

Universidade Federal do ABC
Graduação em Engenharia de Informação

Juliana Capucho Pereira

Análise de Detectores Lineares e Não-
Lineares para o Downlink de Sistemas LTE
empregando Multiplexação Espacial

Santo André – SP

2019

Juliana Capucho Pereira

Análise de Detectores Lineares e Não- Lineares para o Downlink de Sistemas LTE empregando Multiplexação Espacial

Trabalho apresentado ao Curso
de Graduação da Universidade
Federal do ABC, como requisito
parcial para obtenção do grau
de Engenheiro de Informação.

Orientador: Prof. Dr. Ivan Roberto Santana Casella

Santo André – SP

2019

Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do ABC

Elaborada pelo Sistema de Geração de Ficha Catalográfica da UFABC com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Capucho Pereira, Juliana

Análise de Detectores Lineares e Não-Lineares para o Downlink de Sistemas LTE empregando Multiplexação Espacial / Juliana Capucho Pereira. — 2019.

120 fls. : il.

Orientador: Ivan Roberto Santana Casella

Trabalho de Conclusão de Curso — Universidade Federal do ABC, Bacharelado em Engenharia de Informação, Santo André, 2019.

1. MIMO. 2. OFDM. 3. V-BLAST. 4. Simulação. 5. LTE. I. Santana Casella, Ivan Roberto. II. Bacharelado em Engenharia de Informação, 2019. III. Título.

Juliana Capucho Pereira

Análise de Detectores Lineares e Não-Lineares para o Downlink de Sistemas LTE empregando Multiplexação Espacial

Esse trabalho foi julgado e aprovado para a obtenção do grau de Engenheiro de Informação no curso de Graduação em Engenharia de Informação da Universidade Federal do ABC.

Santo André – SP, 16 de abril de 2019

Prof. Dr. Amaury Krueel Budri - Coordenador do Curso

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Ivan Roberto Santana Casella
Orientador

Prof. Dr. Ricardo Suyama
UFABC

Prof. Dr. Carlos Eduardo Capovilla
UFABC

Resumo

A demanda por alta taxa de dados é cada vez maior, além do acesso às páginas de Internet e serviços de mensagens instantâneas, as redes móveis passaram a oferecer capacidade para diversos recursos multimídia como serviço *stream* de áudio e vídeo de alta definição, exigindo que os sistemas tenham cada vez melhor desempenho. Nesse sentido, este trabalho tem o objetivo de analisar diferentes técnicas de comunicação móvel com foco no aumento da taxa de dados. Através do software MATLAB® fez-se simulações combinando a técnica de modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) em sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) empregando a técnica V-BLAST (*Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time*), uma estrutura de codificação que propõe uma melhoria significativa para sistemas MIMO na categoria de multiplexação espacial em que o objetivo principal é o aumento da taxa de dados. Observou-se melhor desempenho para o sistema com a técnica V-BLAST implementada em comparação ao sistema sem a mesma. Realizou-se experimentos no equipamento CMW500 da *Rohde & Schwarz*® que gera um sinal LTE (*Long Term Evolution*), e comparou-se o desempenho entre uma transmissão MIMO e a técnica de apenas uma antena no transmissor e receptor SISO (*Single Input Single Output*) através das medidas de BLER (*Block Error Rate*) e taxa de dados em função da SNR (*Signal to Noise Ratio*), demonstrando que o MIMO consegue obter maior taxa de dados em uma mesma condição de canal.

Palavras-chave: MIMO; OFDM; V-BLAST; Simulação; LTE.

Abstract

The demand for high data rates is increasing, beyond the access to Internet pages and instant messaging services, mobile networks now offer capacity for several multimedia features as high-definition streaming service of video and audio, requiring better performance of systems. In this sense, this work aims to simulate different techniques of mobile communication with a focus on the increase of throughput. Through the software MATLAB®, it performed simulations combining the modulation technique OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) in MIMO (Multiple Input Multiple Output) systems employing the V-BLAST (Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time) technique, a coding system, which propose a significant improvement for MIMO systems with the category of spatial multiplexing in which the main objective is to increase the throughput. It observed better performance for the system with V-BLAST technique implemented to the system without it. It performed experiments on the Rohde & Schwarz® CMW500 equipment that generates a LTE (Long Term Evolution) signal, and compared the performance between a MIMO transmission and the single antenna in the transmitter and receiver technique SISO (Single Input Single Output) through measures of BLER (Block Error Rate) and throughput as function of SNR (Signal to Noise Ratio), thus demonstrating that MIMO can achieve a higher throughput in the same channel condition.

Keywords: MIMO; OFDM; V-BLAST; Simulation, LTE.

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Formas de onda ilustrativas dos esquemas (a) ASK, (b) PSK e (c) FSK.	21
Figura 3.1 – Codificador Turbo.....	27
Figura 3.2 – Decodificador Turbo.....	28
Figura 4.1 – Ilustração de um canal de multipercurso com dois feixes.....	29
Figura 4.2 – Fenômenos da onda eletromagnética.....	31
Figura 4.3 – Características de <i>fading</i> devido à dispersão no tempo no canal multipercurso – Canal com desvanecimento plano em frequência.....	33
Figura 4.4 – Características de <i>fading</i> devido à dispersão no tempo no canal multipercurso – Canal com desvanecimento plano em frequência.....	34
Figura 4.5 – Função da densidade de probabilidade de <i>Rayleigh</i>	36
Figura 4.6 – Função da densidade de probabilidade de <i>Ricean</i>	37
Figura 5.1 – Economia de banda utilizando OFDM.....	38
Figura 5.2 – Esquema de transmissão OFDM.....	41
Figura 6.1 – Sistema MIMO com M antenas transmissoras.....	42
Figura 6.2 – As três características principais do MIMO.....	43
Figura 6.3 – Modulação, transmissão e decisão nos sistemas MIMO.....	45
Figura 6.4 – Detecção MIMO.....	45
Figura 6.5 – Classificação das técnicas de detecção MIMO.....	46
Figura 6.6 – Diagrama em bloco de transmissor D-BLAST.....	49
Figura 6.7 – Estrutura de dados em D-BLAST.....	49
Figura 6.8 – Diagrama em bloco do transmissor V-BLAST.....	50
Figura 6.9 – Estrutura de dados em V-BLAST.....	50
Figura 6.10 – Diagrama em bloco do receptor V-BLAST.....	51
Figura 6.11 – Esquema de estimativa OSIC.....	52
Figura 7.1 – Diagrama de sistema que implementa um canal com ruído.....	55
Figura 7.2 – BER para um canal com ruído.....	56
Figura 7.3 – Diagrama de sistema de canal com desvanecimento plano.....	56
Figura 7.4 – BER para um canal com desvanecimento plano em frequência (ZF).....	57
Figura 7.5 – Diagrama de sistema OFDM.....	58
Figura 7.6 – BER para sistema OFDM (ZF).....	59
Figura 7.7 – BER para sistema OFDM (MMSE).....	59
Figura 7.8 – BER para sistema OFDM (ML).....	60

Figura 7.9 – Diagrama de sistema MIMO.....	61
Figura 7.10 – BER para sistema MIMO (ZF).....	62
Figura 7.11 – BER para sistema MIMO (MMSE).....	62
Figura 7.12 – BER para sistema MIMO (ML).	63
Figura 7.13 – Diagrama do sistema MIMO-OFDM.	64
Figura 7.14 – BER para o sistema MIMO-OFDM (ZF).	65
Figura 7.15 – BER para o sistema MIMO-OFDM (MMSE).....	66
Figura 7.16 – BER para o sistema MIMO-OFDM (ML).....	66
Figura 7.17 – Plano e Seletivo em Frequência após o OFDM	68
Figura 7.18 – Diagrama de sistema MIMO V-BLAST.....	68
Figura 7.19 – BER para sistema MIMO V-BLAST (ZF).....	69
Figura 7.20 – BER para sistema MIMO V-BLAST (MMSE).....	70
Figura 7.21 – BER para sistema MIMO V-BLAST (ML).	70
Figura 7.22 – Diagrama de sistema MIMO-OFDM V-BLAST.	71
Figura 7.23 – BER para sistema MIMO-OFDM V-BLAST (ZF).	72
Figura 7.24 – BER para sistema MIMO-OFDM V-BLAST (MMSE).....	73
Figura 7.25 – BER para sistema MIMO-OFDM V-BLAST (ML).....	73
Figura 7.26 – Comparação dos sistemas MMSE 64QAM com e sem V-BLAST.....	74
Figura 7.27 – Comparação dos sistemas MIMO-OFDM ZF com e sem V-BLAST....	75
Figura 7.28 - Comparação dos sistemas MIMO-OFDM MMSE com e sem V-BLAST.	75
Figura 7.29 - Comparação dos sistemas MIMO-OFDM ML com e sem V-BLAST....	76
Figura 8.1 – Esquema de conexão para SISO.....	78
Figura 8.2 – Saída RF do CMW500 para o esquema SISO.....	78
Figura 8.3 – Entrada RF da estação móvel para o esquema SISO.....	79
Figura 8.4 – Esquema de conexão para MIMO.....	79
Figura 8.5 – Saídas RF do CMW500 para o esquema MIMO.....	80
Figura 8.6 – Entrada RF da estação móvel para o esquema MIMO.	80
Figura 8.7 – Esquema de conexão CMW-KT100.....	81
Figura 8.8 – <i>Shield Box</i> com MIMO.....	81
Figura 8.9 – Relação taxa de código com MCS no LTE.....	85
Figura 8.10 – Codificação de canal e taxa de código para o LTE.	86
Figura 8.11 – Transmissor e receptor usando codificação Turbo e <i>rate matching</i>	86
Figura 8.12 – Máxima taxa de dados para SISO – LTE 64QAM.....	87

Figura 8.13 – Máxima taxa de dados para MIMO - LTE 64QAM.....	88
Figura 8.14 – LTE 64QAM – SNR vs BLER – SISO e MIMO.....	88
Figura 8.15 – LTE 16QAM – SNR vs BLER – SISO e MIMO.....	89
Figura 8.16 – LTE QPSK – SNR vs BLER – SISO e MIMO.....	89
Figura 8.17 – LTE 64QAM – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO.....	91
Figura 8.18 – LTE 16QAM – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO.....	91
Figura 8.19 – LTE QPSK – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO.....	92
Figura 8.20 – LTE SNR vs BLER de todas as modulações para SISO e MIMO.	93
Figura 8.21 – LTE SNR vs taxa de dados de todas as modulações para SISO e MIMO.	93
Figura 8.22 – LTE 64QAM – MCS=17 a 28 – SNR vs BLER – SISO e MIMO.....	94
Figura 8.23 – LTE 16QAM – MCS=10 a 16 – SNR vs BLER – SISO e MIMO.....	95
Figura 8.24 – LTE QPSK – MCS=0 a 9 – SNR vs BLER – SISO e MIMO.	95
Figura 8.25 – LTE 64QAM – MCS=17 a 28 – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO.	96
Figura 8.26 – LTE 16QAM – MCS=10 a 16 – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO.	97
Figura 8.27 – LTE QPSK – MCS=0 a 9 – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO. ...	97
Figura 8.28 – LTE SISO – SNR vs BLER para todos as modulações.....	98
Figura 8.29 - LTE MIMO – SNR vs BLER para todos as modulações.	98
Figura 8.30 – LTE SISO – SNR vs taxa de dados para todas as modulações.....	99
Figura 8.31 - LTE MIMO – SNR vs taxa de dados para todas as modulações.	99
Figura 11.1 – Configuração do FTP no CMW500.	105
Figura 11.2 – Configuração da banda, RS EPRE e modulação no CMW500.	106
Figura 11.3 – Configuração do ruído AWGN no CMW500.....	106
Figura 11.4 – Configuração de SISO/MIMO no CMW500.....	107
Figura 11.5 – Configuração do modo de transmissão no CMW500.....	107
Figura 11.6 – Tela principal de configuração do CMWrun CMW-KT100.....	108
Figura 11.7 – Configuração de parâmetros portadora primária do CMWrun CMW- KT100.....	109
Figura 11.8 – Configuração de parâmetros de teste do CMWrun CMW-KT100.....	109
Figura 11.9 – Configuração da variação dos valores de MCS do CMWrun CMW- KT100.....	109

Lista de símbolos

$m(t)$	Sinal portador de informação
a_k	Amplitude do símbolo
T_s	Duração de símbolo
k	Instante de tempo do sinal em banda base
ω_c	Frequência da portadora
$p(t)$	Sinal de pulso
M	Número de símbolos
T_b	Duração do <i>bit</i>
E_s	Energia de símbolo
E_b	Energia de <i>bit</i>
E_{min}	Energia do sinal com a amplitude mais baixa
τ_k	Atraso do canal
$P(\tau_k)$	Potência do canal
$\bar{\tau}$	Atraso excedido médio
σ_τ	Espalhamento de atraso RMS
B_c	Banda de coerência
f_d	Frequência aparente (efeito <i>Doppler</i>)
θ	Ângulo entre a estação móvel e a estação base
f_m	Máximo deslocamento <i>Doppler</i> ou espalhamento <i>Doppler</i>
B_d	Largura de banda do espectro de <i>Doppler</i>
T_c	Tempo de coerência
$y(t)$	Sinal recebido
$\rho(t)$	Ganho do canal variante no tempo
s_k	Símbolo de dados
h	Canal
B_S	Largura de banda
τ_i	Atraso referente ao <i>i</i> -ésimo multipercurso
β_i	Constante relacionada à atenuação, atraso e frequência da portadora
$T_{simbOFDM}$	Intervalo do símbolo OFDM

T_a	Período de amostragem
N	Número de subportadoras
h_m	Resposta impulsiva
$x(n)$	Sinal transmitido
H	Matriz de ganho
w	Vetor de ruído Gaussiano branco aditivo
N_{Tx}	Número de antenas transmissoras
N_{Rx}	Número de antenas receptoras
P_e	Probabilidade de decisão de erro
\hat{x}	Estimação de x no demodulador
N_0	Densidade espectral de potência do ruído
σ^2	Variância
A	Amplitude de pico do sinal dominante
$I_0(\cdot)$	Função de Bessel modificada do primeiro tipo e ordem zero
W_{zf}	Matriz de equalização para o ZF
\tilde{x}_{zf}	Vetor de símbolo estimado usando ZF
W_{mmse}	Matriz de equalização para o MMSE
I	Matriz identidade
\tilde{x}_{mmse}	Vetor de símbolo estimado usando MMSE
\tilde{x}_{ml}	Vetor de símbolo estimado usando ML
$Q(\cdot)$	Função de quantização (<i>slicing</i>) que ajusta o valor estimado na constelação

Lista de siglas

AM	<i>Amplitude Modulation</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BLAST	<i>Bell Laboratories Layered Space-Time</i>
BLER	<i>Block Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
CDD	<i>Cyclic Delay Diversity</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
D-BLAST	<i>Diagonal Bell Laboratories Layered Space-Time</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DL-SCH	<i>Downlink Shared Channel</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
FTP	<i>File Transfer Protocol</i>
IDFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
LOS	<i>Line-of-Sight</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MAP	<i>Maximum A-Posteriori</i>
MCS	<i>Modulation Coding Scheme</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
ML	<i>Maximum Likelihood</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
NLOS	<i>Non Line-of-Sight</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>

OSIC	<i>Ordered Successive Interference Cancellation</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RB	<i>Resource Block</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RS EPRE	<i>Reference Signal Energy per Resource Element</i>
RSRP	<i>Reference Signal Received Power</i>
RSRQ	<i>Reference Signal Received Quality</i>
RSSI	<i>Received Signal Strength Indicator</i>
SFBC	<i>Space-Frequency Block Coding</i>
SINR	<i>Signal to Interference & Noise Ratio</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SL-DCH	<i>Sidelink Discovery Channel</i>
SL-SCH	<i>Sidelink Shared Channel</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SVD	<i>Singular Value Decomposition</i>
TBS	<i>Transport Block Size</i>
TM	<i>Transmission Mode</i>
TrCH	<i>Transport Channel</i>
UL-SCH	<i>Uplink Shared Channel</i>
V-BLAST	<i>Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time</i>
ZF	<i>Zero Forcing</i>

Sumário

1	Introdução	16
1.1	Sistemas de Comunicação Sem Fio de Alta Taxa.....	16
1.2	Trabalhos Correlatos e Motivação (<i>Survey</i>)	17
1.3	Objetivos e Metas.....	18
1.4	Organização do Texto	18
2	Sistemas de Comunicação Digitais.....	20
2.1	Principais Esquemas de Modulação Digital Binários em Banda-Passante	20
2.1.1	Modulação por Chaveamento de Amplitude.....	21
2.1.2	Modulação por Chaveamento de Frequência.....	21
2.1.3	Modulação por Chaveamento de Fase.....	22
2.2	Principais Esquemas de Modulação Digital <i>M</i> -ários em Banda-Passante	22
2.2.1	Modulação por Chaveamento de Amplitude <i>M</i> -ária	22
2.2.2	Modulação por Chaveamento de Frequência <i>M</i> -ária	23
2.2.3	Modulação por Chaveamento de Fase <i>M</i> -ária	23
2.2.4	Modulação por Chaveamento de Amplitude e Fase <i>M</i> -ária.....	23
3	Codificação de Canal.....	25
3.1	Codificação Convolutacional	25
3.2	Codificação Turbo	26
4	Canais de Radiopropagação.....	29
4.1.1	Dispersão no Tempo	29
4.1.2	Dispersão na Frequência	30
4.2	Classificação dos Canais de Radiopropagação	31
4.2.1	Canal com Desvanecimento Plano	32
4.2.2	Canal com Desvanecimento Seletivo em Frequência	33
4.2.3	Canal com Desvanecimento Rápido	34
4.2.4	Canal com Desvanecimento Lento.....	35
4.3	Modelagem Estatística de Canais	35

4.3.1	Distribuição de <i>Rayleigh</i>	35
4.3.2	Distribuição de <i>Ricean</i>	36
5	Sistema OFDM	37
5.1	Transformada Rápida de Fourier.....	38
5.2	Ortogonalidade	39
5.3	Transmissor e Receptor OFDM.....	39
6	Sistema de Comunicação de MIMO	42
6.1	Fundamentos da Multiplexação Espacial	44
6.2	Detecção em Sistemas de Multiplexação Espacial	44
6.3	Algoritmos de Detecção MIMO.....	45
6.3.1	Detecção Linear	46
6.3.2	Detecção Não Linear.....	47
7	Análise de Resultados	54
7.1	Simulação.....	54
7.2	Sistema SISO em Canal do tipo AWGN.....	55
7.3	Sistema SISO em Canal com Desvanecimento	56
7.4	Sistema SISO-OFDM em Canal com Desvanecimento.....	57
7.5	Sistema MIMO em Canal com Desvanecimento	61
7.6	Sistema MIMO-OFDM em Canal com Desvanecimento	64
7.7	Sistema MIMO V-BLAST em Canal com Desvanecimento	68
7.8	Sistema MIMO-OFDM V-BLAST em Canal com Desvanecimento.....	71
8	Análises Experimentais.....	77
8.1	Procedimento Experimental.....	77
8.1.1	Parte I.....	77
8.1.2	Parte II.....	80
8.2	Parâmetros da Rede LTE	82
8.3	Resultados Práticos.....	87

8.3.1	Parte I.....	87
8.3.2	Parte II.....	93
9	Conclusão.....	100
10	Referências.....	101
11	Apêndices.....	105
	APÊNDICE A – Configuração do CMW500.....	105
	APÊNDICE B – Configuração do CMWrun CMW-KT100.....	108
	APÊNDICE C – Medidas do Experimento Prático - Parte I.....	110
	APÊNDICE D – Medidas do Experimento Prático - Parte II.....	116

1 Introdução

1.1 Sistemas de Comunicação Sem Fio de Alta Taxa

A alta velocidade de transmissão de dados é uma das características das redes de comunicações móveis que mais possui demanda e interesse, portanto, cria-se a necessidade de aumentar cada vez mais a taxa de dados efetiva, ou seja, a taxa de transferência levando em consideração todas as interferências e perdas do sistema, conseqüentemente a demanda de espectro de frequência aumenta. No entanto, o problema está na escassez de espectro de frequência disponível, e assim, os novos sistemas de comunicação têm como principal objetivo contornar essa questão para que seja possível maior taxa de dados e abranger mais usuários com a mesma qualidade [1].

Utilizando múltiplas antenas no transmissor e receptor (MIMO – *Multiple Input Multiple Output*), a taxa de dados pode aumentar transmitindo simultaneamente diferentes *streams* de dados através das diferentes antenas do transmissor mas sobre a mesma frequência de portadora. Essa transmissão paralela de dados pode ser recuperada no receptor com amostragem espacial e algoritmos de processamento de sinais. Portanto, a multiplexação espacial, uma das propriedades de canais MIMO, ajuda a solucionar a questão da escassez de espectro disponível [1].

Os sistemas de codificação MIMO oferecem melhor desempenho que a utilização separadamente da codificação de canal e do esquema de modulação, os mesmos exploram plenamente o *tradeoff* entre multiplexação e diversidade, entretanto torna a complexidade do *hardware* muito maior. Por outro lado, utilizar esquemas de codificação de canal tradicionais como as codificações Convolutiva e Turbo em um circuito integrado é uma solução comumente encontrada para transmissão em alta taxa de dados [2].

Apesar dos sistemas de comunicações móveis modernos utilizarem codificação de canal, como por exemplo o LTE (*Long Term Evolution*) que utiliza as codificações Convolutiva e Turbo, este trabalho não utilizará codificação a fim de focar mais no estudo das técnicas para aumento da taxa de dados, e assim conseguindo simplificar consideravelmente as simulações. Desse modo, o resultado desse trabalho poderá ser considerado como base dos valores limites para o estudo de sistemas codificados [3].

Portanto, para esse estudo, por meio de simulação computacional utilizando MATLAB®, será utilizado o sistema MIMO que aprimora a taxa de dados, em combinação com a técnica de modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) que atua contra o desvanecimento seletivo em frequência causado pelo espalhamento de multipercurso, garantindo maior robustez ao sistema. Com o objetivo de realizar a análise de algoritmo de detecção de símbolos combinado aos canais MIMO será utilizado o algoritmo V-BLAST (*Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time*) que oferece melhor desempenho de erro que os algoritmos convencionais lineares e possui baixa complexidade [2], [4].

Em análises experimentais, serão realizadas medidas no equipamento *Rohde & Schwarz*® CMW500 da qualidade do sinal e taxa de dados do sistema LTE que utiliza no canal de *downlink* a codificação Turbo.

1.2 Trabalhos Correlatos e Motivação (*Survey*)

Para a realização deste trabalho foram considerados uma base de outros trabalhos correlatos, tendo assim maior motivação para o estudo e referência. A seguir são listados os principais trabalhos utilizados como referência.

No artigo publicado por Wolniansky, Foschini, Golden e Valenzuela, a arquitetura V-BLAST foi apresentada pela primeira vez demonstrando através de experimentos de laboratório que a técnica possuía eficiência espectral para canais com rico espalhamento [5].

Para o trabalho de Borkar e Shinde também foi utilizado o sistema MIMO-OFDM, implementado com V-BLAST, foi feita a comparação de desempenho entre os sistemas V-BLAST e D-BLAST (*Diagonal Bell Laboratories Layered Space-Time*). Identificando que o sistema é capaz de melhorar a taxa de bit sem aumentar a potência total transmitida ou a largura de banda utilizada, considerando o V-BLAST uma técnica eficiente [6].

No artigo de Samundiswary e Kuriakose foi realizada uma comparação no mesmo esquema de sistemas dos trabalhos anteriores variando a modulação com 256 QAM (*256 Quadrature Amplitude Modulation*) e 64 PSK (*64 Phase Shift Keying*) e variando a configuração de antenas para o esquema MIMO nas configurações: 2x3, 2x4 e 2x5. Verificaram que a técnica de detecção MMSE (*Minimum Mean Square Error*) possui melhor desempenho que o ZF (*Zero Forcing*), além de verificar que a configuração de antenas 2x5 alcança melhor nível de BER (*Bit Error Rate*) para

valores baixos de SNR (*Signal to Noise Ratio*) em comparação com a configuração de antenas 2x3 [7].

Na tese de Yapici, foi proposta uma nova técnica de detecção de símbolos para canais MIMO, a técnica combina elementos do algoritmo V-BLAST juntamente com a técnica de decisão MAP (*Maximum A-Posteriori*). A técnica proposta difere do algoritmo original V-BLAST apenas na estratégia de ordenação dos símbolos detectados. Apesar da maior complexidade, o algoritmo proposto, V-BLAST/MAP obteve melhor desempenho que o algoritmo V-BLAST [4].

No artigo de Khare, Saxena e Mandloi, foi feita uma análise de desempenho de sistemas MIMO e OFDM considerando V-BLAST com as técnicas de detecção ZF, MMSE e ML (*Maximum Likelihood*), realizando comparações entre as três técnicas com e sem V-BLAST. Concluindo que o V-BLAST aumentou o desempenho do sistema sem aumentar a complexidade do sistema [1].

1.3 Objetivos e Metas

O trabalho tem como objetivo realizar o estudo de sistemas MIMO-OFDM estruturado na multiplexação espacial, tendo assim o foco em alta taxa de dados, e analisando o desempenho do algoritmo de detecção de símbolos V-BLAST por meio de simulação e comparações.

1.4 Organização do Texto

Na seção teórica, serão discutidas algumas técnicas de comunicação digital e serão abordados conceitos básicos de tipos de modulação digital binária e *M*-ária. Serão tratados os tipos de canais e suas distorções juntamente com comunicações OFDM onde será revisado o conceito de Interferência Intersimbólicas ou ISI (*Intersymbol Interference*). Em seguida serão mencionados os conceitos de sistemas MIMO e introduzidos aos algoritmos de detecção de símbolos. Diversas combinações das técnicas estudadas serão simuladas e seus resultados serão comparados por meio da BER.

