

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**RODRIGO SULZBACH**

**PROJETO DE DIPLOMAÇÃO**

**SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO OFDM**

Porto Alegre

2009

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO OFDM  
ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS DE  
COMUNICAÇÃO SEM FIO OFDM IEEE 802.11a**

Projeto de Diplomação apresentado ao  
Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade  
Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos  
requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Roger Pierre Fabris Hoefel

Porto Alegre

2009

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RODRIGO SULZBACH

**SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO OFDM  
ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS DE  
COMUNICAÇÃO SEM FIO OFDM IEEE 802.11a**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Roger Pierre Fabris Hoefel, UFRGS

Formação UNICAMP – Campinas, Brasil)

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Jorge Guedes Silveira, UFRGS

Doutor pelo Instituto Nacional Politécnico de Grenoble – Grenoble, França

Eng. Fernando Eduardo Covatti, DATACOM

Engenheiro pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Roger Pierre Fabris Hoefel, UFRGS

Doutor pela UNICAMP – Campinas, Brasil

Porto Alegre, Novembro de 2009.

## **DEDICATÓRIA**

Dedico este trabalho aos meus pais, Paulo e Ana, meus irmãos, Rafael e Guilherme, e à Sabrina, por todo o apoio, compreensão e companherismo.

## **AGRADECIMENTOS**

Aos pais e irmãos por estarem sempre ao meu lado;

À Sabrina que participou comigo desta reta final do curso;

Ao meu Professor Orientador, que auxiliou na realização deste trabalho;

À Universidade e aos professores, grandes responsáveis pelo meu aprendizado;

Aos colegas que estiveram ao meu lado durante a construção do conhecimento;

À Datacom que compreendeu minhas ausências ao longo destes últimos meses;

Aos amigos que compartilharam os momentos de lazer e descontração;

A todos que de alguma forma colaboraram e participaram desta trajetória.

## **RESUMO**

Este trabalho mostra um Sistema de Comunicação sem Fio OFDM do ponto de vista das etapas distintas realizadas no Transmissor e no Receptor. Cada uma destas etapas foi estudada e detalhada a fim de caracterizar sua função dentro do sistema. Num segundo momento é apresentado um dos mais relevantes problemas nos Sistemas de Comunicação OFDM, o subsistema de Rádio Frequência e seu amplificador. Na sequência são mostrados e analisados os resultados de diversas simulações em MATLAB®, envolvendo as taxas de transmissão definidas na norma IEEE802.11a, para um sistema ideal e através da modelagem matemática das diversas etapas realizadas no transmissor e receptor. Nesta parte é mostrada quantitativamente a degradação do desempenho do sistema quando se utiliza um modelo real do subsistema de RF. Por último são apresentados alguns algoritmos que se propõe a mitigar os efeitos das não idealidades do subsistema de RF, melhorando o desempenho do sistema.

**Palavras-chaves:** Engenharia Elétrica. Sistemas de Comunicação Sem Fio. IEEE 802.11a. OFDM.

## **ABSTRACT**

This work shows a Wireless OFDM Communication System by the perspective of the Transmitter and Receiver components. Each of these components were studied and detailed so that its role on the whole system could be determined. On a second moment is presented one of the most relevant problems on OFDM Communication Systems, the Radio Frequency sub-system and its power amplifier. Next, several MATLAB® simulations results are shown and analyzed. These simulations were run for each of the data rates defined by IEEE802.11a standard, on an ideal system and through mathematical modeling of the Transmitter and Receiver components. This step shows quantitatively the degradation on system performance when a real model of the RF sub-system is used. Last are presented some algorithms that propose to mitigate the RF subsystem non idealities, improving system performance.

**Keywords: Electrical Engineering. Wireless Communication Systems. IEEE 802.11a. OFDM. Orthogonal Frequency Division Multiplexing.**

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>11</b>
<b>2</b>	<b>SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO OFDM.....</b>	<b>13</b>
<b>3</b>	<b>TRANSMISSOR .....</b>	<b>17</b>
<b>3.1</b>	<b>ETAPAS DO TRANSMISSOR .....</b>	<b>18</b>
<b>3.1.1</b>	<b>Geração de Bits.....</b>	<b>18</b>
<b>3.1.2</b>	<b>Código Convolutional .....</b>	<b>19</b>
<b>3.1.3</b>	<b>Bit Puncturing:.....</b>	<b>21</b>
<b>3.1.4</b>	<b>Bits de Enchimento: .....</b>	<b>23</b>
<b>3.1.5</b>	<b>Interleaver: .....</b>	<b>23</b>
<b>3.1.6</b>	<b>Modulação: .....</b>	<b>24</b>
<b>3.1.7</b>	<b>Símbolos Piloto:.....</b>	<b>25</b>
<b>3.1.8</b>	<b>Transformada Inversa: .....</b>	<b>26</b>
<b>3.1.9</b>	<b>Preâmbulo: .....</b>	<b>26</b>
<b>3.1.10</b>	<b>Ruído de fase: .....</b>	<b>27</b>
<b>3.1.11</b>	<b>Amplificador: .....</b>	<b>27</b>
<b>4</b>	<b>RECEPTOR .....</b>	<b>28</b>
<b>4.1</b>	<b>ETAPAS DO RECEPTOR.....</b>	<b>28</b>
<b>4.1.1</b>	<b>Detecção de Pacotes.....</b>	<b>29</b>
<b>4.1.2</b>	<b>Transformada de Fourier .....</b>	<b>31</b>
<b>4.1.3</b>	<b>Estimativa de Canal:.....</b>	<b>31</b>
<b>4.1.4</b>	<b>Correção de Fase:.....</b>	<b>33</b>
<b>4.1.5</b>	<b>Demodulação: .....</b>	<b>35</b>
<b>4.1.6</b>	<b>Deinterleave:.....</b>	<b>35</b>
<b>4.1.7</b>	<b>Depuncture:.....</b>	<b>35</b>
<b>4.1.8</b>	<b>Decodificação: .....</b>	<b>36</b>
<b>5</b>	<b>AMPLIFICADOR RF.....</b>	<b>37</b>
<b>5.1</b>	<b>SUBSISTEMA DE RÁDIO FREQUÊNCIA.....</b>	<b>37</b>
<b>5.2</b>	<b>RELAÇÃO POTÊNCIA MÉDIA E POTÊNCIA MÁXIMA .....</b>	<b>38</b>
<b>6</b>	<b>SIMULAÇÕES.....</b>	<b>41</b>
<b>6.1</b>	<b>DIFERENTES MODULAÇÕES .....</b>	<b>41</b>
<b>6.2</b>	<b>TIPOS DE CANAL.....</b>	<b>44</b>
<b>6.3</b>	<b>CONTRIBUIÇÃO DO CODIFICADOR.....</b>	<b>46</b>
<b>6.4</b>	<b>MODELO REAL DO SUB-SISTEMA DE RF .....</b>	<b>48</b>
<b>7</b>	<b>MITIGANDO OS EFEITOS NEGATIVOS DO AMPLIFICADOR.....</b>	<b>53</b>
<b>7.1</b>	<b>AMPLITUDE CLIPPING.....</b>	<b>53</b>
<b>7.2</b>	<b>DECISION-AIDED RECONSTRUCTION .....</b>	<b>54</b>
<b>7.3</b>	<b>TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>54</b>
<b>8</b>	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>55</b>

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1: Portadoras Ortogonais no Domínio da Frequência.....	14
Figura 2.2: Componentes de um Sistema de Comunicação.....	15
Figura 3.1: Diagrama de Blocos do Transmissor.....	17
Figura 3.2: Código Convolutacional – Representação Gráfica.....	20
Figura 3.3: Padrões de Apagamento utilizados na IEEE 802.11a.....	22
Figura 3.4: Bloco de Transposição 6x4.....	24
Figura 3.5: Prêambulo – Estrutura de Treinamento OFDM.....	26
Figura 4.1: Diagrama de Blocos do Receptor.....	28
Figura 4.2: Resposta do Algoritmo de Detecção de Pacote Double Sliding Window.....	30
Figura 4.3: Rotação de Constelação durante 10 símbolos OFDM, erro de frequência 3 kHz.....	34
Figura 5.1: Subsistema de RF.....	37
Figura 5.2: Curva de Operação de um Amplificador e Sinal OFDM Típico.....	40
Figura 6.1: Oito Modos da IEEE802.11a – BER por SNR.....	42
Figura 6.2: Oito Modos da IEEE802.11a – BER por $\frac{E_b}{N_0}$ .....	43
Figura 6.3: Modelos de Canal – AWGN e Fading.....	45
Figura 6.4: Ganho de Codificação – BPSK e QPSK.....	47
Figura 6.5: Ganho de Codificação – 16QAM e 64QAM.....	47
Figura 6.6: Impacto do Subsistema de RF – Modulação BPSK.....	49
Figura 6.7: Impacto do Subsistema de RF – Modulação QPSK.....	49
Figura 6.8: Impacto do Subsistema de RF – Modulação 16QAM.....	50
Figura 6.9: Impacto do Subsistema de RF – Modulação 64QAM.....	50

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 3.1 Parâmetros dependentes da Taxa de Transmissão.....	25
---	----

## **LISTA DE ABREVIATURAS**

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex

RF: Rádio Frequência

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers

ISI: Intersymbol Interference

ICI: Intercarrier Interference

BPSK: Binary Phase-Shift Keying

QPSK: Quadrature Phase-Shift Keying

QAM: Quadrature Amplitude Modulation

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform

FFT: Fast Fourier Transform

DFT: Discrete Fourier Transform

SNR: Signal-to-Noise Ratio

BB: Banda Base

AWGN: Additive White Gaussian Noise

BER: Bit Error Rate

DAR: Decision-Aided Reconstruction

## 1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos e cada vez mais o homem busca a excelência dos sistemas de telecomunicação. Mobilidade, interconexão e acessibilidade são muito importantes para a vida do homem moderno e para o funcionamento das redes integradas que existem atualmente. Queremos estar a todo tempo conectados a tudo e a todos. Neste contexto, as redes sem fio trazem uma grande contribuição e têm um papel essencial para o desenvolvimento global.

Em 2002, John Terry e Juha Heiskala, publicaram o livro OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide (Redes Locais Sem Fio OFDM: um Guia Teórico e Prático). Junto com esta bibliografia, disponibilizaram um software simulador para MATLAB® em código aberto, que modela um sistema de comunicação sem fio OFDM baseado na norma IEEE802.11a. Este simulador implementa as diversas etapas realizadas no transmissor e no receptor de um sistema de comunicação OFDM, além de modelar o canal de transmissão.

O principal objetivo deste trabalho é estudar os Sistemas de Comunicação sem Fio OFDM do ponto de vista dos diversos módulos implementados neste simulador. Verificar qual a função de cada etapa qualitativamente, através do estudo teórico, e qual o impacto de cada etapa quantitativamente, através de simulações e análise dos resultados obtidos. Para alcançar este objetivo o software do simulador foi estudado e dividido em suas principais funções, módulos, que são as sub-sessões que formam os capítulos 3 e 4.

Dentre as etapas que compõe o sistema destaca-se a última do transmissor, que é o subsistema de Rádio Frequência (RF). O subsistema de RF tem fundamental importância por se tratar de uma das maiores fonte de degradação nos sistemas OFDM. O problema do subsistema de RF é explicado no capítulo 5.

Finalmente, no Capítulo 6 são apresentados os resultados das diversas simulações realizadas, mostrando a contribuição para o desempenho do sistema, de algumas das etapas explicadas anteriormente.

