

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
CURSO DE ESPECIALIZAÇÃO EM TELEINFORMÁTICA E REDES DE
COMPUTADORES**

RODRIGO TSUNEYOSHI KAIDO

**UMA CONTRIBUIÇÃO AO ENSINO DE ENGENHARIA SOBRE O
SISTEMA BRASILEIRO DE TV DIGITAL**

MONOGRAFIA

CURITIBA

2011

RODRIGO TSUNEYOSHI KAIDO

**UMA CONTRIBUIÇÃO AO ENSINO DE ENGENHARIA SOBRE O
SISTEMA BRASILEIRO DE TV DIGITAL**

Monografia apresentada como requisito parcial à obtenção do título de Especialista em Teleinformática e Redes de Computadores, do Programa de Pós-Graduação, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientadora: Professora Dra. Keiko Verônica Ono Fonseca

Curitiba

2011

TERMO DE APROVAÇÃO

Título da Monografia: **Uma contribuição ao ensino de Engenharia sobre o Sistema Brasileiro de TV Digital**

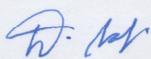
por

Rodrigo Tsuneyoshi Kaido

Monografia apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Especialista em Teleinformática e Redes de Computadores, do Programa de Pós-Graduação da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR. O candidato foi avaliado pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. A Banca Examinadora considerou o trabalho APROVADO.



Prof.ª Dra. Keiko Verônica Ono Fonseca – Orientadora



Prof. Dr. Walter Godoy Junior

Nota: 10,0 (DEZ INTEIROS)

RESUMO

KAIDO, Rodrigo T. **Uma contribuição ao ensino de Engenharia sobre o Sistema Brasileiro de TV Digital**. 2011. 77f. Monografia (Especialização em Teleinformática e Redes de Computadores) – Programa de Pós-Graduação, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2011.

A implantação da TV Digital no Brasil mobilizou esforços de diversas áreas do conhecimento na elaboração de sua especificação. Adotou-se como base técnica o modelo japonês de TV Digital, conhecido por ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial*), que possibilita também, dentre outras vantagens, o fornecimento gratuito do sistema a televisores portáteis e telefones celulares, cobrados em outros sistemas como o europeu DVB-T (*Digital Video Broadcasting – Terrestrial*), por exemplo. Juntou-se ainda com os padrões de compressão de vídeo e áudio introduzidos pelo Brasil. Neste contexto, este trabalho tem como objetivos levantar informações sobre o Sistema Brasileiro de TV Digital; fazer uma breve descrição sobre as técnicas de transmissão, codificação, multiplexação e recepção utilizadas pelo padrão, enfatizando a multiplexação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*). As simulações ajudam a entender algumas escolhas técnicas que foram adotadas para o padrão, bem como o seu funcionamento como um todo.

Palavras-chave: TV Digital, Multiplexação OFDM, Sistemas Ortogonais, *Transport Stream*.

ABSTRACT

KAIDO, Rodrigo T. **A contribution for Engineering focusing on the Brazilian Digital TV System.** 2011. 77f. Monograph (Major in Telecommunication and Computer Network) – Post Graduate Program, Federal University of Technology - Paraná. Curitiba, 2011.

The implementation of the Digital TV System in Brazil joined efforts of different areas of knowledge to elaborate the standard. The Japanese system, called ISDB-T or Integrated Services of Digital Broadcasting - Terrestrial, was used as a technical base and offers some advantages such as providing free service for mobile television and cell phones, not provided in the European standard DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial) for example. Another advantage of the system is related to the video and audio compression techniques introduced by the Brazilian standard. In this regard, this paper collects information about the Brazilian Digital TV System, summarizing the transmission, coding, multiplexing and receiving techniques adopted, and focuses on the Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) used on the transmission system. The simulations help us to understand some technical points about the system and its general operation.

Keywords: Digital TV Broadcasting, OFDM, Orthogonal Systems, Transport Stream.

Lista de Figuras

Figura 1 – Esquema básico do sistema de TV Digital	13
Figura 2 - Organização do quadro OFDM	15
Figura 3 - Diagrama em blocos da codificação de canal.....	18
Figura 4 - Reed-Solomon RS(204,188).....	21
Figura 5 - Reposicionamento do byte de sincronismo.....	21
Figura 6 - Aleatorizador de dados	23
Figura 7 - Esquema do entrelaçador de bytes.....	24
Figura 8 - Código Convolutacional (2,1,6).....	25
Figura 9 - Configuração da modulação de portadora.....	25
Figura 10 - Modulador DQPSK.....	27
Figura 11 - Diagrama de constelação da modulação DQPSK.....	27
Figura 12 - Modulador QPSK	28
Figura 13 - Diagrama de constelação da modulação QPSK	28
Figura 14 - Modulador 16QAM	29
Figura 15 - Diagrama de constelação da modulação 16QAM.....	29
Figura 16 - Modulador 64QAM	30
Figura 17 - Diagrama de constelação da modulação 64QAM.....	30
Figura 18 - Estrutura do segmento de dados no domínio do tempo.....	31
Figura 19 - Combinador de segmento de dados	32
Figura 20 - Entrelaçador temporal.....	33
Figura 21 - Configuração do entrelaçamento de frequência.....	35
Figura 22 - Entrelaçamento de segmentos no modo 1	35
Figura 23 - Entrelaçamento de segmentos no modo 2.....	36
Figura 24 - Entrelaçamento de segmentos no modo 3.....	36
Figura 25 – Rotação de fase das portadoras no modo 1.....	36
Figura 26 - Propagação por multicaminhos. Os sinais são espalhados e podem chegar ao receptor por diversos percursos	38
Figura 27 - Funções densidade de probabilidade $p(x)$ e distribuição de probabilidade $P(x)$	39
Figura 28 - 4 sinais ortogonais no domínio do tempo.....	40
Figura 29 - Representação vetorial para 2 ($M=2$) e 3 ($M=3$) sinais ortogonais.....	41
Figura 30 - Diagrama em blocos da transmissão multiportadora	42
Figura 31 - Representação em blocos de um receptor ótimo.....	42
Figura 32 - Espectro da multiportadora. (a) para $\alpha=0,5$. (b) para $\alpha=0$ (ideal).....	44
Figura 33 - Transmissão e Recepção típica do OFDM	46
Figura 34 - Tempo de guarda (hachurado) adicionado ao tempo T	47
Figura 35 - Diagrama do receptor de TV Digital	48
Figura 36 - Representação do ruído AWGN.....	51
Figura 37 - Diagrama em blocos da simulação dos sinais ortogonais.....	55
Figura 38 - Modelo do Simulink para validação do código simulado.....	55
Figura 39 - Subsistema do Simulink : "Mapeamento dos símbolos".....	56
Figura 40 - Gráfico Probabilidade de erro de bit X Relação sinal ruído, (a) para 50 dB e (b) 30 de ruído AWGN.....	57
Figura 41 - Gráfico Probabilidade de erro de bit X Relação sinal ruído, para 25 dB de ruído AWGN.....	58
Figura 42 - Gráfico Probabilidade de erro de bit X Relação sinal ruído, para 20 dB de ruído AWGN.....	59
Figura 43 - Simulação de um canal de transmissão e recepção OFDM	60

Figura 44 - Bloco da modulação OFDM e adição de prefixo cíclico (<i>OFDM Baseband Simulation and Add Cyclic Prefix</i>)	62
Figura 45 - (a) Taxa de erro sem codificação externa de Reed-Solomon. (b) Taxa de erro com codificação externa de Reed-Solomon.....	64
Figura 46 - (a) Diagrama de constelação antes da estimação de canal. (b) Diagrama de constelação após a estimação de canal.....	64
Figura 47 – (a) Espectro de frequência dos bits transmitidos. (b) Espectro de frequência dos bits recebidos.....	65

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	9
1.1	HISTÓRICO	9
1.2	OBJETIVOS	10
1.3	JUSTIFICATIVAS	10
2	TV DIGITAL	12
2.1	SISTEMA DE CODIFICAÇÃO DE CANAL E MODULAÇÃO	13
2.1.1	TS Remultiplexador	19
2.1.2	Código Externo (Reed-Solomon)	20
2.1.3	Camadas Hierárquicas	21
2.1.4	Aleatorizador (Dispensor de Energia)	22
2.1.5	Entrelaçador de Bytes	23
2.1.6	Código Convolutacional	24
2.1.7	Modulação	25
2.1.8	Segmentos de Dados e Camadas Hierárquicas	30
2.1.9	Entrelaçador Temporal e Ajuste de Atraso	32
2.1.10	Entrelaçamento em Frequência	34
2.2	ORTHOGONAL FREQUENCY DOMAIN MULTIPLEX (OFDM)	37
2.2.1	Conceitos de Transmissão Multiportadora	38
2.2.2	Implementação do OFDM através da FFT (<i>Fast Fourier Transform</i>) e IFFT (<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>)	45
2.2.3	Tempo de Guarda ou Prefixo Cíclico	46
2.3	RECEPTOR DE TV DIGITAL	48
2.3.1	Efeito “Cliff” ou Efeito de Penhasco	49
2.4	RUÍDO AWGN (<i>ADDITIVE WHITE GAUSSIAN NOISE</i>)	50
2.5	MÉTODO DE MONTE CARLO	51
3	SIMULAÇÕES	53
3.1	SINAIS ORTOGONAIS	53
3.2	OFDM E SISTEMA BÁSICO DE TV DIGITAL	59
4	CONCLUSÃO	66
5	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	67
6	ANEXO	70

1 INTRODUÇÃO

A televisão é um dos meios de comunicação mais populares do Brasil. Segundo Farias e Carvalho (2008), mais de 94 % dos lares brasileiros possuem ao menos uma televisão em casa (FARIAS; CARVALHO, 2008, p. 64). Para atender tamanha demanda e importância, novas formas de transmissão estão sendo desenvolvidas, além da já existente e consagrada transmissão analógica. Um exemplo é a transmissão de televisão por sinal digital (popularmente chamada de “TV Digital”), que representa um progresso em relação à tecnologia e também à maneira inovadora de comunicação. Permite a transmissão de diferentes tipos de programas, com exibições em alta definição, *broadcast* de áudio e outros conteúdos multimídia. Outro ganho bastante importante é a interatividade. O telespectador deixará de ser apenas um usuário “passivo”, que só recebe a programação e assiste, e passará a participar ativamente, enviando mensagens, e escolhendo filmes e programas que deseja ver.

O sinal de TV digital já é transmitido em diversos países do mundo. No Brasil, a primeira transmissão do sinal de TV digital ocorreu no dia 02 de Dezembro de 2007 na cidade de São Paulo.

1.1 HISTÓRICO

O Sistema Brasileiro de TV Digital Terrestre (SBTVD) foi desenvolvido com base no sistema japonês ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial*). Oferece algumas vantagens em relação aos sistemas de TV Digital em funcionamento no mundo. Essas vantagens estão relacionadas com a base técnica do sistema japonês juntamente com os padrões de compressão de áudio e vídeo introduzidos pelo Brasil, mais modernos e eficientes se comparados aos outros tipos de compressão. O sistema brasileiro adotou o padrão H.264, também conhecido por MPEG-4 (*Moving Picture Experts Group – 4*), para codificação de vídeo e o HE-AAC

v2 (*High-Efficiency - Advanced Audio Coding version 2*) para o áudio (SITE OFICIAL DA TV DIGITAL BRASILEIRA, História do SBTVD).

Um dos pontos decisivos para a escolha do modelo japonês como base técnica foi pela capacidade do sistema em atender equipamentos portáteis, permitindo que as pessoas possam assistir a TV com o uso de celulares, mini-televisores e outros dispositivos, gratuitamente. Vale lembrar, por exemplo, que no padrão europeu DVB-T (*Digital Video Broadcast - Terrestrial*) a transmissão para dispositivos móveis é tarifada pelas operadoras de telefonia.

1.2 OBJETIVOS

Levantar informações sobre o sistema de TV digital no Brasil. Fazer uma breve descrição sobre as técnicas de transmissão, codificação, multiplexação e recepção do sinal de televisão digital, com foco na multiplexação OFDM (*Orthogonal Frequency Domain Multiplex*). Implementar simulações relacionadas ao seu funcionamento, com a ferramenta Matlab, visando contribuir com dados e material didático para o ensino deste tema.

1.3 JUSTIFICATIVAS

Em relação à transmissão analógica de sinal de TV, a transmissão digital apresenta inúmeras vantagens técnicas que justificam a sua implantação. De acordo com Rast (2005),

“a transmissão digital sofre menos interferência e necessita de níveis de potência inferiores aos utilizados na transmissão analógica. Outra vantagem significativa deste tipo de transmissão é que, usando as técnicas de multiplexação, para cada espaço de frequência ocupado por um canal de sinal analógico é possível transmitir 4 canais digitais (exceto para transmissão *broadcast* de canais de alta definição)” (RAST, 2005, p.2).

De nada adiantaria se a transmissão digital fosse tecnicamente viável e com vantagens, se também não fosse economicamente viável. Com a possibilidade de

inclusão de mais canais digitais no espectro de frequência ocupado para a transmissão de um sinal analógico, ter-se-á mais banda de frequência disponível para a venda. Por exemplo, segundo Rast (2005), na cidade de Berlim, na Alemanha, com o término da transmissão analógica de TV, disponibilizou-se para o governo local 35 MHz para uso ou venda para novos serviços. Ainda de acordo com Rast (2005), o governo dos Estados Unidos leiloou 108 MHz do espectro utilizado pelas transmissões analógicas e que foi disponibilizado com o término de sua utilização. Arrecadou cerca de 50 bilhões de dólares com estes leilões (RAST, 2005, p.1-2).

2 TV DIGITAL

O Sistema Brasileiro de Televisão Digital, também conhecido por SBTVD, é especificado pelas normas ABNT NBR 15601, 15602, 15603, 15604, 15605, 15606, 15607 e 15608, separados por módulos de transmissão, codificação, multiplexação, receptores, segurança, *middleware*, canal de interatividade e guia de operação. Além das normas citadas, existe um módulo técnico, chamado de JavaDTV, escrito em Java, cuja especificação foi desenvolvida pelo Fórum Brasileiro de TV Digital juntamente com a Sun Microsystems, Inc. Foi chamado de Ginga, que já está em processo de Consulta Nacional da ABNT. É uma camada de software entre o sistema operacional e as aplicações. Tem por objetivo, tornar as aplicações independentes do sistema operacional da plataforma de *hardware* e oferecer suporte ao desenvolvimento de aplicações.

Este trabalho focou principalmente a norma da ABNT NBR 15601, que compreende o sistema de codificação de canal, modulação e transmissão.

Para a transmissão dos canais digitais, o SBTVD prevê a utilização das faixas de frequência UHF (*Ultra High Frequency*), que vão de 300 MHz a 3 GHz, entre os canais 14 e 69.

Para que o sistema de televisão digital funcione adequadamente deve-se garantir o transporte dos sinais digitais em uma determinada largura de banda. De acordo com Wu e Caron (1994), um vídeo de alta definição necessita de uma taxa de transmissão de 15 a 20 Mb/s para prover um serviço com qualidade de serviço satisfatória (WU; CARON, 1994, p.46).

Um assunto de extrema importância na transmissão da TV Digital está relacionado à interferência que o sinal digital sofre desde sua transmissão até a recepção. De acordo com Yamada et al. (2004),

“os sinais de TV se propagam no espaço livre e estão sujeitos a várias formas de degradação motivadas por interferências, tais como ruído impulsivo gerado por motores elétricos, por sinais provenientes de multipercursos devido a reflexões em obstáculos e por interferência de canais adjacentes. Nos televisores analógicos, essas interferências são notadas através de imagens “fantasma” ou faixas horizontais. Nos sinais digitais esses efeitos são percebidos como artefatos (minúsculos quadrados) que se espalham na tela” (YAMADA et al., 2004, p. 30).

Ainda conforme Yamada et al. (2004), os sinais digitais são muito mais sensíveis aos problemas de distorção não linear se comparados com os sinais analógicos, de forma que os filtros e amplificadores devem operar na região linear, longe do ponto de saturação (YAMADA et al., 2004, p. 31).

2.1 SISTEMA DE CODIFICAÇÃO DE CANAL E MODULAÇÃO

O sistema de TV digital possui, basicamente, os mesmos elementos presentes num sistema de comunicação de dados, ou seja, contém blocos de codificação, multiplexação, modulação, amplificação e antena. A diferença básica consiste na informação de entrada, pois possuem, além dos pacotes de dados, *streaming* de vídeo e de áudio. A figura 1 mostra o esquema básico do sistema. De acordo com esta figura, os *streamings* de vídeo e de áudio devem passar pelo codificador. Os pacotes de dados entram diretamente no multiplexador. Conforme descreve Paiva (2009), as informações de dados, vídeo e áudio formam o *Transport Stream* (TS) e são definidas conforme o sistema *Moving Picture Experts Group* versão 2 (MPEG-2) (PAIVA, 2009, p.4). Vale lembrar que o padrão de compressão de vídeo antes da formação do TS é o MPEG-4 (H.264).

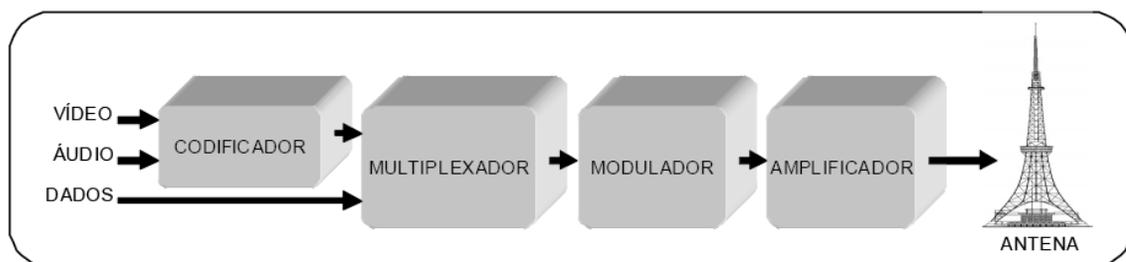


Figura 1 – Esquema básico do sistema de TV Digital (ABNT NBR 15601, 2007, p.4)

Ainda conforme a figura 1, de acordo com a norma da ABNT NBR 15601, que descreve o funcionamento do sistema de transmissão da TV Digital no Brasil,

“uma ou mais entradas contendo os feixes de dados TS devem obrigatoriamente ser remultiplexadas para criar um único TS. Esse único TS deve obrigatoriamente ser submetido ao estágio de codificação de canal múltiplo, de acordo com a intenção de serviço, e deve obrigatoriamente ser

então enviado como sinal *Orthogonal Frequency Division Multiplex* (OFDM)” (ABNT NBR 15601, 2007, p. 4).

Em relação ao *Transport Stream* (TS), conforme Paiva (2009),

“esse TS será submetido a uma série de processos de codificação de canal e modulação, cujos objetivos são viabilizar a recepção em cenários típicos de radiodifusão nas faixas de VHF e UHF. São utilizados dois códigos corretores de erro concatenados para aumentar o desempenho de taxa de erro de bit” (PAIVA, 2009, p.7).

Após a codificação, a informação é dividida em milhares de subportadoras, formando um sinal OFDM. De acordo com Sari, Karam e Jeanclaude (1995), uma das grandes vantagens do OFDM em relação às outras formas de multiplexação é que a transmissão ocorre através de uma única frequência da portadora, ou seja, vários canais de TV podem ser transmitidos via *broadcast* usando a mesma frequência de portadora (SARI; KARAM; JEANCLAUDE, 1995, p.100).

A norma ABNT NBR 15601 (2007) prevê a transmissão hierárquica, que significa que um único canal de televisão deve obrigatoriamente ser usado simultaneamente para serviço de recepção fixa, recepção móvel e recepção portátil (ABNT NBR 15601, 2007, p. 5). Neste caso, os bits a serem transmitidos são divididos em três grupos (camadas hierárquicas A, B e C), e cada grupo pode ter um grau de robustez diferente. Conforme descreve Tome (2007),

“é possível fazer com que parte dos sinais seja forte o suficiente para ser recebido nas áreas mais afastadas, ou nas zonas de sombra, ou mesmo por terminais móveis – enquanto que uma outra parte seria recebida apenas por receptores melhor localizados ou com antenas parrudas” (TOME, 2007, p. 5).

Ainda de acordo com Tome (2007), uma possível aplicação da transmissão hierárquica é, por exemplo, dividir o sinal de TV em duas partes. Uma parte, correspondente à imagem em definição padrão (SDTV), seria transmitido no modo mais robusto, e a outra parte, poderia ser o complemento necessário para compor a imagem em alta definição (HDTV) (TOME, 2007, p. 5). Todos os usuários, mesmo não possuindo uma boa antena e distante do transmissor, receberiam o sinal em definição padrão, e o usuário que estiver em localização ótima (mais próxima do receptor) e possuir uma boa antena receberia o complemento para formar a imagem de melhor qualidade.

A norma ABNT NBR 15601 (2007) prevê a utilização de um *time interleaving* (ABNT NBR 15601, 2007, p. 4), ou tempo de entrelaçamento, que é uma técnica que consiste em organizar a informação digital de forma não contígua, de forma que seja dado um curto período de tempo para que o sistema (receptor) processe a informação, sem perder dados e com uma taxa de erro menor. Esta utilização é descrita a seguir:

“A transmissão digital terrestre deve utilizar o *time interleaving* para prover uma codificação com menor taxa de erro para a recepção móvel. O espectro de radiodifusão deve obrigatoriamente consistir em 13 blocos OFDM sucessivos, com cada segmento ocupando 1/14 da largura de canal de televisão” (ABNT NBR 15601, 2007, p.5).

