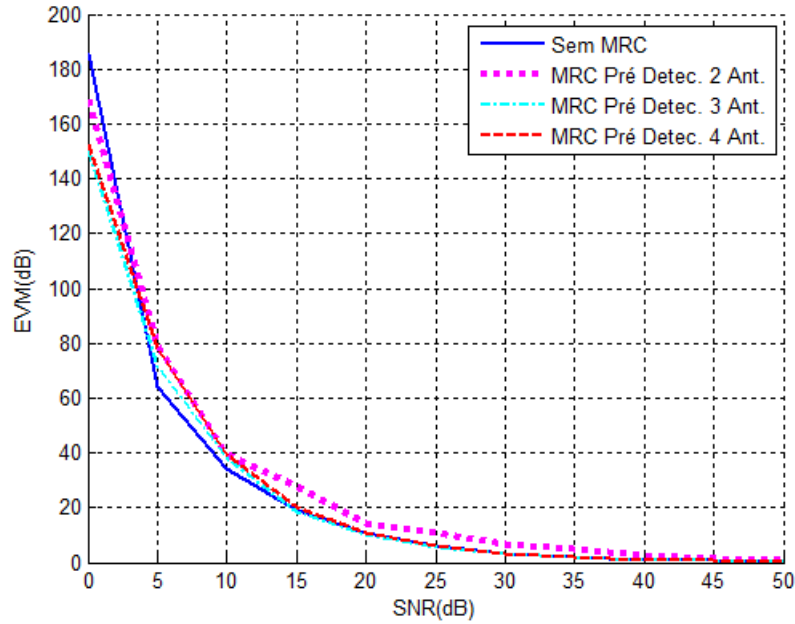


Figura 52: Simulação em interpolação *Cubic*. EVM para 64QAM em pré detecção.

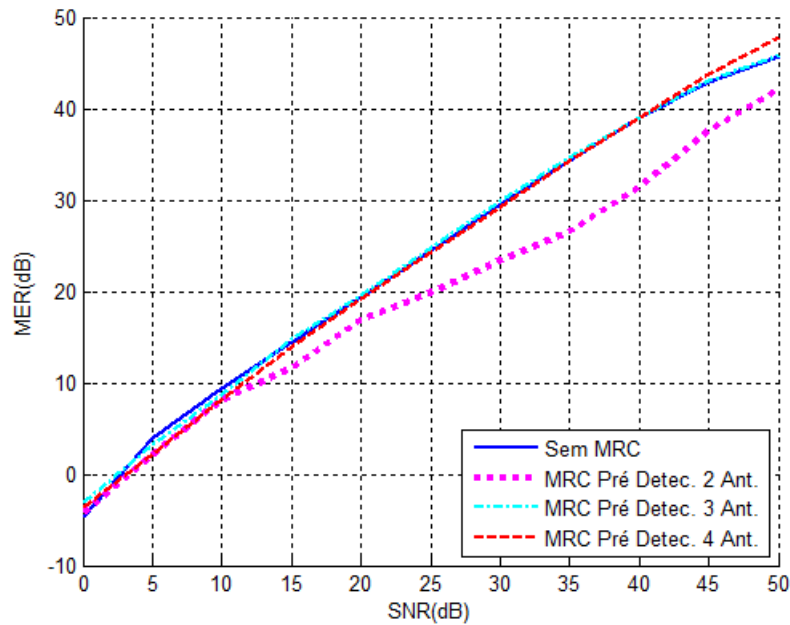


Figura 53: Simulação em interpolação *Cubic*. MER para 64QAM em pré detecção.

Os Gráficos 52 e 53 indicam pouca ou nenhuma contribuição para três e quatro

antenas e contribuição negativa, na forma de atenuação, para duas antenas.

Nas Figuras 54 e 55, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pós detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *Cubic*.

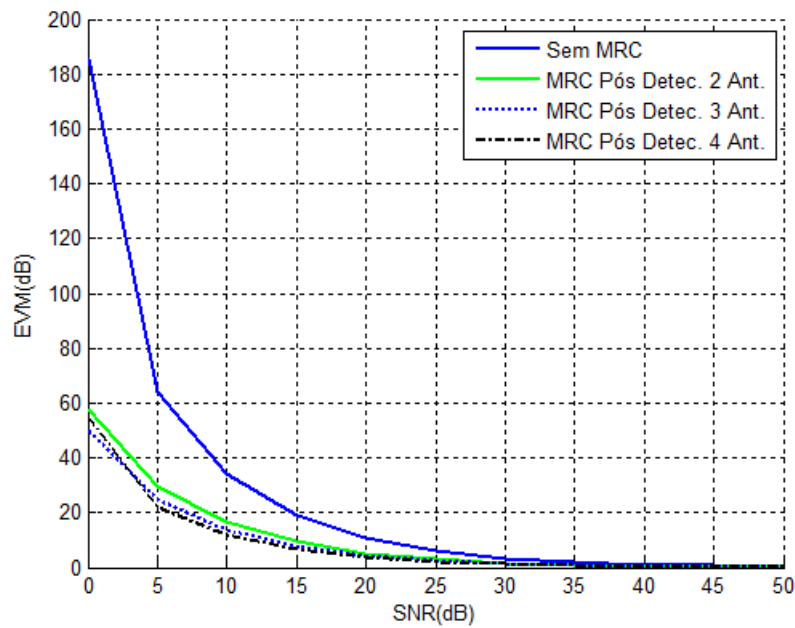


Figura 54: Simulação em interpolação *Cubic*. EVM para 64QAM em pós detecção.

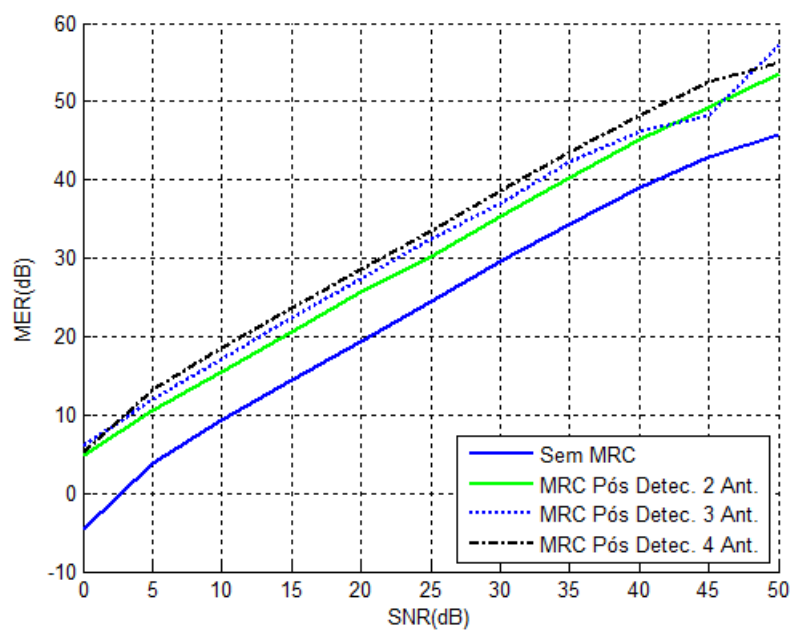


Figura 55: Simulação em interpolação *Cubic*. MER para 64QAM em pós detecção.



