



UNIVERSIDADE ESTADUAL DO MARANHÃO  
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS  
CURSO DE ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO

**SILAS SILVA BRASIL**

**ANÁLISE DE REDES IEEE 802.11AC EM AMBIENTES DO TIPO  
RAYLEIGH, RICE E AWGN**

São Luís-MA  
2016

**SILAS SILVA BRASIL**

**ANÁLISE DE REDES IEEE 802.11AC EM AMBIENTES DO TIPO  
RAYLEIGH, RICE E AWGN**

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia da Computação da Universidade Estadual do Maranhão para obtenção do título de Engenheiro da Computação.

Orientador: Wesley Batista Dominices de Araujo

São Luís-MA  
2016

Brasil, Silas Silva

Análise de redes IEEE 802.11ac em ambientes do tipo Rayleigh Rice e AWGN /. Silas Silva Brasil – São Luis , 2017.

47 f.

Monografia (Graduação) – Curso de Engenharia de Computação , Universidade Estadual do Maranhão.2017.

Orientador: Prof<sup>o</sup> Me Wesley Batista Dominice de Araujo

1.OFDM. 2. 802.11ac. 3. Rayleigh 4. Rice.5. AWGN.I. Título.

CDU:004.056.52

**SILAS SILVA BRASIL**

**ANÁLISE DE REDES IEEE 802.11AC EM AMBIENTES DO TIPO  
RAYLEIGH, RICE E AWGN**

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia da Computação da Universidade Estadual do Maranhão para obtenção do título de Engenheiro de Computação.

Orientador: Wesley Batista Dominices de Araujo

Aprovada em        de        de 2016

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. MSc. Wesley Batista Dominices de Araujo (Orientador)  
Curso de Engenharia de Computação  
Universidade Estadual do Maranhão

---

Prof. Dr. Rogerio Moreira Lima Silva (Co-Orientador)  
Curso de Engenharia de Computação  
Universidade Estadual do Maranhão

---

Prof. Dr. Carlos Henrique Rodrigues de Oliveira (Membro)  
Curso de Engenharia de Computação  
Universidade Estadual do Maranhão

## **AGRADECIMENTOS**

Os agradecimentos principais são direcionados a Deus e Jesus Cristo que nos salvou da morte. Muitas pessoas foram importantes nesse trabalho, entre elas estão o Prof. Rogério Moreira Lima, Prof. Wesley Dominices, Thyanne Barros e claro em especial minha mãe Ana Lúcia, pai Antônio José e minha irmã Natália Brasil que me impulsionaram a estudar desde criança.

Outros agradecimentos vão para CNPq por ter apoiado as pesquisas na área, e ao curso de Engenharia da Computação da Universidade Estadual do Maranhão.

## RESUMO

As tecnologias de transmissão de sinais em redes locais evoluem de forma significativa. Dessa forma, é inevitável o surgimento de tecnologias que nos possibilitem a transmissão de sinais sem fio à taxas elevadíssimas, como o padrão IEEE 802.11ac. Assim, esse trabalho tem como objetivo analisar o desempenho das redes IEEE 802.11ac nos canais do tipo Rayleigh, Riciano e AWGN para as larguras de banda de 20 MHz, 40 MHz e 80 MHz. A análise será feita baseada em simulação utilizando a ferramenta *Simulink* do Matlab. A técnica de transmissão utilizada no padrão 802.11ac é a OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) que traz um grande aumento na eficiência do uso do espectro e sua economia da largura de banda chega a 50% [2][5].

**Palavras-chave:** OFDM, 802.11ac, Rayleigh, Rice, AWGN.

## **ABSTRACT**

*The technologies to signal transmission in local area network evolves greatly. In this way, we found technologies that give us transmissions of signals very high rates, like standart IEEE 802.11ac. Therefore, thats work has target to analyzes the performance of networks IEEE 802.11ac at channels as Rayleigh, Rician and AWGN to bandwidth 20 MHz, 40 MHz, and 80 MHz. The analyzes going to build using simulations tools Simulink and Matlab. Finally, on simulation we will be use the OFDM techniques of transmission thats give us gain of about 50% on bandwidth [2][5].*

**Keywords:** *OFDM, 802.11ac, Rayleigh, Rice, AWGN.*

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Onda quadrada [2] .....	12
Figura 2 - Onda para o canal de Nyquist [2] .....	12
Figura 3 - Camadas do Modelo OSI [2] .....	15
Figura 4 - Índices das subportadoras para 20 MHz.....	17
Figura 5 - Canalização para 5 GHz [6].....	17
Figura 6 - Diagrama do processo de modulação [1] .....	18
Figura 7 - Ondas moduladas em Fase e Amplitude.....	19
Figura 8 - Constelação QPSK [4] .....	20
Figura 9 - Constelação 16-QAM [2] .....	21
Figura 10 - Constelações utilizadas nesse trabalho .....	21
Figura 11 - Vetor Erro Magnitude [11] .....	22
Figura 12 - Exemplo de ruído do tipo AWGN .....	24
Figura 13 - Sinais em um canal Rayleigh .....	24
Figura 14 - Sinais em canal Riciano.....	26
Figura 15 - Intervalo de Guarda para OFDM [5] .....	29
Figura 16 - Geração do sinal OFDM.....	30
Figura 17 - Codificador convolucional com taxa $\frac{1}{2}$ [4] .....	37
Figura 18 - Codificador convolucional com taxa $\frac{2}{3}$ [4] .....	37
Figura 19 - Gerador de bits com taxa variável .....	39
Figura 20 - Moduladores que compõem o banco .....	39
Figura 21 - Blocos para formação do sinal OFDM .....	40
Figura 22 - Construção do bloco Quadros Portadoras OFDM.....	40
Figura 23 - Parâmetros para configuração do canal Rice.....	41
Figura 24 - Execução da simulação com RSR 18dB.....	42
Figura 25 - Execução da simulação com RSR 28dB.....	43
Figura 26 - Simulação para largura de banda de 20 MHz com base na RSR .....	43
Figura 27 - Simulação para largura de banda de 40 MHz com base na RSR .....	44
Figura 28 - Simulação para largura de banda de 80 MHz com base na RSR .....	44
Figura 29 - Simulação para largura de banda de 20 MHz com base no EVM.....	44
Figura 30 - Simulação para largura de banda de 40 MHz com base no EVM.....	45
Figura 31 - Simulação para largura de banda e 80 MHz com base no EVM.....	45
Figura 32 - Esquema da simulação da tecnologia IEEE 802.11ac .....	48



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Configurações de Subportadoras para o IEEE 802.11ac [6].....	16
Tabela 2 - Valores da modulação QPSK [1] .....	19
Tabela 3 - Exemplo de PDP [3].....	23
Tabela 4 - Modelo PA3 [3] .....	28
Tabela 5 - Modelo PB3 [3].....	28
Tabela 6 - Modelo VA30 e VB120 [3].....	28

## LISTA DE ACRÔNIMOS

4G	Quarta Geração
AM	<i>Amplitude Modulation</i>
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
AWGN	<i>Additive White Guassian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase-shift Keying</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Sprectrum</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
FHSS	<i>Frequency-hopping Spread Sprectrum</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FSK	<i>Frequency-Shift Keying</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
ISM	<i>Instrumental, Scientific and Medical</i>
ISO	<i>International Organization of Standardization</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LDPC	<i>Low-Density Parity-Check</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MSK	<i>Minimum-Shift Keying</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency-division Multiplexing Multiples Access</i>
OSI	<i>Open Systems Interconnection</i>
PDP	<i>Power Delay Profile</i>
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase-shift Keying</i>
RSR	Relação Sinal-Ruído
SNR	<i>Signal-Noise Ratio</i>
TG	Tempo de Guarda
TS	Tempo de Símbolo
TU	Tempo Útil

## SUMÁRIO

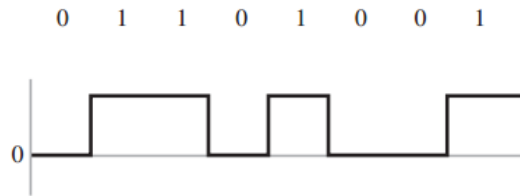
<b>AGRADECIMENTOS</b> .....	<b>iii</b>
<b>RESUMO</b> iv	
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>v</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	<b>vi</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b> .....	<b>vii</b>
<b>LISTA DE ACRÔNIMOS</b> .....	<b>viii</b>
<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>11</b>
<b>1.1 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO</b> .....	<b>13</b>
<b>2 OBJETIVOS</b> .....	<b>14</b>
<b>2.1 Objetivo Geral</b> .....	<b>14</b>
<b>2.2 Objetivos Específicos</b> .....	<b>14</b>
<b>3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> .....	<b>15</b>
<b>3.1 BREVE HISTÓRIA</b> .....	<b>15</b>
<b>3.2 IEEE 802.11AC</b> .....	<b>16</b>
<b>3.3 MODULAÇÃO</b> .....	<b>18</b>
<b>3.3.1 EVM</b> .....	<b>21</b>
<b>3.4 CANAIS DE COMUNICAÇÃO</b> .....	<b>22</b>
<b>3.4.1 AWGN</b> .....	<b>23</b>
<b>3.4.2 Rayleigh</b> .....	<b>24</b>
<b>3.4.3 Rice</b> .....	<b>25</b>
<b>3.4.4 Modelos ITU-R</b> .....	<b>26</b>
<b>3.5 OFDM</b> .....	<b>28</b>
<b>3.5.1 Geração do Sinal OFDM</b> .....	<b>29</b>
<b>3.6 CODIFICAÇÃO DE CANAL</b> .....	<b>30</b>
<b>3.6.1 Quantidade de Informação e Entropia da Fonte</b> .....	<b>31</b>
<b>3.6.2 Teorema de Codificação de Canal</b> .....	<b>32</b>
<b>3.6.3 Códigos Corretores de Erros</b> .....	<b>34</b>
<b>3.6.3.1 Codificadores de Bloco</b> .....	<b>34</b>
<b>3.6.3.2 Codificadores Convolucionais</b> .....	<b>35</b>
<b>3.6.3.3 Códigos LDPC</b> .....	<b>37</b>
<b>4 PROJETO</b> .....	<b>38</b>
<b>4.1 SIMULAÇÃO E RESULTADOS</b> .....	<b>42</b>
<b>5 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS</b> .....	<b>45</b>
<b>5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</b> .....	<b>46</b>
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>47</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Na última década houve uma explosão da demanda por banda larga sem fio, devido ao barateamento de tecnologias como a microeletrônica, favorecendo o acesso de pessoas das classes C e D a internet, bem como aplicações do tipo *backhaul*. Aplicações desse tipo possibilitam o acesso de site à central onde os dados poderão ser retransmitidos ou processados. Essas mudanças profundas vêm ocorrendo de maneira acelerada nos últimos anos, culminando com a implantação de redes IEEE 802.11ac baseadas em *beamforming*, que é uma técnica de direcionamento da energia irradiada pelas antenas, trazendo, dessa forma mais economia de eenergia. O padrão, por sua vez, trabalha com MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) que possibilita a transmissão de vários sinais simultaneamente podendo, assim, alcançar até 6 Gbps.

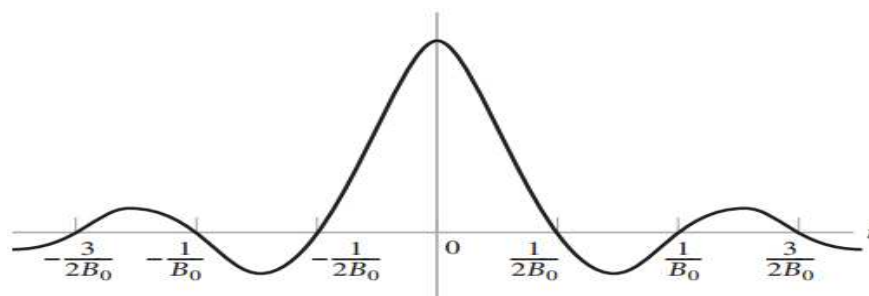
Em todo sistema de comunicação as principais variáveis são: **potência, largura de banda e taxa de transferência**. Em [1] é mencionado que um sistema de transmissão é formado basicamente por três componentes: transmissor, o canal por onde será transmitido a informação e o receptor. As suas funções são, em sua ideia mais original, bem simples, no entanto, há desafios muito interessantes para serem resolvidos no momento da implantação de um sistema de comunicação sem fio. O transmissor tem o objetivo de fazer o sinal chegar ao receptor com uma satisfatória quantidade de informação e para isso ele conta com uma quantidade limitada de recursos como, por exemplo, energia e largura de banda. O canal é o meio pelo qual os sinais ou ondas do transmissor irão passar para chegar até o receptor. Nos canais de comunicação sem fio os sinais são afetados na maioria das vezes das seguintes formas [1]: pela distorção no canal, natureza variável no tempo, interferência e ruído no receptor. Já na terceira componente do sistema de comunicação, o receptor, sua função é estimar qual sinal está sendo transmitido já que não se pode ter uma cópia exata do sinal que saiu do transmissor. Dessa forma, o receptor faz três tarefas, que são [2]: sintonizar na frequência de transmissão, tentar corrigir os erros causados pelos canais e nos primeiros estágios da recepção e manter-se sincronizado.