Sabe-se que cada canal possui largura de 6 MHz. Isto significa que cada segmento tem largura de 428,57 kHz ($6000 / 14$).

Os 13 segmentos são enumerados em ordem crescente de 0 a 12. O segmento 0 (zero) é posicionado no centro do espectro de transmissão (chamado de segmento central), correspondente a camada hierárquica A. Os segmentos de numeração ímpar são posicionados à esquerda do segmento central e os segmentos de numeração par são posicionados à direita. A organização dos segmentos do quadro OFDM é mostrada na figura 2.

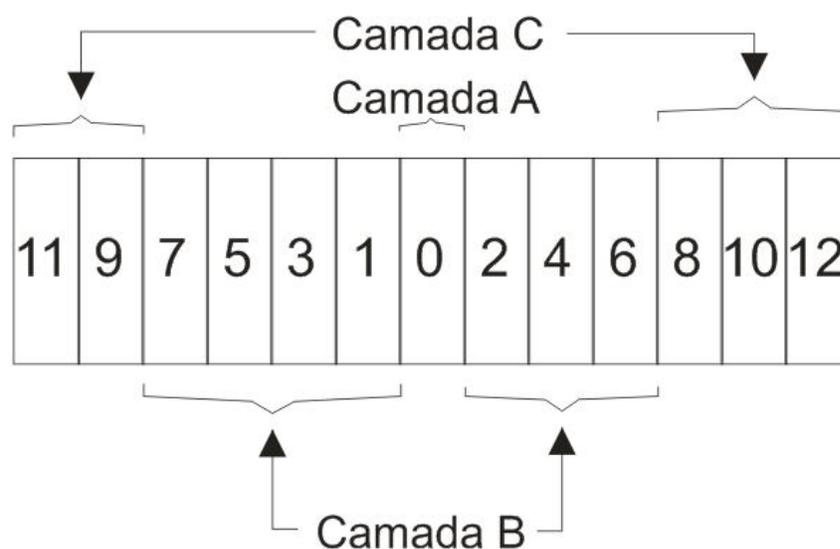


Figura 2 - Organização do quadro OFDM (adaptado de PAIVA, 2009; p. 10)

O segmento central (zero), da camada hierárquica A é usado para oferecer recepção móvel, já que é submetido a um estágio de codificação de canal com parâmetros próprios. É chamado também de recepção parcial, pois recebe apenas a parcela central do espectro (PAIVA; 2009; p. 9). Comercialmente é conhecido por 1-seg (one-seg), pois trabalha apenas com um segmento.

O segmento OFDM é a unidade básica da transmissão no domínio da frequência. De acordo com Paiva (2009), cada segmento do OFDM é formado por portadoras que transportam dados, portadoras piloto que auxiliam na estimação do canal, portadoras auxiliares e portadoras que transportam informações de controle e configuração do sistema (PAIVA; 2009; p. 10).

O espaçamento de frequência deve ser de aproximadamente 4 kHz, 2 kHz ou 1 kHz (chamado pela norma ABNT NBR15601, de modos 1, 2 e 3, respectivamente). Uma destas três opções de espaçamento de portadoras do OFDM deve ser respeitada para que se garanta recepção adequada frente às variações do canal em consequência do efeito Doppler (alteração da frequência percebida pelo receptor em virtude do movimento relativo de aproximação ou afastamento entre a fonte e o observador). Ou seja, conforme Tome (2007),

“os bits a serem encaixados nas portadoras são espalhados aleatoriamente (chamado também de espalhamento espacial). Assim, se a informação de alguma portadora se perder (por exemplo, por causa de uma interferência eletromagnética numa frequência específica), a informação remanescente nas demais portadoras em geral é suficiente para se recuperar a informação original” (TOME, 2007, p. 3).

Segundo Paiva (2009),

“o modo de operação, ou seja, o número de portadoras, não influencia na taxa útil de transmissão. A taxa útil será modificada dependendo da alteração dos parâmetros do estágio de codificação do canal e a proteção adicionada aos dados transmitidos. Esta taxa útil se refere a cada segmento do OFDM e pode variar de 280,85 kbps, quando o segmento OFDM opera com maior inserção de redundância, até 1787,28 kbps, quando opera com menor inserção de redundância” (PAIVA, 2009, p. 10).

De acordo com Tome (2007), no padrão adotado pelo SBTVD, além do espalhamento espacial, existe um espalhamento temporal, ou seja, um conjunto de bits pode ser colocado num fragmento mais à frente ou mais atrás. Com isso, o

padrão consegue oferecer maior robustez para ser recebido em veículos em movimento (TOME, 2007, p.4).

O número de portadoras do segmento OFDM depende do modo que é utilizado (1, 2 ou 3), ou simplesmente depende do espaçamento de frequência que é adotado. Os 13 segmentos possuem 1405 portadoras se utilizar o modo 1, 2809 se estiver no modo 2 e 5617 se for no modo 3. Vale lembrar que cada portadora leva um fragmento da informação.

A duração do quadro de transmissão é de 204 símbolos por quadro OFDM. Além disso, de acordo com a norma ABNT NBR 15601 (2007), todos os 13 segmentos OFDM devem obrigatoriamente ser convertidos coletivamente em sinais de transmissão OFDM pela IFFT (ABNT NBR 15601, 2007, p.7).

A figura 3, a seguir, mostra de maneira mais detalhada, a estrutura de transmissão do sistema brasileiro de televisão digital terrestre. As explicações para cada etapa são mostradas e explicadas nos itens subsequentes.

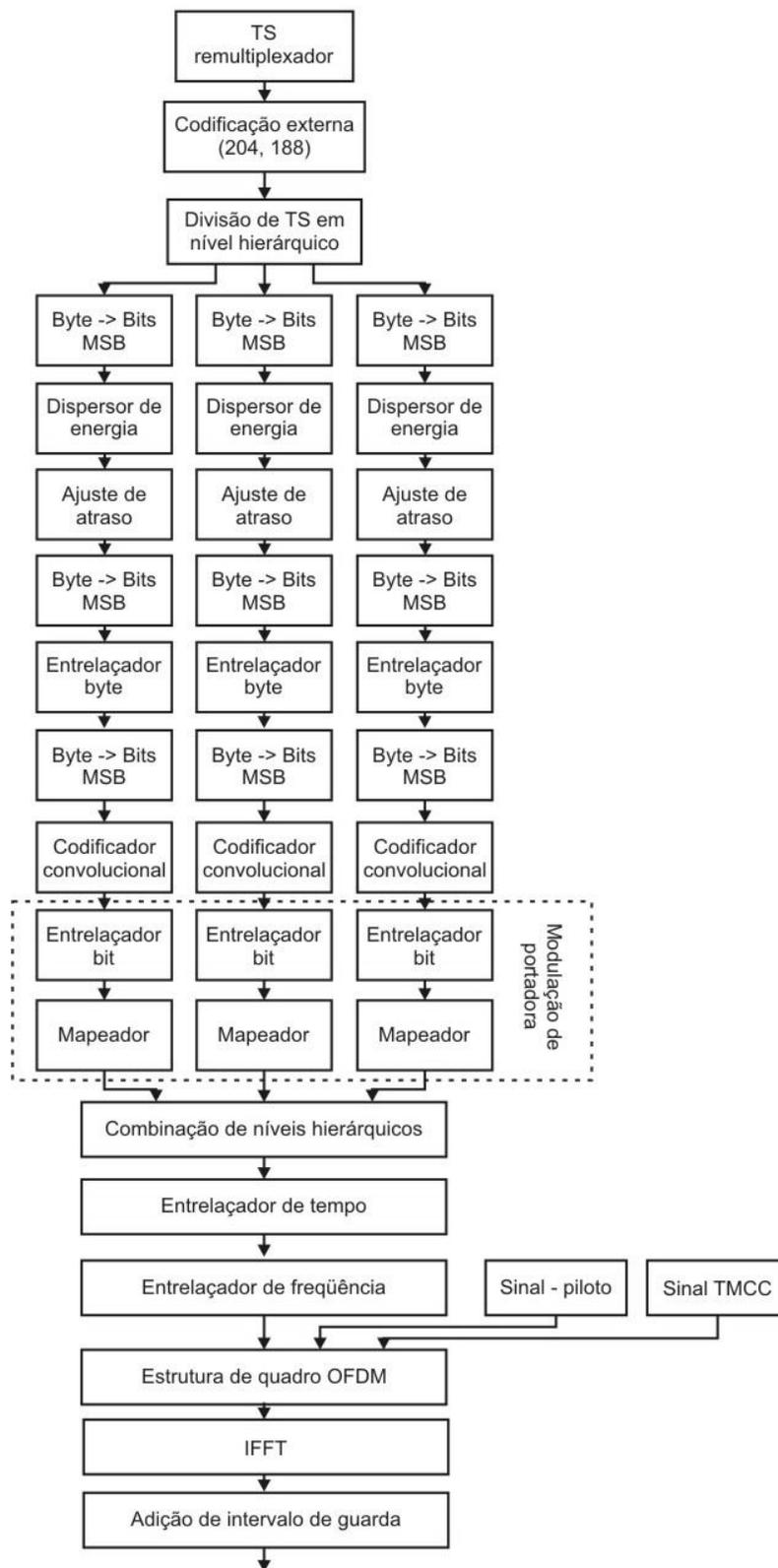


Figura 3 - Diagrama em blocos da codificação de canal (ABNT NBR 15601, 2007, p.12)

2.1.1 TS Remultiplexador

Inicia já com a estrutura TS (*Transport Stream*) preparada para a transmissão. Esse TS é proveniente do multiplexador MPEG-2 e é formatado em pacotes de 188 bytes. Os 4 primeiros bytes do pacote de 188 bytes correspondem ao cabeçalho e carregam informações de sincronismo, identificadores e controle das informações do pacote. Os outros 184 bytes transportam informações de áudio, vídeo, dados ou tabelas de controle.

Paiva (2009) afirma que a taxa de cada TS pode variar de acordo com os diversos fatores inerentes ao sistema MPEG, que envolvem desde a qualidade e resolução dos sinais de vídeo até a quantidade de programas multiplexados. A taxa de bits máxima (representado por R_{Bx}) para o sistema de TV Digital é de 23,234 Mbps (PAIVA, 2009, p. 15-16), e pode ser calculada pela equação 1, onde rc é a taxa de código interno, M representa a ordem de modulação, IG é o Intervalo de Guarda e t_s é o tempo de símbolo. Conforme descreve a norma ABNT NBR 15601 (2007), tem-se que $rc = 7/8$, $IG = 1/32$ e $M = 64$, para obter a máxima taxa de bits do TS.

$$R_{Bx} = \frac{47 \cdot rc \cdot \log_2(M)}{1088 \cdot (1 + IG) \cdot t_s} \quad (1)$$

De acordo com Paiva (2009),

“na entrada do subsistema de transmissão é realizada a remultiplexação dos TS's que serão transmitidos. Os TS's da entrada são convertidos num único TS de saída com uma taxa $4f_s$ bps (f_s é a frequência de amostragem da IFFT). O processo de remultiplexação dos TS's é chamado de BTS (*Broadcast Transport Stream*). Cada pacote do BTS passa a ter 204 bytes ao invés de 188. Os 8 primeiros bytes extras inseridos no processo informam em qual camada hierárquica o pacote deve ser transmitido, a posição do mesmo dentro do quadro de remultiplexação e outras informações de controle. Nos 8 bytes restantes são inseridos bytes de paridade para proteger o pacote. São introduzidos também informações de configuração do subsistema de transmissão em pacotes chamados de IIP (*ISDB-T Information Packets*), que carregam as informações de configuração das etapas de codificação de canal das camadas hierárquicas. Este pacote IIP faz parte dos bytes chamados de nulos (os 16 bytes extras que são introduzidos) para não alterar as taxas de transmissão” (PAIVA; 2009; p. 16).

A duração do quadro de multiplexação e do quadro OFDM devem ser iguais para permitir ao receptor obter o sincronismo do TS baseado na sincronização do

sinal OFDM, simplificando o processo de sincronismo no receptor. A duração de um quadro OFDM, representado por T_Q na equação 2, é dada por:

$$T_Q = 204 \cdot T_O = 204 \cdot (1 + IG) \cdot N \cdot t_s \quad (2)$$

Onde T_O é o tempo de símbolo, IG é o intervalo de guarda, N é o número de portadoras da IFFT e t_s é o período de amostragem da IFFT.

A duração de um pacote (T_p) é dada por:

$$T_p = 1632 \cdot \frac{1}{4 \cdot f_s} = 408 \cdot t_s \quad (3)$$

Consequentemente, o número de pacotes (N_{PQ}) TS em um quadro de multiplexação é dado por:

$$N_{PQ} = \frac{T_Q}{T_p} = \frac{204 \cdot (1 + IG) \cdot N \cdot t_s}{408 \cdot t_s} = \frac{(1 + IG) \cdot N}{2} \quad (4)$$

2.1.2 Código Externo (Reed-Solomon)

Após o processo de remultiplexação, o TS (remultiplexado) passa por uma codificação externa chamada de Reed-Solomon (RS). O codificador RS opera com blocos de entrada de 188 bytes de um pacote TS e adiciona 16 bytes de redundância, representado por RS (204,188). Dentre os 188 bytes, possui um byte de sincronismo. Segundo Silva e Rodolfo (2007)

“a codificação de Reed-Solomon possui excelentes propriedades de correção de erros e seu algoritmo funciona basicamente através de cálculos sobre polinômios, uma vez que as mensagens são vistas como polinômios pertencentes a um campo finito pré-determinado. O algoritmo de codificação RS pertence a uma classe de códigos corretores de erro chamada de códigos cíclicos não binários, utilizada para aplicações de comunicação de dados e adequada para a transmissão de TV digital” (SILVA, RODOLFO, 2007, p. 1).

Conforme Paiva (2009)

“esse código RS (204,188) apresenta uma capacidade de correção de 8 símbolos quaisquer no bloco de 204 símbolos. Caso a taxa de erro de bit após o decodificador interno seja menor de 2×10^{-4} o código externo é capaz de reduzir os erros para 10^{-11} , considerada uma taxa quase livre de erro (QEF – *Quasi Error Free*)” (PAIVA, 2009, p. 21).

O formato do quadro após passar pela etapa de codificação externa com Reed-Solomon RS(204,188) é mostrado na figura 4.

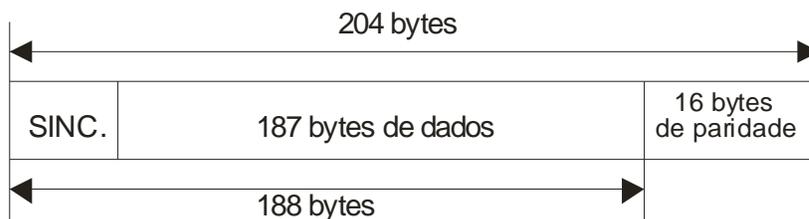


Figura 4 - Reed-Solomon RS(204,188)

Após a codificação externa de Reed-Solomon, ocorre a divisão dos TS's em camadas ou níveis hierárquicos.

2.1.3 Camadas Hierárquicas

Antes de encaminhar o pacote codificado para a camada hierárquica especificada, ocorre o reposicionamento do byte de sincronismo. O byte de sincronismo é retirado da primeira posição do pacote e reinserido na última posição do pacote, conforme mostrado na figura 5.



Antes do reposicionamento



Após o reposicionamento

Figura 5 - Reposicionamento do byte de sincronismo

Após o reposicionamento dos bytes, os pacotes são encaminhados para cada uma das camadas hierárquicas a que se destinam. Retiram-se os 16 bytes extras do

pacote remultiplexado e realiza-se uma análise sobre os 8 primeiros bytes para determinar para qual camada hierárquica o pacote deverá ser encaminhado. O pacote agora tem 188 bytes. O código externo RS adiciona 16 bytes de paridade. O pacote volta a ter 204 bytes para que se tenha o alinhamento do quadro de multiplexação com o quadro OFDM.

Os pacotes nulos, inseridos para compatibilizar a conversão de taxa no processo de remultiplexação, são descartados.

2.1.4 Aleatorizador (Dispersor de Energia)

Conforme Yamada et al. (2004),

“o aleatorizador, também chamado de dispersor de energia, tem o objetivo de espalhar os dados entrantes do codificador MPEG-2 e eliminar sequências repetidas de zeros e uns que podem concentrar energia em algumas frequências do espectro de transmissão. Essa concentração de energia poderia gerar um nível DC causando uma interferência intersimbólica. Os dados são serializados e somados a uma sequência binária pseudo-aleatória PRBS (*Pseudo Random Binary Sequence*) formada pelo registrador polinomial $1 + x^{14} + x^{15}$ ” (YAMADA et al., 2004, p.71).

De acordo com Paiva (2009), os geradores PRBS são implementados a partir de registradores de deslocamento com realimentações determinadas por polinômios primos, onde o tamanho da sequência gerada é dado por $N_{NP} = 2^u - 1$, onde u é a ordem do polinômio (PAIVA, 2009, p. 23). Os registradores de deslocamento são carregados com uma sequência inicial “100101010000000”. Ou seja, o tamanho do aleatorizador de dados é $N_{NP} = 2^{15} - 1 = 32767$. A figura 6 ilustra o esquema do aleatorizador de dados utilizados no padrão ISDB-T.

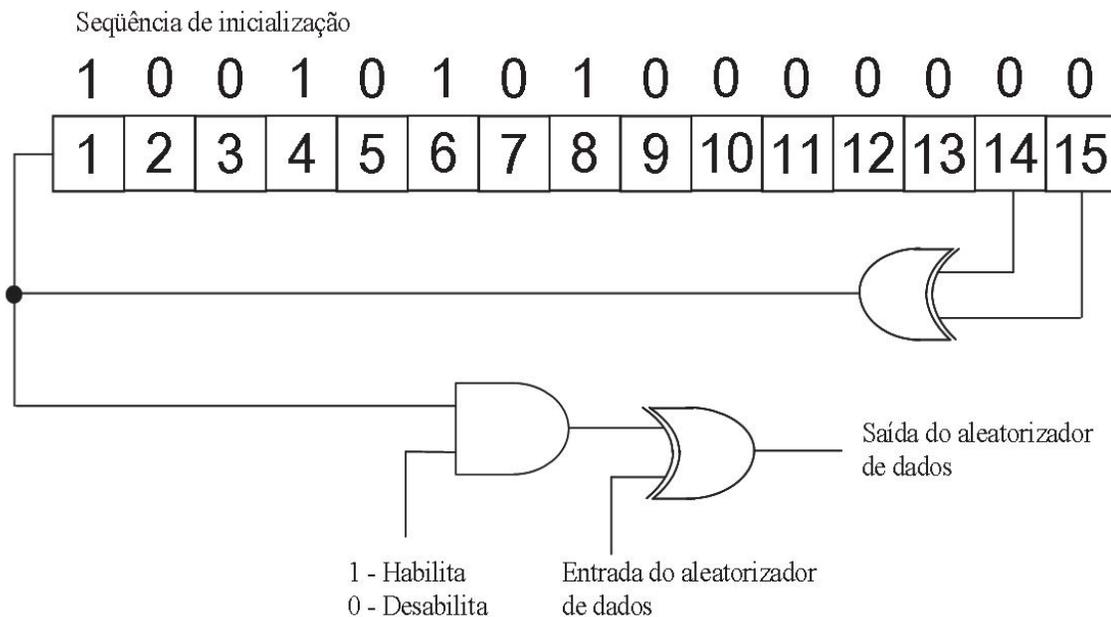


Figura 6 - Aleatorizador de dados (YAMADA et al., 2004, p. 72)

2.1.5 Entrelaçador de Bytes

Canais que provocam erros de bytes em rajadas superam a capacidade dos códigos corretores de erro e por isso exigem que sejam realizadas algumas técnicas para minimizar tal efeito. Esses erros são muito comuns e podem ser causados devido ao sinal sofrer desvanecimento causado por reflexões e por ruído impulsivo. Uma das técnicas usadas é o entrelaçador de bytes, que tem como objetivo espalhar os pacotes provenientes da codificação externa de Reed-Solomon e do aleatorizador para aumentar a sua eficiência perante esses erros.

O Sistema Brasileiro de TV Digital utiliza um entrelaçador convolucional, que permite realizar a dispersão dos bytes utilizando uma menor quantidade de memória. Ou seja, o objetivo é tentar transformar o canal com memória num canal sem memória para aumentar o desempenho dos códigos corretores de erro. O entrelaçador tem 12 caminhos e cada caminho representa atrasos múltiplos de 17 bytes. O primeiro caminho não tem atraso. O segundo caminho possui 17 bytes de atraso, e assim sucessivamente. Ou seja, apresenta atraso máximo de 187 bytes. Na figura 7, tem-se um diagrama com o funcionamento do entrelaçador de bytes.