Os Gráficos 54 e 55 indicam uma contribuição progressiva, proporcional à quantidade de antenas. Esta contribuição é de aproximadamente, 6,5dB para duas antenas, 8dB para três antenas e 9dB para quatro antenas.

Nas Figuras 56 e 57, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pré detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *FFT*.

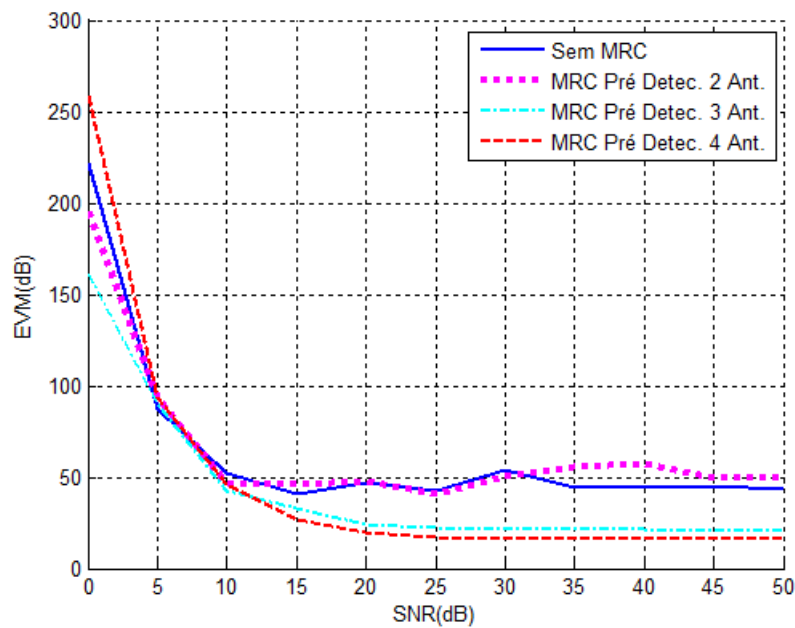


Figura 56: Simulação em interpolação *FFT*. EVM para 64QAM em pré detecção.

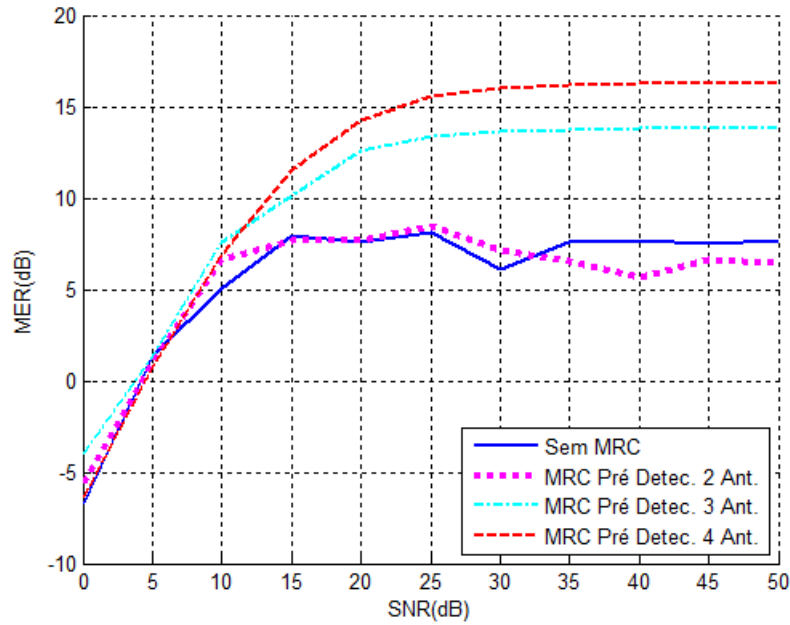


Figura 57: Simulação em interpolação *FFT*. MER para 64QAM em pré detecção.

Os Gráficos 56 e 57 indicam um baixo desempenho do demodulador utilizando interpolação *FFT* como um todo. Embora as contribuições de MER e de EVM sejam positivas e progressivas de acordo com a quantidade de antenas, a medida do MER comprova o baixo desempenho. Um máximo de aproximadamente 15dB é alcançado com quatro antenas, mesmo para a máxima SNR testada, 50dB.

Nas Figuras 58 e 59, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pós detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *FFT*.

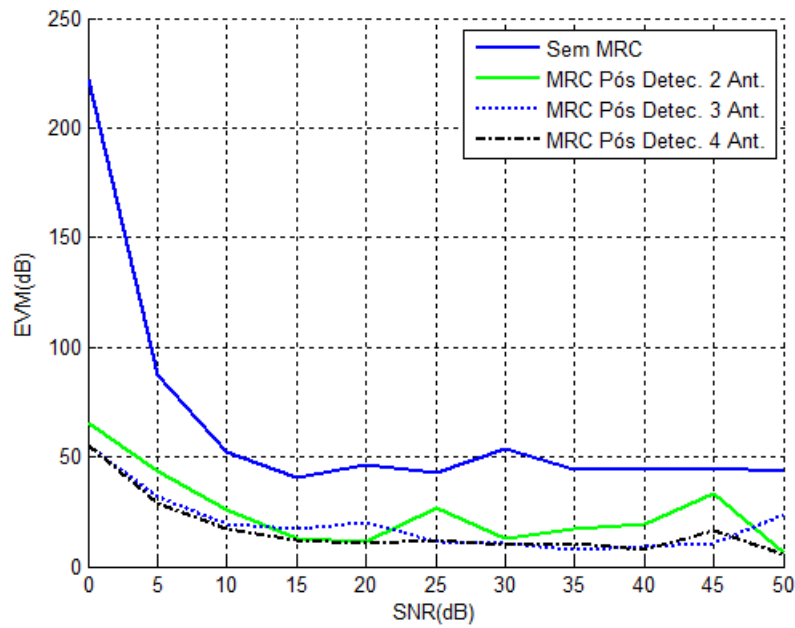


Figura 58: Simulação em interpolação *FFT*. EVM para 64QAM em pós detecção.

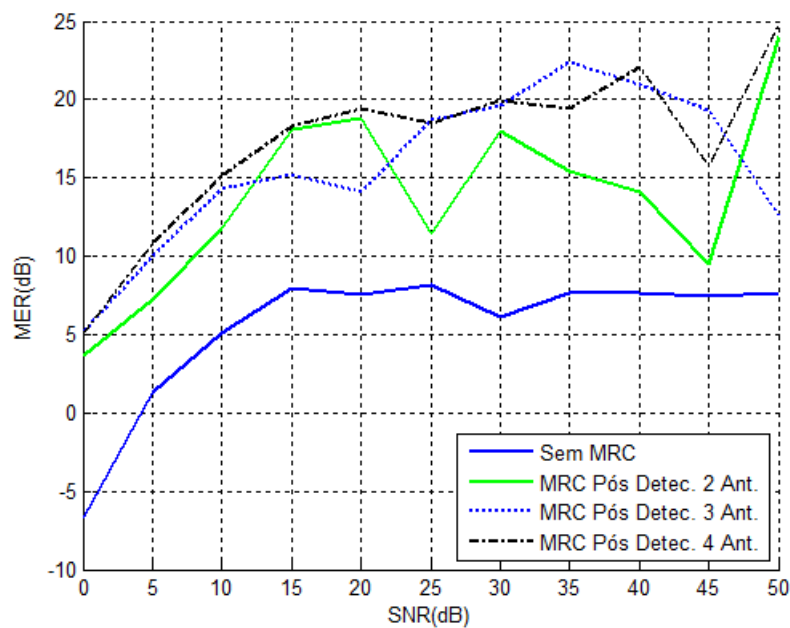


Figura 59: Simulação em interpolação *FFT*. MER para 64QAM em pós detecção.