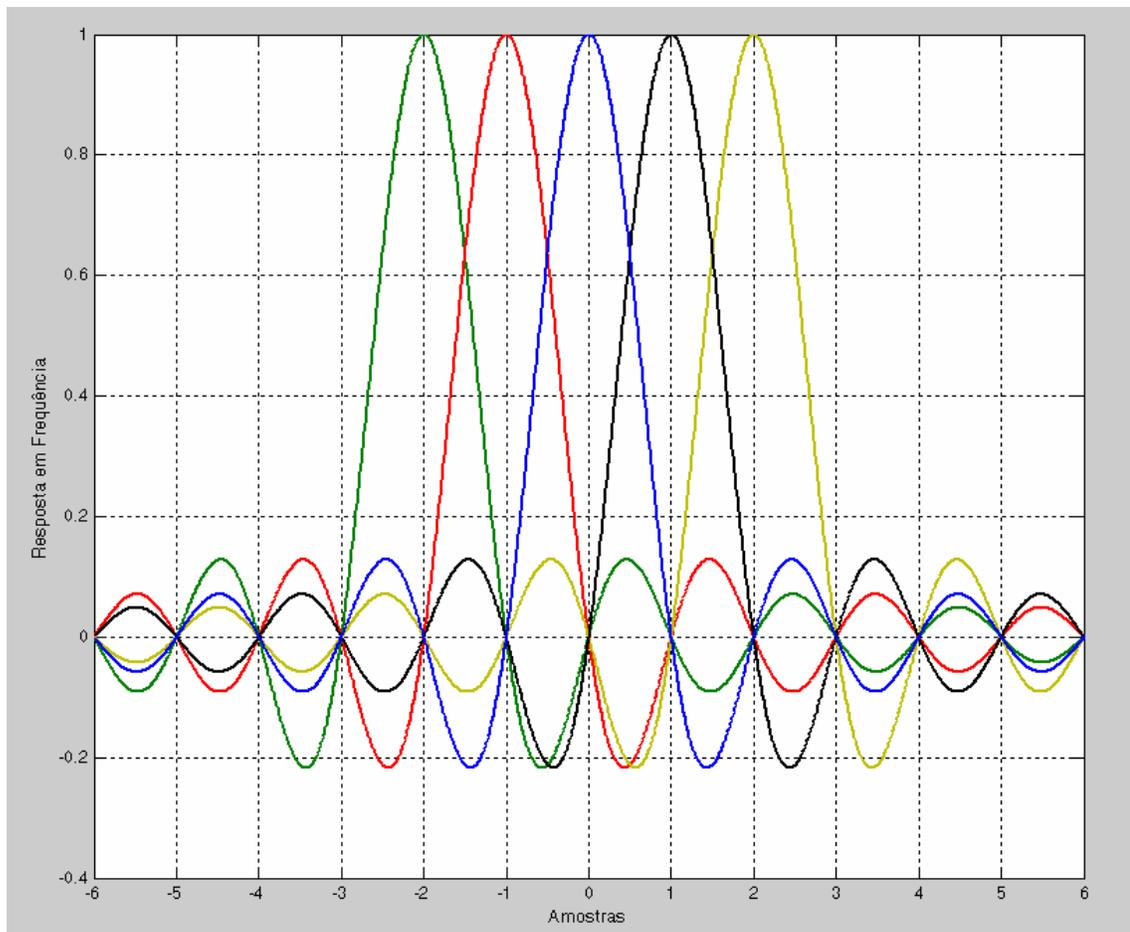
## 2 SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO OFDM

Os Sistemas de Comunicação Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM – Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais), utilizam uma técnica de modulação com múltiplas portadoras ortogonais. Ao invés de transmitir uma alta taxa de dados em apenas uma portadora, são utilizadas diversas sub-portadoras, todas paralelas entre si no domínio da frequência. Com esta técnica é possível alcançar uma mesma taxa de transmissão global, enviando taxas menores em cada uma destas sub-portadoras e utilizando-se de modulações mais robustas.

A altas taxas de transmissão, especialmente em canais com espalhamento, os sistemas de comunicação se tornam bastante sensíveis ao fenômeno denominado Intersymbol Interference (ISI – Interferência Intersimbólica). A ISI ocorre quando um símbolo transmitido interfere no seu vizinho, o que faz com que os sistemas de comunicação digital não funcionem, pois é uma fonte de ruído inserida pelo próprio sistema que aumenta a taxa de erros à níveis intoleráveis. Com a utilização de sub-portadoras ortogonais, a taxa de símbolos em cada um destas sub-portadoras é menor, e por isto o efeito da ISI pode ser diminuído.

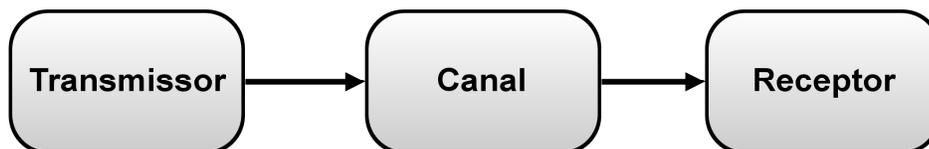
Para tornar o sistema ainda mais robusto contra ISI, eliminando-a totalmente, os Sistemas OFDM utilizam o Cyclic Prefix. O Cyclic Prefix é basicamente um intervalo de guarda que é inserido entre dois símbolos consecutivos, o que somente é viável, pois a taxa de símbolos em cada uma das sub-portadoras é baixa. Isto é: o tempo de duração de cada símbolo é grande se comparado ao intervalo inserido entre eles. Outra função do Cyclic Prefix é a transformação de uma convolução circular em uma convolução linear que facilita o trabalho do Receptor.

A Figura 2.1 mostra a ortogonalidade da Resposta em Frequência entre 4 portadoras. Note que no valor de pico de cada uma delas, todas as outras se anulam. Isto significa que elas não interferem entre si se forem amostradas exatamente neste ponto. A Figura 2.1 mostra também um dos problemas dos Sistemas OFDM, a sensibilidade à Intercarrier Interference (ICI – Interferência Interportadoras). Note que não temos ICI unicamente no ponto de máximo de cada uma das portadoras. Deslocando-se o mínimo que seja para qualquer um dos lados a ICI pode alcançar níveis intoleráveis. Esta sensibilidade apresentada obriga que neste tipo de sistema de comunicação seja conhecida a fase exata do sinal, além de exigir o sincronismo entre os osciladores do Transmissor e Receptor.



**Figura 2.1: Portadoras Ortogonais no Domínio da Frequência.**

Outro ponto importante nos Sistemas de Comunicação OFDM é a Peak to Average Power Ratio (PAPR – Relação entre Potência Média e Máxima) elevada, da onda gerada na saída do Transmissor. Enquanto que no domínio da frequência a forma de onda tem a resposta mostrada na Figura 2.1, no domínio do tempo esta forma de onda é o resultado da multiplicação entre as  $N$  sub-portadoras do sistema, ou seja, a multiplicação entre  $N$  cossenos. O que ocorre é que em determinados momentos este produto pode se tornar grande, muito maior que o valor médio. O problema de haver uma PAPR elevada ocorre no último estágio do Transmissor, no subsistema de Rádio Frequência (RF), onde há um amplificador. Como a excursão neste amplificador é muito grande, não podemos dimensioná-lo otimamente, e isto significa que na maior parte do tempo estamos desperdiçando potência. Além disto, podemos cair facilmente na zona de não linearidade do amplificador, o que significa distorção no sinal e conseqüentemente uma degradação no desempenho do sistema.



**Figura 2.2: Componentes de um Sistema de Comunicação.**

Um sistema de Comunicação genérico pode ser dividido basicamente em 3 componentes, são elas: o Transmissor, o Canal e o Receptor, que estão representados na Figura 2.2. O Transmissor é de onde parte a informação, enquanto que o Receptor é o destino dela. O Canal é o meio que existe entre o Transmissor e o Receptor, e é por onde a informação trafega.

A sequência do trabalho segue esta mesma divisão, nos próximos dois capítulos serão explicadas cada uma das etapas realizadas dentro do bloco Transmissor e do bloco Receptor. Os tipos de canal envolvidos em Sistemas Sem Fio serão mostrados junto das simulações.

### 3 TRANSMISSOR

Neste capítulo é identificado o bloco Transmissor de um Sistema de Comunicação Sem Fio OFDM, que para uma melhor organização do estudo, foi dividido em etapas menores independentes. É importante salientar que não existe uma divisão única deste componente, e que por isso pode-se encontrar propostas diferentes em outras bibliografias. A divisão proposta neste trabalho, representada pelo diagrama de blocos da Figura 3.1, baseou-se na divisão lógica do software do simulador utilizado. Com isto fica facilitado um posterior estudo e um melhor entendimento do simulador.

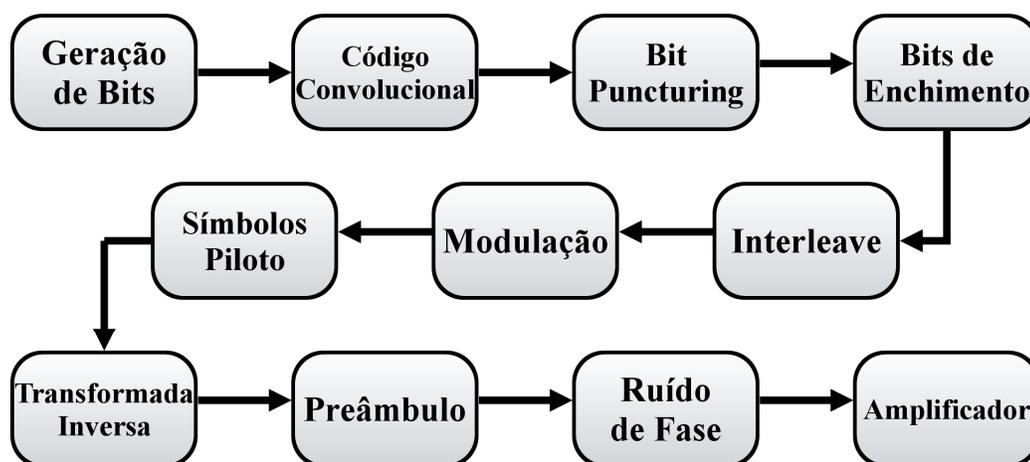


Figura 3.1: Diagrama de Blocos do Transmissor.

### 3.1 ETAPAS DO TRANSMISSOR

Nas sub-sessões seguintes estão descritas as funções de cada um dos blocos do Transmissor. Elas seguem a mesma ordem da representação do diagrama de blocos da Figura 3.1, a qual corresponde à sequência real das etapas realizada em um Transmissor.

A idéia principal é mostrar essencialmente o que cada uma das etapas faz dentro do grande bloco e não necessariamente entrar em detalhes sobre como isto é feito. Para as componentes mais complexas, que poderiam individualmente ser tema de todo um trabalho como este, estão indicadas referências bibliográficas que contemplam seu conteúdo.

#### 3.1.1 Geração de Bits

Num sistema de comunicação real, a informação pode ter origem analógica ou digital. Para o segundo caso, a informação já está representada por bits e por isso, essa etapa não se faz necessária. Entretanto, para o primeiro caso, quando a informação tem origem analógica, um conversor precisa ser empregado.

O sinal analógico que passa pelo conversor analógico digital (AD), deve primeiramente ser amostrado, em seguida quantizado e por último, codificado.

Durante a etapa de amostragem, são tomadas amostras do sinal a uma taxa maior ou igual à taxa de Nyquist, segundo o teorema da amostragem:

$$f_s \geq 2f_m \quad (3.1)$$

Nyquist provou que a mínima frequência de amostragem  $f_s$ , necessária para a reconstrução perfeita de sinal, deve ser o dobro da maior componente em frequência do sinal amostrado  $f_m$ . Essa taxa mínima necessária, é chamada de taxa de Nyquist, através dela, produzimos o menor número possível de amostras que reconstroem o sinal original.

A etapa da quantização consiste em associar as amplitudes do sinal anteriormente amostrado, a valores discretos de amplitude. Este procedimento reduz os infinitos valores possíveis de amplitude, a um número finito previamente determinado.

Por último é realizada a codificação, quando os valores finitos de amplitude, são associados palavras binárias que representam os diferentes níveis possíveis. O número de níveis  $q$ , está associado ao número de bits  $k$ , necessários para representá-los, através da relação:

$$q = 2^k \quad (3.2)$$

### 3.1.2 Código Convolutacional

A codificação de canal é utilizada a fim de melhorar a taxa de erro de bit (BER, do inglês bit error rate) de um canal limitado em potência ou banda, através da inserção de uma redundância aos dados transmitidos. Basicamente, a codificação de canal pode ser dividida em dois grupos: os Códigos em Bloco e os Códigos Convolutacionais. O segundo é o utilizado em nosso modem, e por isso apenas ele será objeto de estudo.

A principal característica que diferencia um código convolutacional, de um código em bloco, é que o código convolutacional possui memória. Isto é, a  $n$ -ésima tupla de bits que sai do codificador convolutacional, não depende apenas da  $k$ -ésima tupla que entrou, mas sim também das  $K$  tuplas anteriores. O inteiro  $K$  representa o número de elementos de memória deste codificador. Uma descrição simplificada de um Código Convolutacional qualquer é  $(n, k, K)$ , para os inteiros definidos acima.

Um código convolutacional é definido pelas conexões entre os estágios de seus  $K$  registradores de deslocamento e a saída do codificador. Expressamos a taxa de um código

convolucional pela relação  $k/n$ , onde  $n$  é o número de bits da saída do codificador. O número de conexões necessárias para descrever um código é igual ao produto de  $K$  e  $n$ . Para cada bit de saída, existem  $K$  conexões que definem como este bit é calculado a partir do estado dos registradores de deslocamento.