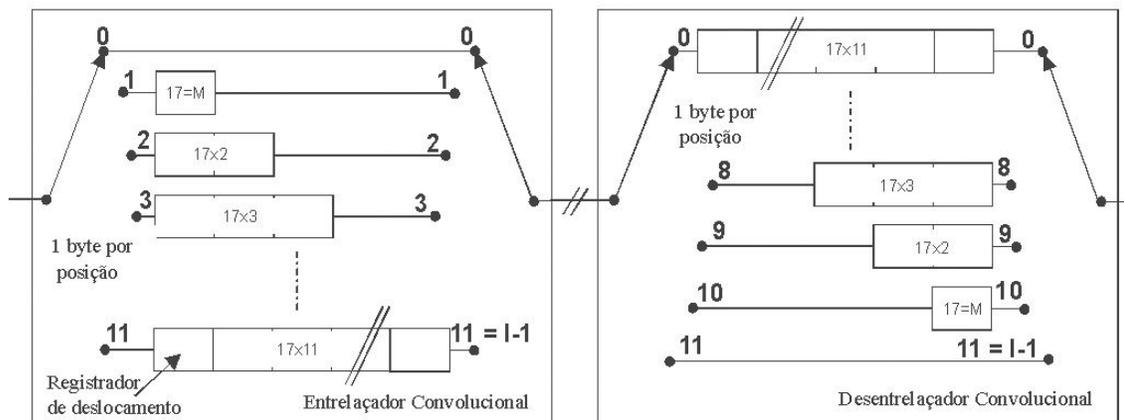


Figura 7 - Esquema do entrelaçador de bytes (YAMADA et al., 2004, p. 73)

2.1.6 Código Convolutivo

O código convolutivo é o segundo código corretor de erros presente no sistema. É empregado na etapa de codificação de canal. É também chamado de código interno. É realizado sobre os bits de informação através de um processo chamado de convolução. É formado por um codificador convolutivo com puncionamento. Puncionamento, de acordo com Costello (2004 *apud* Paiva (2009, p. 28)), é uma técnica que realiza a retirada de alguns bits codificados aumentando a taxa de codificação (PAIVA, 2009, p. 28). O código-mãe possui taxa de codificação de 1/2, puncionado para taxas de 2/3, 3/4, 5/6 e 7/8, tem 64 estágios e possui profundidade de código k igual a 7, que define a quantidade de registradores de deslocamento do código. O Sistema Brasileiro de TV Digital prevê duas saídas para o codificador, cada uma com código polinomial gerador diferente. O código polinomial gerador (código-mãe) deve ser $G_1=1111001_b=171_{oct}$, e $G_2=1011011_b=133_{oct}$, onde b significa base binária e oct base octal, ou seja:

$$G_1(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^6 \quad (5)$$

$$G_2(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^6 \quad (6)$$

A figura 8 ilustra o funcionamento do código convolutivo (n,k,m) de taxa 1/2, onde n representa o número de saídas, k o número de entradas e m o número de registradores de deslocamento. Ou seja, o código ilustrado é do tipo $(2,1,6)$. As

saídas são representadas por X e Y. É realizada uma soma módulo-2, cada qual com seu respectivo código polinomial gerador.

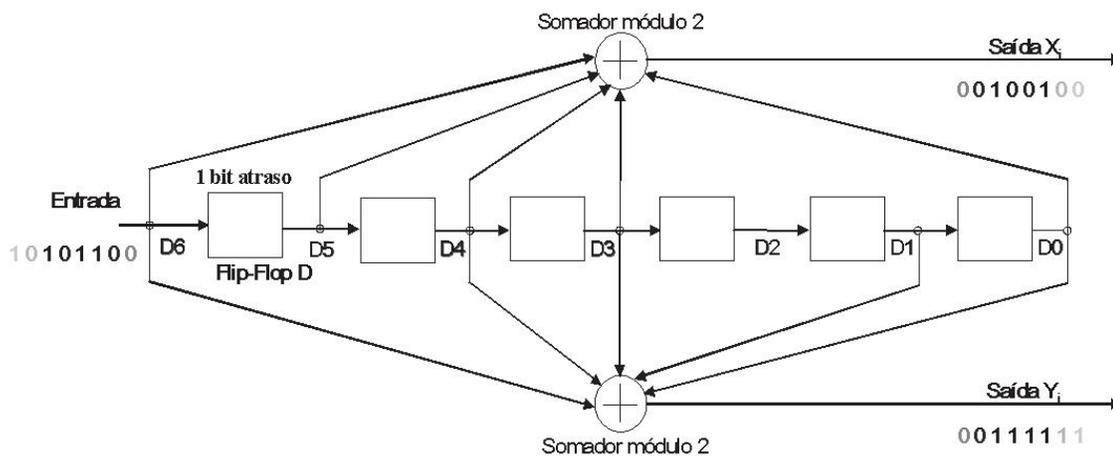


Figura 8 - Código Convolucional (2,1,6) (YAMADA et al., 2004, p. 74)

2.1.7 Modulação

A etapa de modulação é formada por três blocos principais: ajuste de atraso da portadora, entrelaçador de bit (*bit interleaving*) e mapeamento (mapping). A sequência de bit que é proveniente do puncionador deve ser entrelaçada bit a bit e mapeada por meio do esquema especificado para cada camada hierárquica (depende do tipo de modulação (DQPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM)), conforme ilustrado na figura 9.

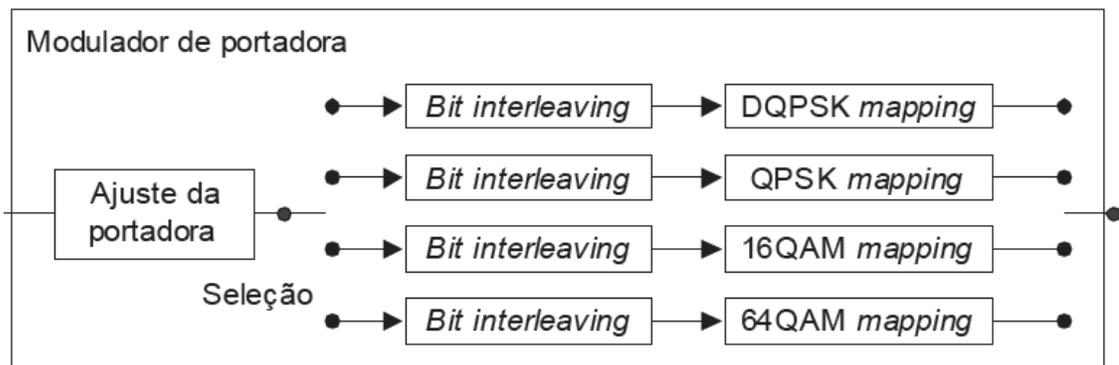


Figura 9 - Configuração da modulação de portadora (ABNT NBR 15601, 2007, p.21)

Conforme a norma ABNT NBR 15601 (2007), os atrasos de transmissão e recepção são de 120 símbolos complexos ($I+jQ$) de portadoras, independentemente do esquema de mapeamento utilizado (ABNT NBR 15601, 2007, p.21). Conforme Paiva (2009), a equação 7 permite determinar a quantidade de bits que deve ser atrasada em cada camada hierárquica (D_bX) para realizar o ajuste de atraso (PAIVA, 2009, p. 29).

$$D_bX = 192 \cdot N_sX \cdot \log_2(M_x) \cdot md - 120 \cdot \log_2(M_x) \quad (7)$$

Onde N_sX é o número de segmentos da camada X , M_x é a ordem de modulação e md representa o modo de operação ($md=1$, no modo 1; $md=2$, no modo 2; e $md=4$, no modo 3).

O tempo de atraso varia dependendo do esquema de modulação da portadora, isto é, dependendo do número de bits compreendido no símbolo da portadora.

A diferença no tempo de atraso deve obrigatoriamente ser corrigida no lado da entrada do *bit interleaving* através da adição de um valor de ajuste, tal que o atraso total de transmissão e recepção seja igual a 2 símbolos OFDM. Ou seja, o atraso total inserido é igual a 2 símbolos OFDM, que é descartado antes de iniciar a formação do quadro OFDM.

De acordo com Wiley (2001 apud Paiva (2009)), a modulação DQPSK foi prevista para melhorar o desempenho de receptores móveis e portáteis. Nesta modulação, a informação é transmitida na transição entre dois símbolos consecutivos (PAIVA, 2009, p. 30).

O entrelaçamento de bit é formado por um conversor serial/paralelo de tamanho variável de acordo com o método de modulação acrescido de um atraso de bit.

A sequência de bits deve passar por este conversor serial/paralelo onde cada saída é aplicada a um caminho do entrelaçador de bit. O primeiro caminho não apresenta atraso e o segundo apresenta um atraso de 120 bits. O par de bits é entregue ao circuito de deslocamento de fase, conforme ilustrada na figura 10.

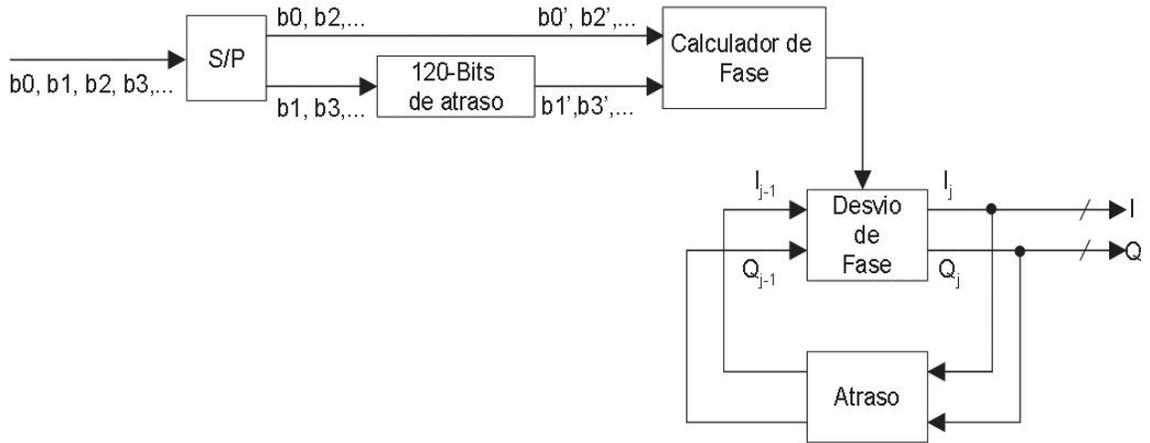


Figura 10 - Modulador DQPSK (YAMADA et al., 2004, p. 76)

O diagrama de constelação é mostrado na figura 11. É formado por 8 símbolos deslocados de $\pi/4$ radianos.

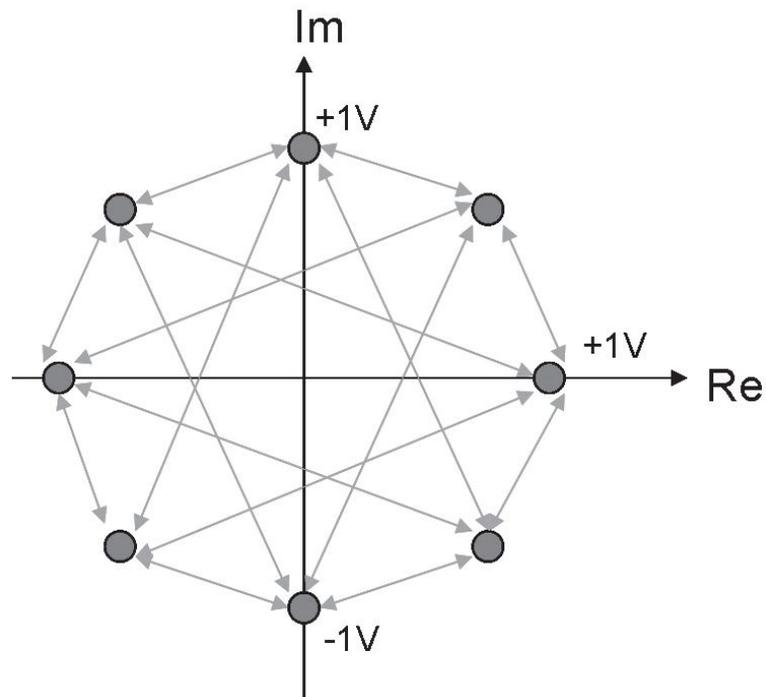


Figura 11 - Diagrama de constelação da modulação DQPSK (YAMADA et al., 2004, p. 76)

Na modulação QPSK, conforme Paiva (2009), o entrelaçamento de bits é igual ao circuito usado para a modulação DQPSK, mas o processo de mapeamento do par de bits em um símbolo é diferente, pois nas modulações coerentes cada símbolo da constelação representa sempre o mesmo par de bits (PAIVA, 2009, p.

32). De acordo com a figura 12, a saída do modulador entrega um sinal em fase (I) e um sinal em quadratura (Q) que determina o símbolo a ser transmitido.

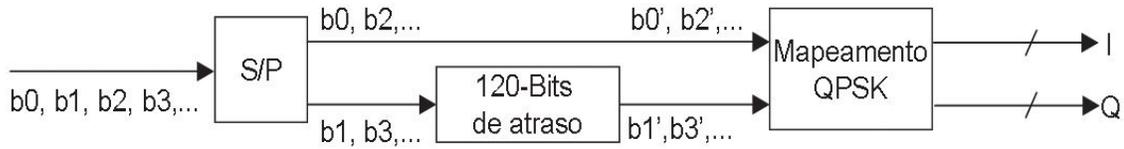


Figura 12 - Modulador QPSK (YAMADA et al., 2004, p. 77)

O diagrama de constelação do mapeamento QPSK é ilustrado na figura 13. Tem 4 símbolos representando cada um dos pares de bits possíveis.

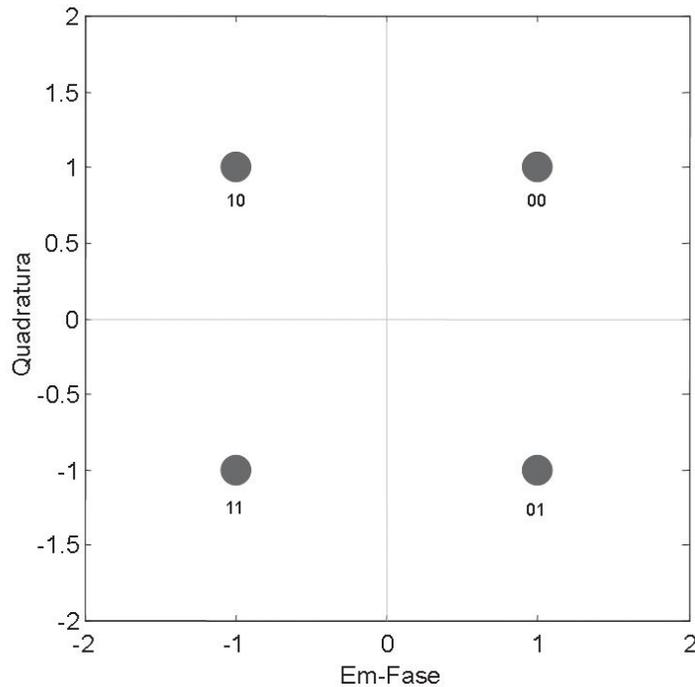


Figura 13 - Diagrama de constelação da modulação QPSK (YAMADA et al., 2004, p. 77)

Na modulação 16QAM, os bits são agrupados em blocos de 4 bits, que são mapeados em 16 símbolos, sendo que o primeiro bloco de 4 bits não sofre atraso, o segundo tem atraso de 40 bits, o terceiro de 80 bits e finalmente o quarto bloco apresenta atraso de 120 bits, conforme ilustra a figura 14.

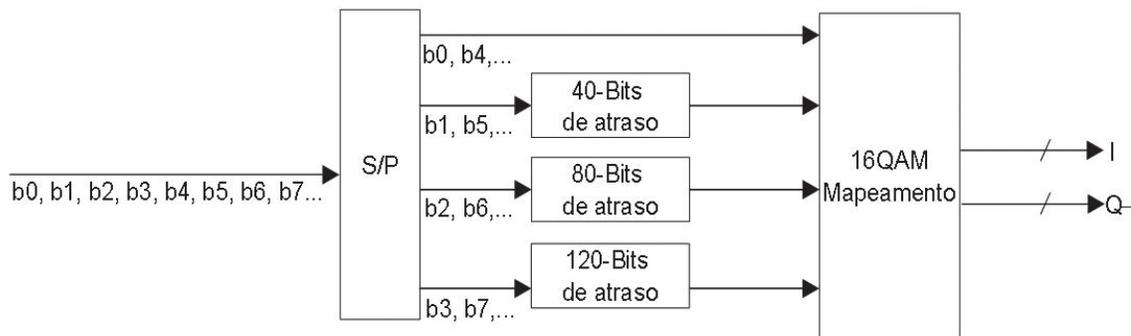


Figura 14 - Modulador 16QAM (YAMADA et al., 2004, p. 77)

O diagrama de constelação da modulação 16QAM é ilustrado na figura 15.

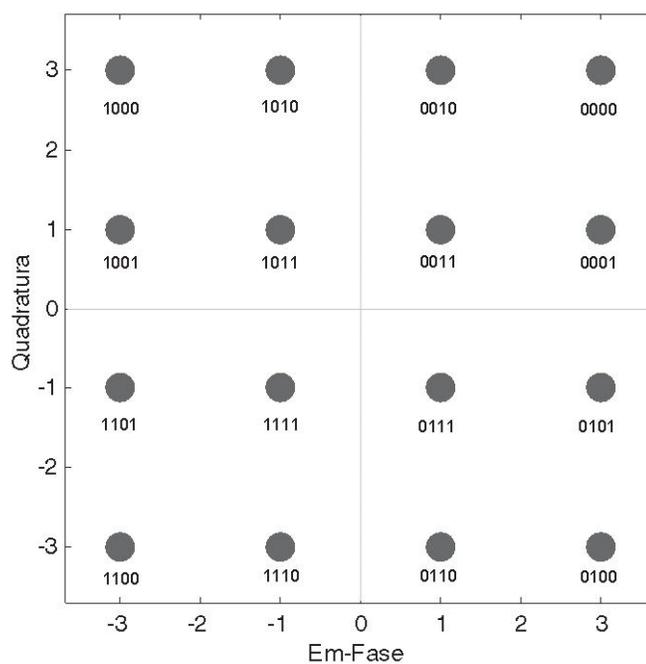


Figura 15 - Diagrama de constelação da modulação 16QAM (YAMADA et al., 2004, p. 77)

Na modulação 64QAM, blocos de 6 bits são representados por um dos 64 símbolos no plano de fase x quadratura. Neste caso, o conversor serial/paralelo deve dividir a sequência de bits em 6 caminhos diferentes com diferentes atrasos, conforme ilustra figura 16. Vale lembrar que o atraso total nesta etapa é de 120 bits.

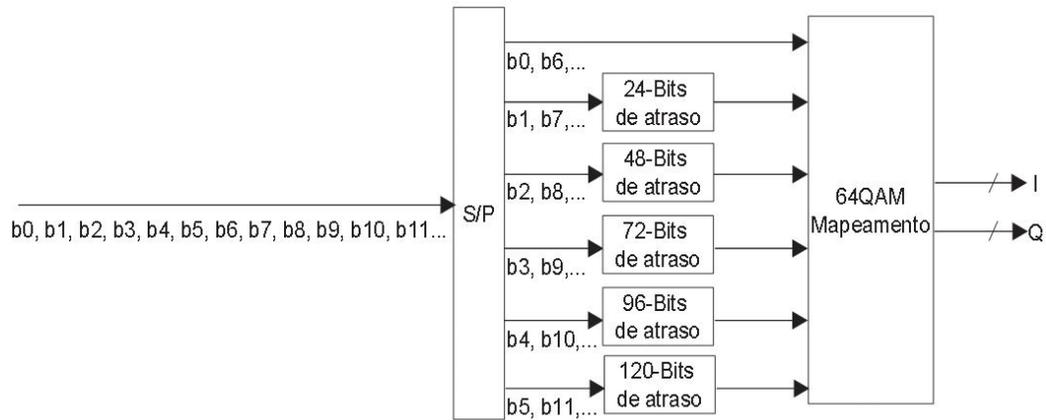


Figura 16 - Modulador 64QAM (YAMADA et al., 2004, p. 78)

O diagrama de constelação da modulação 64QAM é mostrado na figura 17.

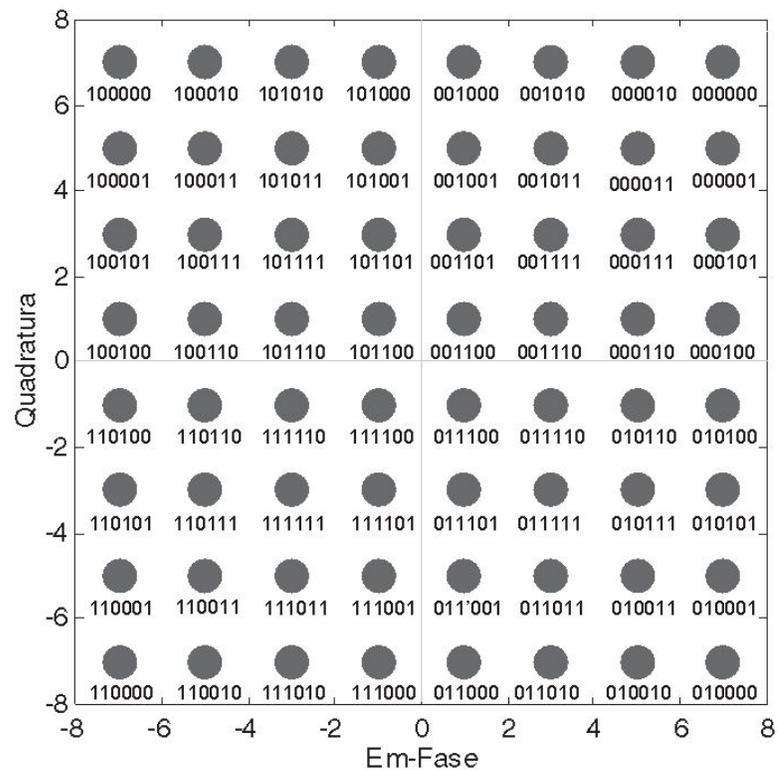


Figura 17 - Diagrama de constelação da modulação 64QAM (YAMADA et al., 2004, p. 78)

2.1.8 Segmentos de Dados e Camadas Hierárquicas

Os segmentos de dados são formados por um conjunto de símbolos complexos provenientes do estágio de mapeamento. O segmento de dados corresponde ao conjunto de portadoras (n_c) que transportam informações em um segmento OFDM, sendo formado de 96, 192 e 384 portadoras por segmento nos modos de operação 1, 2 e 3, respectivamente (representado na figura 18 por α). O segmento de dados no domínio temporal é mostrado na figura 18. Os símbolos são representados por $S_{i,j,k}$, onde i indica o índice da portadora, j indica o número do símbolo OFDM dentro do quadro e k indica o número do segmento de dados.