Para um sistema de comunicação sem fio, há algumas diferenças que devem ser ressaltadas. A primeira é como a informação é transmitida, pois o canal tem características bem diferentes dos cabos de cobres que são geralmente usados. Em sistemas cabeados a informação é transformada diretamente em alguma forma de onda quadrada (onda que alterna entre somente dois níveis: zero ou um), como mostrado na Figura 1.



**Figura 1 - Onda quadrada [2]**

Outro tipo de onda é do tipo  $\text{sinc}(\frac{t}{T_d})$ , onde  $T_d$  é o tempo de bit, que é utilizada em meios de transmissão para os canais de Nyquist, conforme mostrado na Figura 2, com  $B_0$  sendo a largura de banda previamente definida.



**Figura 2 - Onda para o canal de Nyquist [2]**

As diferentes formas de ondas que são transmitidas em um meio são chamadas de modulação. A transmissão em sistemas que não usa uma portadora para transmitir o sinal modulado é conhecida com transmissão em *banda base*. Em comunicação sem fio, que usa a transmissão em **banda passante**, no qual a informação é colocada em uma onda, chamada de portadora (*carrier*), e depois que esta onda for alterada (modulada) pela informação, ela então é enviada.

As técnicas de modulação são bem abrangentes, as mais simples e conhecidas são AM (Amplitude Modulada) e FM (Frequência Modulada), que são técnicas de modulação analógicas. Com o passar dos anos e com o crescimento tecnológico e científico outras técnicas foram criadas e também empregadas nos sistemas *wireless* como, por exemplo: MSK, PSK, FSK e QAM, que são técnicas de modulação digitais. Técnicas de transmissão também foram desenvolvidas, elas variam na sua forma de transmitir os dados em vários aspectos. As mais populares são as técnicas de espalhamento espectral (*Spread Spectrum*) FHSS, DSSS e OFDM, destas três citadas, a com maior desempenho em relação à economia de largura de banda é a OFDM que, por sua vez, é utilizada nos mais atuais padrões de comunicação sem fio, uma de suas variantes é a OFDMA, que dá suporte a acesso múltiplo, utilizada em 4G - LTE.

Em praticamente todos os ambientes onde se utiliza redes sem fio, o sinal que é transmitido sofre um espalhamento que é intrínseco de qualquer meio de transmissão, no entanto, os objetos presentes amplificam esse efeito, que é chamado de multipercurso. O multipercurso, nada mais é do que réplicas do sinal original que chegam ao receptor com retardos e potência diferente. Isso se dá pelo fato da onda se propagar de forma espacial no ambiente. Desta forma, várias cópias do mesmo sinal chegam à antena receptora causando, por sua vez, uma dificuldade no receptor na compreensão do sinal. Esse efeito de espalhamento é modelado matematicamente por principalmente duas funções de probabilidade: a função de densidade *Rayleigh* e a de *Rice*. Assim, elas podem ser utilizadas em simulações, trazendo, portanto, uma “imitação” satisfatória do meio de propagação.

### **1.1 Organização do Trabalho**

Este trabalho está estruturado de mais quatro capítulos, conforme descrição sumária a seguir.

No Capítulo 2 serão apresentados o objetivo geral e os objetivos específicos do trabalho.

No Capítulo 3 será apresentada a fundamentação teórica de literatura necessária ao desenvolvimento da ferramenta proposta.

No Capítulo 4 apresenta o desenvolvimento e metodologia do trabalho.

No Capítulo 5 apresentam-se as conclusões e considerações finais.

## **2 OBJETIVOS**

### **2.1 Objetivo Geral**

Criar uma simulação para o planejamento e análise de redes sem fio em ambientes *indoor* (fechados) em canais do tipo AWGN, Rayleigh e Rice, contribuindo para futuros planejamentos em qualquer ambiente. Dessa forma, a ferramenta será adaptável a outros modelos de propagação com características suburbanas e rurais.

### **2.2 Objetivos Específicos**

Observar o comportamento do padrão IEEE 802.11ac nos canais Rayleigh e Rice, juntamente com AWGN.

- Utilizar os conceitos de propagação para simular as características dos ambientes INDOOR;
- Estudar a adição do ruído gaussiano no sinal;
- Projetar uma ferramenta de simulação para análise dos sinais imersos nesses ambientes.

### 3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

#### 3.1 Breve História

Diante da evolução das tecnologias e o crescimento exponencial da demanda de dados, a técnicas de transmissão cabeadas foram evoluindo e aumentando mais e mais as taxas de transmissão, não obstante, as redes sem fio tentam evoluir de forma a se comparar com as redes cabeadas, pois, além disso, as redes *wireless* dão uma gama de vantagens já que elas diminuem a utilização de cabos e fornecem uma maior mobilidade para os usuários.

O IEEE criou no final da década de 90 o grupo 802.11 que especifica os modelos de redes locais sem fio. Com o sucesso dos modelos definidos pelo grupo, como os padrões 802.11a, 802.11b e 802.11g, a equipe continuou a pesquisar e desenvolver novas padronizações e culminou na criação do 802.11n e atualmente no 802.11ac. Esses padrões definem regras para as camadas Física e de Enlace do modelo OSI criado pela ISO, mostrado na Figura 3.



**Figura 3 - Camadas do Modelo OSI [2]**

A seguir são listados os padrões mais populares.

- 802.11a: foi a primeira tentativa do IEEE de usar a banda de 5 GHz, OFDM e modulação QAM, criado em 1999, alcançando taxa de até 54 Mbps, mas incompatível com o 802.11b e 802.11g;
- 802.11b: também criado em 1999, taxa de transmissão de até 11 Mbps operando da faixa de 2,4 GHz utilizando as técnicas DSSS, FHSS e modulação DQPSK;



- 802.11g: criado em 2003 com taxas de até 54 Mbps e compatível com o padrão 802.11b, citado anteriormente, com técnica de transmissão OFDM, modulação QAM e operando na faixa de 2,4 GHz;
- 802.11n: lançado em 2009, compatível com os padrões 802.11b, 802.11g e 802.11a, operando nas faixas de 2,4 GHz e 5 GHz, utilizando MIMO e OFDM, atingindo taxa de transmissão de dados de até 300 Mbps e ainda opção para *Beamforming*.

### 3.2 IEEE 802.11ac

Com a evolução desses padrões, após o lançamento do 802.11n, foi criado mais um grupo com os objetivos de definir um novo modelo para que atingir taxas na faixa de Gbps, esse novo foi denominado 802.11ac. Muito das tecnologias foram reaproveitadas como o MIMO e o *Beamforming*, mas agora operando apenas na faixa 5 GHz [9].

O fato de operar em uma faixa maior faz com que a largura de banda se torne maior e em consequência disso as larguras de banda para operarem na faixa de 5 GHz foram definidas com os seguintes valores: 20 MHz, 40 MHz, 80 MHz e 160 MHz. Em contrapartida para a faixa de 2,4 GHz dá suporte apenas para a largura de 20 MHz. Dessa forma, a quantidade de subportadoras em uma banda é maior.

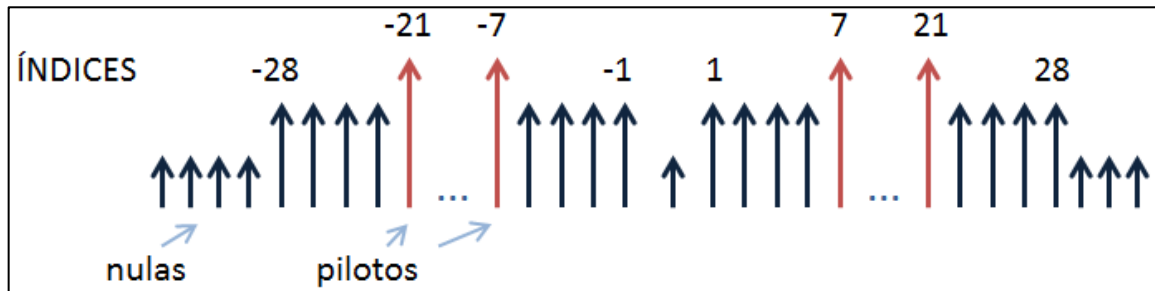
Outra situação, é que a quantidade de fluxo espacial, ou seja, a quantidade de antenas que transmitem simultaneamente os dados pode ser de até oito, e no mínimo duas por Ponto de Acesso (*Access Point*). As múltiplas antenas dão suporte ao MIMO. A largura de banda e suas respectivas subportadoras são apresentadas na Tabela 1.

**Tabela 1 - Configurações de Subportadoras para o IEEE 802.11ac [6]**

Largura de Banda (MHz)	Número de Portadoras	Portadoras com Informação
20	64	-28 a -1 e 1 a 28
40	128	-58 a -2 e 2 a 58
80	256	-122 a -2 e 2 a 122
160	512	-250 a -130, -126 a -6, 6 a 126 e 130 a 250
80 + 80	256 para cada 80 MHz	-122 a -2 e 2 a 122

Na Figura 4 são mostrados os índices de cada subportadora e suas respectivas funções. As setas pequenas são subportadoras nulas, que são úteis para não causar interferência nos canais adjacentes. As setas vermelhas e maiores são subportadoras pilotos, que servem para sincronizar as

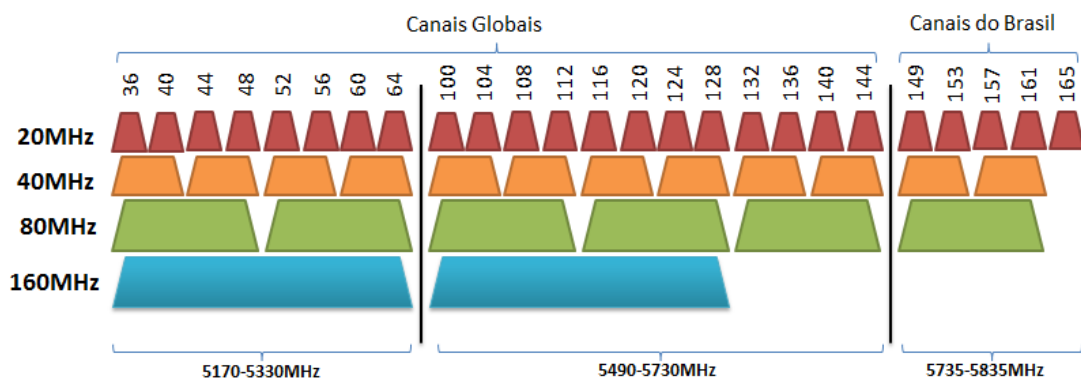
frequências na recepção do sinal, já as setas médias são subportadoras com os dados propriamente ditos.



**Figura 4 - Índices das subportadoras para 20 MHz**

Fonte: próprio autor

A mudança na faixa de 2,4 GHz para 5 GHz utilizada foi inevitável, já que a frequência de 2,4 GHz é muito utilizada por várias outras tecnologias e em consequência disso há uma grande poluição espectral nessa área do espectro. Outro fato, que é considerado uma vantagem, é a possibilidade da utilização de largura de bandas maiores. Na Figura 5 segue um esquema dos canais para a frequência de 5 GHz.



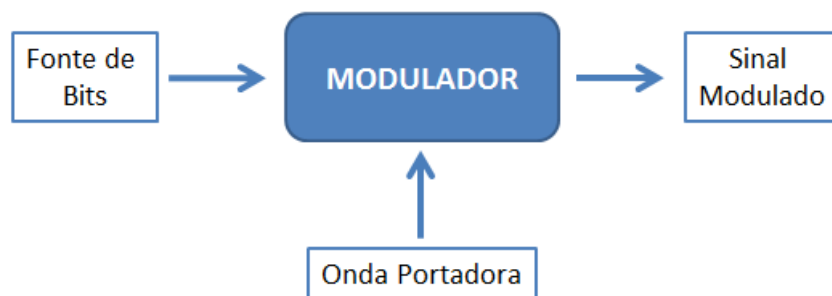
**Figura 5 - Canalização para 5 GHz [6]**

Tecnologias como *bluetooth*, consoles de vídeo games, telefones sem fio e os micro-ondas que irradiam em grande potência na faixa de 2,450 GHz, ou seja, exatamente dentro da faixa utilizada na maioria dos equipamentos sem fio. As faixas de 2,4 GHz e 5 GHz, são amplamente utilizadas pelo fato de não serem licenciadas, permitindo o uso dessas frequências de forma deliberada, com apenas algumas restrições nos níveis de potência fornecida.

As normas brasileiras são especificadas pela ANATEL, no mundo a instituição responsável é a ITU. As faixas não licenciadas são conhecidas como ISM (*Instrumental Scientific and Medical*) e estão situadas nas bandas de 900 MHz (902 MHz – 928 MHz), 2,4 GHz (2400 MHz - 2483,5 MHz) e 5 GHz (5150 MHz – 5350 MHz e 5470 MHz – 5850 MHz).

### 3.3 Modulação

Modulação é simplesmente a forma de colocar a informação em forma de energia para ser transmitida. Pode ser diretamente no meio, como em comunicação cabeadas, banda base, ou em ondas portadoras como em transmissão em banda passante. As técnicas mencionadas aqui são voltadas para transmissão digital *wireless*. Há basicamente dois processos de modulação: linear e não-linear. Para o processo de modulação digital a fonte de informação é totalmente binária e esses bits são os responsáveis por alterar a onda portadora, conforme mostrado na Figura 6, a seguir.



