

Universidade Federal do ABC
Engenharia de Informação

Pedro Caetano de Oliveira

**ANÁLISE DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO
BASEADOS EM TÉCNICAS OFDM E MIMO**

Trabalho de Graduação

Santo André - SP

2017

Pedro Caetano de Oliveira

**ANÁLISE DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO
BASEADOS EM TÉCNICAS OFDM E MIMO**

Trabalho de Graduação

**Trabalho de Graduação apresentado ao Curso de
Engenharia de Informação da Universidade Federal do
ABC, como requisito para a obtenção do grau de
Engenheiro de Informação**

Orientador: Prof. Dr. Ivan Roberto Santana Casella

Santo André – SP

2017

Resumo

Nos sistemas atuais de comunicação, a comunicação sem fio tem sido uma importante ferramenta para possibilitar a mobilidade dos usuários e eliminar a necessidade de infraestrutura de cabeamento para a transferência de dados, possibilitando uma maior conectividade tanto no aspecto pessoal, através dos celulares, como no industrial, permitindo o monitoramento e controle de processos em uma fábrica.

Esses sistemas, no entanto, estão sujeitos a efeitos de desvanecimento causados pela propagação de multipercurso, fazendo com que diferentes réplicas do sinal cheguem em diferentes instantes no receptor, além da limitação da taxa de transmissão decorrente da limitação de banda.

Nesse trabalho, são analisadas duas técnicas para contornar esses problemas: a modulação OFDM para compensar o efeito de multipercurso e a utilização de sistemas MIMO para o aumento da taxa de transmissão em sistemas de banda limitada, considerando o algoritmo de detecção VBLAST.

Por meio de simulações em MATLAB®, foram obtidos resultados teóricos para diferentes situações nos sistemas simulados (condições do CP no OFDM e quantidade de antenas no MIMO, por exemplo), condizentes com as referências.

No final, foram feitas simulações baseadas na utilização das duas técnicas, obtendo-se resultados que demonstram a aplicabilidade dessas técnicas em conjunto para um melhor desempenho em transmissões sem fio.

Palavras-chave: Comunicação Sem Fio, OFDM, MIMO, VBLAST

Abstract

In recent communication systems, wireless communication has been an important tool to allow users' mobility and to eliminate infrastructure cabling for data transfer, creating more connectivity in the personal sphere, through cellphones, and the industrial sphere, through remote monitoring and controlling industrial processes.

These systems, however, are subject to fading effects due to the multipath propagation, causing different signal samples to arrive in different moments at the receiver. In addition, the transmission rate is limited due to the bandwidth limitation.

In this text, two techniques are analyzed to avoid these problems: OFDM modulation in order to compensate multipath effect and MIMO systems to raise transmission rates in limited bandwidth systems, considering the VBLAST detection algorithm.

Through MATLAB® simulations, theoretical results were obtained for different situations in the simulated systems (CP conditions in the OFDM and antenna quantity in the MIMO, for example), consistent with the references.

As a last analysis, simulations were made based on the utilization of the two techniques, achieving results that demonstrate the simultaneous applicability of both techniques, which allows a better performance in wireless transmissions.

Keywords: Wireless Communication, OFDM, MIMO VBLAST

Lista de Ilustrações

Figura 1 – Efeitos do desvanecimento em frequência devido à característica do canal (canal plano em frequência à esquerda e seletivo à direita).	p. 16
Figura 2 – Estrutura básica de um sistema de transmissão de múltiplas portadoras.	p. 18
Figura 3 – Espectro de potência de um sistema multiportadora.	p. 17
Figura 4 – Esquema de um sistema OFDM.	p. 19
Figura 5 – Espectro de um sinal OFDM.	p. 19
Figura 6 – Diagrama de blocos de um transmissor e um receptor em um sistema OFDM. .	p.22
Figura 7 – Sinal OFDM com ISI nas subportadoras.	p. 23
Figura 8 – Símbolo OFDM com CP.	p. 24
Figura 9 – Sinal OFDM com ISI nas subportadoras (inclusão de CP).	p. 24
Figura 10 – Símbolo OFDM com CP e CS.	p. 25
Figura 11 – Símbolo OFDM com ZP.	p. 25
Figura 12 – Símbolo OFDM com uma janela de cosseno levantado.	p.26
Figura 13 – BER com transmissão em um canal AWGN, com CP de 16 amostras e 16 portadoras virtuais.	p. 27
Figura 14 – BER com transmissão em um canal AWGN, com ZP de 16 amostras e 16 portadoras virtuais.	p. 28
Figura 15 – BER com transmissão em um canal AWGN, sem intervalo de guarda e 16 portadoras virtuais.	p. 28

Figura 16 BER com transmissão em um canal AWGN, sem intervalo de guarda e sem portadoras virtuais.	p. 29
Figura 17 – BER com transmissão em um canal multipercurso, com CP de 16 amostras e 16 portadoras virtuais.	p. 30
Figura 18 – BER com transmissão em um canal multipercurso, com ZP de 16 amostras e 16 portadoras virtuais.	p. 31
Figura 19 – BER com transmissão em um canal multipercurso, sem intervalo de guarda e 16 portadoras virtuais.	p. 32
Figura 20 – BER com transmissão em um canal multipercurso, sem intervalo de guarda e sem portadoras virtuais.	p. 33
Figura 21 – Possíveis casos de STO.	p. 34
Figura 22 – Estimação do STO usando janelas deslizantes.	p. 35
Figura 23 – Estimação de STO através de mínima diferença e máxima correlação.	p. 37
Figura 24 – Estimação de STO através de mínima diferença e máxima correlação (aumentado).	p. 38
Figura 25 – Estimação de CFO através do CP e dos métodos de Moose e Classen.	p. 38
Figura 26 – Diagrama de blocos de um sistema MIMO sem-fio genérico.	p. 40
Figura 27 – Diagrama de blocos de um sistema BLAST.	p. 45
Figura 28 – Constelação para uma modulação 16QAM.	p. 53
Figura 29 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16QAM (número de antenas receptoras = 2 e número de antenas transmissoras = 2).	p. 53

Figura 30 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16QAM (número de antenas receptoras = 4 e número de antenas transmissoras = 4).	p. 54
Figura 31 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16QAM (número de antenas receptoras = 8 e número de antenas transmissoras = 8).	p. 55
Figura 32 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16QAM (número de antenas receptoras = 6 e número de antenas transmissoras = 8).	p. 56
Figura 33 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16QAM (número de antenas receptoras = 12 e número de antenas transmissoras = 8).	p. 56
Figura 34 – SER por número de antenas receptoras para uma modulação 16QAM (número de antenas transmissoras = 8 e E_b/N_0 fixa em 5 dB).	p. 58
Figura 35 – Constelação para uma modulação 16PSK.	p. 59
Figura 36 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16PSK (número de antenas receptoras = 12 e número de antenas transmissoras = 8).	p. 59
Figura 37 – BER por E_b/N_0 para diferentes modulações (número de antenas receptoras = 2 e número de antenas transmissoras = 2).	p. 60
Figura 38 – BER por E_b/N_0 para diferentes modulações (número de antenas receptoras = 8 e número de antenas transmissoras = 8).	p. 61
Figura 39 – Modelo de transmissor MIMO-OFDM.	p. 62
Figura 40 – Modelo de receptor MIMO-OFDM.	p. 62
Figura 41 – Desempenho de um sistema BPSK, considerando MIMO em um canal plano e MIMO-OFDM em um canal seletivo (2 transmissores e 4 receptores).	p. 64
Figura 42 – Desempenho de um sistema 16QAM, considerando MIMO em um canal plano e MIMO-OFDM em um canal seletivo (8 transmissores e 8 receptores).	p. 64

Figura 43 – Desempenho de um sistema 16QAM, considerando MIMO em um canal plano e MIMO-OFDM em um canal seletivo (8 transmissores e 12 receptores). p. 65

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Tempo médio aproximado de execução dos algoritmos para um símbolo recebido.	p. 60
---	-------

Lista de Abreviaturas e Símbolos

AWGN – Ruído Branco Aditivo Gaussiano (do inglês, *Additive White Gaussian Noise*)

CP – Prefixo Cíclico (do inglês, *Cyclic Prefix*)

CP – Sufixo Cíclico (do inglês, *Cyclic Suffix*)

DFT – Transformada Discreta de Fourier (do inglês, *Discrete Fourier Transform*)

FFT – Transformada Rápida de Fourier (do inglês, *Fast Fourier Transform*)

FIR – Resposta ao Impulso Finita (do inglês, *Finite Impulse Response*)

FMT – Multitom Filtrado (do inglês, *Filtered Multitone*)

ICI – Interferência Interportadoras (do inglês, *Inter Carrier Interference*)

IDFT – Transformada Inversa Discreta de Fourier (do inglês, *Inverse Discrete Fourier Transform*)

IFFT – Transformada Inversa Rápida de Fourier (do inglês, *Inverse Fast Fourier Transform*)

ISI – Interferência Intersimbólica (do inglês, *Inter Symbol Interference*)

MIMO – Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas (do inglês, *Multiple Input Multiple Output*)

OFDM – Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*)

PSK – Modulação em Fase por Chaveamento (do inglês, *Phase Shift Keying*)

QAM – Modulação de Amplitude em Quadratura (do inglês, *Qadrature Amplitude Modulation*)

RC – Cosseno Levantado (do inglês, *Raised Cossine*)

SNR – Relação Sinal Ruído (do inglês, *Signal Noise Ratio*)

V-BLAST – do inglês, *Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time*

Sumário

1. INTRODUÇÃO	p. 13
2. OBJETIVOS	p. 14
3. CARACTERÍSTICAS DE UM CANAL DE TRANSMISSÃO SEM FIO	p. 15
4. TRANSMISSÃO OFDM	
4.1. Sistemas de Transmissão por Múltiplas Portadoras	p. 17
4.2. Modulação e Demodulação em um Sistema OFDM	p. 20
4.3. Intervalo de Guarda em um Sistema OFDM	p. 22
4.4. Banda de Guarda em um Sistema OFDM	p. 25
4.5. <i>Bit Error Rate</i> em um Sistema OFDM	p. 26
4.6. Simulação de um Sistema OFDM	p. 27
4.7. Sincronização em Sistemas OFDM	p. 33
4.8. Técnicas de Estimação para os <i>Offsets</i>	p. 35
4.9. Simulação da Sincronização OFDM	p. 37
5. TRANSMISSÃO MIMO	
5.1. Sistemas de Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas	p. 40
5.2. Arquitetura Bell Laboratories Layered Space-Time	p. 44
5.3. Outros Detetores para Sistemas MIMO	p. 50
5.4. Simulação de um Sistema MIMO	p. 52
6. TRANSMISSÃO MIMO-OFDM	
6.1. Sistemas MIMO-OFDM	p. 62
6.2. Simulação de um Sistema MIMO-OFDM	p. 63
7. CONCLUSÃO	p. 67
8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	p. 68

1. INTRODUÇÃO

Atualmente, a comunicação sem fio é utilizada em diversos tipos de dispositivos e nas mais diversas aplicações, como periféricos para computador, celulares, dispositivos industriais de monitoramento e controle e equipamentos inteligentes, citando alguns exemplos de áreas diversas.

Nesse tipo de comunicação, o sinal transmitido está sujeito a reflexões ao longo da trajetória, devido aos diferentes tipos de obstáculos presentes, surgindo o efeito de multipercurso, com amostras do sinal transmitidas em um mesmo instante chegando no receptor em instantes diferentes e com módulo e fase alterados.

Para contornar esse problema, em 1968 foi proposto o sistema de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM) [1], sendo sua primeira aplicação prática em comunicações móveis apresentada em 1985 [2]. Desde então, os princípios básicos dessa técnica vêm sendo abordados em diversos tutoriais e livros, tendo sido escolhido [3] como base para as análises realizadas.

Um outro ponto interessante sobre esses sistemas é a questão da sincronização da portadora e do tempo de símbolo, abordados em [4] e [5] e também explorado nesse trabalho.

Além disso, sistemas sem fio estão sujeitos a limitação de taxas de transmissão devido a limitação de banda, que deve ser compartilhada com diferentes tipos de equipamentos e diferentes empresas. Como forma de contornar esse problema, podem ser utilizados sistemas de Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas (MIMO), abordados inicialmente em [6] e [7], com um sistema de comunicação entre múltiplos rádios móveis e uma estação base com múltiplas antenas e um sistema de dois rádios com múltiplas antenas.

Desde então, foi proposto em 1996 [8] um método de transmissão e detecção MIMO que serviu como base para o V-BLAST (do inglês, *Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time*) [9], estudado nesse trabalho, permitindo alta eficiência espectral, e bom desempenho em termos de taxa de erro e implementação.

Ainda sobre sistemas MIMO baseados em V-BLAST, trabalhos como [10]-[13] exploram outras possibilidades, como a utilização do OFDM em conjunto, que será também abordado nesse trabalho.

2. OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo apresentar e descrever os conceitos envolvidos na modulação OFDM e no algoritmo V-BLAST utilizado em sistemas MIMO, bem como a junção das duas técnicas em um mesmo sistema de transmissão.

Para explorar os diferentes parâmetros dessas técnicas, serão apresentadas simulações que consideram a transmissão de dados por canais sujeitos a condições que interferem no sinal e será analisada a recuperação desse sinal no receptor, avaliando-se a taxa de erros.

3. CARACTERÍSTICAS DE UM CANAL DE TRANSMISSÃO SEM FIO

Sistemas de comunicação sem fio, diferente de sistemas com transmissão cabeada, em que o meio é bem definido, estão sujeitos a variações nas características do sinal eletromagnético transmitido devido a irregularidades nas superfícies ao longo do caminho de propagação da onda (absorção e reflexão em obstáculos, por exemplo) e variações na atmosfera.

Essas variações causam o fenômeno de desvanecimento em frequência, do inglês, *frequency fading*, e podem atenuar, distorcer ou até mesmo reforçar um sinal [14].

O fenômeno do desvanecimento em frequência pode ser dividido em dois tipos principais: o plano, em que o canal apresenta ganho constante e fase linear por toda banda do sinal, preservando as características espectrais do sinal e requerendo, em função da diminuição da Relação Sinal Ruído (SNR), um aumento da potência de transmissão e; o seletivo, no qual o ganho não é constante e nem a fase linear por toda a banda do sinal, com a largura de banda do sinal maior que a a banda de coerência do canal e a resposta ao impulso do canal sendo mais espalhada que o tempo de símbolo.

Essa última situação é a mais significativa em sistemas de comunicação móveis e exige técnicas mais elaboradas para a recuperação do sinal devido à distorção e a presença da Interferência Intersimbólica (ISI) [15].

A Figura 1 apresenta o desvanecimento plano em frequência (situação à esquerda) e o seletivo em frequência (situação à direita), ilustrando os efeitos característicos do canal no sinal discutidos anteriormente.

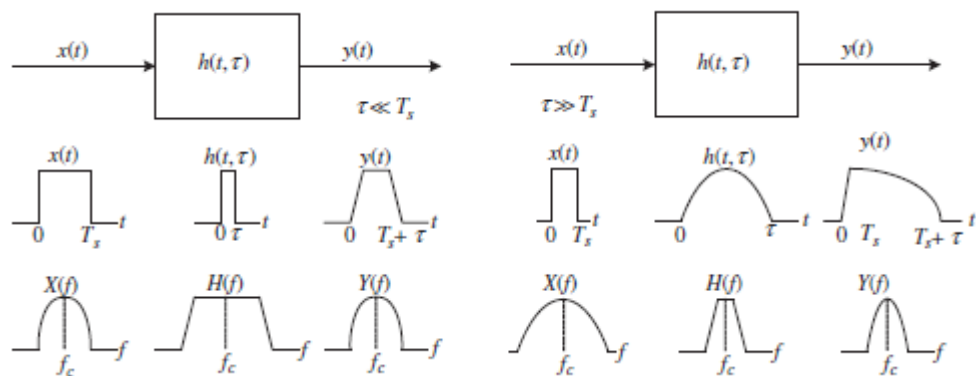


Figura 1 – Efeitos do desvanecimento em frequência devido à característica do canal (canal plano em frequência à esquerda e seletivo à direita) [16].

Outra característica importante de um canal de transmissão sem fio é a limitação de banda devido ao compartilhamento do mesmo meio físico por diferentes tecnologias e equipamentos.

Uma vez que a banda a ser utilizada por uma operadora de celular, por exemplo, é definida por órgãos governamentais (Anatel, no Brasil), a única forma de aumentar a taxa de transmissão dentro de uma mesma banda é através da transmissão simultânea de sinais usando a mesma banda.

Dessa forma, os modelos de antenas MIMO surgiram como uma interessante solução para aumentar a taxa de transmissão, com múltiplas antenas transmitindo sinais diferentes, ao mesmo tempo e na mesma banda, e múltiplas antenas recebendo esses sinais e recuperando as diferentes mensagens transmitidas.

Nas seções seguintes, será detalhada uma técnica conhecida como OFDM, bastante utilizada na compensação do desvanecimento seletivo em frequência, e técnicas para recepção de sinais em sistemas MIMO, concluindo-se com a combinação das duas técnicas, de modo a se obter uma melhor taxa de transmissão e contornar os problemas da seletividade em frequência.

4. TRANSMISSÃO OFDM [3]

4.1. Sistemas de Transmissão por Múltiplas Portadoras

Para suportar uma taxa de símbolo R_S , a banda mínima requerida, considerando o critério de Nyquist para um sistema banda base, é $R_S/2$, significando que uma maior banda é necessária para uma taxa maior de transmissão em um sistema de única portadora.

Com o aumento da banda do sinal, esta pode-se tornar maior que a banda de coerência do canal, fazendo com que o desvanecimento de multipercurso se torne significativo no sinal, já que ele deixa de ser plano e passa a ser seletivo em frequência, introduzindo a ISI.

Equalizadores adaptativos são geralmente utilizados para compensar esse efeito, no entanto, com o aumento da taxa de dados, sua complexidade aumenta, sendo necessários mais elementos de atraso na implementação desses equalizadores através de filtros de Resposta Finita ao Impulso (FIR).

Para evitar esse efeito de seletividade em frequência, um sistema de múltiplas portadoras pode ser utilizado para altas taxas de transmissão. A Figura 2 apresenta a estrutura básica de um sistema desse tipo.

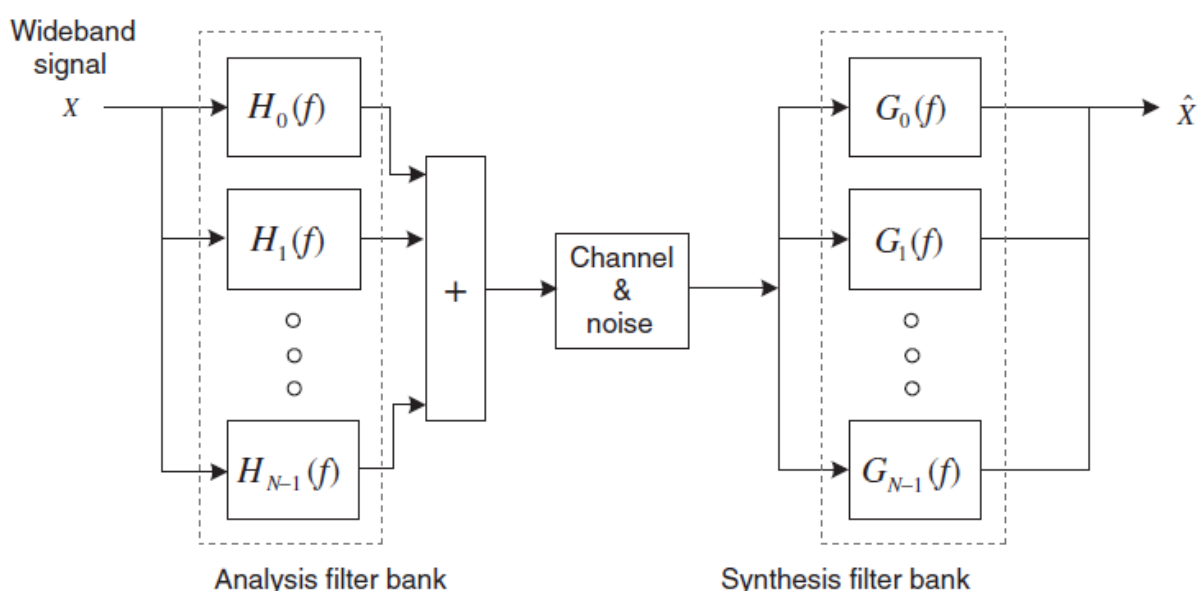


Figura 2 – Estrutura básica de um sistema de transmissão de múltiplas portadoras [3].