Podemos representar as conexões em um código de diversas maneiras. Uma delas é a binária, na qual as ligações são representadas por 1 e não-ligações por 0. As conexões são descritas da esquerda para direita, de forma que o primeiro número binário representa uma ligação direta entre a entrada e a saída, o segundo número representa uma ligação entre o primeiro registrador de deslocamento e a saída, e assim por diante, até que finalmente, o último número representa uma ligação entre o último registrador e a saída.

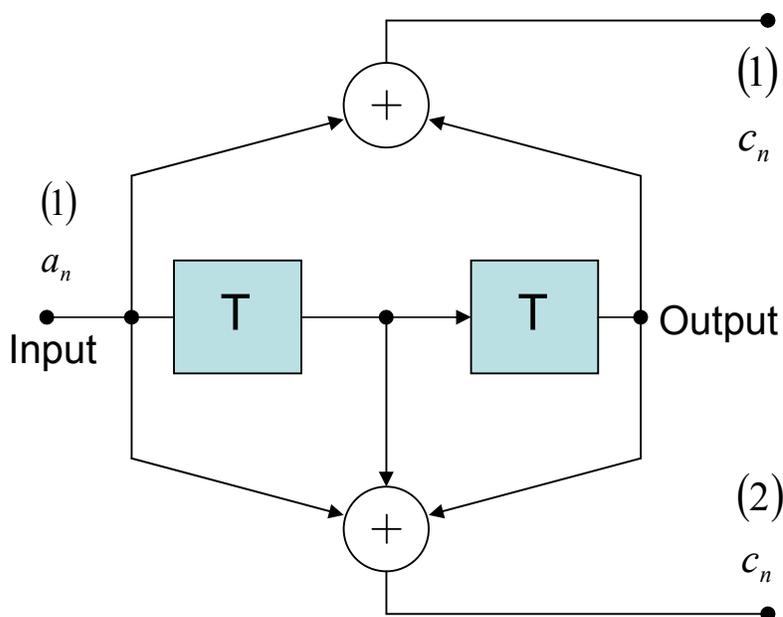


Figura 3.2: Código Convolucional – Representação Gráfica.

Através dessa representação, o Código Convolutacional mostrado na Fig 3.2, pode ser descrito por 101 para a saída 1 e 111 para a saída 2. Isto é, a saída 1 está conectada a entrada, conexão representada pelo primeiro 1; Não está conectada ao primeiro registrador de deslocamento, representado pelo primeiro 0; E está conectada ao último registrador, representada pelo último 1. A saída 2 está conectada à todos estágios do registrador de deslocamento, por isso está representada por 3 uns.

Alternativamente, um código convolutacional pode ser representado através de seus polinômios geradores  $g_i(D)$ , onde  $D$  representa o número de deslocamentos no tempo, de modo que dois deslocamentos são representados por  $D^2$ . Uma não conexão a algum dos estágios do registrador resulta em um não aparecimento do grau que representa aquele estágio. Segundo essa representação, podemos descrever o código da Figura 3.2 através dos seguintes polinômios geradores:

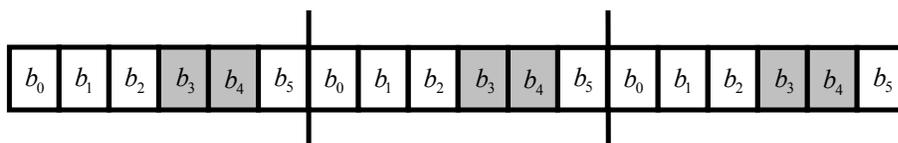
$$g_1(D) = 1 + D^2 \quad (3.3)$$

$$g_2(D) = 1 + D + D^2 \quad (3.4)$$

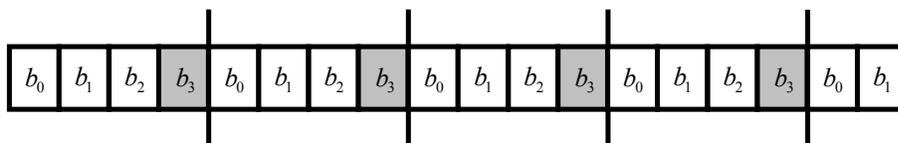
### 3.1.3 Bit Puncturing:

A técnica de Bit Puncturing, ou no português, Apagamento, é utilizada para que possamos atingir diferentes taxas de codificação, através de apenas um único código convolutacional, desta forma não precisamos implementar diversos decodificadores no receptor. A idéia básica desta técnica é não transmitir alguns dos bits da saída do codificador, aumentando assim a taxa do código.

Os bits não transmitidos são definidos pelo Padrão de Apagamento, que é um mapa de quais bits são apagados dentro de um determinado período de bits. Os dois padrões de apagamento, utilizados pela IEEE 802.11a, para obterem-se as taxas de código de  $\frac{3}{4}$  e  $\frac{2}{3}$ , a partir de um código convolucional  $\frac{1}{2}$ , estão representados na Figura 3.3.



(a)



(b)

**Figura 3.3: Padrões de Apagamento utilizados na IEEE 802.11a.**

**(a) Taxa  $\frac{2}{3}$ . (b) Taxa  $\frac{3}{4}$ .**

No padrão representado na Figura 3.3a, os bits 3 e 4 em cada período de 6 bits, não são transmitidos, são apagados. A taxa de apagamento é de  $\frac{2}{6} = \frac{1}{3}$ , e a taxa do código original é  $\frac{1}{2}$ , assim a taxa resultante é  $\frac{1}{2} \cdot \frac{2}{3} = \frac{1}{3}$ . Similarmente, o padrão da Figura 3.3b, tem apagado o bit 3 dentro de um período de 4 bits, o que produz um código de  $\frac{1}{2} \cdot \frac{3}{4} = \frac{3}{8}$ .

### 3.1.4 Bits de Enchimento:

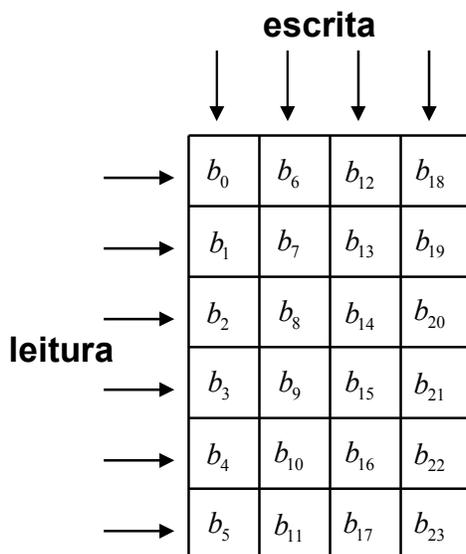
Uma informação que se queira transmitir, pode ser composta por um número qualquer de bits. Por outro lado, no processo de modulação um número definido de bits é associado a um símbolo para que este seja transmitido. Desta forma os dados devem ser formatados de modo que formem um múltiplo inteiro do bloco utilizado na etapa de modulação.

Nesta etapa, então, são inseridos tantos bits de enchimento quanto forem necessários, para que os bits a serem transmitidos formem um número inteiro de símbolos.

### 3.1.5 Interleaver:

A transposição (no Inglês, Interleaving) tem como objetivo redistribuir os bits a serem transmitidos, a fim de que os possíveis erros na transmissão também sejam distribuídos. Ela é realizada sobre uma certa quantidade de bits, denominada interleaving depth, que determina o bloco de transposição.

O bloco de transposição pode ser descrito como uma matriz, na qual os dados são escritos nas colunas e lidos nas linhas, ou vice e versa. A Figura 3.4 mostra um bloco de transposição de 6x4, ou seja, com um interleaving depth de 24, onde os bits são escritos nas colunas  $[b_0, b_1, b_2, \dots]$  e lidos das linhas  $[b_0, b_6, b_{12}, \dots]$ .



**Figura 3.4: Bloco de Transposição 6x4.**

Imagine-se agora que durante a transmissão perdeu-se um bloco de 4 bits:  $[b_0, b_6, b_{12}, b_{18}]$ . Do ponto de vista dos dados originais, estes bits não estão em sequência e por isso podemos dizer que o erro foi distribuído. Isto poderia tornar possível uma reconstituição dos dados através de um código corretor de erros por exemplo.

### 3.1.6 Modulação:

Através da modulação, blocos de bits de informação são associados à símbolos que dependem do tipo de modulação sendo utilizada. Posteriormente esses símbolos são associados à formas de onda, que finalmente podem ser transmitidas.

A Tabela 3.1, retirada da norma IEEE 802.11a, associa as diferentes taxas de transmissão de sistemas OFDM, às respectivas modulações utilizadas, suas taxas de codificação e a quantidade de bits de dados transmitidos. Cada taxa de transmissão define um modo de transmissão, os quais são numerados de 1 a 8, da menor para a maior taxa.

**Tabela 3.1: Parâmetros dependentes da Taxa de Transmissão.**

Data rate (Mbits/s)	Modulation	Coding rate (R)	Coded bits per subcarrier ( $N_{\text{BPSC}}$ )	Coded bits per OFDM symbol ( $N_{\text{CBPS}}$ )	Data bits per OFDM symbol ( $N_{\text{DBPS}}$ )
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

Um estudo detalhado sobre os diferentes tipos de modulação pode ser encontrado em (SKLAR, 2001).

### 3.1.7 Símbolos Piloto:

Em cada símbolo OFDM, quatro de suas sub-portadoras são dedicadas aos símbolos piloto, são elas: -21, -7, 7 e 21. Os símbolos piloto fazem com que a detecção coerente seja robusta contra erros de frequência e ruídos de fase. A contribuição destas sub-portadoras piloto, para cada símbolo OFDM está detalhada na norma IEEE 802.11a, 17.3.5.9.

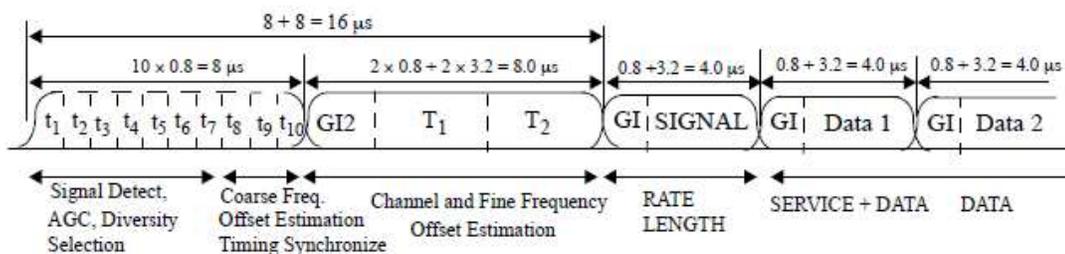
### 3.1.8 Transformada Inversa:

Para podermos transmitir a informação, ela deve estar representada por uma forma de onda. Todas as etapas anteriores a esta, são realizadas no domínio da frequência, aqui então passamos os símbolos do domínio da frequência, para o domínio do tempo, através da transformada inversa.

Uma maneira de fazer essa transformação é implementando um algoritmo de Transformada Rápida de Fourier Inversa, IFFT (do inglês Inverse Fast Fourier Transform).

### 3.1.9 Preâmbulo:

Nesta etapa é anexado o preâmbulo ao início do pacote. O preâmbulo é uma estrutura definida pela norma IEEE 802.11a, projetada para auxiliar nas etapas de detecção de pacotes, sincronização, estimativa de canal e correção de fase, todas realizadas no receptor. A Figura 3.6 foi retirada da norma IEEE 802.11a e mostra a estrutura do preâmbulo de pacotes OFDM, bem como a utilidade de cada uma de suas partes.



**Figura 3.5: Prêambulo – Estrutura de Treinamento OFDM.**

O preâmbulo consiste em 10 símbolos de treinamento curtos (no inglês, short training symbols), representados na Figura 3.5 por  $t_n$ , todos idênticos e com 16 amostras de comprimento. O Cyclic Prefix, representado pelo símbolo  $GI2$ , com 32 amostras de

comprimento, e que tem como objetivo proteger os símbolos de treinamento longos (no inglês long training symbols)  $T_1$  e  $T_2$  da interferência inter-simbólica (ISI, do inglês intersymbol interference) causada pelos símbolos de treinamento curtos. Os símbolos de treinamento longos também são idênticos, mas com 64 amostras de comprimento.

### **3.1.10 Ruído de fase:**

Todo processamento de sinais realizado até agora ocorreu na banda base. Entretanto, antes de poder transmitir a informação sobre um canal wireless, estes sinais devem ser modulados em uma portadora RF. Para gerar esta portadora RF é necessário utilizar um oscilador local, o qual está sujeito a pequenas variações, que introduzirão ruído no sistema.