**Figura 6 - Diagrama do processo de modulação [1]**

Os tipos de modulação digitais mais utilizadas nos padrões IEEE 802.11 são BPSK, QPSK e M-QAM, desta forma eles serão o foco principal neste trabalho. As ondas têm três variáveis principais [2]: amplitude, fase e frequência, essas características podem ser alteradas de forma que se possa criar um conjunto de ondas identicamente únicas, assim, é possível ter um grupo de ondas diferentes entre si, e identificar essas ondas como tipos diferentes de informação, ou seja, o receptor recebe vários sinais ao mesmo tempo, mas ele pode identificar qual é o sinal que tem informação útil baseando-se nas características da onda. Em comunicação digital os tipos de ondas são compostos da seguinte forma: chamada de forma canônica de um sinal em banda passante [1], dado pela equação (1).

$$S(t) = s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (1)$$

Onde  $s_I$  é a componente que está em fase, e  $s_Q$  forma um ângulo de 90 graus com a componente em fase, assim, ela é chamada de componente em quadratura. Percebe-se que as componentes em fase e quadratura são ortogonais, semelhante a dois vetores ortogonais que forma uma base no  $R^2$ . Assim, alterando o  $s_I$  e  $s_Q$  pode-se formar vários tipos de ondas. Para a modulação QPSK os valores da Tabela 2 são aplicados para  $s_I$  e  $s_Q$ .

Tabela 2 - Valores da modulação QPSK [1]

$s_I$	$s_Q$	Bits representados	Fase do Sinal Modulado
$+\sqrt{E}$	$-\sqrt{E}$	10	$7\pi/4$
$-\sqrt{E}$	$-\sqrt{E}$	11	$5\pi/4$
$-\sqrt{E}$	$+\sqrt{E}$	01	$3\pi/4$
$+\sqrt{E}$	$+\sqrt{E}$	00	$\pi/4$

A integral da equação (2) mostra a ortogonalidade das componentes em fase e quadratura em um espaço de sinais. Para que os vetores sejam ortogonais é necessário que o produto interno, ou produto escalar, deles seja igual à zero, semelhantemente o produto interno das funções deve ser igual à zero.

$$\int_0^T s_I(t)s_Q(t)dt = 0 \quad (2)$$

Na Figura 7 são mostradas duas ondas moduladas, percebe-se que há variações na amplitude e na fase de uma onda em relação à outra.

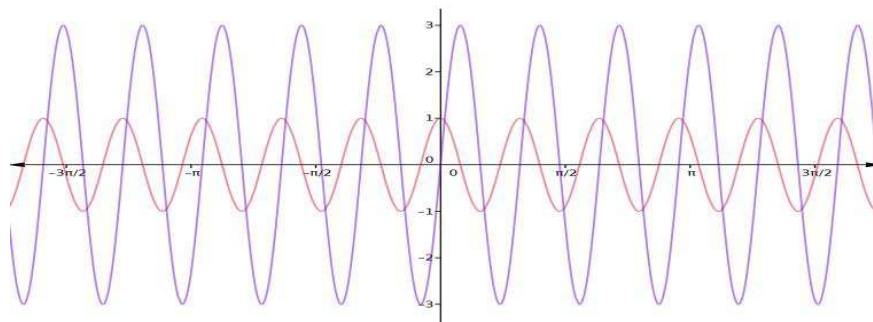


Figura 7 - Ondas moduladas em Fase e Amplitude

Fonte: próprio autor

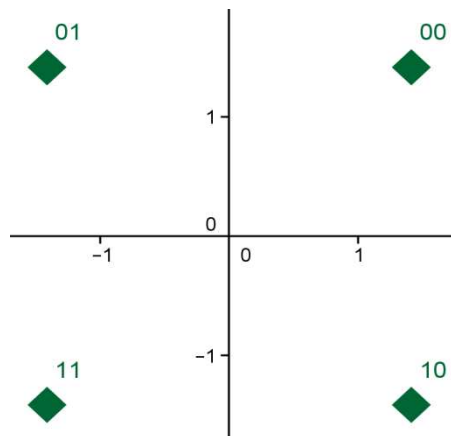
Cada onda mostrada na Figura 7 será uma subportadora da técnica de transmissão OFDM, a quantidade de subportadoras depende do padrão que será utilizado, para o caso do padrão IEEE 802.11ac, o sinal terá, no mínimo, 64 subportadoras, todas elas serão somadas, formando apenas uma onda resultante e cada onda estará em uma frequência diferente e múltipla uma da outra. O fato que uma onda estar em uma frequência múltipla da outra faz com que não haja interferência no subcanal adjacente, pois ondas com frequências múltiplas uma das outras são ortogonais [5].

Uma das formas de representar uma onda modulada é utilizando coordenadas polares, chamadas de constelação, que nada mais é do que representar uma onda utilizando a **fase** e a **amplitude**. Cada ponto da constelação mostra a amplitude, que é distância da origem do eixo, e a

fase que é o ângulo formado com o eixo horizontal. As sequências binárias são representadas por esses pontos. A amplitude dos sinais modulados em QPSK é definida da seguinte forma,

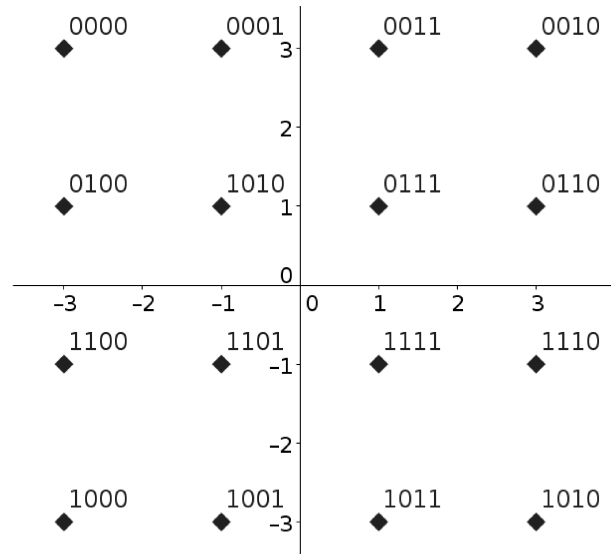
$$A = \sqrt{\frac{2E}{T}} \quad (3)$$

pois a energia é dada por  $E = \frac{A^2}{2}T$ , onde T é uma unidade de tempo das componentes  $s_I$  e  $s_Q$  da modulação QPSK que são formadas pelo arranjo dois a dois com repetição dos valores  $\pm\sqrt{E}$  da seguinte forma:  $(s_I = +\sqrt{E}, s_Q = +\sqrt{E})$ ,  $(s_I = -\sqrt{E}, s_Q = +\sqrt{E})$ ,  $(s_I = -\sqrt{E}, s_Q = -\sqrt{E})$  e  $(s_I = +\sqrt{E}, s_Q = -\sqrt{E})$ . Nas Figuras 8 e 9 são apresentados dois tipos de arranjo (QPSK e 16 QAM) no qual cada uma forma a sua própria constelação da modulação. Percebe-se na Figura 8 que a constelação QPSK é formada por quatro pontos de mesma amplitude e fases espaçadas por  $\pi/2$  rad, assim, formando um quadrado, fazendo jus ao nome de modulação em quadratura por deslocamento de fase.



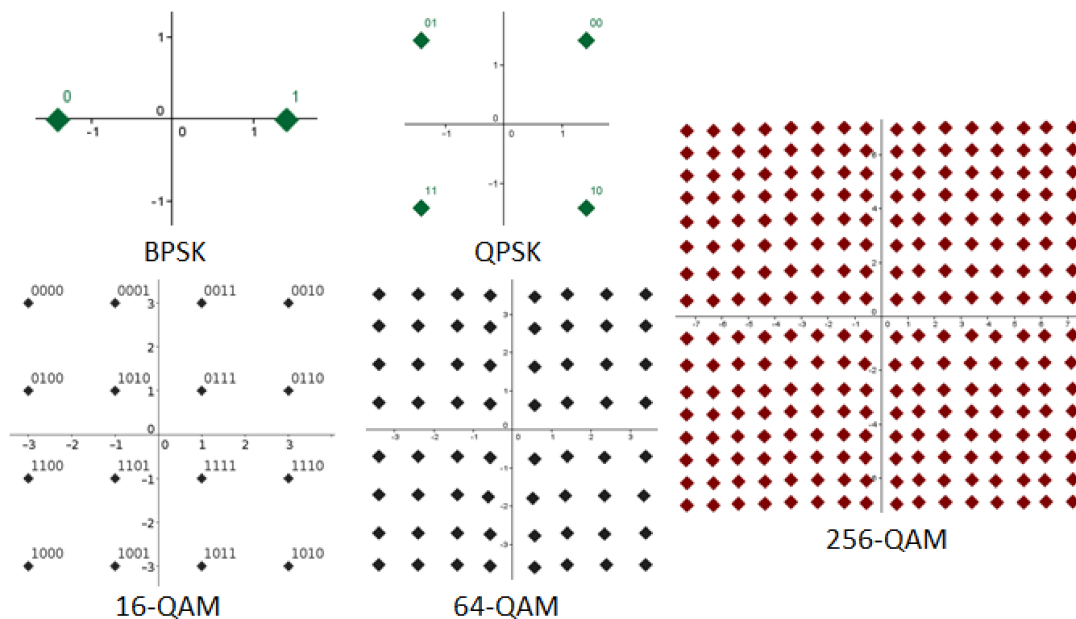
**Figura 8 - Constelação QPSK [4]**

Na constelação 16-QAM (Modulação em Amplitude e Quadratura com 16 pontos), mostrada na Figura 9, os pontos são mais próximos, o que a torna mais sujeita a ruídos aditivos e em fase.



**Figura 9 - Constelação 16-QAM [2]**

Para outras modulações são necessários os cálculos das amplitudes de cada componente. Em [1] há mais detalhes sobre os cálculos das amplitudes e fases de cada método de modulação. Nesse trabalho serão utilizadas as modulações das constelações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM, ilustradas na Figura 10.



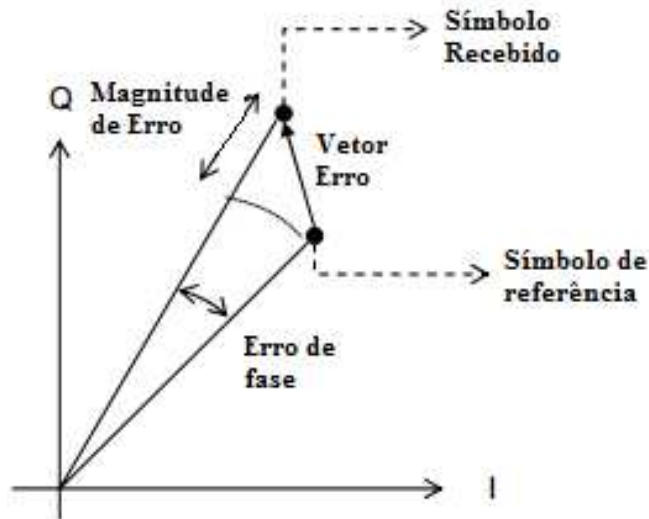
**Figura 10 - Constelações utilizadas nesse trabalho**

Fonte: próprio autor

### 3.3.1 EVM

O vetor erro de magnitude, ou EVM, é uma medida usada para quantificar as imperfeições dos pontos da constelação. O EVM mede a distância do ponto ideal utilizando a raiz média

quadrada. Ela pode ser dada em decibéis (dB) ou porcentagem correspondente. Por exemplo: -40 dB é igual a 1,0% EVM [7]. Na Figura 11, é mostrado um exemplo do vetor erro magnitude com base no símbolo de referência da constelação, na equação (4) temos como o EVM é calculado [11].



**Figura 11 - Vetor Erro Magnitude [11]**

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_1^N \|R-S\|^2}{\|S_{max}\|^2}} \quad (4)$$

Onde  $R$  é o símbolo recebido,  $S$  é o símbolo de referência,  $S_{max}$  é a maior distância de um símbolo na constelação, esse varia de acordo com o diagrama da constelação utilizada e  $N$  é o número de símbolos já recebidos.

### 3.4 Canais de Comunicação

Canais de comunicação são o meio pelo qual os sinais com informação se propagam. Os canais mais utilizados nas telecomunicações são os cabos, por exemplo, cabo de cobre, par trançado e fibras ópticas. Cada tipo de cabo tem uma determinada característica [1], elas podem ser imunidade a ruído, interferência de sinais em banda adjacente, interferência intersimbólica, atrasos, etc.

Há, atualmente, uma crescente demanda por fibras ópticas, isso se deve a vantagem de que a luz que passa na fibra tem uma enorme largura de banda, de 400 THz à 750 THz (THz – Tera Hertz) outra vantagem é a de não sofrer interferência de sinais externos e o fato de uma fibra poder alcançar longas distâncias sem necessidade de um repetidor. No entanto, ainda assim é um serviço

com um custo muito alto, e elas são utilizadas com maior frequência em serviços com alta taxa de transmissão. Mesmo assim há empresas que levam a fibra óptica até a casa dos clientes.