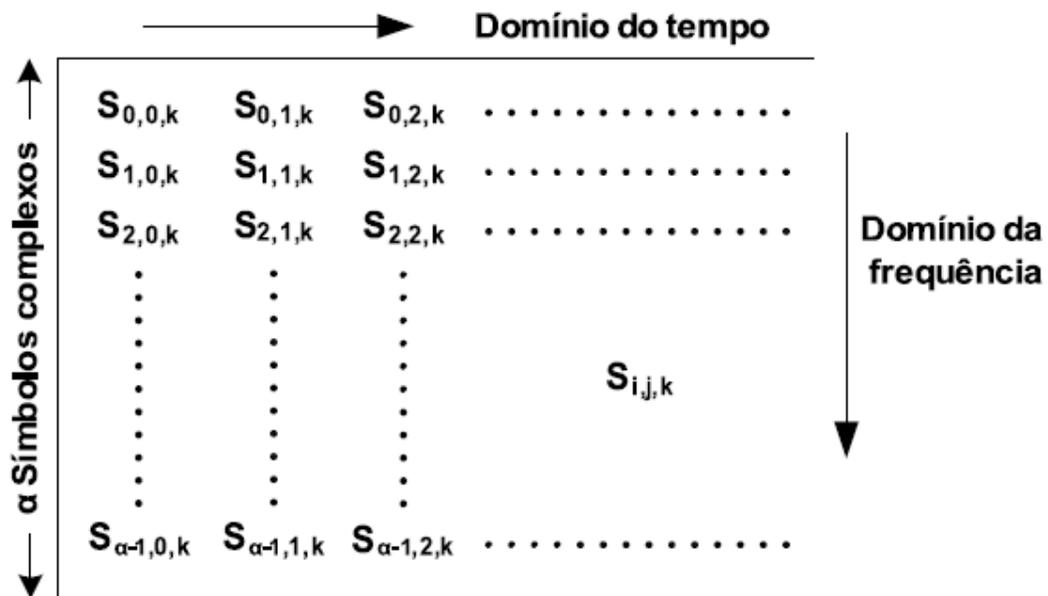


Figura 18 - Estrutura do segmento de dados no domínio do tempo (PAIVA, 2009, p. 37)

Lembrando que além de transportar os símbolos provenientes do mapeamento, o segmento OFDM tem portadoras piloto, portadoras auxiliares e portadoras de controle e configuração.

Após passar pela codificação de canal e mapeamento, os segmentos de dados vindos de diferentes camadas hierárquicas são combinados e são submetidos à conversão de velocidade, conforme figura 19.

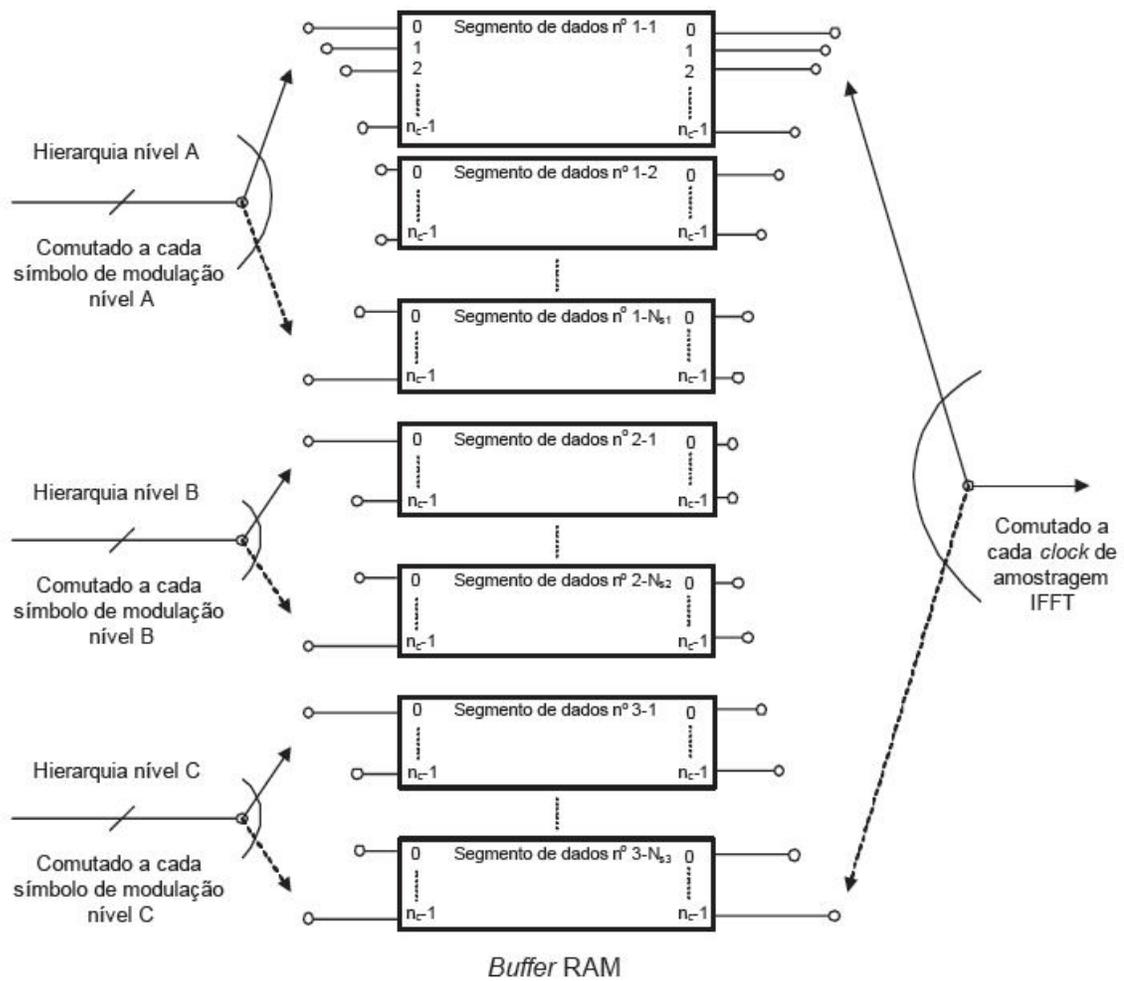


Figura 19 - Combinador de segmento de dados (ABNT NBR 15601, 2007, p.27)

2.1.9 Entrelaçador Temporal e Ajuste de Atraso

O entrelaçamento temporal (*time interleaving*) tem o objetivo de aumentar a robustez contra o desvanecimento por meio da aleatorização de símbolo de dados após a modulação. O entrelaçador temporal é baseado no entrelaçador convolucional. O uso do código convolucional como método de entrelaçamento de tempo tem a finalidade de reduzir os atrasos de transmissão e recepção e diminuir a quantidade de memória necessária no receptor.

O entrelaçamento temporal é realizado entre símbolos de um mesmo segmento de dados. É formado por 13 seções de entrelaçamento independentes e

duas chaves de comutação. As chaves de comutação operam de forma síncrona e avançam uma posição a cada período de amostragem da IFFT.

A configuração de cada seção de entrelaçamento obedece ao parâmetro l , que representa a profundidade do entrelaçador para cada camada hierárquica e depende do modo de operação do sistema, conforme mostrado na figura 20, onde α representa a quantidade de caminhos de entrelaçamento por seção.

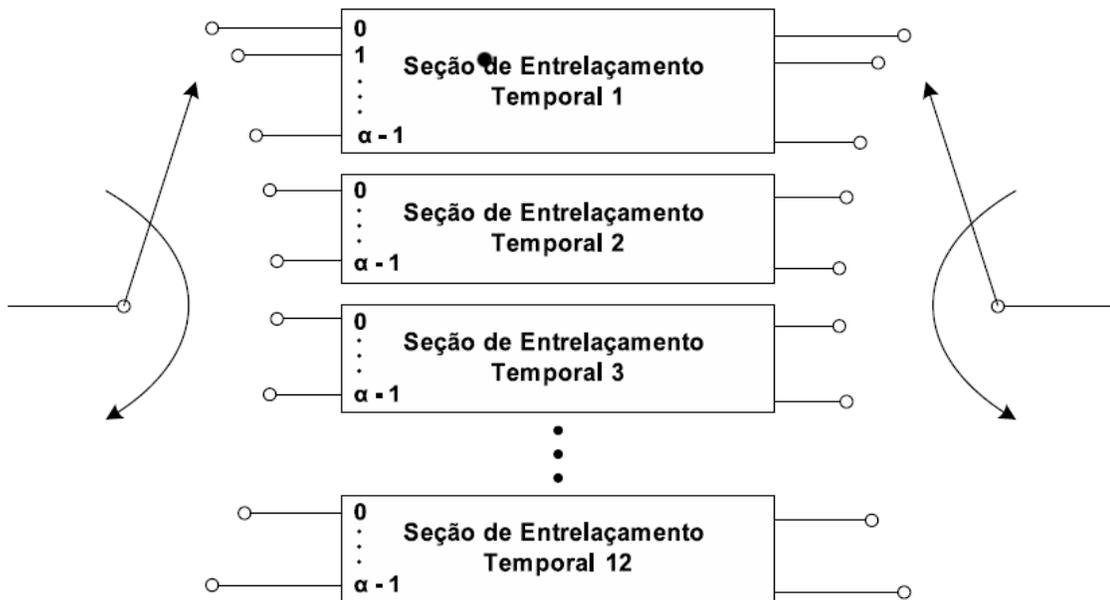


Figura 20 - Entrelaçador temporal (PAIVA, 2009, p. 42)

Na tabela 1 têm-se os valores do comprimento do *time interleaving* e ajustes de atraso, de acordo com o modo de operação. l representa o comprimento, L o número de símbolos de ajuste de atraso e H o número de quadros atrasados na recepção.

Tabela 1 - Valores do comprimento do *time interleaving* e ajuste de atraso (PAIVA, 2009, p.43)

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

2.1.10 Entrelaçamento em Frequência

Durante a divisão do TS, os segmentos de dados são designados sequencialmente para suas respectivas camadas (parcial, diferencial ou coerente) de modulação para serem entrelaçados. Ou seja, os segmentos de dados referentes ao serviço de recepção parcial são direcionados para caminho próprio. Os segmentos que operam com a modulação diferencial DQPSK são levados para outro caminho. Os segmentos que usam modulação coerente são conduzidos a um terceiro caminho. Essa diferenciação ocorre porque o serviço de recepção parcial opera com apenas um segmento e não pode ter seus símbolos embaralhados com outros segmentos. Além deste motivo, as estruturas dos quadros OFDM são diferentes para os diferentes métodos de modulação empregados (diferencial, DQPSK; e coerente, QPSK, 16QAM, 64QAM). Por estes dois motivos citados, o entrelaçamento em frequência só deve ser realizado quando se utilizam dois ou mais segmentos dentro de uma mesma camada hierárquica. Essa separação dos caminhos para cada tipo de recepção é mostrada na figura 21.

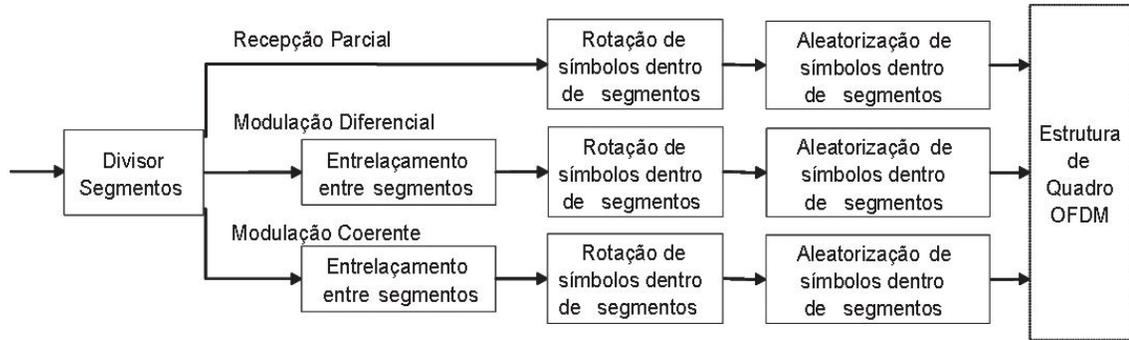
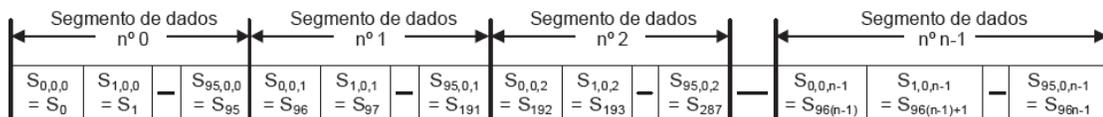
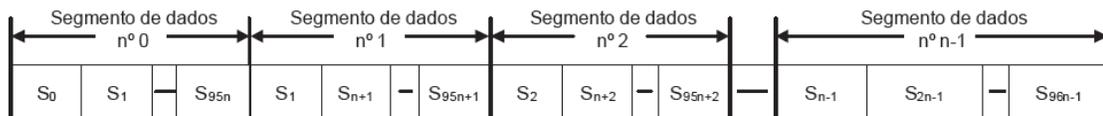


Figura 21 - Configuração do entrelaçamento de frequência (YAMADA et al., 2004, p. 83)

O entrelaçamento em frequência ocorre de duas maneiras. A primeira delas é o entrelaçamento entre os segmentos, que espalham os símbolos complexos provenientes da modulação diferencial (DQPSK) ou coerente (QPSK, 16QAM e 64QAM) (exceto para a recepção parcial). As figuras 22, 23 e 24 mostram o entrelaçamento entre segmentos para cada um dos modos de operação (1, 2 e 3), respectivamente, onde $S_{i,j,k}$ representam símbolos de portadoras nas configurações de segmento de dados e n o número de segmentos designados nas modulações diferencial e síncrona (de 0 a 13). A variável i representa a posição do símbolo no segmento, j indica o número do símbolo OFDM dentro do quadro e k representa a k -ésima posição do segmento de dados.

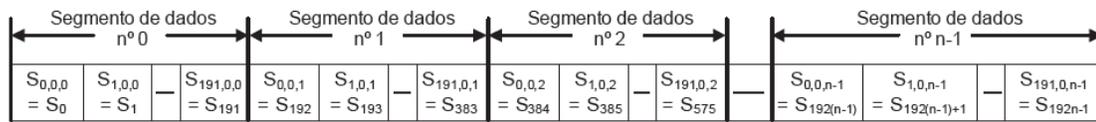
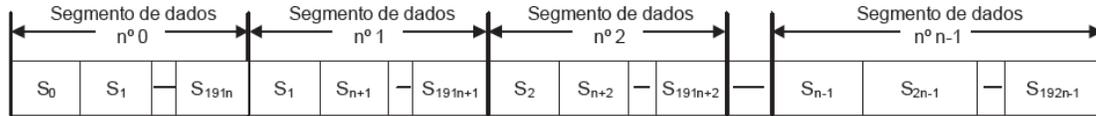
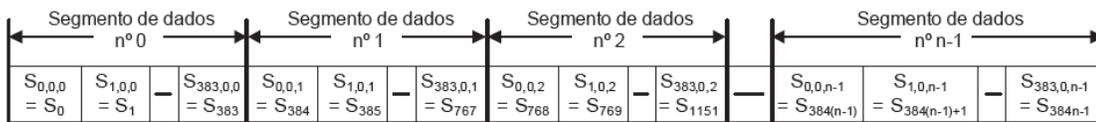
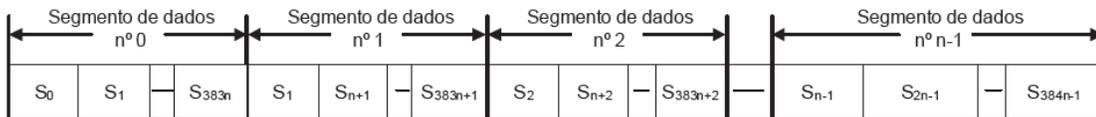


Arranjo de símbolos antes do *interleaving*

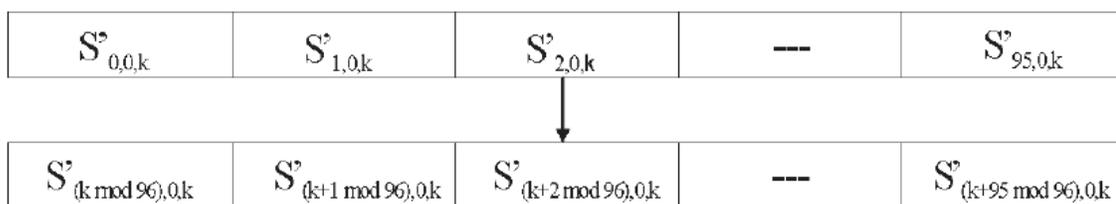


Arranjo de símbolos após o *interleaving*

Figura 22 - Entrelaçamento de segmentos no modo 1 (YAMADA et al., 2004, p. 83)

Arranjo de símbolos antes do *interleaving*Arranjo de símbolos após o *interleaving***Figura 23 - Entrelaçamento de segmentos no modo 2 (YAMADA et al., 2004, p. 83)**Arranjo de símbolos antes do *interleaving*Arranjo de símbolos após o *interleaving***Figura 24 - Entrelaçamento de segmentos no modo 3 (YAMADA et al., 2004, p. 83)**

A segunda maneira de entrelaçamento de frequência ocorre dentro do próprio segmento, e possui duas etapas: rotação de fase e aleatorização de portadoras. A figura 25 mostra a rotação de fase dentro do segmento no modo 1. S' representa a sequência de símbolos na entrada e na saída do bloco de deslocamento cíclico de símbolo e k , a k -ésima posição do segmento de dados.

**Figura 25 – Rotação de fase das portadoras no modo 1 (YAMADA et al., 2004, p. 84)**

A aleatorização de portadoras para o modo 1 é realizada conforme tabela 2. Basicamente as portadoras são trocadas de posição dentro do segmento para contornar a presença de ruídos impulsivos em determinadas frequências, e conseqüentemente, aumentar a eficiência do bloco de correção de erros, espalhando os erros ao longo do espectro de frequência das portadoras, para que seja possível a correção.

Tabela 2 - Aleatorização de portadoras no modo 1

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

2.2 ORTHOGONAL FREQUENCY DOMAIN MULTIPLEX (OFDM)

A multiplexação OFDM é uma técnica de transmissão de multiportadora, baseada na Transformada Discreta de Fourier. Conforme Sari, Karam e Jeanclaude (1995), a sinalização OFDM permite equalizar canais de transmissão, usando propagação de multicaminhos, sem ser necessária a identificação de canal e sem incluir nenhum parâmetro adaptativo no receptor (SARI; KARAM; JEANCLAUDE, 1995, p.102).

Segundo Bahai, Saltzberg e Ergen (1999 apud Paiva (2009)), o processo de geração do sinal OFDM utiliza o método da IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) e é amplamente empregado em sistemas digitais de banda larga (PAIVA, 2009, p.7).

De acordo com Leresteux, Lory e Le Jacques (2009), o OFDM distribui os dados por um grande número de portadoras em frequências distintas (LERESTEUX; LORY; LE JACQUES, 2009, p. 10).

2.2.1 Conceitos de Transmissão Multiportadora

No sistema de TV digital ocorre a transmissão por multicaminhos. Ou seja, um sinal que é transmitido pode sofrer desvios e reflexões até chegar à antena receptora. A figura 26 ilustra de maneira simplificada, esses desvios e reflexões que podem ocorrer do transmissor até o receptor.