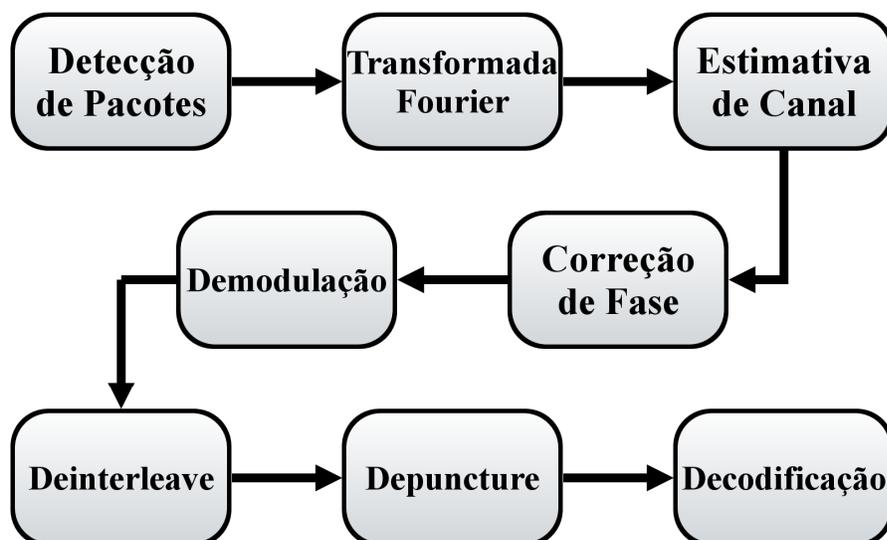
O estudo do efeito deste ruído é toda uma questão à parte, sobre a qual se pode encontrar uma modelagem em (NEWKIRK, 2000). O que é importante salientar aqui é que o ruído de fase introduzido pelo oscilador do transmissor pode degradar significativamente o desempenho do sistema, e por isso esta etapa requer bastante cuidado.

### **3.1.11 Amplificador:**

Esta é a última etapa realizada no transmissor, na qual se amplifica o sinal processado até aqui, antes de finalmente transmiti-lo. O estudo dos problemas relacionados à amplificação é um tema extenso, e por isto será dedicado todo um capítulo à parte para a etapa de amplificação.

## 4 RECEPTOR

Neste capítulo é identificado o bloco Receptor de um Sistema de Comunicação Sem Fio OFDM. A divisão em etapas independentes segue o mesmo critério utilizado no Transmissor, baseou-se na estrutura do software do simulador utilizado. A Figura 4.1 mostra o diagrama em blocos que representa o Receptor.



**Figura 4.1: Diagrama de Blocos do Receptor.**

### 4.1 ETAPAS DO RECEPTOR

Nas sub-sessões seguintes estão descritas as funções de cada um dos blocos do Receptor. Elas seguem a mesma ordem da representação do diagrama de blocos da Figura 4.1, a qual corresponde à sequência real das etapas realizada em um Transmissor.

A idéia principal é mostrar essencialmente o que cada uma das etapas faz dentro do grande bloco e não necessariamente entrar em detalhes sobre como isto é feito. Para as componentes mais complexas, que poderiam individualmente ser tema de todo um trabalho como este, estão indicadas referências bibliográficas que contemplam seu conteúdo.

#### 4.1.1 Detecção de Pacotes

A detecção de pacotes é realizada através da detecção do preâmbulo de um pacote que chega ao receptor. Isto geralmente é alcançado através de um teste sobre uma variável de decisão  $m_n$ , o qual resulta em uma de duas hipóteses possíveis:

$H_0$ : Pacote não presente.

$H_1$ : Pacote presente.

Quando a variável de decisão  $m_n$  excede a um limite predefinido  $T_h$ , é atribuída ao teste a hipótese um, que indica a existência de um pacote. Entretanto, se a variável não excede a este limite, é atribuída a hipótese nula, significando que nenhum pacote foi detectado.

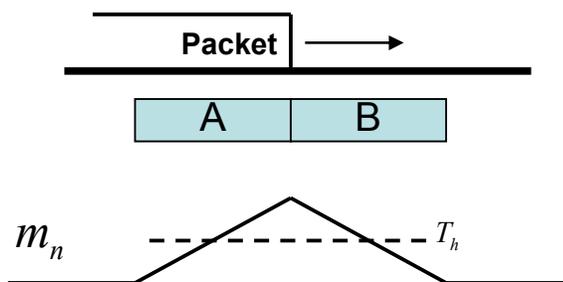
Pode-se resumir o desempenho de um algoritmo de detecção de pacotes através de duas probabilidades: a probabilidade de detecção  $P_D$ , que é a probabilidade de detectar-se um pacote quando realmente há um; e a probabilidade de alarme falso  $P_{FA}$ , que é a probabilidade de o teste indicar um pacote presente, quando na verdade não há pacote algum.

É desejável que um bom teste de detecção possua alta  $P_D$  e simultaneamente uma baixa  $P_{FA}$ . Entretanto, como regra geral, aumentando-se  $P_D$ , aumenta-se  $P_{FA}$ , ao mesmo tempo que diminuindo-se  $P_{FA}$ , diminui-se  $P_D$ .

O método mais simples para detectar-se o início de um pacote é através da medida de energia do sinal recebido. Quando não se está recebendo um pacote, esta medida consiste de

apenas ruído, ao passo que quando um pacote está chegando, sua componente aumenta esta medida de energia. Neste método a variável de decisão  $m_n$  é a soma de energia acumulada em uma determinada janela de tempo, é o método conhecido como Sliding Window. Seu grande problema é que, é muito difícil, previamente, definir um limite fixo de decisão  $T_h$ . Este limite pode variar bastante dependendo das condições que se apresentam no sistema de comunicação, como por exemplo: nível de ruído, interferências na mesma banda utilizada, potência transmitida e perdas no canal. Por este motivo existem outros métodos mais eficientes utilizados na detecção de pacotes.

A Figura 4.2 mostra a resposta do algoritmo de detecção de pacote Double Sliding Window. O princípio básico deste algoritmo é definir a variável de decisão  $m_n$  como a razão entre as energias contidas em cada uma das duas janelas.



**Figura 4.2: Resposta do Algoritmo de Detecção de Pacote Double Sliding Window.**

Enquanto não há pacote sendo recebido, a resposta é constante, uma vez que idealmente as duas janelas contêm a mesma quantidade de ruído. À medida que o pacote começa a cobrir a janela A, a energia desta janela aumenta em relação à da janela B, até que a janela A fica completamente coberta pelo pacote. Este ponto corresponde ao pico da resposta  $m_n$  na Figura 4.2. A partir daí o pacote começa a entrar também na janela B, que começa a

receber energia do sinal. Até que finalmente ambas as janelas ficam cobertas pelo pacote e a resposta volta a ficar constante. A resposta  $m_n$  pode ser pensada como um Diferenciador, e os pacotes são detectados quando ela ultrapassa um limite  $T_h$  definido.

Para tornar a detecção de pacotes ainda mais eficiente, pode-se usar a estrutura inicial do pacote conhecida, o preâmbulo. Na norma IEEE 802.11a o preâmbulo foi definido de tal maneira que possa auxiliar nesta tarefa.

#### **4.1.2 Transformada de Fourier**

Esta etapa é análoga à etapa de Transformada Inversa que ocorre no transmissor. Entretanto, aqui, recebemos o sinal no domínio do tempo e o objetivo é passá-lo de volta ao domínio da frequência para um posterior processamento.

Uma maneira de fazer essa transformação é implementando um algoritmo de Transformada Rápida de Fourier, FFT (do inglês Fast Fourier Transform).

#### **4.1.3 Estimativa de Canal:**

A estimativa de canal é a etapa na qual é estimada a resposta em frequência do canal por onde foi transmitido o sinal que chega ao receptor. Esta etapa é imprescindível para sistemas que utilizam modulações coerentes, para a qual é impossível realizar a decodificação sem conhecer a resposta em frequência do canal, mas pode também melhorar o desempenho de sistemas que utilizam modulações não-coerentes.

Segundo (TERRY, 2002) a resposta impulsiva de um canal de rádio variante no tempo pode ser representada por:

$$h(\tau, t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (4.1)$$

Assumindo que este canal é quasi-estacionário, isto é, ele não varia durante cada pacote, podemos eliminar a dependência temporal da Equação 4.1.

$$h(\tau) = \sum_n \alpha_n e^{-j2\pi f_c \tau_n} \delta(\tau - \tau_n) \quad (4.2)$$

Então a resposta em frequência discreta do canal é a Transformada de Fourier Discreta (DFT, do inglês Discrete Fourier Transform) da resposta impulsiva do canal:

$$H_k = DFT\{h_n\} \quad (4.3)$$

Assim a etapa de estimativa de canal retorna  $H_k$ , uma estimativa da resposta em frequência do canal para cada sub-portadora.

Podemos realizar a estimativa de canal no domínio da frequência ou no domínio do tempo. Isto é, esta etapa poderia também ser realizada antes do bloco anterior: Transformada de Fourier. A vantagem de realizá-la no domínio do tempo é um ganho de desempenho, enquanto que no domínio da frequência a exigência computacional é bem menor. Este é um trade-off recorrente na engenharia: um melhor desempenho implica em um maior custo.

No domínio da frequência a estimativa de canal pode ser realizada através de dados de treinamento enviados em cada sub-portadora. Os símbolos de treinamento longos do preâmbulo (Figura 3.5) ajudam numa eficiente e fácil maneira de obter-se isso.

Como o conteúdo dos dois símbolos de treinamento longo é idêntico, podemos fazer uma média para melhorar a qualidade da estimativa de canal. Também como a DFT é uma operação linear, podemos calcular a média antes da DFT e desta forma realizar apenas uma operação de transformação. Após a DFT, os sinais de treinamento recebidos  $R_{1,k}$  e  $R_{2,k}$ , são o produto dos símbolos de treinamento  $X_k$  e o canal  $H_k$ , mais o ruído  $W_{l,k}$ .

$$R_{l,k} = H_k X_k + W_{l,k} \quad (4.4)$$

Assim, a estimativa de canal pode ser calculada como segue:

$$H_k = \frac{1}{2}(R_{1,k} + R_{2,k})X_k^* \quad (4.5)$$

$$= \frac{1}{2}(H_k X_k + W_{1,k} + H_k X_k + W_{2,k})X_k^* \quad (4.6)$$

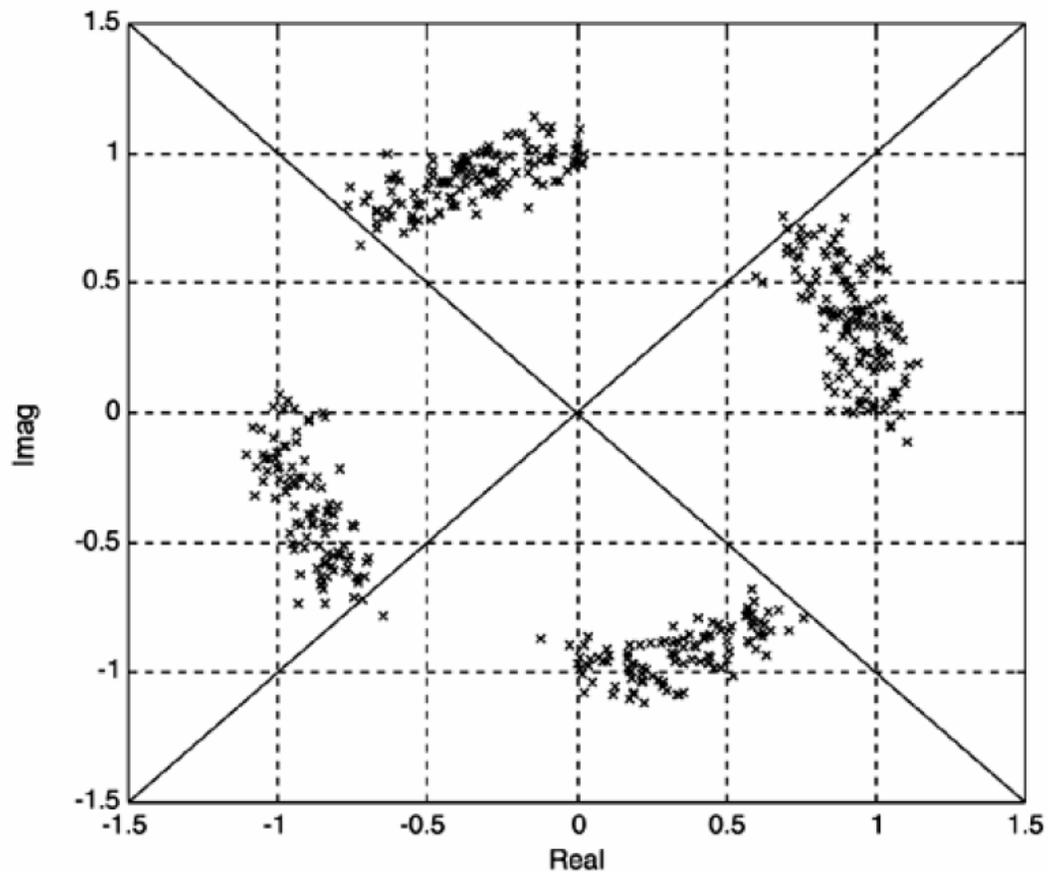
$$= H_k |X_k|^2 + \frac{1}{2}(W_{1,k} + W_{2,k})X_k^* \quad (4.7)$$

$$= H_k + \frac{1}{2}(W_{1,k} + W_{2,k})X_k^* \quad (4.8)$$

onde a amplitude dos dados de treinamento foi escolhida igual a um. As amostras de ruído  $W_{1,k}$  e  $W_{2,k}$  são independentes, e desta forma a variância da soma delas dividida por dois é metade da variância de uma amostra individual de ruído.