Para as comunicações *wireless* os mesmos problemas são encontrados, no entanto, alguns outros são adicionados. Sabe-se que as ondas eletromagnéticas sofrem com três tipos básicos de fenômenos de propagação, eles são [1]: Reflexão, Refração e Difração, devido a esses fenômenos, os sistemas de comunicação devem superar vários desafios para alcançar taxas desejáveis de transmissão. Para canais com multipercurso são apresentados dois fenômenos adicionais, o Desvanecimento Lento (*Low Fading*) e o Desvanecimento Rápido (*Fast Fading*) [1]. Uma das formas de caracterizar os canais com multipercurso é utilizando o Perfil de Potência de Retardo (PDP - do inglês, *Power Delay Profile*). PDP define uma tabela com os respectivos atrasos, atenuações e desvios em frequências por efeito Doppler [3].

**Tabela 3 - Exemplo de PDP [3]**

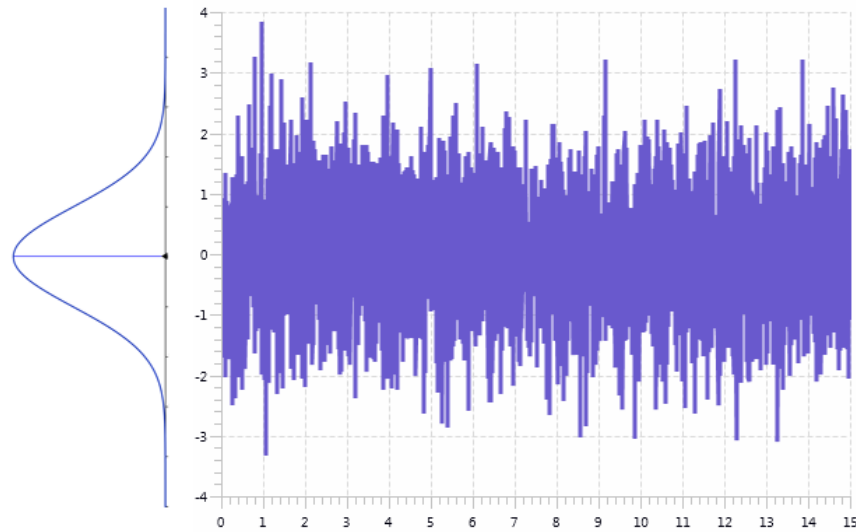
Atraso de Caminho [us]	Atenuação de Caminho (dB)	Desvio por efeito Doppler
0	1,00	0
10	0,25	0
15	0,75	5

### 3.4.1 AWGN

O canal mais comum é com ruído do tipo AWGN e também é o ruído mais simples de se corrigir. No entanto, ele tem um inconveniente que é o fato de ser branco, ou seja, em analogia com a luz branca que tem todas as faixas do espectro visível, ele está presente em todas as faixas de frequência, até a luz sofre com esse tipo de ruído. Ele está presente porque esse tipo de ruído é causado por características intrínsecas do sistema, por exemplo, o movimento dos elétrons gera um ruído do tipo AWGN nos sinais que estão propagando pelo cabo, o próprio aquecimento de um fio aumenta a amplitude do ruído AWGN. Em alguns casos, como nas transmissões sem fio, para resolver esse problema é necessário aumentar a potência do sinal, com isso, tem-se uma nova RSR (Relação Sinal Ruído). Essa medida é muito importante para todos os sistemas de comunicação. A função de distribuição para o ruído gaussiano com média *nula* e desvio padrão  $\sigma$  é dada na equação (5), no geral, a média do ruído é dependente do meio de propagação [2]. As amplitudes do ruído são mostradas na Figura 12.

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2} \quad (5)$$



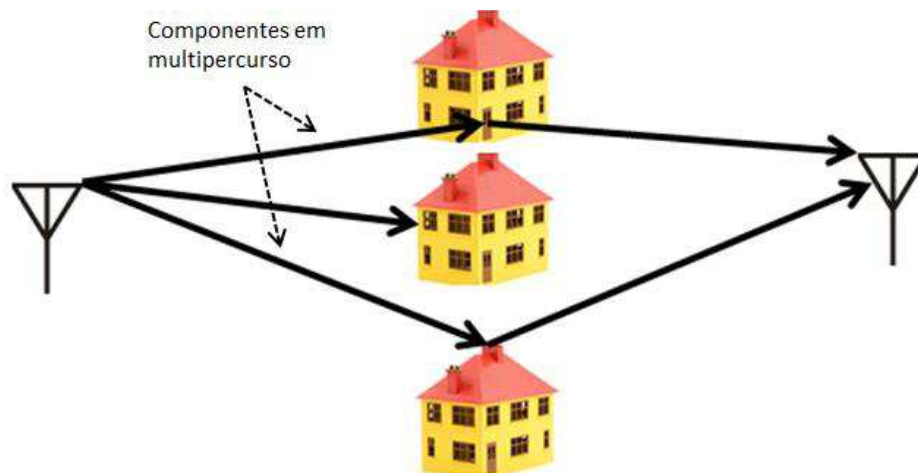


**Figura 12 – Exemplo de ruído do tipo AWGN**

Fonte: próprio autor

### 3.4.2 Rayleigh

Em canais do tipo Rayleigh o sinal que é transmitido chega ao receptor totalmente por multipercurso, dessa forma o receptor receberá apenas cópias do sinal original, assim, há uma dificuldade em se interpretar qual sinal é o mais adequado para a obtenção dos dados. A Figura 13 ilustra como os sinais são transmitidos em um canal Rayleigh.



**Figura 13 – Sinais em um canal Rayleigh**

Fonte: próprio autor

Há várias formas de evitar os efeitos do multipercurso, ou ainda, usar os vários sinais para melhorar a interpretação da informação, essa última técnica é uma das mais sofisticadas atualmente. Para o padrão 802.11ac é utilizado um intervalo de guarda para evitar uma interferência entre as várias cópias recebidas. Os vários sinais chegando por multipercurso são diferentes, basicamente,

em fase e amplitude, devido às distâncias percorridas serem diferentes. Um fator de fase complexo, mostrado na equação (6) de  $N$  raios chegando devido a reflexão é dado da seguinte forma.

$$F = \sum_{n=1}^N E_n e^{j\theta_n} = Z_r + jZ_i, \text{ quando } N \rightarrow \infty \quad (6)$$

Se for considerada apenas uma componente da equação (6),  $E_n$ , pode-se determinar o valor esperado, ou seja, a esperança de cada raio. Para isso, considera-se que a distribuição é uniforme.

$$E[E_n e^{j\theta_n}] = E[E_n] \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j\theta} d\theta \quad (7)$$

Tem-se que  $F$  é um fasor, ou seja, um vetor de fase aleatório, que representa o efeito multiplicativo das várias componentes multipercurso.  $E_n$  é a intensidade do campo de cada componente complexa e  $\theta$  são suas respectivas fases. Pelo teorema central do limite sabe-se que as componentes reais e imaginárias do sinal têm distribuição gaussiana com média nula e com a amplitude do envoltório complexo dado por,  $R = \sqrt{Z_r^2 + Z_i^2}$ , assim tem-se a função densidade de probabilidade da amplitude como segue.

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{r}{\sigma}\right)^2} \quad (8)$$

Onde  $\sigma^2$  é a potência média do sinal recebido. A equação (8) conhecido como *função de densidade de probabilidade de Rayleigh (fdp)*. Seu valor médio é dado por

$$E[r] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (9)$$

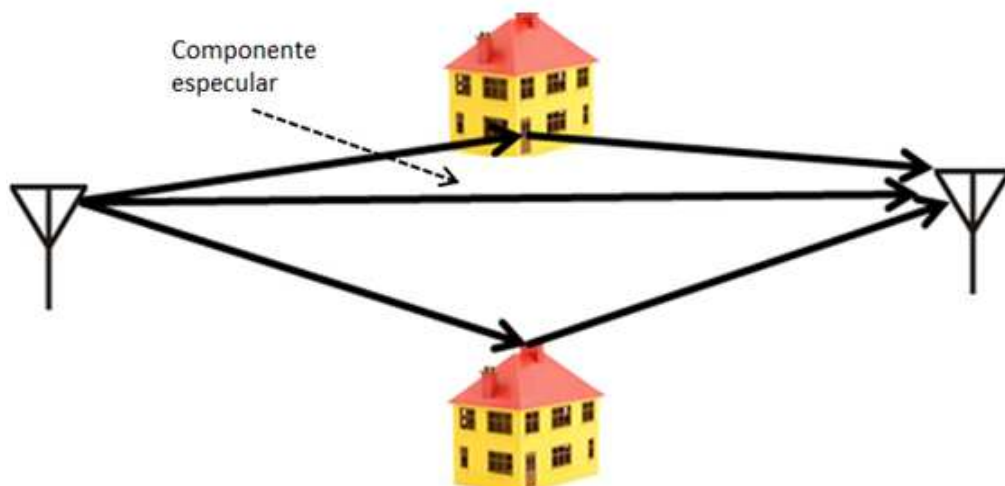
e o valor médio quadrático é dado pela equação 10.

$$E[r^2] = 2\sigma^2 = r_{rms}^2 \quad (10)$$

Com essas formulações pode-se caracterizar um canal multipercurso sem visada baseado na média e no valor médio quadrático dos vários sinais [1].

### 3.4.3 Rice

Para um canal do tipo Rice, há vários sinais que chegam por multipercurso, no entanto, há também uma componente *especular*, que é um sinal que chega diretamente ao receptor, ou seja, em *linha de visada*. Na Figura 14 é mostrada uma ilustração deste tipo de canal.



**Figura 14 - Sinais em canal Rico**

Fonte: próprio autor

A análise dos sinais em um canal do tipo Rice é semelhante à análise feita para o canal do tipo Rayleigh, mas como uma diferente significativa, que para o canal do tipo Rice há uma constante que é criada pela componente especular, assim o envoltório complexo é do tipo,

$$F = E_0 + \sum_{n=1}^N E_n e^{j\theta_n} \quad (11)$$

onde  $E_0$  é a componente especular citada. Há um fato importante na modelagem do canal *riciano*, ele é a razão entre a componente constante e os raios em multipercurso chamado de *fator Rico*  $K$ .

$$K = \frac{s^2}{\sum_{n=1}^N |E_n|^2} \quad (12)$$

Onde  $s^2 = |E_0|^2$ . O cálculo da função densidade de probabilidade Rice é mais complexo que a de Rayleigh, assim, tem-se que a função densidade de probabilidade é dada por, onde  $I_0$  é a *função de Bessel de ordem zero* [12].

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{1}{2} \frac{r^2 + s^2}{\sigma^2}} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) \quad (13)$$

Portanto, tem-se assim uma modelagem bem interessante e com baixo custo, possibilitando a simulação e prevenção de alguns problemas futuros.

### 3.4.4 Modelos ITU-R

Com o intuito de modelar canais de sistemas de telecomunicações, várias instituições se empenharam arduamente fazendo medições em campo. Como resultado disso, existem vários

modelos de canais para os mais variados tipos de situações. Os parâmetros levantados por essas instituições servem de base para o projeto de desempenho de redes nos sistemas de telecomunicações [3].

Uma das instituições mais conhecidas e renomadas mundialmente é a ITU-R. Ela definiu alguns cenários para redes móveis IMT-2000 (*Internacional Mobile Telecommunication - 2000*) que definiu os principais requisitos de um sistema de comunicação para 3ª geração de celular. As definições do IMT-2000 vão desde faixas de frequências utilizadas até as técnicas de múltiplos acesso, modulação, codificação e transmissão [12]. Os principais cenários de referências são:

- a. Interior de escritório;
- b. Exterior para interior de escritório;
- c. Pedestre;
- d. Veicular.

A partir desses cenários foram definidos quatro modelos de canais:

- a. ITU Pedestrian A Speed 3 Km/h (PA3);
- b. ITU Pedestrian B Speed 3 Km/h (PB3);
- c. ITU Vehicular A Speed 30 Km/h (VA30);
- d. ITU Vehicular B Speed 120 Km/h (VA120).

As velocidades mostradas nos modelos são necessárias para a análise do Efeito Doppler, pois ele é responsável por deslocar a frequência do sinal em decorrência da velocidade do receptor em relação ao transmissor. A equação mais geral que descreve o máximo de deslocamento em frequência é

$$f_D = -\frac{f_0}{c} v \cos \psi \quad (14)$$

onde  $f_0$  é a frequência central do sinal transmitido,  $\psi$  é o ângulo de chegada da onda e  $c$  é a velocidade da luz. Os modelos são definidos pelo Perfil de Potência de Retardo e têm as suas características apresentadas nas Tabelas 4, 5 e 6, no qual as colunas da esquerda são mostrados os

atrasos em microssegundo de cada componente e nas colunas da direita são mostrados suas respectivas potências.