Após a revisão de conceitos, será apresentada toda a parte de desenvolvimento das simulações realizadas nesse trabalho. As simulações serão apresentadas por partes simplificadas e segmentadas, introduzindo inicialmente a simulação de um canal com ruído e adicionando componentes ao sistema de forma que seja possível acompanhar os resultados e verificar o comportamento de cada

componente isolado e em conjunto. Abaixo são listadas as combinações das técnicas de redes móveis que serão simuladas:

- OFDM
- MIMO
- MIMO-OFDM
- MIMO V-BLAST
- MIMO-OFDM V-BLAST

Para cada simulação, serão apresentados os resultados e comparações entre técnicas de detecção de símbolo: ZF, MMSE e ML.

Em análises experimentais, serão apresentadas as medidas no equipamento que simula uma rede LTE, apresentando as principais características da rede e comparando com as simulações.

2 Sistemas de Comunicação Digitais

Sinais em banda base possuem mais potência nas frequências baixas e são transmitidos sem deslocamento em frequência, geralmente através de um par de fios ou um cabo coaxial. No entanto, sinais em banda base não podem ser transmitidos em enlaces de rádio ou de satélites, pois seriam necessárias antenas extremamente grandes, e impraticáveis, para irradiar eficientemente o espectro de baixa frequência desses sinais. Uma solução interessante para estes casos, seria a utilização do processo de modulação em banda-passante. Neste método, o sinal de informação em banda-base é deslocado para uma faixa de frequência mais alta, através do uso de um sinal senoidal de alta frequência [8].

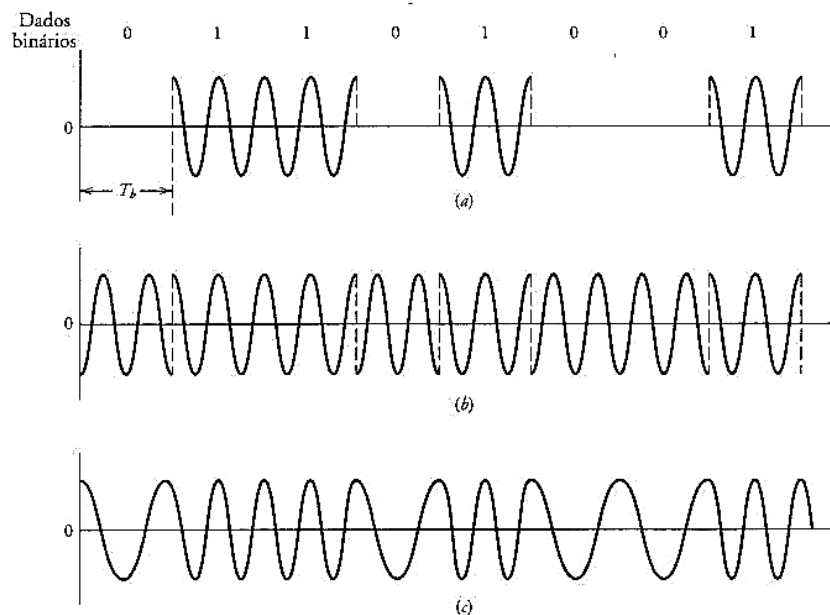
Deste modo, para uma transmissão eficiente pelo canal de radiopropagação, seria necessário empregar um sistema de modulação em banda-passante no transmissor e, de forma complementar, um sistema de demodulação em banda-passante no receptor, responsável por recuperar o sinal de informação em banda-base enviado pelo transmissor [8].

2.1 Principais Esquemas de Modulação Digital Binários em Banda-Passante

O canal de comunicação usado para a transmissão de dados em banda passante pode ser um *link* de rádio de micro-ondas, um canal de satélite ou similares. Há três esquemas básicos de modulação em banda passante e eles são conhecidos como chaveamento de amplitude conhecido como ASK (*Amplitude Shift Keying*), chaveamento de frequência conhecido como FSK (*Frequency Shift Keying*) e chaveamento de fase conhecido como PSK (*Phase Shift Keying*) [9].

A Figura 2.1 mostra as formas de onda ilustrativas para as três formas básicas de sinalizações binárias da informação, sendo parte relacionada aos esquemas (a) ASK, (b) PSK e (c) FSK [9].

Figura 2.1 – Formas de onda ilustrativas dos esquemas (a) ASK, (b) PSK e (c) FSK.



Fonte: Khare [9], 2012.

2.1.1 Modulação por Chaveamento de Amplitude

O ASK é uma forma de modulação na qual a amplitude da portadora é variada linearmente pelo sinal portador de informação $m(t)$ [8].

Considerando um sinal denominado *On-Off* em banda base $m(t)$ que pode ser escrito como:

$$m(t) = \sum a_k p(t - kT_s) \quad (1)$$

Em que

$$p(t) = \prod \left(\frac{t - T_s/2}{T_s} \right) \quad (2)$$

O código de linha com amplitude $a_k = 0, 1$ é *On-Off*, T_s é a duração de símbolo e k é instante de tempo do sinal em banda base. Quando a amplitude da portadora é variada em proporção a $m(t)$, pode-se escrever o sinal modulado com portadora de frequência ω_c como:

$$\varphi_{ASK}(t) = m(t) \cos \omega_c t \quad (3)$$

2.1.2 Modulação por Chaveamento de Frequência

O FSK é uma forma de modulação angular na qual a frequência da portadora é modificada linearmente pelo sinal portador de informação $m(t)$ [10].

A informação sobre o dado transmitido reside na frequência da portadora. O sinal FSK pode ser visto como a soma de dois sinais ASK entrelaçados, um com frequência portadora ω_{c_0} e outro com frequência portadora ω_{c_1} como mostra a equação abaixo [8], [10]:

$$\varphi_{FSK}(t) = \sum a_k p(t - kT_b) \cos \omega_{c_1} t + \sum (1 - a_k) p(t - kT_b) \cos \omega_{c_0} t \quad (4)$$

2.1.3 Modulação por Chaveamento de Fase

O PSK é uma forma de modulação angular na qual o ângulo de fase da portadora é modificado linearmente pelo sinal portador de informação $m(t)$ [10].

Se $p(t)$ for o pulso básico, transmitindo o *bit* 1 por um pulso $p(t) \cos \omega_c t$ e o *bit* 0, por $-p(t) \cos \omega_c t = p(t) \cos(\omega_c t + \pi)$. Os dois pulsos, portanto, estão defasados de π radianos. A informação no sinal PSK reside na fase ou no sinal do pulso e a transmissão é polar como o ASK e, portanto, possui a mesma forma das equações (1) e (3) [8].

2.2 Principais Esquemas de Modulação Digital M -ários em Banda-Passante

Em um esquema de sinalização M -ário, pode-se transmitir mais de um bit por símbolo durante cada intervalo de sinalização de duração T_s . Para quase todas as aplicações, o número de sinais possíveis é $M = 2^n$, onde n é um número inteiro, a duração do símbolo $T_s = nT_b$, onde T_b é duração do *bit*. Na transmissão de dados em banda passante, esses sinais são gerados modificando-se a amplitude, a fase ou a frequência de uma portadora senoidal conforme o símbolo transmitido. Dessa forma, temos esquemas de modulação digital ASK M -ários, PSK M -ários e FSK M -ários [9].

Esquemas de sinalização M -ários são preferidos aos esquemas de sinalização binários para transmitir informações digitais através de canais passa-faixa quando a necessidade é conservar a largura de banda à custa do aumento de potência [9].

2.2.1 Modulação por Chaveamento de Amplitude M -ária

Em vez de enviar 0 e 1, a modulação ASK M -ária pode transmitir $\log_2 M$ bits por vez, como mostra a equação abaixo. A equação abaixo é uma generalização do sinal modulado ASK binário [8].

$$\varphi_i(t) = (i - 1)A \cos \omega_c t \quad 0 \leq t \leq T_s \quad i = 1, 2, \dots, M - 1 \quad (5)$$

2.2.2 Modulação por Chaveamento de Frequência M -ária

A modulação por chaveamento de frequência M -ária (ASK M -ária) é um tipo de esquema de modulação que altera a frequência da portadora [11].

Em contraste com a modulação ASK M -ária, a FSK M -ária não precisa de maior potência de transmissão. Contudo, seu requisito de largura de banda aumenta quase linearmente com M (em comparação com FSK binária ou ASK M -ária) [8].

A equação abaixo mostra a generalização do sinal modulado FSK M -ário:

$$\varphi_i(t) = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}} \cos \left[\frac{\pi}{T_S} (n_c + i)t \right] \quad 0 \leq t \leq T_S \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (6)$$

Onde $f_c = n_c/2T_S \rightarrow n_c = f_c 2T_S$ para algum inteiro fixo n_c e onde $E_S = (\log_2 M)E_b$ é a energia de símbolo e $T_S = (\log_2 M)T_b$. Os M sinais transmitidos são de mesma energia e mesma duração, e as frequências de sinal são separadas por $1/2T_S$ Hz, tornando os sinais ortogonais um ao outro [11].

2.2.3 Modulação por Chaveamento de Fase M -ária

A modulação por chaveamento de fase M -ária (PSK M -ário) é um tipo de esquema de modulação que altera a fase da portadora [11].

No PSK M -ário, a fase da portadora assume um dos M valores possíveis, a saber, $\theta_i = 2(i - 1)\pi/M$, onde $i = 1, 2, \dots, M$. A forma de onda modulada pode ser expressa como a equação abaixo [11]:

$$\varphi_i(t) = \sqrt{\frac{2E_S}{T_S}} \cos \left[\omega_c t + \frac{2\pi}{M} (i - 1) \right] \quad 0 \leq t \leq T_S \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (7)$$

A sinalização PSK especial com $M = 4$ é um formato de modulação digital extremamente popular e poderoso. Esse sinal é a soma de dois sinais PSK binários de mesma frequência, um com portadora $\cos \omega_c t$ (em fase) e outro com portadora $\sin \omega_c t$ (em quadratura). Por essa razão, este sinal também é conhecido como QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*). Podemos transmitir e receber os dois sinais no mesmo canal, dobrando a taxa de transmissão [10].

2.2.4 Modulação por Chaveamento de Amplitude e Fase M -ária

O formato de modulação QAM é um caso especial do PSK, a única diferença reside na exigência de que o sinal modulado tenha um módulo constante. O formato

de modulação QAM é muito mais flexível e aumenta a taxa de dados em comparação com o PSK, e é amplamente usado para a modulação digital [8].

A forma geral de um sinal QAM M -ário pode ser definida como:

$$\varphi_i(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} a_i \cos \omega_c t + \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} b_i \sin \omega_c t \quad 0 \leq t \leq T \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (8)$$

Onde E_{min} é a energia do sinal com a amplitude mais baixa, e a_i e b_i são um par de inteiros independentes escolhidos de acordo com o local do ponto do sinal. A QAM M -ária não tem energia constante por símbolo nem distância constante entre os estados de símbolo possíveis [11].

3 Codificação de Canal

Os erros entre as sequências de saída e entrada de dados em um sistema de comunicação digital pode ser devido à presença do ruído, o erro pode exceder a 10^{-1} , e em muitas aplicações, esse nível de confiabilidade é inaceitável. Para se conseguir uma comunicação confiável que supere o ruído de canal, usa-se a codificação de canal, que protege os dados digitais contra erros, introduzindo seletivamente redundância nos dados transmitidos, para assim reconstruir a sequência de dados original da forma mais precisa possível [10], [11].

Considerando um bloco de código, no qual a sequência de mensagem de entrada é subdividida em blocos sequenciais de k bits sendo cada bloco mapeado em um novo bloco de n bits sendo $n > k$. O número de bits redundantes acrescentados pelo codificador de canal para cada bloco transmitido é $n - k$ bits. A razão k/n é denominada de taxa de código. Usando r para indicar a taxa de código, pode-se então escrever:

$$r = \frac{k}{n} \quad (9)$$

Na equação (8), r é sempre menor que a unidade. Para um predeterminado bloco de comprimento k , a taxa de código r (e, portanto, a eficiência de codificação do sistema) se aproxima de zero à medida que o comprimento do bloco codificado se aproxima do infinito [10].

A finalidade básica das técnicas de detecção e correção de erro é introduzir redundâncias nos dados para melhorar o desempenho do enlace sem fio. A introdução de bits redundantes aumenta a taxa de dados bruta usada no enlace e, conseqüentemente, aumenta o requisito de largura de banda para uma mesma taxa de dados. Isso reduz a eficiência de largura de banda do enlace em condições de alta SNR, mas oferece excelente desempenho BER em baixos valores de SNR [11].

3.1 Codificação Convolutacional

Codificação Convolutacional é adequado quando os bits de mensagem chegam serialmente, em vez de blocos de mensagens. Na codificação Convolutacional, longas sequências de símbolos de informação são codificadas continuamente na forma serial.

O codificador de um código Convolutacional binário com taxa $1/n$, medido em bits por símbolo, pode ser visto como uma máquina de estados finitos que consiste

em um registrador de deslocamento de M etapas com conexões predefinidas com n somadores módulo 2 e um multiplexador que serializa as saídas do somador. Uma sequência de mensagem de L bits produz uma sequência de saída codificada de tamanho $n(L + M)$ bits. A taxa de código é dada, portanto, pela equação (12) [10].

$$r = \frac{L}{n(L + M)} \text{ bits/símbolo} \quad (10)$$

Tipicamente, $L \gg M$. Portanto, a taxa de código se reduz para

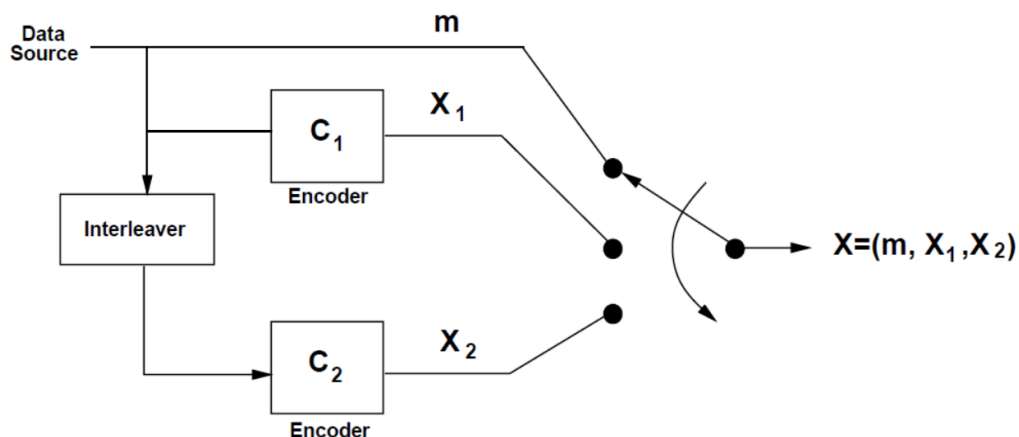
$$r \approx \frac{L}{n} \text{ bits/símbolo} \quad (11)$$

O comprimento de restrição de um código Convolutacional, expresso em termos de bits de mensagem, é definido como o número de deslocamentos acima do qual os bits de uma única mensagem podem influenciar a saída do codificador. Num codificador com registradores de deslocamento de M estágios, a memória do codificador é igual aos M bits da mensagem e $K = M + 1$ deslocamentos são necessários para que um bit da mensagem entre no registrador de deslocamento e finalmente saia dele. Portanto, o comprimento de restrição do codificador é K [10].

3.2 Codificação Turbo

Código Turbo consiste em dois componentes chaves: codificação paralela concatenada e decodificação iterativa (decodificação Turbo). O codificador paralelo concatenado consiste em dois codificadores convolucionais paralelo separados por um *interleaver* como mostra a Figura 3.1, a informação transmitida é a combinação dos dados de entrada m em conjunto com os bits de paridade X_1 e X_2 que saem de cada codificador que também recebem a entrada m , sendo a entrada do segundo codificador embaralhada pelo *interleaver*. O ponto principal para a codificação paralela concatenada é a natureza recursiva dos codificadores e o impacto do *interleaver* no fluxo de dados [12].

Figura 3.1 – Codificador Turbo.



Fonte: Goldsmith [12], 2005.

Um *interleaver* é um dispositivo de mapeamento de entrada-saída que permuta a ordem de uma sequência de símbolos de um alfabeto fixo de maneira inteiramente determinística, ou seja, ele pega os símbolos na entrada e produz símbolos idênticos na saída, mas em uma ordem temporal diferente. O *interleaver* pode ser de muitos tipos, dentre os quais o periódico e o pseudo-aleatório são dois exemplos. Os códigos Turbo usam um *interleaver* pseudo-aleatório, no qual opera somente sobre os bits sistemáticos [12].

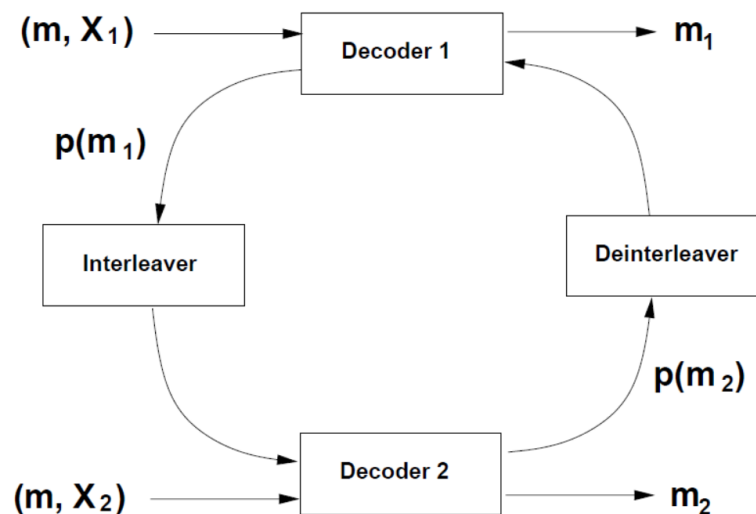
Uma razão para o uso de um *interleaver* em um código Turbo é encontrar erros que são facilmente cometidos em uma metade do código Turbo com erros que são excepcionalmente difíceis de ocorrer na outra metade. Essa é, de fato, a principal razão pela qual o código Turbo tem um melhor desempenho que um código tradicional [9].

Outra razão para o uso de um *interleaver* em um código Turbo é para prover um desempenho robusto em relação à decodificação não-coincidente, um problema que surge quando a estatística do canal não é conhecida ou foi incorretamente especificada [9].

A decodificação Turbo ou iterativa explora a subestrutura do codificador Turbo associando um componente do decodificador para cada componente do codificador. Mais especificamente, cada decodificador realiza codificação suave na entrada/saída, como mostra Figura 3.2, o Decodificador 1 gera a decisão suave na forma de medição de probabilidade $p(m_1)$ da informação transmitida baseada na palavra código (m, X_1) . A probabilidade medida é gerada pelo algoritmo de probabilidade MAP ou um algoritmo de saída suave Viterbi. Essa informação é enviada ao Decodificador 2, que

gera sua própria medida de probabilidade $p(m_2)$ de sua palavra código recebida (m, X_2) e a probabilidade medida $p(m_1)$. Esta informação volta ao Decodificador 1, que revisa sua medida $p(m_1)$ baseada nesta informação e a palavra código original recebida. O Decodificador 1 envia a nova informação de confiança ao Decodificador 2, que revisa sua medida usando essa nova informação. Assim, o decodificador Turbo procede de maneira iterativa, com dois decodificadores alternativamente atualizando suas medidas de probabilidade. Idealmente os decodificadores eventualmente concordam nas medidas de probabilidade reduzindo assim em decisões abruptas chegando a determinado momento em que $m = m_1 = m_2$. Entretanto, a condição de parada para a decodificação Turbo não é bem definida, em parte porque há muitos casos em que o algoritmo de decodificação Turbo não converge [12].

Figura 3.2 – Decodificador Turbo.



Fonte: Goldsmith [12], 2005.

4 Canais de Radiopropagação

Canais de comunicação não podem ser considerados ideais. A presença de objetos refletindo e dispersando no canal cria um ambiente em constante mudança, que dissipa a energia do sinal em amplitude, fase e tempo. Entre diversas distorções físicas de canal, o multipercurso é, sem dúvida, o problema mais sério encontrado em comunicações sem fio. O multipercurso leva a distorções lineares de canal que se manifestam como ISI. Isso ocorre porque o multipercurso faz com que múltiplas cópias do mesmo sinal cheguem ao receptor com diferentes atrasos temporais e diferenças de fase. Assim, um pulso de símbolo é atrasado, o que afeta um ou mais símbolos adjacentes, causando ISI que pode afetar severamente a precisão de receptores [8], [11].

A Figura 4.1 mostra um caso simples em que a transmissão de uma estação de base a uma unidade móvel encontra um canal de multipercurso com dois feixes: um feixe em linha de visada e um devido à reflexão no solo. No receptor, chegam duas cópias do sinal transmitido, com atraso [8].

Figura 4.1 – Ilustração de um canal de multipercurso com dois feixes.



Para combater os efeitos de ISI devido a canais de multipercurso, há basicamente duas técnicas muito eficazes: equalização e OFDM, que serão abordadas nos próximos capítulos desse trabalho [8].

4.1.1 Dispersão no Tempo

Espalhamento de atraso RMS

Seja τ_k o atraso do canal k -ésimo caminho, a_k e $P(\tau_k)$ indicam a amplitude e potência, respectivamente. Então, o atraso excedido médio $\bar{\tau}$ é dado pelo seguinte perfil de atrasos [13]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (12)$$

O espalhamento de atraso RMS σ_τ é dado pela equação abaixo:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (13)$$

O atraso excedido médio e o espalhamento de atraso RMS são parâmetros de canais que fornecem uma comparação de referência entre os diferentes canais multipercurso.

Banda de coerência

A banda de coerência, definida como B_c , é inversamente proporcional ao espalhamento de atraso RMS, é dada pela equação abaixo [13]:

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (14)$$

4.1.2 Dispersão na Frequência

Doppler

Em comunicações móveis sem fio, a mobilidade do usuário leva naturalmente à variações de canal. Duas causas principais de canais variantes no tempo são mudança de ambiente e efeito *Doppler* [8].

O movimento relativo entre a estação-base e a estação móvel resulta em modulação de frequência aleatória por causa de diferentes deslocamentos *Doppler* em cada um dos componentes do caminho múltiplo. O deslocamento *Doppler* será positivo ou negativo, dependendo do receptor móvel estar se aproximando ou se afastando da estação-base [11].

Se os objetos no canal de rádio estiverem em movimento, eles induzem um deslocamento *Doppler* variável no tempo sobre os componentes de múltiplos percursos. Se os objetos ao redor se movem em uma velocidade maior que a da estação móvel, então esse efeito domina a atenuação em pequena escala. Caso contrário, o movimento dos objetos ao redor pode ser ignorado, e somente a velocidade da estação móvel precisa ser considerada. O tempo de coerência define o quão estático é o canal e sofre impacto direto do deslocamento *Doppler* [11].

Na equação (15), f_d é a frequência aparente (efeito *Doppler*), θ é o ângulo entre a estação móvel e a estação base. A equação (15) relaciona o deslocamento *Doppler* à velocidade da estação móvel e ao ângulo espacial entre a direção do movimento da estação móvel e a direção da chegada da onda. Se a estação móvel estiver se movimentando na direção da chegada da onda, o deslocamento *Doppler* é positivo (frequência aparente recebida é aumentada), e se a estação móvel estiver se

afastando da direção da chegada da onda, o deslocamento *Doppler* é negativo (frequência aparente recebida é diminuída) [11].

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos \theta \quad (15)$$

Seja f_m o máximo deslocamento *Doppler* ou espalhamento *Doppler*. A largura de banda do espectro de *Doppler* é dada pela equação abaixo [13]:

$$B_d = 2f_m \quad (16)$$

Tempo de coerência

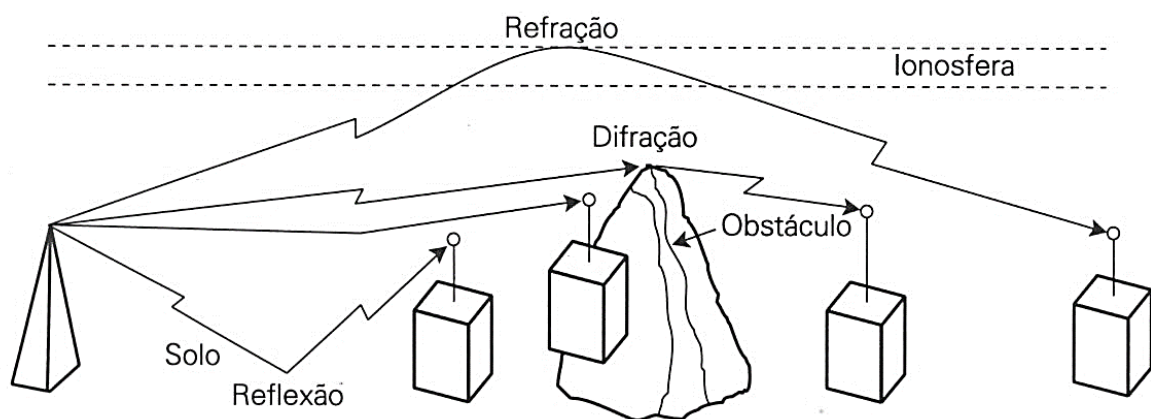
O tempo de coerência é inversamente proporcional ao espalhamento *Doppler* [13]:

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (17)$$

4.2 Classificação dos Canais de Radiopropagação

A propagação de ondas eletromagnéticas é influenciada pelas propriedades do solo e da atmosfera e, portanto, está sujeita a respectivas variações de suas características físicas. A Terra é um corpo irregular cujas propriedades eletromagnéticas variam consideravelmente de um ponto a outro. Como a Figura 4.2 mostra, devido às condições de relevo, o sinal sofre variações em suas características. Estas variações possuem comportamento estatístico e são definidas como desvanecimento ou *fading* [14].

Figura 4.2 – Fenômenos da onda eletromagnética.