Os Gráficos 58 e 59 indicam uma contribuição progressiva e proporcional à quantidade de antenas. De qualquer forma, o demodulador com interpolação *FFT* em pós detecção também apresenta baixo desempenho, sendo que um máximo de aproximadamente 20dB de MER é atingido, mesmo para a máxima SNR testada, 50dB.

Nas Figuras 60 e 61, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pré detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *Bidimensional*.

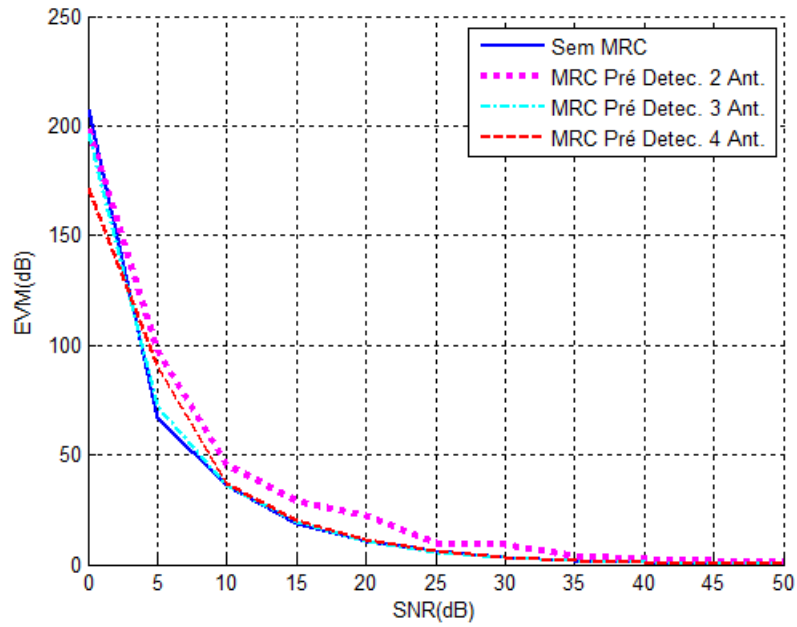


Figura 60: Simulação em interpolação *Bidimensional*. EVM para 64QAM em pré detecção.

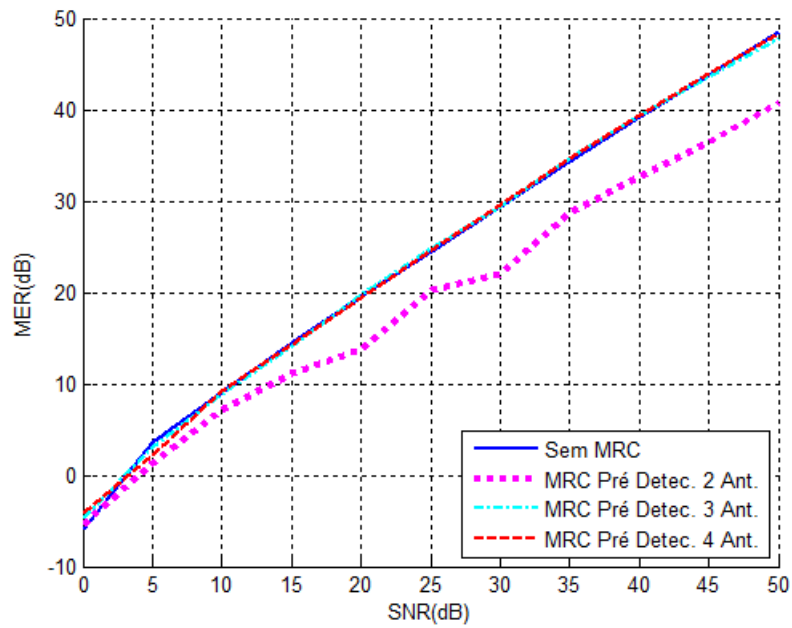


Figura 61: Simulação em interpolação *Bidimensional*. MER para 64QAM em pré detecção.

Os Gráficos 60 e 61 indicam pouca ou nenhuma contribuição para três e quatro antenas e contribuição negativa, na forma de atenuação, para duas antenas.

Nas Figuras 62 e 63, pode-se observar o resultado da simulação com diversidade espacial em pós detecção, em comparação com a recepção sem diversidade. O método de interpolação utilizado nesta simulação foi o método *Bidimensional*.

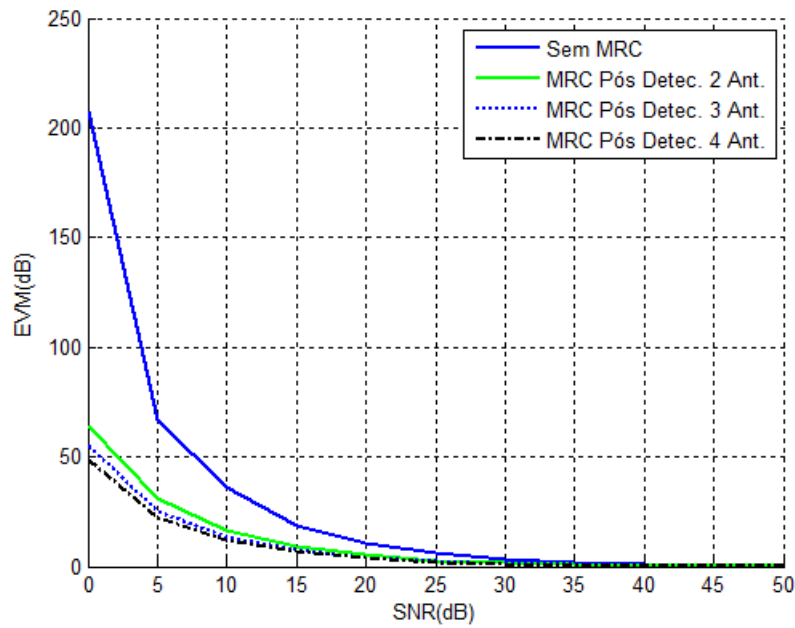


Figura 62: Simulação em interpolação *Bidimensional*. EVM para 64QAM em pós detecção.