**Tabela 4 - Modelo PA3 [3]**

<b>Tempo de retardo [us]</b>	<b>Potência de retardo (dB)</b>
0	0
110	-9,7
190	-19,2
410	-22,8

**Tabela 5 - Modelo PB3 [3]**

<b>Tempo de retardo [us]</b>	<b>Potência de retardo (dB)</b>
0	0
200	-0,9
800	-4,9
1200	-8,0
2300	-7,8
3700	-23,9

**Tabela 6 - Modelo VA30 e VB120 [3]**

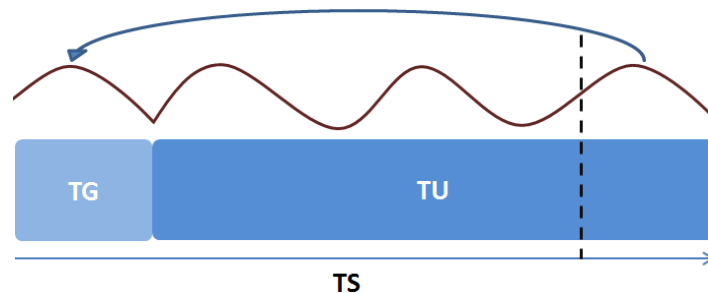
<b>Tempo de retardo [us]</b>	<b>Potência de retardo (dB)</b>
0	0
310	-1,0
710	-9,0
1090	-10,0
1730	-15,0
2510	-20,0

### 3.5 OFDM

A técnica de transmissão OFDM é uma técnica de espalhamento espectral. Isso significa que ela usa toda a largura de banda do espectro que é fornecida, igual a FHSS e DSSS. Erroneamente a OFDM é chamada de técnica de modulação, por outro lado, ela admite que o sinal já esteja modulado com as modulações digitais QAM ou PSK.

A técnica consiste em fatiar a faixa de frequência disponível em faixas menores, múltiplas uma das outras, e somar todas formando o sinal OFDM. Isso implica que o receptor deve ter uma maior sensibilidade em frequência e o sinal se torna mais sensível ao efeito multipercurso. Para resolver isso, é inserido um prefixo cíclico no fim sinal, dessa forma, o tempo de símbolo TS será agora a soma do tempo útil TU do sinal com o tempo TG do intervalo de guarda Figura 15 [5]. Uma das maiores vantagens da técnica OFDM é que ela fornece uma economia de aproximadamente

50% da largura de banda, ou seja, se em FHSS é utilizado 10 MHz para transmitir 20 Mbps, já em OFDM, é necessário apenas 5 MHz para transmitir os mesmos 20 Mbps [2][5].



**Figura 15 - Intervalo de Guarda para OFDM [5]**

De antemão, sabe-se que o sinal é formado por duas componentes  $s_I$ , em fase, e  $s_Q$ , em quadratura, formando uma base canônica de um espaço. Isso sugere que se pode formar uma base complexa, como segue na equação (15),

$$c = s_I + js_Q \quad (15)$$

onde cada componente real e imaginária é modulada como mostrado na Figura 10.

A técnica OFDM foi proposta em 1968, e patenteada em 1970 pelos Estados Unidos [5]. No início, a implantação era dispendiosa, pois com o aumento das subportadoras exigia-se uma maior quantidade de capacitores, tornando o projeto de alto custo. Com o desenvolvimento das técnicas de processamento de sinais digitais (DSP – *Digital Signal Processing*) foi viabilizado a utilização da OFDM para altas quantidades de subportadoras possibilitando, assim, altas taxas de transmissão [2][5].

### 3.5.1 Geração do Sinal OFDM

Para que seja gerado um sinal OFDM é necessário que cada informação esteja modulada e pronta para ser colocada em uma subportadora específica. Cada informação é modulada em série, em uma frequência central do canal predeterminado e depois multiplexada para sua determinada subfaixa (subportadora) dentro da largura de banda do canal. Para que isso seja feito, o sinal modulado na frequência central deve ser deslocado, isso sugere que pode-se utilizar a propriedade da transformada de Fourier de deslocamento em frequência, assim

$$\begin{aligned} c_1 &= ce^{2\pi f_1 t} \\ c_2 &= ce^{2\pi f_2 t} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\vdots$$

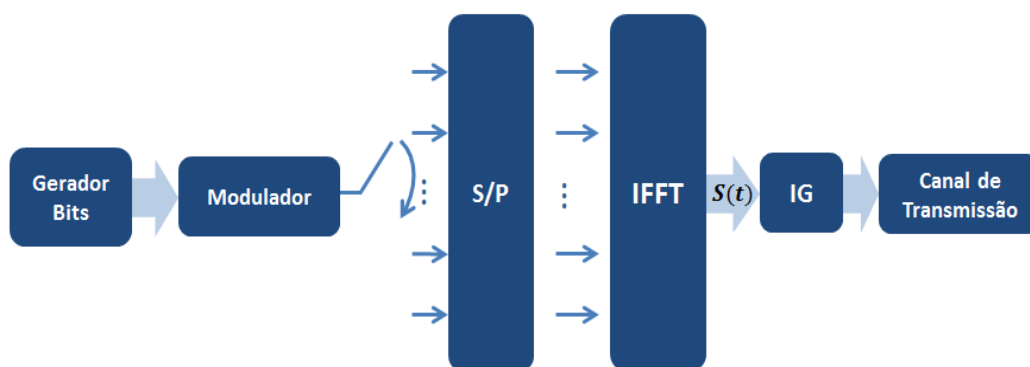
$$c_n = ce^{2\pi f_n t}$$

depois cada componentes  $c_i$  é somada e o sinal fica da seguinte forma,

$$S_{ofdm} = \sum_{i=1}^N c_i e^{2\pi f_i t} \quad (17)$$

a equação (16) mostra que o sinal OFDM é obtido fazendo uma transformada inversa de Fourier. Assim, percebe-se que para o processo de transmissão utilizando essa técnica será necessário utilizar o algoritmo de transformada de Fourier e, portanto, os algoritmos FFT e IFFT, pois eles são os algoritmos mais eficientes para tais fins [8]. No entanto, esses algoritmos só trabalham com sinais com tamanho que podem ser do tipo  $2^n$ . Por isso tudo, tem-se que a quantidade de subportadoras para o sinal OFDM no padrão 802.11ac são de 64, 128, 256 e 512.

A Figura 16 mostra um esquema geral de como o sinal OFDM é gerado. O primeiro bloco mostra o Gerador de Bits que representa os dados a serem transmitidos. Esses bits passam então pelo modulador que, por sua vez, transforma um arranjo de bits de tamanho predefinido em uma onda modulada de acordo com a informação contida no arranjo. O conversor série/paralelo (S/P) organiza as ondas para que seja feita a transformada inversa de Fourier (IFFT) fazendo com que as ondas fiquem ortogonais entre si. Por fim, o intervalo de guarda (IG) é adicionado e o sinal OFDM é enviado.



**Figura 16 - Geração do sinal OFDM**

Fonte: próprio autor

### 3.6 Codificação de Canal

Em 1948, Claude Shannon publicou um artigo que se tornou um clássico e anunciou os fundamentos matemáticos para comunicação. Nesse artigo ele definiu dois princípios básicos que

são de extrema importância para os sistemas de comunicações: a codificação eficiente de uma fonte de informação e a transmissão dessa informação por um canal ruidoso [1].

- Codificação eficiente de uma fonte de informação é, em termos básicos, criar código sem redundância ou retirar a redundância dos códigos já existentes. Essa área é conhecida como codificação de fonte.
- Na transmissão da informação por um canal ruidoso, a teoria de informação se importa em desenvolver códigos que sejam resistentes aos ruídos que se encontram no canal de transmissão, isso implica em adicionar informação redundante na palavra código. Essa área é conhecida como codificação de canal.

Pode-se considerar que existe uma combinação formada pela codificação de fonte e de canal, que executam tarefas inversas. A primeira tem como alvo reduzir a redundância da fonte para otimizar a utilização dos recursos da transmissão, como potência e largura de banda, e a segunda insere redundância no código vindo da fonte para obter um melhor desempenho sobre o canal de transmissão. Nesse trabalho será focado apenas na codificação de canal.

### 3.6.1 Quantidade de Informação e Entropia da Fonte

Antes de partir para a teoria de codificação de canal, deve-se ter um conhecimento prévio sobre teoria de informação, que é essencial para uma boa compreensão do assunto. Iniciando com um caso simples de uma fonte que emite símbolos sucessivos durante um intervalo de tempo, por exemplo, uma fonte binária que emite uma sequência com 100 bits durante 1 segundo. De forma mais geral, suponha um alfabeto finito fixo,

$$\Psi = \{s_1, s_2, s_3, \dots, s_{K-1}\} \quad (18)$$

esse alfabeto tem variável aleatória  $S$  e probabilidade

$$P(S = s_k) = p_k, k = 1, 2, 3, \dots, k - 1 \quad (19)$$

A probabilidade de todo o alfabeto (espaço amostral) é igual a 1 e cada símbolo é estatisticamente independente. É possível medir a quantidade de informação dessa fonte? Antes de dar a resposta a essa pergunta, deve-se definir o conceito de informação. Assim, o conceito de informação está relacionado com a quantidade útil de dados, ou seja, novidade ou surpresa emitida de uma fonte de dados.



Considere que um evento da emissão de um símbolo  $S = s_k$  tenha  $p_k = 1$  e  $p_i = 0$  para todo  $i \neq k$ , ou seja, a fonte sempre emitirá  $s_k$  e nunca  $s_i$ , então não há nenhuma novidade, pois se sabe de antemão qual símbolo a fonte emitirá em qualquer momento. Entretanto, se os símbolos da fonte tiverem diferentes probabilidades com  $p_k < 1$ , tem-se mais dados novos e, portanto, mais informação. Assim, pode-se observar que a quantidade de informação está relacionada ao inverso da probabilidade de cada símbolo do alfabeto da fonte como segue,

$$I(s_k) \propto \frac{1}{p_k} \quad (20)$$

também foi visto que para  $p_k = 1$ , a quantidade de informação é zero e, portanto, pode-se definir a quantidade de informação da fonte da seguinte maneira

$$I(s_k) = \log_2 \left( \frac{1}{p_k} \right) \quad (21)$$

todos os detalhes e propriedades da equação (21) estão em [4].

Outro conceito importante para a compreensão desse assunto é o conceito de entropia de uma fonte. Ela é uma medida do conteúdo médio de informação por símbolo-fonte [4]. Assim tem-se que,

$$\begin{aligned} H(\Psi) &= E[I(s_k)] \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} p_k I(s_k) \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} p_k \log_2 \left( \frac{1}{p_k} \right) \end{aligned} \quad (22)$$

Agora se têm em mãos duas fórmulas matemáticas para caracterizar as informações emitidas de uma fonte.

### 3.6.2 Teorema de Codificação de Canal

A transmissão de dados em meios como cabos, fibras ópticas, ar, água, está sempre sujeita a ruídos. Em um canal como o ar, a probabilidade de erro na comunicação chega a até  $10^{-1}$ , ou seja, 1 em cada 10 bits são interpretados erroneamente [4].

O objetivo da codificação de canal é aumentar a resistência do sistema digital de transmissão aos ruídos encontrados no canal de transmissão, isso é feito inserindo símbolos redundantes de

forma lógica na sequência vinda da fonte [4]. Com a inserção de redundância no código, um novo código é gerado e esse é chamado de código corretor de erro. Um código corretor de erro é representado pelo tamanho da mensagem original  $k$  e o tamanho do código  $n$  gerado pelo codificador, assim, a taxa de codificação é definida como,

$$r = \frac{k}{n} \quad (23)$$

assim, quanto menor a taxa  $r$ , maior é a eficiência de codificação do sistema.

Dessa forma pode-se fazer a seguinte indagação: existe um esquema de codificação que possa diminuir a probabilidade de erro de um canal o tanto quanto se deseja? A resposta é categórica, sim [4]. O segundo teorema de Shannon mostra isso em termos da capacidade do canal  $C$ . Imagine uma fonte com alfabeto  $\Psi$  e entropia  $H(\Psi)$  e que a fonte emita símbolos uma vez a cada  $T_s$  segundos. Então a taxa de informação média da fonte é  $\frac{H(\Psi)}{T_s}$  símbolos por segundo. Agora o canal tem a capacidade de  $C$  símbolos por utilização do canal e ele pode ser usado uma vez a cada  $T_c$  segundos. Então pode-se dizer que a capacidade do canal por unidade de tempo é  $\frac{C}{T_c}$  símbolos por segundo, assim, se tem a capacidade máxima do canal dada por,

$$C_{max} = \frac{C}{T_c} \quad (24)$$

assim, a taxa de informação média da fonte deve seguir a seguinte restrição,

$$\frac{H(\Psi)}{T_s} \leq \frac{C}{T_c} \quad (25)$$

o termo  $\frac{C}{T_c}$  é denominado taxa crítica e quando  $\frac{H(\Psi)}{T_s} = \frac{C}{T_c}$  é dito que o sistema está operando em taxa crítica [4].

Seguindo as condições impostas pelo segundo teorema de Shannon pode-se desenvolver códigos que diminua satisfatoriamente a taxa de erro de um canal de transmissão. Ainda podem-se fazer duas observações sobre o segundo teorema de Shannon [4][13][14]:

- O teorema nos mostra que existe bons códigos, no entanto, não diz nada sobre como construí-los.

- O teorema não fala sobre a probabilidade dos bits depois de serem codificados, apenas que ela tende a zero caso ainda satisfaça as condições da equação (25).

Uma das principais equações do teorema de Shannon envolve a capacidade do canal, a potência média do sinal e o ruído do canal. Essas três variáveis são as principais características de um sistema de comunicação, como mostrado na equação (26) [4][13][14].

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{P}{BN_0} \right) \quad (26)$$

Onde  $B$  é a largura de banda do canal,  $P$  é a potência média do sinal e  $N_0$  é a potência do ruído.