Fonte: Nascimento [15], 2013.

O *fading* pode ser definido como fenômeno que produz variações aleatórias na intensidade e na fase do sinal recebido ao longo do tempo e pode ser classificado como: Desvanecimento plano e Desvanecimento seletivo em frequência. Onde o

desvanecimento plano atenua ou reforça todas as componentes espectrais do sinal igualmente e o desvanecimento seletivo degrada parte da banda considerada [14], [16].

4.2.1 Canal com Desvanecimento Plano

Canais com desvanecimento plano possuem atrasos de multipercurso que não tem muito espalhamento. Se o espalhamento de atraso de multipercurso τ_k for muito pequeno, então $\tau_k \approx 0$, Como $p(t - \tau_k) \approx p(t)$, sendo $p(t)$ um sinal de pulso, então o sinal recebido $y(t)$ [8]:

$$y(t) = \rho(t) \cdot \sum_k s_k p(t - kT) \quad (18)$$

O ganho do canal variante no tempo é definido como:

$$\rho(t) = \sum_{i=0}^K \alpha_i \exp[-j(\omega_c + \omega_i)\tau_i] \exp[-j\omega_i t] \quad (19)$$

Onde s_k é o símbolo de dados. Portanto, quando espalhamento do atraso de multipercurso for pequeno, a única distorção no sinal recebido $y(t)$ é um ganho variante no tempo $\rho(t)$. Essa variação temporal da intensidade do sinal recebido é conhecida como desvanecimento. Canais que exibem somente um ganho variante no tempo que depende do ambiente são conhecidos como canais com desvanecimento plano [8].

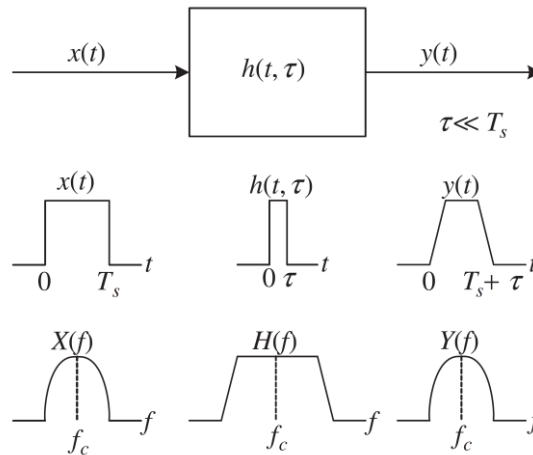
O sinal recebido passa por desvanecimento plano desde que a largura de banda do canal sem fio seja maior que a largura de banda do sinal, mantendo uma amplitude constante e resposta de fase linear dentro de uma banda passante como mostra a Figura 4.3. Uma largura de banda mais estreita implica que o período de símbolo T_s é maior que o espalhamento de atraso τ no canal multipercurso $h(t, \tau)$. Enquanto T_s for maior que τ , o símbolo atual não afeta o símbolo subsequente tanto sobre o próximo período de símbolo, implicando que a ISI não é significativa [13].

O sinal transmitido será sujeito desvanecimento plano se seguir as seguintes condições [13]:

$$B_S \ll B_c \text{ e } T_S \gg \sigma_\tau \quad (20)$$

Onde B_S é a largura de banda.

Figura 4.3 – Características de *fading* devido à dispersão no tempo no canal multipercurso – Canal com desvanecimento plano em frequência.



Fonte: Cho [13], 2010.

4.2.2 Canal com Desvanecimento Seletivo em Frequência

A equação (21) mostra a saída de um canal com desvanecimento seletivo em frequência.

$$y(t) = \sum_k s_k \left[\sum_{i=0}^k \beta_i p(t - kT - \tau_i) \right] \quad (21)$$

Onde s_k é o símbolo de dados, τ_i é o atraso referente ao i -ésimo multipercurso, β_i é a constante relacionada à atenuação, atraso e frequência da portadora. Esse é um canal seletivo em frequência com ISI [8].

Para esses canais de multipercurso, a resposta do canal é variante no tempo e depende da frequência. Em comunicações móveis, canais variantes no tempo são conhecidos como canais com desvanecimento. Quando comportamentos variantes no tempo dependem da frequência, os canais são conhecidos como canais com desvanecimento seletivo em frequência. Canais desse tipo, caracterizados por ISI variante no tempo, são grandes obstáculos às comunicações digitais sem fio [8].

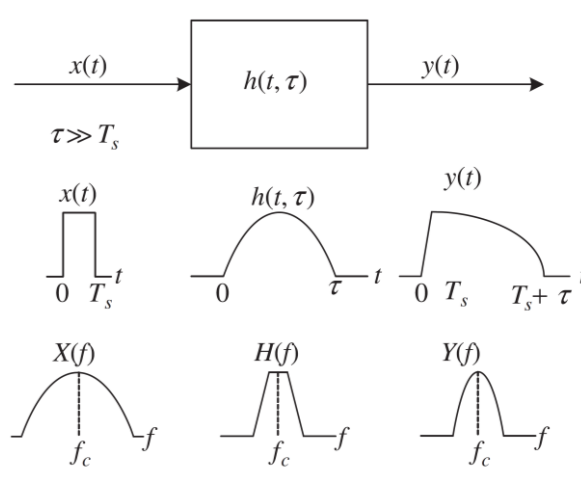
O sinal transmitido sofre o desvanecimento seletivo em frequência quando o canal sem fio tem uma amplitude constante e resposta na fase linear apenas dentro de uma largura de banda de canal mais estreita que a largura de banda do sinal. Neste caso, a resposta ao impulso do canal tem um atraso de espalhamento mais largo do que o período de símbolo do sinal transmitido. Devido a curta duração do símbolo como comparado ao espalhamento de atraso por multipercurso, cópias múltiplas atrasadas do sinal transmitido é significativamente sobreposto com o símbolo

subsequente, ocorrendo ISI. O termo canal seletivo em frequência é usado simplesmente porque a amplitude da resposta em frequência varia na frequência, ao contrário da natureza de frequência plana do canal com desvanecimento plano em frequência. Como mostrado na Figura 4.4, há ocorrência da ISI no domínio do tempo uma vez que o espalhamento de atraso do canal τ_k é muito maior que o período de símbolo [13].

O sinal transmitido será sujeito desvanecimento seletivo em frequência se seguir as seguintes condições [13]:

$$B_S > B_c \text{ e } T_S > \sigma_\tau \quad (22)$$

Figura 4.4 – Características de *fading* devido à dispersão no tempo no canal multipercurso – Canal com desvanecimento plano em frequência.



Fonte: Cho [13], 2010.

4.2.3 Canal com Desvanecimento Rápido

Dependendo da velocidade com que o sinal de banda base transmitido muda em comparação com a taxa de mudança do canal, um canal pode ser classificado como de atenuação rápida ou lenta. Em um canal de atenuação rápida, a resposta ao impulso do canal muda rapidamente dentro da duração do símbolo. Ou seja, T_C é menor que T_S . Isso causa dispersão de frequência (também chamada atenuação seletiva no tempo) por causa do espalhamento *Doppler*, que leva à distorção do sinal [11].

Vista no domínio de frequência, a distorção do sinal devida à atenuação rápida aumenta com o aumento do B_d relativo à B_S . Portanto, um sinal sofre atenuação rápida se [11]:

$$T_S > T_C \quad (23)$$

e

$$B_S < B_d \quad (24)$$

Deve-se observar que quando um canal é especificado como um canal de atenuação rápida ou lenta, isso não especifica se o canal tem atenuação uniforme ou se é seletivo em frequência por natureza. A atenuação rápida só lida com a taxa de mudança do canal devida ao movimento. No caso do canal com atenuação uniforme pode-se aproximar que a resposta ao impulso é simplesmente uma função delta (sem atraso de tempo). Logo, um canal com atenuação uniforme e rápida é um canal em que a amplitude da função delta varia mais rápido que a taxa de mudança do sinal de banda base transmitido. No caso de um canal seletivo de frequência com atenuação rápida, as amplitudes, fase e atrasos de tempo de qualquer um dos componentes de caminho múltiplo variam mais rápido que a taxa de mudança do sinal transmitido. Na prática, a atenuação rápida só ocorre para taxas de dados muito baixas [11].

4.2.4 Canal com Desvanecimento Lento

Em um canal de atenuação lenta, a resposta ao impulso do canal muda muito mais lentamente que o sinal de banda base transmitido $s(t)$. Nesse caso, o canal pode ser considerado estático por um ou vários intervalos de largura de banda recíprocos. No domínio de frequência, isso significa que o espalhamento *Doppler* do canal é muito menor que a largura de banda do sinal de banda base. Portanto, um sinal sofre atenuação lenta se [11]:

$$T_S \ll T_C \quad (25)$$

e

$$B_S \gg B_d \quad (26)$$

A velocidade da estação móvel (ou a velocidade dos objetos no canal) e a sinalização de banda base determinam se um sinal sofre atenuação rápida ou lenta [11].

4.3 Modelagem Estatística de Canais

4.3.1 Distribuição de *Rayleigh*

Em canais de rádio móvel, a distribuição de *Rayleigh* normalmente é usada para descrever a natureza estatística variável no tempo do envelope recebido de um

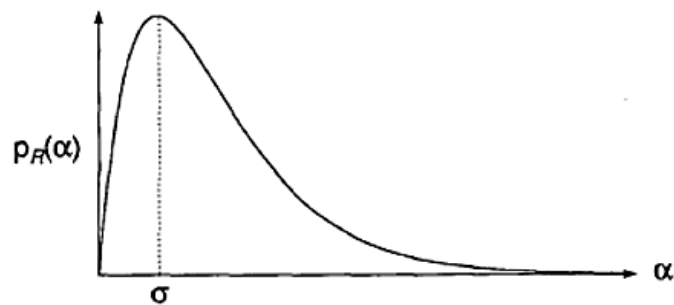
sinal de atenuação uniforme, ou o envelope de um componente de caminho múltiplo individual. O envelope da soma de dois sinais de ruído de quadratura gaussiana obedece a uma distribuição de *Rayleigh*. A função da densidade de probabilidade dada pela equação (27) [11], [17].

$$p_R(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{-\alpha^2/2\sigma^2}, & \alpha \geq 0 \\ 0, & \alpha < 0 \end{cases} \quad (27)$$

Onde σ^2 é a variância da variável aleatória α .

A Figura 4.5 mostra a função da densidade de probabilidade de *Rayleigh*.

Figura 4.5 – Função da densidade de probabilidade de *Rayleigh*.



Fonte: Lee [17], 1998.

A função da densidade de probabilidade do sinal recebido para o ambiente em propagação NLOS (*Non Line-of-Sight*) ou sem linha de visada segue a distribuição de *Rayleigh*. Qualquer sinal recebido no ambiente de propagação para um canal sem fio pode ser considerado como a soma dos sinais recebidos de um número infinito de dispersões. E em um processo aleatório de banda estreita Gaussiano tem o envelope com distribuição *Rayleigh*, e quando o envelope cai abaixo do envelope RMS do sinal, é dito que o sinal sofre *fading*, nomeando assim como *Rayleigh fading*. Deve ser notado que a distribuição *Rayleigh* não se deve apenas a presença do ruído branco de banda estreita, como o ruído térmico gerado no receptor, mas também se deve à composição de sinais de onda espalhados ou multipercurso [13], [17].

4.3.2 Distribuição de *Ricean*

Quando existe um componente de sinal estacionário dominante (sem atenuação), como um caminho de propagação na linha de visão, a distribuição de envelope de atenuação em pequena escala é de *Ricean*. Nessa situação, os componentes de caminho múltiplo aleatórios que chegam em diferentes ângulos são sobrepostos a um sinal dominante estacionário [11].

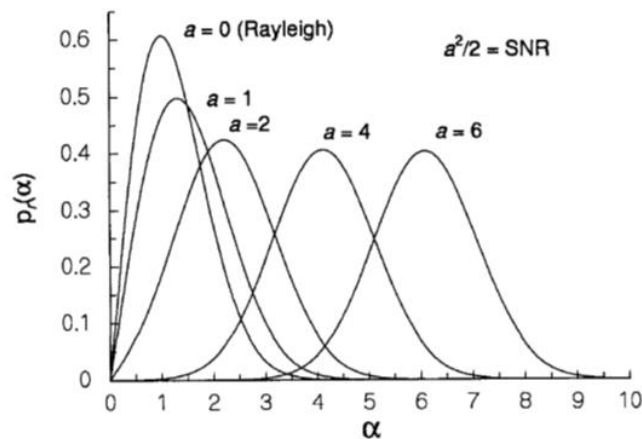
Assim como no caso de detecção de uma onda de seno no ruído térmico, o efeito de um sinal dominante chegando com muitos sinais de caminho múltiplo mais fracos faz surgir a distribuição de *Ricean*. À medida que o sinal dominante se torna mais fraco, o sinal composto se assemelha a um sinal de ruído que tem envelope com distribuição *Rayleigh*. Assim, a distribuição de *Ricean* se degenera para uma distribuição *Rayleigh* quando a componente dominante se desvanece. A função da densidade de probabilidade dada pela equação (28) [11], [17].

$$p_R(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{-(\alpha^2 + A^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{A\alpha}{\sigma^2}\right), & \alpha \geq 0 \\ 0, & \alpha < 0 \end{cases} \quad (28)$$

Sendo o parâmetro A a amplitude de pico do sinal dominante e $I_0(\cdot)$ é a função de Bessel modificada do primeiro tipo e ordem zero [11].

A função da densidade de probabilidade do sinal recebido para o ambiente em propagação LOS (*Line-of-Sight*) ou com linha de visada segue a distribuição de *Ricean*. Em um ambiente de propagação LOS existe um caminho forte que não é relacionado à nenhuma perda devido a reflexão, difração e espalhamento. Considerando que $a = A/\sigma$, nota-se que $a^2/2 = A^2/2\sigma^2 = SNR \rightarrow a = \sqrt{2 SNR}$. Para $A \rightarrow 0$, a função da densidade de probabilidade de *Ricean* aproxima-se da função da densidade de probabilidade de *Rayleigh*, conforme mostrado na Figura 4.6 [17], [13].

Figura 4.6 – Função da densidade de probabilidade de *Ricean*.



Fonte: Lee [17], 1998.

5 Sistema OFDM

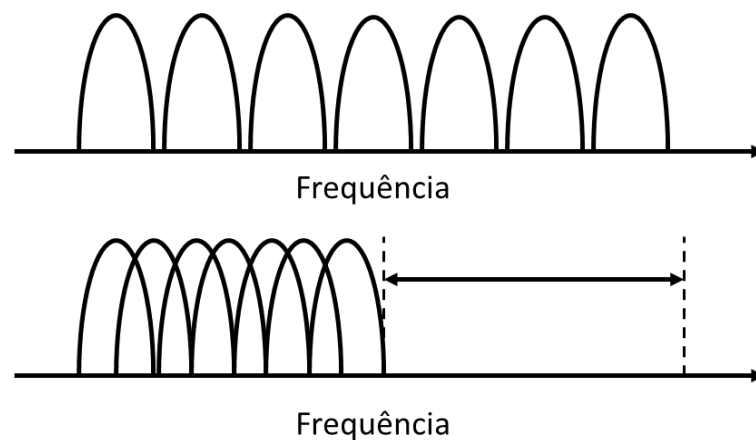
OFDM é um esquema de transmissão paralela, onde uma transmissão de dados serial de alta taxa é dividida em um conjunto de *substreams* de baixa taxa, cada qual é modulada em uma subportadora. Assim, a largura de banda das subportadoras

se tornam pequenas comparadas à largura de banda de coerência do canal, isto é, cada subportadoras sofre desvanecimento plano, do qual permite equalização simplificada [18].

Selecionando um conjunto de portadoras ortogonais, é obtida uma alta eficiência espectral pois o espectro das subportadoras se sobrepõem, e ainda podem ser separadas no receptor sem que haja interferência entre os sinais, pois os sinais são ortogonais entre si, como ilustrado na Figura 5.1. Isto é obtido tendo o espaçamento entre as portadoras igual ao período de símbolo recíproco [18], [19], [20].

Embora exista sobreposição espectral de subportadoras moduladas, a informação conduzida por cada uma delas poderá ser isolada das demais através de um correlator (ou filtro casado) adequado. A ortogonalidade entre as subportadoras deve ser de acordo com o espaçamento de frequência empregado. Esta técnica pode economizar aproximadamente 50% de banda, a Figura 5.1 mostra uma ilustração da economia de banda utilizando OFDM [20].

Figura 5.1 – Economia de banda utilizando OFDM.



Fonte: Pinto [20], 2002.

5.1 Transformada Rápida de Fourier

A técnica OFDM emprega a DFT (*Discrete Fourier Transform*) e a IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) em seu processamento, a fim de converter os dados de uma função no tempo para uma função na frequência e para converter os dados de uma função na frequência para uma função no tempo, respectivamente [21].

Por sua vez, a DFT e IDFT podem ser eficientemente implementadas utilizando um algoritmo conhecido como FFT (*Fast Fourier Transform*) e a IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), sendo um algoritmo extremamente rápido. Estes algoritmos

minimizam a carga computacional no transmissor e receptor, permitindo assim que os mesmos sejam implementados em uma maneira computacionalmente eficiente [13], [21].

5.2 Ortogonalidade

A ortogonalidade do sinal OFDM é uma condição essencial para que seja livre de interferência entre as operadoras, permitir que o transmissor sobreponha as subportadoras permitindo que o receptor consiga separá-las, implicando uso de banda eficiente. A característica de ortogonalidade entre as subportadoras implica que duas subportadoras quaisquer diferem exatamente por um número inteiro de ciclos durante um intervalo de símbolo OFDM, uma vez que estas estarão separadas por um valor múltiplo de $1/T_{\text{simbOFDM}}$ [13], [20], [21].

Considere os sinais exponenciais limitados no tempo discreto $\{e^{j2\pi f_k n T_s}\}_{k=0}^{N-1}$ que representam as diferentes subportadoras em $f_k = \frac{k}{T_{\text{simbOFDM}}}$ no sinal OFDM, onde $0 \leq n \leq T_{\text{simbOFDM}}$ e $nT_a = nT_{\text{simbOFDM}}/N$, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Estes sinais são definidos como ortogonais se a soma dos produtos de seu período fundamental é zero [13]:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{\text{simbOFDM}}} \cdot n T_a} e^{-j2\pi \frac{i}{T} \cdot n T_a} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{\text{simbOFDM}}} \cdot \frac{n T}{N}} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{\text{simbOFDM}}} \cdot \frac{n T_{\text{simbOFDM}}}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(k-i)}{N} n} = \begin{cases} 1, & \forall \text{ inteiro } k = i \\ 0, & \text{outros} \end{cases} \end{aligned} \quad (29)$$

Onde T_{simbOFDM} é o intervalo do símbolo OFDM, T_a é o período de amostragem, N é o número de subportadoras.

5.3 Transmissor e Receptor OFDM

A largura de faixa dos subcanais de um sistema OFDM é dada pela divisão da largura de faixa total destinada ao sistema pelo número de subportadoras empregadas. Utilizar canais mais estreitos ao invés de um único canal mais largo tem como principal vantagem a questão da redução da seletividade em frequência, pois uma possível ocorrência de desvanecimento seletivo em frequência apresentado por

um canal para uma transmissão de portadora única, pode ser revertida numa característica de desvanecimento plano ou quase plano apresentada pelas frações deste canal. Isso elimina ou reduz significativamente a necessidade de equalização [20].

O sinal modulado OFDM é obtido da aplicação da IFFT aos símbolos de informação relacionados à diferentes subportadoras. A saída da IFFT pode ser considerada a soma de funções exponenciais complexas conhecidas como funções bases, funções senoidais complexas, harmônicas, ou tom de um sinal multitom. Considera-se uma dessas harmônicas como [3]:

$$x(n)|_{\omega=k\Delta f} = a_k e^{j2\pi kn/N} \quad (30)$$

A equação (31) mostra como um canal com a resposta impulsiva (h_m) opera com no sinal transmitido $x(n)$ para fornecer o sinal recebido $y(n)$ [3].

$$y(n) = \sum_{m=0}^M h_m x(n - d_m) \quad (31)$$

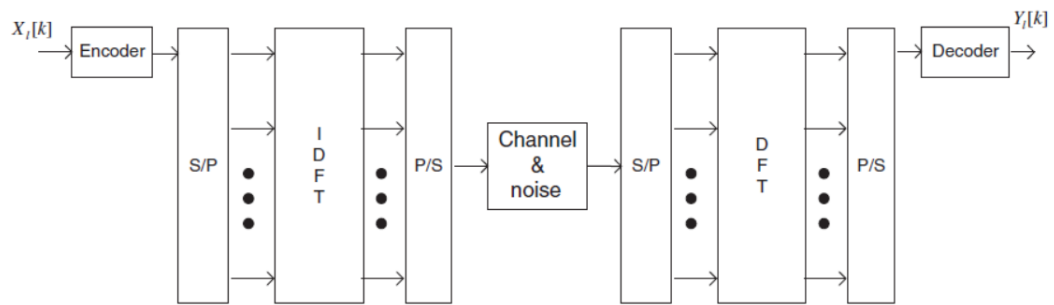
Devido à linearidade, quando o sinal OFDM é submetido a um canal com desvanecimento multipercurso cada uma das componentes exponenciais complexas é também sujeita ao mesmo modelo de canal. Portanto, pode-se calcular a versão recebida de cada componente de subportadora do sinal OFDM ($y(n)|_{\omega=k\Delta f}$) como a convolução desta componente transmitida e a resposta ao impulso do canal [3].

$$y(n)|_{\omega=k\Delta f} = \sum_{m=0}^M h_m x(n) \Big|_{\omega=k\Delta f} \quad (32)$$

Com objetivo de diminuir a ISI, é adicionado no transmissor OFDM um intervalo de guarda em que aumenta a robustez do sistema. O intervalo de guarda pode ser preenchido com zeros ou ser a cópia da parte final do mesmo símbolo, chamado assim de prefixo cíclico, CP (*Cyclic Prefix*) [8].

A Figura 5.2 mostra o esquema OFDM desde o transmissor até o receptor.

Figura 5.2 – Esquema de transmissão OFDM



Fonte: Cho [13], 2010.

A vantagem do prefixo cíclico é a possibilidade em obter uma matriz cíclica, que por sua vez ao passar pelo canal estabelece uma convolução cíclica e que pode ser transformada em simples multiplicação na frequência através da FFT no receptor. Além disso, a inserção de um intervalo de guarda assegura que os símbolos transmitidos não interfiram uns com os outros. No entanto, a desvantagem do intervalo de guarda é o acréscimo de símbolos que serão descartados no receptor e, assim, utiliza maior largura de banda do canal [8].

6 Sistema de Comunicação de MIMO

A técnica MIMO é uma das mais importantes inovações em comunicações móveis. A principal vantagem de sistemas de comunicações móveis com MIMO é a capacidade dos mesmos em aumentar significativamente a capacidade de canal sem fio sem aumento correspondente na largura de banda ou potência de sinal no transmissor. É interessante ressaltar que o desenvolvimento da tecnologia MIMO tem origem em fundamentos da teoria da informação [8].

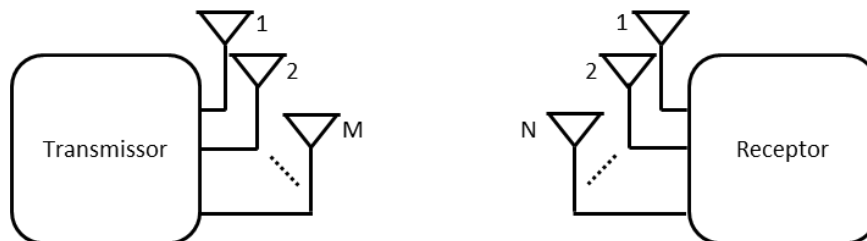
Em sistemas MIMO, para representar os sinais de entrada e saída são utilizados vetores, em que cada vetor de sinal consiste em múltiplos símbolos de dados a serem transmitidos ou recebidos simultaneamente [8].

Em um sistema MIMO, a matriz de canal H de dimensão $N_{Tx} \times N_{Rx}$ conecta o vetor de entrada x de dimensão $N_{Tx} \times 1$ ao vetor de saída y :

$$y = H \cdot x + w \quad (33)$$

Em que w é o vetor AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) de dimensão $N_{Rx} \times 1$, com média zero e matriz de covariância C_w . Como mostrado na Figura 6.1, um sistema MIMO consiste em N_{Tx} antenas transmissoras, no lado transmissor, e N_{Rx} antenas receptoras no lado do receptor [8].

Figura 6.1 – Sistema MIMO com M antenas transmissoras.



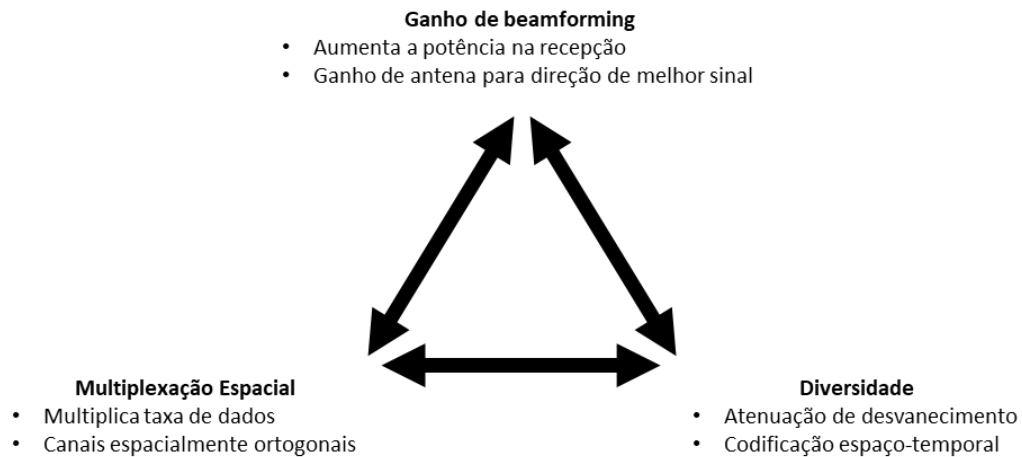
Fonte: Lathi [8], 2012.