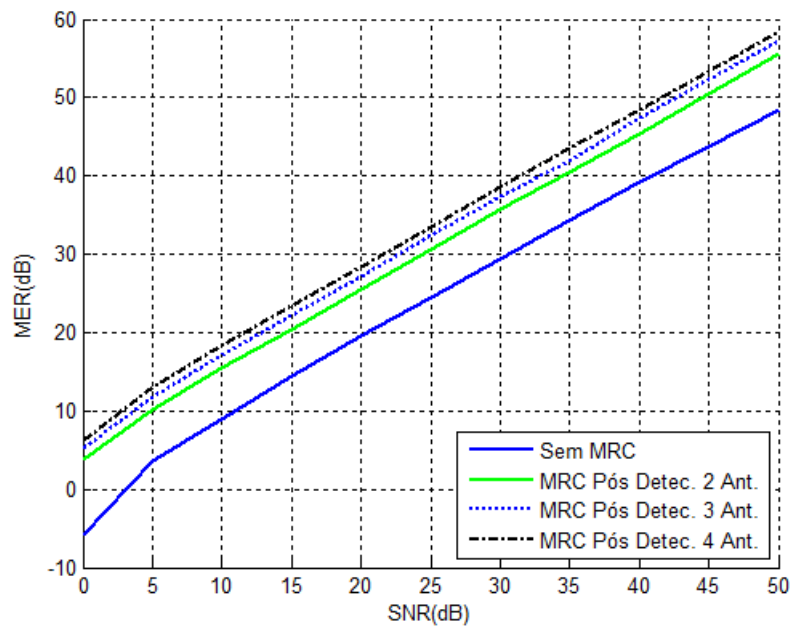


Figura 63: Simulação em interpolação *Bidimensional*. MER para 64QAM em pós detecção.

Os Gráficos 62 e 63 indicam uma contribuição progressiva, proporcional à quantidade de antenas. Esta contribuição é de aproximadamente, 6,5dB para duas antenas, 8,3dB

para três antenas e 9,5dB para quatro antenas.

### 5.6.2 Comparação de Métodos de Modulação

Os resultados para os métodos de modulação QPSK e 16-QAM foram muito semelhantes aos resultados do método de modulação 64-QAM. Desta forma, apenas os resultados para o método 64-QAM, que é o método com maior utilização comercial, foram descritos.

As Figuras 64, 65 e 66 ilustram esta semelhança em pós detecção, com interpolação *bidimensional*. Os gráficos representam o ganho relativo ao sistema sem diversidade.

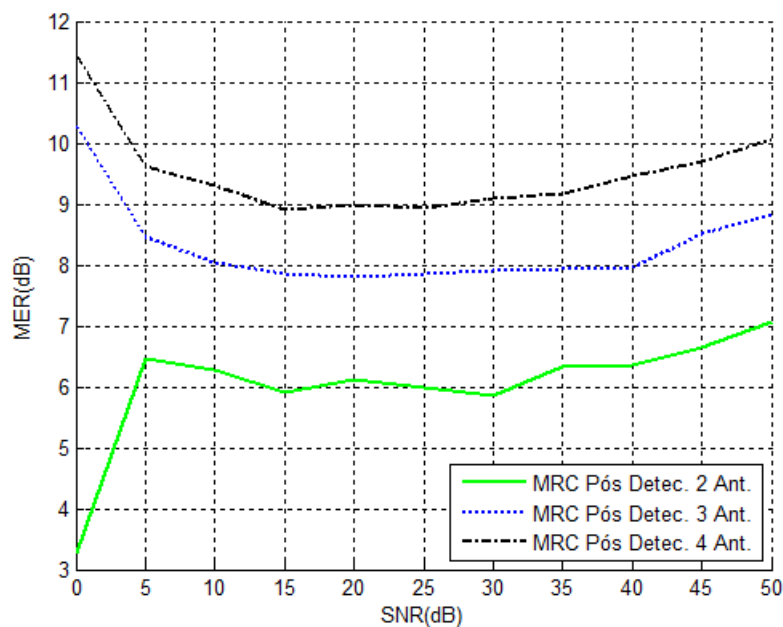


Figura 64: Ganho relativo a uma antena. Modulação QPSK e interpolação *Bidimensional*

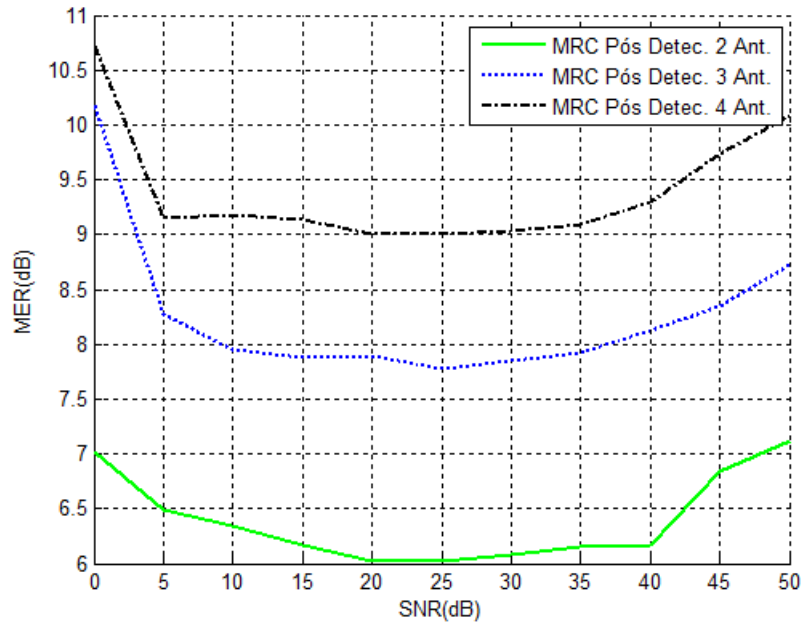


Figura 65: Ganho relativo a uma antena. Modulação 16-QAM e interpolação  
*Bidimensional*

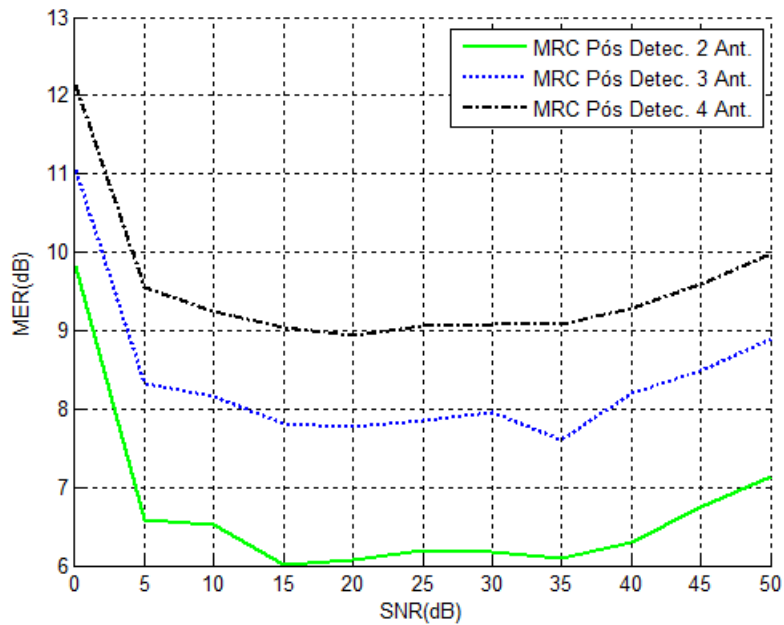


Figura 66: Ganho relativo a uma antena. Modulação 64-QAM e interpolação  
*Bidimensional*

Nota-se uma média de contribuição de 6dB para duas antenas, 8dB para três antenas e 9dB para quatro antenas em todos os métodos de modulação.