### 3.6.3 Códigos Corretores de Erros

Historicamente, os códigos corretores de erros estão divididos em duas categorias, Códigos de Bloco e Códigos Convolucionais. Para que se possa implantar a codificação de canal em um sistema de comunicação é necessário ter dois parâmetros: potência do sinal e largura de banda. Assim, caso se queira melhorar a taxa de erro de bit (BER) sem que se altere a largura de banda e a relação  $\frac{E_b}{N_0}$ , onde  $E_b$  é a energia do bit e  $N_0$  é densidade espectral de potência do ruído, é necessário a implantação de codificadores de canal. Isso implica em um aumento na complexidade do projeto de comunicação. No entanto, os sistemas de comunicação já utilizam essa prática de forma transparente.

Há basicamente dois objetivos do processo de codificação de canal. O primeiro é detectar o erro e solicitar a retransmissão de pacotes, e o segundo é a correção dos bits com erro. A implantação de um tipo ou outro depende do tipo e da complexidade do sistema.

#### 3.6.3.1 Codificadores de Bloco

Segundo Haykin (2004), em códigos de bloco, o gerador recebe blocos de  $k$  bits e adiciona  $n - k$  bits de redundância, formando, assim, uma palavra código de  $n$  bits. A taxa de codificação  $r$  é dada por  $\frac{k}{n}$ , onde a condição  $n > k$  deve ser sempre satisfeita. Outra taxa deve ser também medida, que é a taxa de codificação do canal que é dada por  $R_0 = \frac{k}{n} R_s$ , onde  $R_s$  é a taxa de bits da fonte. Os bits adicionados pelo codificador são chamados de bits de paridade. Para um gerador sistemático, onde os bits da mensagem não são alterados, apenas são adicionados bits de paridade, o código fica da seguinte maneira

$$[b_0, b_1, \dots, b_{n-k-1} | m_0, m_1, \dots, m_{k-1}]. \quad (27)$$

Usando a notação matricial pode-se definir o vetor mensagem com  $k$  componentes, o vetor de paridade com  $n - k$  componentes e o vetor código com  $n$  componentes, da seguinte maneira,

$$m = [m_0, m_1, \dots, m_{k-1}] \quad (28)$$

$$b = [b_0, b_1, \dots, b_{n-k-1}] \quad (29)$$

$$c = [c_0, c_1, \dots, c_{n-1}] \quad (30)$$

Pode-se assim, definir a matriz de paridade como segue.

$$b = mP \quad (31)$$

Onde  $P$  é uma matriz de  $k$  linhas e  $n - k$  colunas. Ela é responsável por gerar os bits de paridade da palavra código. Como o gerador é sistemático, o código é gerado concatenando os bits de paridade com os bits da mensagem, assim tem-se um código da seguinte forma.

$$c = [b : m] \quad (32)$$

Substituindo  $b$  na equação (32) e fatorando  $m$  tem-se,

$$c = m[P : I_k] \quad (33)$$

Com  $I_k$  sendo a matriz identidade. Assim, tem-se definido a matriz geradora de código como

$$G = [P : I_k] \quad (34)$$

Dessa forma o código ficará sendo  $c = \vec{m}G$ . Já no receptor tem-se que a matriz de verificação de paridade é dada pela seguinte equação:

$$HG^T = 0 \quad (35)$$

Caso o produto da equação (35) não seja igual a zero, significa que a mensagem contém algum erro [4][14].

### 3.6.3.2 Codificadores Convolucionais

Com essa introdução de códigos corretores e detectores de erros percebe-se que os códigos de bloco devem ser gerados a partir de um conjunto predefinido de símbolos. No entanto, em boa parte dos sistemas de comunicação a transmissão desses símbolos é feita de forma serial. Assim, não é viável armazenar em blocos os símbolos que chegam em série, codificá-los e depois transmiti-los em série novamente. Por essa razão, os códigos convolucionais são a melhor opção [4].

Um codificador convolucional é semelhante a uma máquina de estado finito, que consiste em um registrador de deslocamento de  $M$  etapas, com conexões predefinidas com  $n$  somadores módulo 2, ou seja, um *flip-flop* básico e um multiplicador que serializa as saídas do somador Figura 17. Uma sequência de mensagem de  $L$  bits produz uma sequência de saída com  $n(L + M)$  bits, assim, a taxa de código é dada por,

$$r = \frac{L}{n(L+M)} \quad (36)$$

Em geral,  $L \gg M$  então, a taxa de código fica da seguinte maneira:

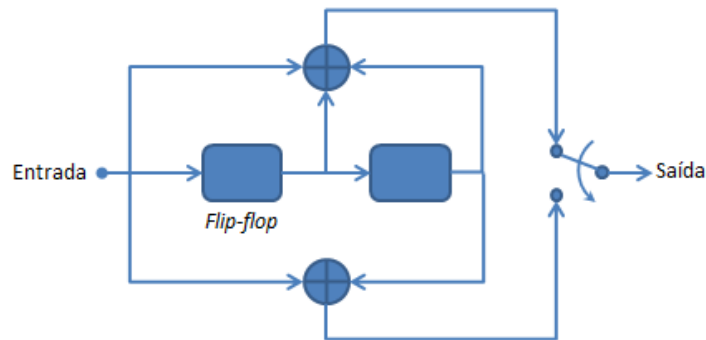
$$r = \frac{1}{n} \quad (37)$$

A maioria dos códigos convolucionais são sistemáticos, diferentemente dos códigos de bloco, que são preferencialmente não-sistemáticos. Pode-se caracterizar um código convolucional em termo da sua resposta ao impulso. Como um codificador tem vários percursos e cada percurso é multiplexado na saída, pode-se caracterizar cada percurso por um polinômio gerador, definido como a transformação de retardo unitário da resposta ao impulso. Assim, o polinômio gerador do  $i$ -ésimo percurso é dado por,

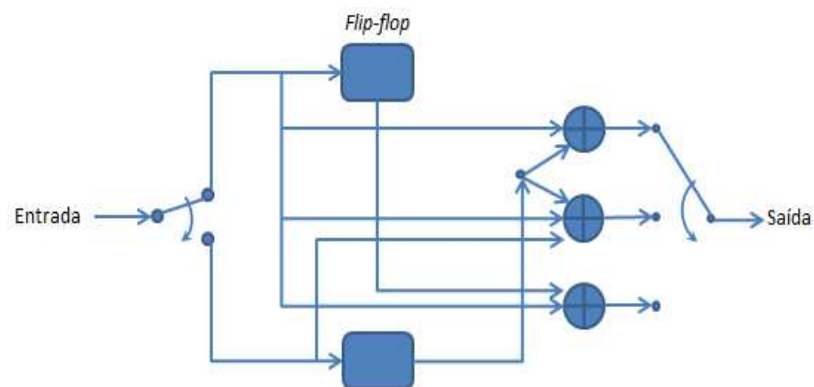
$$g^{(i)}(D) = g_0^{(i)} + g_1^{(i)}D + \dots + g_M^{(i)}D^M \quad (38)$$

onde  $D$  indica a variável de retardo unitário.

Na Figura 17 é apresentado um codificador com comprimento de restrição 3, pois são necessários três ciclos para que o bit de entrada chegue à saída, e dois percursos. Já na Figura 18 o codificador tem restrição 2 e três percursos.



**Figura 17 - Codificador convolucional com taxa  $r = \frac{1}{2}$  [4]**



**Figura 18 - Codificador convolucional com taxa  $r = \frac{2}{3}$  [4]**

A resposta ao impulso do percurso 1 do codificador da Figura 17 é dado por,

$$g^{(1)}(D) = 1 + D + D^2 \quad (39)$$

O percurso 2 é dado por,

$$g^{(2)}(D) = 1 + D^2 \quad (40)$$

### 3.6.3.3 Códigos LDPC

Com o objetivo de se aproximar do limite teórico da capacidade de canal de Shannon, muitas estruturas algébricas foram desenvolvidas para construção de codificadores. No entanto, segundo essa abordagem de códigos de bloco e códigos convolucionais os projetistas esbarraram no aumento da complexidade computacional de um decodificador de probabilidade máxima que subiu exponencialmente. Com esse cenário, surgem os Códigos Turbos e os Códigos de Verificação de Paridade de Baixa Densidade (LDPC) que foram os que largaram na frente, pois trouxeram uma nova abordagem para construção e decodificação de bons códigos com uma complexidade possível [4].

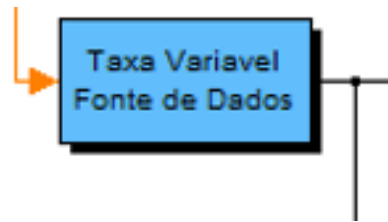
## 4 PROJETO

A simulação do sistema IEEE 802.11ac foi realizada com o Simulink que é uma ferramenta (*toolbox*) do Matlab do tipo *Drag and Drop*, ou seja, há vários blocos que executam os mais variados tipos de funções que vão desde somar até a realização de processamento de sinais. Dessa forma é possível combinar essas funções e realizar simulações complexas. As saídas podem ser dadas em forma de gráficos, vetores e até animações trazendo, assim, uma forma muito interessante de se analisar os dados. O modelo utilizado para a projeto desse trabalho pode ser encontrado no Matlab R2011b, navegando até a aba *Help*, depois escolha a opção “*Product Help*”, ao abrir a janela de ajuda procure pelo modelo *802.11a WLAN Physical Layer*. Com esse modelo foi possível fazer as seguintes modificações: adicionar a modulação de 256-QAM, a quantidade de subportadoras foram adaptadas de acordo com a Tabela 1 e os canais foram configurados seguindo o modelo de propagação ITU-R PA3 mostrado na Tabela 4. O esquema de simulação da tecnologia estudada nesse trabalho é apresentado no APÊNDICE A - Figura 32.

A Figura 32 do APÊNDICE A mostra desde a geração dos bits, passando pelo processo de modulação, geração do sinal OFDM com o intervalo de guarda e transmissão do sinal no canal multipercurso do tipo Rayleigh ou Rice. Na recepção é feito o processo inverso com a adição apenas um de um equalizador que, por sua vez, tem como objetivo reduzir o máximo possível o efeito do canal de transmissão no sinal.

Os dados analisados foram a RSR em relação à taxa de transmissão para os canais do tipo Rayleigh e Rice, os dois com ruído AWGN, Figuras 26 à 28, e EVM em relação à taxa de transmissão e a mesma configuração dos canais, Figuras 29 à 31. Nas duas simulações foram utilizadas todas as modulações da Figura 10, codificações com as seguintes taxas 1/2, 3/4, 2/3 e intervalo de guarda curto. O modelo de simulação utilizado como base desse trabalho pode ser encontrado em [10].

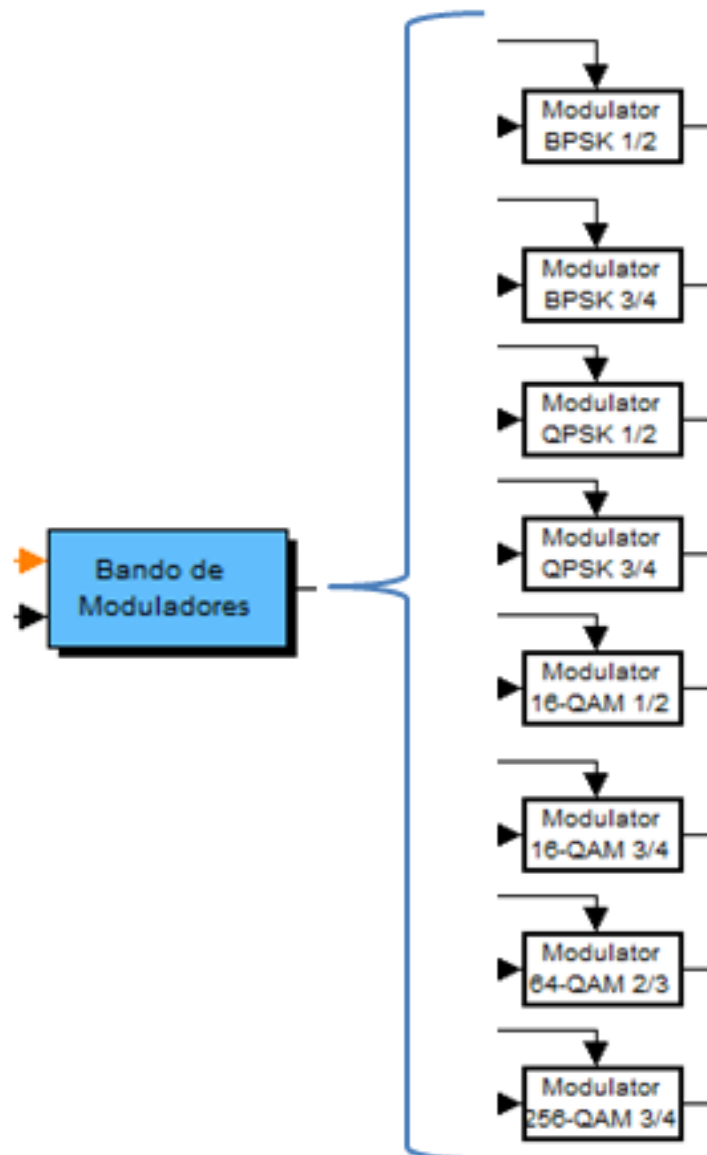
A primeira parte da simulação é formada pelo gerador de bits com taxa de transmissão variável. Essa taxa de transmissão depende da taxa de erro de bit (BER), conforme mostrado na Figura 19.