É admitido que H é uma matriz com elementos Gaussianos complexos independentes com média zero e variância unitária, também é admitido que w é um vetor aleatório Gaussiano complexo. H e w são independentes entre si e do vetor de dados x [4].

Neste trabalho será admitido que o receptor tem conhecimento do canal H , enquanto o transmissor não tem conhecimento de informação de estado do canal, CSI (*Channel State Information*). Para o receptor possuir o CSI, é justificado em casos onde o canal é um processo aleatório relativamente lento na variação do tempo [4].

O MIMO oferece três diferentes características: ganho de *beamforming*, diversidade espacial e multiplexação espacial, a Figura 6.2 mostra as três características [22].

Figura 6.2 – As três características principais do MIMO.



Fonte: Sibille [22], 2010.

No *beamforming*, os padrões de transmissão e recepção das antenas são focados na direção angular específica escolhida pela banda base da antena. Quanto mais correlacionados os sinais de antena, melhor para o *beamforming*. Sobre as condições em linha de visada, os ganhos do receptor Rx e do transmissor Tx podem se somar, levando a um limite superior do ganho de número de antenas do Rx e Tx para o ganho de *beamforming* de um sistema MIMO. A melhora no ganho tem como consequência a redução de interferência e por sua vez diminui a BER [22].

Múltiplas réplicas do sinal de rádio vindas de direções diferentes no espaço dão origem à diversidade espacial, na qual pode ser utilizada para aumentar a confiança na transmissão do desvanecimento no *link* de rádio. Para um canal MIMO com sinais descorrelacionados, a ordem de diversidade é limitada a $N_{Tx} \cdot N_{Rx}$ (número de antenas Rx e Tx respectivamente). A correlação espacial reduzirá a ordem de diversidade e, portanto, será uma característica importante no canal. Portanto, a diversidade combina as componentes de multipercurso recebidas de modo a melhorar o sinal, reduzindo a BER [22].

Os canais MIMO podem suportar *streams* de dados paralelos transmitindo e recebendo pelos canais ortogonais espaciais (multiplexação espacial). O número de *streams* multiplexadas dependem diretamente do canal. O ganho de multiplexação espacial pode atingir um valor igual a $\min(N_{Tx}, N_{Rx})$ em um ambiente com alta

dispersão. A multiplexação espacial permite aumentar o número de usuários utilizando a mesma banda, aumentando assim, a capacidade espectral do sistema [22].

Os benefícios da diversidade e multiplexação não podem acontecer simultaneamente. O benefício da diversidade assume que a taxa de dados é constante e a BER decresce enquanto a SNR cresce, enquanto a multiplexação assume que a BER é constante e a taxa de dados aumenta com a SNR, pelo uso de modulação eficiente e esquemas de codificação [22].

Este trabalho irá focar no aumento da capacidade e, portanto, na técnica de multiplexação espacial.

6.1 Fundamentos da Multiplexação Espacial

O benefício mais significativo (em muitos aspectos) trazido pela técnica MIMO é o aumento na capacidade do *link*, caracterizado como ganho de multiplexação, e surge porque o canal MIMO é capaz de transmitir múltiplos *streams* espacialmente separados, conhecido como multiplexação espacial. Cada canal espacialmente separado é conhecido como subcanal. De acordo com a capacidade do canal de Shannon, a capacidade de w subcanais é muito maior que um único canal considerando o mesmo valor de SNR [22].

Pode-se obter o ganho do canal por meio da decomposição em valores singulares da matriz do canal MIMO H através da seguinte equação:

$$H = V\Sigma U^H \quad (34)$$

Onde V é uma matriz unitária de dimensão $N_{Tx} \times N_{Tx}$, U é uma matriz unitária de dimensão $N_{Rx} \times N_{Rx}$ e U^H é a conjugada transposta de U . Σ é uma matriz retangular diagonal de dimensão $N_{Tx} \cdot N_{Rx}$ com números reais não-negativos na diagonal, esses números correspondem ao ganho do canal. Os canais paralelos para um ambiente rico em espalhamento não interferem entre si, portanto, os ganhos da matriz Σ são independentes, e portanto cada canal dependerá de seu próprio ganho. Além disso, enviando dados independentes em cada canal paralelo, o canal MIMO pode suportar o número mínimo de antenas utilizadas vezes a taxa de dados que um sistema com apenas uma antena. Levando assim ao ganho de multiplexação [23].

6.2 Detecção em Sistemas de Multiplexação Espacial

Para a detecção de símbolo em um sistema MIMO é necessário estimar a entrada do canal MIMO dado o vetor recebido y assumindo que o receptor tem

conhecimento de H . A codificação na dimensão do tempo é desprezada e é considerado apenas o problema modulação-demodulação como mostrado na Figura 6.3 [4].

Figura 6.3 – Modulação, transmissão e decisão nos sistemas MIMO.



Fonte: Yapici [4], 2014.

O objetivo é minimizar a probabilidade de decisão de erro:

$$P_e = P_r\{\hat{x} \neq x\} \quad (35)$$

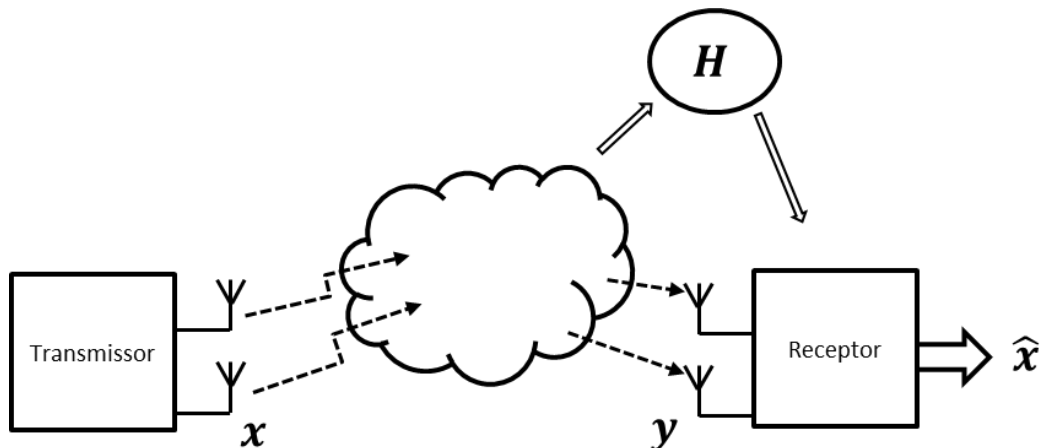
Onde $\hat{x} = (\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_{N_{Rx}})^T$ é a estimativa de x no demodulador [4].

Como solução para esta questão, foram propostos vários métodos de detecção que serão apresentadas nos próximos tópicos.

6.3 Algoritmos de Detecção MIMO

A detecção MIMO é utilizada para determinar o sinal transmitido x a partir do sinal recebido y pelo conhecimento de estimação do CSI. O CSI contém a informação de H e as propriedades estatísticas de w na equação (33). Será considerada a detecção apenas do sinal desconhecido no receptor, assumindo que no receptor o CSI é conhecido, como mostra a Figura 6.4 [24].

Figura 6.4 – Detecção MIMO.



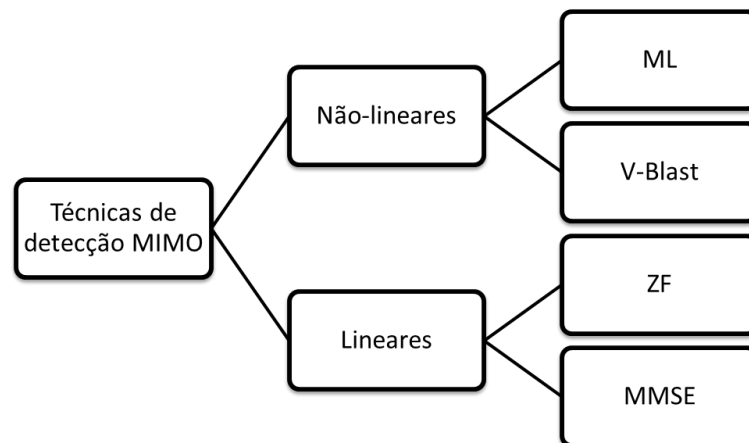
Fonte: Bai [24], 2015.

Em sistemas MIMO, geralmente é necessário detectar sinais comuns como os múltiplos sinais que são transmitidos simultaneamente de múltiplas antenas de transmissão. Usando busca exaustiva, um detector ML pode ser empregado para detectar sinais comuns, e o desempenho ótimo pode ser conseguido com uma

disposição receptora de diversidade. Como a complexidade de detecção ML cresce exponencialmente com o número de antenas na transmissão, esta técnica passa a ser impraticável em muitas aplicações. Várias aproximações eficientes computacionalmente foram propostas para detecção MIMO. Detectores lineares como ZF e MMSE podem ser considerados nos quais os sinais das outras antenas são considerados como sinais interferentes. Normalmente possuem baixa complexidade, mas o desempenho em alguns casos não é o suficiente [24].

Como solução ao baixo desempenho dos detectores lineares, outras abordagens foram consideradas. Por exemplo, a V-BLAST [24]. A Figura 6.5 mostra a classificação das técnicas de detecção MIMO que serão tratadas a seguir.

Figura 6.5 – Classificação das técnicas de detecção MIMO.



Fonte: Sidam [25], 2014.

Primeiramente serão abordadas as técnicas de detectores lineares para em seguida ser apresentada a técnica utilizada para este trabalho, V-BLAST.

6.3.1 Detecção Linear

Com o objetivo de reduzir a complexidade de complexidade são considerados detectores lineares. Com detectores lineares, o sinal recebido y é filtrado pelo filtro linear e cada símbolo é detectado separadamente. Assim, o papel de um filtro linear é suprimir sinais interferentes [24].

6.3.1.1 ZF

O ZF é uma técnica de detecção linear que anula a interferência, a matriz de equalização para o ZF é dada por [13], [24]:

$$W_{zf} = (H^H H)^{-1} H^H \quad (36)$$

Onde $(\cdot)^H$ é a denotação da operação de transposto Hermitiano. E assim, é possível inverter o efeito do canal mostra a Equação (37).

$$\begin{aligned}\tilde{x}_{zf} &= W_{zf}y \\ &= x + (H^H H)^{-1} H^H w \\ &= x + W_{zf}w\end{aligned}\tag{37}$$

Onde \tilde{x}_{zf} é o vetor de símbolo estimado usando ZF. É possível notar que o desempenho do erro é diretamente relacionado à potência $W_{zf}w$ [13].

6.3.1.2 MMSE

Para reduzir o impacto no ruído de fundo, o detector MMSE emprega um filtro linear que pode levar em conta o ruído, a matriz de equalização para o MMSE é dada por [24]:

$$W_{mmse} = (H^H H + \frac{N_0}{E_s} I)^{-1} H^H\tag{38}$$

Onde N_0 é a densidade espectral de potência do ruído e I é a matriz identidade. O vetor de símbolos estimados resultante para o MMSE é dado por [13]:

$$\begin{aligned}\tilde{x}_{mmse} &= W_{mmse}y \\ &= \left(H^H H + \frac{N_0}{E_s} I \right)^{-1} H^H y \\ &= x + \left(H^H H + \frac{N_0}{E_s} I \right)^{-1} H^H w \\ &= x + W_{mmse}w\end{aligned}\tag{39}$$

6.3.2 Detecção Não Linear

6.3.2.1 ML

A detecção ML calcula a distância Euclidiana entre o vetor do sinal recebido e o produto de todos os vetores de sinais recebidos possíveis com o canal dado H e encontra o valor com a menor distância. A detecção ML tem o melhor desempenho entre todas as detecções MIMO [13].

Então a detecção ML determina o vetor estimado do sinal transmitido:

$$\tilde{x}_{ml} = \operatorname{argmin} \|y - Hx\|^2\tag{40}$$

sendo:

$$\|y - Hx\|^2 = e_y^* e_y = (y - Hx)^* (y - Hx) \quad (41)$$

O sinal mais provável transmitido que causa a menor diferença do sinal recebido é resolvido enumerando todos os possíveis x e encontrando aquele que causa o menor $e_y^* e_y$ [4].

O método ML alcança desempenho ótimo como a detecção MAP quando todos os vetores transmitidos são igualmente prováveis. Entretanto, sua complexidade aumenta exponencialmente conforme a ordem de modulação e/ou o número de antenas na transmissão aumenta. Apesar da complexidade, o desempenho desse método serve como referência a outros métodos de detecção uma vez que corresponde ao melhor desempenho possível [13].

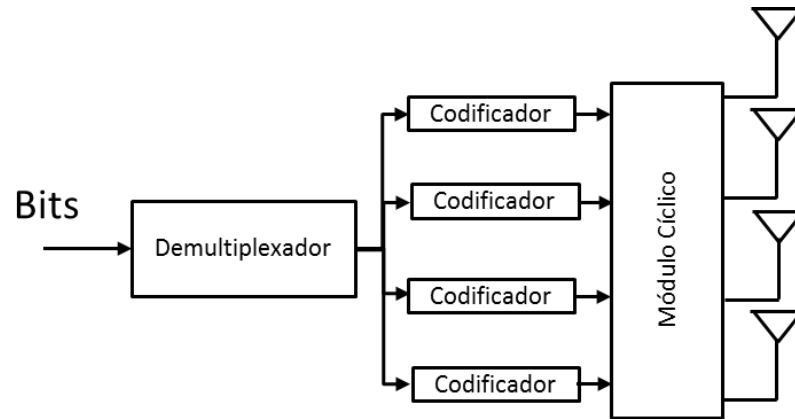
6.3.2.2 V-BLAST

Já é conhecido que se um canal possui espalhamento multipercurso o mesmo é capaz de possuir grande capacidade com uma BER baixa. Para isso, é necessária uma arquitetura de processamento no receptor para poder explorar essa característica [5].

A arquitetura diagonal em camadas espaço-tempo proposta por Foschini, conhecido como D-BLAST (*Diagonal Bell Laboratories Layered Space-Time*), utiliza elementos de múltiplos arranjos de antenas no transmissor e no receptor e uma estrutura de codificação na diagonal em camadas em que blocos de código estão dispersos em diagonais no espaço-tempo. O D-BLAST explora o canal multipercurso com espalhamento rico como um ambiente de espalhamento *Rayleigh* independente, levando à taxas teóricas que crescem de forma linear com o número de antenas (para números iguais de antenas no transmissor e receptor), estas taxas chegam a cerca de 90% da capacidade de Shannon [5].

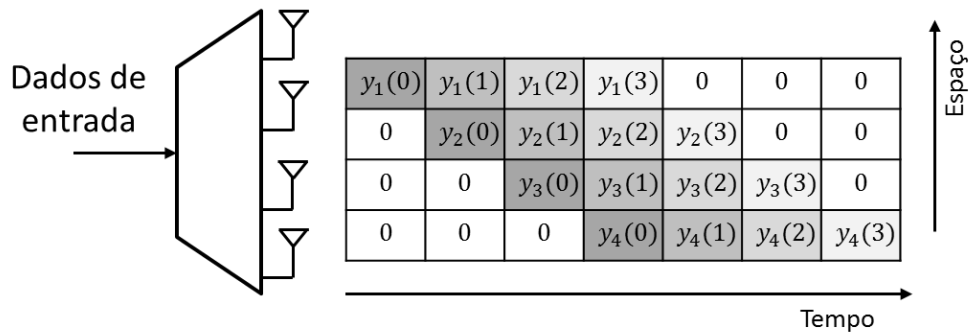
A arquitetura D-BLAST usa em sua estrutura uma codificação diagonal em camadas, como mostra a Figura 6.6, na qual os blocos de código são arranjados nas diagonais em uma forma espaço-tempo como mostra a Figura 6.7.

Figura 6.6 – Diagrama em bloco de transmissor D-BLAST.



Fonte: Haykin [10], 2008.

Figura 6.7 – Estrutura de dados em D-BLAST.



Fonte: Barry [26], 2004.

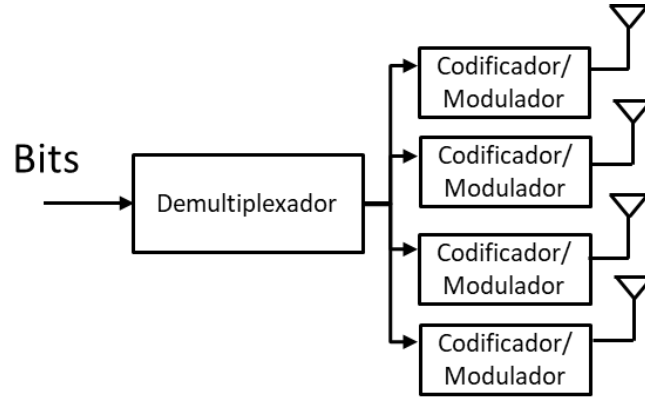
No entanto, a abordagem diagonal do D-BLAST representa alta complexidade devido ao processo de detecção em que a codificação espacial em diagonal é que realiza o processo de separação dos *substreams* tornando o D-BLAST mais complexo, que o torna inadequado para a implementação. Para atenuar a dificuldade computacional do D-BLAST, Wolniansky *etc al.* propôs uma versão simplificada da arquitetura BLAST conhecida como BLAST Vertical ou V-BLAST [2], [8].

O V-BLAST é um dos algoritmos propostos para explorar a alta capacidade espectral oferecida pelos canais MIMO. O V-BLAST é implementado no receptor do sistema MIMO e é utilizado para reduzir a distorção do sinal recebido causada pelo canal de transmissão [4], [6], [27].

No V-BLAST, o fluxo de dados binários é primeiramente demultiplexado em *substreams* equivalente ao número de antenas, cada um codificado independentemente na antena pelo seu próprio modulador para transmissão ao longo do canal como mostra Figura 6.8. O resultado no transmissor é a conversão do fluxo

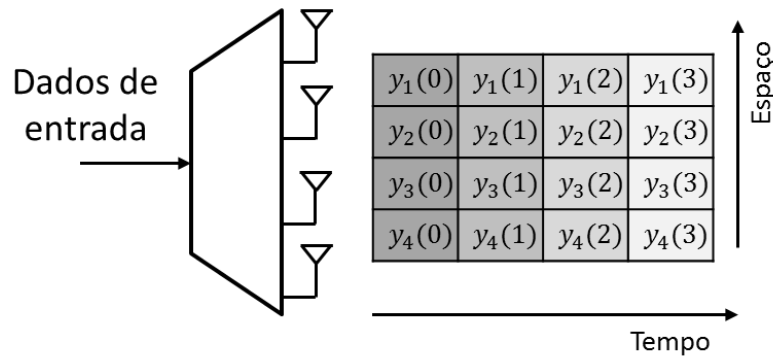
de dados binários em um vetor vertical de *substreams* modulados codificados, o vetor vertical origina o nome da técnica, como mostra a Figura 6.9 [5].

Figura 6.8 – Diagrama em bloco do transmissor V-BLAST.



Fonte: Haykin [10], 2008.

Figura 6.9 – Estrutura de dados em V-BLAST.



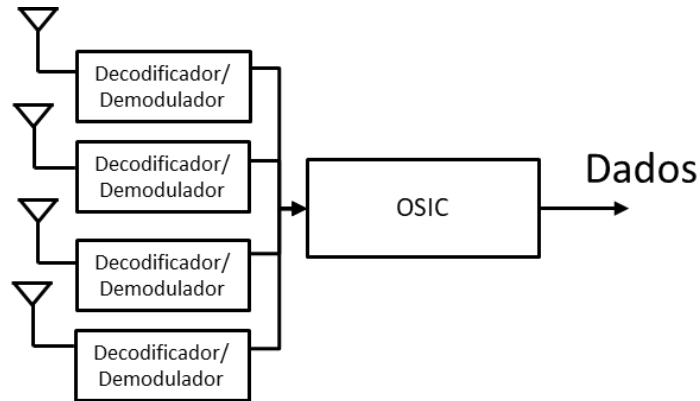
Fonte: Nanji [28], 2010.

A diferença essencial entre D-BLAST e V-BLAST está no processo de codificação do vetor. Os blocos de código D-BLAST são organizados ao longo de diagonais no espaço-tempo. Em D-BLAST é essa codificação que leva a maiores eficiências espectrais para um determinado número de antenas no transmissor e receptor. No V-BLAST, no entanto, o processo de codificação de vetor é simplesmente uma operação de demultiplexação seguida por mapeamento independente de bit a símbolo de cada *substream* simplificando assim sua implementação. Nesse sentido, o V-BLAST foi escolhido para o estudo deste trabalho devido a menor complexidade [5].

Passando para o receptor ilustrado na Figura 6.10, os sinais que encontram as antenas receptoras são demodulados individualmente e em seguida decodificados no canal de acordo com as correspondentes operações realizadas no transmissor. O processo de detecção, que conduz a uma estimativa do fluxo de dados binário original,

é realizado pelo bloco funcional denominado detector de cancelamento de interferência sucessiva ordenada ou OSIC (*Ordered Successive Interference Cancellation*), que tira proveito do sincronismo de temporização entre o receptor V-BLAST e o transmissor [10].

Figura 6.10 – Diagrama em bloco do receptor V-BLAST.



Fonte: Lathi [8], 2012.

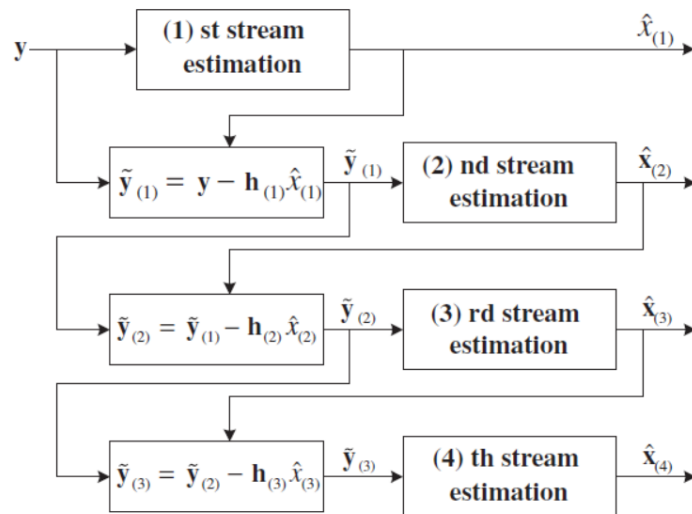
A Figura 6.11 mostra o processo de OSIC para detecção de sinal para quatro *substreams*. Sendo $x_{(i)}$ o símbolo a ser detectado na i -ésima ordem, o mesmo pode ser diferente do sinal transmitido na i -ésima antena, uma vez que $x_{(i)}$ depende da ordem de detecção. Seja $\tilde{x}_{(i)}$ parte do valor de $x_{(i)}$. No OSIC, pode-se utilizar qualquer equalizador para estimar o símbolo. Supondo que se utilize o método de equalização ZF, o primeiro *substream* é estimado na primeira linha do vetor da matriz de equalização de ZF na Equação (36). Depois de estimar e separar para produzir o valor $\tilde{x}_{(i)}$, o sinal restante no primeiro estágio é formado subtraindo do sinal recebido, sendo [12]:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{(i)} &= y - H_{(1)}\tilde{x}_{(1)} \\ &= H_{(1)}(x_{(1)} - \tilde{x}_{(1)}) + H_{(2)}x_{(2)} + \dots + H_{(N_T)}x_{(N_T)} + w. \end{aligned} \quad (42)$$

Se $x_{(1)} = \tilde{x}_{(1)}$, então a interferência é cancelada com sucesso no fluxo de estimar $x_{(2)}$, no entanto, se $x_{(1)} \neq \tilde{x}_{(1)}$, então ocorre propagação de erro pois o vetor de equalização do equalizador que foi criado sob a condição de $x_{(1)} = \tilde{x}_{(1)}$ é utilizado para estimar $x_{(2)}$ [12].

Devido à propagação de erro causada pela decisão errada dos estágios anteriores, a ordem de detecção tem influência significativa no desempenho geral da detecção OSIC [12].

Figura 6.11 – Esquema de estimativa OSIC



Fonte: Cho [13], 2010.

O processo de detecção envolve a seguinte sequência de operações [10]:

- 1 – Determinação de ordem, na qual os *substreams* do receptor são detectados, de acordo com a SNR pós-detectada dos *substreams* individuais.
- 2 – Detecção do *substream*, que começa com a maior SNR.
- 3 – Cancelamento de sinal, em que o efeito do *substream* detectado é removido dos próximos *substreams*.
- 4 – Repetição dos passos 1 a 3 até que todos os *substreams* recebidos tenham sido detectados individualmente.

O algoritmo de detecção do V-BLAST é demonstrado através das equações abaixo, para esse caso, o equalizador é o ZF [4].

Inicialização:

$$W_1 = H^+ \quad (43)$$

$$i = 1 \quad (44)$$

Recursão:

$$k_i = \underset{j \in \{k_1 \dots k_{i-1}\}}{\operatorname{argmin}} \|(W_i)_j\|^2 \quad (45)$$

$$\tilde{x}_{k_i} = (W_i)_{k_i} y_i \quad (46)$$

$$\tilde{\tilde{x}}_{k_i} = Q(\tilde{x}_{k_i}) \quad (47)$$

$$y_{i+1} = y_i - \tilde{\tilde{x}}_{k_i} (H)_{k_i} \quad (48)$$

$$W_{i+1} = H_{k_i}^+ \quad (49)$$

$$i = i + 1 \quad (50)$$

Onde $Q(\cdot)$ é a função de quantização (*slicing*) que ajusta o valor estimado na constelação [5].

O procedimento é não-linear devido a dois fatores: primeiro, o processo de cancelamento de sinal estimado é por si só não-linear; segundo, o passo de detecção envolve operação de quantização que é apropriada para a constelação do sinal usada no transmissor [8], [10].