### 5.6.3 Comparação de Constelações

Para exemplificar os efeitos da adição de antenas e da utilização do MRC na constelação após a estimação de canal, foram feitos testes em pós detecção, com SNR fixa em 15dB, modo 3, intervalo de guarda fixado em 1/16, interpolação unidimensional *Spline* e modulação 64-QAM para duas, três e quatro antenas de recepção. O canal de transmissão utilizado foi o TU-6.

Vale ressaltar que o valor do MER mínimo para a demodulação do conteúdo com sucesso, para este conjunto de parâmetros, é de 20,1dB.

A Figura 67 traz o gráfico de dispersão de uma constelação 64-QAM ideal, sem a presença de qualquer tipo de efeito atenuador.

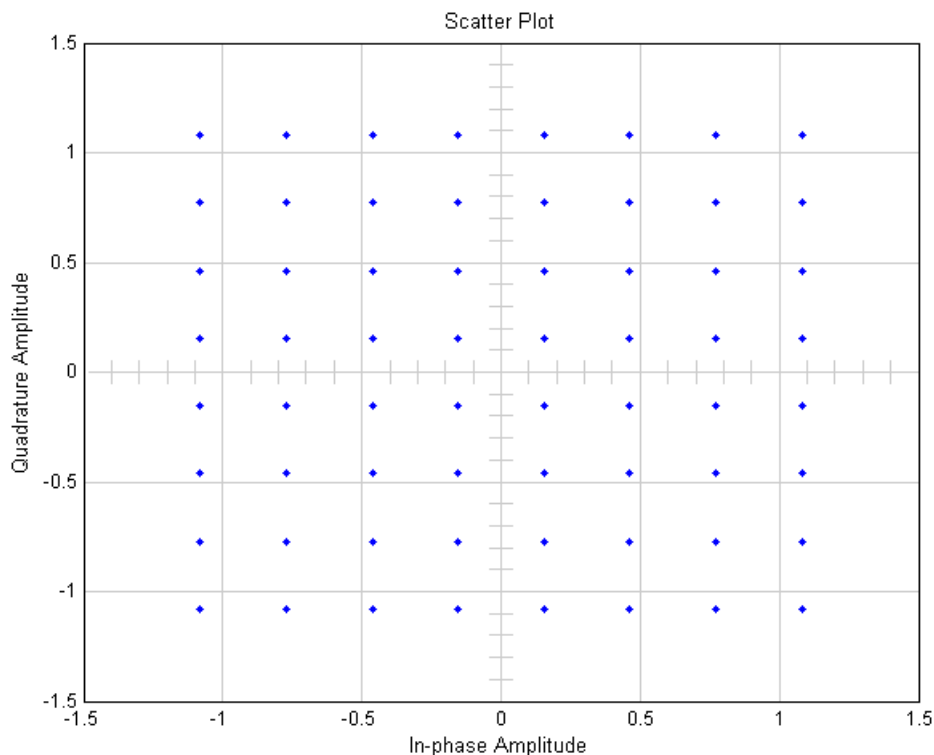


Figura 67: Constelação 64-QAM ideal. MER = 50dB.

A Figura 68 ilustra a constelação 64-QAM simulada para um receptor ISDB-Tb convencional, sem diversidade espacial, na presença de ruído e multi-percurso. Nota-se que a constelação apresenta-se bastante dispersa, indicando um grau elevado de ruído no sinal recebido.

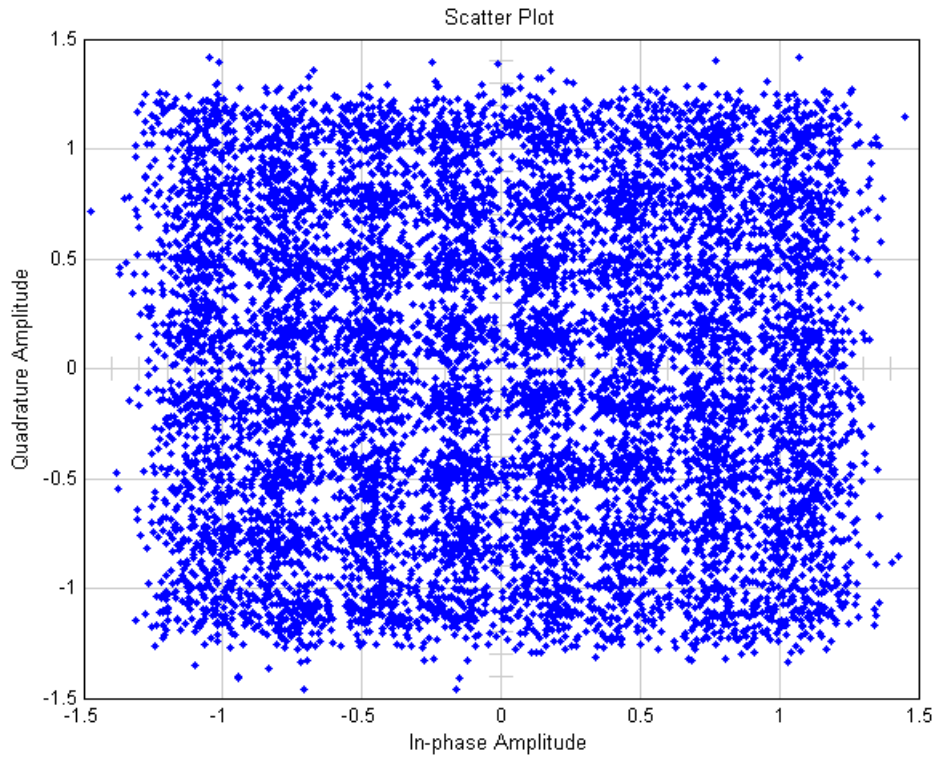


Figura 68: Constelação 64-QAM sem MRC. MER = 14,3dB.

Nestas condições, o conteúdo não seria demodulado corretamente.

As Figuras 69, 70 e 71 ilustram as constelações 64-QAM para um receptor ISDB-Tb com diversidade espacial em pós detecção, para duas, três e quatro antenas de recepção, respectivamente.