**Figura 19 - Gerador de bits com taxa variável**

Fonte: próprio autor

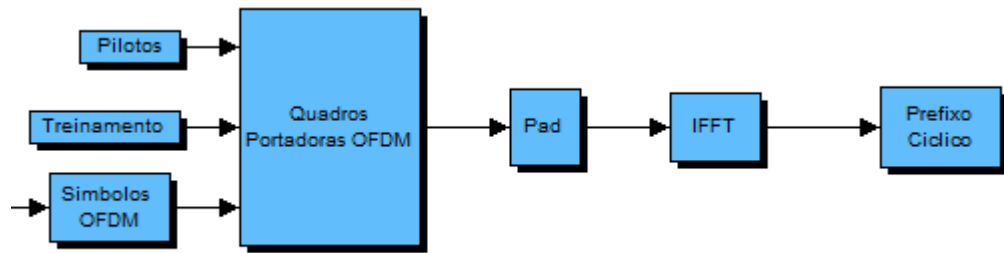
O segundo bloco é o banco de moduladores, formado por 8 moduladores, onde cada um tem sua determinada taxa de codificação. O modulador é escolhido também de acordo com a BER. A Figura 20 mostra o interior do bloco do banco de moduladores.



**Figura 20 - Moduladores que compõem o banco**

Fonte: próprio autor



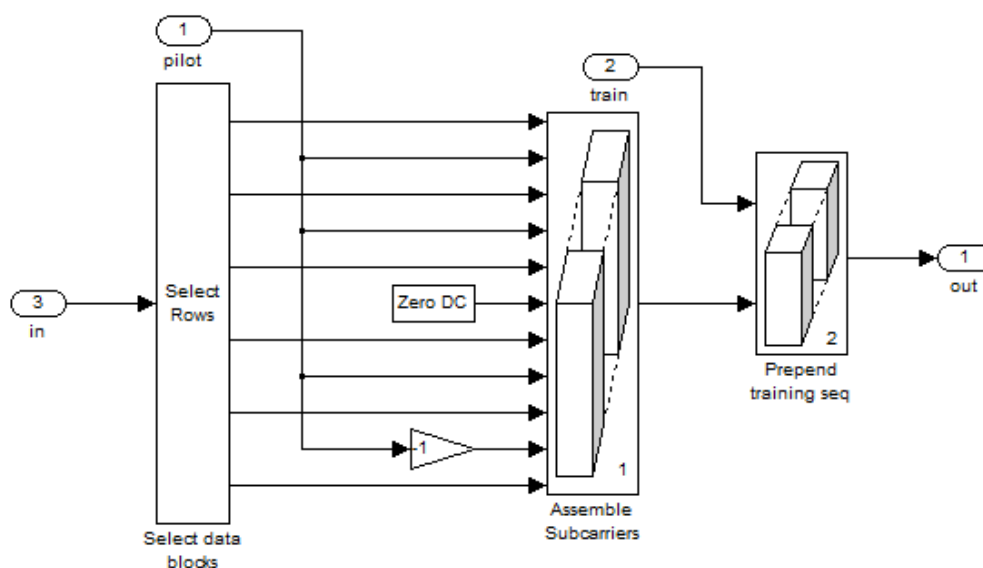


**Figura 21 - Blocos para formação do sinal OFDM**

Fonte: próprio autor

A terceira parte da simulação é composta por vários blocos. É nela que é feito um dos principais processos do sistema de transmissão, a geração do sinal OFDM, Figura 21.

Os três primeiros blocos da Figura 21 têm as seguintes responsabilidades: bloco de Pilotos coloca informação nas portadoras pilotos, o bloco de treinamento coloca as informações necessárias para que seja feito o Treinamento do equalizador adaptativo e o bloco de Símbolos OFDM prepara o tamanho dos quadros a serem transmitidos. O maior bloco da Figura 21 é o Quadros Portadoras OFDM, no qual é feita a separação de cada informação em suas respectivas portadoras. A forma como esse bloco foi construído é mostrado na Figura 22, onde é feita a conversão série/paralelo e logo depois intercalado as portadoras pilotos e concatenado a sequência de treinamento. Logo após são mostrados os blocos de Pad, IFFT e Prefixo Cíclico, que têm como funções adicionar as subportadoras nulas, fazer a transformada de Fourier e inserir o intervalo de guarda respectivamente.



**Figura 22 - Construção do bloco Quadros Portadoras OFDM**

Fonte: próprio autor

Em seguida têm mais dois blocos na simulação mostrada no APÊNDICE A, que são: o bloco de Multiplexação do Quadros OFDM e o bloco de conversão de frequência (*Upconverter*). Eles são responsáveis por enviar os quadros OFDM em série e deslocar a frequência do sinal para 5 GHz, respectivamente. O bloco de canal de propagação é onde está configurado os canais do tipo Rayleigh, Rice e AWGN. São neles que são inseridas as configurações para que se possa ter o modelo de canal adequado.

Na Figura 23 são mostrados os parâmetros para configuração do canal do tipo Rice, que estão de acordo com a Tabela 4. O K-factor visto na equação (12), o deslocamento Doppler do sinal especular, a fase inicial do sinal em linha de visada, máximo deslocamento Doppler e os últimos dois campos de entradas de dados são para o Perfil de Potência de Retardo, que são formados por um vetor de perfil de retardo e um vetor de perfil de potência respectivo aos retardos. A configuração para o canal Rayleigh é semelhante do canal Riciano, exceto pelos parâmetros K-factor, deslocamento Doppler e fase, pois eles definem as características da componente especular, e essa, por sua vez não estão presentes no canal Rayleigh.

The image shows a software interface for configuring a Rice channel. The parameters are as follows:

- K-factor (scalar or vector):** 3
- Doppler shift(s) of line-of-sight component(s) (Hz):** 8
- Initial phase(s) of line-of-sight component(s) (rad):** 0
- Maximum diffuse Doppler shift (Hz):** maxDoppler
- Doppler spectrum type:** Jakes
- Discrete path delay vector (s):** [0 110e-9 190e-9 410e-9]
- Average path gain vector (dB):** [0 -9.7 -19.2 -22.8]
- Normalize average path gain vector to 0 dB overall gain

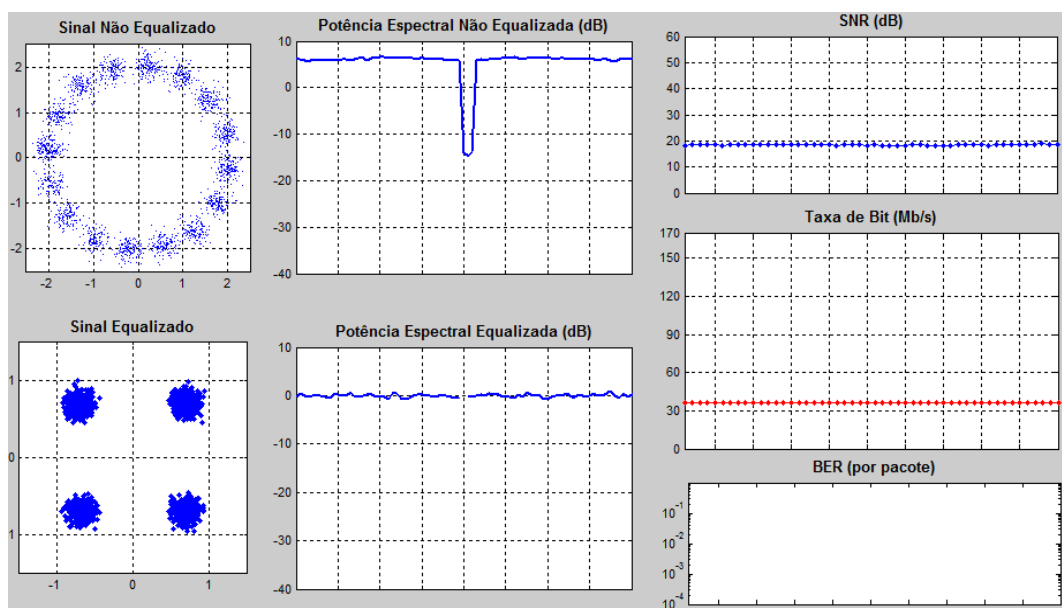
**Figura 23 - Parâmetros para configuração do canal Rice**

Fonte: próprio autor

No receptor é feito o processo inverso, tendo como adicional um equalizador no domínio da frequência. No entanto, as configurações e descrição do equalizador fogem do escopo desse trabalho. Após o recebimento do sinal é feita uma análise da BER, EVM e SNR após a equalização para que se possa ter uma compreensão da qualidade do sinal no receptor.

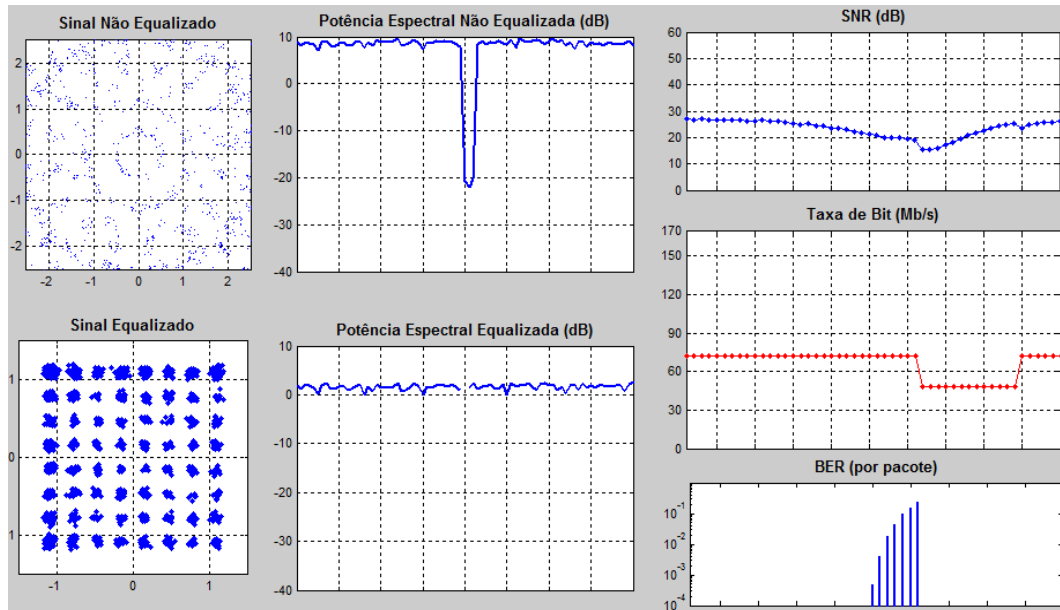
#### 4.1 Simulação e Resultados

Os dados extraídos da simulação foram divididos em duas categorias, a primeira foi baseada na taxa de transmissão em relação à RSR e a segunda foi a taxa de transmissão em relação ao EVM. As Figuras 24 e 25 mostram exemplos da execução da simulação. A esquerda se tem a constelação dos sinais antes (Sinal Não Equalizado) e depois da equalização (Sinal Equalizado), no meio é mostrado a potência espectral, que é a potência do sinal no domínio da frequência, também antes e depois da equalização e a direita é apresentado a SNR (*Signal-Noise Ratio*, ou Relação Sinal Ruído - RSR) em dB, a taxa de bits em Mb/s (Megabits por segundos) e abaixo a taxa de erro de bit por pacote. Na Figura 24 a modulação utilizada é QPSK devido a SNR é de 18 dB, já na Figura 25 a modulação é 64-QAM pois a SNR é de 28 dB.



**Figura 24 - Execução da simulação com RSR 18 dB**

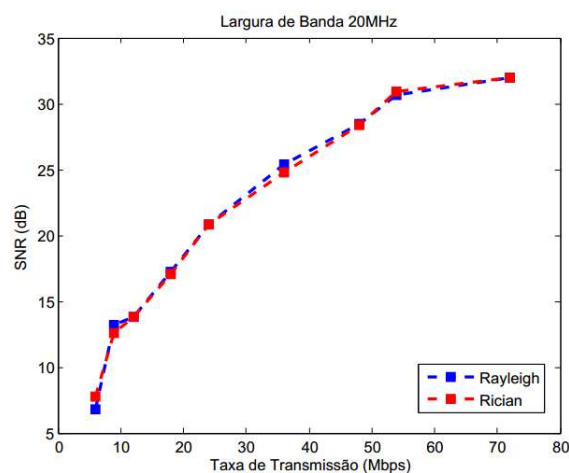
Fonte: próprio autor



**Figura 25 - Execução da simulação com RSR 28 dB**

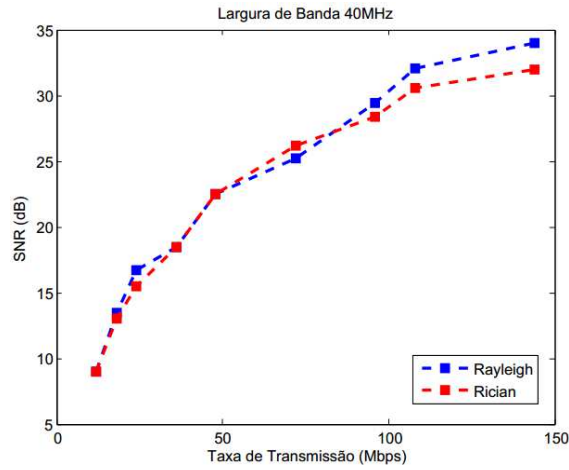
Fonte: próprio autor

Com os resultados obtidos foram gerados os gráficos das Figuras 26, 27, 28, 29, 30 e 31. Há uma semelhança muito grande nos resultados obtidos nesses gráficos, isso tudo, pelo fato da semelhança dos canais de propagação. Na Figura 26 os canais se comporta praticamente iguais. No entanto, percebe-se que na Figuras 27 o canal Riciano tem uma leve melhora no desempenho, esse, por sua vez, é causado pela presença da componente especular. Já na Figura 28 o canal Rayleigh tem o desempenho levemente superior. Nas análises utilizando EVM, que estão nas Figuras 29, 30 e 31, o canal Riciano tem o desempenho superior, apresentados nas Figuras 29 e 31, e o Rayleigh tem melhor desempenho na Figura 30.