Nesse sistema, do lado do transmissor, um sinal de banda larga é analisado, através de vários filtros $H_k(f)$ de banda estreita, em diversos sinais de banda estreita

e é sintetizado, através de vários filtros $G_k(f)$ de banda estreita, em um sinal de banda larga. Dessa forma, o sinal original com uma banda grande, que pode ser maior que a banda de coerência do canal, é transmitido através de diferentes sinais de banda menor, que podem ser ajustados para ficarem dentro da banda de coerência, evitando o desvanecimento seletivo em frequência. Nessa situação, é importante que as subportadoras sejam ortogonais entre si para que a Interferência Interportadoras (ICI) seja suprimida e a transmissão não apresente distorção.

Considerando que cada subportadora possuirá uma frequência de f_0 até f_{N-1} , em que N é o número de subportadoras, a Figura 3 apresenta o espectro do sinal transmitido.

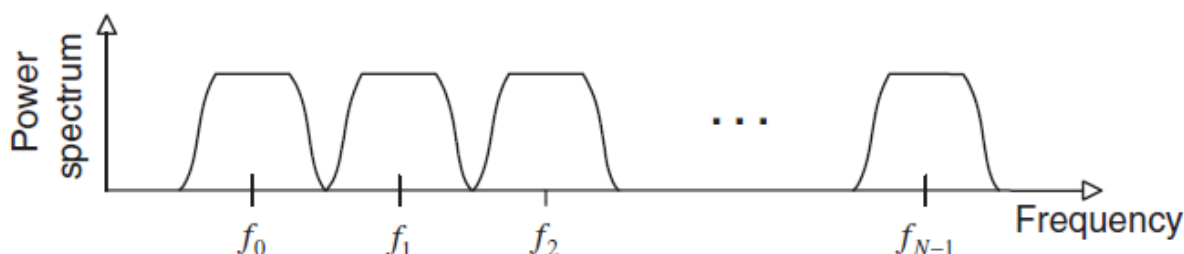


Figura 3 – Espectro de potência de um sistema multiportadora [3].

Com a banda de cada subcanal, referente a cada portadora, limitada como o apresentado na figura, tem-se um sistema de Multitom Filtrado (FMT), cuja implementação pode se tornar complexa com o aumento de subportadoras, já que mais *encoders*, *decoders* e osciladores, além de filtros de maior qualidade, se tornam necessários.

Outra forma de implementar a ideia de separar um sinal em subportadoras é através do OFDM. Esse método, diferente do FMT, não usa filtros individuais limitados em banda e osciladores para cada subcanal, além de sobrepor o espectro das portadoras, permitindo uma maior eficiência de banda.

Essa técnica utiliza a Transformada Rápida de Fourier (FFT) e a Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT), aplicando-se a IFFT de tamanho N sobre o sinal transmitido, em que N é o número de subportadoras, de modo a gerar as amostras para a soma de N subportadoras ortogonais. Da mesma forma, aplicando a FFT para N pontos no sinal recebido, o sinal original, com ruído, pode ser obtido. A Figura 4 apresenta um esquema geral desse sistema, com o sinal da mensagem sendo codificado, transformado em N fluxos paralelos nos quais é aplicada a IFFT e

novamente transformados em um fluxo único para transmissão que, após ser exposto aos efeitos do canal e ruído e recebido, é submetido às operações inversas das realizadas no transmissor.

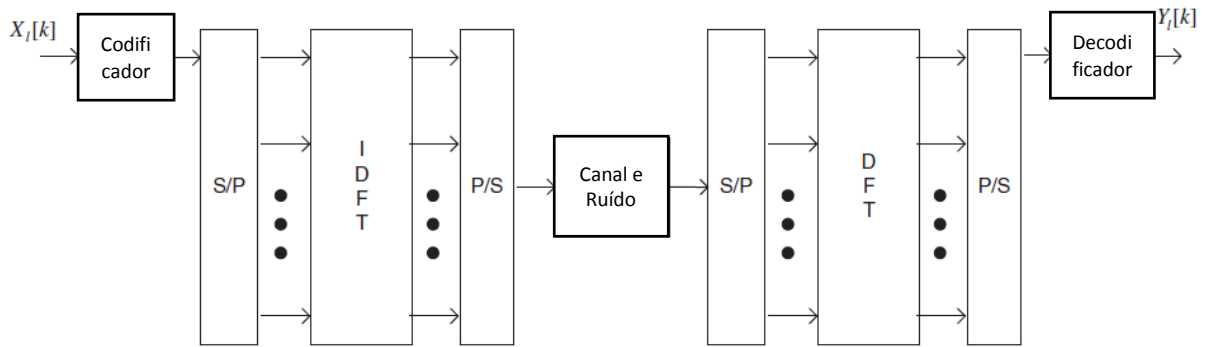


Figura 4 – Esquema de um sistema OFDM [3].

A Figura 5 representa o espectro de potência do sinal transmitido, onde pode-se notar a compactação do espectro das subportadoras e utilização mais eficiente da banda de frequência.

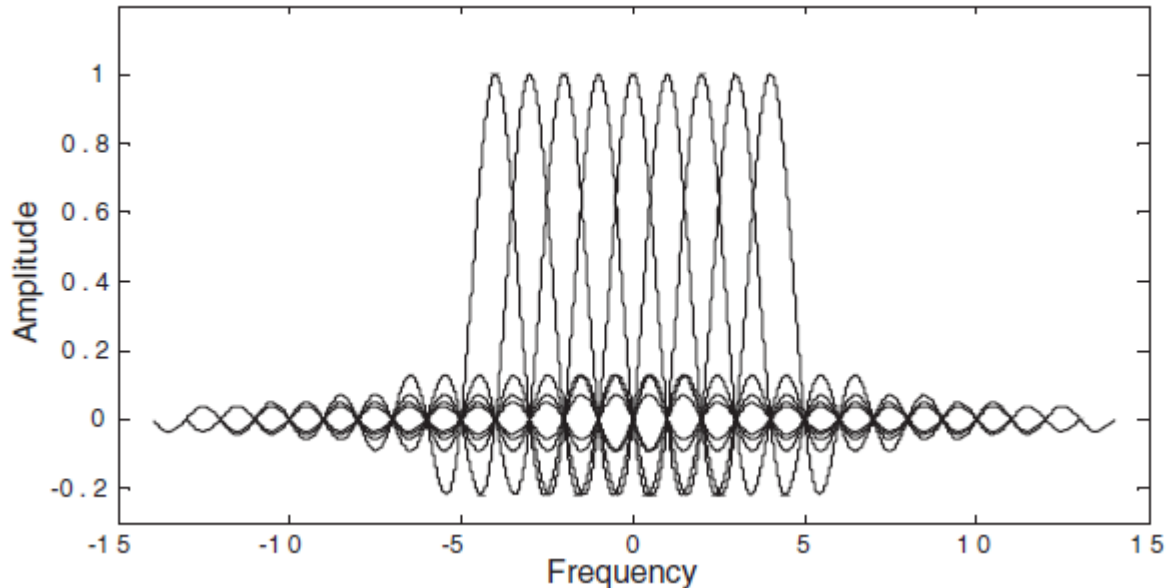


Figura 5 – Espectro de um sinal OFDM [3].

A seguir, algumas características importantes de um sistema OFDM serão detalhadas.

4.2. Modulação e Demodulação em um Sistema OFDM

Uma importante característica de um sistema OFDM é a ortogonalidade das subportadoras. Considerando que cada portadora pode ser definida por

$$e^{j2\pi f_k t} \quad (1)$$

sendo $f_k = k/T_{símbolo}$, $0 \leq k \leq N-1$ e $0 \leq t \leq T_{símbolo}$.

As subportadoras serão ortogonais se a integral do produto entre elas ao longo do mesmo período comum for zero, ou seja,

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{símbolo}} \int_0^{T_{símbolo}} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_i t} dt &= \frac{1}{T_{símbolo}} \int_0^{T_{símbolo}} e^{j2\pi \frac{k}{T_{símbolo}} t} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{símbolo}} t} dt \\ &= \frac{1}{T_{símbolo}} \int_0^{T_{símbolo}} e^{j2\pi \frac{k-i}{T_{símbolo}} t} dt = \begin{cases} 1, \forall k = i \\ 0, \text{ caso contrário} \end{cases} \end{aligned} \quad (2)$$

Considerando o sistema amostrado discretamente no tempo, $t = nT_s = nT_{símbolo}/N$, com $0 \leq n \leq N-1$, a equação (2) pode ser escrita como

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k-i}{N} n} \quad (3)$$

O sinal OFDM ortogonal permite que não ocorra a ICI.

Em termos de modulação, o transmissor OFDM inicialmente mapeia os bits da mensagem em uma sequência de símbolos com Modulação em Fase por Chaveamento (PSK) ou Modulação de Amplitude em Quadratura (QAM), por exemplo. Esse fluxo de símbolos de entrada é convertido em N fluxos paralelos (conversão série-paralelo), sendo que cada um desses N símbolos será carregado por uma subportadora diferente.

Considerando $X_l[k]$ como o l – ésimo símbolo de transmissão na k – ésima subportadora, com $l = 0, 1, \dots, \infty$ e $k = 0, 1, \dots, N-1$, e que, devido a conversão série-paralelo (S/P), a duração de transmissão para N símbolos é NT_s , formando um único símbolo OFDM de tamanho $T_{símbolo}$ ($T_{símbolo} = NT_s$), tem-se que $\Psi_{l,k}(t)$ representa o l – ésimo sinal OFDM na k – ésima subportadora, dado por

$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{símbolo})}, & 0 < t \leq T_{símbolo} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4)$$

Disso, o sinal OFDM em banda passante pode ser escrito como

$$x_l(t) = \text{Re} \left\{ \frac{1}{T_{símbolo}} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] \Psi_{l,k}(t) \right\} \quad (5)$$

e, em banda base

$$x_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{símbolo}})} \quad (6)$$

Amostrando-se o sinal da equação (6) em instantes $t = lT_{\text{símbolo}} + nT_s$, com $T_s = T_{\text{símbolo}}/N$ e $f_k = k/T_{\text{símbolo}}$, o símbolo OFDM em tempo discreto correspondente é

$$x_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi kn/N} \quad (7)$$

com $n = 0, 1, \dots, N-1$.

A equação (7) é a Transformada Inversa Discreta de Fourier (IDFT) para N pontos de um sinal PSK ou QAM $X_l[k]$ e pode ser computada pela IFFT.

No receptor, o sinal recebido pode ser considerado como

$$y_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{símbolo}})} \quad (8)$$

com $lT_{\text{símbolo}} < t \leq lT_{\text{símbolo}} + nT_s$.

O sinal $X_l[k]$ pode então ser reconstruído baseado na ortogonalidade entre as subportadoras da seguinte forma

$$\begin{aligned} Y_l[k] &= \frac{1}{T_{\text{símbolo}}} \int_{-\infty}^{\infty} y_l(t) e^{-j2\pi k f_k(t-lT_{\text{símbolo}})} dt \\ &= \frac{1}{T_{\text{símbolo}}} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi f_i(t-lT_{\text{símbolo}})} \right\} e^{-j2\pi k f_k(t-lT_{\text{símbolo}})} dt \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] \left\{ \frac{1}{T_{\text{símbolo}}} \int_0^{T_{\text{símbolo}}} e^{j2\pi k(f_i-f_k)(t-lT_{\text{símbolo}})} dt \right\} = X_l[k] \end{aligned} \quad (9)$$

Seguindo-se o mesmo procedimento utilizado na obtenção da equação (7), a equação (9), considerando o sinal recebido amostrado $y[n]$, pode ser escrita como

$$\begin{aligned} Y_l[k] &= \sum_{k=0}^{N-1} y_l[n] e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{\frac{j2\pi in}{N}} \right\} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{\frac{j2\pi(i-k)n}{N}} = X_l[k] \end{aligned} \quad (10)$$

Da mesma forma que anteriormente, a equação (10) é a Transformada Discreta de Fourier (DFT) para N pontos e pode ser computada através da FFT.

Baseado nessa análise, o sistema OFDM completo, com o transmissor e o receptor, pode ser representado pela Figura 6.

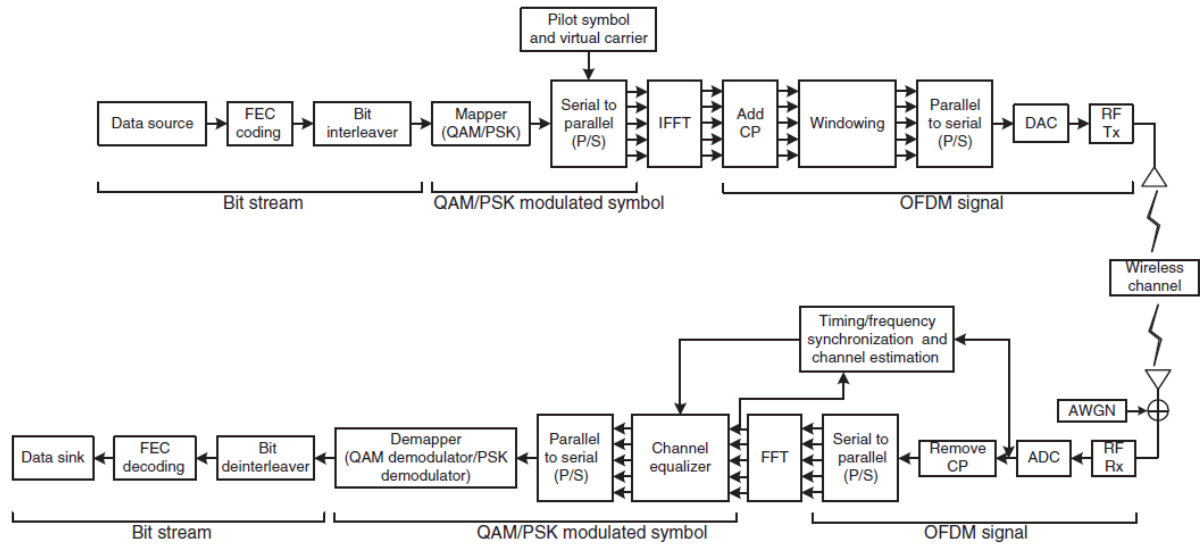


Figura 6 – Diagrama de blocos de um transmissor e um receptor em um sistema OFDM [3].

Nesse sistema, a mensagem pode receber um pré-processamento no transmissor, inserindo diferentes tipos de codificação nos bits de entrada, fazendo o mapeamento desses bits em algum tipo de modulação e inserindo símbolos pilotos ou portadoras virtuais, por exemplo.

Em seguida, os símbolos codificados são divididos em um fluxo paralelo, referente a cada subportadora, que serão os pontos sobre o qual será aplicada a IFFT, adicionado o Prefixo Cíclico (CP) e transformado novamente em um fluxo único, formando o símbolo OFDM que será transmitido pela antena.

Esse símbolo será transmitido por um canal sem fio e estará sujeito a um ruído no receptor, além do próprio efeito do canal, sendo o sinal recebido submetido ao processamento inverso da transmissão para a recuperação do sinal original.

4.3. Intervalo de Guarda em um Sistema OFDM

Considerando a equação (6) para um dos l – ésimos símbolos, em um sinal com resposta ao impulso $h_l(t)$, Ruído Aditivo Branco Gaussiano (AWGN) $z_l(t)$ e $lT_{símbolo} < t \leq lT_{símbolo} + nT_s$, o sinal recebido será

$$y_l(t) = x_l(t) * h_l(t) = \int_0^{\infty} h_l(\tau)x_l(t - \tau)dt + z_l(t) \quad (11)$$

E, amostrando-se o sinal em intervalos $nT_s = nT_{símbolo}/N = t$, a equação (11) se torna

$$y_l[n] = x_l[n] * h_l[n] = \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m]x_l[n - m]dt + z_l[n] \quad (12)$$

Assim, para um canal seletivo em frequência, no qual o espalhamento máximo devido ao efeito de multipercurso é maior que o tempo de símbolo, tem-se a ISI ilustrada pela Figura 7.

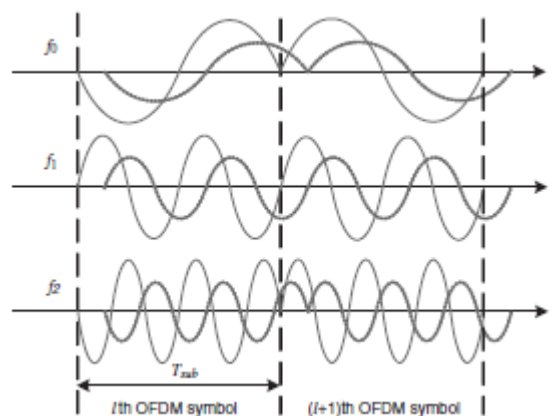


Figura 7 – Sinal OFDM com ISI nas subportadoras [3].

Nota-se que, além de interferir no símbolo dentro de cada subportadora, a ISI também quebra a ortogonalidade entre elas, prejudicando uma propriedade fundamental do sistema OFDM.

Uma maneira de combater a ISI é fazer com que a banda do sinal fique dentro da banda de coerência do canal, o que pode ser realizado através da extensão da duração do símbolo. Essa extensão é chamada de intervalo de guarda e utiliza algumas técnicas diferentes para garantir a manutenção da ortogonalidade entre as subportadoras.

Uma das técnicas de inserção do intervalo de guarda é a extensão cíclica do símbolo OFDM através de um CP ou um Sufixo Cíclico (CS), sendo que o primeiro consiste em estender o símbolo OFDM copiando as últimas amostras do símbolo no seu início, de maneira que a duração do novo símbolo será $T_{símbolo} = T_{sub} + T_G$, em que T_{sub} é a duração do símbolo sem o intervalo de guarda e T_G é a duração do CP. A Figura 8 apresenta esse processo.

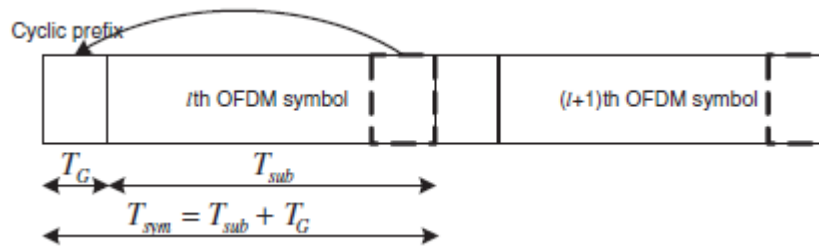


Figura 8 – Símbolo OFDM com CP [3].

Se o tamanho do CP for maior ou igual ao máximo espalhamento do canal, o efeito de ISI é confinado ao intervalo de guarda, de modo que ele não afeta a FFT do símbolo OFDM, realizada sobre a duração de T_{sub} , além de manter a ortogonalidade entre as subportadoras. A Figura 9 mostra esse efeito.

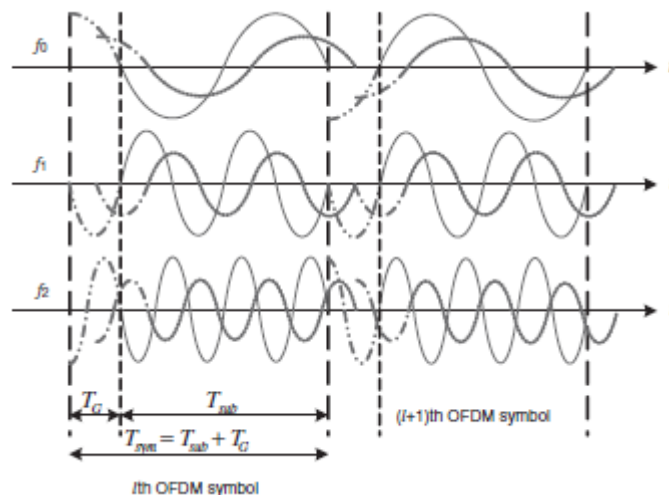


Figura 9 – Sinal OFDM com ISI nas subportadoras (inclusão de CP) [3].