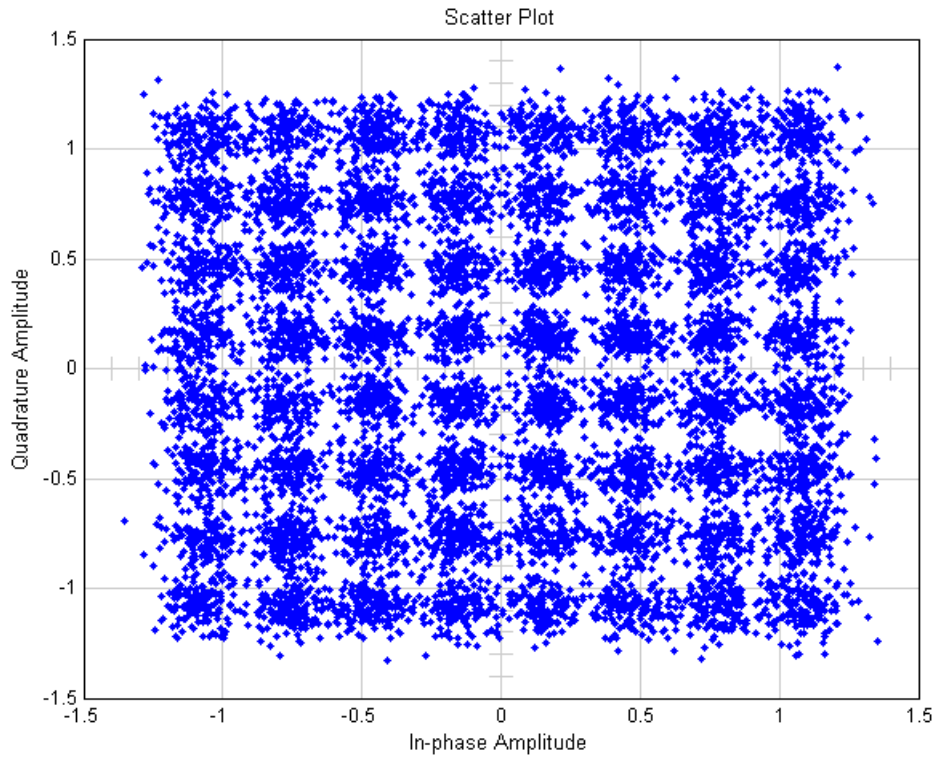


Figura 69: Constelação 64-QAM em pós detecção com duas antenas. MER = 20,7dB.

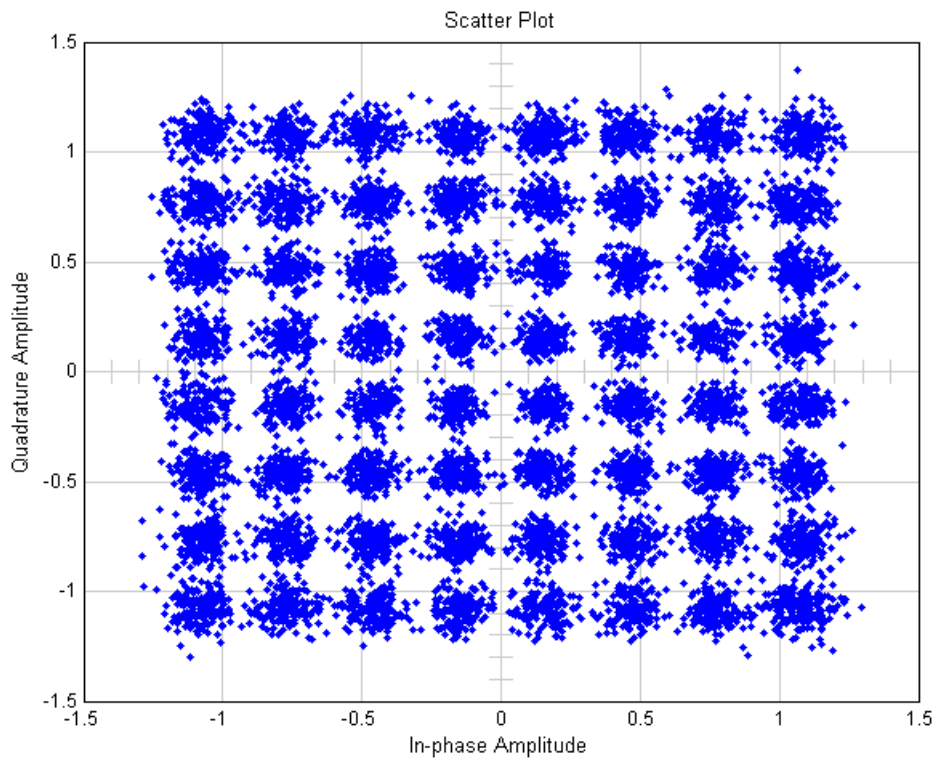


Figura 70: Constelação 64-QAM em pós detecção com três antenas. MER = 22,2dB.

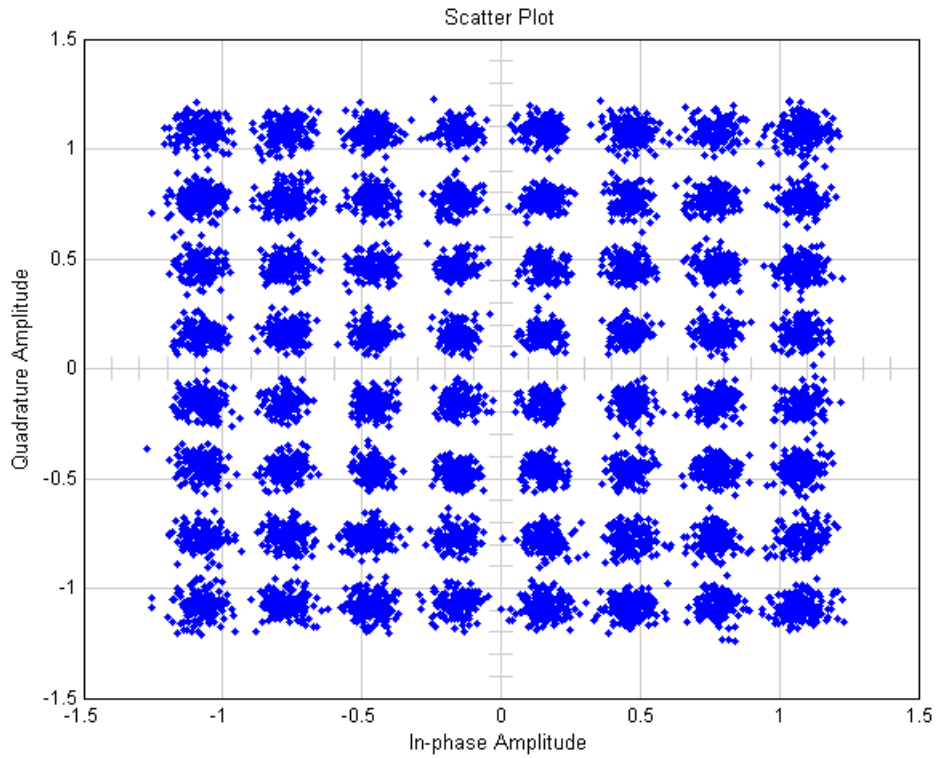


Figura 71: Constelação 64-QAM em pós detecção com quatro antenas. MER = 23,7dB.

Nota-se que, com o aumento do número de antenas de recepção ocorre a diminuição do ruído observado nos diagramas de dispersão, já que as constelações aproximam-se da constelação ideal.

Nas condições testadas, os três sistemas com diversidade espacial conseguiriam demodular o conteúdo com sucesso.

## 6 Conclusões

Este trabalho teve como objetivo estudar os benefícios da utilização de diversidade espacial em sistemas ISDB-Tb, tendo em vista a cobertura atual do SBTVD no território brasileiro. Inicialmente, um simulador do estágio de recepção de um receptor do sistema ISDB-Tb foi criado, utilizando vetores de RF gerados pelo simulador criado por Akamine (2011) para testes de desempenho. Quando o desempenho do simulador provou-se satisfatório, dois outros simuladores foram criados utilizando duas configurações de diversidade espacial diferentes, sendo estas o MRC em pré detecção e o MRC em pós detecção. Os simuladores foram então testados separadamente, em diversas configurações de funcionamento.

Os resultados das simulações indicam que, nas configurações testadas, os sistemas que fazem uso de diversidade espacial em pré detecção apresentam desempenho igual ou inferior aos sistemas convencionais. Os sistemas que fazem uso de diversidade espacial em pós detecção, por sua vez, apresentam desempenho superior aos demais sistemas.