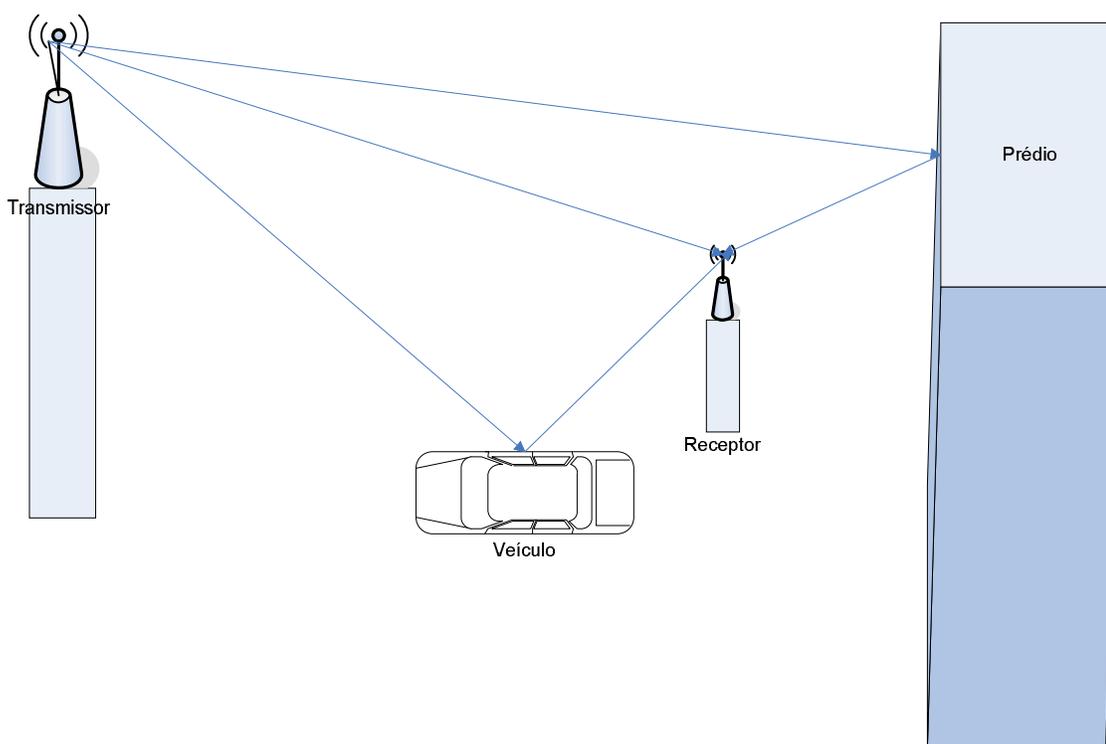


Figura 26 - Propagação por multicaminhos. Os sinais são espalhados e podem chegar ao receptor por diversos percursos (adaptado de LERESTEUX, LORY e LE JACQUES, 2009, p. 10)

Conforme descreve Leresteux, Lory e Le Jacques (2009), o sinal transmitido sofre desvanecimento (*fading*), que ocorre quando os sinais são refletidos, por exemplo no prédio, e chegam ao receptor com atrasos em relação ao sinal principal, que resultam em distorções no receptor (LERESTEUX; LORY; LE JACQUES, 2009, p. 9). Um canal de comunicação que possui estas características pode ser explicado pela teoria de Rayleigh, onde se tem um sinal principal e sinais refletidos que influenciam na recepção. Para o percurso de cada sinal, tanto o principal quanto os sinais refletidos, são associados a eles um espaçamento de frequência (chamado de

máxima frequência de Doppler), um tempo de atraso e um ganho em relação ao sinal principal.

Matematicamente, as funções de densidade de probabilidade $p(x)$ e a distribuição de probabilidade $P(x)$ na distribuição de Rayleigh são mostradas pela figura 27.

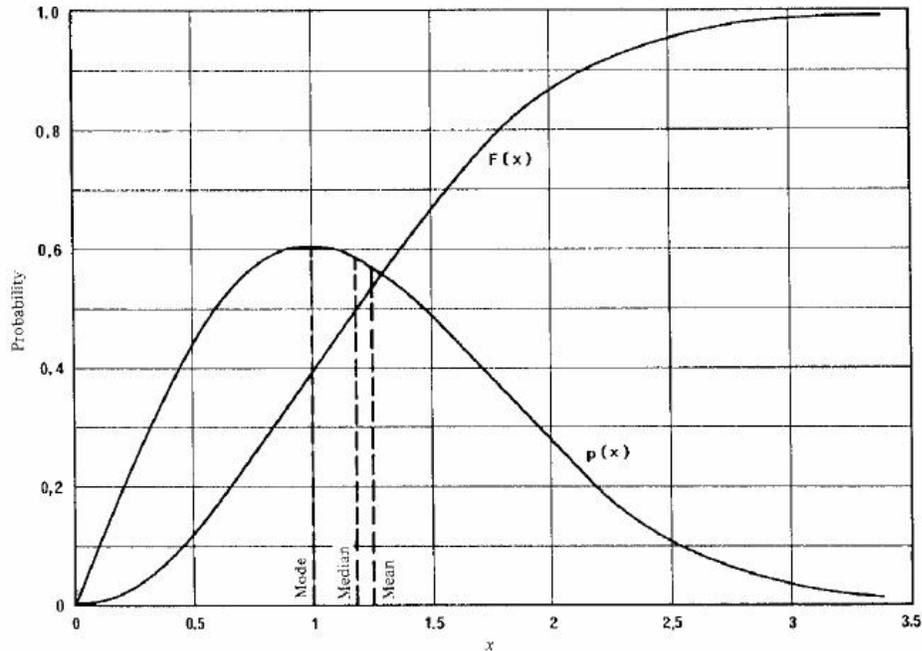


Figura 27 - Funções densidade de probabilidade $p(x)$ e distribuição de probabilidade $P(x)$ (VIEIRA, 2004, p. 11)

Um dos efeitos percebidos pelo usuário da interferência causada pelo problema da propagação por multicaminhos é o chamado “eco” ou “fantasma” (YAMADA et al., 2004, p. 155). A seguir é explicado matematicamente o problema dos sinais que sofrem com as reflexões.

Considera-se um sistema de transmissão com tempo de símbolo T_s , B é a banda ocupada para a transmissão e τ_m é o *delay spread* (tempo que um sinal refletido leva para atingir a antena receptora após a chegada da transmissão sem reflexão). Para que a transmissão ocorra sem interferência intersimbólica (ISI) deve-se satisfazer a seguinte condição:

$$\tau_m \ll T_s \quad (8)$$

A taxa de bits de uma transmissão é dada por:

$$R_b = \log_2 \left(\frac{M}{T_s} \right) \quad (9)$$

Onde R_b é a taxa de bits para uma portadora simples e M é a ordem de modulação.

Analisando a equação 9, mostra-se a dependência da taxa de bits com o tempo de símbolo e conseqüentemente o *delay spread*. Quanto menor o tempo de símbolo maior a taxa de bits.

A partir desta limitação da taxa de bits para uma portadora simples, surge o conceito de multiportadora, utilizada no OFDM para aumentar a taxa de transmissão através da transmissão paralela de portadoras. O feixe de dados é dividido em K subfeixes, com taxa de dados menor e são transmitidos através de subportadoras. Estas subportadoras juntas formam um sistema de transmissão paralelo no domínio da frequência. Cada subportadora ocupa uma largura de banda de B/K , e o tempo de símbolo cresce por um fator relacionado a K . Entretanto, o fator K não pode ser aumentado sem critérios, já que um tempo de símbolo T_s muito elevado torna a transmissão susceptível a interferências, relacionadas à máxima frequência de Doppler v_{\max} , de acordo com a condição mostrada pela equação 10.

$$v_{\max} \cdot T_s \ll 1 \quad (10)$$

Na figura 28 tem-se um exemplo, no domínio do tempo, de quatro subsímbolos $s_{kl}(t)$ ortogonais entre si ($M=4$) e com amplitudes iguais, divididos no tempo de símbolo T , onde l é o índice do tempo e k é o índice de frequência.

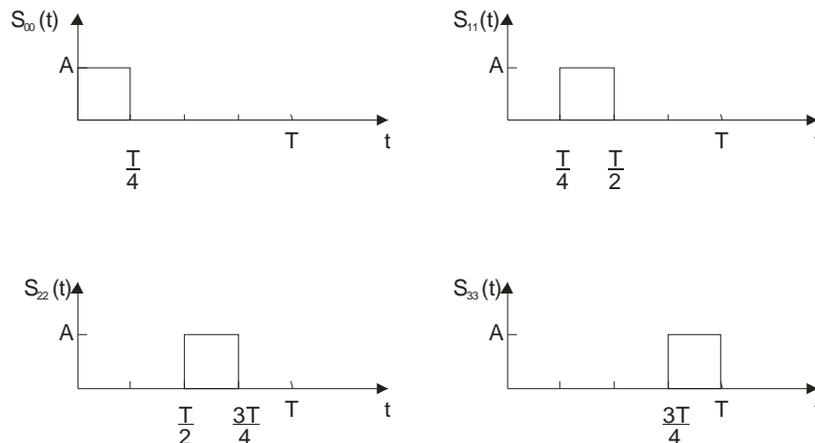


Figura 28 - 4 sinais ortogonais no domínio do tempo (PROAKIS ; SALEHI, 1998, p. 201)

Além da representação mostrada na figura 28, podem-se representar sinais ortogonais através de vetores ortogonais, conforme figura 29, para 2 (M=2) e 3 sinais ortogonais (M=3).

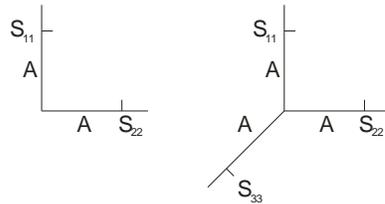


Figura 29 - Representação vetorial para 2 (M=2) e 3 (M=3) sinais ortogonais (PROAKIS ; SALEHI, p. 202)

A figura 30 mostra o diagrama em blocos da transmissão de multiportadoras utilizado no OFDM.

Tem-se s_{kl} , que representa o símbolo a ser transmitido na frequência de portadora f_k , onde k é o índice da frequência da portadora, no tempo t_l , onde l é o índice do tempo.

O $g_k(t)$ representa o pulso de transmissão em banda base $g(t)$ levando-se em conta a frequência da portadora e é dado por:

$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t} \cdot g(t) \quad (11)$$

O sinal de saída (símbolo transmitido) é dado por:

$$s(t) = \sum_{kl} s_{kl} \cdot g_{kl}(t) \quad (12)$$

Onde $g_{kl}(t)$ é o pulso $g_k(t)$ no índice de tempo l , e é dado por:

$$g_{kl}(t) = g_k(t - lT_s) = e^{j2\pi f_k(t - lT_s)} \cdot g(t - lT_s) \quad (13)$$

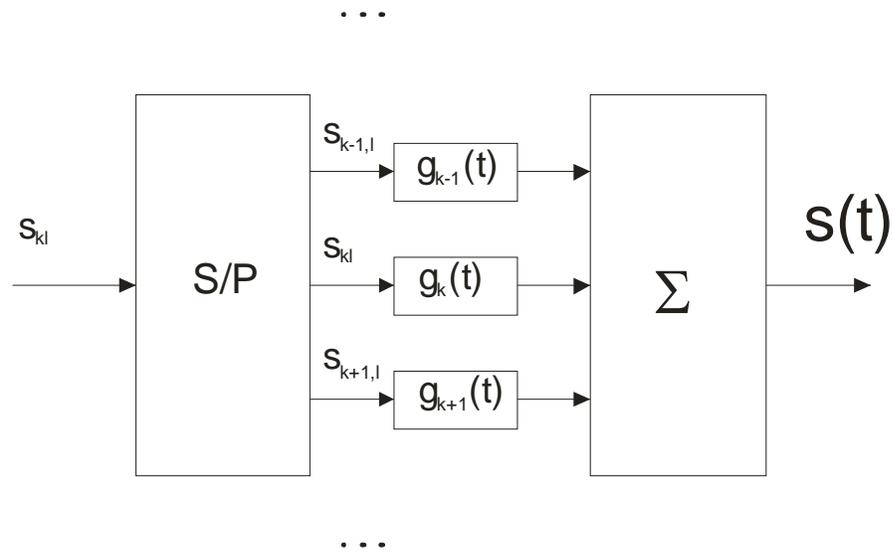


Figura 30 - Diagrama em blocos da transmissão multiportadora (SCHULZE ; LÜDERS, 2005, p.148)

No bloco de recepção de multiportadoras ortogonais, introduz-se o conceito de correlação. É uma maneira de comparar, ou correlacionar, o sinal $r(t)$ que foi recebido da transmissão com o sinal $s(t)$ da transmissão original.

A figura 31 ilustra o diagrama em blocos de um receptor ótimo, com a representação do sinal recebido pelo detector, passando pelas funções de correlação de cada subsímbolo. $r(t)$ é o sinal recebido, $s_{kl}(t)$ é o sinal transmitido originalmente. k é o índice da frequência da portadora e l é o índice do tempo e a equação $\int r(t) \cdot s_{kl}(t) dt$ é a função de correlação, representada pelo bloco retangular.

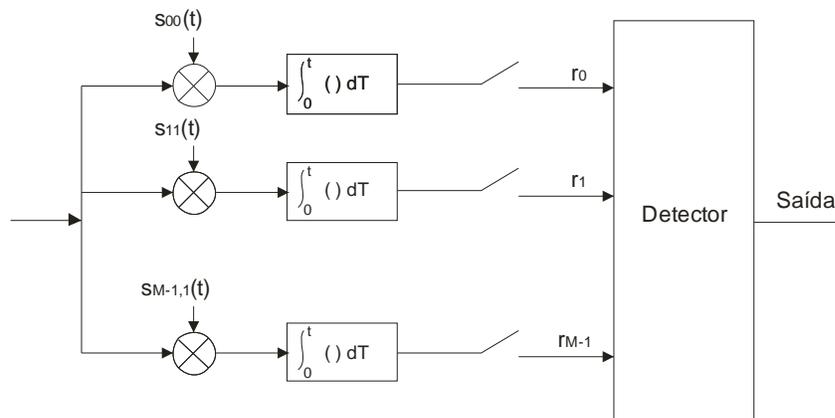


Figura 31 - Representação em blocos de um receptor ótimo (PROAKIS; SALEHI, 1998, p. 202)

Outra característica importante do OFDM se refere à ortogonalidade. Segundo Schulze e Lüders (2005), a ortogonalidade garante que o símbolo modulado vai ser recuperado do sinal transmitido sem interferência intersimbólica. A ortogonalidade tem duas condições que devem ser satisfeitas (SCHULZE; LÜDERS, 2005, p.148):

- Dois sinais são ortogonais entre si se eles não se sobrepõem no domínio do tempo e da frequência;
- Um dos sinais não pode ser limitado em banda ou no domínio temporal.

Para o caso de sinais com largura de banda limitada, que são ortogonais no domínio temporal, usa-se a base de Nyquist. Na base de Nyquist a largura de banda (B) depende de um fator α , dada pela seguinte expressão:

$$B = \frac{1 + \alpha}{T_s} \quad (14)$$

Onde T_s é o período na base de Nyquist.

Para múltiplas subportadoras, define-se a frequência de portadora f_k , onde k é o índice de frequência de cada subportadora:

$$f_k = k \frac{1 + \alpha}{T_s} \quad (15)$$

A figura 32 mostra os espectros de um sistema de multiportadoras que dependem do fator α . Na figura 32 (a), $\alpha = 0,5$ e na figura 32 (b), $\alpha = 0$. Para facilitar o entendimento, o espectro cossenoidal (fator $e^{j2\pi ft}$, da equação 11) foi substituído por um trapezoidal. Para a figura 32 (b), onde $\alpha = 0$, tem-se um espectro retangular ideal e no domínio do tempo tem forma de sinc. É o mais eficiente, mas não é possível reproduzir na prática.

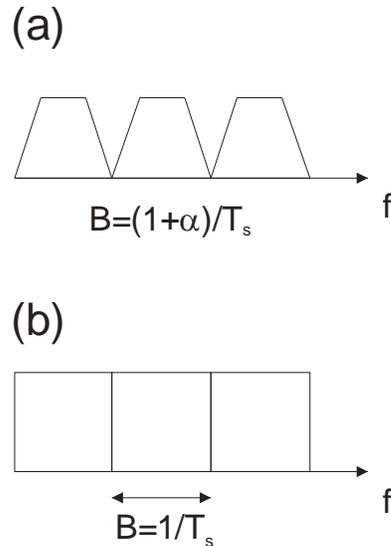


Figura 32 - Espectro da multiplexadora. (a) para $\alpha=0,5$. (b) para $\alpha=0$ (ideal) (SCHULZE ; LÜDERS, 2005, p.150)

A forma de onda mostrada na figura 32 é dada pela seguinte equação no domínio temporal:

$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t} \cdot g(t) \quad (16)$$

No domínio da frequência tem-se:

$$G_k(f) = G(f - f_k) \quad (17)$$

A equação 17 prova que uma das condições de ortogonalidade é satisfeita, já que os sinais não se sobrepõem no domínio da frequência, já que estão separadas por f_k .

No domínio temporal, define-se $g_{kl}(t)$, deslocado no tempo por um fator l

$$g_{kl}(t) = g_k(t - lT_s) \quad (18)$$

A equação 18 define que a condição de não sobreposição no domínio temporal é satisfeita, pois os pulsos estão separados no tempo pelo fator l .

Ainda com relação à figura 32, as formas de onda representadas são dadas pela transformada de Fourier do sinal $g_k(t)$, para um intervalo de tempo de $[0, T_s]$, definido por conveniência. Então, tem-se $f_k = k/T_s$. Os pulsos deslocados no domínio da frequência são definidos pela transformada de Fourier, conforme equação 19, a seguir.

$$g_k(t) = \sqrt{\frac{1}{T}} \exp\left(j2\pi \frac{k}{T} t\right) \Pi\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \quad (19)$$

2.2.2 Implementação do OFDM através da FFT (*Fast Fourier Transform*) e IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*)

Uma das principais características do OFDM é a utilização do par IFFT/FFT na transmissão e recepção dos sinais, respectivamente, ou seja, utiliza a transformada inversa de Fourier na transmissão e a transformada de Fourier na recepção. A transformada inversa de Fourier é útil porque transforma os dados contidos nas subportadoras no domínio da frequência para o domínio do tempo. Já a transformada de Fourier transforma as subportadoras recebidas no domínio temporal para o domínio da frequência. Usa-se o par IFFT/FFT para evitar a utilização de um grande número de moduladores, demoduladores e filtros adicionais no sistema. Isto porque o OFDM possui um grande número de portadoras espaçadas bem próximas no domínio da frequência, e não seria uma tarefa muito fácil separar as informações contidas nestas portadoras sem interferência intersimbólica, sem o uso da transformada de Fourier.

O par IFFT/FFT típico do OFDM é ilustrado na figura 33. O sinal de entrada é dado pela equação 20, e passa por um processo de paralelização dos dados (no domínio da frequência). É realizada a transformada inversa de Fourier e segue para um bloco de adição de prefixo cíclico, que pode ser chamado também de tempo de guarda (*guard interval*). Como não é possível “parar” a transmissão e adicionar o tempo de guarda, são adicionados alguns bits no início de cada subportadora. Os detalhes relacionados ao prefixo cíclico ou tempo de guarda são explicados no item 2.2.3.

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=-K/2}^{K/2} s_k \exp\left(j2\pi \frac{k}{T} t\right) \Pi\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \quad (20)$$

Onde s_k é dado por:

$$s_k = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T} t\right) s(t) dt \quad (21)$$

K é a quantidade de blocos em que o *streaming* de bits é dividido.

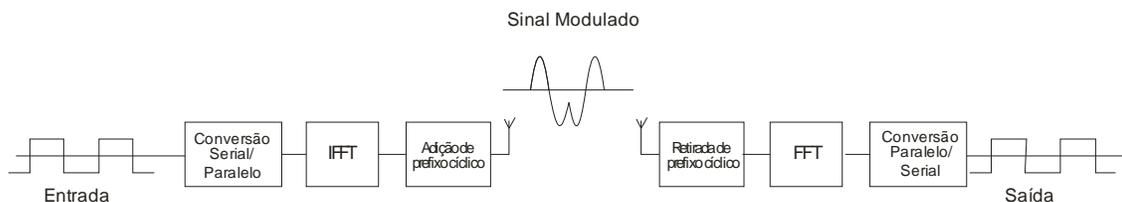


Figura 33 - Transmissão e Recepção típica do OFDM (LERESTEUX, LORY e LE JACQUES, 2009, p. 11)

Além dos blocos mostrados na figura 33, são necessários blocos de conversão de digital para analógico na transmissão e conversão de analógico para digital na recepção do sinal.

Em relação à quantidade de coeficientes que devem existir na FFT, Schulze e Lüders (2005) afirmam que

“o número coeficientes da FFT (N_{FFT}) deve ser escolhido de modo que seja significativamente maior que o valor de K para garantir que a conversão de digital para analógico não comprometa parte do espectro. Um exemplo prático ocorre no sistema de TV Digital europeu (o DVB-T – *Digital Video Broadcasting - Terrestrial*). O número de coeficientes da FFT (N_{FFT}) é de 2048 e o número de portadoras moduladas K é da ordem de 1500 e 1700. A diferença entre a N_{FFT} e K coeficientes do restante do espectro de transmissão são setados para zero” (SCHULZE; LÜDERS, 2005, p. 153).

Conforme afirma Paiva (2009), aproximadamente 69% das portadoras transmitem informações (PAIVA, 2009; p. 12).

O conceito de ortogonalidade do OFDM é escondido pela teoria da transformada de Fourier.

Conforme define Paiva (2009), a frequência de amostragem da IFFT define a temporização de todo o subsistema de transmissão de TV Digital (PAIVA, 2009, p. 11-12). De acordo com a norma ABNT NBR 15601 (2007), a frequência de amostragem é igual a 8,12698 MHz (ABNT NBR 15601, 2007, p.54). Consequentemente, o período de amostragem da IFFT é igual ao inverso da frequência de amostragem da IFFT, ou seja,

$$t_s = \frac{1}{f_s} = 123,046875\mu s \quad (22)$$

2.2.3 Tempo de Guarda ou Prefixo Cíclico

Conforme afirma Schulze e Lüders (2005),

“o tempo de guarda ou prefixo cíclico é necessário, pois nem sempre a sincronização entre transmissor e receptor é perfeita. Ao contrário, a perda de sincronismo é bastante recorrente por causa do desvanecimento devido ao fato do sinal percorrer multicaminhos. O sinal original do OFDM, sem reflexão e sua versão com atraso e desvios não são ortogonais. Isto acarreta na chamada interferência intersimbólica no domínio temporal já que o sinal sofre um atraso τ e afeta todas as subportadoras. Causa também sobreposição no domínio da frequência” (SCHULZE; LÜDERS, 2005, p.154).