É importante ressaltar que, se o comprimento do CP for menor que o máximo espalhamento do canal, haverá ISI devido ao fato de que uma parte do símbolo anterior entrará na região útil do símbolo atual, considerada pela FFT. Além disso, a janela da FFT deve ser corretamente estabelecida, para que não seja considerada a região do CP que sofre ISI e nem parte do próximo símbolo, causando, além da ISI, ICI com a perda da ortogonalidade em parte da região considerada.

Em algumas aplicações, além do CP, pode-se adicionar um CS, que consiste na cópia da parte inicial do símbolo no final. Esse processo pode ser utilizado para, através do CP, lidar com dispersão do canal e, através do CS, lidar com a diferença

de tempo entre a recepção no canal reverso e a transmissão no canal direto, mantendo a ortogonalidade entre esses sinais. A Figura 10 ilustra esse processo.

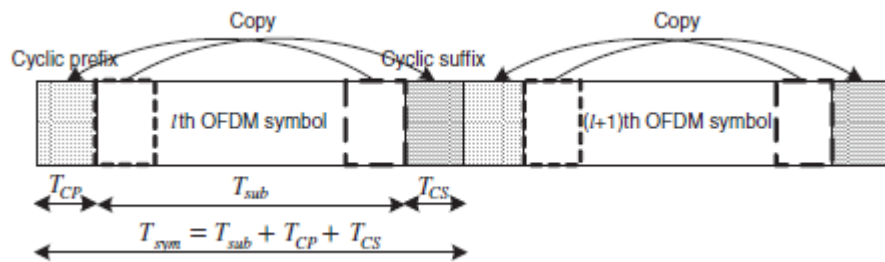


Figura 10 – Símbolo OFDM com CP e CS [3].

Outra opção é a inserção de zeros no intervalo de guarda, chamada de *Zero Padding* (ZP). Como, nesse caso, um pequeno *Offset* no Tempo de Símbolo (STO) causa uma descontinuidade na janela da FFT, o intervalo de guarda do próximo símbolo OFDM é copiado no início do símbolo atual, como mostrado na Figura 11.

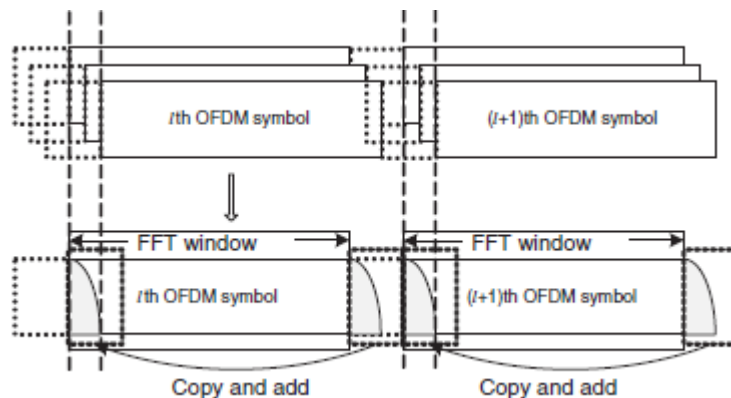


Figura 11 – Símbolo OFDM com ZP [3].

4.4. Banda de Guarda em um Sistema OFDM

Cada subportadora de um símbolo OFDM, com duração efetiva T_{sub} , pode ser considerada como um sinal de único tom multiplicado por uma janela retangular de mesma duração, sendo o espectro uma função sinc que cruza o zero em $2/T_{sub}$. Dessa forma, o espectro de potência de um sinal OFDM é a soma de várias funções sinc deslocadas na frequência, possuindo uma grande potência fora de banda que pode causar Interferência de Canal Adjacente (ACI).

Para contornar esse problema, uma banda de guarda é inserida, que pode ser, por exemplo, um Filtro Passa Faixa (BPF). Nesse caso, o custo e a complexidade do

filtro pode ser alto, podendo-se usar um Cosseno Levantado (RC) como alternativa. A Figura 12 apresenta o resultado no símbolo OFDM.

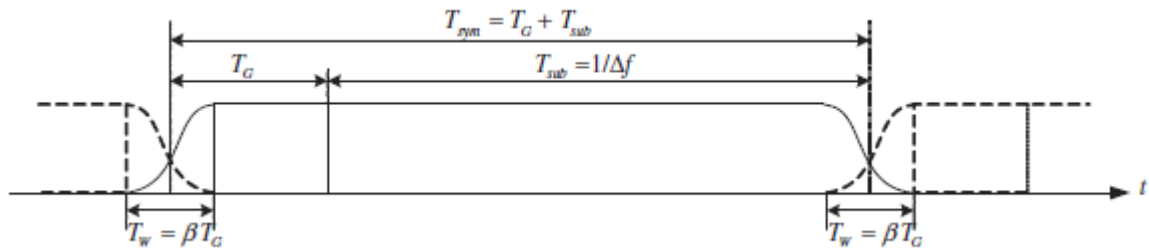


Figura 12 – Símbolo OFDM com uma janela de RC. [3]

Nesse caso, aumentando-se o fator de *roll-off* β , a parte de transição da janela de cosseno levantado se torna mais suave de modo que a ACI pode ser reduzida em troca de um intervalo de guarda maior.

Outra medida, que implica perda de eficiência espectral, é o uso de Portadoras Virtuais (VC) no início e no final da banda de transmissão, portadoras essas que não possuem informação.

4.5. Taxa de Erro de Bit em um Sistema OFDM

A expressão da Taxa de Erro de Bit (BER), utilizando uma modulação QAM m -ária, é dada por, para canais AWGN e Rayleigh, respectivamente,

$$P_e = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{6E_b}{N_0} x \frac{\log_2 M}{M^2 - 1}} \right) \quad (13)$$

$$P_e = \frac{M-1}{M \log_2 M} \left(1 - \sqrt{\frac{3\gamma \log_2^M / (M^2 - 1)}{3\gamma \log_2^M / (M^2 - 1) + 1}} \right) \quad (14)$$

em que γ denota E_b/N_0 e M a ordem de modulação e a função Q é dada por

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt \quad (15)$$

4.6. Simulação de um Sistema OFDM

As características discutidas anteriormente para um sistema OFDM foram implementadas em um código MATLAB® e os resultados, baseado no comportamento da BER e considerando uma modulação 16QAM, são apresentados a seguir.

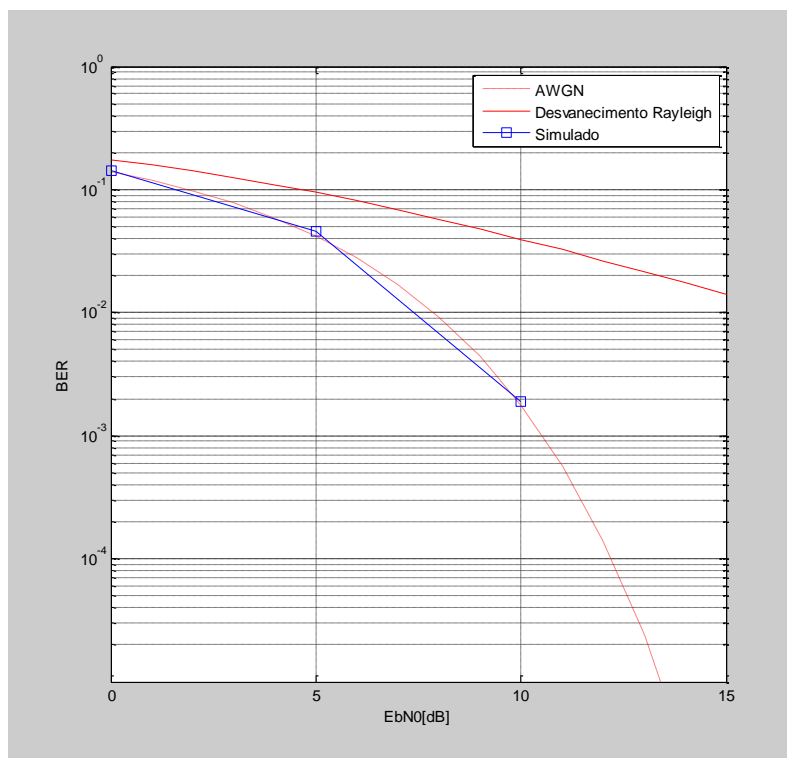


Figura 13 – BER com transmissão em um canal AWGN, com CP de 16 amostras e 16 portadoras virtuais.

Na Figura 13, o sinal simulado OFDM apresentou uma curva semelhante à teórica para um sinal 16QAM, mostrando que a aplicação da técnica OFDM não prejudica o desempenho do sistema em relação à modulação padrão.

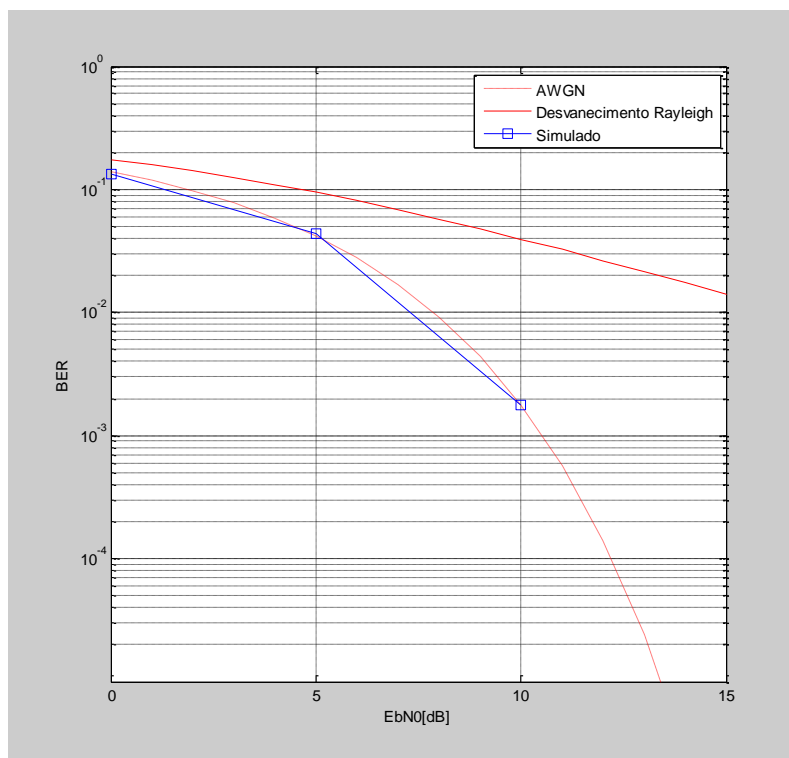


Figura 14 – BER com transmissão em um canal AWGN, com ZP de 16 amostras e 16 portadoras virtuais.

Na Figura 14, tem-se que o desempenho do sistema simulado utilizando o ZP ao invés do CP é semelhante, mostrando a equivalência dos dois intervalos de guarda.

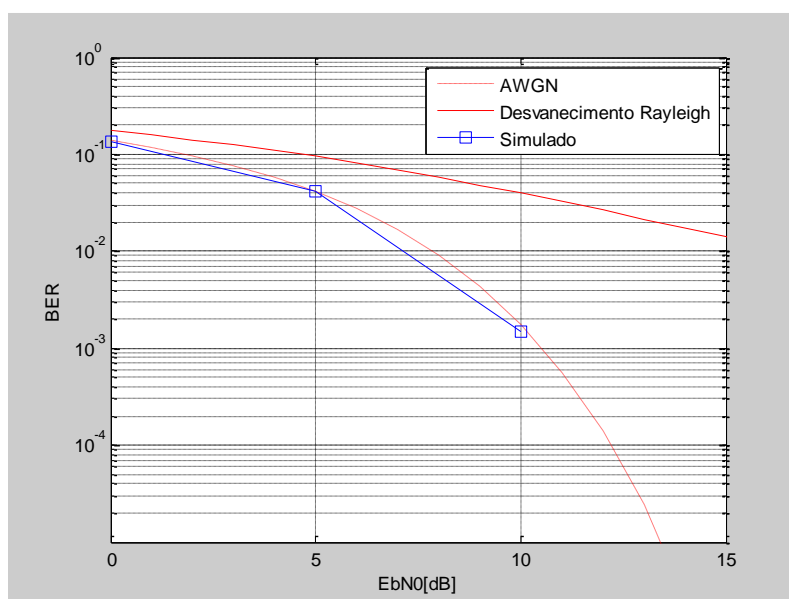


Figura 15 – BER com transmissão em um canal AWGN, sem intervalo de guarda e 16 portadoras virtuais.

Na Figura 15, o sinal simulado teve o intervalo de guarda removido e manteve-se apenas as portadoras virtuais. O desempenho manteve-se semelhante aos anteriores, o que era esperado por ser um canal sujeito apenas ao AWGN.

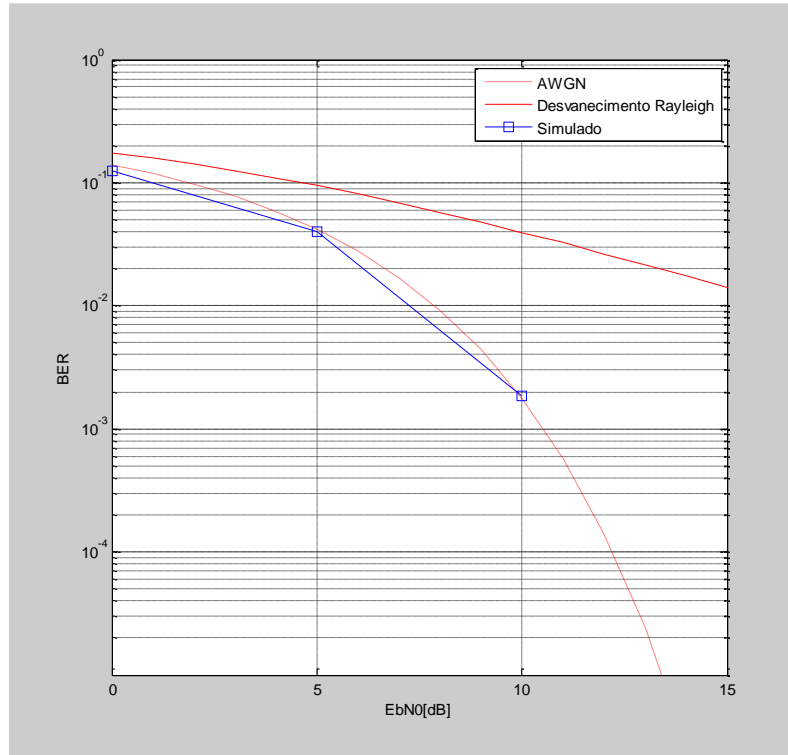


Figura 16 – BER com transmissão em um canal AWGN, sem intervalo de guarda e sem portadoras virtuais.

Na Figura 16, removendo-se também as portadoras virtuais, o desempenho do sinal simulado continuou condizente com os resultados anteriores, mostrando que essas portadoras extras inseridas não afetam o desempenho do sistema em um canal AWGN.

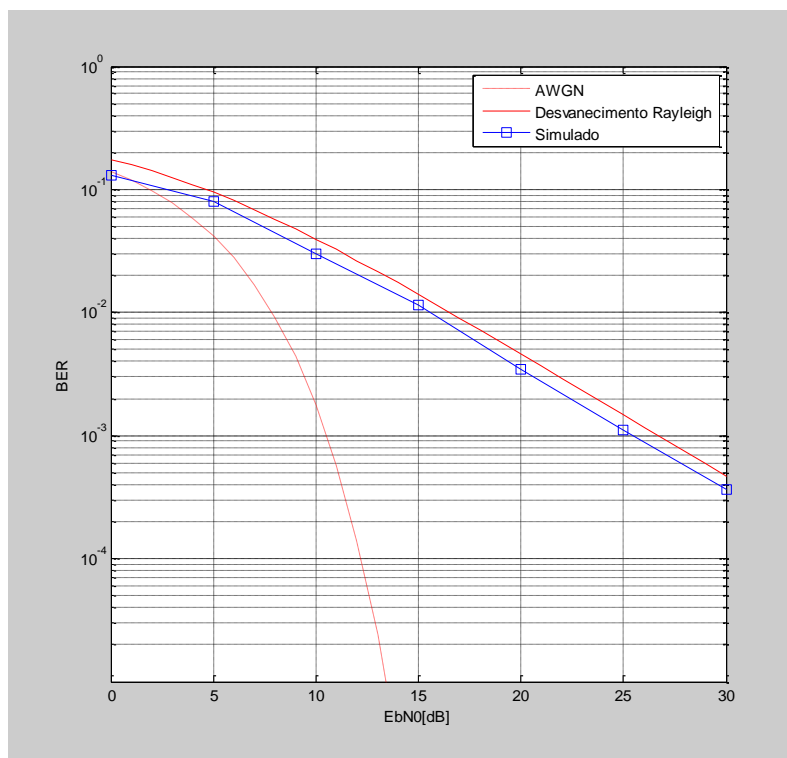


Figura 17 – BER com transmissão em um canal multipercurso, com CP de 16 amostras e 16 portadoras virtuais.

Na Figura 17, tem-se que o sinal OFDM, transmitido em um canal com desvanecimento seletivo, apresentou desempenho próximo do desempenho teórico de um sinal 16QAM transmitido em um canal com desvanecimento plano, sem o efeito da ISI, mostrando que o OFDM é capaz de transformar um canal seletivo em seu equivalente plano.

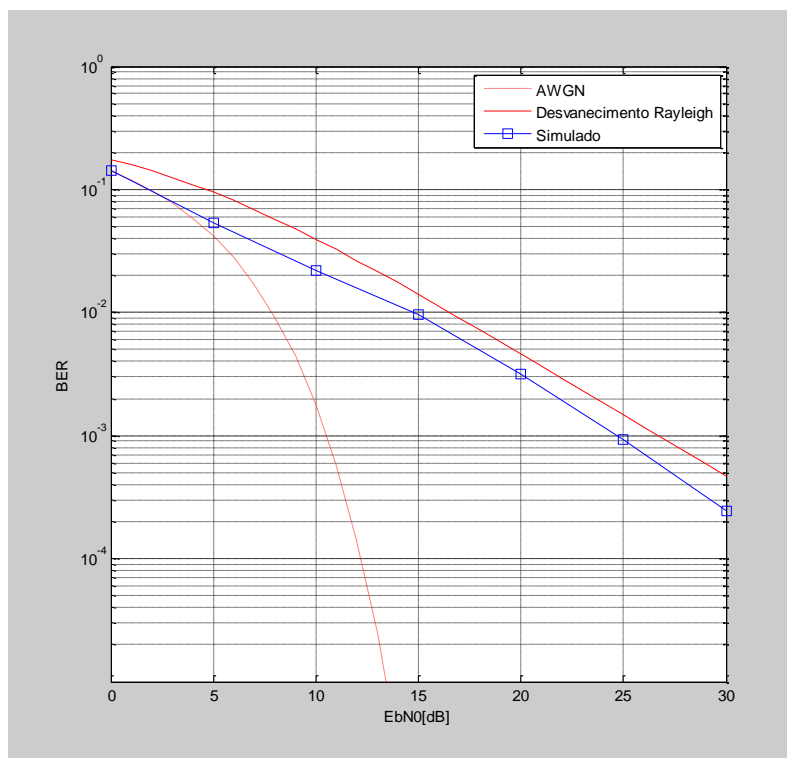


Figura 18 – BER com transmissão em um canal multipercursos, com ZP de 16 amostras e 16 portadoras virtuais.

Na Figura 18, na mesma condição da simulação anterior, porém usando o ZP ao invés do CP, o desempenho da simulação manteve-se próximo do teórico, porém um pouco melhor que no caso anterior. Assim, o uso do ZP permitiu manter a transformação de um canal seletivo em plano e um desempenho um pouco melhor que o com o CP, apesar de exigir um pós-processamento maior.