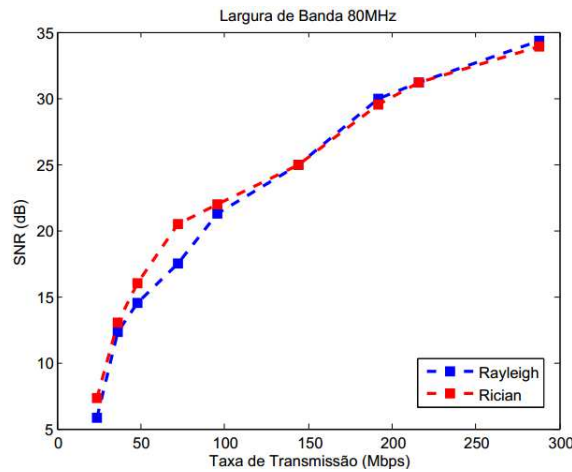


**Figura 26 - Simulação para largura de banda de 20 MHz com base na RSR**

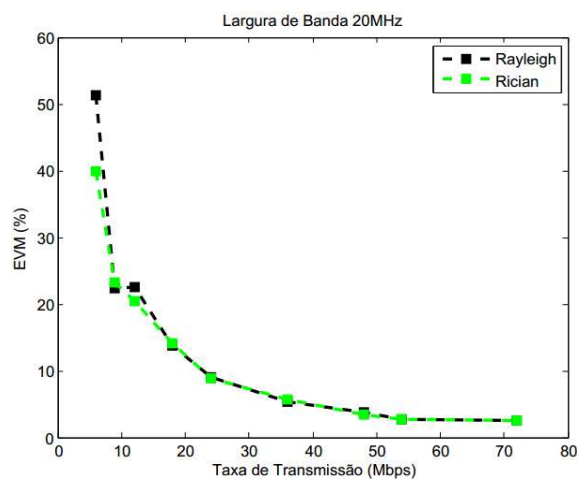
Fonte: próprio autor



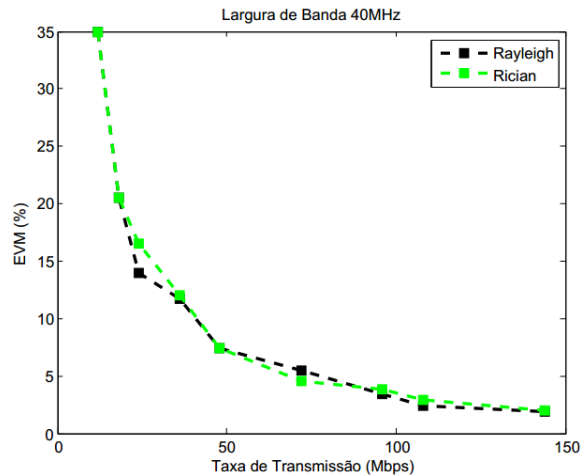
**Figura 27 - Simulação para largura de banda de 40 MHz com base na RSR**  
 Fonte: próprio autor



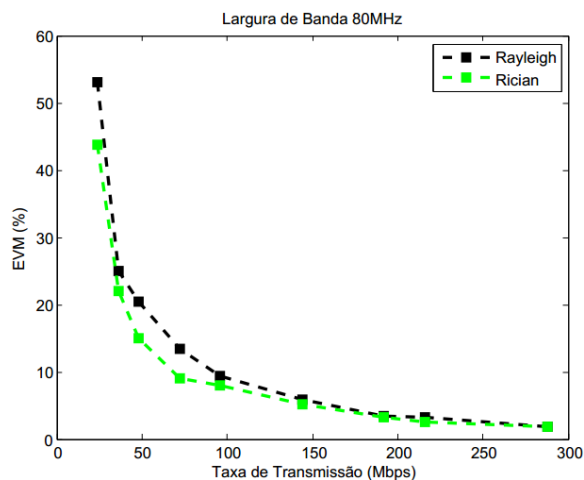
**Figura 28 - Simulação para largura de banda de 80 MHz com base na RSR**  
 Fonte: próprio autor



**Figura 29 - Simulação para largura de banda de 20 MHz com base no EVM**  
 Fonte: próprio autor



**Figura 30 - Simulação para largura de banda de 40 MHz com base no EVM**  
 Fonte: próprio autor



**Figura 31 - Simulação para largura de banda e 80 MHz com base no EVM**  
 Fonte: próprio autor

## 5 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Na compreensão de que os modelos de canais de propagação nos ajudam a ter uma noção do comportamento do sinal em um ambiente, foram realizados as simulações que compõem este trabalho. Tanto o canal do tipo Rayleigh quanto o do tipo Rice tem comportamentos semelhantes, no entanto, com suas devidas particularidades. Portanto, é perceptível que o canal do tipo Rayleigh sofre uma degradação levemente maior que o canal do tipo Rice vistos nas Figura 27 e 31. Essa degradação é devido à ausência da componente especular. No entanto, há situações que os sinais são aproximadamente iguais, isso se dá por causa da semelhança dos ambientes de propagação levando, assim, a conclusão de que a análise dos dois canais em qualquer projeto de cobertura é

indispensável. O AWGN está incluso nos dois canais, ou seja, as simulações com o Rayleigh e canal Rice têm o ruído AWGN.

O estudo de canais de propagação traz grandes desafios à engenharia por causa da sua natureza probabilística mostrando-se de grande relevância que simulações e teste sejam feitos de forma exaustiva. Um outro motivo é a existência de uma grande variedades de técnicas de transmissão e modulação, devido a isso as possibilidades devem exaustivamente testada e analisadas. Nesse trabalho a técnica de transmissão OFDM foi utilizada em combinação com as técnicas de modulação digital que, por sua vez, traziam diferentes níveis de robustez aos efeitos dos canais de comunicação. A OFDM, trouxe grandes vantagens para o sistemas de comunicação pois possibilitou altas taxas de transmissão juntamente com a redução da subutilização das larguras de banda disponíveis [2][5]. Ferramentas de simulação como Matlab e Simulink são de grande importância para que esses trabalhos sejam realizados, no entanto, elas são de custo elevado, dificultando assim sua aquisição e utilização. No entanto, a Universidade Estadual do Maranhão detém licença de uma versão do Matlab, possibilitando, assim, o uso dessa ferramenta para pesquisa.

## **5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS**

- Aumentar as variáveis analisadas na simulação desse trabalho;
- Estender a simulação para outros canais de propagação e outros padrões IEEE;
- Criar ferramentas de simulação Open Source ou Free, como o Octave.

## REFERÊNCIAS

- [1] HAYKIN, S.; MOHER, M. *Sistemas Modernos de Comunicação Wireless*. [S.l.]: Bookman, 2008.
- [2] HAYKIN, S.; MOHER, M. *Introduction to Analog and Digital Communication*. 2. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [3] NORONHA, T. B. *Equalização Concorrente de Canal para Sistemas Monoportadora com Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência*. Dissertação (Mestrado), 2012.
- [4] HAYKIN, S. *Sistemas de Comunicação: Analógicos e Digitais*. 4. ed. [S.l.: s.n.], 2004.
- [5] PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. d. *A técnica de transmissão OFDM*. 2002.
- [6] ROHDE&SCHWARZ. *802.11ac Technology Introduction*. [S.l.], 2012.
- [7] ZIOMEK, D. C.; HUNTER, M. T. *Extending the Useable Range of Error Vector Magnitude (EVM) Testing*. ZTEC Instruments, Inc. Albuquerque. New Meximo. USA.
- [8] WANG P.; MCALLISTER J.; Wu J. *Software Defined FFT Architecture for IEEE 802.11ac*. Institute of Electronics, Communications ad Information Technology (ECIT), Queens University Belfast, (UK), 2013.
- [9] CISCO. *802.11ac: The Fifth Generation of Wi-Fi*. Technical White Paper. Março, 2014.
- [10] Clark, Martin. *IEEE 802.11<sup>a</sup> WLAN model*. Disponível em:  
<<https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/3540-ieee-802-11a-wlan-model>>.  
Acesso em: 21 Novembro 2016.
- [11] HALDER, A.; CHATTERJEE, A. *Low-cost alternate EVM test for wireless receiver systems*. In *VLSI Test Symposium*, pág. 255–260, Maio 2005.
- [12] RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications: Principles and Pratices*. 2. ed. Prentice Hall. Janeiro, 2002.
- [13] CARLSON, A. B; CRILLY, P. B; RUTLEDGE, J.C. *Communications Systems: An Introduction to Signal and Noise in Electrical Communication*. 4. ed. McGrawHill. 2002.
- [14] PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. 4. ed. McGrawHill. Janeiro, 2000.



APÊNDICE A

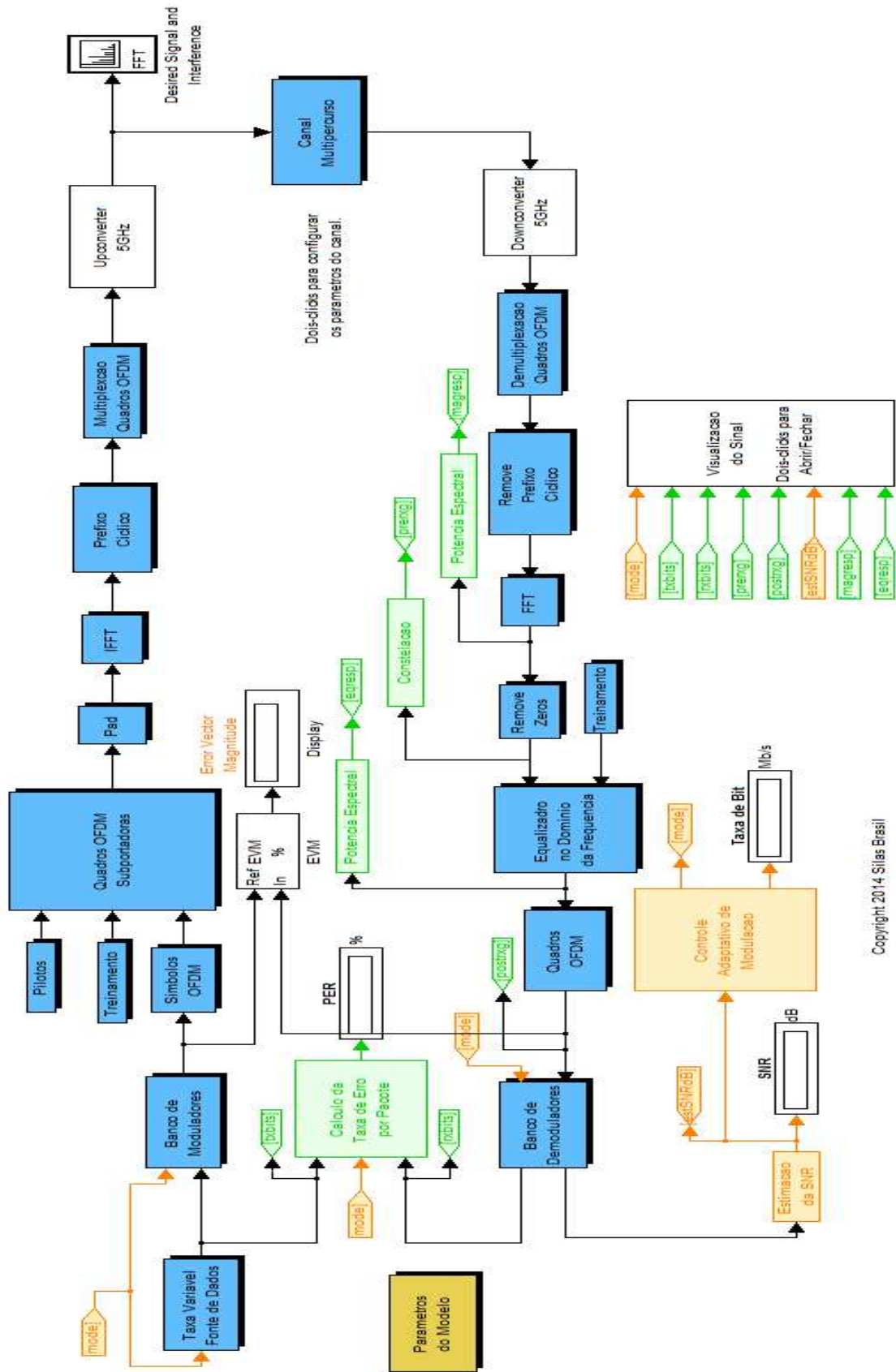


Figura 32 - Esquema da simulação da tecnologia IEEE 802.11ac

Copyright 2014 Silas Brasil