Um outro ponto notável é que o passo de anulação e cancelamento é realizado explorando a matriz H do canal, que é estimada no receptor através do treinamento supervisionado acrescido do envio de uma sequência de treinamento de cada antena transmissora. O processo de anulação suprime a interferência e é seguido pelo cancelamento do sinal estimado em questão [10].

7 Análise de Resultados

7.1 Simulação

Para o estudo dos sistemas MIMO-OFDM utilizando o algoritmo V-BLAST foi realizada uma série de simulações no MATLAB®. Com o objetivo de demonstrar a importância e característica de cada tecnologia foram realizadas várias simulações com cada tecnologia e incluindo combinações e complexidade, de forma que fosse possível verificar a melhoria de desempenho para cada tecnologia.

Inicialmente foi simulado um sistema de um canal com ruído, em seguida adicionado o desvanecimento plano e seletivo em frequência ao canal, após a simulação das duas situações básicas foi feita a simulação com MIMO implementando as modulações BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM com a finalidade da comparação de desempenho. Em seguida, a simulação de OFDM foi realizada e assim como no caso do MIMO foi variada a modulação e comparados os resultados de acordo com o desempenho. Por fim, a simulação com a combinação de MIMO, OFDM e o algoritmo V-BLAST assim como nas outras análises foi feita a variação de modulação de BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM, comparando assim todos os casos abordados através do desempenho de cada sistema.

Em todas as simulações, foi considerado o cenário sem mobilidade, ou seja, sem efeito *Doppler*. Com a finalidade de analisar o comportamento dos esquemas SISO, MIMO juntamente com as equalizações, não foi utilizada codificação de canal.

Nas simulações, os resultados obtidos foram determinados através do método de Monte Carlo, onde os resultados numéricos são obtidos através de uma quantidade considerável de repetições aleatórias de modo que os resultados obtidos cheguem aos valores mais próximos das medidas reais.

Na simulação em MATLAB®, a SNR é entendida como a razão de energia de bit (E_b) e N_0 , sendo a SNR normalizada ou SNR por bit [18]:

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \quad (51)$$

Em todas as modulações da simulação, foi utilizado o código de Gray e tipo de decisão *hard*.

A estrutura geral da simulação baseia-se em sortear um número prefixado de canais e para cada canal variar cada condição de SNR enviando um bloco de mensagem de bits, é medido assim o desempenho através do parâmetro de BER. E

por fim, realizar uma média de cada BER por SNR obtendo assim uma visão geral do sistema.

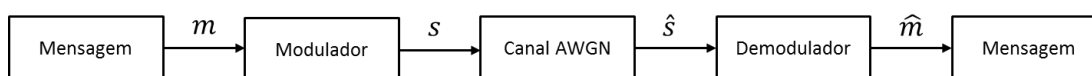
7.2 Sistema SISO em Canal do tipo AWGN

Com o intuito de realizar as simulações por etapas e adicionando as técnicas de comunicações móveis em partes, iniciou-se com um sistema SISO (*Single Input Single Output*) simples onde houvesse apenas a modulação e um canal do tipo AWGN.

A Figura 7.1 mostra o diagrama que simulação implementada segue para encontrar o resultado de desempenho do sistema.

Inicialmente foi criado um vetor contendo uma sequência de bits gerados aleatoriamente, em seguida essa sequência foi modulada em BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM separadamente, aplicou-se o canal do tipo AWGN e o sinal recebido foi demodulado de acordo com cada modulação em questão.

Figura 7.1 – Diagrama de sistema que implementa um canal com ruído.

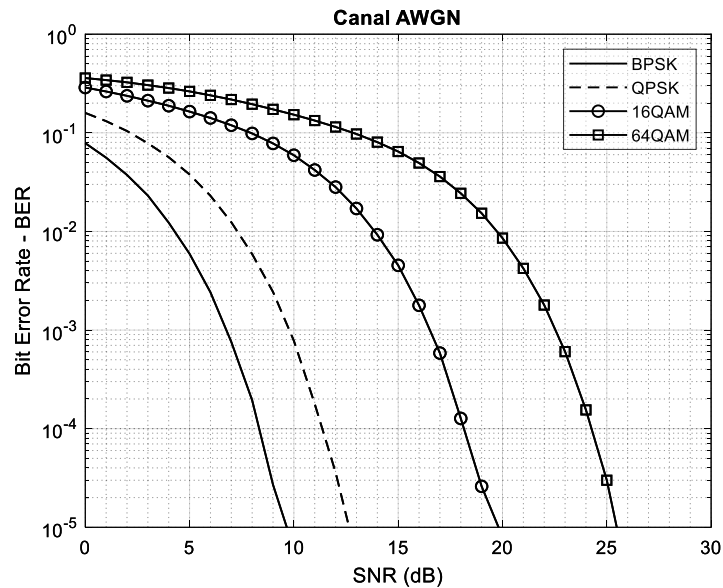


Abaixo são listados os parâmetros utilizados na simulação:

- Mensagem: Foram utilizados a ordem de 10^4 bits na transmissão.
- Simulação: Foi realizada uma iteração para cada SNR, e em cada iteração foi transmitido um único bloco de mensagem.
- Modulação: BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM.
- Canal: A SNR foi variada de 0 a $30dB$, sendo o canal com ruído AWGN.
- Equalizador: Sem equalizador.

A Figura 7.2 mostra a BER para o sistema de canal com ruído. Na simulação de canal com ruído, pode-se perceber que para a BER de 10^{-3} é necessária uma SNR de $7dB$ para a modulação BPSK, $10dB$ para a modulação QPSK, acima de $16dB$ para a modulação 16QAM, e acima de $22dB$ para a modulação 64QAM. Mostrando assim, que o 64QAM precisa de maior energia para atingir a mesma taxa de erros que a modulação 16QAM, sendo maior que a modulação QPSK e BPSK respectivamente, entretanto, o 64QAM consegue entregar maior taxa de dados.

Figura 7.2 – BER para um canal com ruído.

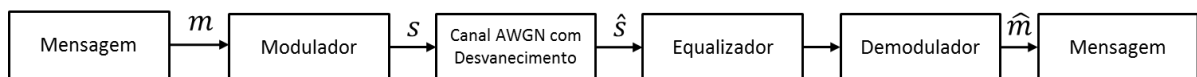


7.3 Sistema SISO em Canal com Desvanecimento

Foi adicionado na simulação o canal com desvanecimento plano em frequência, especificamente com distribuição *Rayleigh* com três coeficientes gerados aleatoriamente. A Figura 7.3 mostra os passos que foram considerados na simulação implementada.

Os passos realizados nesta simulação foram similares aos passos usados no sistema SISO em canal do tipo AWGN, diferenciando-se apenas na adição do desvanecimento plano em frequência e adicionado no receptor o equalizador ZF no domínio do tempo para que o efeito do canal fosse revertido.

Figura 7.3 – Diagrama de sistema de canal com desvanecimento plano.



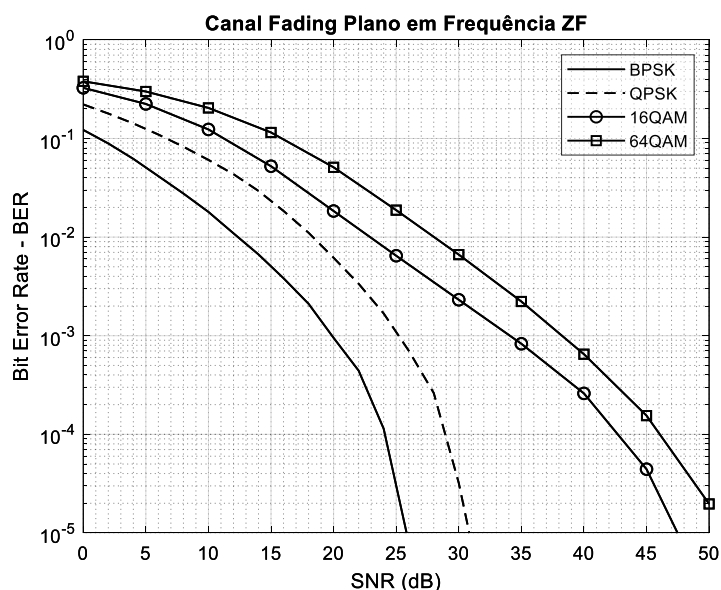
Abaixo são listados os parâmetros utilizados na simulação:

- Mensagem: Foram utilizados a ordem de 10^4 bits na transmissão.
- Simulação: Foram realizadas 500 iterações para cada SNR, e em cada iteração foi transmitido um único bloco de mensagem.
- Modulação: BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM.
- Canal: A SNR foi variada de 0 a 30dB. Sendo o canal com desvanecimento plano em frequência modelado com um único coeficiente.

- Equalizador: Foi utilizado um equalizador ZF no domínio do tempo.

A Figura 7.4 mostra a BER para o sistema de canal com desvanecimento plano em frequência. É possível notar que para a BER de 10^{-3} é necessária uma SNR de $22dB$ para o BPSK, uma SNR de $24dB$ para o QPSK, uma SNR de $35dB$ para o 16QAM e uma SNR de $38dB$ para o 64QAM.

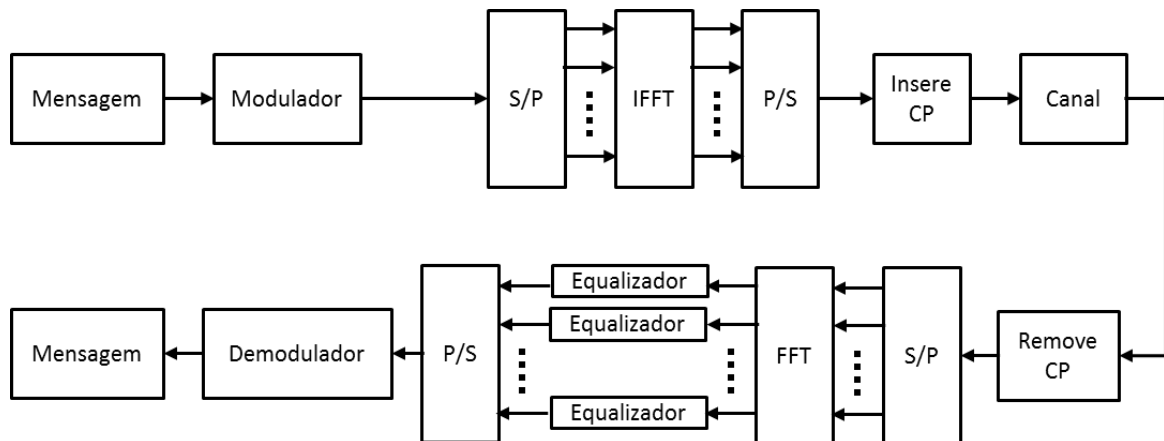
Figura 7.4 – BER para um canal com desvanecimento plano em frequência (ZF).



7.4 Sistema SISO-OFDM em Canal com Desvanecimento

Para a simulação do sistema implementando OFDM, como mostra a Figura 7.5, após o modulador foi inserido um conversor serial paralelo em que o vetor de informação foi separado em símbolos OFDM de tamanho ao igual ao número de portadoras, em seguida aplicou-se a IFFT responsável pela multiplexação em frequência e assim passou-se o vetor resultante no conversor paralelo serial. Após a adição do CP, o sinal passa pelo canal com desvanecimento plano e o CP é removido no receptor. Em seguida, o sinal é convertido de serial para paralelo em que é possível realizar a FFT na qual a operação de convolução torna-se uma operação de multiplicação no domínio da frequência, essa operação torna a equalização menos complexa, e após a equalização o sinal é convertido de paralelo para serial novamente. Por fim, é realizada a demodulação e obtido o sinal estimado.

Figura 7.5 – Diagrama de sistema OFDM.

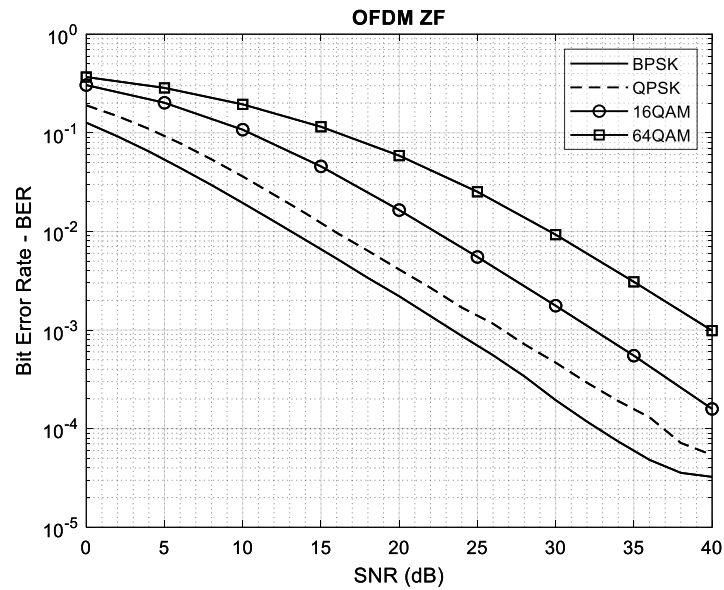


Foram realizadas as modulações de BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM e foram utilizados os equalizadores ZF, MMSE, ML. Abaixo são listados os parâmetros utilizados na simulação:

- Mensagem: Foram utilizados a ordem de 10^4 bits na transmissão.
- Simulação: Foram realizadas 500 iterações para cada SNR, e em cada iteração foi transmitido um único bloco de mensagem.
- Modulador: Modulação BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM. Para o OFDM foram utilizadas 64 portadoras, e adicionadas mais 8 portadoras como intervalo de guarda.
- Canal: a SNR foi variada de 0 a $40dB$, sendo o canal com desvanecimento seletivo em frequência.
- Equalizador: Foram utilizados equalizadores ZF e MMSE *one-tap* no domínio da frequência e o equalizador ótimo ML.

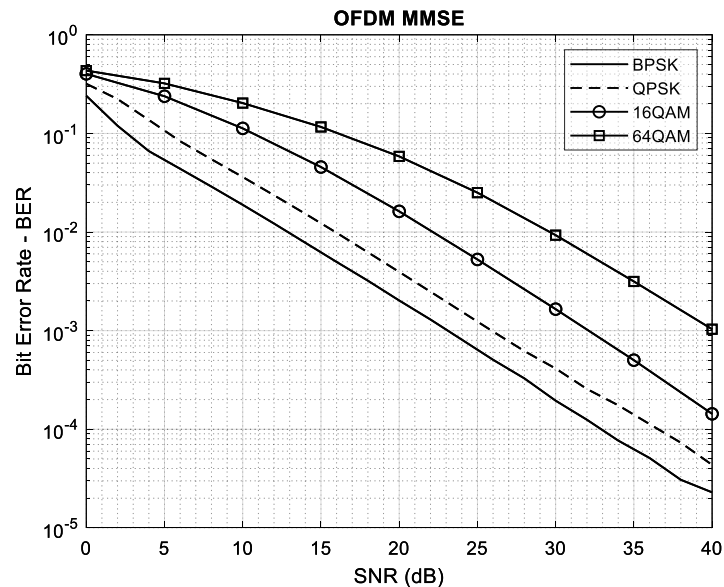
A Figura 7.6 mostra o resultado da BER para o sistema OFDM com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no ZF. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de $24dB$ para o BPSK, uma SNR de $28dB$ para o QPSK, uma SNR de $32dB$ para 16QAM e uma SNR de $40dB$ para 64QAM. Verifica-se que o OFDM obteve um desempenho pior que o sistema apenas com desvanecimento no canal.

Figura 7.6 – BER para sistema OFDM (ZF).



A Figura 7.7 mostra o desempenho do sistema OFDM com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no MMSE. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de $23dB$ para o BPSK, uma SNR de $26dB$ para o QPSK, uma SNR de $32dB$ para o 16QAM e uma SNR de $40dB$ para o 64QAM. Obtendo assim uma melhoria de $2dB$ entre o ZF e MMSE para BPSK e QPSK, e obtendo o mesmo desempenho para as modulações QAM para o ZF e MMSE.

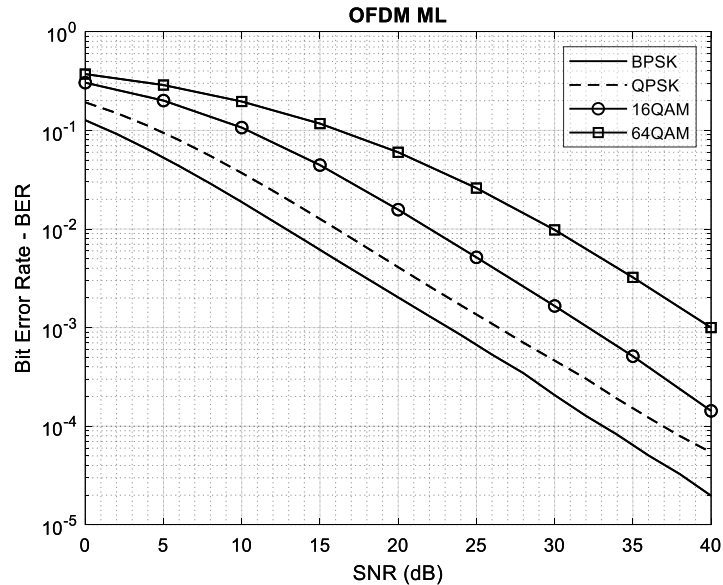
Figura 7.7 – BER para sistema OFDM (MMSE).



A Figura 7.8 mostra o desempenho do sistema OFDM com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no ML. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR

é de 23dB para o BPSK, uma SNR de 26dB para o QPSK, uma SNR de 32dB para o 16QAM e uma SNR de 40dB para o 64QAM.

Figura 7.8 – BER para sistema OFDM (ML).



Através da Tabela 1, observa-se que comparando as equalizações ZF, MMSE e ML foi possível observar um desempenho similar entre as equalizações. Pode-se notar também que o desempenho geral do OFDM com o canal seletivo na frequência, teve um resultado próximo da simulação com canal plano da Figura 7.4, identificando assim a característica do OFDM em transformar um canal seletivo em frequência em um canal plano através da divisão de várias subportadoras.

A diferença nos resultados entre o BPSK e QPSK foi pequena, portanto, pode-se afirmar que o uso do QPSK é indicado para o sistema, pois dobra-se a taxa de transmissão com desempenho próximo ao BPSK. As modulações QAM apresentaram desempenho diferente em comparação com as modulações PSK mostrando que a escolha dessas modulações requer que sejam considerados outros fatores como a situação do canal e objetivo da aplicação, pois apesar de dobrarem a taxa de dados, gastam mais energia para obter a mesma taxa de erro.

Tabela 1 – Medição de BER em 10^{-3} Equalização vs modulação para simulação OFDM

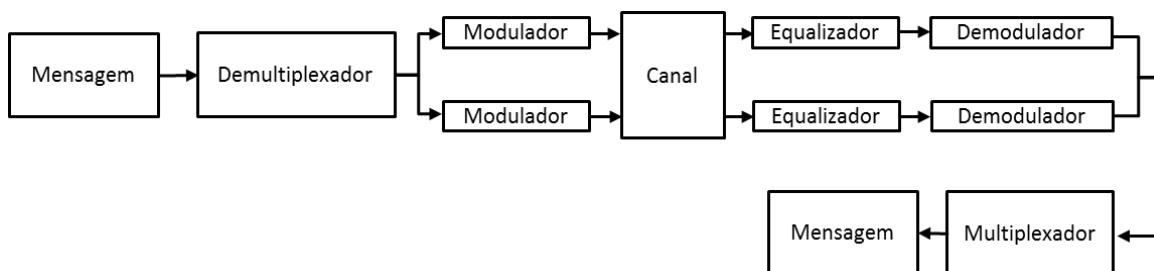
Modulação	ZF[dB]	MMSE[dB]	ML[dB]
BPSK	23	23	23
QPSK	27	26	26
16QAM	33	32	32
64QAM	40	40	40

7.5 Sistema MIMO em Canal com Desvanecimento

Na simulação do sistema MIMO, como mostra a Figura 7.9, foram utilizadas duas antenas no transmissor e no receptor.

Inicialmente foi realizada a demultiplexação do sinal em duas saídas paralelas, em seguida, o sinal foi modulado e aplicado ao canal com desvanecimento plano *Rayleigh* e sem *Doppler*, no receptor foi realizada a equalização e a demodulação de cada antena. Por fim, o sinal foi multiplexado em um vetor serial obtendo assim o sinal estimado.

Figura 7.9 – Diagrama de sistema MIMO.



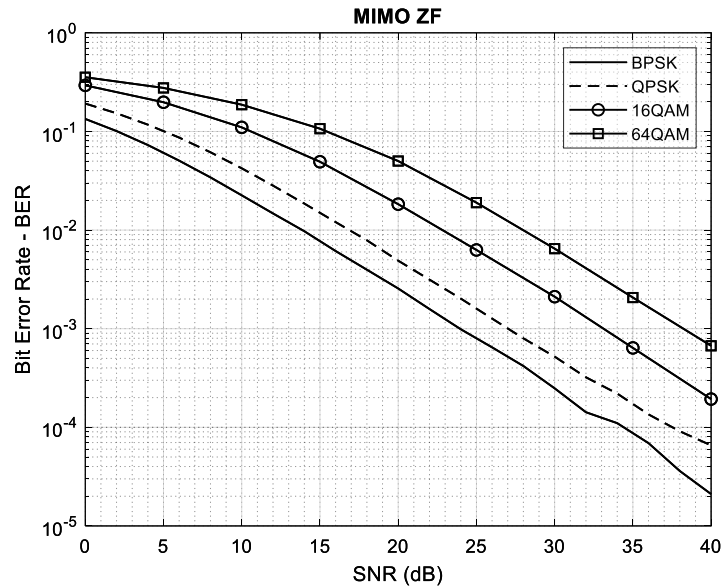
Foram realizadas as modulações BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM e foram utilizados os equalizadores ZF, MMSE, ML. Abaixo são listados os parâmetros utilizados na simulação:

- Mensagem: Foram utilizados a ordem de 10^4 bits na transmissão como tamanho do pacote.
- Simulação: Foram realizadas 100 iterações para cada SNR, e em cada iteração foi transmitido um único bloco de mensagem.
- Modulador: Modulação BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM.
- Antenas: 2 antenas no transmissor e 2 antenas no receptor (sistema 2x2).
- Canal: a SNR foi variada de 0 a $40dB$, sendo o canal com desvanecimento plano em frequência.
- Equalizador: Foram utilizados equalizadores ZF e MMSE no domínio do tempo e o equalizador ótimo ML.

A Figura 7.10 mostra o desempenho do sistema MIMO com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no ZF. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de $24dB$ para o BPSK, a SNR é de $26dB$ para o QPSK, a SNR é de $32dB$ para o 16QAM e a SNR é de $39dB$ para o 64QAM. Verifica-se que a simulação do sistema MIMO empregando um equalizador baseado no critério de ZF precisa de

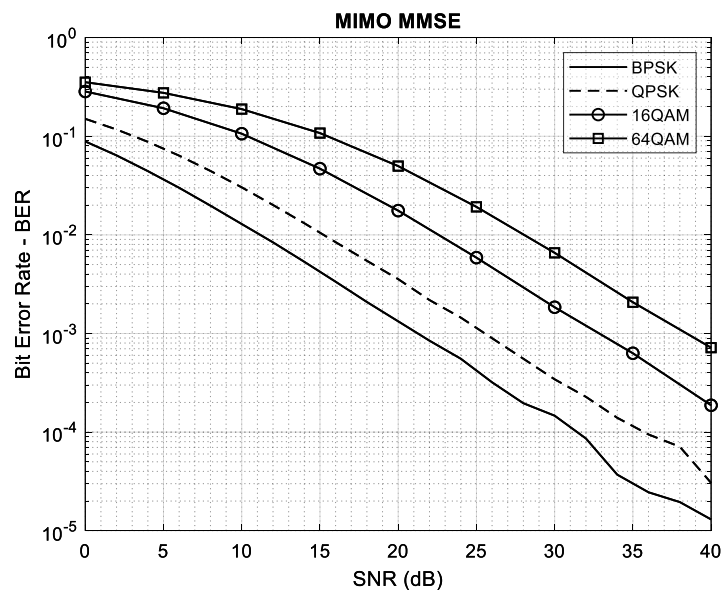
aproximadamente 2dB a mais que o desvanecimento plano apresentado na Figura 7.4 para sistemas SISO, sendo justificável uma vez que a simulação do MIMO dobra a taxa de dados para a mesma modulação.

Figura 7.10 – BER para sistema MIMO (ZF).



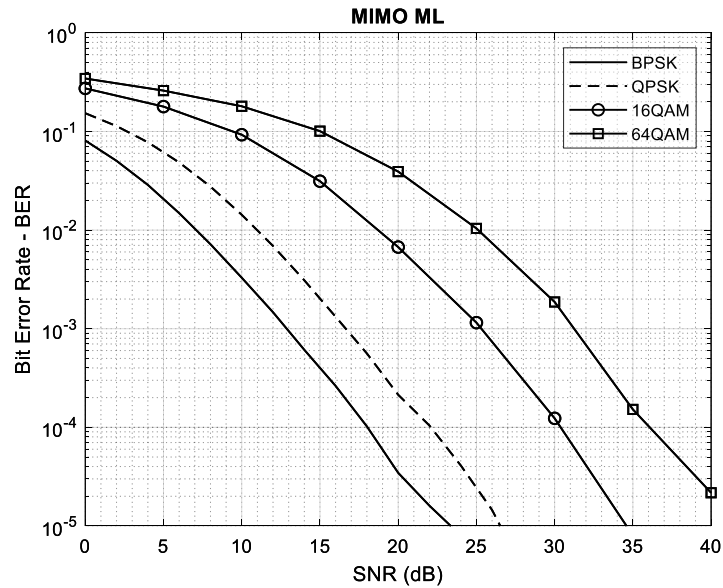
A Figura 7.11 mostra o desempenho do sistema MIMO com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no MMSE. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de $22dB$ para o BPSK, a SNR de $25dB$ para o QPSK, a SNR é de $33dB$ para o 16QAM e a SNR é de $39dB$ para o 64QAM. Obtendo assim, melhor desempenho que a equalização ZF para o BPSK e QPSK, e o mesmo desempenho que a equalização ZF para as modulações QAM.