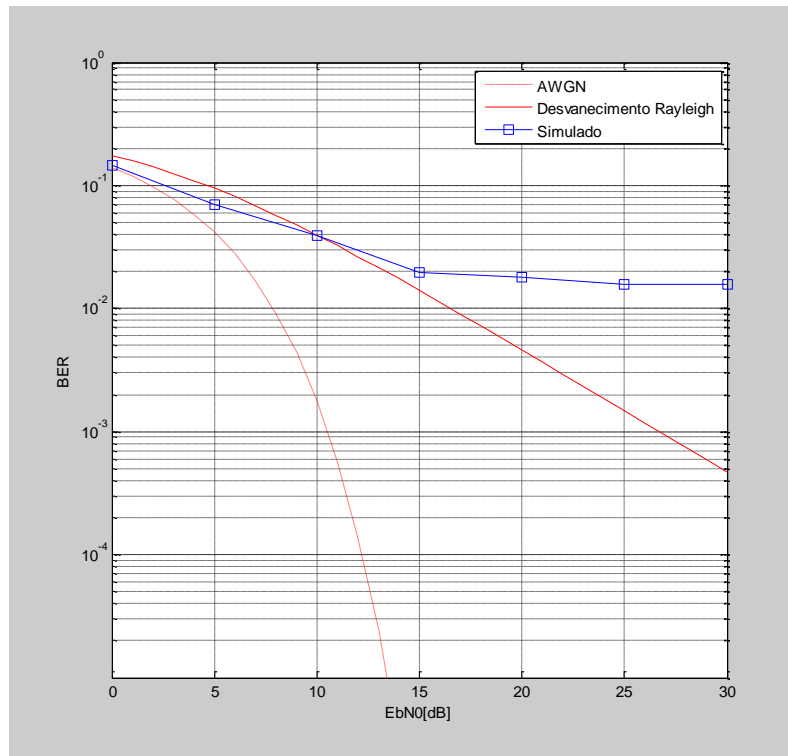


Figura 19 – BER com transmissão em um canal multipercursos, sem intervalo de guarda e 16 portadoras virtuais.

Na Figura 19, com a remoção dos intervalos de guarda, o desempenho do sistema simulado foi pior que o desempenho teórico, mantendo uma taxa de erro alta até mesmo para relações $\frac{E_b}{N_0}$ maiores.

Sem o intervalo de guarda, passa a haver ISI e a característica do OFDM de transformar um desvanecimento seletivo em plano é perdida com a quebra da ortogonalidade entre as subportadoras.

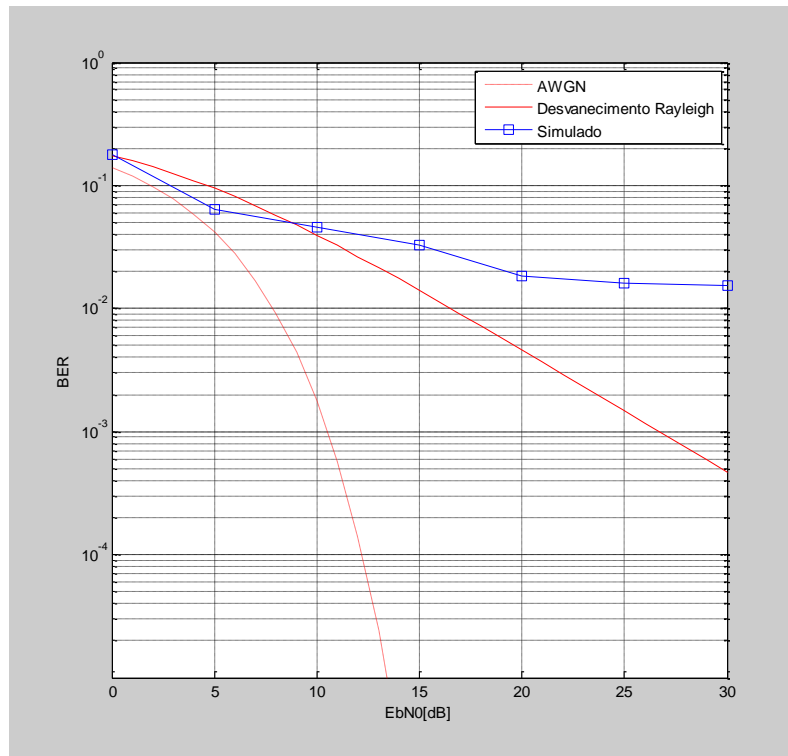


Figura 20 – BER com transmissão em um canal multipercursos, sem intervalo de guarda e sem portadoras virtuais.

Na Figura 20, tem-se a mesma situação da figura anterior, retirando-se apenas as portadoras virtuais. O desempenho foi semelhante ao caso anterior, mostrando que essas subportadoras extras não prejudicam e nem auxiliam na taxa de erro do sistema em situações nas quais não se considera a possível interferência de uma banda adjacente.

De uma maneira geral, nota-se que um canal sujeito ao AWGN praticamente não apresenta variação da BER em termos da inserção de intervalos e banda de guarda no sinal OFDM. No caso multipercursos, no entanto, percebe-se que a retirada desses elementos aumenta consideravelmente a probabilidade de erro do sinal.

4.7. Sincronização em Sistemas OFDM

Em um sistema OFDM, além dos efeitos discutidos anteriormente, característicos do canal, também podem ocorrer STOs e *Offset* na Frequência da Portadora (CFO), que podem ser corrigidos através da sincronização no receptor. A equação (16) representa a presença do STO (δ) e do CFO (ϵ) no sinal recebido.

$$y_l(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_l[k] X_l[k] e^{j2\pi(k+\epsilon)(n+\delta)/N} + Z_l[n] \quad (16)$$

Considerando inicialmente o STO, vale lembrar que, em um sistema OFDM, a IFFT na transmissão e a FFT na recepção são fundamentais para a construção e reconstrução do símbolo transmitido. Dessa forma, considerando que a FFT precisa do ponto inicial do símbolo para amostrá-lo corretamente, é necessária uma sincronização.

A Figura 21 apresenta os 4 casos possíveis de STO, com T_{max} sendo o maior atraso devido ao *delay spread*.

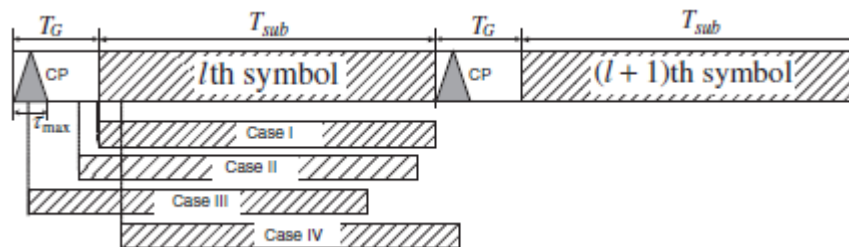


Figura 21 – Possíveis casos de STO [3].

No primeiro caso, o ponto de início do símbolo OFDM considerado corresponde ao início real, preservando a ortogonalidade entre as subportadoras e permitindo uma correta recuperação.

No segundo caso, com o início antes do real ponto inicial, porém após a região onde pode ocorrer ISI no CP, a ortogonalidade entre as subportadoras pode ser mantida, no entanto, uma alteração na fase é causada pelo STO, rotacionando o símbolo recebido na constelação do sinal.

No terceiro caso, o início estimado ocorre na região onde ainda há o símbolo anterior atrasado, fazendo com que ocorra ISI e a ortogonalidade seja afetada, além da presença de ICI.

No quarto caso, o ponto de início considerado é atrasado em relação ao real, de modo que uma parte do próximo símbolo é considerada. Esse caso é o mais severo para o sinal, com a presença de ICI e ISI do próximo símbolo.

Anteriormente, quando foi abordado o CP, esses efeitos já haviam sido comentados, mostrando a importância da sincronização.

Com relação ao CFO, um sinal transmitido, ao ser demodulado no receptor, é multiplicado pela sua portadora para se obter o sinal em banda base novamente. Diante desse efeito, o valor da portadora do sinal transmitido não necessariamente é igual ao considerado, que pode ser causado pelo efeito *Doppler* ou pela própria característica física dos osciladores no transmissor e no receptor não operarem exatamente nas mesmas frequências.

Desse efeito, tem-se como consequência direta a interferência entre as suportadoras (ICI), mesmo que a ortogonalidade entre elas seja mantida no sinal transmitido.

4.8. Técnicas de Estimação para os *Offsets*

Para cada um desses dois problemas de *offset* existem diferentes técnicas de sincronização. Inicialmente, para um STO, considerando um CP de N_G amostras e período T_G e um símbolo com informação útil de N_{sub} amostras e período T_{sub} , sabe-se, como discutido anteriormente, que o CP é uma cópia da parte final do símbolo OFDM no qual ele é inserido.

Considerando duas janelas no símbolo, como mostrado na Figura 22, de tamanho N_G e espaçadas de N_{sub} amostras, essas janelas podem deslizar pelo símbolo OFDM e, quando a região do CP cair em uma das janelas, ter-se-á a maior similaridade entre essas janelas.

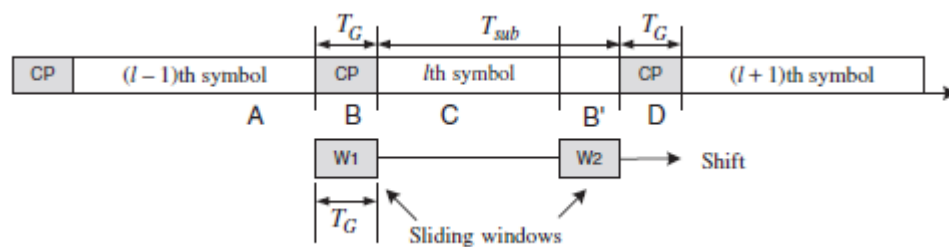


Figura 22 – Estimação do STO usando janelas deslizantes [3].

Como a similaridade entre as janelas W_1 e W_2 é maximizada quando a diferença entre elas for minimizada, o STO pode ser encontrado buscando o ponto onde esse mínimo ocorre

$$\hat{\delta} = \arg \min_{\delta} \left\{ \sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} |y_l[n+i] - y_l[n+N+i]| \right\} \quad (17)$$

A fim de obter uma expressão mais robusta para essa estimação, a equação (17) pode ser modificada para a (18), minimizando o quadrado da diferença entre a primeira janela e o conjugado da segunda

$$\hat{\delta} = \arg \min_{\delta} \left\{ \sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} (|y_l[n+i]| - |y_l^*[n+N+i]|)^2 \right\} \quad (18)$$

Outra forma é através da equação (19), considerando a máxima correlação entre as duas janelas.

$$\hat{\delta} = \arg \max_{\delta} \left\{ \sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} |y_l[n+i]y_l^*[n+N+i]| \right\} \quad (19)$$

Para um CFO, uma abordagem de estimação é através do uso de símbolos de treinamento. Sendo D um inteiro que representa a razão entre o comprimento de um símbolo OFDM e de um símbolo que se repete e N o número de amostras do símbolo OFDM, a estimação no receptor para um *offset* $|\varepsilon| \leq D/2$, após o envio desse símbolo de treinamento pelo receptor, pode ser feita considerando

$$\hat{\varepsilon} = \frac{D}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{N/D-1} y_l^*[n]y_l[n+N/D] \right\} \quad (20)$$

que pode ser melhorada, em termos de do erro médio quadrático, para

$$\hat{\varepsilon} = \frac{D}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{m=0}^{D-2} \sum_{n=0}^{N/D-1} y_l^*[n+mN/D]y_l[n+(m+1)N/D] \right\} \quad (21)$$

Os métodos anteriores consideraram técnicas no domínio do tempo, porém é possível também realizar essas estimações considerando o domínio da frequência. Se dois símbolos de treinamento idênticos forem transmitidos consecutivamente, pode-se relacioná-los, em termos da CFO, por

$$y_2[n] = y_1[n]e^{j2\pi N\varepsilon/N} \leftrightarrow Y_2[k] = Y_1[k]e^{j2\pi\varepsilon} \quad (22)$$

Da equação (22), pode-se derivar a relação de Moose

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \operatorname{tg}^{-1} \left\{ \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Im}[Y_1^*[k]Y_2[k]]}{\sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{Re}[Y_1^*[k]Y_2[k]]} \right\} \quad (23)$$

que exige um tempo chamado período de preâmbulo, no qual somente os símbolos de treinamento podem ser transmitido.

A abordagem de Classen permite a inserção de símbolos piloto em todo símbolo OFDM, eliminando a necessidade do período de preâmbulo.

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi x T_{sub}} \max_{\varepsilon} \left\{ \left| \sum_{j=0}^{L-1} Y_{l+D}[p[j], \varepsilon] Y_l^*[p[j], \varepsilon] X_{l+D}^*[p[j]] X_l[p[j]] \right| \right\} \quad (24)$$

Existe ainda uma abordagem mais simples, que não necessita de símbolos de treinamento, que considera a estimação do *offset* a partir da diferença de fase entre o CP e a porção final do símbolo, da qual ele é copiado. Apesar de mais simples, é exigido que a sincronização de símbolo, discutida anteriormente, seja perfeita, além de, por usar a inversa da tangente na operação $\arg()$, $|\varepsilon| < 0,5$.

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=-N_G}^{-1} y_l^*[n] y_l[n + N] \right\} \quad (25)$$

4.9. Simulação da Sincronização OFDM

As técnicas de sincronização discutidas anteriormente, para um sistema OFDM, foram implementadas em um código MATLAB® e os resultados são apresentados a seguir.

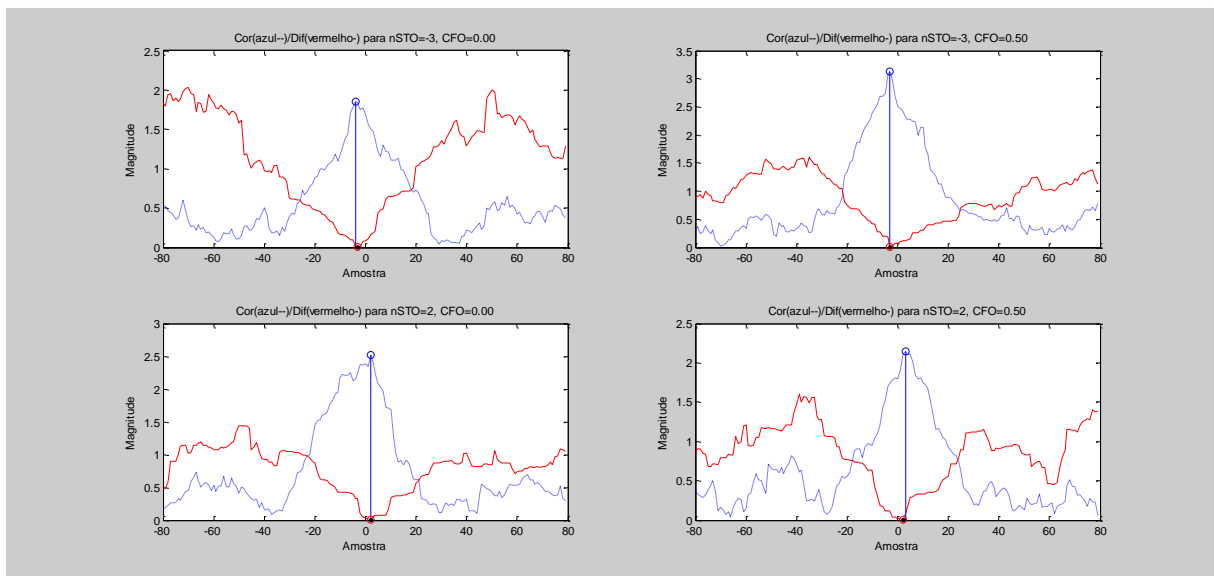


Figura 23 – Estimação de STO através de mínima diferença e máxima correlação.

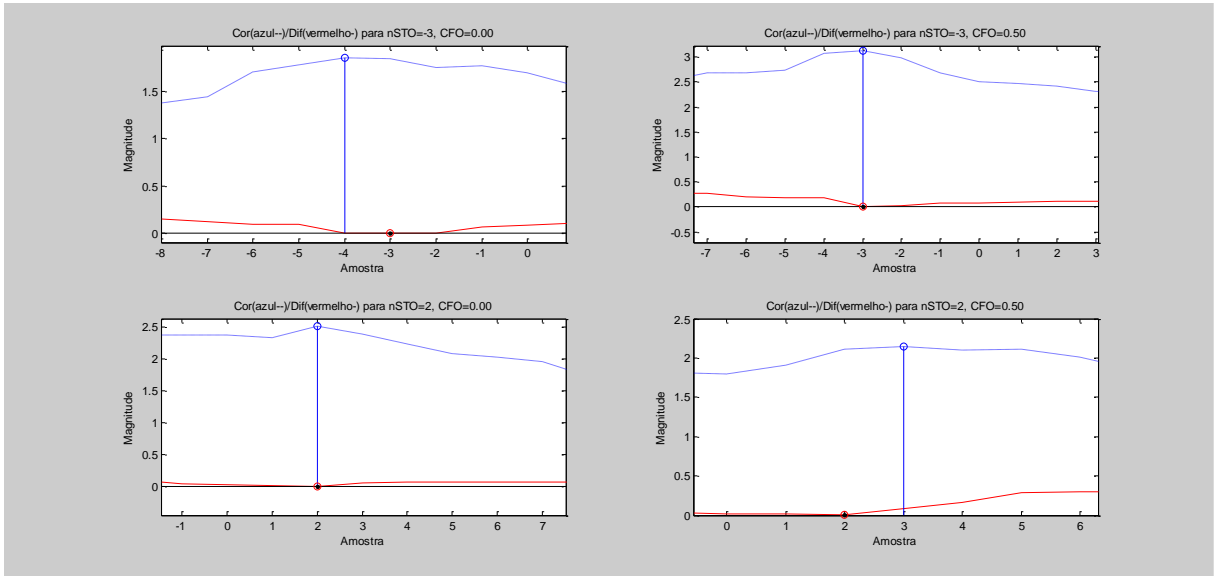


Figura 24 – Estimação de STO através de mínima diferença e máxima correlação (aumentado).

Na STO (Figuras 23 e 24), a técnica de máxima correlação apresentou dois erros em relação à técnica de mínima diferença, perceptivelmente devido a regiões em que a zona de máxima correlação era relativamente plana.

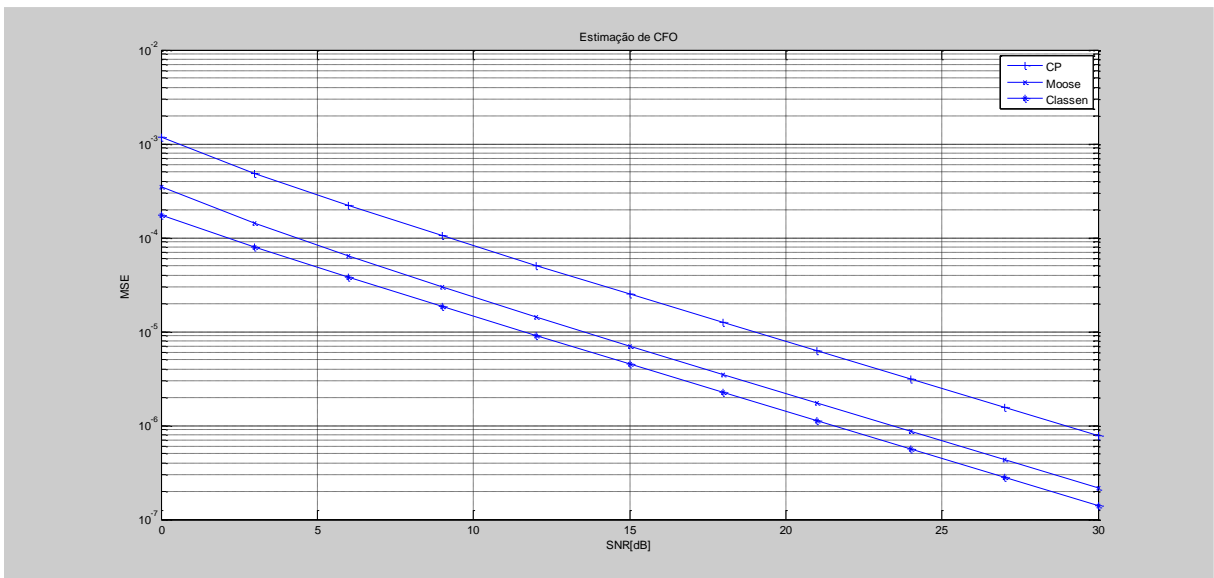


Figura 25 – Estimação de CFO através do CP e dos métodos de Moose e Classen.

Com relação à estimação da CFO, a técnica de Classen foi a que apresentou melhor desempenho, seguida pela de Moose que apresentou desempenho próximo. A técnica de Classen, no entanto, exige a contínua transmissão de símbolos piloto

inserido nos símbolos OFDM, diminuindo a carga útil, enquanto a de Moose somente exige no período de preâmbulo, que, no entanto, é um período em que nenhuma informação é transmitida.