Com a inclusão do prefixo cíclico, a ortogonalidade entre o sinal sem reflexão e o sinal com atraso e reflexões é mantida.

O tempo de guarda, de tamanho Δ é adicionado ao tempo original T (que corresponde ao período da Transformada de Fourier), para formar o tempo de símbolo T_s . Porém, ao invés de adicionar este tempo Δ após o tempo original T , este tempo é colocado no início da transmissão. A figura 34 mostra como o tempo de guarda é introduzido para formar o tempo de T_s na transmissão do quadro.

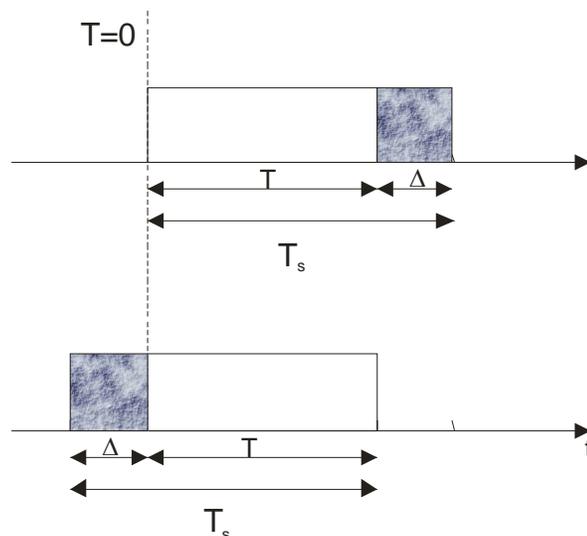


Figura 34 - Tempo de guarda (hachurado) adicionado ao tempo T (SCHULZE ; LÜDERS, 2005, p. 155)

Com a introdução do tempo de guarda Δ , o pulso g_k , mostrado na equação 16, é modificado para g'_k , conforme equação 23. Nota-se que na parte complexa, a frequência e a fase continuam exatamente iguais. A única modificação é que o intervalo de tempo considerado passou de $t \in [0, T]$ para $t \in [-\Delta, T]$.

$$g'_k(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s}} \exp\left(j2\pi \frac{k}{T} t\right) \Pi\left(\frac{t+\Delta}{T_s} - \frac{1}{2}\right) \quad (23)$$

2.3 RECEPTOR DE TV DIGITAL

Os receptores, obviamente, exercem função inversa ao transmissor. A figura 35 ilustra o diagrama de um receptor de TV Digital, composto por uma antena, um sintonizador de canal, um *Down converter*, um amplificador de FI (frequência intermediária), o demodulador (que inclui as etapas de mapeamento, codificação e estimação de canal, a transformada de Fourier (FFT), e as etapas de correção de erros (código interno e RS)). A diferença em relação ao transmissor, no aspecto construtivo, é que, por exemplo, apenas um aparelho de transmissão é necessário para atender uma estação, ou seja, os custos envolvidos na construção do transmissor não são tão relevantes. Porém, para o caso do receptor, o custo deve ser o mais baixo possível, pois para cada transmissor de TV Digital, devem existir milhares de receptores, com preços acessíveis a população.

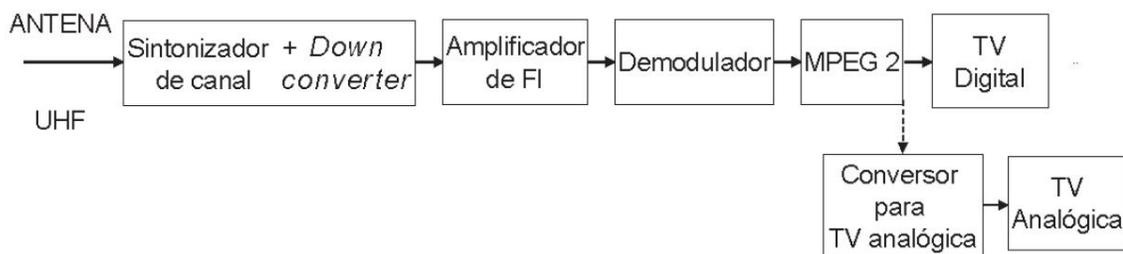


Figura 35 - Diagrama do receptor de TV Digital (adaptado de YAMADA et al., 2004, p. 33)

Conforme Yamada et al. (2004), o nível de sinal recebido pela antena é extremamente baixo, da ordem de $30 \mu\text{V}$. O sinal, antes de chegar ao sintonizador de canal, deve ser submetido a um estágio de amplificação com baixo ruído térmico, de aproximadamente de 30 dB (YAMADA et al., 2004, p. 33).

O sintonizador tem a função de selecionar o canal de interesse.

A etapa de *Down Converter* é necessária realizar a translação da faixa do UHF para frequência intermediária (FI) mais baixa (44 MHz). Faz o oposto do *Up Converter*, presente na transmissão, que translada a frequência de FI (41 a 47 MHz) para a frequência final de transmissão, na faixa do UHF.

A frequência intermediária é importante já que dela dependem, em grande parte, a seletividade e a sensibilidade do receptor.

O sistema de recepção de TV Digital possui ainda um amplificador de FI (amplificador de frequência intermediária) na frequência de 44 MHz, que é dotado de um filtro passa-faixa de 6 MHz de largura de banda, para eliminar frequências indesejadas geradas no processo de modulação. De acordo com Yamada et al. (2004), antes de chegar ao demodulador, como o sinal recebido pela antena pode variar de alguns μV a vários mV, dependendo da distância, frequência e condições de propagação, o circuito possui um dispositivo automático de ganho, chamado de Controle Automático de Ganho (CAG) com faixa dinâmica da ordem de 50 dB, que possibilita a entrega de um nível estável ao demodulador (YAMADA et al., 2004, p. 33).

2.3.1 Efeito “Cliff” ou Efeito de Penhasco

Uma das características do sistema de TV Digital se refere à qualidade do sinal. Apresenta diversos mecanismos para corrigir os erros (código interno e algoritmo de Reed-Solomon), principalmente os erros que são causados pelo desvanecimento de Rayleigh. Apesar disso, tem limiares de taxa de bits e quantidade de erros para que a imagem seja adequada. Diferentemente do sinal analógico, que se deteriora até tornar-se impossível de assistir, o sinal digital mantém a imagem estável até o chamado “*cliff effect*” ou efeito de penhasco, e conseqüentemente ocorre a perda completa do sinal. Segundo Yamada et al. (2004), o limiar de taxa de erro de bit nos sistemas de TV Digital (ISDB-T, DVB-T e ATSC – *Advanced Television Systems Committee*) é de 3×10^{-6} . Segundo Brito (2005), este limiar também é chamado *Threshold of Visibility* (TOV), ou Limiar de Visibilidade (BRITO, 2005, p. 20).

2.4 RUÍDO AWGN (*ADDITIVE WHITE GAUSSIAN NOISE*)

O ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) é um bom modelo matemático que caracteriza o ruído térmico presente no receptor. Embora a principal fonte de ruído e perdas no sistema de TV Digital sejam causadas pela reflexão dos sinais por multicaminhos (desvanecimento de Rayleigh), sabe-se que o ruído AWGN está presente em todos os sistemas digitais e por isso também será adicionado às simulações.

Também é bastante útil já que para efeitos de teste, associa-se apenas um ganho do sinal em relação ao ruído.

Para as simulações, prefere-se utilizar o AWGN em relação ao desvanecimento de Rayleigh, pois é mais simples de manipular as variáveis envolvidas, já que para o desvanecimento de Rayleigh, devem ser associadas três variáveis (espaçamento de frequência (frequência máxima de Doppler), um tempo de atraso e um ganho), o que é bem mais trabalhoso. Além disso, não é uma tarefa fácil ajustar estas três variáveis para simular o efeito que se deseja.

Para o SBTVD, segundo Brito (2005), o critério de desempenho mínimo estabelece que o sistema deva ser capaz de operar com uma vazão mínima de 19 Mbps, com taxa de erro de bit menor ou igual a 3×10^{-6} para a relação portadora ruído C/N de 19 dB em canal AWGN (BRITO, 2005, p.10). Significa que a partir de 19 dB, a taxa de erro de bit deve ser menor que 3×10^{-6} para atender aos requisitos mínimos do SBTVD.

Matematicamente, o ruído AWGN ($w(t)$) apresenta as seguintes características:

- O ruído $w(t)$ é um distúrbio aleatório aditivo em um sinal $s(t)$. Ou seja, o sinal recebido $r(t)$ é escrito conforme segue:

$$r(t) = s(t) + w(t) \quad (24)$$

- O ruído é dito branco porque tem uma densidade espectral de potência constante para todas as frequências (para altíssimas frequências, a

densidade de potência do ruído decresce exponencialmente). O gráfico da figura 36 mostra o espectro de potência do ruído branco. Onde:

$P_w(f)$ é a potência do ruído (W/Hz) em função da frequência (f);

N_0 = amplitude da potência do ruído;

B = Largura de banda de um sinal transmitido com a presença do AWGN.

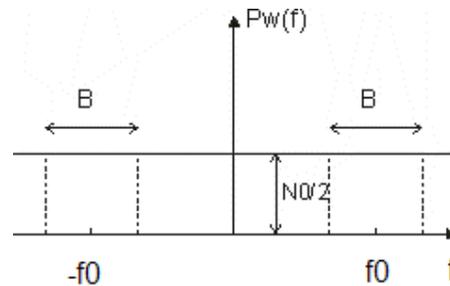


Figura 36 - Representação do ruído AWGN (adaptado de SCHULZE ; LÜDERS, 2005, p. 24)

- O ruído é dito Gaussiano, pois é um sinal aleatório, estacionário de média zero, se considerar todo o espectro.

Matematicamente pode ser representado pela função de correlação:

$$E\{w(t_1)w(t_2)\} = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2) \quad (25)$$

Onde δ representa a função impulso.

2.5 MÉTODO DE MONTE CARLO

Para as diversas simulações realizadas utilizou-se o Método de Monte Carlo (MMC), que, conforme Yoriyaz (2009), pode ser descrito como um método estatístico, no qual se utiliza uma sequência de números aleatórios para a realização de uma simulação (YORIYAZ, 2009, p. 1). Neste trabalho, esta sequência de números aleatórios pode ser vista como a representação dos símbolos enviados pelo transmissor de TV digital, contendo *streaming* de vídeo, voz e dados.

Segundo Corrar (1993 *apud* Lima et al. (2008)), a simulação de Monte Carlo foi criada pelos pesquisadores Von Neumann e Ulam para solucionar problemas de blindagem em reatores nucleares (LIMA et al., 2008, p. 6-7).

Segundo Lima et al. (2008) a simulação de Monte Carlo é um método de avaliação interativa de um modelo determinístico, usando números aleatórios como entradas. É mais utilizado quando o modelo é complexo ou não linear (LIMA et al., 2008, p. 7).

Segundo Moore e Weatherford (2005 *apud* Lima et al., (2008)),

“o método de Monte Carlo é um dos vários métodos para análise da propagação da incerteza, onde sua grande vantagem é determinar como uma variação randomizada, já conhecida, ou o erro, afetam a performance ou a viabilidade do sistema que está sendo modelado” (LIMA et al., 2008, p. 7).

3 SIMULAÇÕES

Nas seções a seguir são apresentadas duas simulações principais e suas variações.

Na primeira delas, buscou-se explicar o funcionamento de um sistema composto por sinais ortogonais (em que se baseia a multiplexação OFDM), comparando-se os resultados, e mostrando a influência do ruído AWGN no sistema simulado.

Na segunda simulação, apresentou-se um modelo, na ferramenta Matlab Simulink, elaborado por Gito Prastomo, da Universidade Tecnológica de Telecomunicações, na Indonésia (Telecommunication Technology College), que representa um sistema básico de TV Digital.

3.1 SINAIS ORTOGONAIS

Para simular o sistema de sinais ortogonais, inicialmente será considerado um conjunto $M=2^k$ de formas de onda $s_i(t)$, onde $i=0,1,2,\dots, M-1$, que são ortogonais entre si e possuem o mesmo espectro de energia. Conforme Proakis e Salehi (1998) estas duas propriedades podem ser descritas pela equação 26 (PROAKIS; SALEHI, 1998, p.201):

$$\int_0^T s_i(t) \cdot s_k(t) dt = E \cdot \delta_{ik} \quad (26)$$

Onde E representa a energia de cada sinal e o δ_{ik} representa o delta de Kronecker, definido como:

$$\delta_{ik} = 1, \text{ para } i=k.$$

$$\delta_{ik} = 0, \text{ para } i \neq k.$$

Realizou-se uma simulação, baseada no Método de Monte Carlo, de um sistema de comunicação digital utilizando $M = 4$ sinais ortogonais (ver Anexo). O modelo do sistema simulado é mostrado na figura 37.

Foram geradas quatro variáveis aleatórias, r_0 , r_1 , r_2 e r_3 , que fazem parte da entrada do detector e representam os símbolos. Foram geradas sequências binárias de zeros e uns que tem igual probabilidade de ocorrerem e são estatisticamente independentes. Os quatro símbolos são mostrados a seguir:

00 representa $s_0 = (\sqrt{E}, 0, 0, 0)$

01 representa $s_1 = (0, \sqrt{E}, 0, 0)$

10 representa $s_2 = (0, 0, \sqrt{E}, 0)$

11 representa $s_3 = (0, 0, 0, \sqrt{E})$

Onde \sqrt{E} representa a energia de símbolo, que por conveniência foi normalizado para $E = 1$.

São adicionados componentes de ruído n_0 , n_1 , n_2 e n_3 que são gerados pelos blocos *Gaussian RNG* (*Gaussian Random Number Generator*) ou Gerador de Números Aleatórios na distribuição Gaussiana. Estes números aleatórios vão de zero a um, possuem média igual a um e variância $\sigma = \sqrt{\frac{E^2}{4 \cdot SNR}}$, e foram colocados para simular os efeitos do ruído impulsivo presente no sistema de comunicação. Adicionalmente a estas componentes de ruído, também estão presentes componentes de ruído AWGN.

Vale lembrar, conforme explicação na seção 2.2.1, que os sinais são ditos ortogonais se não forem sobrepostos no domínio do tempo e da frequência.

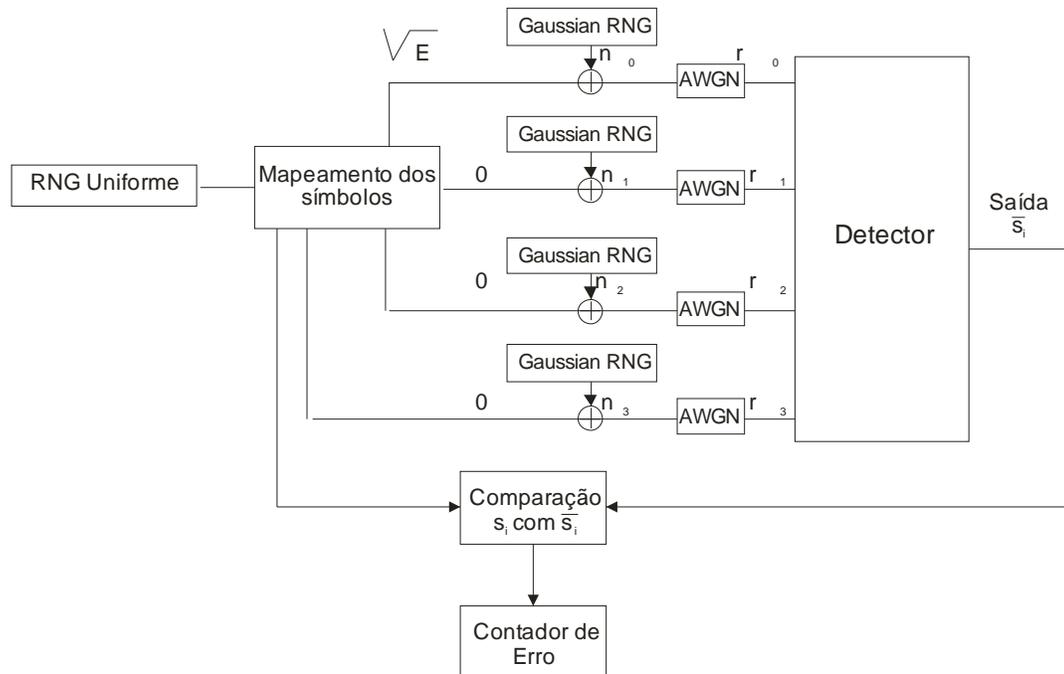


Figura 37 - Diagrama em blocos da simulação dos sinais ortogonais

Para validar o código elaborado para a simulação do sistema com quatro sinais ortogonais, desenvolveu-se através da ferramenta Matlab Simulink, um modelo de blocos, seguindo o diagrama mostrado na figura 37. Este modelo possui extensão .mdl e é representado pela figura 38.

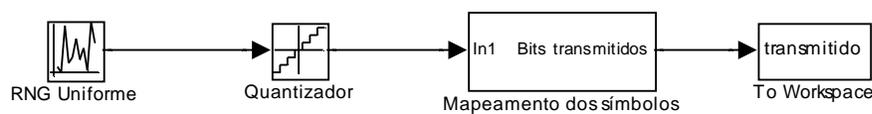


Figura 38 - Modelo do Simulink para validação do código simulado

Conforme figura 38, o bloco RNG Uniforme (*Uniform Random Number Gaussian*) gera números aleatórios uniformemente distribuídos, entre zero e um, com tempo de amostragem igual a um e valor inicial dado pela variável *randseed*, responsável pela geração dos primeiros números aleatórios. Esses números aleatórios gerados passam por um quantizador, e conforme o resultado da quantização, são mapeados em bits (00, 01, 10 e 11) no bloco chamado “Mapeamento dos símbolos”. Esta etapa é ilustrada pela figura 39. Aos quatro

símbolos gerados (s_0, s_1, s_2 e s_3) são adicionados componentes de ruído impulsivo pelos blocos *Gaussian RNG* e ruído AWGN.

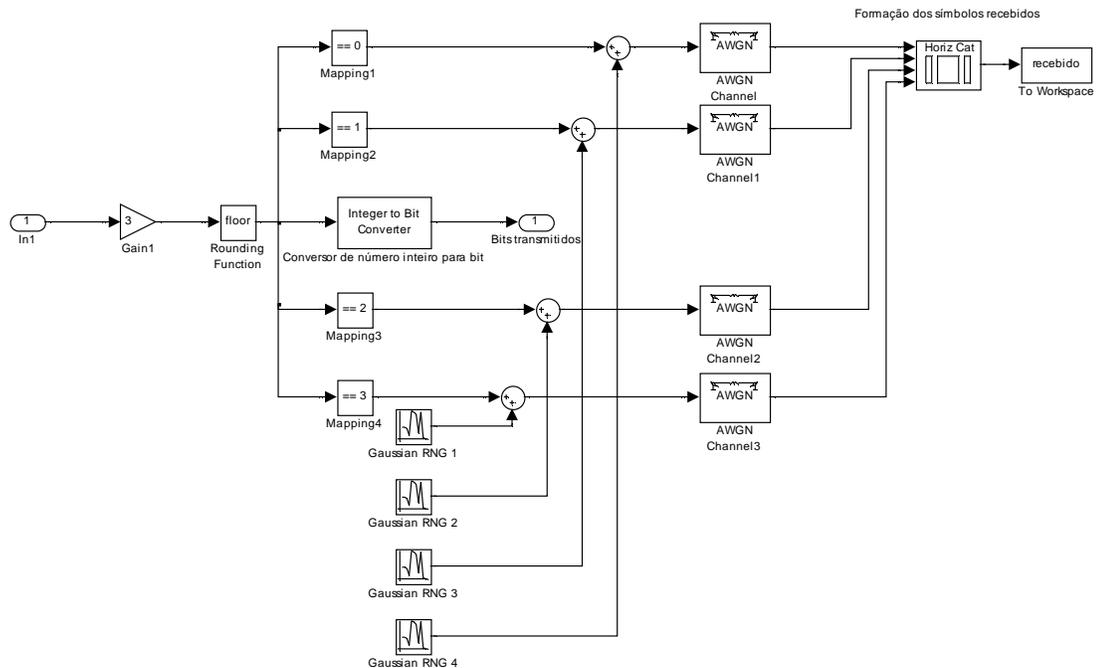


Figura 39 - Subsistema do Simulink : "Mapeamento dos símbolos"

Como resultado da simulação, têm-se gráficos, mostrados nas figuras 40, 41 e 42, que relacionam a probabilidade de erro de bit com a relação portadora ruído. Estes gráficos mostram ainda a influência do ruído AWGN nos sistemas de comunicações. Os pontos marcados com um 'asterisco' (*) representam a simulação sem presença do ruído AWGN. Os pontos marcados com um 'mais' (+) representam o sistema com ruído AWGN.

Os pontos marcados com um 'ponto' (.) representam a simulação construída no Simulink sem o ruído AWGN e os traços (-) representam o modelo elaborado no Simulink com ruído AWGN.

A partir de 10 dB de relação portadora ruído, a probabilidade de erro de bit cai para zero (formato com 15 casas decimais), ou seja, atende aos requisitos mínimos, conforme descrito nas seções 2.3.1 e 2.4, respeitando o limiar de taxa de erro de bit

previsto, que deve ser de 3×10^{-6} para 19 dB de relação portadora ruído (C/N) (BRITO, 2005, p.10).