Figura 7.11 – BER para sistema MIMO (MMSE).



A Figura 7.12 mostra o desempenho do sistema MIMO com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no ML. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de $13dB$ para o BPSK, SNR de $16dB$ para o QPSK, a SNR é de $25dB$ para o 16QAM e a SNR é de $31dB$ para o 64QAM. Obtendo assim, melhor desempenho que a equalização MMSE.

Figura 7.12 – BER para sistema MIMO (ML).



Através da Tabela 2, observa-se que a equalização ML obteve um desempenho melhor que as outras duas equalizações média de $8,75dB$, e a equalização ZF teve desempenho pior que a MMSE. A diferença nos resultados das duas modulações BPSK e QPSK foi pequena variando de 2 a $3dB$, portanto, pode-se afirmar que o uso o QPSK é indicado para o sistema, pois dobra-se a taxa de transmissão com desempenho próximo ao BPSK. E como mencionado no capítulo do OFDM, a escolha das modulações QAM precisam da análise do canal apesar de fornecer maior taxa de dados, necessitam maior energia para a transmissão.

Tabela 2 – Medição de BER em 10^{-3} Equalização vs modulação para simulação MIMO

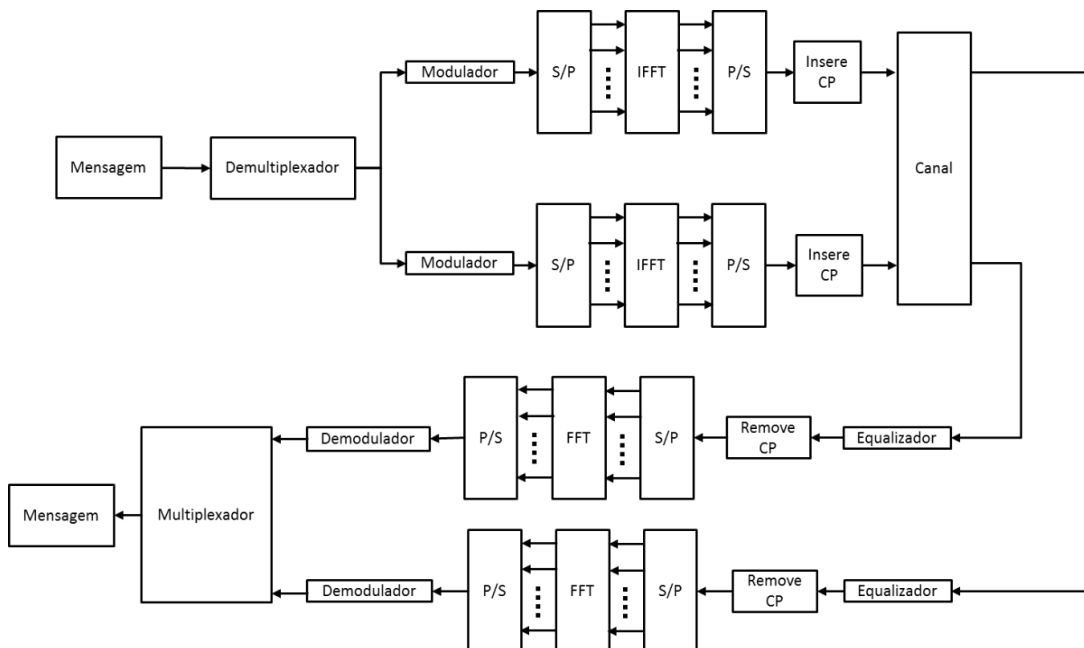
Modulação	ZF[dB]	MMSE[dB]	ML[dB]
BPSK	24	22	12
QPSK	27	26	17
16QAM	33	32	25
64QAM	38	38	31

7.6 Sistema MIMO-OFDM em Canal com Desvanecimento

A Figura 7.13 mostra o diagrama do sistema MIMO-OFDM analisado, foram basicamente utilizados os mesmos conceitos de MIMO e OFDM utilizados nas simulações anteriores.

Inicialmente foi realizada a demultiplexação do sinal em duas saídas paralelas, em seguida, o sinal foi modulado, assim como no esquema realizado para MIMO, em seguida o sinal passou no conversor serial paralelo e aplicou-se a IFFT responsável pela multiplexação em frequência e assim passou-se no conversor paralelo serial. Em seguida foi adicionado o CP, após, o sinal passa pelo canal seletivo em frequência com distribuição *Rayleigh* sem *Doppler*. No receptor o sinal é equalizado e o CP é removido. Em seguida, o sinal é convertido de serial para paralelo e é realizada a FFT, e o sinal é convertido de paralelo para serial novamente. Por fim, é realizada a demodulação e os sinais de cada antena são multiplexados obtendo assim, o sinal estimado.

Figura 7.13 – Diagrama do sistema MIMO-OFDM.



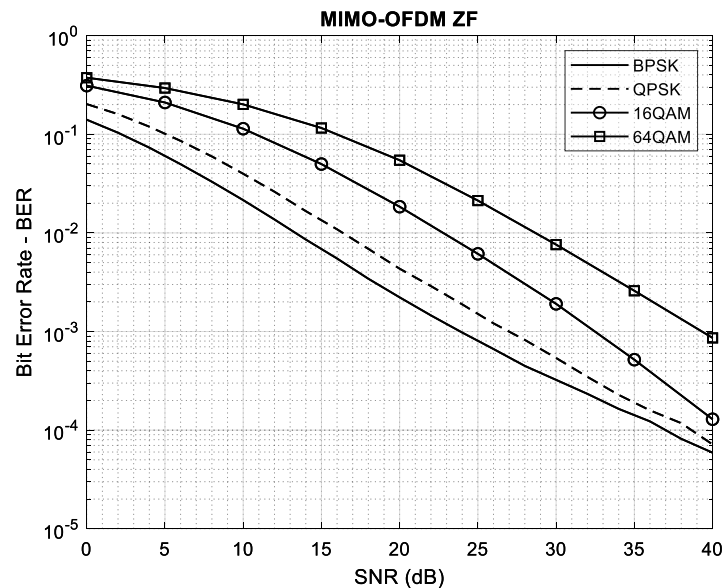
Para a simulação, também foram utilizadas as técnicas de equalização: ZF, MMSE e ML. Abaixo são listados os parâmetros utilizados na simulação:

- Mensagem: Foram utilizados a ordem de 10^4 bits na transmissão como tamanho do pacote.
- Simulação: Foram realizadas 100 iterações para cada SNR, e em cada iteração foi transmitido um único bloco de mensagem.

- Modulador: Modulação BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM. Para o OFDM foram utilizadas 64 portadoras, e adicionadas mais 8 portadoras como intervalo de guarda.
- Antenas: 2 antenas no transmissor e 2 antenas no receptor (sistema 2x2).
- Canal: A SNR foi variada de 0 a 40dB, sendo o canal com desvanecimento seletivo em frequência.
- Equalizador: Foram utilizados equalizadores ZF e MMSE *one-tap* no domínio da frequência e o equalizador ótimo ML.

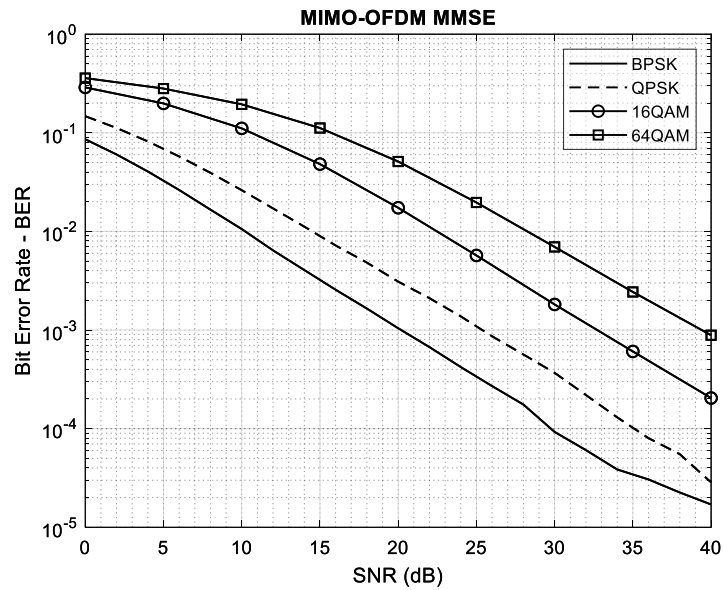
A Figura 7.14 mostra o desempenho do sistema MIMO-OFDM com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no ZF. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de 25dB para o BPSK, a SNR é de 28dB para o QPSK, a SNR é de 33dB para o 16QAM e a SNR é de 40dB para o 64QAM.

Figura 7.14 – BER para o sistema MIMO-OFDM (ZF).



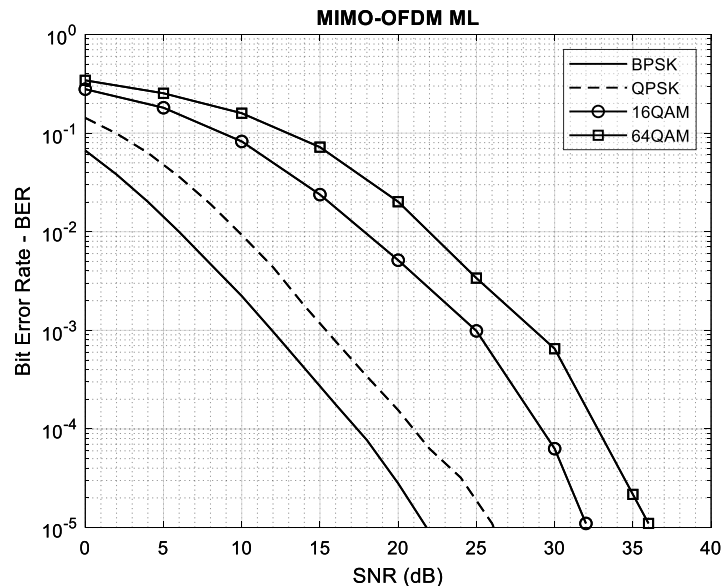
A Figura 7.15 mostra o desempenho do sistema MIMO-OFDM com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no MMSE. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de 21dB para o BPSK, a SNR é de 24dB para o QPSK, a SNR é de 33dB para o 16QAM e a SNR é de 40dB para o 64QAM.

Figura 7.15 – BER para o sistema MIMO-OFDM (MMSE).



A Figura 7.16 mostra o desempenho do sistema MIMO-OFDM com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no ML. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de $12dB$ para o BPSK, a SNR é de $15dB$ para o QPSK, a SNR é de $25dB$ para o 16QAM e a SNR é de $29dB$ para o 64QAM. Obtendo assim, um desempenho melhor que a simulação com MMSE.

Figura 7.16 – BER para o sistema MIMO-OFDM (ML).



Através da Tabela 3, observa-se que a equalização ML obteve um desempenho melhor que as outras duas equalizações, e a equalização ZF teve desempenho pior que a MMSE. A diferença nos resultados das duas modulações foi de $3dB$, portanto,

pode-se afirmar que o uso o QPSK é indicado para o sistema entre BPSK e QPSK, pois dobra-se a taxa de transmissão com desempenho próximo ao BPSK.

Tabela 3 – Medição de BER em 10^{-3} - Equalização vs modulação para simulação MIMO-OFDM

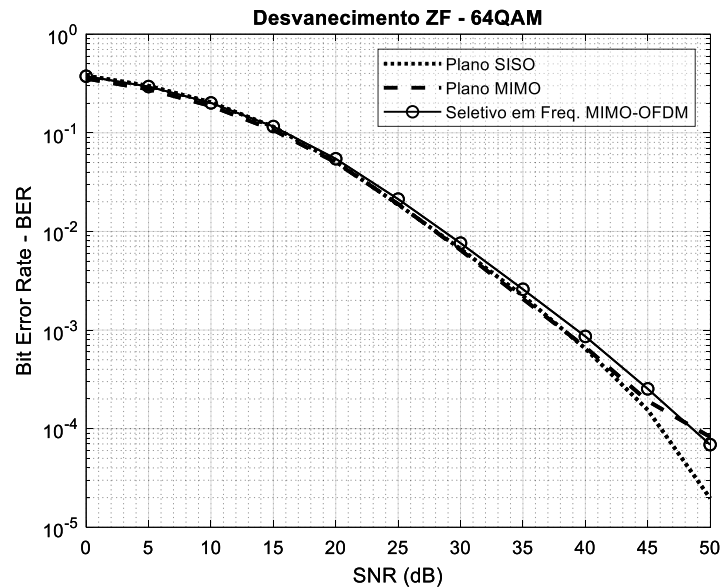
Modulação	ZF[dB]	MMSE[dB]	ML[dB]
BPSK	24	20	12
QPSK	27	26	15
16QAM	33	33	25
64QAM	40	40	29

Na Figura 7.17 é possível verificar que a simulação do MIMO-OFDM teve desempenho similar às simulações MIMO, e o sistema SISO com desvanecimento plano teve desempenho semelhante ao sistema MIMO com desvanecimento plano.

Utilizar um canal seletivo em frequência para Sistema MIMO torna a equalização muito mais complexa, pois o MIMO já possui a matriz 2x2 com o desvanecimento seletivo a matriz possui 3 dimensões e equalizar essa matriz torna-se muito complexo. A alternativa é o uso do OFDM que converte o canal em um conjunto de subcanais com banda estreita que exibem desvanecimento plano. Aplicando OFDM aos canais MIMO resulta em um conjunto de canais com banda estreita e as codificações ficam acima do MIMO simplificando o processo [12].

O resultado do sistema MIMO-OFDM com canal seletivo confere à propriedade do OFDM em dividir em subportadoras cada qual com banda estreitas de forma que fica com características de desvanecimento plano, uma vez que a simulação de apenas MIMO utiliza um canal plano em frequência, portanto, demonstra que o OFDM transformou o canal seletivo em frequência em canal plano [12].

Figura 7.17 – Plano e Seletivo em Frequência após o OFDM



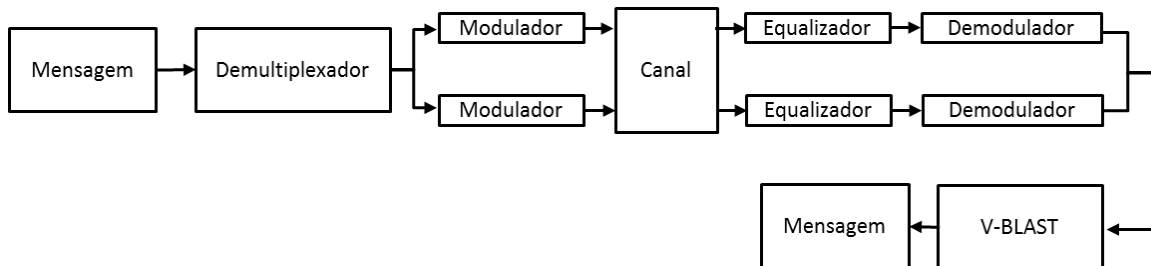
A configuração MIMO-OFDM obteve desempenho similar às simulações OFDM e MIMO separadamente, indicando que é possível obter as duas técnicas sem um gasto de energia consideravelmente maior.

7.7 Sistema MIMO V-BLAST em Canal com Desvanecimento

Com objetivo de comparar a técnica V-BLAST, a mesma foi simulada com o sistema MIMO. A Figura 7.18 mostra o diagrama do sistema MIMO com o emprego da técnica V-BLAST.

A técnica V-BLAST constituiu em cancelar o efeito do segundo *substream*, após a equalização, no primeiro *substreams*.

Figura 7.18 – Diagrama de sistema MIMO V-BLAST.



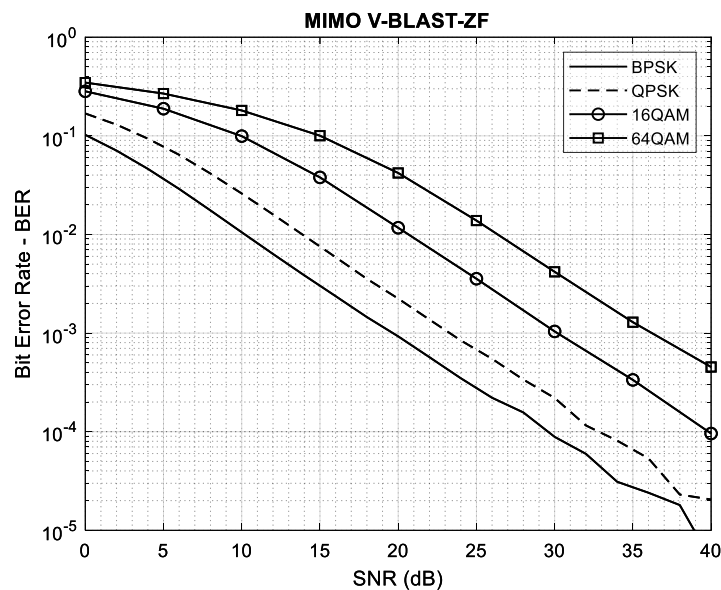
Abaixo são listados os parâmetros utilizados na simulação:

- Mensagem: Foram utilizados a ordem de 10⁴ bits na transmissão como tamanho do pacote.
- Simulação: Foram realizadas 100 iterações para cada SNR, e em cada iteração foi transmitido um único bloco de mensagem.

- Modulador: Modulação BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM.
- Antenas: 2 antenas no transmissor e 2 antenas no receptor (sistema 2x2).
- Canal: a SNR foi variada de 0 a 40dB, o sendo o canal com desvanecimento plano em frequência.
- Equalizador: Foram utilizados equalizadores ZF e MMSE no domínio do tempo e o equalizador ótimo ML.

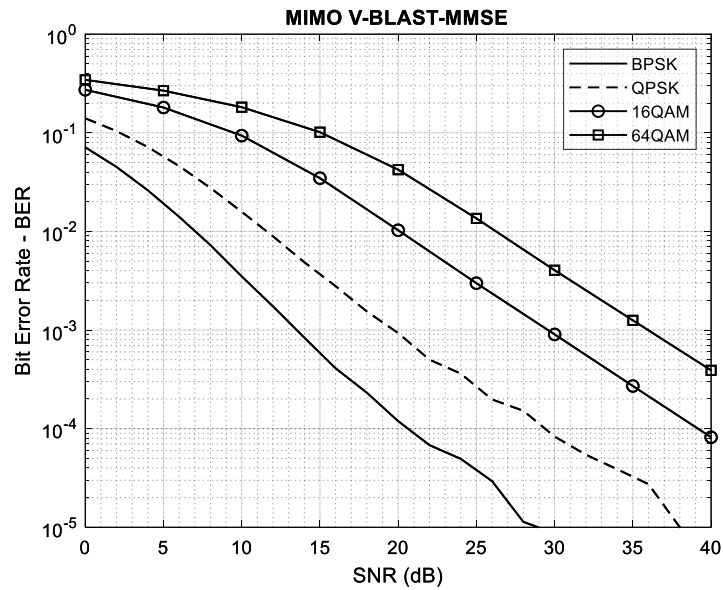
A Figura 7.19 mostra o desempenho do sistema MIMO V-BLAST com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no ZF. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de 20dB para o BPSK, a SNR é de 24dB para o QPSK, a SNR é de 30dB para o 16QAM e a SNR é de 36dB para o 64QAM.

Figura 7.19 – BER para sistema MIMO V-BLAST (ZF).



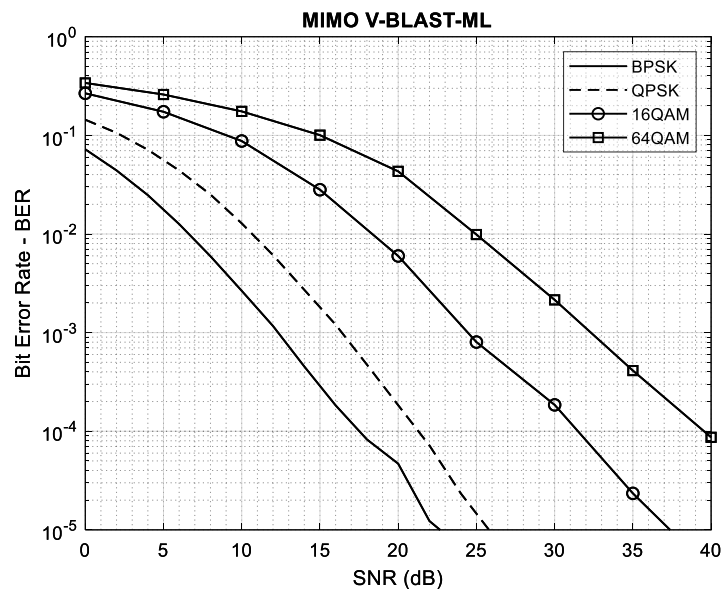
A Figura 7.20 mostra o desempenho do sistema MIMO V-BLAST com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no MMSE. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de 14dB para o BPSK, e a SNR é de 20dB para o QPSK, a SNR é de 30dB para o 16QAM e a SNR é de 36dB para o 64QAM. Obtendo assim, um desempenho melhor que a simulação com ZF para o BPSK e QPSK e o mesmo desempenho para as simulações QAM.

Figura 7.20 – BER para sistema MIMO V-BLAST (MMSE).



A Figura 7.21 mostra o desempenho do sistema MIMO V-BLAST com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no ML. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de 12dB para o BPSK, a SNR é de 16dB para o QPSK, a SNR é de 25dB para o 16QAM e a SNR é de 33dB para o 64QAM. Obtendo assim, um desempenho melhor que a simulação com MMSE.

Figura 7.21 – BER para sistema MIMO V-BLAST (ML).



A comparação Tabela 4 mostrou que novamente a equalização ML teve melhor desempenho em comparação às outras duas equalizações. Pôde-se verificar que o V-BLAST teve melhor desempenho que a simulação sem o mesmo, com melhoria de SNR de 1 a 8dB .

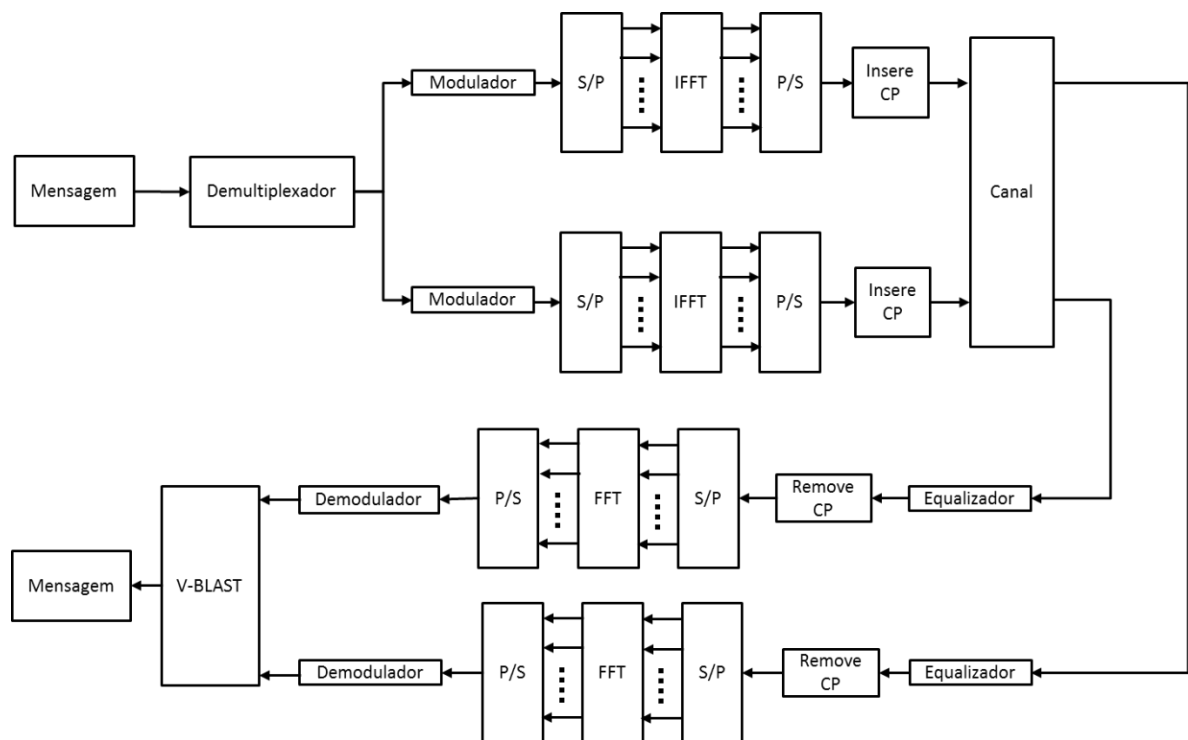
Tabela 4 – Medição de BER em 10^{-3} Equalização vs modulação para simulação MIMO V-BLAST

Modulação	ZF[dB]	MMSE[dB]	ML[dB]
BPSK	20	14	12
QPSK	23	20	16
16QAM	30	30	25
64QAM	35	35	33

7.8 Sistema MIMO-OFDM V-BLAST em Canal com Desvanecimento

Nas simulações do sistema MIMO-OFDM empregando a técnica V-BLAST no receptor, a Figura 7.22 mostra o diagrama que a simulação segue para obter o sinal estimado.

Figura 7.22 – Diagrama de sistema MIMO-OFDM V-BLAST.