A técnica utilizando o CP, apesar de ter um desempenho pior que as outras duas técnicas, também foi capaz de estimar o CFO e, como vantagem, se aproveita de uma característica do próprio símbolo OFDM, o CP, sem a necessidade da inserção de símbolos pilotos.

5. TRANSMISSÃO MIMO

5.1. Sistemas de Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas [20]

Sistemas MIMO surgiram como uma extensão do conceito de antenas inteligentes, empregando-se múltiplas antenas tanto no receptor como no transmissor e permitindo, em conjunto com técnicas de processamento de sinal avançadas, uma maior capacidade sobre os sistemas tradicionais.

Resumidamente, um canal MIMO é uma conexão sem fio entre N_T antenas transmissoras e N_R antenas receptoras, possuindo $N_T N_R$ elementos que representam os coeficientes do canal, além dessas antenas poderem pertencer a um único usuário ou serem distribuídas entre usuários variados.

A Figura 26 apresenta um diagrama de blocos genérico para um sistema desse tipo, apresentando o processamento (região inferior) e a transmissão e recepção do sinal (região superior).

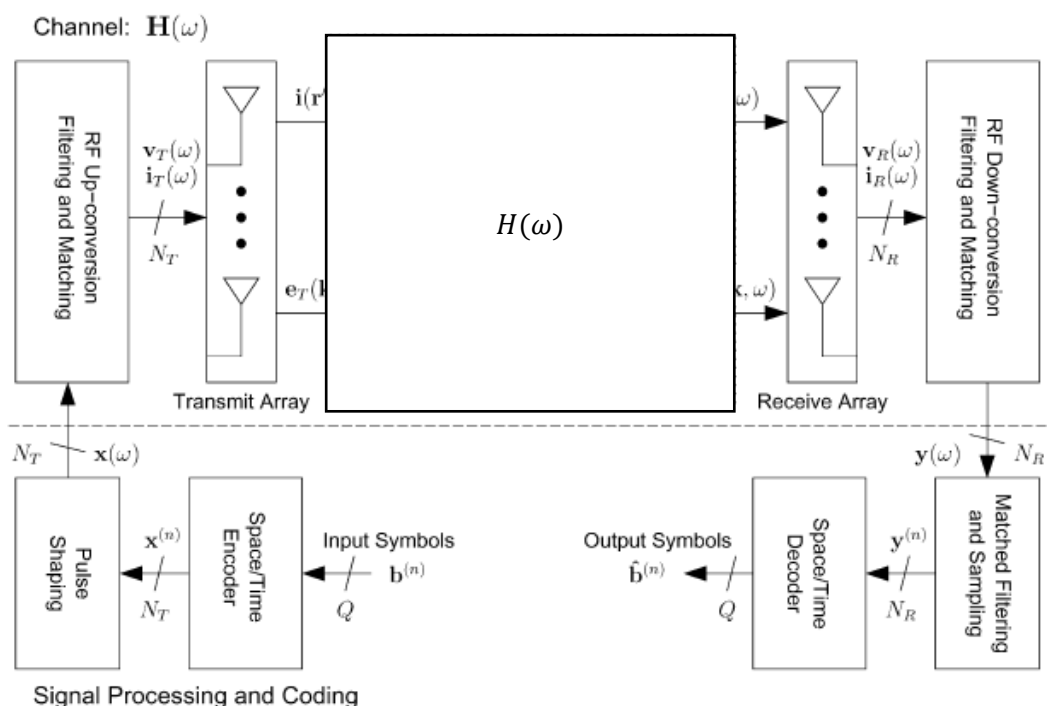


Figura 26 – Diagrama de blocos de um sistema MIMO sem-fio genérico [18].

A propagação por multipercurso, que pode causar um desvanecimento seletivo em frequência no sinal, pode ser explorada em um sistema com múltiplas antenas para aumentar a capacidade do canal, permitindo que antenas no transmissor e no receptor estabeleçam múltiplos canais paralelos, utilizando a mesma banda, sendo

que a correlação entre as antenas transmissoras e receptoras varia significativamente em função das diferentes distâncias, do espalhamento variado do ambiente e do efeito Doppler, sendo possível separar sinais com base nessas variações dos efeitos de canal.

A capacidade do canal é a máxima taxa de informação que pode ser transmitida e recebida sem erros no receptor, sendo comumente representada pela eficiência espectral de banda (bps/Hz).

Considerando, inicialmente, um Sistema de Única Entrada e Única Saída (SISO), a capacidade de Shannon para um canal sem fio desse tipo, corrompido por um AWGN, é:

$$C_{Shannon} = B * \log_2(1 + SNR) \quad (26)$$

Sendo que $C_{Shannon}$ é o limite de Shannon para a capacidade do canal, SNR é a relação sinal-ruído e B é a banda do canal. Considerando o caso real de um canal sem fio variante no tempo e com desvanecimento plano em frequência, a equação (26) pode ser escrita como:

$$C_{Shannon} = B * \log_2(1 + SNR|H|^2) \quad (27)$$

Em que H é uma matriz complexa 1x1 de potência unitária do canal. Dessa equação, nota-se que a capacidade aumenta com o aumento da banda além de, a cada aumento de 3 dB na SNR , haver um aumento de 1 bps/Hz na capacidade.

Em um sistema de Única Entrada e Múltiplas Saídas (SIMO), tem-se N_R antenas no receptor e somente uma no transmissor sendo que, se os sinais recebidos nessas antenas têm, em média, a mesma amplitude, eles podem ser adicionados de forma coerente, aumentando a potência do sinal de N_R^2 , mas, em contrapartida, passam a existir N_R fontes de ruído, adicionadas incoerentemente e aumentando a potência do ruído N_R vezes.

Dessa forma, a SNR na entrada do receptor passa a ser:

$$SNR' = \frac{N_R^2 * P_{sinal}}{N_R * P_{ruído}} = N_R * SNR \quad (28)$$

Assim, a capacidade de um canal SIMO é:

$$C_{SIMO} = B * \log_2(1 + N_R * SNR) \quad (29)$$

Considerando a mesma situação prática do caso anterior, de um canal sem fio variante no tempo e com desvanecimento plano em frequência:

$$C_{SIMO} = B * \log_2(1 + SNR * HH^*) \quad (30)$$

Sendo H um vetor do canal de tamanho $1 \times N_R$ e H^* o seu vetor transposto conjugado.

Para o caso de Múltiplas Entradas e Única Saída (MISO), em que se tem N_T antenas transmissoras e uma antena receptora, de forma análoga ao sistema SIMO, a capacidade do sistema MISO será:

$$C_{MISO} = B * \log_2(1 + N_T * SNR) \quad (31)$$

E, para o caso prático:

$$C_{MISO} = B * \log_2(1 + SNR * HH^*) \quad (32)$$

Com H de tamanho $N_T \times 1$.

Dessas equações de capacidade para sistemas SIMO e MISO, fica claro que estes sistemas apresentam uma melhoria, em termos de capacidade, em relação a sistemas SISO, com o aumento da SNR devido à distribuição do sinal. Esse aumento, no entanto, é limitado, já que ele ocorre dentro de uma função logarítmica.

Finalmente, para o caso MIMO, pode-se considerar dois casos diferentes para a análise da capacidade.

Primeiro, quando o mesmo sinal é transmitido por cada antena, o sistema MIMO se torna uma combinação dos sistemas SIMO e MISO analisados anteriormente, se maneira que a sua SNR passa a ser:

$$SNR' = \frac{N_T^2 N_R^2 * P_{sinal}}{N_T N_R * P_{ruído}} = N_T N_R * SNR \quad (33)$$

E, a capacidade do canal MIMO, nesse caso, será:

$$C_{MIMO} = B * \log_2(1 + N_T N_R * SNR) \quad (34)$$

Assim, a capacidade do canal para esse caso é maior que dos casos anteriores, porém, como essa capacidade é incrementada dentro de uma função logarítmica, o aumento desse ganho com mais potência transmitida ou maior número de antenas é extremamente custoso.

Considerando agora uma segunda situação, em que cada antena transmite um sinal diferente, pode-se estabelecer que, para cada transmissor, um canal é criado, de maneira que a capacidade de cada um desses canais pode ser estimada como:

$$C_{MIMO} = B * \log_2 \left(1 + \frac{N_R}{N_T} * SNR \right) \quad (35)$$

E, como existem N_T transmissores criando esses canais no sistema, a capacidade total será:

$$C_{MIMOtotal} = N_T * B * \log_2 \left(1 + \frac{N_R}{N_T} * SNR \right) \quad (36)$$

Considerando $N_R \geq N_T$, a equação (36) pode ser aproximada por:

$$C_{MIMOtotal} \approx N_T * B * \log_2(1 + SNR) \quad (37)$$

Dessa forma, é possível obter um aumento linear na capacidade do canal aumentando o número de antenas no transmissor, mostrando que é mais interessante transmitir dados através de diferentes canais de baixa potência do que em apenas um canal de alta potência.

Considerando a situação prática, da mesma forma que nos casos anteriores, para um canal variante no tempo e com desvanecimento aleatório, a capacidade do sistema MIMO $N_T \times N_R$ de canal conhecido será:

$$C_{MIMO} = B * \log_2 \left(\det \left[I_R + \frac{SNR}{N_T} * HH^* \right] \right) \quad (38)$$

Considerando um sistema simplificado, em que $N_T = N_R$ e $HH^*/N_T \rightarrow I_R$, a equação (38) se transforma na (37), com a capacidade aumentando linearmente com o aumento do número de antenas de transmissão.

5.2. Arquitetura Bell Laboratories Layered Space-Time

O sistema *Bell Laboratories Layered Space-Time* (BLAST) é basicamente dividido na arquitetura vertical (V-BLAST) e na diagonal (D-BLAST), sendo que a diferença entre elas está, basicamente, no processo de codificação do vetor de transmissão.

No D-BLAST, introduz-se uma redundância entre os sub-blocos através de uma codificação específica entre eles. Os blocos de código são organizados de forma diagonal no tempo e espaço, levando a uma alta eficiência espectral para um dado número de transmissores e receptores.

No V-BLAST, o processo de codificação é simplesmente uma operação de demultiplexação seguida de uma conversão bit-símbolo independente para cada sub-bloco, sem que aja uma codificação específica entre eles. Essa simplicidade torna essa arquitetura, em termos de implementação, preferível sobre a D-BLAST.

A Figura 27 apresenta o diagrama de blocos geral de um sistema com arquitetura V-BLAST, em que um bloco de dados único é demultiplexado em M sub-blocos que são, em seguida, codificados em símbolos e transmitidos pelo respectivo transmissor.

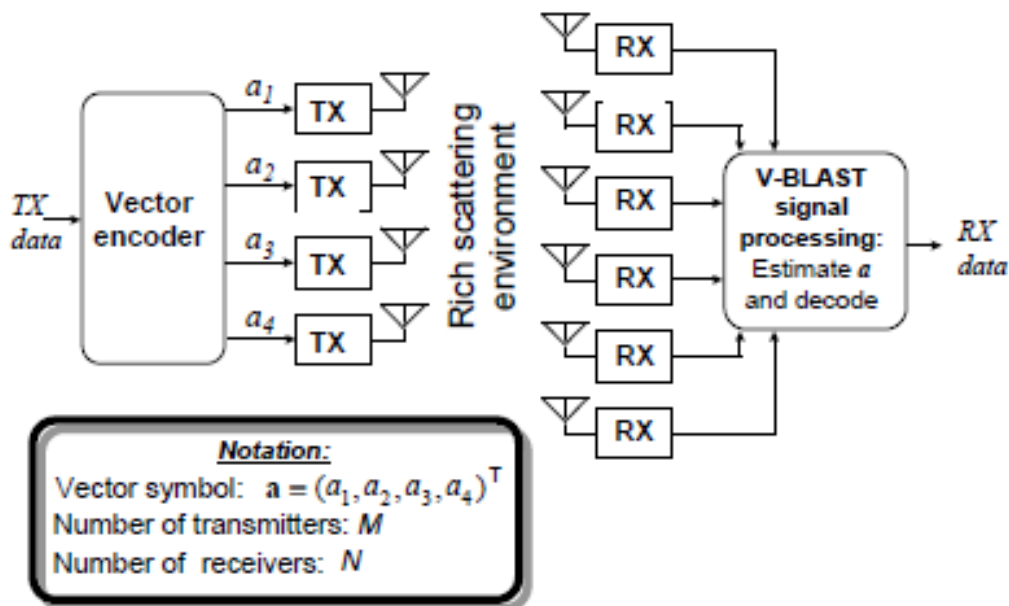


Figura 27 – Diagrama de blocos de um sistema V-BLAST [20].

Os transmissores operam de maneira cocanal a uma taxa de símbolo $1/T$ símbolos/segundo, com tempo de símbolo sincronizado. Além disso, pode-se considerar que o conjunto dos transmissores forma um vetor de transmissores, com os símbolos transmitidos por cada antena sendo um elemento do vetor.

A potência de cada transmissor é proporcional a $1/M$, fazendo com que a potência total irradiada pelo conjunto seja constante e independente de M .

Os N receptores operam de maneira cocanal também, com cada um deles recebendo o sinal irradiado pelas M antenas. Assumindo um desvanecimento plano em frequência, a função de transferência do canal é representada pela matriz $H^{N \times M}$, sendo que os elementos h_{ij} representam a função de transferência complexa do transmissor j para o receptor i , com $M \leq N$. Por simplicidade, assume-se que a variação temporal do canal dentro do período de transmissão de uma rajada de símbolos é desprezível e que a estimação do canal é feita adequadamente, tendo-se usado, por exemplo, símbolos de treinamento no início da transmissão de cada rajada.

O V-BLAST, apesar de ser, resumidamente, um sistema de único usuário no qual são usadas múltiplas antenas, apresenta algumas vantagens em relação a, por exemplo, um sistema de múltiplo acesso dedicado a apenas um usuário.

Um primeiro ponto é que, diferente da divisão por código ou técnicas de múltiplo acesso por espalhamento espectral, a banda total de canal utilizada em sistemas BLAST é apenas uma pequena fração a mais da taxa de símbolo.

Outro ponto é que, diferentemente dos sistemas de Múltiplo Acesso por Divisão em Frequência (FDMA), cada sinal transmitido ocupa a banda inteira do sistema e, diferente de sistemas de múltiplo acesso por divisão no tempo, a banda inteira do sistema é usada simultaneamente por todos os transmissores.

Essas características contribuem para que o sistema BLAST atinja eficiência espectral maior que as técnicas convencionais de múltiplo acesso e, uma importante característica desse sistema é que não se impõe nenhuma exigência quanto à ortogonalidade dos sinais transmitidos, já que o próprio efeito de multipercurso do canal é explorado para permitir a separação dos símbolos simultaneamente transmitidos e aumento da capacidade.

Considerando um sistema de tempo discreto em banda base para o processo de detecção de um único vetor de símbolo transmitido, $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_M)'$, assumindo que o receptor está sincronizado corretamente, o sinal recebido será:

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{H}\mathbf{a} + \mathbf{v} \quad (39)$$

Sendo \mathbf{v} o ruído presente no canal.

Uma das maneiras de se realizar a detecção no sistema é através de técnicas envolvendo antenas adaptativas, ou seja, realizando-se uma anulação combinatória linear. Dessa forma, cada sub-bloco é considerado, intercaladamente, como o sinal desejado e, os demais, como interferência. A anulação é então realizada definindo-se, linearmente, um peso para os sinais recebidos de modo que algum critério de performance seja satisfeito.

Esse processo de anulação linear é viável, porém um melhor desempenho pode ser obtido se forem utilizadas técnicas não-lineares. Devido ao sincronismo temporal do sistema, uma interessante opção não linear é o cancelamento de símbolo, que consiste, basicamente, em subtrair símbolos já detectados do vetor de sinal recebido, levando a um vetor modificado com menos sinais interferentes.

Considerando o seguinte conjunto:

$$S \equiv \{k_1, k_2, \dots, k_M\} \quad (40)$$

Que é uma permutação dos inteiros 1, 2, ..., M especificando a ordem na qual os componentes do vetor de símbolos \mathbf{a} são extraídos, pode-se definir a seguinte sequência para o processo de detecção:

Primeiro Passo: Usando o vetor de anulação \mathbf{w}_k , obtém-se a estatística de decisão y_{k_1} :

$$y_{k_1} = \mathbf{w}_{k_1}' \mathbf{r}_1 \quad (41)$$

Segundo Passo: Corta-se y_{k_1} para se obter \hat{a}_{k_1} :

$$\hat{a}_{k_1} = Q(y_{k_1}) \quad (42)$$

Sendo que $Q(y_{k_1})$ representa a operação de quantização para o corte apropriado para a constelação em uso.

Terceiro Passo: Assumindo que $\hat{a}_{k_1} = a_{k_1}$, cancela-se a_{k_1} do vetor recebido \mathbf{r}_1 , obtendo-se o vetor recebido modificado \mathbf{r}_2 :

$$\mathbf{r}_2 = \mathbf{r}_1 - \hat{a}_{k_1} (\mathbf{H})_{k_1} \quad (43)$$

Sendo que $(\mathbf{H})_{k_1}$ denota a coluna de \mathbf{H} referente ao símbolo k_1 .

Quarto Passo: Repete-se os passos anteriores para as componentes k_2, \dots, k_M , utilizando-se os vetores modificados $\mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_M$.

Os detalhes desse processo de detecção dependem do critério utilizado para o cálculo do vetor de anulação \mathbf{w}_{k_i} , sendo um dos mais simples o de *Zero Forcing* (ZF). Nesse critério, o i – ésimos vetor ZF-anulante é definido como o único vetor normal satisfazendo:

$$\mathbf{w}_{ki} (\mathbf{H})_{kj} = \begin{cases} 0, & j \geq i \\ 1, & j = i \end{cases} \quad (44)$$

Assim, w_{k_i} é ortogonal ao subespaço formado pelos elementos de r_i já que esses símbolos ainda não foram estimados e cancelados.

A SNR pós-deteção para o i – ésimo componente detectado de \mathbf{a} pode ser obtida substituindo-se (39) e (44) na equação (41) e calculando-se os valores esperados:

$$\rho_{k_i} = \frac{\langle |a_{k_i}|^2 \rangle}{\sigma^2 \|\mathbf{w}_{k_i}\|^2} \quad (45)$$

Quando se utiliza o cancelamento de símbolos, a ordem em que os componentes de \mathbf{a} são detectados influencia no desempenho do sistema, embora para a operação de anulação essa ordem seja irrelevante.

Quando apenas a anulação é utilizada, cada vetor anulante deve ser ortogonal à $M - 1$ linhas de \mathbf{H} , porém, quando o cancelamento de símbolo é empregado em conjunto com essa técnica, w_k deve ser ortogonal apenas às $M - i$ componentes ainda não detectadas.

Da desigualdade de Cauchy-Schwartz, quanto mais linhas de \mathbf{H} um vetor w_{k_i} deve ser ortogonal, maior é a norma e, baseado em (20), menor a SNR após a detecção. Isso mostra que, com o cancelamento, ρ_{k_i} é menos restritivo que seus correspondentes ρ_{k_i} para um caso em que se faz apenas a anulação. O único caso em que eles serão iguais será para ρ_{k_1} .

Disso, a importância da ordem na qual os símbolos são cancelados é permitir, na detecção da i – ésima componente, qual subconjunto de $M - 1$ linhas restringe w_{k_i} , com diferentes escolhas levando a diferentes valores de ρ_{k_i} e, portanto, impactando diretamente na SNR. Vale lembrar que, se for feita apenas a operação de anulação, a ordem é irrelevante, já que todas as componentes serão detectadas na presença das demais.

Como todos os componentes de \mathbf{a} fazem parte da mesma constelação, o componentes com o menor ρ_{k_i} dominará a performance com relação ao erro no sistema, direcionando o foco da recepção para maximizar o pior ρ_{k_i} sobre todas as possibilidades de ordem de detecção.

Uma maneira de se obter a condição anterior é selecionar o melhor ρ_{k_i} em cada estágio do processo de detecção, levando a uma ordenação otimizada no sentido de se obter a melhor SNR geral para o sistema. A prova matemática dessa observação é apresentada em [20].

A seguir, apresenta-se o algoritmo recursivo da detecção V-BLAST, considerando-se, apenas por simplicidade, o método de anulação de interferentes como sendo o ZF. Para métodos diferentes, o algoritmo se mantém o mesmo, bastando alterar a definição da matriz que estabelece os critérios de peso utilizados no vetor do sinal recebido.