#### 4.1.4 Correção de Fase:

A estimativa de frequência não é um processo perfeito e por isso há sempre um erro residual de frequência. O principal efeito deste erro, é a rotação de constelação que ocorre igualmente para todas sub-portadoras. A Figura 4.3 (TERRY, 2002) mostra quanto uma constelação QPSK rotacionou durante 10 símbolos OFDM com um erro de frequência de 3 kHz. Este erro corresponde a 1% do espaçamento entre as sub-portadoras e não produz um efeito considerável em termos de SNR.



**Figura 4.3: Rotação de Constelação durante 10 símbolos OFDM,  
com erro de frequência de 3 kHz.**

A Figura 4.3 mostra que após apenas 10 símbolos, os pontos da constelação já rotacionaram sobre os limites de decisão, representados pelas linhas contínuas e desta forma uma demodulação correta já não é mais possível. Este efeito mostra claramente a necessidade do receptor ter de continuamente detectar a fase da portadora enquanto os símbolos são recebidos.

Uma forma de detectar corretamente a fase da portadora é através dos símbolos piloto inseridos pelo Transmissor nas sub-portadoras especiais, definidas como sub-portadoras piloto.

#### **4.1.5 Demodulação:**

A Demodulação é a etapa inversa à Modulação realizada no Transmissor. Nesta etapa os símbolos recebidos são interpretados e associados a bits de dados. Novamente, um estudo detalhado sobre os diferentes métodos que podem realizar isto, o desempenho de cada uma das soluções, vantagens e desvantagens, podem ser encontradas em (SKLAR, 2001).

#### **4.1.6 Deinterleave:**

Esta é a etapa inversa da Transposição realizada no Transmissor. Aqui os bits são reorganizados em sua ordem original, para que possam ser interpretados corretamente.

Para o exemplo mostrado na Figura 3.4, o bloco de Deinterleave equivalente, é a matriz transposta da original 6x4. O que resulta em uma matriz 4x6 na qual os bits são escritos nas colunas e lidos das linhas.

#### **4.1.7 Depuncture:**

A etapa de depuncture é responsável por reinserir os bits removidos durante a etapa de Puncture do Transmissor. Para que os dados sejam corretamente interpretados pelo decodificador, todos os bits devem estar presentes. O bloco de depuncture simplesmente preenche os espaços deixados pelos bits apagados com dummy bits, de valor aleatório e que não interferem de modo algum na decodificação.

#### **4.1.8 Decodificação:**

Existem diversos algoritmos que podem ser utilizados na decodificação, alguns com melhor desempenho, outros menos complexos. Esta é a relação que os define, quanto melhor o desempenho, maior a complexidade de sua implementação.

O decodificador utilizado em sistemas OFDM, preferido para aplicações wireless, é o Decodificador de Viterby, simplesmente porque ele provê a melhor estimativa possível de uma palavra código transmitida. Uma discussão detalhada sobre o Decodificar de Viterby pode ser encontrada em (SKLAR, 2001).

Esta é a última etapa realizada no receptor, o que significa que após passar pelo decodificador, os bits de informação que entraram lá na primeira etapa do receptor, são recuperados, completando o processo de transferência de dados.

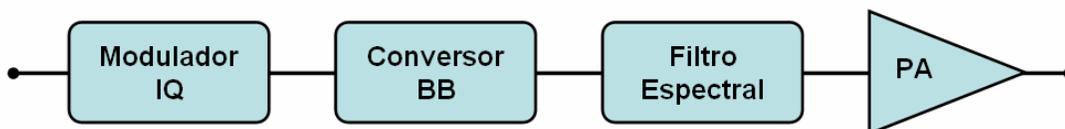
## 5 AMPLIFICADOR RF

Anteriormente foi antecipado que a Amplificação é a última etapa realizada no transmissor. Na verdade a amplificação é uma das etapas realizadas dentro do subsistema de Rádio Frequência, este sim o último do transmissor. No subsistema de RF são realizadas basicamente duas tarefas: primeiro o sinal é convertido da banda base para a banda passante e por último o sinal é amplificado para ser transmitido. É neste sistema que ocorre um dos maiores problemas envolvido nos sistemas OFDM: a distorção devido às não linearidades do amplificador de rádio frequência.

Neste capítulo será apresentado o modelo do subsistema de RF, os problemas de distorção que ocorrem nesta etapa e suas conseqüências.

### 5.1 SUBSISTEMA DE RÁDIO FREQUÊNCIA

O subsistema de Rádio Frequência é composto por 4 etapas distintas, mostradas na Figura 5.1, e que são na ordem: Modulador IQ (em fase e em quadratura, do inglês In-phase and Quadrature), Conversor de Banda Base (BB, do inglês Base Band), Filtro Espectral e Amplificador de Potência (PA, do inglês Power Amplifier).



**Figura 5.1: Subsistema de RF.**

Cada uma destas etapas tem uma função específica. No modulador IQ o dado é separado em duas porções: uma  $x_I$  que multiplica um seno e outra  $x_Q$  que multiplica um cosseno. Estas duas formas de onda são então somadas e formam uma portadora modulada de frequência intermediária (IF, do inglês intermediate frequency), cujo envelope,  $A$ , é dado por

$$A = \sqrt{x_I^2 + x_Q^2} \quad (5.1)$$

Em seguida o Conversor BB converte a portadora modulada IF para a portadora RF, de banda passante, através de um oscilador local e um bloco multiplicador. Este sinal passa então por um filtro espectral, que tem função de limitar a largura de banda da portadora modulada RF e fazer-se cumprir os limites de emissão espectral definidos pelo órgão regulador responsável. Finalmente este sinal passa pelo amplificador de potência, que gera a potência necessária à transmissão confiável da informação.

## 5.2 RELAÇÃO POTÊNCIA MÉDIA E POTÊNCIA MÁXIMA

Os sinais OFDM têm uma PAPR muito maior do que sinais de uma portadora apenas. Isto acontece porque no domínio do tempo, o sinal multi-portadora é a soma de seus vários sinais componentes. Em alguns momentos esta soma pode ser muito grande e em outros, bem pequena, o que significa que a relação entre o valor de pico e o valor médio é consideravelmente grande. A alta PAPR é o principal problema dos sistemas OFDM, pois afeta drasticamente o desempenho do sistema.

Ao passar por um amplificador de alta potência, um sinal com um pico muito elevado, fora da região de linearidade do amplificador, gera energia fora da banda, e uma distorção na banda passante.

Para evitar os efeitos não lineares, a forma de onda com o pico elevado, deve ser transmitida dentro região linear do amplificador. Isto pode ser alcançado diminuindo-se a potência média do sinal de entrada, entretanto esta operação resulta em uma diminuição proporcional da potência de saída do amplificador. O que significa uma diminuição da eficiência do PA, que pode representar um menor tempo de vida da bateria em uma aplicação móvel.

Além da ineficiência em termos de potência, uma alta PAPR significa um amplificador com alta excursão. Este PA com uma grande região de cobertura se torna muito mais caro do que o amplificador demandado pela potência média do sinal.

A Figura 5.2 ilustra muito bem tudo o que foi descrito até aqui. Na parte superior da figura está representada a resposta de um Amplificador de Potência, dividida em suas regiões Linear e Não Linear, pela linha pontilhada identificada como saturation level, no português, nível de saturação. Na parte inferior da figura está representado um típico sinal OFDM que deve passar pelo amplificador de potência. Os altos picos, que chegam a ultrapassar o nível de saturação, e o relativamente baixo nível médio do sinal, identificado pela linha pontilhada: Average transmit power (Potência média transmitida), evidenciam a alta PAPR.

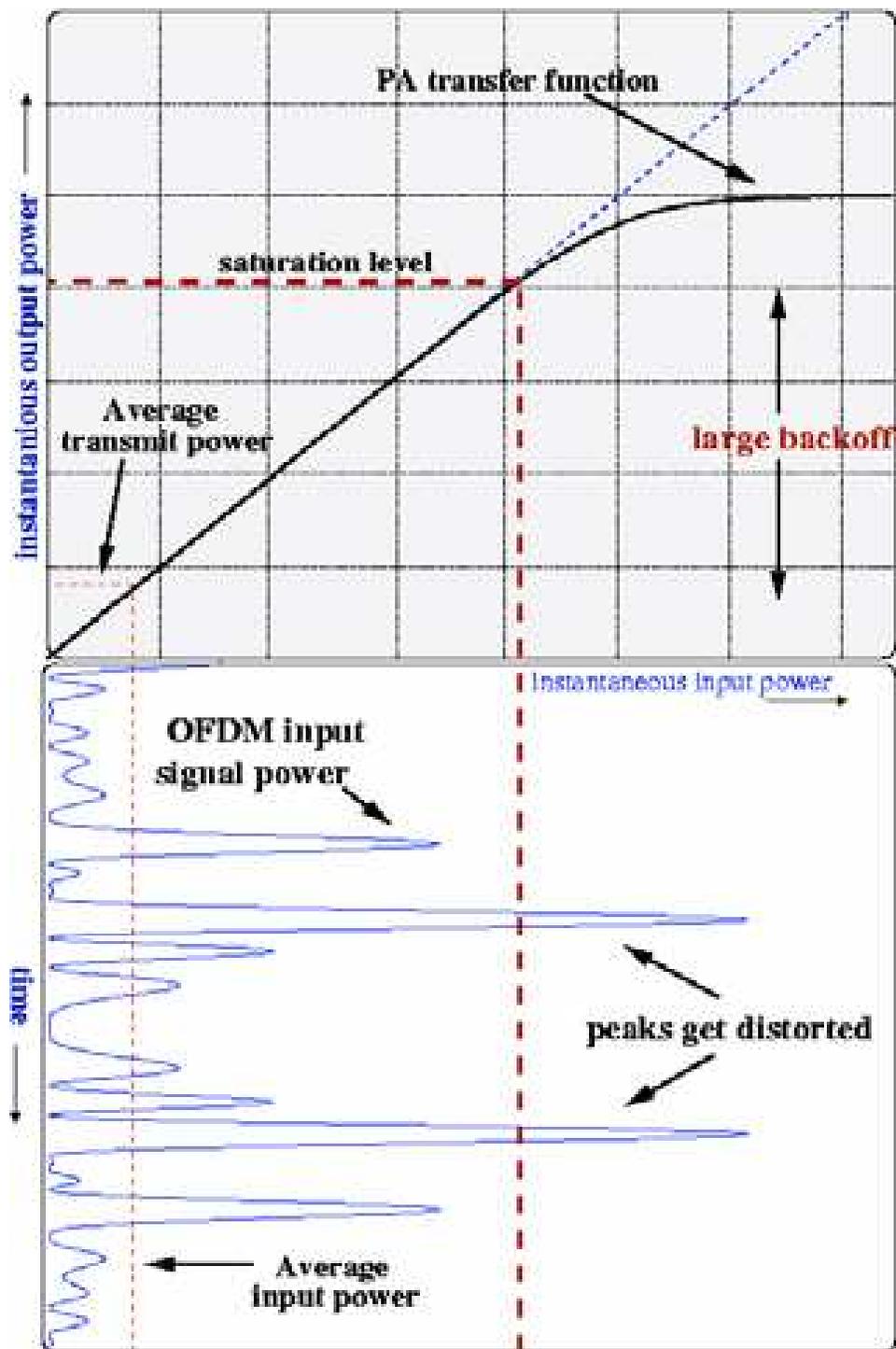


Figura 5.2: Curva de Operação de um Amplificador e Sinal OFDM Típico.