De acordo com Yamada et al. (2004), a partir de determinado limiar, a figura de ruído não interfere mais no resultado (YAMADA et al., 2004, p. 174). Ainda de acordo com Yamada et al. (2004), em testes realizados para avaliar os sistemas de TV Digital (ATSC, DVB-T e ISDB-T), como a intenção era de avaliar o desempenho dos sistemas e não do receptor, considerou-se a relação sinal-ruído acima de 50 dB. Significa dizer que, acima deste limiar, o ruído não interfere no sistema, e abaixo deste limiar, o sistema pode sofrer com as interferências ocasionadas por este tipo de ruído (YAMADA et al. 2004, p. 174). Nas simulações, são usados quatro valores para a relação sinal ruído aplicada à função AWGN (50 dB, 30 dB, 25 dB e 20 dB), ou seja, o sinal representado é 50, 30, 25 e 20 dB maior que o ruído AWGN presente no sistema. Estas simulações são mostradas pelas figuras 40, 41 e 42, respectivamente. Para todos os valores, faz-se uma comparação com os casos sem a presença do ruído AWGN.

A figura 40 (a) mostra o gráfico da probabilidade de erro de bit em relação a portadora ruído, com ruído aplicado à função AWGN de 50 dB. A figura 40 (b) o ruído aplicado à função AWGN foi de 30 dB.

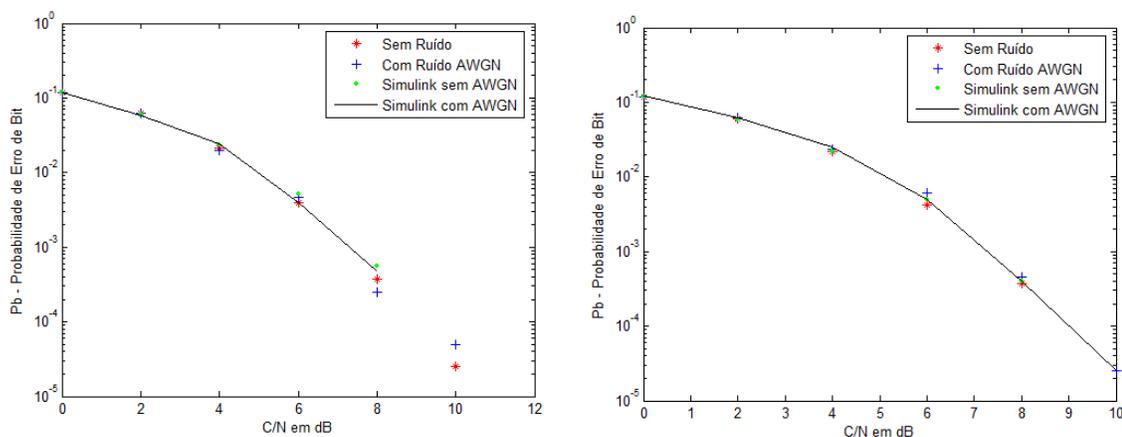


Figura 40 - Gráfico Probabilidade de erro de bit X Relação sinal ruído, (a) para 50 dB e (b) 30 de ruído AWGN

Como era de se esperar, com a relação sinal ruído de 50 dB para o AWGN, as curvas ficaram bem próximas umas das outras, já que para este valor a figura de ruído não afeta a probabilidade de erro de bit. O mesmo ocorre para 30 dB, onde a diferença entre os valores não é significativa. Isto quer dizer que o limiar da relação

signal ruído para o AWGN no sistema simulado é menor que 30 dB, para que se tenha influência no resultado.

Na figura 41 percebe-se a influência do ruído AWGN na simulação, com 25 dB de relação sinal ruído, que aumentou a probabilidade de erro de bit do sistema. Porém, a curva não foi alterada significativamente. Isto ocorreu porque a potência do sinal de entrada era bastante elevada, da ordem de 2 W, se comparada aos sistemas de TV Digital, que são da ordem de μW e mW .

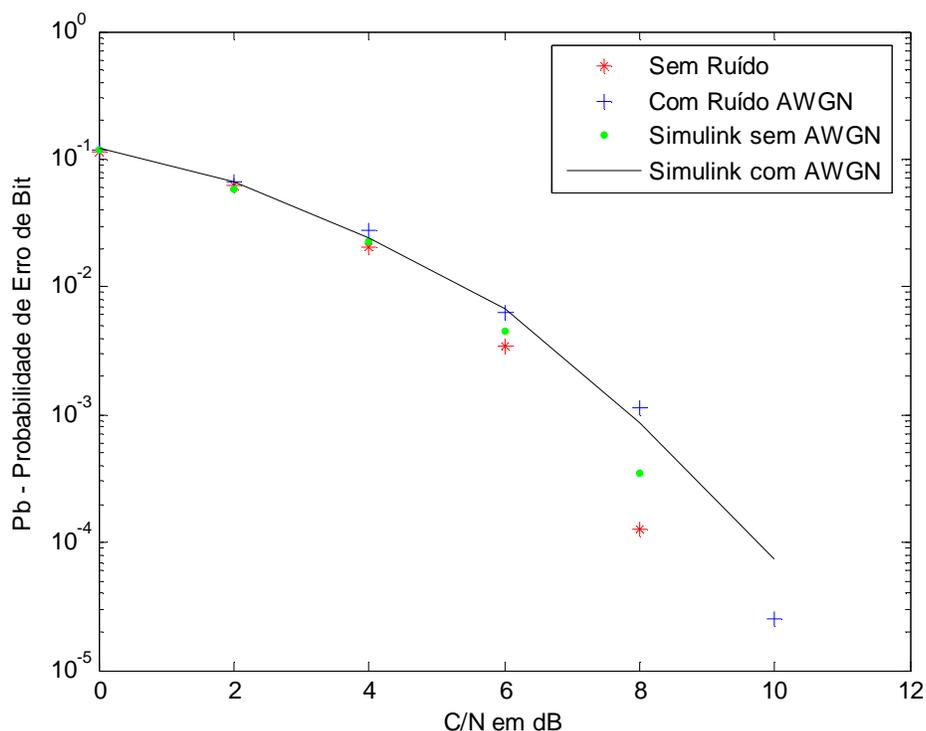


Figura 41 - Gráfico Probabilidade de erro de bit X Relação sinal ruído, para 25 dB de ruído AWGN

Analisando a figura 42, mostrada na sequência, usou-se 20 dB para a relação do sinal com o ruído AWGN. Percebe-se a grande influência do ruído AWGN no resultado. Aumentou-se a probabilidade de erro de bit na ordem de 10^{-1} para cada valor, que poderia influenciar, e muito, o sistema de TV Digital. Comparando-se os gráficos das figuras 40, 41 e 42, pode-se afirmar que o limiar de ruído AWGN que o sistema suporta está entre os valores entre 20 e 25 dB.

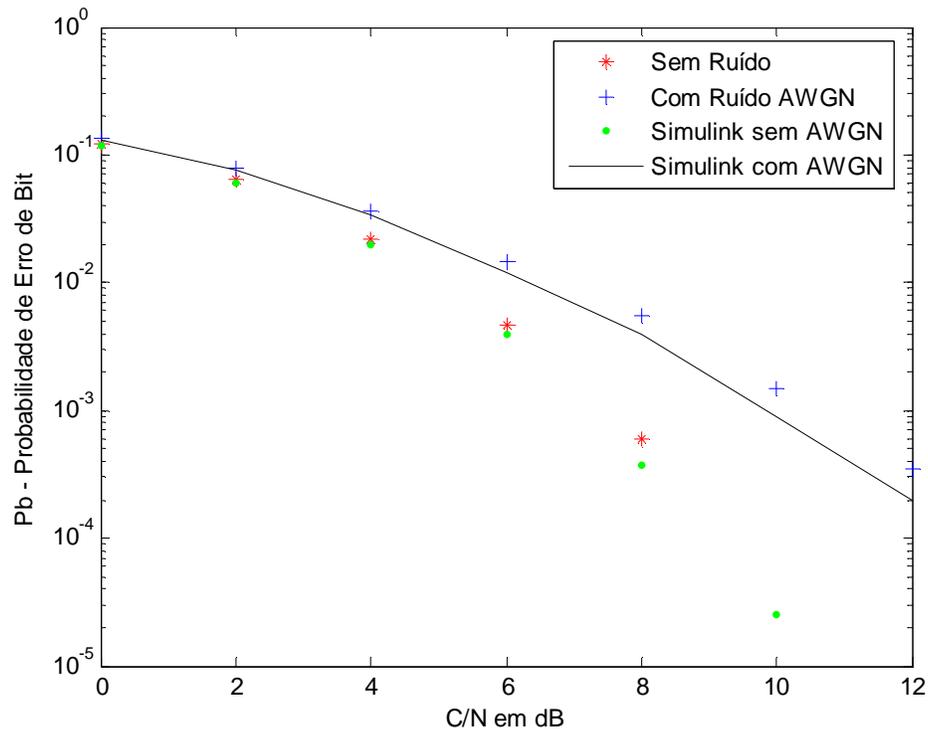


Figura 42 - Gráfico Probabilidade de erro de bit X Relação sinal ruído, para 20 dB de ruído AWGN

Ainda com base nas figuras 40, 41 e 42, nota-se sempre que os pontos marcados por (*) e (.) ficam próximos um dos outros e representam a probabilidade de erro de bit nas simulações sem o ruído AWGN, do código desenvolvido e do modelo feito no Simulink. Já os pontos marcados por (+) e (-) estão sempre próximos porque representam as probabilidades de erro de bit com a presença do ruído AWGN, tanto no código como no modelo do Simulink, o que já era previsto, já que foram usadas as mesmas relações de sinal-ruído para ambos.

Portanto, com base nos resultados, mostra-se a eficiência do código desenvolvido e das simulações realizadas no Simulink. As pequenas diferenças entre os pontos devem-se ao fato de que a geração das variáveis é aleatória, e usa-se o *randseed* como início. Esta diferença ocorre apesar de estarem no mesmo intervalo de tempo e possuírem a mesma média e variância.

3.2 OFDM E SISTEMA BÁSICO DE TV DIGITAL

Para explicar o funcionamento da multiplexação OFDM e o modelamento básico da TV Digital, é apresentada uma simulação na ferramenta Matlab Simulink feita por Gito Prastomo, da Universidade Tecnológica de Telecomunicações de Bandung, na Indonésia (*Telecommunication Technology College*). A figura 43 ilustra esta simulação. Contém os blocos de transmissão e recepção. Na parte da transmissão tem-se um módulo para gerar uma sequência de bits (sequência binária de Bernoulli), que representa os bits de dados de entrada (TS). Contém o bloco de codificação externa de Reed-Solomon, mapeamento QPSK, um bloco representando a multiplexação OFDM, passando pelas etapas de concatenação de bits, preenchimento de quadro, transformada inversa de Fourier (IFFT), adição do prefixo cíclico e a etapa de serialização. Após a transmissão, os bits passam pelo bloco que simula o desvanecimento de multipercursos (desvanecimento de Rayleigh), previsto no Sistema Brasileiro de TV Digital, e pelo bloco que introduz o ruído AWGN, presente em todos os sistemas de comunicações.

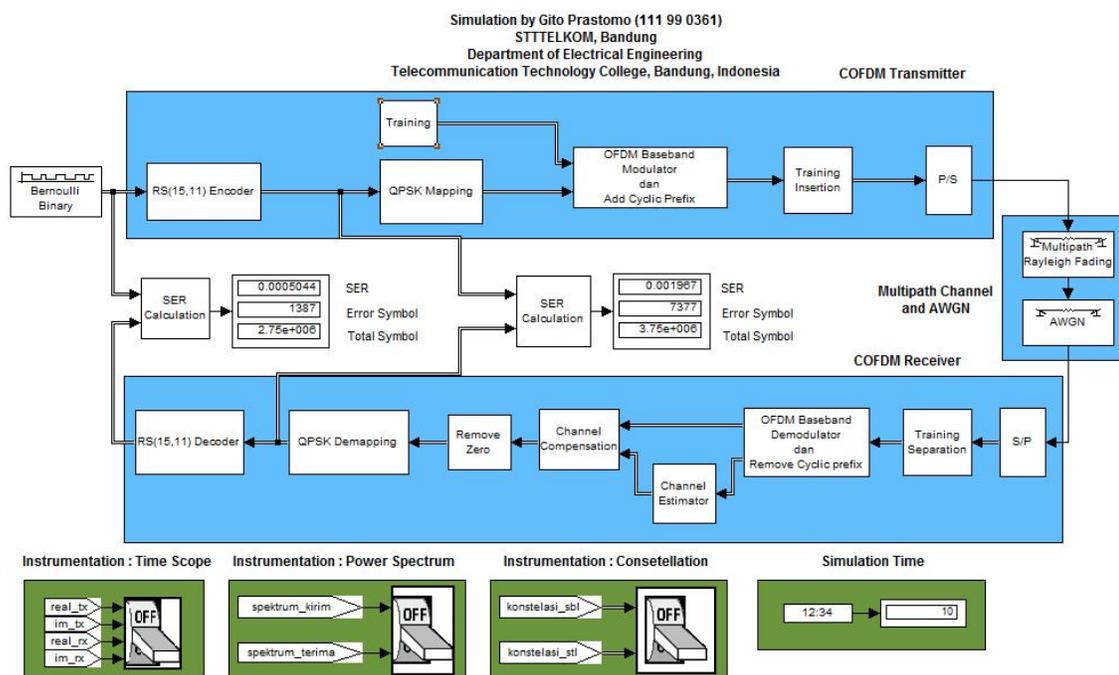


Figura 43 - Simulação de um canal de transmissão e recepção OFDM

Na simulação são gerados códigos binários de Bernoulli na taxa de 550 kbps, ou 1 bit a cada $1,81 \mu\text{s}$. São gerados 44 bits por amostra, que corresponderia ao TS remultiplexado. Estes 44 bits são separados em 4 quadros na codificação de Reed-

Solomon, RS(15,11). Ou seja, nesta etapa os 44 bits são separados de 11 em 11 e são adicionados 4 bits de código.

Esta taxa de 550 kbps aproxima-se da taxa de bits que é transmitida para o modelo 1-seg (camada hierárquica A ou recepção parcial), que tem taxas que, segundo Elias (2008), variam de 220 kbps a 300 kbps (ELIAS, 2008, p. 1). O modelo 1-seg é previsto para oferecer os sinais de TV Digital aos televisores portáteis e aparelhos celulares, usando apenas um único segmento, dos 13 previstos no SBTVD.

Em seguida tem-se a etapa de mapeamento QPSK, com diferença de fase de $\pi/4$ radianos. No padrão brasileiro de TV Digital, na etapa de mapeamento QPSK ocorre a paralelização dos bits (ver figura 12) e a saída entrega um sinal em fase e quadratura.

Os bits sequenciais vindos do mapeamento QPSK entram no bloco chamado “*OFDM Baseband Simulation and Add Cyclic Prefix*”, mostrado na figura 44. Nesta subseção os bits provenientes das etapas de codificação RS e do mapeamento QPSK são concatenados com os bits de “*training*”, composto de 31 bits por amostra. Os bits de “*training*” são agrupados em uma coluna.

É importante frisar que esses bits de “*training*” são importantes, pois equivalem ao momento em que são inseridas as portadoras piloto no Sistema Brasileiro de TV Digital. Ainda sobre as portadoras piloto, elas são fundamentais para ajudar o receptor no processo de demodulação do sinal recebido. Permitem recuperar o sincronismo e estimar a resposta em frequência do canal, possibilitando uma equalização do sinal recebido.

Na outra coluna são agrupados dois quadros de informação provenientes da etapa de mapeamento QPSK e codificação RS (15,11) (15 bits (dados) + bit zero + 15 bits (dados)) concatenados (totalizando 31 bits).

Os bits concatenados passam pela etapa de enchimento de quadro, previsto nos sistemas de TV Digital para evitar o uso de memória e atrasos na recepção. Foram adicionados zeros e formaram-se duas colunas de 64 bits, realizado pelo sub-bloco “*Zero Pad*” (numa coluna, 31 bits de “*training*” + 33 zeros para enchimento de quadro; na outra se tem 15 bits de dados + bit zero + 15 bits de dados + 33 zeros para enchimento de quadro). Os quadros de 64 bits passam pela transformada inversa de Fourier. A transformada inversa de Fourier transforma as subportadoras

que estão no domínio da frequência para o domínio do tempo, preparando-as para a transmissão.

Antes de transmitir, adiciona-se o prefixo cíclico. Esta etapa nada mais é do que a adição de bits antes de iniciar a transmissão. Seria um tempo que é adicionado ao quadro antes de transmitir. Como não é possível “parar” a transmissão, adicionam-se bits extras. No caso da simulação elaborada por Prastomo, foram adicionados 26 bits no início do quadro, formando assim quadros de 90 bits para a transmissão (26 bits de prefixo cíclico + 30 bits de informação + 34 zeros para enchimento de quadro). Estes 26 bits correspondem a 47,06 μs , que equivale ao tempo de guarda (lembrando que os bits são gerados a uma taxa de 550 kbps). O tempo total de cada quadro é de 162,9 μs .

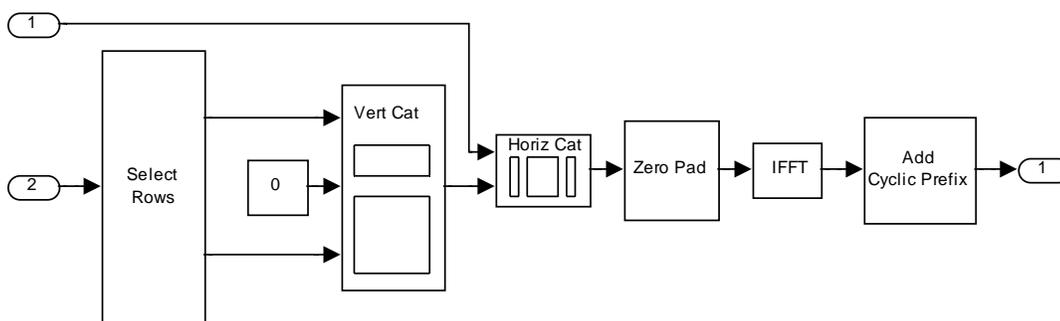


Figura 44 - Bloco da modulação OFDM e adição de prefixo cíclico (OFDM Baseband Simulation and Add Cyclic Prefix)

Após a etapa de prefixo cíclico as duas colunas são colocadas em série e passam por um buffer para transmitir.

Nesta simulação não estão presentes as etapas de divisão hierárquica nem os 13 segmentos previstos pelo SBTVD.

Para simular o desvanecimento do sinal transmitido, causado pela sobreposição dos sinais que sofrem reflexões em relação ao sinal principal, tem-se o bloco de desvanecimento de multipercursos de Rayleigh (*Multipath Rayleigh Fading*). A cada sinal refletido associa-se um tempo de atraso, uma frequência de deslocamento (Doppler) e um ganho. Juntamente a este desvanecimento, adiciona-se o ruído AWGN, presente em todos os sistemas de comunicação. Nesta simulação, a relação do sinal de entrada com o ruído AWGN é de 28 dB.

Na etapa de recepção dos bits, faz-se o caminho inverso à transmissão. Passa pela transformada de Fourier, que transforma as subportadoras do domínio temporal para o domínio da frequência. Obviamente, ao invés de ter os blocos de “*training*”, tem-se um bloco de estimação e compensação de canal. Conforme Carboni Jr (2008), estas técnicas de estimação e compensação de canal baseiam-se, sucintamente, em interpolações entre subportadoras piloto enviadas pelo transmissor e conhecidas no receptor (CARBONI Jr., 2008, p. 93). Ainda de acordo com Carboni Jr. (2008), na maioria dos sistemas OFDM atuais, incluindo o ISDB-T (padrão japonês de TV Digital) o arranjo utilizado é o chamado *scattered pilots*, ou pilotos espalhados, distribuídos a fim de manter a uniformidade espectral (CARBONI Jr., 2008, p. 94).

No caso da simulação de Prastomo, as portadoras piloto são inseridas em duas etapas, uma antes da transformada inversa de Fourier, ou seja, no domínio da frequência, e outra após a transformada, ou seja, no domínio temporal. Porém, estas portadoras piloto estão agrupadas, e não espalhadas, como ocorre com a maior parte dos sistemas OFDM.

Sobre esta etapa, Carboni Jr. (2008) afirma que quando

“o sistema enfrenta características de multipercurso dinâmico, as funções de transferência podem apresentar *notches* (“cortes”) que variam bruscamente no tempo, o que pode ocasionar uma estimação incorreta, devido ao processo de interpolação não ser capaz de acompanhar o comportamento dinâmico do canal” (CARBONI Jr, 2008, p. 95).

Os resultados obtidos após 5 minutos de simulação são mostrados nas figuras 45, 46 e 47. A figura 45 apresenta um comparativo da taxa de erro de bits e ressalta a importância da codificação externa de Reed-Solomon para a identificação e correção de erros. A figura 45 (a) representa a taxa de erro de bits antes da codificação externa de Reed-Solomon e a figura 45 (b) representa a taxa de erro de bits após a codificação. A diferença é muito grande. Após os 5 minutos de simulação, a quantidade de erros antes da codificação era de 2985 erros, com uma taxa de erro de bit de $1,914 \times 10^{-3}$. Já após a etapa de codificação de Reed-Solomon, a quantidade de erros de bit era de 557, a uma taxa de erro de $4,87 \times 10^{-4}$, ou seja, diferença de erro menor, na ordem de 10^{-1} .