Inicialização:

$$i = 1 \quad (I)$$

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^+ \quad (II)$$

$$k_1 = \underset{j}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{G}_1\|_j^2 \quad (III)$$

Recursão:

$$\mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i} \quad (IV)$$

$$y_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i \quad (V)$$

$$\hat{a}_{k_i} = Q(y_{k_i}) \quad (VI)$$

$$\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{a}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i} \quad (VII)$$

$$\mathbf{G}_{i+1} = \mathbf{H}_{k_i}^+ \quad (VIII)$$

$$k_{i+1} = \underset{j \notin \{k_1, k_2, \dots, k_i\}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{G}_{i+1}\|_j^2 \quad (IX)$$

$$i = i + 1 \quad (X)$$

Em (I) o contador é inicializado, em (II), \mathbf{H}^+ é a matriz pseudo-inversa de Moore-Penrose de \mathbf{H} usada para iniciar a matriz de pesos \mathbf{G} no caso de ZF, em (III) e (IX), $(\mathbf{G}_i)_j$ indica a j – ésima linha de \mathbf{G}_i , sendo essas linhas responsáveis por determinar a ordenação otimizada da detecção, em (IV), o vetor de anulação ZF é determinado, em (V) é feita a decisão estatística do símbolo recebido, em (VI) é estimado o componente transmitido, em (VII) é feito o cancelamento de símbolo e em

(VIII) é computada a nova matriz pseudo-inversa, sendo que $H_{\bar{k}i}$ indica que são zeradas as colunas k_1, k_2, \dots, k_i , indicando a remoção dos transmissores referentes a esses símbolos.

5.3. Outros Detetores para Sistemas MIMO

Um elemento importante do algoritmo V-BLAST é o detetor linear, utilizado para a escolha do sinal mais forte no processo de anulação e servindo de base para as demais etapas do processo de detecção.

Alguns desses detectores são:

Máxima Verossimilhança

Esse receptor (ML) realiza uma decodificação ótima dos vetores. Minimizando a probabilidade de erro. Nesse método, todos os sinais recebidos são comparados com todos os possíveis sinais transmitidos, estimando o sinal mais provável segundo o seguinte princípio:

$$\hat{x} = \arg_{x_k \in (x_1, x_2, \dots, x_N)} \min \|r - Hx_k\|^2 \quad (46)$$

Com a minimização realizada sobre todos os possíveis símbolos transmitidos.

Apesar desse método apresentar um bom desempenho em termos de erro, ele sofre com problemas de complexidade, que é exponencial, com receptor tendo que considerar A^M possíveis símbolos transmitidos pelas M antenas em uma constelação de A símbolos.

Zero Forcing

O receptor anterior pode ter sua complexidade significativamente reduzida ao se separar os fluxos de dados transmitidos e, independentemente, realizar a decodificação de cada um desses fluxos.

Desse modo, tem-se um receptor linear simples e com baixa exigência computacional, porém mais susceptível ao ruído, exigindo uma alta SNR para um melhor desempenho.

Esse método de detecção pode ser representado pela seguinte equação:

$$\hat{x} = (H^*H)^{-1}H^*x = H^+x \quad (47)$$

Sendo $()^+$ a matriz pseudo-inversa.

Nesse método, o receptor ZF converte o problema de decodificação em M problemas de detecção sobre um único fluxo, reduzindo a complexidade para o processamento. Como dito anteriormente, o preço pago é a amplificação do ruído, com um aumento do erro em relação ao ML.

Mínimo Erro Médio Quadrático

O Mínimo Erro Médio Quadrático (MMSE) suprime tanto os componentes interferentes quanto o ruído, enquanto o ZF apenas remove os componentes de interferência, de maneira que o MMSE minimiza o erro médio quadrático entre os símbolos transmitidos e os estimados pelo receptor, compensando o desempenho do ZF sob a presença de um ruído significativo para o sinal.

Esse detector se destaca por ser relativamente simples, apresentar uma performance superior ao ZF e, para baixas SNRs, se torna um filtro casado. A equação a seguir apresenta matematicamente esse método.

$$\hat{x} = H^* \left(\frac{1}{SNR} I_{N_R} + H^*H \right)^{-1} x \quad (48)$$

Para uma baixa SNR, a equação (48) pode ser simplificada para:

$$\hat{x} = H^* \frac{1}{SNR} x \quad (49)$$

E, para o outro caso discutido, com uma alta SNR:

$$\hat{x} = H^*(H^*H)^{-1}x \quad (50)$$

Da onde se nota a aproximação com o ZF.

Estimador Linear por Mínimos Quadrados

Essa abordagem (LLSE) é bastante similar ao MMSE, sendo que os dois métodos apresentam diferenças, principalmente, em termos estáticos, como é descrito detalhadamente em [3]. Em termos de implementação, esse método utiliza a equação:

$$\hat{x} = \overline{E_S} H^* (\overline{E_S} H^* H + N_0 I_{N_R})^{-1} x \quad (51)$$

5.4. Simulação de um Sistema MIMO

Para a simulação do sistema MIMO, escolheu-se, inicialmente, uma situação com 2 transmissores e 2 receptores, considerando uma sequência de $4 \cdot 10^4$ símbolos aleatórios transmitidos por antena, sujeitos ao ruído AWGN e um canal com desvanecimento plano.

Nesse canal MIMO, um vetor $a = (a_1, a_2, \dots, a_M)^T$ de símbolos é enviado e um vetor $r = (r_1, r_2, \dots, r_M)^T$ é recebido segundo a seguinte relação:

$$r = Ha + v \quad (52)$$

em que H é uma matriz $N \times M$ que representa os efeitos de espalhamento do canal e $v = (v_1, v_2, \dots, v_M)^T$ o vetor de ruído. Assume-se a matriz H como uma matriz aleatória de elementos Gaussianos independentes e complexos de média 0 e variância unitária e o vetor v é um vetor Gaussiano complexo aleatório de média 0 e variância N_0 . Assume-se que o receptor possui o modelo exato do canal.

No receptor, foram utilizadas técnicas diretas (ZF, LLSE, MMSE) e técnicas com recursão, baseadas no algoritmo V-BLAST (ZF/V-BLAST, LLSE/V-BLAST, MMSE/V-BLAST).

Em um primeiro momento, para a modulação 16QAM, cuja constelação é apresentada na Figura 28, a BER pela razão E_b/N_0 , simulada de 0 dB até 20 dB, com passo de 1 dB, para cada um dos 6 tipos de receptores é apresentada na Figura 29.

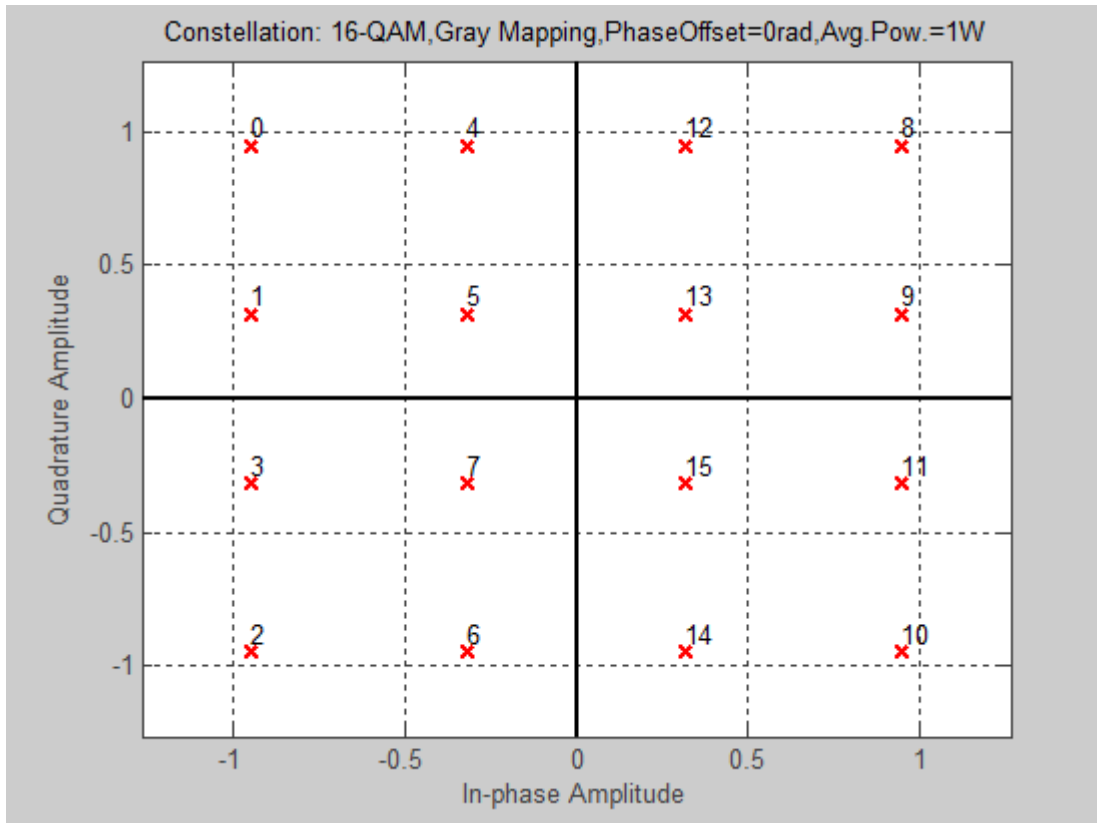


Figura 28 – Constelação para uma modulação 16QAM.

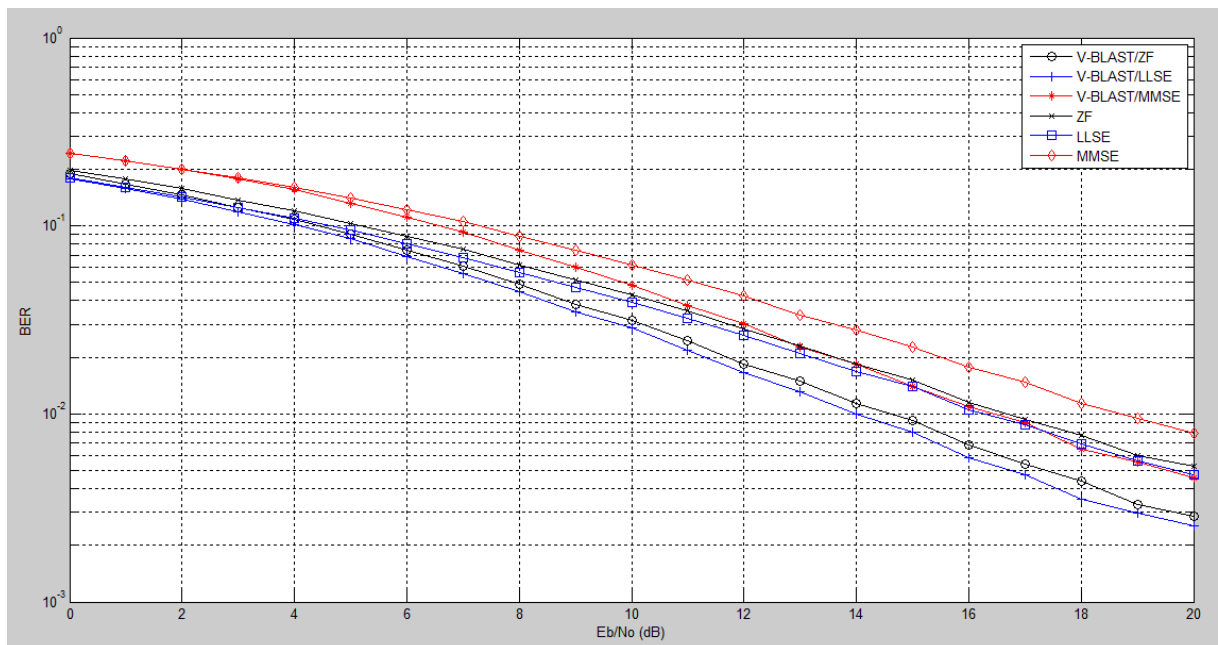


Figura 29 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16QAM (número de antenas receptoras = 2 e número de antenas transmissoras = 2).

Da Figura 29, nota-se que os receptores lineares, sem o uso do V-BLAST, apresentaram uma BER maior que seus equivalentes utilizando o V-BLAST, como esperado.

Em termos dos tipos de detetores lineares, o LLSE apresentou o melhor desempenho, com o ZF apresentando um desempenho bem próximo e o MMSE com o pior desempenho entre os três. Esse comportamento ocorreu tanto nas simulações com o V-BLAST quanto nas sem.

Outro ponto interessante é o V-BLAST/LLSE teve um desempenho praticamente equivalente ao do MMSE e do ZF, que não usavam o algoritmo de recursão.

Na Figura 30, um sistema sob as mesmas condições do anterior é simulado, porém com 4 antenas transmissoras e 4 antenas receptoras, além de $2 \cdot 10^4$ símbolos por antena, mantendo a quantidade total de $8 \cdot 10^4$ símbolos simulados.

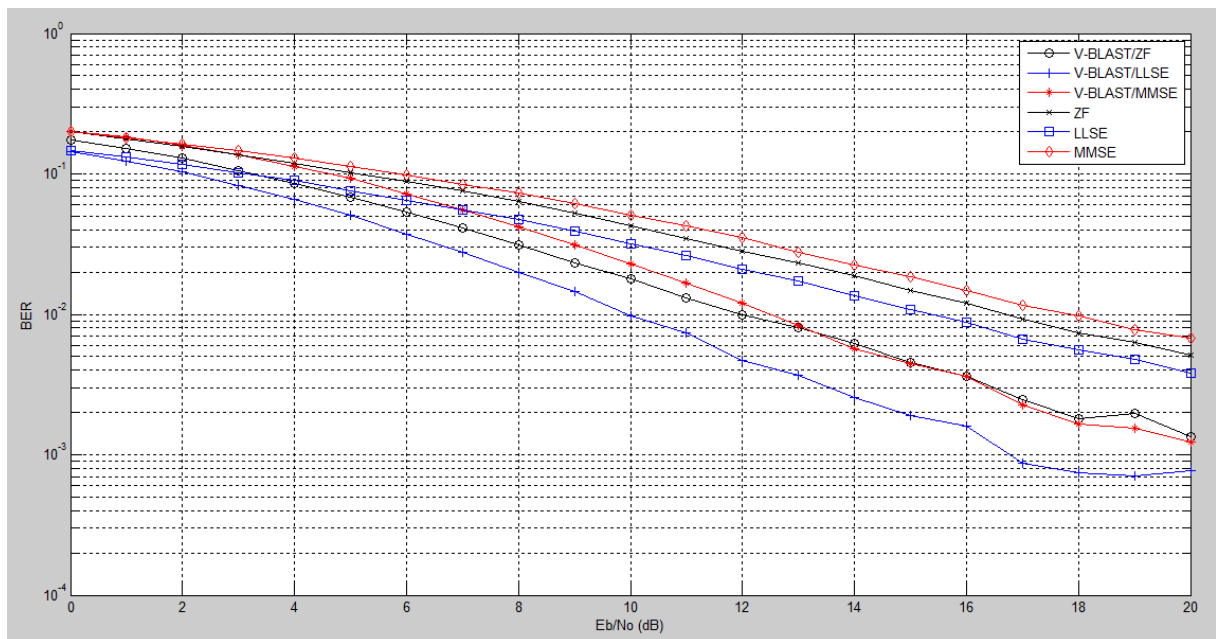


Figura 30 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16QAM (número de antenas receptoras = 4 e número de antenas transmissoras = 4).

Nessa nova simulação, os métodos lineares convencionais, sem o V-BLAST, continuaram com desempenho pior que ao utilizar esse algoritmo. No entanto, nessa nova situação, o desempenho dos sistemas V-BLAST foi melhor do que no caso anterior, com menos antenas na recepção e na transmissão.

Os detectores lineares, por outro lado, tiveram desempenho próximo dos da situação anterior com o LLSE mantendo o melhor desempenho e o MMSE o pior, condição que se repetiu também quando era utilizado o V-BLAST.

O ZF, nos dois casos, teve uma piora no desempenho comparado com a situação em que se utilizavam menos antenas, aproximando do desempenho do MMSE.

Na Figura 31, repete-se a simulação, porém para 8 antenas transmissoras e 8 antenas receptoras. Para manter a quantidade de símbolos do sistema igual a dos casos anteriores, cada antena transmitiu 10^4 símbolos.

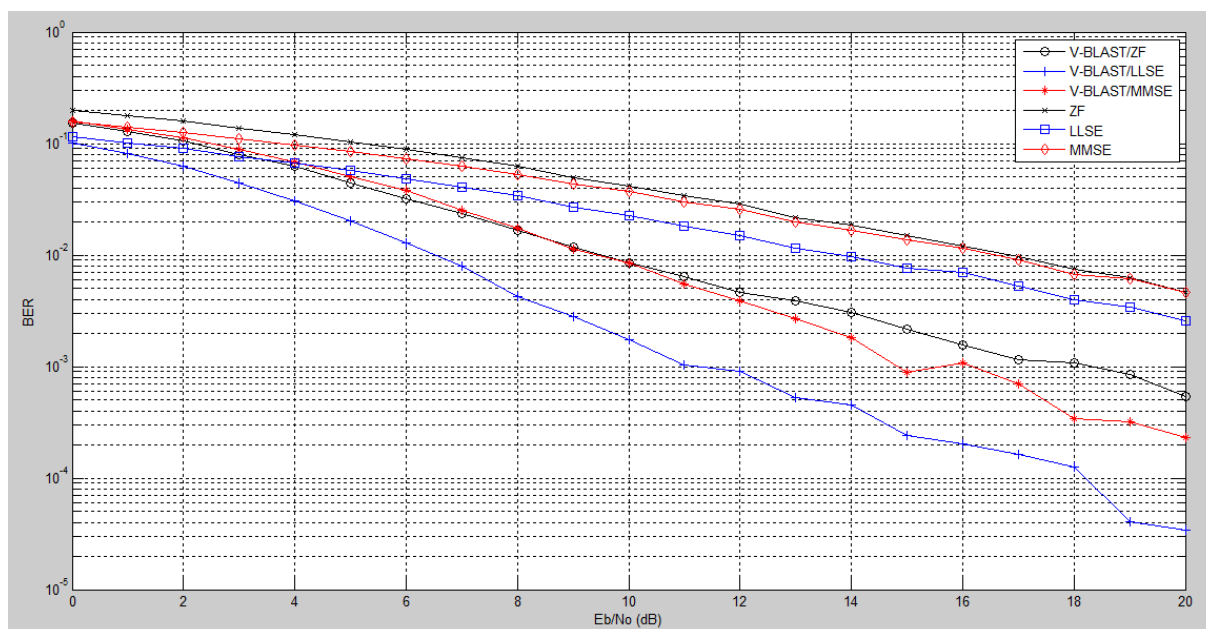


Figura 31 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16QAM (número de antenas receptoras = 8 e número de antenas transmissoras = 8).

Nessa nova condição, a detecção usando o V-BLAST continuou sendo melhor que a puramente linear, porém, o comportamento percebido na simulação anterior foi mantido, com os métodos lineares apresentando uma taxa de erro próxima das outras simulações enquanto os sistemas com o algoritmo de eliminação tiveram uma BER melhor que na simulação anterior, com menos antenas.

Outro ponto que se nota é que o ZF passa a ter um desempenho pior que o MMSE, sendo que o LLSE continua sendo o melhor nos dois casos.

Partindo-se da situação com 8 antenas transmissoras, as simulações das Figuras 32 e 33 apresentam o desempenho do sistema quando se tem uma quantidade menor de antenas receptoras e uma quantidade maior, respectivamente.