## 6 SIMULAÇÕES

Neste capítulo são apresentados os resultados das diversas simulações realizadas em MATLAB®. Em cada uma delas estão envolvidos uma série de parâmetros, estes que serão explicados ao longo deste capítulo, deixando claro o que está representado em cada um dos gráficos.

### 6.1 DIFERENTES MODULAÇÕES

Na Tabela 3.1, estão identificadas as diferentes taxas de transmissão utilizadas na IEEE 802.11a. As modulações utilizadas são:

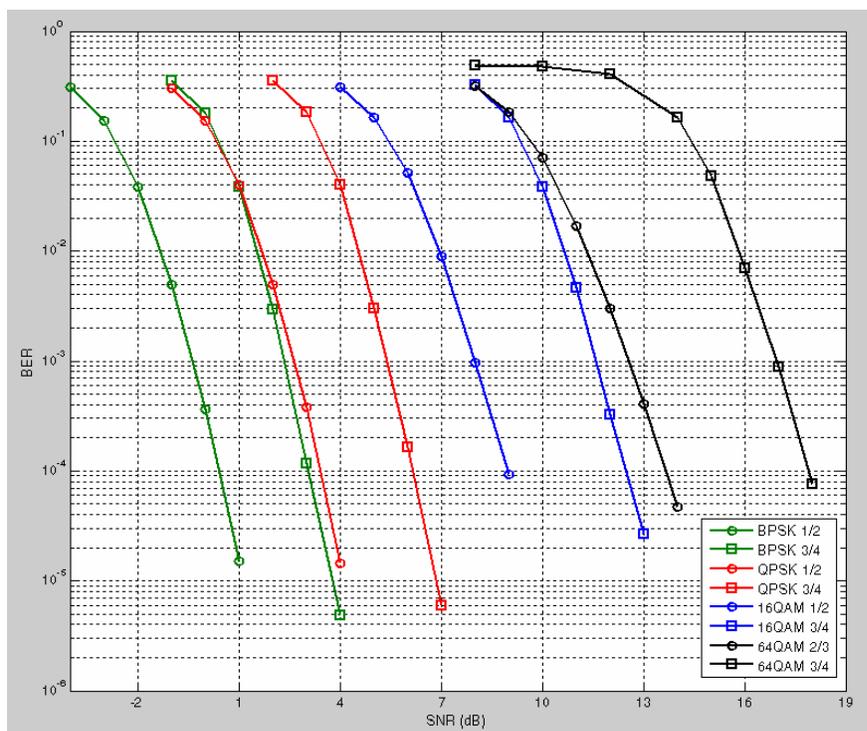
- BPSK, que modula 1 bit por símbolo;
- QPSK, que modula 2 bits por símbolo;
- 16QAM, que modula 4 bits por símbolo;
- 64QAM, que modula 6 bits por símbolo;

As 4 modulações, combinadas com 3 taxas de codificação diferentes, formam os 8 modos de operação definidos pela norma, que são os que seguem:

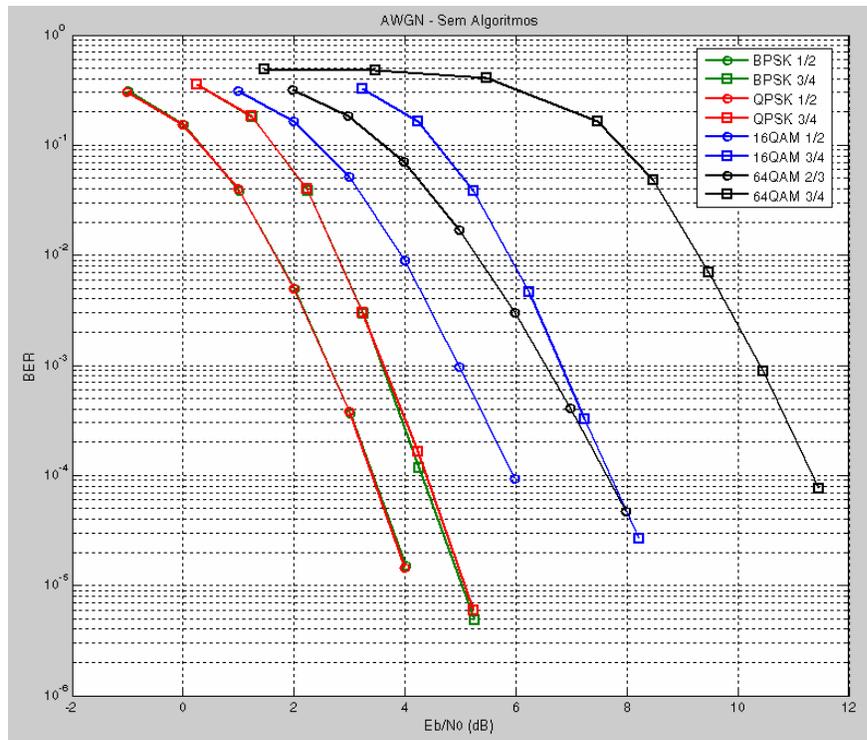
- 1) Modulação BPSK com taxa de código de  $\frac{1}{2}$ ;
- 2) Modulação BPSK com taxa de código de  $\frac{3}{4}$ ;
- 3) Modulação QPSK com taxa de código de  $\frac{1}{2}$ ;
- 4) Modulação QPSK com taxa de código de  $\frac{3}{4}$ ;
- 5) Modulação 16QAM com taxa de código de  $\frac{1}{2}$ ;
- 6) Modulação 16QAM com taxa de código de  $\frac{3}{4}$ ;

- 7) Modulação 64QAM com taxa de código de  $\frac{2}{3}$ ;
- 8) Modulação 64QAM com taxa de código de  $\frac{3}{4}$ .

Como as diferentes modulações carregam uma diferente quantidade de informação: os bits modulados, um gráfico como o da Figura 6.1, que mostra a taxa de erro de bit (BER, do inglês Bit Error Rate) contra a relação sinal ruído (SNR, do inglês Signal to Noise Ratio), não é a melhor opção para se fazer uma comparação. Para comparar diferentes modulações devemos utilizar um gráfico como o da Figura 6.2, que mostra a BER contra a relação  $\frac{E_b}{N_0}$ , onde  $E_b$  representa a energia de bit e  $N_0$  representa a densidade espectral de ruído.



**Figura 6.1: Oito Modos da IEEE802.11a – BER por SNR.**



**Figura 6.2: Oito Modos da IEEE802.11a – BER por  $\frac{E_b}{N_0}$ .**

A Figura 6.2 mostra bem à direita, representado pela linha preta com os marcadores quadrados, o último modo da IEEE802.11a, o modo 8, que utiliza a modulação 64QAM com taxa de código  $\frac{3}{4}$ , e que tem a taxa de transmissão mais alta. Isto significa que para um desempenho equivalente, isto é: uma mesma BER, uma taxa de transmissão mais elevada necessita mais energia para cada bit de dados transmitido.

Na parte mais à esquerda do gráfico da Figura 6.2 aparecem em vermelho e verde, sobrepostas, as curvas de desempenho dos modos 1 e 3: BPSK  $\frac{1}{2}$  e QPSK  $\frac{1}{2}$ , e dos modos 2 e 4: BPSK  $\frac{3}{4}$  e QPSK  $\frac{3}{4}$ . Este comportamento é esperado já que matematicamente é possível provar que a modulação QPSK é equivalente a duas moduações BPSK ortogonais, em fase e em quadratura. Na realidade em um sistema real, o desempenho de um BPSK é melhor que o de um QPSK, e por isto as duas moduações são utilizadas. Entretanto estas simulações representam o comportamento ideal dos modos, uma vez que foi desabilitada a

maior parte dos algoritmos utilizados no simulador, deixando apenas os essenciais: modulação, codificação, adição de ruído gaussiano branco, decodificação e demodulação.

A utilização do simulador com os algoritmos desabilitados, também explica o porquê das curvas dos modos 6 e 7: 16QAM  $\frac{3}{4}$  e 64QAM  $\frac{2}{3}$ , estarem em posições trocadas para as taxas de erro mais altas, apenas se cruzando e assumindo suas posições corretas para as taxas de erro menores.

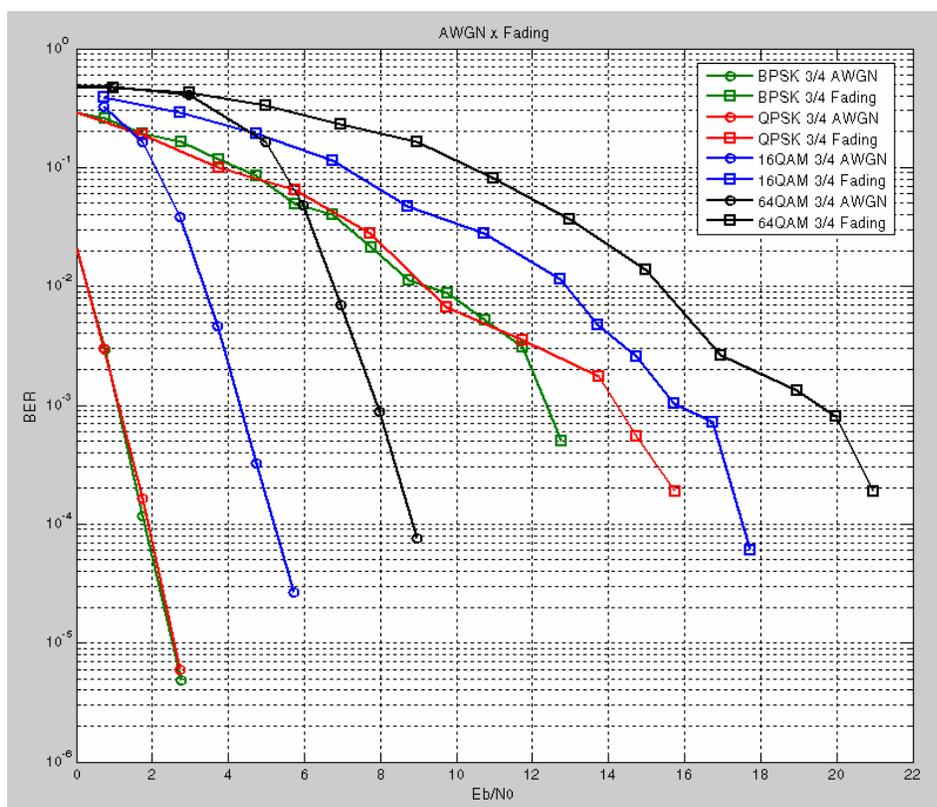
## 6.2 TIPOS DE CANAL

Em todas as simulações realizadas, foram utilizados dois modelos para o Canal de Transmissão. O primeiro, utilizado nas simulações anteriores, é o modelo de um canal com Ruído Gaussiano Branco Aditivo (AWGN, do inglês Additive White Gaussian Noise). Ele consiste da simples adição linear ao sinal transmitido, de um ruído com densidade espectral constante e de distribuição gaussiana, denominado ruído gaussiano branco. Apesar de não levar em conta os fenômenos de fading, interferência, dispersão e outras não linearidades, o AWGN é um bom modelo para uma primeira análise do comportamento de sistemas de comunicação sem fio.

O segundo modelo utilizado é o com fading. Um canal com fading é aquele por onde os sinais sofrem atenuação, o que em sistemas wireless pode ocorrer por dois motivos: O primeiro motivo ocorre devido aos obstáculos existentes entre o transmissor e o receptor, que geram áreas de sombra e afetam a propagação das ondas. O segundo motivo são os multi-percursos. Os multi-percursos ocorrem devido às diferentes reflexões que o sinal experimenta no caminho entre o transmissor e o receptor, e resultam em sinais idênticos chegando ao destino a diferentes momentos. O atraso entre as amostras idênticas de sinal que chegam ao receptor é denominado Delay Spread (no português, Espalhamento por Atraso). Em todas as

simulações onde se diz que se utilizou um canal com fading, foi empregado um modelo com delay spread de  $50\eta_s$ , que é o valor típico para um ambiente como o de um escritório.

A Figura 6.3 compara os modos de transmissão 2, 4, 6 e 8 da IEEE802.11a, em um canal AWGN e em um canal com fading. Para todas as taxas de erro, os sinais que experimentaram o canal com fading, demandam muito mais energia por bit transmitido. Comparando-se, por exemplo, as curvas azuis, que representam o modo 6, no qual a modulação 16QAM com taxa de código de  $\frac{3}{4}$  é utilizada, pode verificar-se na linha de BER de  $10^{-4}$  uma diferença de 12 dB entre a potência necessária em um canal AWGN e em um canal com fading.