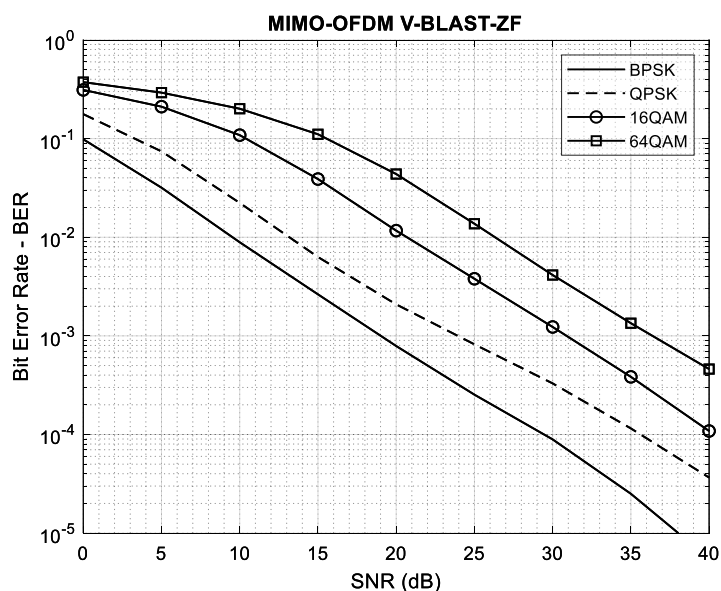
Abaixo são listados os parâmetros utilizados na simulação:

- Mensagem: Foram utilizados a ordem de 10^4 bits na transmissão como tamanho do pacote.
- Simulação: Foram realizadas 100 iterações para cada SNR, e em cada iteração foi transmitido um único bloco de mensagem.
- Modulador: Modulação BPSK e QPSK. Para o OFDM foram utilizadas 64 portadoras, e adicionadas mais 8 portadoras como intervalo de guarda.

- Antenas: 2 antenas no transmissor e 2 antenas no receptor (sistema 2x2).
- Canal: A SNR foi variada de 0 a 40dB, sendo o canal com desvanecimento seletivo em frequência.
- Equalizador: Foram utilizados equalizadores ZF e MMSE *one-tap* no domínio da frequência e o equalizador ótimo ML.

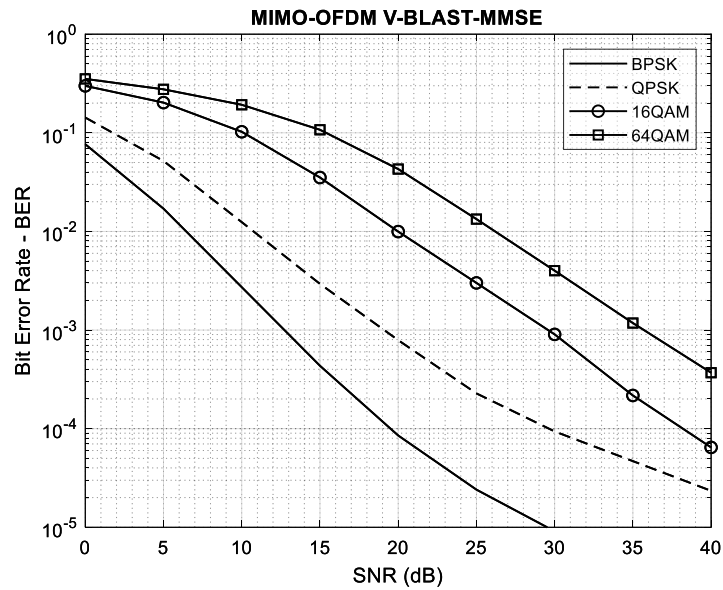
A Figura 7.23 mostra o desempenho do sistema MIMO-OFDM V-BLAST com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no ZF. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de 19dB para o BPSK, e SNR é de 24dB para o QPSK, a SNR é de 31dB para o 16QAM e a SNR é de 36dB para o 64QAM.

Figura 7.23 – BER para sistema MIMO-OFDM V-BLAST (ZF).



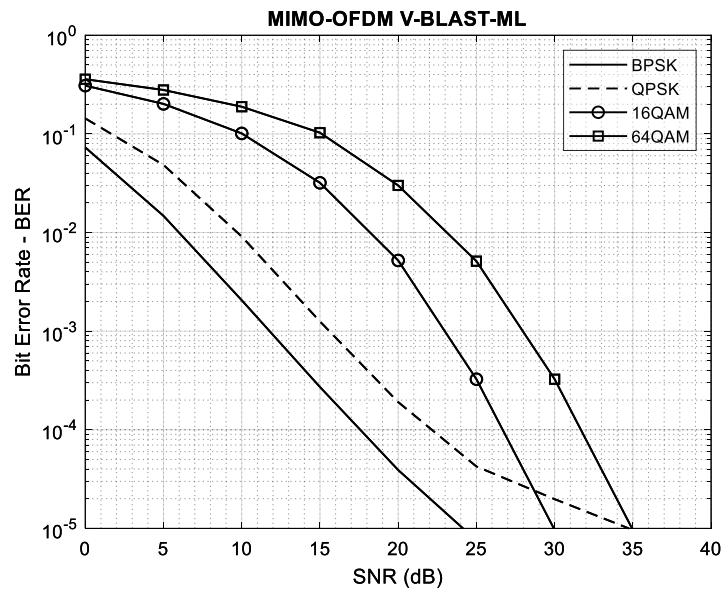
A Figura 7.24 mostra o desempenho do sistema MIMO-OFDM V-BLAST com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no MMSE. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de 13dB para o BPSK, a SNR é de 19dB para o QPSK, a SNR é de 30dB para o 16QAM e a SNR é de 36dB para o 64QAM.

Figura 7.24 – BER para sistema MIMO-OFDM V-BLAST (MMSE).



A Figura 7.25 mostra o desempenho do sistema MIMO-OFDM V-BLAST com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no ML. Para uma BER de 10^{-3} , a SNR é de 12dB para o BPSK, a SNR é de 15dB para o QPSK, a SNR é de 23dB para o 16QAM e a SNR é de 28dB para o 64QAM.

Figura 7.25 – BER para sistema MIMO-OFDM V-BLAST (ML).



A Tabela 5 mostra a comparação entre as simulações no ponto da BER em 10^{-3} , assim, notou-se que a equalização ML teve melhor desempenho em comparação às outras duas equalizações. Pôde-se verificar que o V-BLAST teve melhor desempenho que a simulação sem o mesmo, com melhoria de SNR de 4 a 8dB , com exceção da equalização ML pois o equalizador ML é um receptor ótimo para

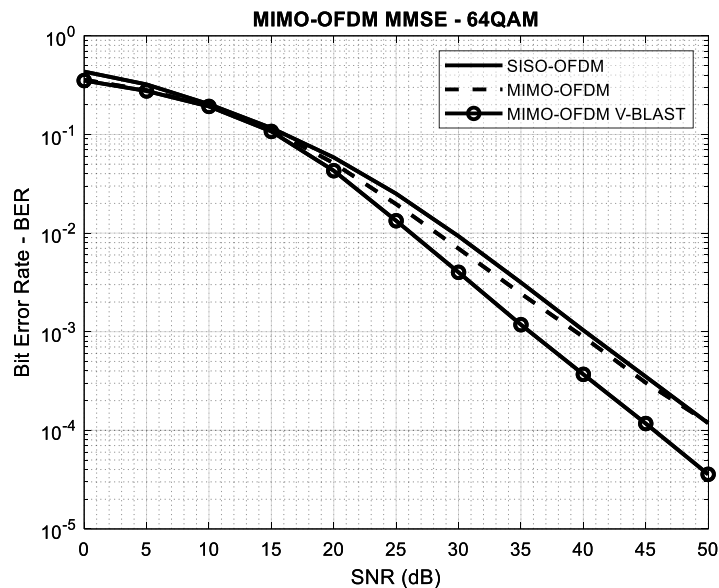
uma distribuição equiprovável de símbolos. Foi verificado que o sistema MIMO-OFDM V-BLAST com o uso da equalização no domínio da frequência baseada no MMSE obteve um desempenho próximo ao ML, ou seja, próximo ao melhor resultado possível.

Tabela 5 – Medição de BER em 10^{-3} Equalização vs modulação para simulação MIMO OFDM V-BLAST

Modulação	ZF[dB]	MMSE[dB]	ML[dB]
BPSK	19	13	12
QPSK	24	19	16
16QAM	31	30	23
64QAM	36	35	28

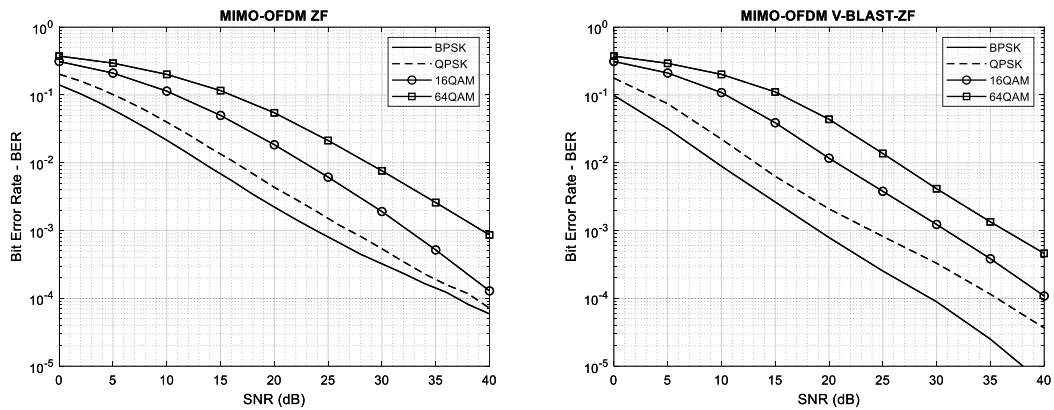
A Figura 7.26 mostra um exemplo da comparação do sistema MIMO-OFDM com e sem V-BLAST, assim como o resultado SISO-OFDM. É perceptível que o sistema entre SISO e MIMO OFDM obteve um desempenho semelhante. O sistema com o V-BLAST obteve melhoria de 4dB.

Figura 7.26 – Comparação dos sistemas MMSE 64QAM com e sem V-BLAST.



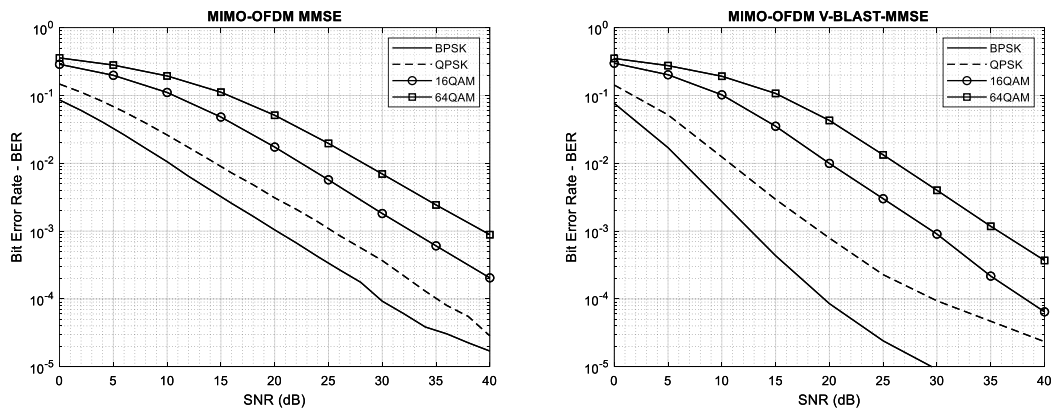
A Figura 7.27 mostra a comparação dos sistemas MIMO-OFDM com e sem V-BLAST para o equalizador ZF, é possível verificar que o V-BLAST ajudou na melhoria de desempenho de 4dB de diferença.

Figura 7.27 – Comparação dos sistemas MIMO-OFDM ZF com e sem V-BLAST.



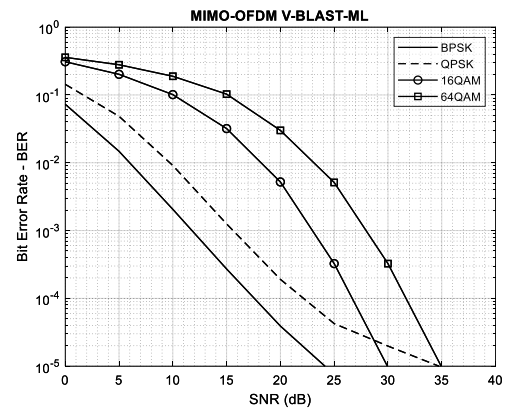
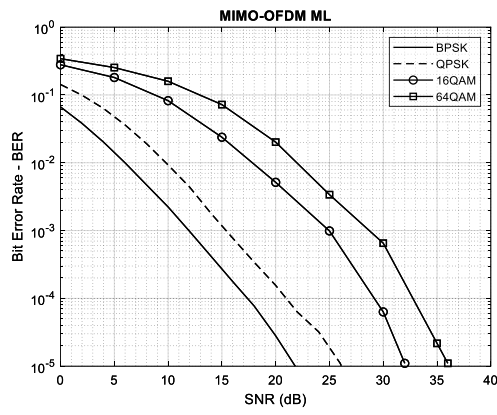
A Figura 7.28 mostra a comparação dos sistemas MIMO-OFDM com e sem V-BLAST para o equalizador MMSE, é possível verificar que o V-BLAST ajudou na melhoria de desempenho de 8dB de diferença.

Figura 7.28 - Comparação dos sistemas MIMO-OFDM MMSE com e sem V-BLAST.



A Figura 7.29 mostra a comparação dos sistemas MIMO-OFDM com e sem V-BLAST para o equalizador ML, é possível verificar que o desempenho foi semelhante. E isso se deve ao fato dos símbolos serem equiprováveis, e portanto, o receptor ML é ótimo, a implementação do V-BLAST chegou então ao resultado bem próximo ao ótimo [13].

Figura 7.29 - Comparação dos sistemas MIMO-OFDM ML com e sem V-BLAST.



8 Análises Experimentais

A fim de complementar os resultados de simulação em MATLAB®, foram realizados experimentos práticos no equipamento *Rohde & Schwarz*® CMW500.

8.1 Procedimento Experimental

8.1.1 Parte I

Os experimentos consistiram em utilizar uma rede LTE configurada no CMW500. O CMW500 funciona como uma estação rádio base estabelecendo comunicação desde a camada física até a camada de rede, fazendo a troca de informações de sinalização, o equipamento gera um sinal de rede LTE podendo assim, realizar uma comunicação com um dispositivo móvel compatível com a rede LTE.

Para que a taxa de dados alcançasse o maior valor possível os experimentos foram realizados através de cabos RF, que foram conectados diretamente da CMW500 até o conector RF do aparelho celular, todo ambiente foi configurado no interior da uma câmara com blindagem eletromagnética RF (*RF Shielded Room*), conseguindo assim diminuir sinais de interferência e conduzir grande parte do sinal até o aparelho. As telas de configuração do CMW500 podem ser encontradas no APÊNDICE A.

O aparelho celular utilizado foi um modelo LG G7 que suporta LTE-Advanced na categoria 4 (taxa máxima de download de 150 Mbit/s) e MIMO com duas antenas [29].

Foi configurada no CMW500 uma conexão FTP (*File Transfer Protocol*) para que fossem transmitidos arquivos entre a estação base (CMW500) e a estação móvel (aparelho celular). No aparelho celular foi utilizada a aplicação FtpCafe para Android para configurar a conexão FTP.

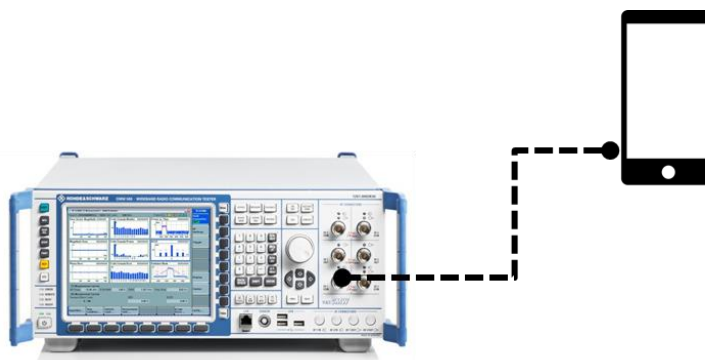
Foi configurado no equipamento o parâmetro RS EPRE (*Reference Signal Energy per Resource Element*) como -85 dBm/15kHz, este parâmetro consiste no nível de sinal dos canais físicos de *downlink* na estação base. Foram simuladas as modulações em *downlink* de 64QAM, 16QAM e QPSK configurada na banda 7 (2,6GHz), largura de banda de 20Mhz, com a técnica de multiplexação FDD (*Frequency Division Duplex*), configurado para 100 RB (*Resource Block*) e o índice

TBS (*Transport Block Size*) configurado no valor máximo para cada modulação, para SISO e MIMO.

Para a execução dos experimentos, no equipamento foi então variado o ruído AWGN de -165 dBm/15kHz até que a estação móvel perdesse o sinal LTE (a aproximadamente -85 dBm/15kHz dependendo da modulação utilizada), e para cada variação do ruído coletaram-se os valores da taxa de dados referente à transferência de dados por FTP e os parâmetros de qualidade do canal na estação móvel através dos *logs* de modem, esses parâmetros serão brevemente descritos na seção de parâmetros do LTE.

Foram realizados experimentos no esquema SISO, conforme mostra a Figura 8.1, apenas um cabo foi conectado do equipamento ao conector do aparelho celular referente à antena de banda 7.

Figura 8.1 – Esquema de conexão para SISO.



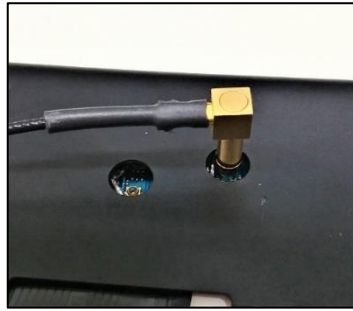
A Figura 8.2 mostra a saída RF do CMW500 para o esquema SISO, em que apenas 1 saída foi habilitada para a conexão. A saída é uma conexão do tipo N em que é conectado um adaptador do tipo N para o tipo SMA fazendo a conexão com o cabo RF.

Figura 8.2 – Saída RF do CMW500 para o esquema SISO.



A Figura 8.3 mostra a conexão do cabo RF na estação móvel para o esquema SISO, o conector do cabo RF, na estação móvel o conector é referente à antena de banda 7 para LTE.

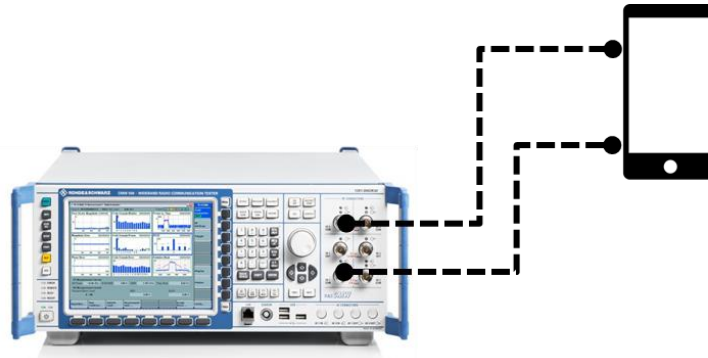
Figura 8.3 – Entrada RF da estação móvel para o esquema SISO.



Em seguida, foram realizados experimentos no esquema MIMO, conforme mostra a Figura 8.4, em que foram conectados dois cabos, o primeiro cabo foi conectado da mesma forma que o esquema SISO, e o segundo cabo foi conectado em outra saída do equipamento e conectado na outra antena com a finalidade de comunicação MIMO.

No esquema MIMO, foi configurado no simulador de rede o modo de transmissão conhecido como TM (*Transmission Mode*) 3 referente à Multiplexação Espacial *Open Loop*. A técnica de detecção MIMO do TM 3 é a CDD (*Cyclic Delay Diversity*).

Figura 8.4 – Esquema de conexão para MIMO.



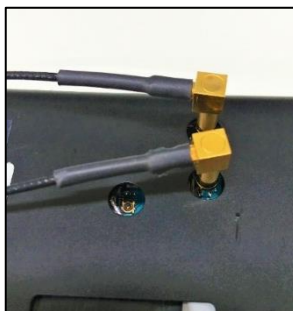
A Figura 8.5 mostra as saídas RF do CMW500 para o esquema MIMO, em que 2 saídas foram habilitadas para a conexão.

Figura 8.5 – Saídas RF do CMW500 para o esquema MIMO.



A Figura 8.6 mostra a conexão do cabo RF na estação móvel para o esquema MIMO, na estação móvel os conectores são referentes as antenas de banda 7 para LTE.

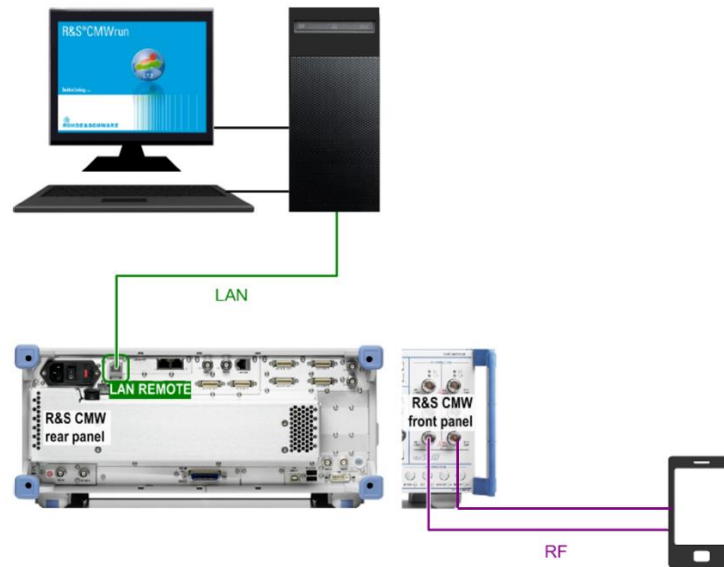
Figura 8.6 – Entrada RF da estação móvel para o esquema MIMO.



8.1.2 Parte II

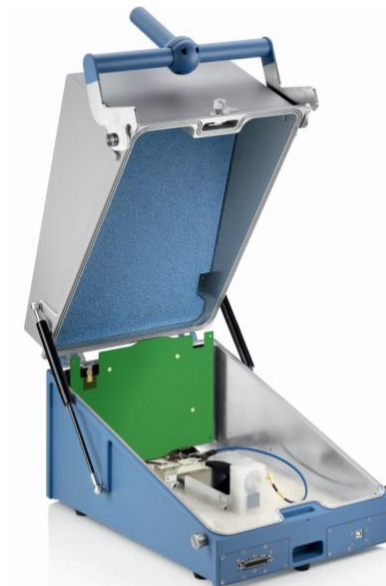
Para a segunda parte do experimento, foi utilizada a ferramenta de automação do CMW500, o módulo CMWrun CMW-KT100 *MIMO Performance Measurements*. A Figura 8.7 mostra o esquema de conexão com o computador e o CMW500, assim como a conexão do celular. Neste módulo foi configurado o RS EPRE como -85 dBm/15kHz, foi configurada na banda 7 (2,6GHz), com largura de banda de 20Mhz, para SISO e MIMO. As telas de configuração são mostradas no APÊNDICE B.

Figura 8.7 – Esquema de conexão CMW-KT100



A conexão do celular foi feita através da *RF Shield Box* CMW-Z10 com CMW-Z11 *Antenna Coupler*, em que o celular é posicionado sobre a antena principal, para a conexão SISO, e a segunda antena para conexão MIMO encontra-se perpendicular à primeira antena. A *Shield Box* permite atenuar os sinais de interferência externos, a Figura 8.8 mostra o modelo de *Shield Box* utilizado no experimento.

Figura 8.8 – *Shield Box* com MIMO.



No experimento, para cada valor de MCS (*Modulation Coding Scheme*) configurado de 0 a 28, variou-se a SNR de 0 a 30dB e, assim, foi medida a BLER (*Block Error Rate*) e a taxa de dados, para SISO e MIMO.

No esquema MIMO, foi configurado no simulador de rede o modo de transmissão 3 referente à Multiplexação Espacial *Open Loop*.

8.2 Parâmetros da Rede LTE

A seguir são citados os parâmetros de qualidade do LTE que foram considerados nos experimentos, também são discutidas brevemente as definições de cada parâmetro.

RS EPRE (*Reference Signal Energy per Resource Element*)

Conforme apresentado na seção anterior, este parâmetro consiste no nível de sinal dos canais físicos de *downlink* na estação base [30].

RSSI (*Received Signal Strength Indicator*)

Abrange a média linear de toda potência recebida observada apenas nos símbolos OFDM contendo símbolos de referência, da qual é medida sobre toda largura de banda, incluindo células cocanais, interferência de canal adjacente, ruído térmico, etc [30].

RSRP (*Reference Signal Received Power*)

O RSRP indica a potência média do sinal em toda a largura de banda do canal recebida de um sinal específico de referência. Este parâmetro exclui o ruído e interferência [30].

RSRQ (*Reference Signal Received Quality*)

O RSRQ indica a relação do sinal desejado e toda a potência recebida. O parâmetro é definido como:

$$RSRQ = N \frac{RSRP}{RSSI} \quad (52)$$

Onde N é o número de RB utilizado no RSSI [30], [31].

O RSRP e RSRQ são utilizados pela estação móvel para medir a qualidade do sinal, para assim tomar a decisão de mudança de célula para o melhor nível de sinal, processo conhecido como *handover* [32].

No caso dos dois parâmetros, RSRP e RSRQ, apresentarem valores baixos, significa que o sinal está ruim, indicando a falta de cobertura LTE no local. Se o RSRP se manter constante e o RSRQ sofre degradação, indica que há muitos ruídos e interferência no sinal, estes experimentos seguem essa condição de rede, em que o RSRP não sofre degradação, apenas é adicionado ruído degradando a qualidade do sinal [32].