Tanto para pré detecção quanto para pós detecção, nos três métodos de modulação testados, a interpolação FFT provou-se de baixa eficiência, devido a um rotacionamento variável da constelação final do sistema quando utilizada em canal com multi-percurso.

Nos três métodos de modulação testados em pós detecção com duas antenas, a medida do MER apresentou ganho médio de aproximadamente 6,1dB em interpolação *Nearest*, 5,8dB em interpolação *Linear*, 6,4dB em interpolação *Spline*, 6dB em interpolação *Cubic*, 8,8dB em interpolação *FFT* e 6,5dB em interpolação *Bidimensional*.

Nos três métodos de modulação testados em pós detecção com três antenas, a medida do MER apresentou ganho médio de aproximadamente 8,2dB em interpolação *Nearest*, 8,3dB em interpolação *Linear*, 8,2dB em interpolação *Spline*, 8dB em interpolação *Cubic*, 10,5dB em interpolação *FFT* e 8,3dB em interpolação *Bidimensional*.

Nos três métodos de modulação testados em pós detecção com quatro antenas, a medida do MER apresentou ganho médio de aproximadamente 9dB em interpolação *Nearest*, 5,8dB em interpolação *Linear*, 9,2dB em interpolação *Spline*, 9,2dB em interpolação *Cubic*, 11,7dB em interpolação *FFT* e 9,5dB em interpolação *Bidimensional*.

Além disso, em sistema com combinação em pós detecção, nos três métodos de modulação testados, a medida do EVM apresentou uma porcentagem de magnitude do vetor de erro menor, se comparada ao modelo sem diversidade espacial na recepção.

Portanto, conclui-se que a utilização do MRC em pós detecção é a mais indicada para sistemas reais, mesmo com sua maior complexidade computacional se comparada àquela dos sistemas com MRC em pré detecção. Este resultado reflete a tendência pela utilização comercial da diversidade espacial em pós detecção observada em empresas como a *Parrot* e a *Toshiba*, que optaram pela utilização comercial deste tipo de sistema (PARROT, 2014) e (TOSHIBA, 2014).

O custo para a implementação em um sistema real não seria impeditivo, uma vez que os processadores utilizados atualmente já possuem capacidade de processamento suficiente para realizar a combinação MRC. O custo final do aparelho com quatro antenas, preparado para a diversidade espacial com MRC teria um custo de dez a quinze dólares americanos a mais do que os sistemas convencionais.

Tendo em vista a baixa complexidade matemática do estágio de cálculo da diversidade espacial, confirma-se a aplicabilidade prática do modelo proposto, uma vez que o receptor, quando faz uso da técnica de diversidade espacial, tem sua sensibilidade aumentada, satisfazendo a proposta deste trabalho.

Outra aplicação da diversidade espacial na recepção é a possibilidade da orientação de cada antena em uma determinada direção, melhorando a recepção de diversos canais televisivos simultaneamente.

Além disso, também poderia ser desenvolvido um sistema onde cada antena recebe, simultaneamente, um canal diferente, possibilitando a exibição de mosaicos com canais diferentes.

Espera-se, então, que a pesquisa nesta dissertação detalhada contribua para o aprimoramento do SBTVD, possibilitando a recepção do conteúdo digital, bem como todos os benefícios por este sistema trazidos, em localizações onde a cobertura da transmissão ainda não é total.

## 6.1 Sugestões e Trabalhos Futuros

Além de estudar os efeitos da utilização de diversidade espacial na recepção, esta pesquisa tem como objetivo também incentivar outros pesquisadores a se aprofundarem nos estudos do SBTVD.

Podem ser ressaltadas como sugestões para trabalhos futuros:

- A implementação do simulador proposto em um rádio definido por software, permitindo a simulação e visualização do funcionamento em tempo real.
- A realização de estudos considerando a recepção móvel, estudando os efeitos do efeito Doppler no simulador proposto.
- A realização de estudos de diversidade espacial em outros sistemas de TV digital utilizados comercialmente, para estabelecer um parâmetro de comparação entre os mesmos.
- A realização de estudos do comportamento do ISDB-Tb com outros tipos de diversidade.

## 6.2 Artigos Publicados e em Elaboração

- Diversidade Espacial na Recepção em Sistemas ISDB-Tb, por Richard Olandim e Cristiano Akamine (Orientador), publicado nos anais do V Simpósio de Processamento de Sinais da Unicamp em 2014.
- Avaliação de desempenho de algoritmos MRC no sistema ISDB-Tb (Em elaboração), por Richard Olandim e Cristiano Akamine (Orientador), para submissão ao *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Latin America* em 2015.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ADVE, R. *Smart Antennas*. 2007. Notas de Aula. Disponível em: <<http://www.comms.utoronto.ca/~rsadve/Notes/>>.
- AKAMINE, C. *Análise de desempenho do sistema de TV digital DVB-T com entrelaçador temporal em canais com ruído impulsivo*. São Paulo, Brasil: [s.n.], 2004.
- AKAMINE, C. *Contribuições para Distribuição, Modulação e Demodulação do Sistema de TV Digital ISDB-Tb*. São Paulo, Brasil: [s.n.], 2011.
- ALTMAN, F. J.; SICHAK, W. A simplified diversity communication system for beyond-the-horizon links. *IRE Trans. on Communications Systems*, CS-4, 1956. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1097266>>.
- ANATEL. *População alcançada*. May 2012. Website. Disponível em: <<http://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documento.asp?numeroPublicacao=258272&pub=orig..>>
- ATSC-A/53E. Atsc digital television standard. 1995. Disponível em: <<http://atsc.org/standards/atsc-standards/>>.
- BAKSHI, U. A.; BAKSHI, A. V. *Antennas and Wave Propagation*. 3. ed. Pune, India: Technical Publications Pune, 2009.
- BALI, S. P. *Colour Television Theory and Practice*. 1. ed. New Deli, Índia: Tata McGraw-Hill Education, 1994.
- BEDICKS, G. et al. Sistema de tv digital. *Revista Mackenzie de Engenharia e Computação*, v. 5, n. 5, 2004. Disponível em: <[http://www.mackenzie.br/ano5\\_num5\\_2004.html](http://www.mackenzie.br/ano5_num5_2004.html)>.
- BEDICKS, G. et al. Tv digital um novo conceito. *Revista Mackenzie de Engenharia e Computação*, v. 6, n. 6 a 10, 2009. Disponível em: <<http://editorarevistas.mackenzie.br/index.php/rmec/article/view/3332/2784>>.
- BRENNAN, D. Linear diversity combining techniques. v. 47, n. 1, 1959. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1182067>>.