**Figura 6.3: Modelos de Canal – AWGN e Fading.**

Outro resultado importante apresentado no gráfico da Figura 6.3, é a relação entre as modulações BPSK e QPSK. Como já fora dito anteriormente, embora idealmente estas duas

modulações tenham desempenhos idênticos, isto não se verifica na realidade. A uma BER de  $5 \times 10^{-4}$ , em um canal com fading, verifica-se uma diferença de aproximadamente 2 dB entre as duas modulações. Isto demonstra que ao introduzirmos modelos que aproximam à realidade, fica evidente que a modulação BPSK demanda menos potência.

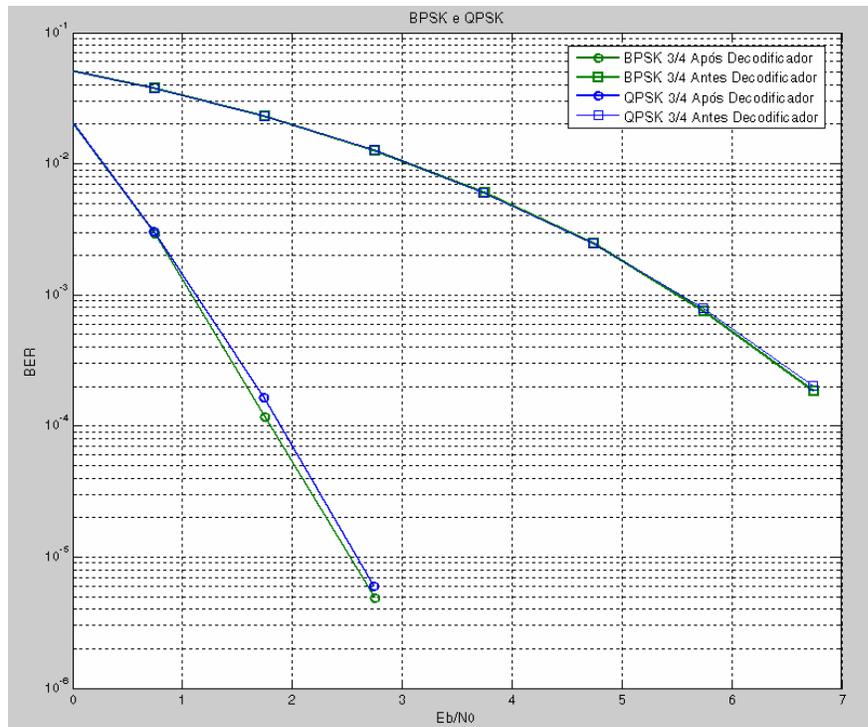
### 6.3 CONTRIBUIÇÃO DO CODIFICADOR

As Figuras 6.4 e 6.5 demonstram o ganho de codificação obtido através do Código Convolutacional. Elas foram construídas a partir de simulações sobre um canal AWGN, com os algoritmos desabilitados. As curvas após o codificador são as que utilizam os marcadores circulares, e que aparecem mais a esquerda nos gráficos, significando que para obter uma determinada taxa de erros, necessitam menos potência.

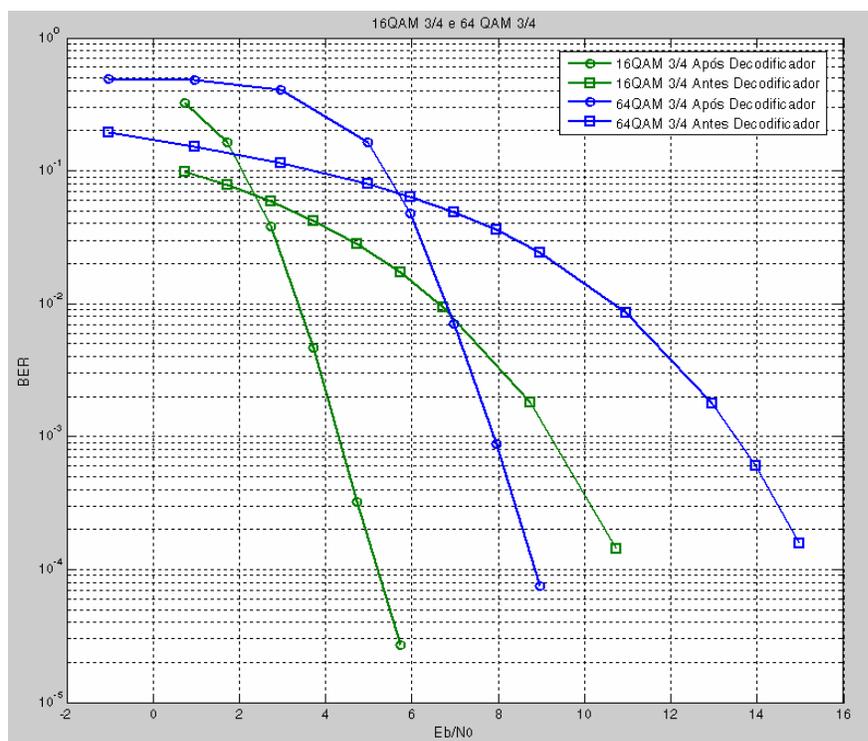
Na Figura 6.4 aparecem novamente as modulações BPSK e QPSK, e suas curvas coincidentes. A uma taxa de erros de  $2 \times 10^{-4}$ , o ganho de codificação obtido nestas duas modulações chega a 5 dB.

Os modos 6 e 8, 16QAM  $\frac{3}{4}$  e 64QAM  $\frac{3}{4}$  respectivamente, estão representados pelo gráfico da Figura 6.5. Nesta figura pode verificar-se que quando a relação  $\frac{E_b}{N_0}$  é pequena, a codificação, ao invés de melhorar o desempenho do sistema, degrada-o. O ganho de codificação ocorre a partir dos pontos onde as curvas de mesma cor se cruzam, isto é: a partir de aproximadamente 2,4 dB para 16QAM  $\frac{3}{4}$  e aproximadamente 5,7 dB para 64QAM.

Outro ponto importante que pode ser verificado através deste gráfico, é que quanto maior a taxa de transmissão, maior o ganho de codificação. A uma taxa de erros de  $2 \times 10^{-4}$ , para o modo 6, o ganho de codificação é de aproximadamente 5,6 dB, e chega a 6 dB para o modo 8. Este ganho é de aproximadamente 5 dB para os modos 2 e 4.



**Figura 6.4: Ganho de Codificação – BPSK e QPSK.**



**Figura 6.5: Ganho de Codificação – 16QAM e 64QAM.**

#### 6.4 MODELO REAL DO SUB-SISTEMA DE RF

As próximas simulações, que correspondem às Figuras 6.6, 6.7, 6.8 e 6.9, foram realizadas com mais alguns algoritmos do simulador habilitados. Além dos algoritmos de modulação, transposição, codificação, decodificação e demodulação, foram habilitados também os algoritmos de detecção de pacote, sincronização de frequência, sincronização de tempo e estimativa de canal. Utilizando-se mais algoritmos, que são na verdade modelos das camponentes do sistema, obtemos resultados que se aproximam mais da realidade, e que por isso apresentam desempenhos um pouco piores se comparados aos casos quase ideais apresentados nas primeiras simulações.

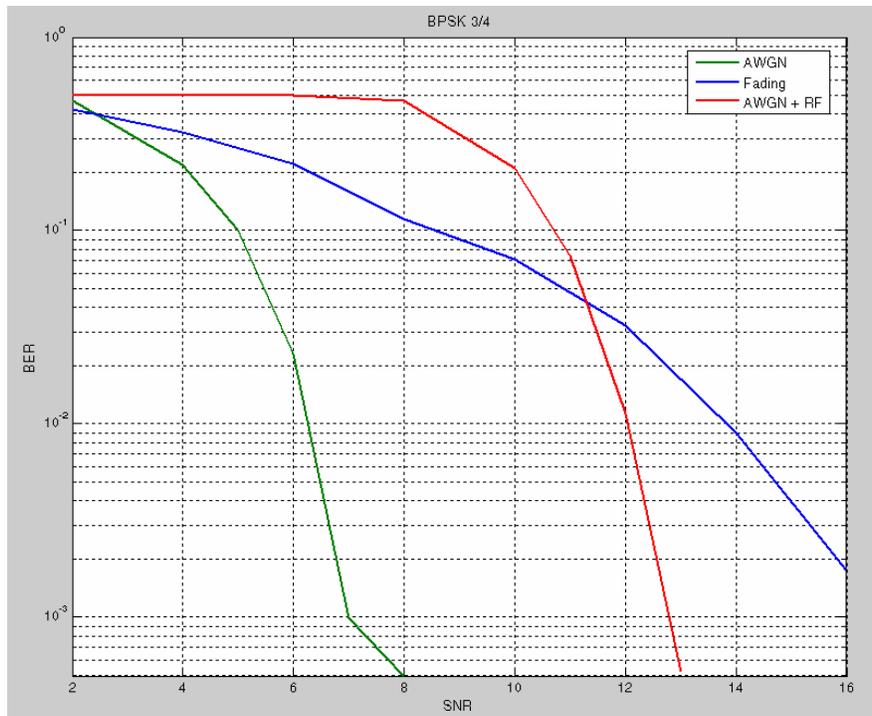
Para 4 dos 8 modos de transmissão da IEEE802.11a, os modos: 2, 4, 6 e 8, foi então construída uma curva de desempenho em cada um dos 3 casos distintos, listados a seguir:

O primeiro caso, representado nos gráficos pelas curvas em verde, corresponde ao sistema sobre um canal AWGN.

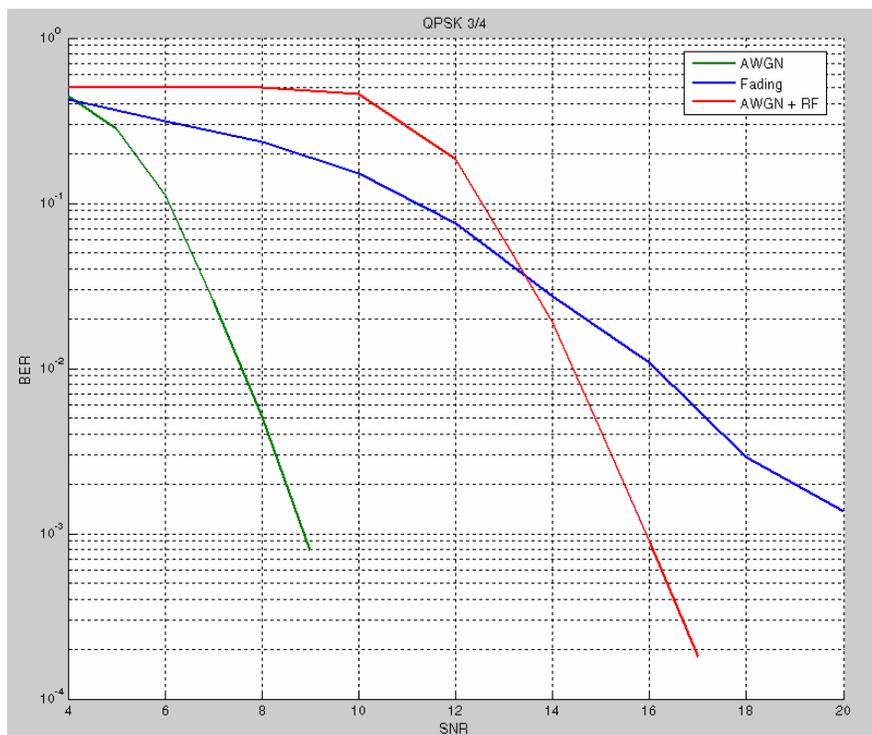
O segundo caso, representado nos gráficos pelas curvas em azul, corresponde ao mesmo sistema, agora sobre um canal com fading.

Finalmente o terceiro caso, representado nos gráficos pelas curvas em vermelho, corresponde ao sistema sobre um canal AWGN, com o algoritmo que modela o subsistema de RF habilitado.