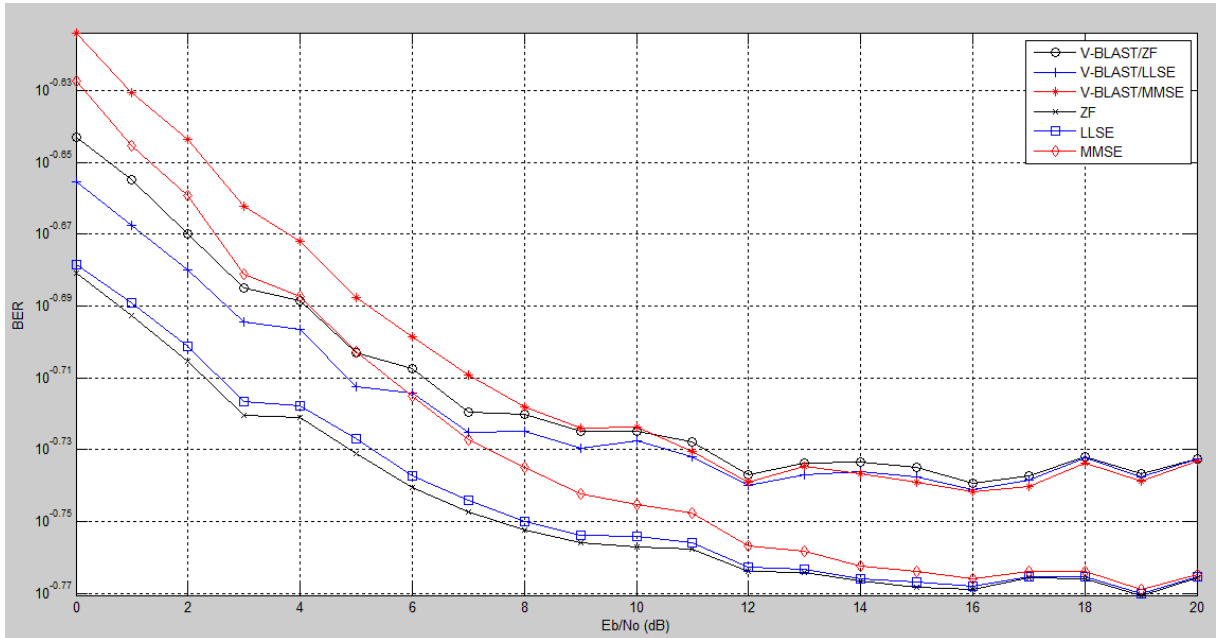


Figura 32 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16QAM (número de antenas receptoras = 6 e número de antenas transmissoras = 8).

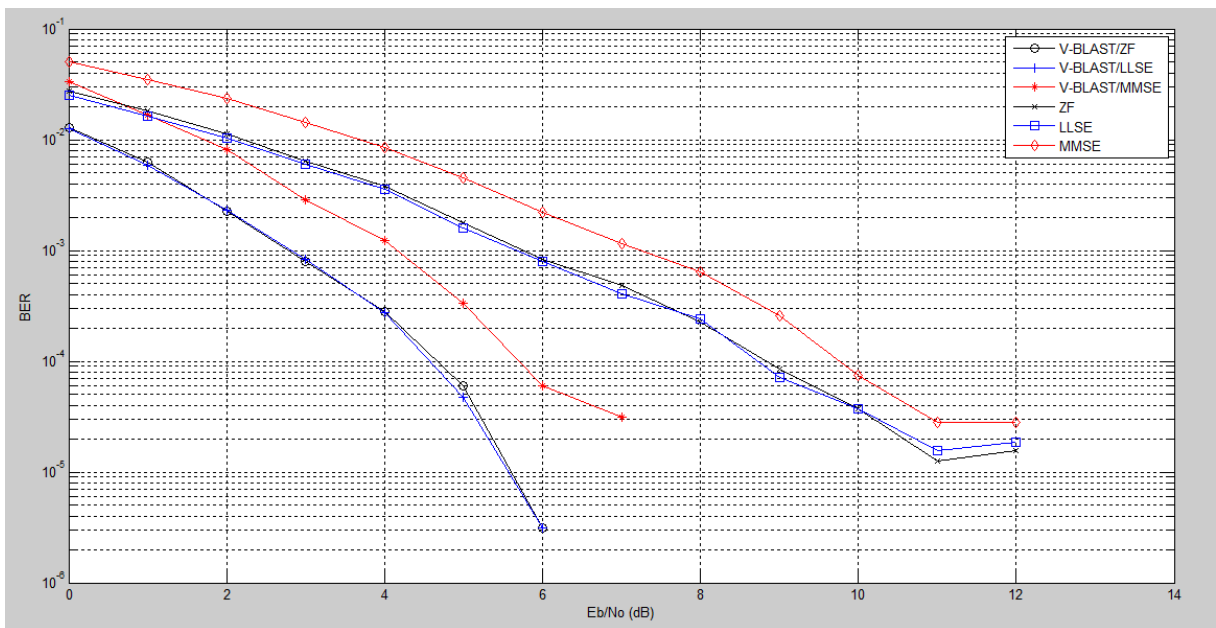


Figura 33 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16QAM (número de antenas receptoras = 12 e número de antenas transmissoras = 8).

Da Figura 32, fica claro que a quantidade de antenas receptoras deve ser maior que a de transmissoras, com uma taxa de erro bastante alta quando não se respeita essa condição.

Da Figura 33, nota-se que, ao se utilizar mais antenas receptoras do que transmissoras, a taxa de erro cai consideravelmente, com erro nulo para todas as técnicas V-BLAST a partir de 8 dB e a partir de 13 dB para os detectores lineares.

A relação entre o MMSE e o LLSE nos dois casos também é mantida, mas o ZF passa a ter uma melhora no seu desempenho, aproximando-se do LLSE.

Com relação a esse comportamento do ZF, percebeu-se que um aumento de antenas no sistema, mantendo-se igual o número de transmissores e receptores, piora seu desempenho em relação aos demais métodos, provavelmente por não considerar o ruído do sistema, que aumenta com o número de antenas, já que cada antena estará sujeita a esse ruído.

Aumentando-se o número de antenas receptoras apenas, no entanto, seu desempenho melhora consideravelmente e volta a ficar próximo do LLSE, com a melhor utilização da diversidade do canal compensando esse aumento de ruído.

Em termos do comportamento geral do sistema quando se varia a quantidade de antenas na recepção, esse resultado era esperado, já que, com um menor número de antenas na recepção, a característica do V-BLAST de explorar os efeitos de multipercurso no canal torna-se mais difícil de ser utilizada, tendo-se menos pontos de comparação para medidas diferentes. Na Figura 34, considerando um número de antenas transmissoras fixo em 8 e um número de antenas receptoras variando de 4 a 12 na simulação, com E_b/N_0 fixo em 5 dB, apresenta-se o comportamento discutido anteriormente, em que se observa claramente a diminuição da BER com o aumento da quantidade de antenas receptoras para um sistema baseado no algoritmo VBLAST/ZF.

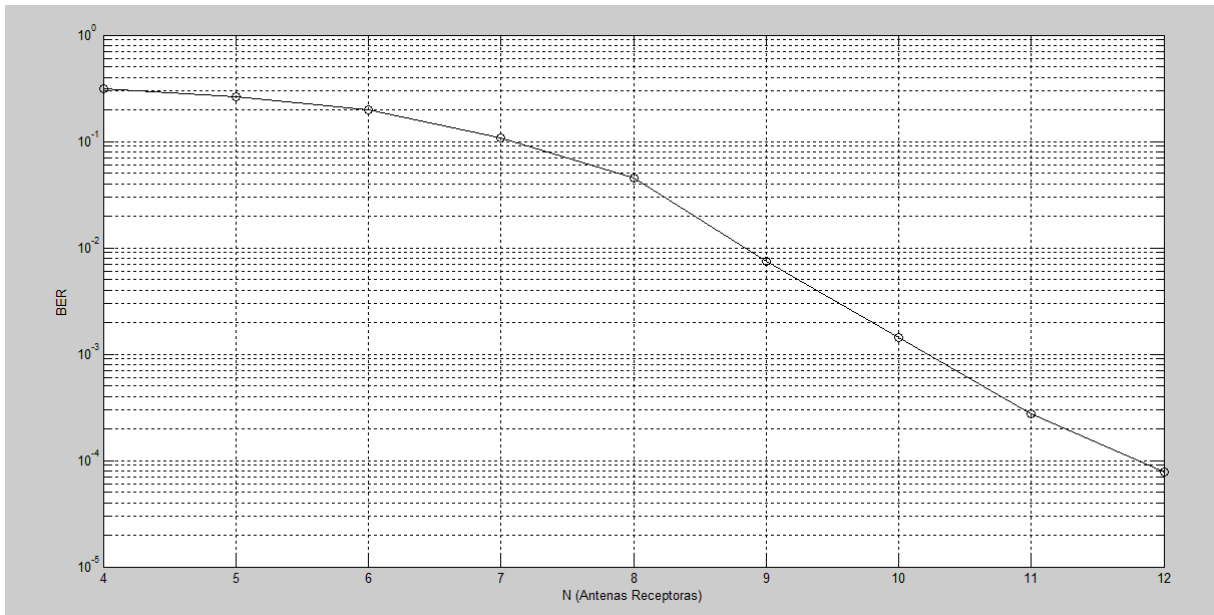


Figura 34 – SER por número de antenas receptoras para uma modulação 16QAM (número de antenas transmissoras = 8 e E_b/N_0 fixa em 5 dB).

A partir do ponto em que a quantidade de transmissores é igual a de receptores, nota-se que há uma diminuição da taxa de erro significativa com o aumento da quantidade de antenas receptoras.

Em seguida, foi realizado o mesmo teste para uma modulação 16PSK, considerando-se 8 antenas transmissoras e 12 receptoras, para verificar o comportamento do sistema quando são empregados outros tipos de modulação.

A Figura 35 apresenta a constelação do sistema simulado e a Figura 36 o resultado das simulações.

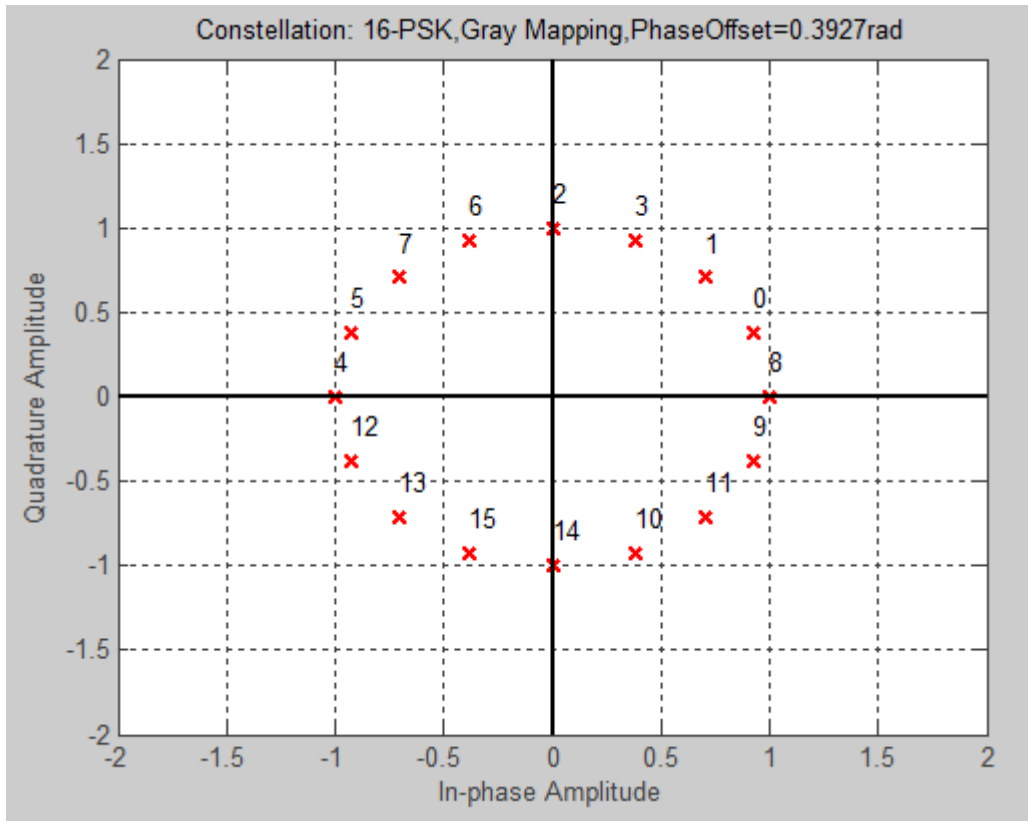


Figura 35 – Constelação para uma modulação 16PSK.

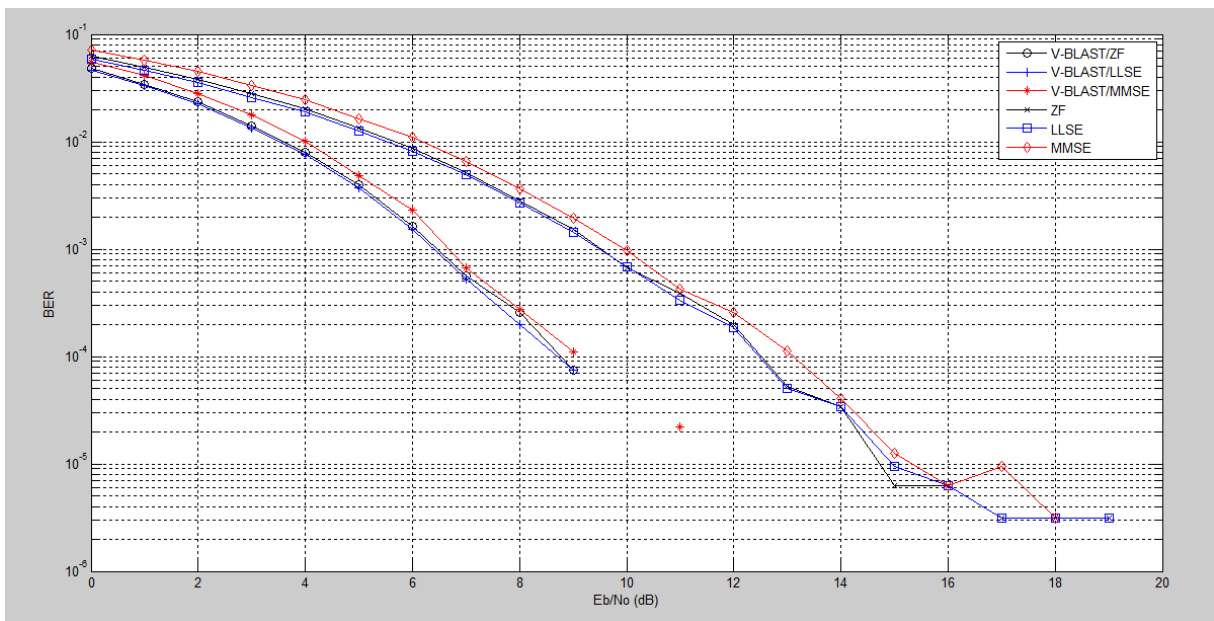


Figura 36 – BER por E_b/N_0 para uma modulação 16PSK (número de antenas receptoras = 12 e número de antenas transmissoras = 8).

Da Figura 36, nota-se que, mesmo ao se utilizar uma outra modulação, o comportamento dos métodos de detecção se mantém equivalente ao do que se

observou com a modulação 16QAM nas mesmas condições de transmissão e recepção.

Essa nova modulação, no entanto, apresentou uma taxa de erro maior, como era esperado devido a distância menor entre os símbolos. Para os sistemas com o V-BLAST, o erro foi nulo a partir de 10 dB e, para os sistemas com detectores lineares, a partir de 20 dB.

Nas Figuras 37 e 38 são apresentadas simulações para sistemas com diferentes tipos de modulação, primeiro para uma condição de 2 antenas transmissoras e 2 receptoras e depois para 8 antenas transmissoras e 8 receptoras, utilizando-se o V-BLAST/ZF.

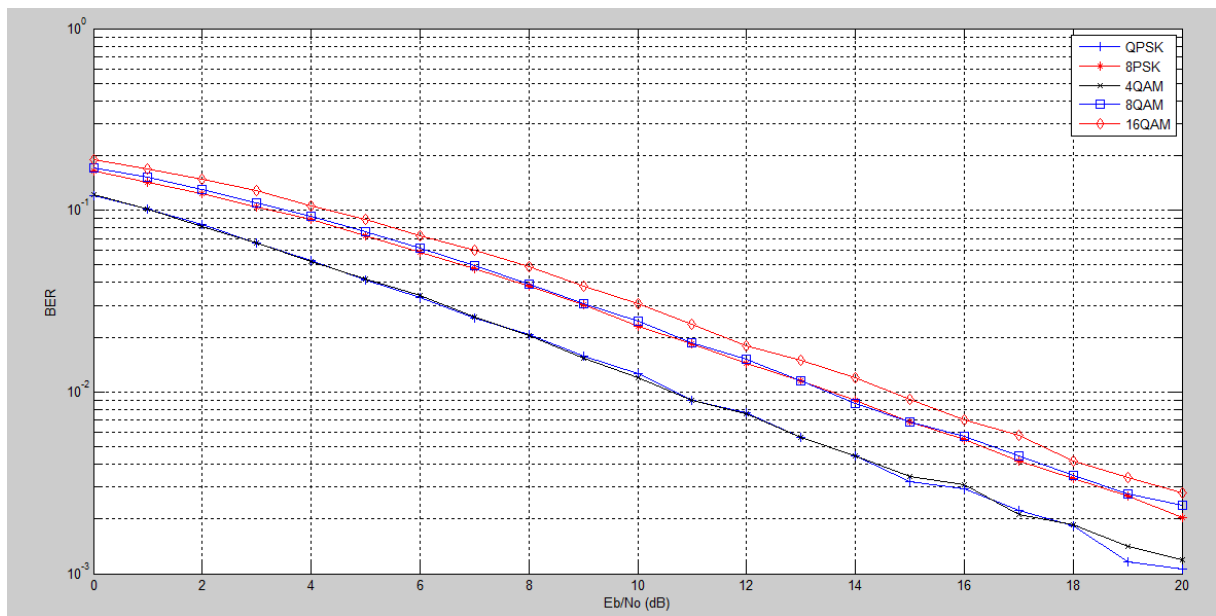


Figura 37 – BER por E_b/N_0 para diferentes modulações (número de antenas receptoras = 2 e número de antenas transmissoras = 2).

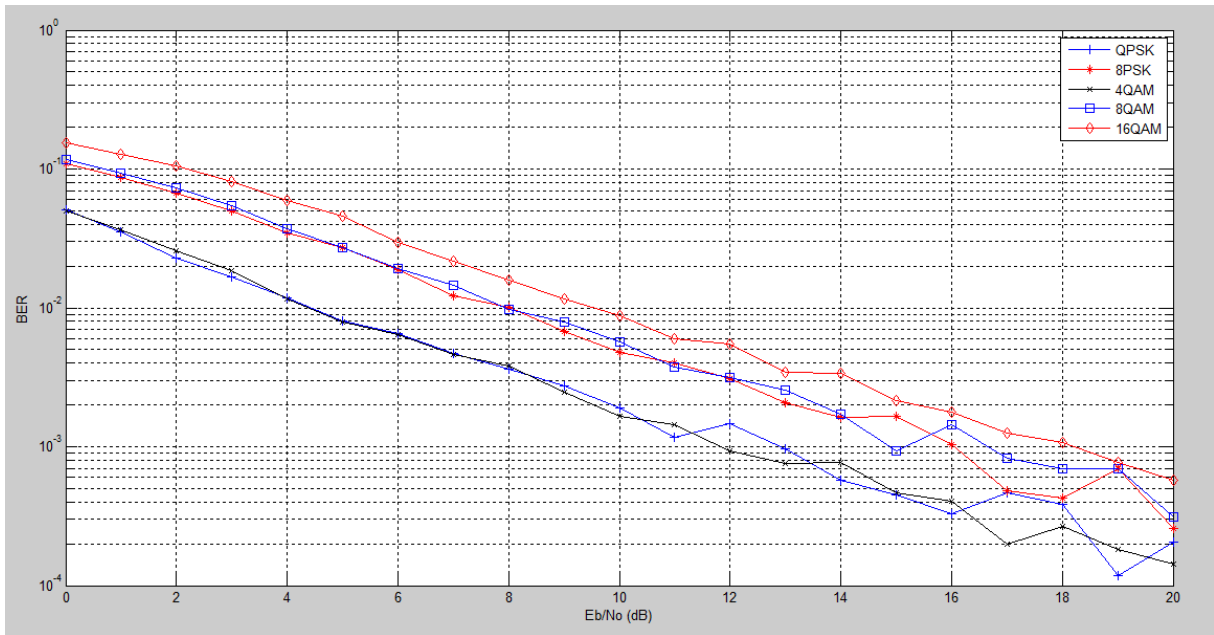


Figura 38 – BER por E_b/N_0 para diferentes modulações (número de antenas receptoras = 8 e número de antenas transmissoras = 8).