- CARVALHO, J. N. de. *Propagação em áreas urbanas na faixa de UHF*. Dissertação (Mestrado) — Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 2003.
- COST207. *Commission of European Communities : Digital Land Mobile Radio Communications*. 1989. Report.
- DIETZE, K. *Analysis of a Two-Branch Maximal Ratio and Selection Diversity System with Unequal Branch Powers and Correlated Inputs for a Rayleigh Fading Channel*. Dissertação (Mestrado) — Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, USA, 2001.
- FERREIRA, J. S. *Uma Proposta de Implementação do Multiplexador do Sistema ISDB-Tb*. Dissertação (Mestrado) — Instituto Nacional de Telecomunicações, Brasil, 2009.
- Fórum SBTVD. *Site Oficial da TV Digital Brasileira*. Set 2013. Website. Disponível em: <<http://www.dtv.org.br/>>.
- FOSTER, I. G. *The Doppler Effect*. 1. ed. [S.l.]: University of Virginia, 1948.
- FRENZEL, L. E. *Principles of Electronic Communication Systems*. 3. ed. New York, USA: McGraw-Hill, 2008.
- FS1037C. *Federal Standard 1037C - Telecommunications: Glossary of Telecommunication Terms*. 1996. Website. Disponível em: <<http://www.its.bldrdoc.gov/fs-1037/fs-1037c-.htm>>.
- GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. [S.l.]: Stanford University, 2004.
- HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. *Fundamentos de Física 2 Gravitação, Ondas e Termodinâmica*. 4. ed. [S.l.]: LTC Editora, 2009.
- HARTWIG, R. L. *Basic TV technology: digital and analog*. 4. ed. USA: Elsevier, 2005.
- HO, P. *Mobile and Personal Communications - Diversity Technics*. 2006. Notas de Aula. Disponível em: <<http://www2.ensc.sfu.ca/people/faculty/ho/ENSC832/>>.

JADHAV, S. P.; HENDRE, V. S. Performance of maximum ratio combining systems for rayleigh fadin channel. *International Journal of Scientific and Research Publications*, v. 3, n. 2, 2013. Disponível em: <<http://www.techrepublic.com/resource-library/whitepapers-/reduction-in-bit-error-rate-from-various-equalization-techniques-for-mimo-technology>>.

JAFARKHANI, H. *Space-Time Coding: Theory and Practice*. 1. ed. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005.

MASSEL, M. *Digital Television: DVB-T, COFDM and ATSC 8-VSB*. 2. ed. [S.l.]: DigitalTVbooks.com, 2003.

MATHWORKS. *Cost 207 and GSM EDGE Channel Models*. 2014. Website. Disponível em: <<http://www.mathworks.com/help/comm/examples/cost-207-and-gsm-edge-channel-models.html>>.

MATHWORKS. *Simulink: Simulation and Model-Based Design*. 2014. Website. Disponível em: <<http://www.mathworks.com/products/simulink/>>.

MATIC, D. *Mathematical Description of OFDM*. 1999. Website. Disponível em: <<http://www.wirelesscommunication.nl/reference/chaptr05/ofdm/ofdmmath.htm>>.

MATIC, D. *Qualitative Description of OFDM*. 1999. Website. Disponível em: <<http://www.wirelesscommunication.nl/reference/chaptr05/ofdm/ofdmqual.htm>>.

MCCLANING, K. *Radio Receiver Design*. 1. ed. [S.l.]: Noble Publishing, 1959.

MCDERMOTT, T. *Wireless Digital Communications: Design and Theory*. 1. ed. [S.l.]: Tucson Amateur Packet Radio Corporation, 1996.

National Instruments. Modulation error ratio mer and error vector magnitude evm. 2012. Disponível em: <<http://www.ni.com/white-paper/3652/en/>>.

NBR15601. Televisão digital terrestre - transmissão. 2009. Disponível em: <[http://www.abnt.org.br/imagens/Normalizacao\\_TV\\_Digital/ABNTNBR15601\\_2007Vc\\_2008.pdf](http://www.abnt.org.br/imagens/Normalizacao_TV_Digital/ABNTNBR15601_2007Vc_2008.pdf)>.

NBR15604. Televisão digital terrestre - recepção. 2009. Disponível em: <[http://www.abnt.org.br/imagens/Normalizacao\\_TV\\_Digital/ABNTNBR15604\\_2007Vc\\_2008.pdf](http://www.abnt.org.br/imagens/Normalizacao_TV_Digital/ABNTNBR15604_2007Vc_2008.pdf)>.

- PAHLAVAN, K. *Networking Fundamentals: Wide, Local and Personal Area Communications*. 1. ed. West Sussex, UK: John Wiley and Sons Ltd., 2009.
- PARROT. *TV and Radio Chipsets*. 2014. Website. Disponível em: <[http://www-parrotoem.com/en-gb/connectivity-modules/digital-tv-radio-chipsets/](http://www.parrotoem.com/en-gb/connectivity-modules/digital-tv-radio-chipsets/)>.
- ROHDE&SCHWARZ. *Fading Channel Simulation in DVB*. 2001. Website. Disponível em: <[http://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl\\_downloads/dl\\_application/application\\_notes/7bm05/7BM05\\_1E.pdf](http://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/7bm05/7BM05_1E.pdf)>.
- ROMANI, E. et al. Ensaio de recepção de sinais de tv digital em dispositivo com diversidade espacial. *Revista de rádio e difusão SET*, v. 5, n. 5, 2011. Disponível em: <<http://www.set.com.br/revistaeletronica/radiodifusao/index.php/revistaderadiodifusaoset/article/viewFile/54/63>>.
- ROY, T. K.; MORSHED, M. Performance analysis of pdc over rayleigh fading channel for ofdm system. *International Journal of Computing Communication and Networking Research*, v. 2, n. 1, 2013. Disponível em: <<http://www.setscholars.org/index.php/ijccnet/article/download/287/pdf>>.
- SANKAR, K. *Rayleigh Multipath Channel Model*. Jul 2008. Website. Disponível em: <<http://www.dsplog.com/2008/07/14/rayleigh-multipath-channel/>>.
- SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. 1948. Disponível em: <<http://cm.bell-labs.com/cm/ms/what/shannonday/shannon1948.pdf>>.
- SHARMA, S. P. *Basic Radio and Television*. 2. ed. New Deli, Índia: Tata McGraw-Hill Education, 2003.
- SINGH, S.; VIJAY, S.; SINGH, G. Performance analysis of pre-detection and post-detection diversity reception schemes for mobile satellite systems. 2013.
- STD-B21. Receiver for digital broadcasting. 2007. Disponível em: <[http://www.arib.or.jp/english/html/overview/doc/6-STD-B21v4\\_6-E1.pdf](http://www.arib.or.jp/english/html/overview/doc/6-STD-B21v4_6-E1.pdf)>.
- TOSHIBA. *OFDM Demodulation and Error Correction IC for Digital Terrestrial Broadcasting Diversity Reception*. 2014. Website. Disponível em: <[http://toshiba-semicon-storage.com/ap-en/company/news/new-products/assp/1275562\\_37662.html](http://toshiba.semicon-storage.com/ap-en/company/news/new-products/assp/1275562_37662.html)>.

TSE, D.; VISWANATH, P. *Fundamentals of Wireless Communication*. 1. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2005.

UNION, E. B. Digital video broadcasting (dvb), framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. 2001. Disponível em: <[http://www.etsi.org/deliver/etsi\\_en/300700\\_300799/300744/01.04.01\\_60/en\\_300744v010401p.pdf](http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300700_300799/300744/01.04.01_60/en_300744v010401p.pdf)>.

VUCETIC, B.; YUAN, J. *Space-Time Coding*. 1. ed. West Sussex PO19 8SQ, England: John Wiley and Sons Ltd., 2003.

ZHANG, Q. T. Maximal-ratio combining over nakagami fading channels with an arbitrary branch covariance matrix. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 48, 1999.