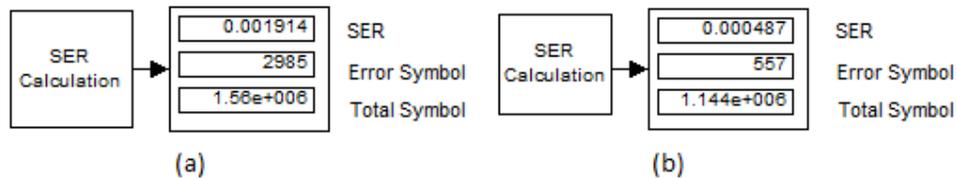


Figura 45 - (a) Taxa de erro sem codificação externa de Reed-Solomon. (b) Taxa de erro com codificação externa de Reed-Solomon

A figura 46 mostra um comparativo dos diagramas de constelação antes da estimação de canal (figura 46 (a)) e após a estimação de canal (figura 46 (b)). No diagrama de constelação antes da estimação de canal, os pontos estão muito dispersos entre si e longe do diagrama ideal para o mapeamento QPSK, mostrado anteriormente pela figura 13, que apresenta diferença de fase de $\pi/4$ rad. Já na figura 46 (b) o diagrama de constelação se parece com o do modelo ideal da figura 13, onde os símbolos transmitidos estão separados com a diferença de fase de $\pi/4$ rad. Com base na figura 46, prova-se a importância da inserção de portadoras piloto no sistema de TV Digital, pois auxilia na recepção correta dos bits transmitidos.

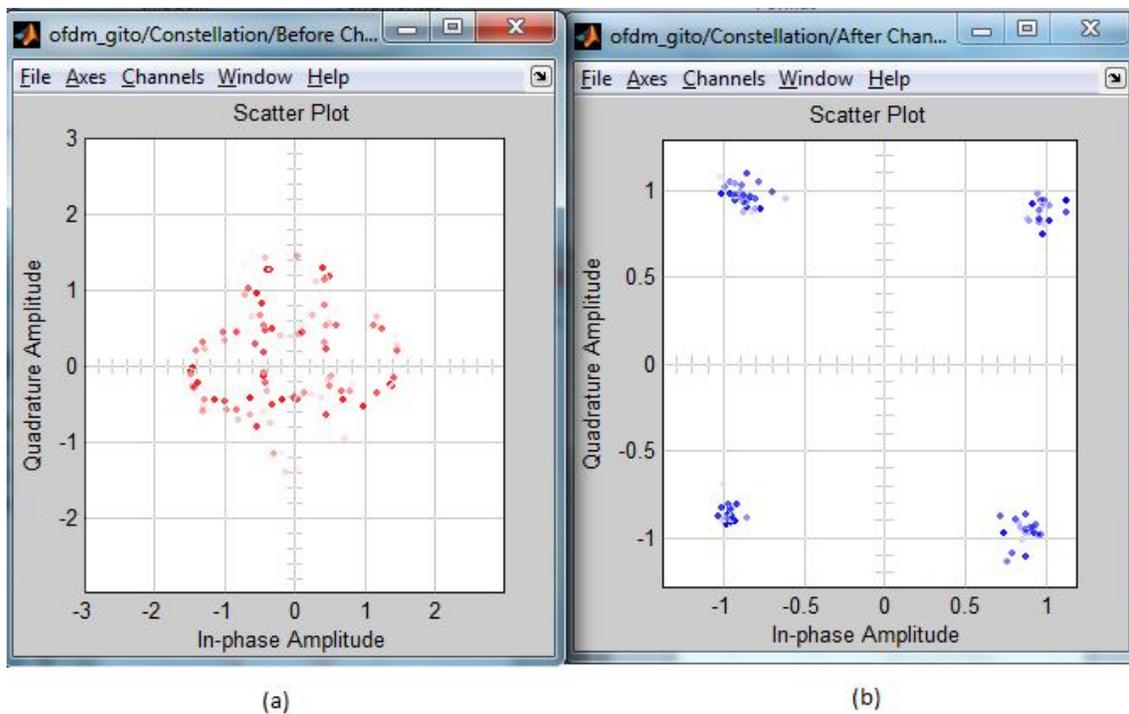


Figura 46 - (a) Diagrama de constelação antes da estimação de canal. (b) Diagrama de constelação após a estimação de canal.

A figura 47 (a) mostra o espectro de frequência dos bits transmitidos, enquanto a figura 47 (b) mostra o espectro de frequência na recepção. Percebe-se que o espectro de frequência do sinal recebido apresenta algumas imperfeições. Isto é devido principalmente ao desvanecimento de Rayleigh. Analisando a figura 47, percebe-se a importância da etapa de entrelaçamento em frequência, onde as portadoras são “embaralhadas” distribuindo os bits ao longo do espectro. Se ocorrer algum tipo de interferência em determinada frequência, a chance de correção dos erros é maior, já que as informações foram divididas ao longo do espectro.

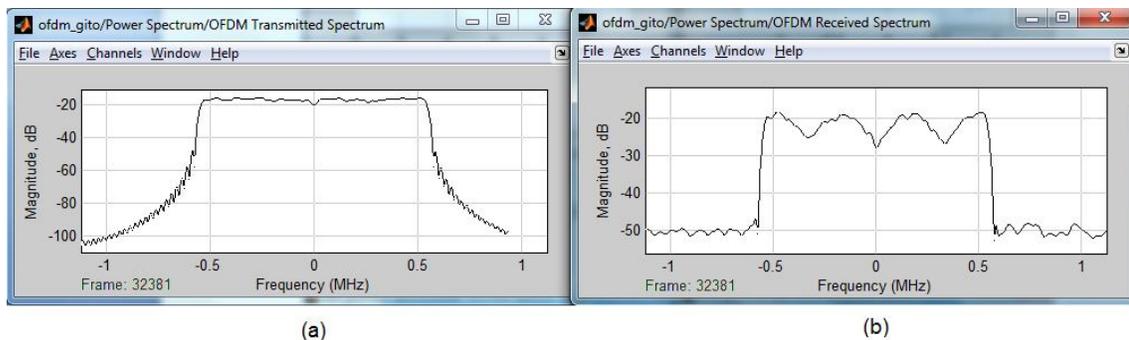


Figura 47 – (a) Espectro de frequência dos bits transmitidos. (b) Espectro de frequência dos bits recebidos.

4 CONCLUSÃO

Este trabalho buscou demonstrar a importância da TV Digital e a sua viabilidade de implantação, suas vantagens técnicas e econômicas, com exemplos de alguns países que implementaram a TV Digital, independentemente do modelo adotado.

Procurou-se também explicar os conceitos básicos envolvidos no Sistema Brasileiro de TV Digital (SBTVD), com base técnica no modelo japonês (ISDB-T – *Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial*), focando as etapas do sistema de transmissão, principalmente a multiplexação OFDM, mostrando suas vantagens que permitiram a sua utilização.

As simulações ajudaram a esclarecer alguns pontos e técnicas que foram adotadas para contornar problemas inerentes à transmissão num meio tão ruidoso como o ar.

Para evoluir com o trabalho desenvolvido, pode-se elaborar uma simulação, na ferramenta Simulink, para explicar as outras etapas integrantes do processo de transmissão, como por exemplo, a inclusão do conceito de segmento, do código convolucional, também chamado de código interno e das camadas hierárquicas.

Além disso, numa segunda etapa, seria importante explicar o funcionamento da codificação de vídeo, áudio e multiplexação, descritas pelas normas ABNT NBR 15602-1, 15602-2 e 15602-3, buscando elaborar simulações que ajudem a compreender as escolhas técnicas do sistema de TV digital.

5 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT NBR 15601. **Televisão digital terrestre – Sistema de transmissão**, 2007. Disponível em <http://www.dtv.org.br/download/pt-br/ABNTNBR15601_2007Vc_2008.pdf>. Acesso em: 10 nov. 2010.

BAHAI, Ahmad. R. S., SALTZBERG, Burton R., ERGEN, Mustafa. **Multi-Carrier Digital Communications - Theory and Applications of OFDM**, Kluwer Academic, 1999. Disponível em <<http://www.eecs.berkeley.edu/ergen/docs/Pages%20from%20indexofdm.pdf>>. Acesso em: 26 mar. 2011.

BRITO, José M. C. **Relatório de Prova de Conceito**. MI-SBTVD RFP-18. FINATEL, 2005. Disponível em <http://sbtvd.cpqd.com.br/cmp_tvdigital/resultados_sbtvd/Relat%F3rio%20de%20prova%20de%20conceito%20do%20MI-SBTVD.pdf>. Acesso em: 25 jul. 2011.

CARBONI Jr, S., **Estimação de Canal Concorrente para Sistemas Wireless Multiportadoras baseada em Inteligência Artificial**. Universidade Católica do Rio Grande do Sul, 2008. Disponível em <http://tede.pucrs.br/tde_arquivos/11/TDE-2008-04-15T085159Z-1174/Publico/400271.pdf>. Acesso em: 10 jul. 2011.

ELIAS, Paulo R. **DTV fixa, DTV móvel e 1 seg [Internet]**. *Mobile* Tecnologia, 2008. Disponível em <http://webinsider.uol.com.br/index.php/author/paulo_roberto_elias>. Acesso em : 26 jul. 2011.

FARIAS, Mylène C. Q., CARVALHO, Marcelo M., **Digital Television Broadcasting in Brazil**. IEEE Computer Society, p. 64-70, 2008.

Fórum do Sistema Brasileiro de TV Digital Terrestre [Internet]. Disponível em <<http://www.forumsbtvd.org.br/>>. Acesso em: 11 nov. 2010.

LERESTEUX, J., LORY, J-M., LE JACQUES, O., **FFT Parallelization for OFDM Systems**. Aalborg University, Aalborg East, 2009. Disponível em <http://projekter.aau.dk/projekter/files/16466722/Report_FFT_Implementation_08gr_943.pdf>. Acesso em: 14 abr. 2011

LIMA, E. C. P de, VIANA, J. C., LEVINO, N. A., MOTA, C. M. M., **Simulação de Monte Carlo auxiliando a análise de viabilidade econômica de projetos**. IV Congresso Nacional de Excelência em Gestão.

MATIC, D., **Mathematical Description of OFDM**, 1999. Disponível em <<http://wireless.per.nl/reference/chaptr05/ofdm/ofdmmath.htm>>. Acesso em: 16 mar. 2011.

PAIVA, Marcelo Carneiro de. **Uma implementação em software do subsistema de transmissão do padrão ISDB-T**. Instituto Nacional de Telecomunicações, 2009.

PRASTOMO, Gito. **COFDM Simulation**, 2003. Disponível em <<http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/3659>>. Acesso em: 3 jun. 2011.

RAST, Robert M., **The Dawn of Digital TV**. IEEE Spectrum, 2005. Disponível em <<http://spectrum.ieee.org/consumer-electronics/audiovideo/the-dawn-of-digital-tv/1>> Acesso em: 13 nov. 2010.

SARI, H., KARAM, G., JEANCLAUDE, I., **Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting**. IEEE Communications Magazine, 1995.

SCHULZE, H., LUDERS, C., **Theory and Applications of OFDM and CDMA**. Ed. Wiler, 2005.

SILVA, A. H. L. da. RODOLFO, T. A., **Implementação de uma arquitetura Reed-Solomon para uso em Redes OTN 10.7 Gbps**, 2007.

Site Oficial da TV Digital Brasileira [Internet]. Disponível em <<http://www.dtv.org.br/>>. Acesso em: 14 fev. 2011.

TOME, Takeshi. **Tecnologias Digitais em Radiodifusão – Aspectos Tecnológicos e Potencialidades do Uso**. Seminário Nacional e Direito à Comunicação, 2007. Disponível em <http://www.direitoacomunicacao.org.br/content.php?option=com_docman&task=doc_details&qid=9&Itemid=99999999>. Acesso em: 23 abr. 2011.

VIEIRA, Pedro. **Propagação II**. Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2004. Disponível em

<http://www.deetc.isel.ipl.pt/sistemastele/Pr2/arquivo/folhas%20de%20apoio/Distribui%C3%A7%C3%B5es%20Estat%C3%ADsticas.pdf>>. Acesso em: 18 mai. 2011.

WU, Yiyang; CARON, Bernard. **Digital Television Terrestrial Broadcasting**. IEEE Communications Magazine, 2004.

YAMADA, F.; SUKYS, F.; BEDICKS JR, G.; AKAMINE, C.; RAUNHEITE, L.; DANTAS, C. E. **Revista Mackenzie de Engenharia e Computação. Padrões de TV Digital**. Ano 5. Número 5. 2004. P. 44-96. Disponível em http://www.mackenzie.br/ano5_num5_2004.html?&L=>. Acesso em: 26 abr. 2011.

_____. _____. **Características de Desempenho de Recepção**. Ano 5. Número 5. 2004. P. 174-190. Disponível em http://www.mackenzie.br/ano5_num5_2004.html?&L=>. Acesso em: 24 jul. 2011.

_____. _____. **Transmissor e Receptor de TV Digital**. Ano 5. Número 5. 2004. P. 30-33. Disponível em http://www.mackenzie.br/ano5_num5_2004.html?&L=>. Acesso em: 24 jul. 2011.

YORIYAZ, H., **Método de Monte Carlo: Princípios e aplicações em Física Médica**. Revista Brasileira de Física Médica, 2009.

6 ANEXO

O código principal, de chamada para os outros códigos é mostrado abaixo, chamado de `Ortogonal.m`. O código `ortogonal1.m` é a primeira simulação a ser executada. Ele simula o sistema ortogonal mostrado na figura 37, porém sem a presença do ruído AWGN. O código `ortogonal2.m` é chamado logo em seguida e representa a simulação com a presença do ruído AWGN. Já o `ortogonal3.m` é o código que contém a simulação comparativa, realizada na ferramenta Matlab Simulink, sem a presença do ruído AWGN. Finalmente o código `ortogonal4.m` é o código da simulação feita no Simulink com a presença do ruído AWGN.

echo on

```

ortogonal1; % Simulação do código de ortogonalidade sem ruído AWGN
ortogonal2; % Simulação do código de ortogonalidade com ruído AWGN
ortogonal3; % Simulação do modelo através do simulink
ortogonal4; % Simulação do modelo através do simulink com ruído AWGN
legend('Sem Ruído','Com Ruído AWGN','Simulink sem AWGN','Simulink com
AWGN');
```

Os códigos `ortogonal1.m`, `ortogonal2.m`, `ortogonal3.m` e `ortogonal4.m` são mostrados a seguir.

Código `ortogonal1.m`:

```

echo on
format long;
SNRindB=0:2:10;
for i=1:length(SNRindB),
    sml_d_err_prb(i)=sim_ortogonal(SNRindB(i));
end
semilogy(SNRindB,sml_d_err_prb, '*','Color','r');
xlabel('Eb/No em dB');
ylabel('Pb');
```

```
hold on;
```

Código ortogonal2.m:

```
echo on
format long;
SNRindB=0:2:10;
for i=1:length(SNRindB),
    smld_err_prb(i)=sim_ortogonal_AWGN(SNRindB(i));
end
semilogy(SNRindB,smld_err_prb, '+','Color','b');
hold on;
```

Código ortogonal3.m

```
echo on
format long;
N=20000;
SNRindB=0:2:10;
E=1;
for i=1:length(SNRindB)
    SNR=exp(SNRindB(i)*log(10)/10);
    sigma(i)=sqrt(E^2/(4*SNR));
    var(i)=(sigma(i))^2;
    sim('ortogonal_simulink');
    n_errores(i)=comparacao(recebido, transmitido);
end
Prob_erro=n_errores/(2*N);
%semilogy(SNRindB,n_errores,'*','Color','g');
semilogy(SNRindB,Prob_erro,'.','Color','g');
```

Código ortogonal4.m

```
echo on
```

```

format long;
N=20000;
SNRindB=0:2:10;
E=1;
for i=1:length(SNRindB)
    SNR=exp(SNRindB(i)*log(10)/10);
    sigma(i)=sqrt(E^2/(4*SNR));
    var(i)=(sigma(i))^2;
    sim('ortogonal_simulink_AWGN');
    n_errores(i)=comparacao(recebido, transmitido);
end
Prob_erro=n_errores/(2*N);
%semilogy(SNRindB,n_errores,'*','Color','g');
semilogy(SNRindB,Prob_erro,'-','Color','y');

```

O código ortogonal1 chama a função sim_ortogonal, que possui como parâmetro de entrada a relação portadora ruído em dB (SNRindB), mostrada a seguir.

Código sim_ortogonal:

```

function [p]=resultado(snr_in_dB)
M=4;
E=1;
format long;
SNR=exp(snr_in_dB*log(10)/10);
sigma=sqrt(E^2/(4*SNR));
N=20000;
for i=1:N
    temp=rand;
    if(temp<0.25),
        dsource1(i)=0;
        dsource2(i)=0;
    elseif(temp<0.5),

```

```

    dsource1(i)=0;
    dsource2(i)=1;
elseif(temp<0.75),
    dsource1(i)=1;
    dsource2(i)=0;
else
    dsource1(i)=1;
    dsource2(i)=1;
end
end;
numoferr=0;
for i=1:N,
    if((dsource1(i)==0&(dsource2(i)==0))),
        r0=sqrt(E)+gngauss(sgma);
        r1=gngauss(sgma);
        r2=gngauss(sgma);
        r3=gngauss(sgma);
    elseif((dsource1(i)==0)&(dsource2(i)==1)),
        r0=gngauss(sgma);
        r1=sqrt(E)+gngauss(sgma);
        r2=gngauss(sgma);
        r3=gngauss(sgma);
    elseif((dsource1(i)==1)&(dsource2(i)==0)),
        r0=gngauss(sgma);
        r1=gngauss(sgma);
        r2=sqrt(E)+gngauss(sgma);
        r3=gngauss(sgma);
    else
        r0=gngauss(sgma);
        r1=gngauss(sgma);
        r2=gngauss(sgma);
        r3=sqrt(E)+gngauss(sgma);
    end
    max_r=max([r0 r1 r2 r3]);

```

```

if(r0==max_r),
    decis1=0;
    decis2=0;
elseif(r1==max_r),
    decis1=0;
    decis2=1;
elseif(r2==max_r),
    decis1=1;
    decis2=0;
else
    decis1=1;
    decis2=1;
end
if(decis1~=dsource1(i)),
    numoferr=numoferr+1;
end
if(decis2~=dsource2(i)),
    numoferr=numoferr+1;
end;
end;
p=numoferr/(2*N);

```

O código ortogonal2 chama a função `sim_ortogonal_AWGN`, que possui como parâmetro de entrada a relação portadora ruído em dB (`SNRindB`), e inclui na simulação o ruído AWGN, conforme a seguir.

Código `sim_ortogonal_AWGN`:

```

function [p]=resultado(snr_in_dB)
format long;
M=4;
E=1;
SNR=exp(snr_in_dB*log(10)/10);
sgma=sqrt(E^2/(4*SNR));

```

```

N=20000;
for i=1:N
    temp=rand;
    if(temp<0.25),
        dsource1(i)=0;
        dsource2(i)=0;
    elseif(temp<0.5),
        dsource1(i)=0;
        dsource2(i)=1;
    elseif(temp<0.75),
        dsource1(i)=1;
        dsource2(i)=0;
    else
        dsource1(i)=1;
        dsource2(i)=1;
    end
end;
numoferr=0;
for i=1:N,
    if((dsource1(i)==0&(dsource2(i)==0))),
        r0=sqrt(E)+gngauss(sgma);r0=awgn(r0,25,'measured');
        r1=gngauss(sgma);r1=awgn(r1,25,'measured');
        r2=gngauss(sgma);r2=awgn(r2,25,'measured');
        r3=gngauss(sgma);r3=awgn(r3,25,'measured');
    elseif((dsource1(i)==0)&(dsource2(i)==1)),
        r0=gngauss(sgma);r0=awgn(r0,25,'measured');
        r1=sqrt(E)+gngauss(sgma);r1=awgn(r1,25,'measured');
        r2=gngauss(sgma);r2=awgn(r2,25,'measured');
        r3=gngauss(sgma);r3=awgn(r3,25,'measured');
    elseif((dsource1(i)==1)&(dsource2(i)==0)),
        r0=gngauss(sgma);r0=awgn(r0,25,'measured');
        r1=gngauss(sgma);r1=awgn(r1,25,'measured');
        r2=sqrt(E)+gngauss(sgma);r2=awgn(r2,25,'measured');
        r3=gngauss(sgma);r3=awgn(r3,25,'measured');
    end
end;

```

```

else
    r0=gngauss(sgma);r0=awgn(r0,25,'measured');
    r1=gngauss(sgma);r1=awgn(r1,25,'measured');
    r2=gngauss(sgma);r2=awgn(r2,25,'measured');
    r3=sqrt(E)+gngauss(sgma);r3=awgn(r3,25,'measured');
end
max_r=max([r0 r1 r2 r3]);
if(r0==max_r),
    decis1=0;
    decis2=0;
elseif(r1==max_r),
    decis1=0;
    decis2=1;
elseif(r2==max_r),
    decis1=1;
    decis2=0;
else
    decis1=1;
    decis2=1;
end
if(decis1~=dsource1(i)),
    numoferr=numoferr+1;
end
if(decis2~=dsource2(i)),
    numoferr=numoferr+1;
end;
end;
p=numoferr/(2*N);

```

O código ortogonal3 chama a simulação feita no Simulink chamada de ortogonal_simulink.mdl, conforme mostrado na seção 3.1 pelas figuras 38 e 39.

O código ortogonal4 se parece com o código ortogonal3, salvo que chama a simulação ortogonal_simulink_AWGN.mdl, mostrado na seção 3.1 pela figura 39.

A função `gngauss`, presente nos códigos `sim_ortogonal.m` e `sim_ortogonal_AWGN.m`, é uma função que tem como parâmetro de entrada o desvio padrão e como saída um número aleatório com média igual a 1 e desvio padrão dado por σ , na distribuição gaussiana, utilizado no Método de Monte Carlo.