Dessas figuras, nota-se que o comportamento verificado anteriormente é mantido para diferentes condições de modulação, além de se observar a manutenção das relações esperadas da teoria, com modulações com menos símbolos apresentando uma taxa de erro menor.

Por fim, a Tabela 1 apresenta os tempos médios de cada algoritmo para a determinação de um símbolo recebido.

Tabela 1 – Tempo médio de execução dos algoritmos para um símbolo recebido.

Método	Tempo Médio Aproximado [s]
ZF/V-BLAST	0,0026
LLSE/V-BLAST	0,0029
MMSE/V-BLAST	0,0031
ZF	0,0009
LLSE	0,0014
MMSE	0,0010

Para os detectores que não utilizaram o algoritmo V-BLAST, teve-se um tempo médio de 0,0011 e, para os que utilizaram, 0,0028, pouco mais que o dobro. Apesar dos tempos serem pequenos, em uma situação em que vários símbolos são transmitidos em sequência, esse atraso começa a se somar e pode ser significativo.

A repetição no V-BLAST, que o torna mais lento, é, no entanto, necessária para a considerável melhora na taxa de erros.

6. TRANSMISSÃO MIMO-OFDM

6.1. Sistemas MIMO-OFDM

A partir das vantagens discutidas anteriormente das técnicas MIMO e OFDM, a combinação das duas para a transmissão sem fio de sinais torna-se uma interessante ferramenta para a obtenção de melhor desempenho nesses sistemas, com a aplicação da técnica OFDM em cada antena de transmissão e recepção de um sistema MIMO [11]-[13].

Considerando um sistema MIMO-OFDM com N_T antenas transmissoras e N_R antenas receptoras, o transmissor é apresentado na Figura 39 e o receptor na Figura 40.

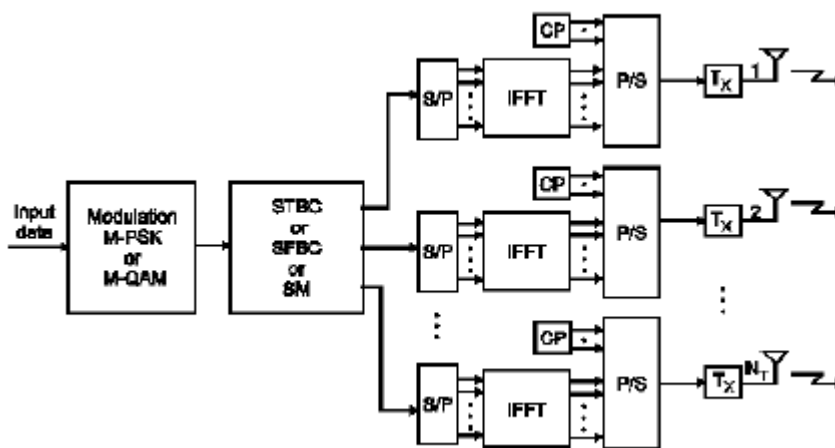


Figura 39 – Modelo de transmissor MIMO-OFDM [21].

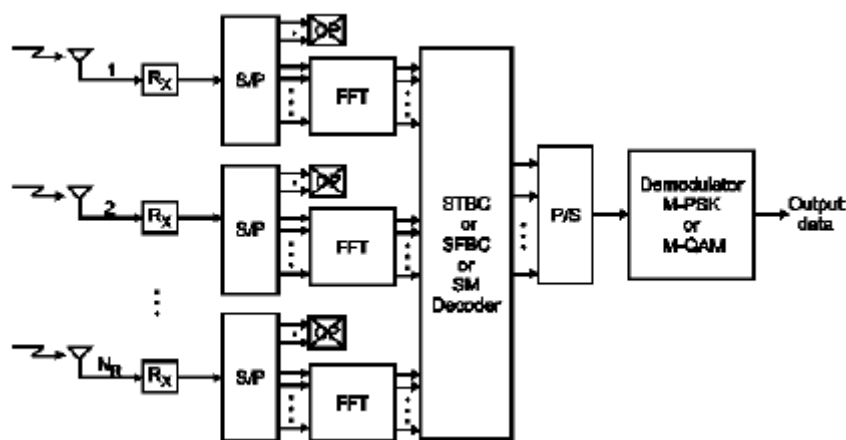


Figura 40 – Modelo de receptor MIMO-OFDM [21].

Cada símbolo OFDM possui k subportadoras, a mensagem é primeiro modulada usando um modulador (MPSK ou MQAM, nas figuras), os símbolos modulados são agrupados em N_T grupos de k símbolos transmitidos nas diferentes antenas.

Em seguida, a IFFT é aplicada em cada grupo e o CP adicionado, com o comprimento escolhido maior que o atraso L do canal.

No receptor, o processo inverso é realizado, com a aplicação da FFT e, em sequência, do algoritmo de decodificação MIMO.

6.2. Simulação de um Sistema MIMO-OFDM

Nas figuras a seguir, apresenta-se a simulação de um sistema MIMO-OFDM considerando as modulações BPSK e 16QAM e comparando a situação de uma transmissão MIMO-OFDM em um canal seletivo em frequência e uma transmissão MIMO em um canal plano em frequência. O algoritmo de detecção utilizado foi o VBLAST/ZF.

Assume-se a matriz H do canal como uma matriz aleatória de elementos Gaussianos independentes e complexos de média 0 e variância unitária e o ruído do receptor é Gaussiano complexo aleatório de média 0 e variância N_0 . É assumido ainda que o canal apresenta um padrão de potência com decaimento exponencial de coeficiente de atenuação 2 e uma resposta ao impulso de tamanho 10. Assume-se que o receptor possui o modelo exato do canal.

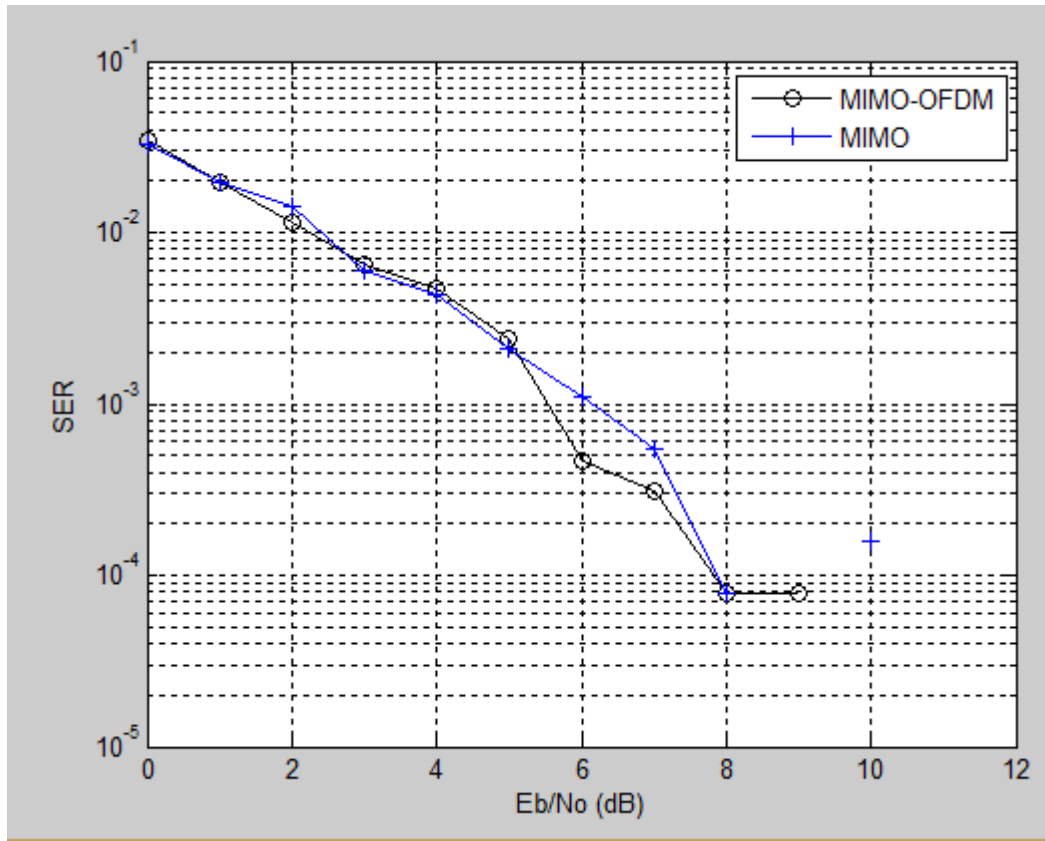


Figura 41 – Desempenho de um sistema BPSK, considerando MIMO em um canal plano e MIMO-OFDM em um canal seletivo (2 transmissores e 4 receptores).

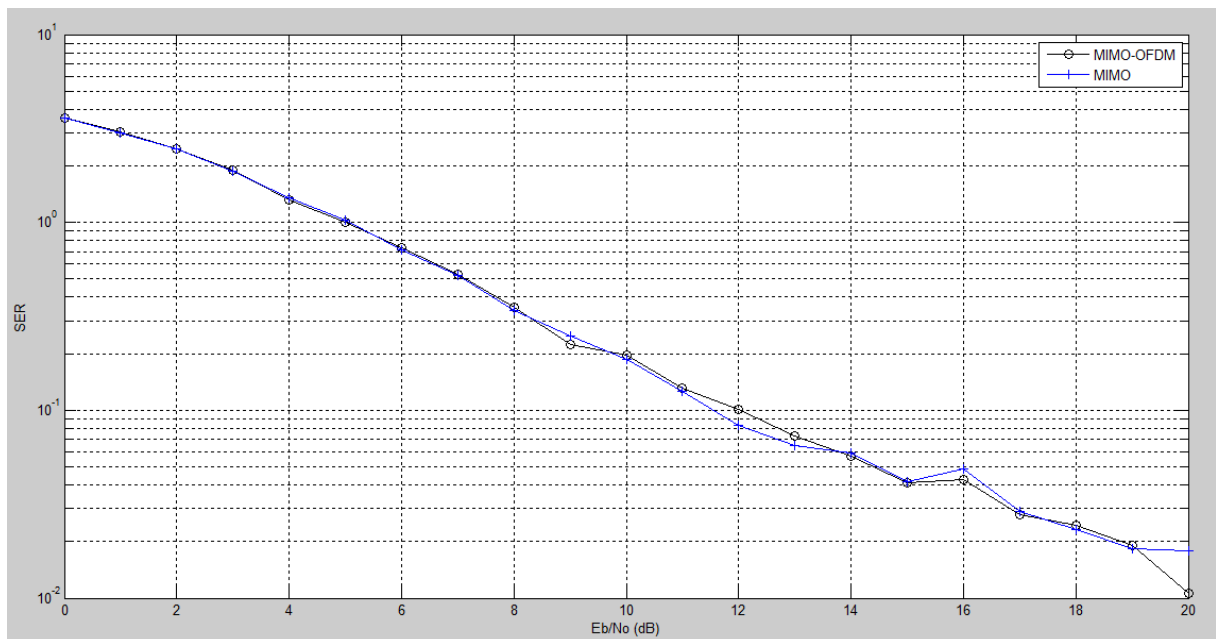


Figura 42 – Desempenho de um sistema 16QAM, considerando MIMO em um canal plano e MIMO-OFDM em um canal seletivo (8 transmissores e 8 receptores).

Como esperado, obteve-se uma taxa de erro semelhante entre o sistema MIMO, submetido a um desvanecimento plano em frequência, e um sistema MIMO-OFDM, submetido a um desvanecimento seletivo em frequência, validando o modelo MIMO-OFDM simulado. Na Figura 43, considera-se um sistema com 8 antenas transmissoras e 12 receptoras, sujeito ao mesmo tipo de canal.

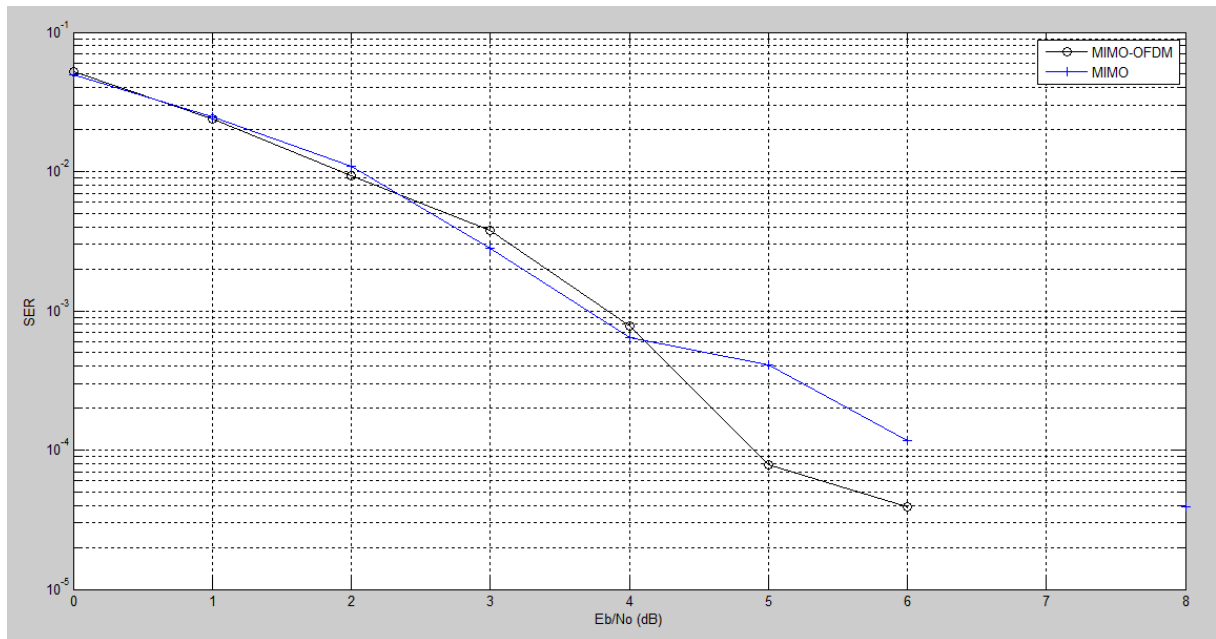


Figura 43 – Desempenho de um sistema 16QAM, considerando MIMO em um canal plano e MIMO-OFDM em um canal seletivo (8 transmissores e 12 receptores).

Novamente, os resultados do sistema MIMO no canal com desvanecimento plano em frequência foram próximos aos do sistema MIMO-OFDM com desvanecimento seletivo em frequência, além de se verificar a manutenção do comportamento obtido na seção anterior, diminuindo-se consideravelmente a taxa de erro com o aumento da quantidade de antenas receptoras em relação às transmissoras.

Esses resultados mostram a aplicabilidade da técnica OFDM também em sistemas MIMO, sendo possível utilizar a característica do OFDM de transformar canais com desvanecimento seletivo em frequência em desvanecimento plano em frequência, já analisada para os sistemas com um único transmissor e um único receptor, em sistemas com múltiplos transmissores e receptores.

A aplicação simultânea das duas técnicas permite que se obtenha resultados de desempenho superiores em sistemas sem fio, combatendo ao mesmo tempo a

limitação da taxa de transmissão devido a limitação de banda e os efeitos do desvanecimento seletivo em frequência devido a existência do multipercurso.

7. Conclusão

Sistemas MIMO conseguem fornecer um ganho considerável da capacidade do canal e, comparados aos SIMO e MISO, um maior aproveitamento da potência utilizada nos transmissores.

Para esses sistemas, no entanto, torna-se importante o procedimento utilizado na recepção para a separação dos símbolos transmitidos simultaneamente, sendo os algoritmos utilizados significativos no tempo de processamento exigido e na SER obtida.

Detectores lineares, embora rápidos, não tem um desempenho tão bom quanto os que usam o V-BLAST que, basicamente, otimizam o sinal iterativamente processado pelas técnicas de detecção linear comuns, exigindo mais tempo para as várias iterações.

Para resultados melhores, pode-se considerar o conceito de probabilidade máxima a posteriori, inserindo um novo critério para escolha da ordem dos símbolos a serem analisados, teoricamente diminuindo a SER e também a possibilidade de parar dinamicamente as iterações do V-BLAST a partir de certo erro obtido, diminuindo o gasto temporal.

No OFDM, percebeu-se a importância da inserção do CP para compensar os atrasos do sinal decorrente dos efeitos de multipercurso sendo seu uso essencial para a correta recuperação do sinal. Além disso, foi possível verificar alternativas para a sincronização do sinal, tanto em termos de frequência de portadora como tempo de símbolo, que são aspectos bastante significativos em aplicações práticas, em que as condições do sinal não são completamente conhecidas como nas simulações.

Por fim, foi possível verificar a junção das duas técnicas e seu correto funcionamento, sendo possível analisá-las de forma independente e garantir o funcionamento do sistema como um todo.

Assim, mesclando essas duas técnicas, pode-se obter uma maior robustez e eficiência em sistemas de comunicação sem fio, alcançando maiores taxas de transmissão e maior resistência a condições de multipercurso.

8. Referências Bibliográficas

- [1] Chang, R. W. & Gibby, R. A. (1968) A Theoretical Study of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme, IEEE Transactions on Communications, 16 (4): 529-540
- [2] Cimini, L. J. (1985) Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing, IEEE Transactions on Communications, 33 (7): 665-675
- [3] Cho, Y. S., Kim, J., Yang, W. Y., Kang, C. G. (2010) MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB® 1º Ed., John Wiley & Sons.
- [4] Morelli, M., Jay Kuo, C. C. & Pun, M. (2007) Synchronization Techniques for Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA): A Tutorial Review, Proc. IEEE, 95 (7), 1394–1427.
- [5] Moose, P. H., (1994) A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction, IEEE Trans. Commun., 42 (10), 2908–2914.
- [6] Winters, J. H. (1984) Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference, IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol. SAC-2 (4), 528–539.
- [7] Winters, J. H. (1987) Optimum Combining for Indoor Radio Systems with Multiple Users, IEEE Trans. Commun., vol. COM-35 (11), 1222–1230.
- [8] Foschini, G. J. (1996) Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multi-Element Antennas, Bell Labs Technology Journal, Vol. 1, No.2, 41-59.
- [9] Wolniansky, P. W., Foschini, G. J., Golden, G. D. & Valenzuela, R. A. (1999) BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel, Bell Laboratories.

- [10] Yapici, Y. (2005) V-BLAST/MAP: A New Symbol Detection Algorithm for MIMO Channels, Institute of Engineering and Science of Bilkent University.
- [11] Agarwal, D., Tarokh, V., Naguib, A. & Seshadri, N. (1998) Space–time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels, Proc. IEEE VTC Ottawa, Canada, vol. 3, 2232–2236.
- [12] Bölcskei, H. & Paulraj, A. J. (2000) Space-frequency coded broadband OFDM systems, Proc. IEEE WCNC, Chicago, IL, vol. 1, 1–6.
- [13] Bölcskei, H. & Paulraj, A. J. (2001) Space-frequency codes for broadband fading channels, Proc. IEEE ISIT, Washington DC, 219-227.
- [14] Zanateli, M. R. (2013) Engenharia de Sistemas de Radiovisibilidade 1º Ed., Clube dos Autores.
- [15] Gomes, Baldini (2000) Limitação da Taxa de Transmissão em Sistemas de Rádios Digitais DECOM-FEEC, UNICAMP.
- [16] Rappaport, T. S. (2002) Wireless Communications: Principles and Practice 2º Ed., Pearson Education Inc.
- [17] Tutorial 22 – Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM, DMT) – Material disponível em em <http://complextoreal.com/tutorials/>
- [18] Jensen, Michael A. & Wallace, Jon W. (2004) A Review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, Nº 11.
- [19] Jacob, J. (2010) MMSE/LSE Estimation and Equalization for Better Signal Quality and Packet Detection in Ultra-Wide Band Systems, University of Alabama at Birmingham.

[20] Sinha, N. B., Bera, R. & Mitra, M. (2010) Capacity and V-BLAST Techniques for MIMO Wireless Channel, Journal of Theoretical and Applied Information Technology.

[21] Rangrao, P. G. (2015) Investigation of Channel Estimation and Detection Techniques for MIMO Based Wireless Communication Systems, Singhad College of Engineering