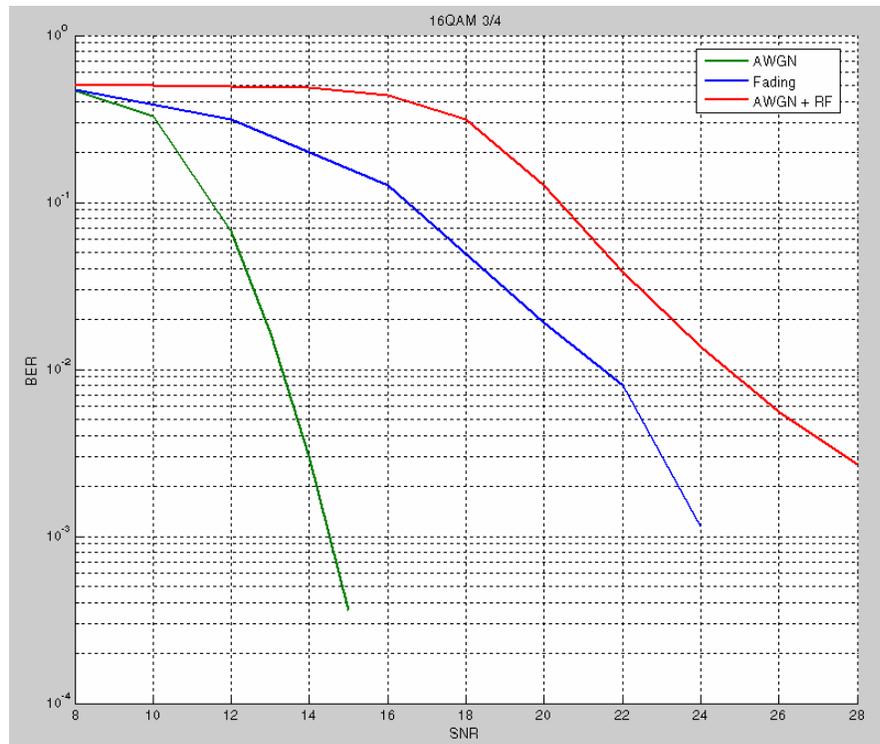
Com estas curvas podemos analisar o impacto das não linearidades do subsistema de RF em cada uma das modulações utilizadas na IEEE802.11a, sobre um canal AWGN, e compará-lo aos efeitos de um canal com fading neste mesmo sistema.



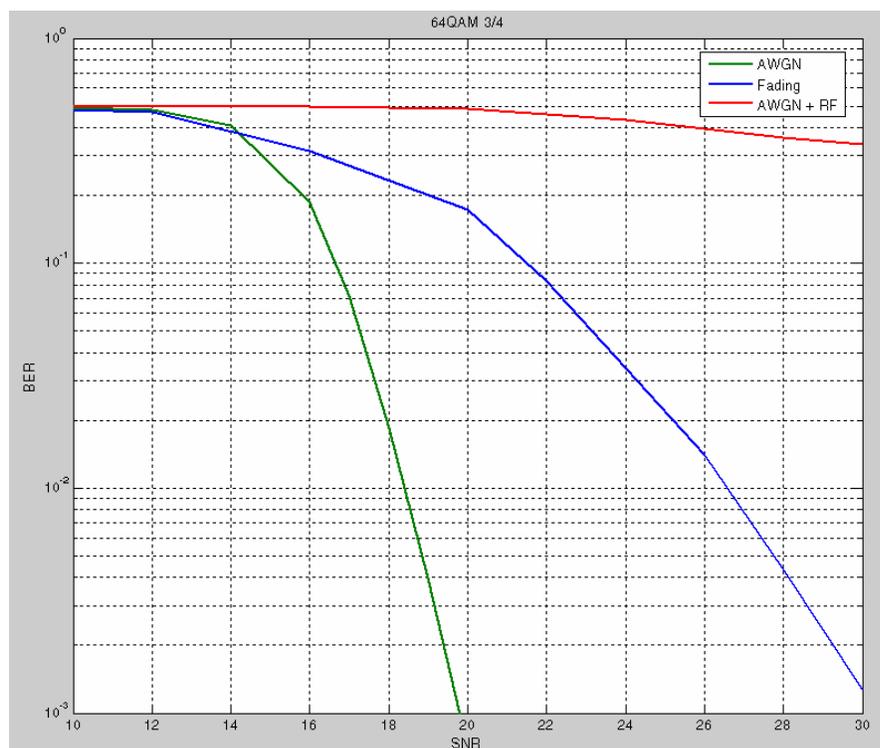
**Figura 6.6: Impacto do Subsistema de RF – Modulação BPSK.**



**Figura 6.7: Impacto do Subsistema de RF – Modulação QPSK.**



**Figura 6.8: Impacto do Subsistema de RF – Modulação 16QAM.**



**Figura 6.9: Impacto do Subsistema de RF – Modulação 64QAM.**

As Figuras 6.6 e 6.7 que comparam respectivamente o desempenho das modulações BPSK e QPSK, para cada um dos 3 casos, apresentam um comportamento semelhante, entretanto conseguimos já tirar dali algumas conclusões importantes.

A primeira é que, embora isto ocorra em pontos diferentes, a partir de uma determinada relação sinal ruído o efeito de um canal com Fading se torna mais importante, isto é, mais degradante do que o efeito das não linearidades do subsistema de RF.

A segunda conclusão, que por enquanto aparece como uma tendência, pode ser verificada comparando-se a degradação do sistema, devido às não linearidades do subsistema de RF, nas duas modulações. Com uma BER de  $10^{-3}$  e a modulação BPSK, necessitamos um pouco menos de 6 dB a mais de potência para compensar as perdas devido ao sub-sistema de RF. Enquanto isso, com a mesma BER de  $10^{-3}$  e a modulação QPSK, precisamos de mais de 7 dB a mais de potência para compensar estas perdas. A tendência que aparece aqui, é que modulações que utilizam taxas maiores sofrem uma maior degradação quando utilizamos um modelo real do subsistema de RF.

As Figuras 6.8 e 6.9 que comparam, respectivamente, o desempenho das modulações 16QAM e 64QAM, para cada um dos 3 casos, confirmam a tendência apresentada anteriormente. Com a modulação 16QAM, para uma BER de  $10^{-3}$ , o aumento de potência necessário para compensar a degradação do sistema devido as não linearidades do subsistema de RF passa dos 14 dB, o que já torna este modo praticamente impraticável. Pior ainda é o desempenho mostrado na Figura 6.9, onde fica evidente que sem algoritmos que mitiguem a degradação devido ao subsistema de RF, não há comunicação no modo 8, que utiliza a modulação 64QAM. Mesmo com um aumento de potência de 10 dB a BER não baixou de  $3 \times 10^{-1}$ .

Ainda nestes gráficos é possível verificar que para as taxas de transmissão maiores, os modos que utilizam as modulações 16QAM e 64QAM, o efeito das não linearidades do subsistema de RF, se torna muito mais importante do que o efeito de um canal com fading.

É importante considerar que em sistemas reais, ambos os efeitos: fading e não linearidades do amplificador estarão presentes, e que por este motivo, sem algoritmos mitigadores dos efeitos das linearidades do amplificador, a comunicação seria inviável.

## 7 MITIGANDO OS EFEITOS NEGATIVOS DO AMPLIFICADOR

No capítulo anterior, através dos resultados de simulações, ficou comprovado que se os efeitos não lineares inseridos pelo subsistema de RF, discutidos no capítulo 5, não forem mitigados, os sistemas de comunicação OFDM, não podem funcionar. Neste capítulo serão mencionadas algumas técnicas que se propõe a mitigar os efeitos negativos introduzidos pelo amplificador, e que tornam possível a realização de sistemas de comunicação deste tipo.

### 7.1 AMPLITUDE CLIPPING

A técnica de Amplitude Clipping, ou no português, corte de amplitude, é uma técnica de mitigação não adaptativa de pré-distorção do sinal. A técnica consiste em limitar o pico do sinal que entra no subsistema de RF a um determinado valor, que fique dentro da região linear do amplificador de potência. Sinais menores que este valor de corte são amplificados sem qualquer perturbação.

A distorção inserida pelo corte de amplitude pode ser considerada como mais uma fonte de ruído no sistema. O ruído pode ser inserido apenas na banda do sinal, se este foi amostrado na taxa de Nyquist. Ou pode aparecer também fora da banda, se o sinal foi sobre-amostrado. Neste segundo caso, quando o sinal é sobre-amostrado, o ruído na banda do sinal é menor. O ruído inserido na banda do sinal não pode ser contornado e resulta em um aumento na BER, ao passo que o ruído inserido fora da banda do sinal diminui a eficiência espectral. A filtragem do sinal após o corte pode diminuir o ruído fora da banda, mas também resulta na reconstrução de alguns picos.

## 7.2 DECISION-AIDED RECONSTRUCTION

A técnica Decision-Aided Reconstruction (DAR) foi apresentada pelos autores, Kim and Stüber, que oferecem a seguinte explicação sobre porque seu algoritmo funciona: Quando o ruído de clipping é grande se comparado ao AWGN, o desempenho fica limitado a um erro mínimo determinado pelo ruído de clipping. No entanto, mesmo com este erro mínimo, o ruído de clipping é mitigado significativamente quando as decisões são feitas no domínio da frequência.

Uma explicação sobre o algoritmo DAR e os passos que o compõe podem ser encontrados em (KIM, 1998).

## 7.3 TRABALHOS FUTUROS

Uma sugestão de trabalho futuro para complementar este trabalho, é a implementação em MATLAB® de alguns algoritmos mitigadores dos efeitos não-lineares do subsistema de RF. Estes blocos desenvolvidos seriam anexados ao estágio do Amplificador, e poderiam ser habilitados e desabilitados. Desta forma teríamos uma amostra quantitativa dos efeitos destes algoritmos e inclusive poderíamos estabelecer uma comparações entre a eficiência de cada um deles.

## 8 CONCLUSÃO

Ao longo do trabalho foi caracterizada a importância de cada uma das etapas realizadas no Transmissor e no Receptor de um Sistema de Comunicação OFDM. Estas etapas que compõe o sistema são bastante complexas e demandam um estudo aprofundado de sistemas de comunicação digital, de modo que algumas delas poderiam, individualmente, formar um trabalho como este.

Posteriormente, através das simulações em MATLAB®, foi apresentada quantitativamente, a contribuição de algumas das componentes do sistema. Nesta etapa viu-se principalmente que:

Primeiro: Modulações que implementam taxas de transmissão maiores, demandam maior potência. Isto é um trade-off de engenharia: obtêm-se um melhor desempenho no sistema, neste caso representado por uma maior taxa de transmissão, às custas de energia.

Segundo: A comparação entre os dois tipos de canal, AWGN e com fading, mostrou que quanto mais modelos de componentes do sistema utilizamos em uma simulação, mais nos aproximamos do comportamento real do sistema.

Terceiro: A utilização de um codificador convolucional, diminui a taxa de erro do sistema. Isto é outro trade-off de engenharia: o aumento da complexidade do sistema, que significa um aumento do custo, gera uma melhora no desempenho, que neste caso é representado por uma diminuição da taxa de erro.

Quarto: Se não for dada a devida atenção às não linearidades inseridas pelo subsistema de RF do Transmissor e se não forem utilizados métodos que contornem este problema, os Sistemas de Comunicação OFDM não funcionam em taxas mais elevadas.

Por último, a área de Comunicações Digitais é extremamente complexa e demanda conhecimentos matemáticos avançados. O estudo desta área pouco esteve presente ao longo do nosso curso, além disso, toda bibliografia utilizada na construção deste trabalho foi de origem estrangeira. Talvez estes dois motivos apontados explicam por que este tipo de tecnologia ainda não é desenvolvida aqui no Brasil.

## REFERÊNCIAS

TERRY, J.; HEISKALA, J. **OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide**. Indianapolis: Sams, 2002. ISBN 0-672-32157-2.

SKLAR, B. **Digital Communications: Fundamentals and Applications**. 2ed. New Jersey: Prentice Hall, 2001. ISBN 0-13-084788-7.

ANDREWS, J. G.; GHOSH, A.; MUHAMED, R. **Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking**. Westford: Prentice Hall, 2007. ISBN 0-13-222552-2.

IEEE Computer Society LAN MAN Standards Committee. **Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer in the 5 GHz Band**. In ANSI/IEEE Std. 802.11a, 1999 Edition, The Institute of Electrical and Electronics Engineers. New York, 1999.

GAST, M. S. **802.11 Wireless Networks: The Definitive Guide**. 2ed. Sebastopol: O'Reilly, 2005. ISBN 0-596-10052-3.

BARRY, J. R.; LEE, E. A.; MESSERSCHMITT, D. G. **Digital Communication**. 3ed. New York: Springer, 2004. ISBN 0-7923-7548-3.

SCHULZE, H.; LÜDERS, C. **Theory and Applications of OFDM and CDMA: Wideband Wireless Communications**. Wiley, 2005. ISBN 0-470-85069-8.

BAHAI, A. R. S.; SALTZBERG, B. R. **Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM**. Kluwer: New Jersey: 2002. ISBN 0-306-46296-6.

KIM, D.; STÜBER, G. J. **Clipping Noise mitigation for OFDM by decision-aided reconstruction**. IEEE Communications Letters, vol. 2. 1998.