SINR (*Signal to Interference & Noise Ratio*)

É uma medida de qualidade de sinal, definido como a potência do sinal de interesse dividido pela soma da potência dos sinais de interferência e a potência do ruído. Se o termo da interferência ir a zero, a SINR reduz para SNR, nestes experimentos consideram-se que não há sinais de interferência uma vez que os experimentos ocorrem em um ambiente controlado [30].

BLER (*Block Error Rate*)

Indica a qualidade da rede como um todo, mesmo quando há perda ou erro de dados durante a transmissão, os dados originais podem ser recuperados perfeitamente devido à algoritmos específicos [31].

TM (*Transmission Mode*)

No LTE, o MIMO tem vários modos de transmissão padronizados pela 3GPP em termos gerais esses modos de transmissão exploram as características do MIMO como a multiplexação espacial que pode aumentar a taxa de dados, e a diversidade que pode melhorar a qualidade do link e a confiabilidade. Em uma potência baixa de sinal, o sistema seleciona a transmissão em diversidade utilizando técnicas como SFBC (*Space-Frequency Block Coding*) que duplica o sinal transmitido para ter mais redundância. E em potência alta de sinal, o sistema seleciona a multiplexação espacial utilizando técnicas como Multiplexação Espacial *Open Loop* [3], [33].

TBS (*Transport Block Size*)

TBS é o tamanho do bloco de dados de transporte, sendo o bloco de transporte a carga útil da camada física do LTE [34].

MCS (*Modulation Coding Scheme*)

O MCS indica o tipo de modulação e codificação usada, juntamente com o TBS e o RB alocados [3].

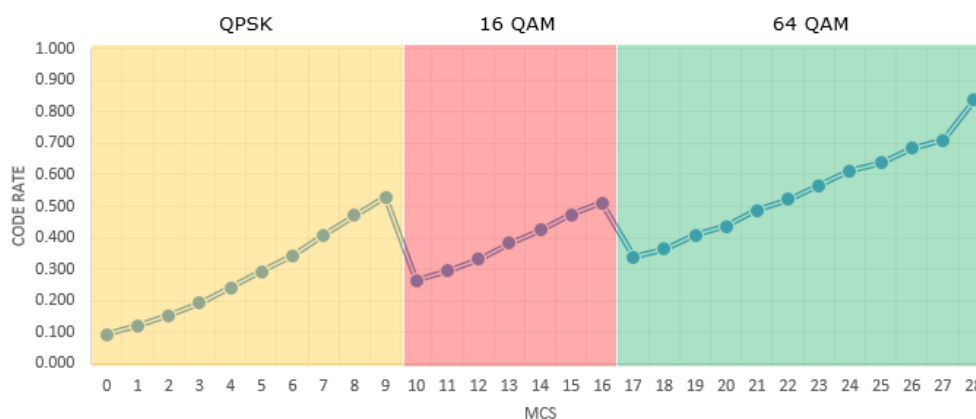
A Tabela 6 mostra a relação do índice MCS, com o índice TBS, juntamente com a modulação e a taxa de código, para um sistema de largura de banda de 20MHz e de 100 RBs [34].

Tabela 6 – Relação do índice MCS, TBSi, Modulação e taxa de código de sistema LTE [34].

MCS	TBSi	Modulação	Taxa de código
0	0	QPSK	0,094
1	1	QPSK	0,122
2	2	QPSK	0,154
3	3	QPSK	0,192
4	4	QPSK	0,242
5	5	QPSK	0,293
6	6	QPSK	0,344
7	7	QPSK	0,408
8	8	QPSK	0,471
9	9	QPSK	0,529
10	9	16QAM	0,264
11	10	16QAM	0,295
12	11	16QAM	0,331
13	12	16QAM	0,382
14	13	16QAM	0,425
15	14	16QAM	0,473
16	15	16QAM	0,51
17	15	64QAM	0,34
18	16	64QAM	0,365
19	17	64QAM	0,408
20	18	64QAM	0,436
21	19	64QAM	0,487
22	20	64QAM	0,521
23	21	64QAM	0,567
24	22	64QAM	0,612
25	23	64QAM	0,637
26	24	64QAM	0,685
27	25	64QAM	0,709
28	26	64QAM	0,837

A Figura 8.9 mostra o gráfico da relação da taxa de código e o MCS, indicando a divisão de cada modulação.

Figura 8.9 – Relação taxa de código com MCS no LTE.



Fonte: Ryu [34], 2019.

CDD (Cyclic Delay Diversity)

É uma forma de diversidade usada no LTE para a Multiplexação Espacial *Open Loop* (TM referente ao número 3).

O CDD aplica o deslocamento cíclico aos vetores ou blocos do sinal transmitido a qualquer dado momento em antenas diferentes. Este efeito é análogo à aplicação de um precodificador conhecido. Assim sendo, o CDD funciona bem com OFDM, no caso da transmissão OFDM, por exemplo, o deslocamento cíclico do domínio do tempo corresponde ao deslocamento da fase dependente da frequência no domínio da frequência [3].

Codificação de Canal

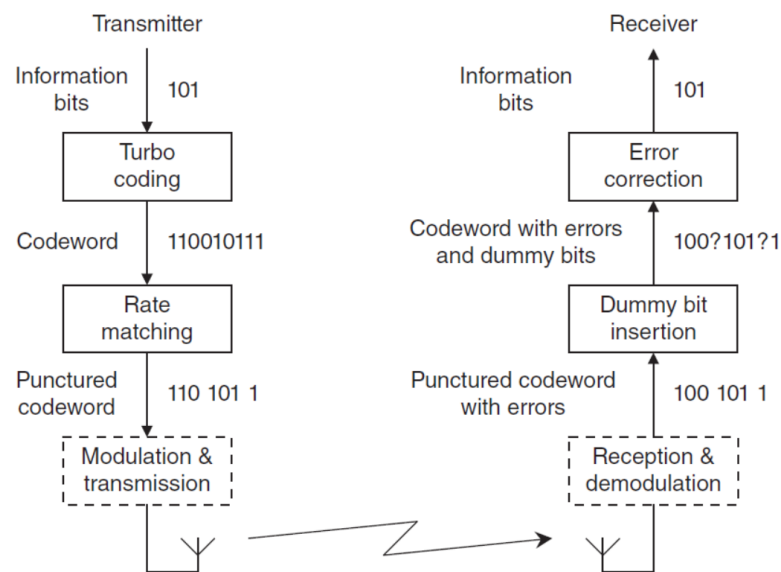
De acordo com a 3GPP, o LTE utiliza a codificação Turbo como código corretor de erro para os dados de usuário conforme a Figura 8.10, em que os TrCH (*Transport Channel*) para os dados de usuário são: UL-SCH (*Uplink Shared Channel*), DL-SCH (*Downlink Shared Channel*), SL-SCH (*Sidelink Shared Channel*) e SL-DCH (*Sidelink Discovery Channel*), para esse experimento, foi utilizado o canal DL-SCH. É possível notar que a taxa de codificação é fixa de $1/3$, no entanto, o transmissor pode ajustar a taxa de codificação usando o processo de dois estágios como mostra a Figura 8.11, no primeiro estágio, os bits de informação passam pelo codificador de taxa fixa, no caso, a codificação Turbo, no segundo estágio chamado *rate matching*, alguns dos bits codificados são selecionados para transmissão, enquanto os outros são descartados no processo conhecido como *puncturing*. O receptor tem a cópia do algoritmo de *puncturing*, então o mesmo pode inserir bits simulados nos pontos onde a informação foi descartada. E então o resultado passa pelo decodificador Turbo para a correção de erro [21], [35].

Figura 8.10 – Codificação de canal e taxa de código para o LTE.

TrCH	Coding scheme	Coding rate
UL-SCH	Turbo coding	1/3
DL-SCH		
PCH		
MCH		
SL-SCH		
SL-DCH		
BCH	Tail biting convolutional coding	1/3
SL-BCH		

Fonte: 3GPP [35], 2017.

Figura 8.11 – Transmissor e receptor usando codificação Turbo e *rate matching*.



Fonte: Cox [21], 2014.

Mudanças na taxa de codificação tem um efeito similar às mudanças no esquema de codificação. Se a taxa de codificação é baixa, então os dados transmitidos podem conter muitos bits redundantes. Isto permite que o receptor corrija um alto número de erros e operar com sucesso em baixa SINR, mas as custas de baixa taxa de informação. Se a taxa de codificação é próxima à 1, então a taxa de informação é maior, mas o sistema fica mais vulnerável à erros. O LTE explora isso transmitindo com alta taxa de codificação se a SINR recebida é alta e vice-versa.

8.3 Resultados Práticos

8.3.1 Parte I

A seguir são apresentados os resultados práticos dos experimentos executados no CMW500, as medidas de todos os resultados podem ser encontradas no APÊNDICE C.

A Figura 8.12 mostra o resultado da máxima taxa de dados para o esquema SISO, e a Figura 8.13 mostra o resultado da máxima taxa de dados para o esquema MIMO ambas para a modulação de 64QAM (a maior disponível para a configuração dos experimentos). Ambas as figuras são capturas de telas do equipamento CMW500, no momento em que os downloads dos arquivos através de FTP foram iniciados.

É possível notar que a taxa de dados chega no valor máximo possível de acordo com o esquema de antenas utilizado, para o SISO a taxa de dados é de 75Mbit/s e para o MIMO a taxa de dados é de 150Mbit/s, indicando o aumento do dobro da taxa de dados para o esquema com 2 antenas.

Figura 8.12 – Máxima taxa de dados para SISO – LTE 64QAM.

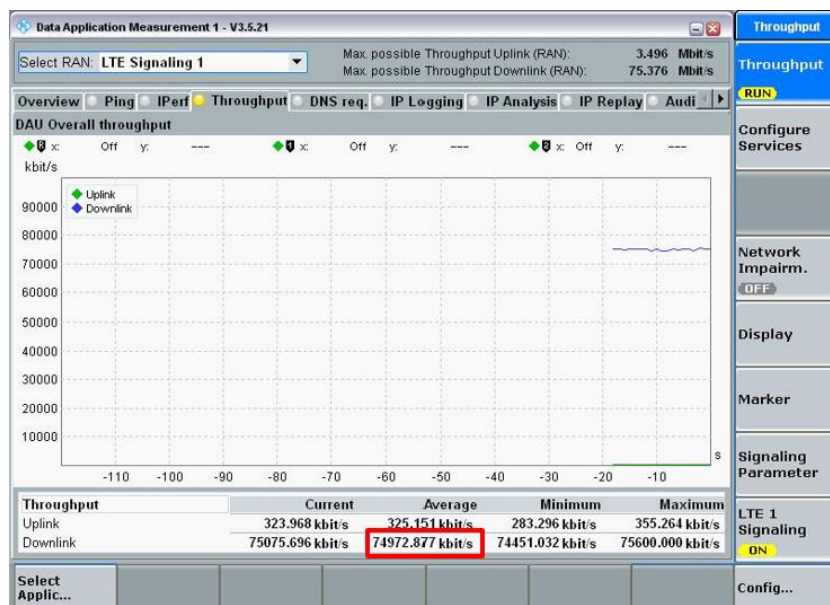
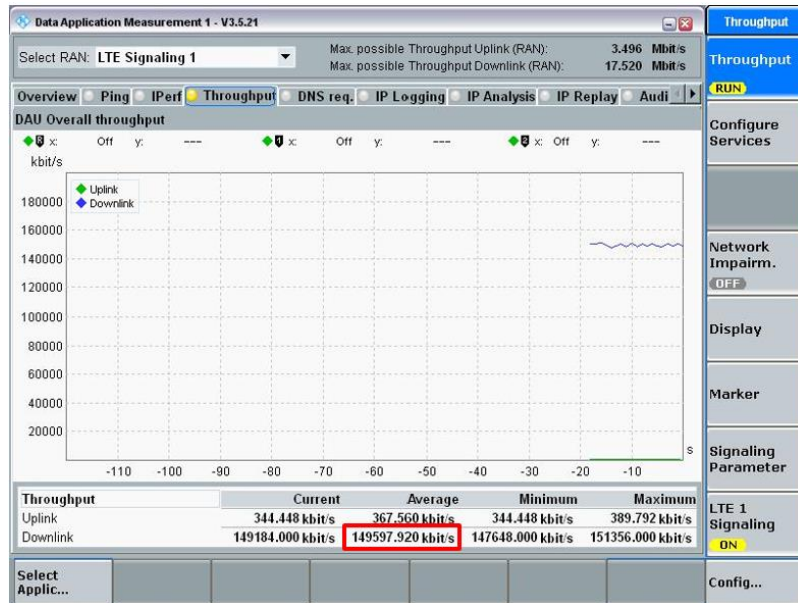
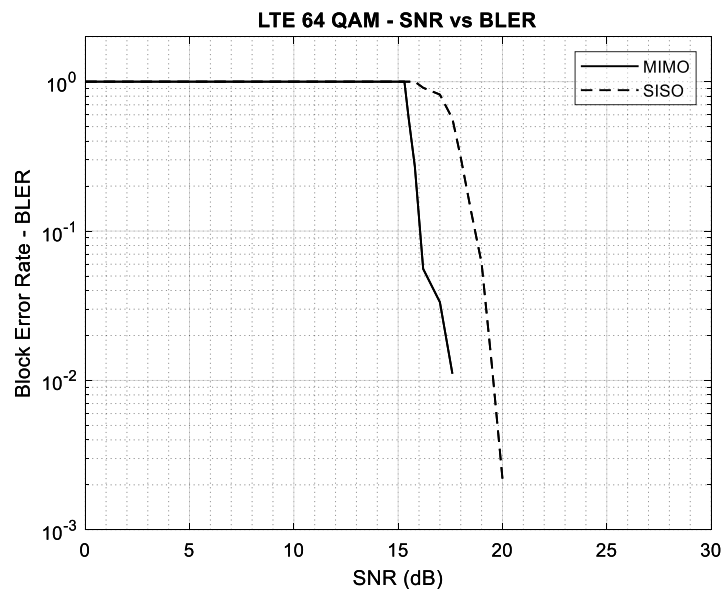


Figura 8.13 – Máxima taxa de dados para MIMO - LTE 64QAM.



Para os experimentos, foi variada a SNR através da adição de ruído AWGN, e para cada variação foi analisada a taxa de dados e o valor médio da BLER. A Figura 8.14 mostra o resultado de todas as variações de SNR e seu respectivo resultado de BLER, para o esquema SISO e MIMO em uma modulação de 64QAM.

Figura 8.14 – LTE 64QAM – SNR vs BLER – SISO e MIMO.



Foi realizado o mesmo experimento para as modulações 16QAM e QPSK, os resultados são mostrados na Figura 8.15 e na Figura 8.16 respectivamente.

Figura 8.15 – LTE 16QAM – SNR vs BLER – SISO e MIMO.

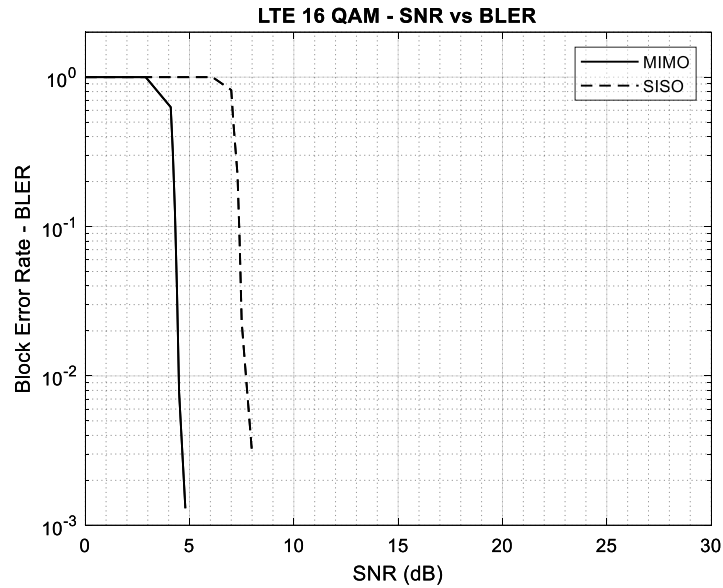
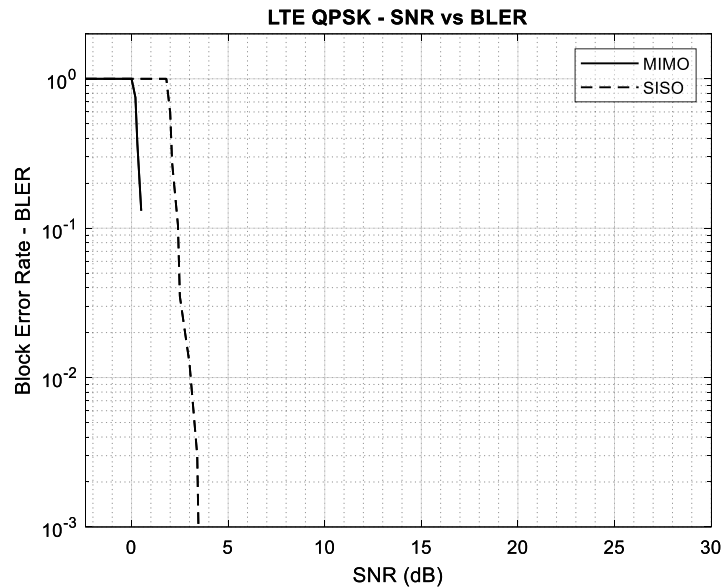


Figura 8.16 – LTE QPSK – SNR vs BLER – SISO e MIMO.



Nos resultados da SNR vs BLER para todas as modulações, é possível observar que a BLER não teve variação (BLER = 0) para a maior parte da SNR e tem uma taxa variação acentuada em momentos diferentes de SNR dependendo da modulação, isso se deve ao LTE possuir códigos de correção de erro eficientes, de forma que mesmo com um sinal de ruído alto em relação ao sinal ainda se consegue corrigir, no entanto após certo limiar de ruído, o sistema torna-se instável não conseguindo mais recuperar o sinal e a estação móvel perde conexão do sinal LTE mesmo com o RSRP alto (uma vez que esse parâmetro é constante em todos os experimentos).

Nesse experimento, o LTE está utilizando a codificação Turbo como código corretor de erro, mudanças na taxa de código tem um efeito similar a mudanças no esquema de modulação. Se a taxa de código é baixa, então os dados transmitidos contêm vários bits redundantes. Isto permite que o receptor corrija um grande número de erros e opere com sucesso em baixa SINR, mas à custa de baixa taxa de informação, conferindo assim os resultados de SNR vs BLER [21].

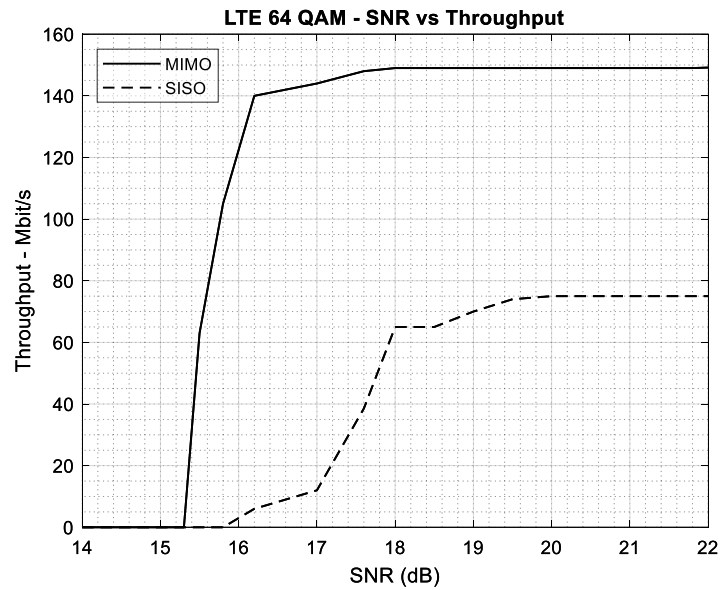
Como já comentado anteriormente, para esse experimento foi configurado o maior valor de MCS possível para cada modulação, sendo o MCS=9 para modulação QPSK e de acordo com a Tabela 6 a taxa de código de 0,529, o MCS=16 para modulação 16QAM e taxa de código de 0,51 e por fim, o MCS=28 para modulação 64QAM e taxa de código de 0,837. A partir desses valores é possível notar que a modulação 64QAM é a que menos possui bits redundantes e, portanto, possui maior vulnerabilidade à ruído e interferência, e esse comportamento foi constatado entre os resultados SNR vs BLER das três modulações.

Também é possível observar que entre as modulações possuem comportamentos diferentes, sendo o 64QAM muito mais sensível à SNR do que o QPSK, com o 16QAM com desempenho intermediário aos primeiros. Além de demonstrar melhor desempenho do MIMO em relação ao SISO para todos os casos, com isso foi verificada a propriedade do MIMO ter melhor desempenho em ambientes com espalhamento espectral em relação ao SISO.

No LTE, quando a SNR é relativamente alta pode ser usada a modulação de 64QAM, com isso pode-se então aumentar a taxa de dados uma vez que é enviado 6 bits em apenas um símbolo. Entretanto, enquanto o canal torna-se mais ruidoso, o LTE muda o esquema de modulação para o QPSK ou 16QAM em que há maior separação intersimbólica, diminuindo assim a taxa de dados, mas aumentando a tolerância ao ruído [3].

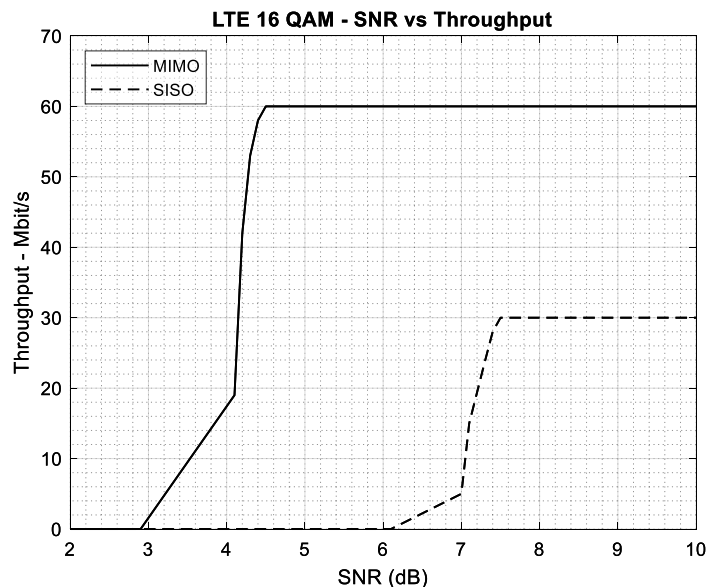
A Figura 8.17 mostra o resultado das variações de SNR e seu respectivo resultado de taxa de dados (*throughput*) para a modulação de 64QAM, para o esquema SISO e MIMO. Nota-se que para a SNR de 20dB a taxa de dados para o SISO estabiliza em 75 Mbit/s e o MIMO alcança o máximo em 150 Mbit/s para SNR de 18dB.

Figura 8.17 – LTE 64QAM – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO.



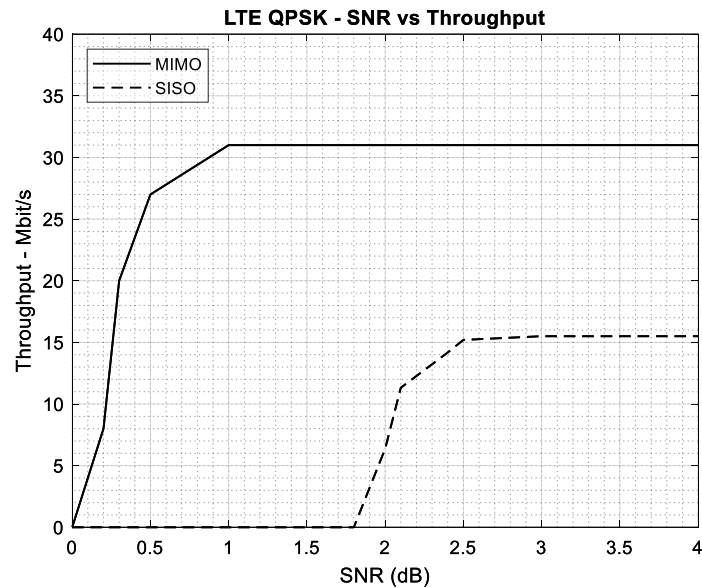
A Figura 8.18 mostra o resultado das variações de SNR e seu respectivo resultado de taxa de dados (*throughput*) para a modulação de 16QAM, para o esquema SISO e MIMO. Nota-se que para a SNR de 8 dB a taxa de dados para o SISO estabiliza em 30 Mbit/s e o MIMO alcança o máximo em 60 Mbit/s para SNR de 5 dB.

Figura 8.18 – LTE 16QAM – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO.



A Figura 8.19 mostra o resultado das variações de SNR e seu respectivo resultado de taxa de dados (*throughput*) para a modulação QPSK, para o esquema SISO e MIMO. Nota-se que para a SNR de 2,5dB a taxa de dados para o SISO estabiliza em 15 Mbit/s e o MIMO alcança o máximo em 30 Mbit/s para SNR de 1 dB.

Figura 8.19 – LTE QPSK – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO.



A partir dos resultados de taxa dados foi possível notar que a modulação QPSK chega à máxima taxa com SNR baixa, demonstrando que é uma opção com maior robustez ao sinal ruim, pois pode entregar o melhor resultado em situação de sinal instável, diferentemente do 64QAM que entrega a maior taxa de dados, mas demanda uma qualidade de sinal melhor. Também foi possível notar que em todos os resultados o MIMO teve melhor desempenho demonstrando ser mais robusto em relação à SNR e também entregando o dobro de taxa de dados.

A Figura 8.20 e a Figura 8.21 mostram os resultados anteriores todos juntos no mesmo gráfico para que a comparação seja mais fácil.

É possível verificar que a modulação 64-QAM é muito mais sensível a SNR do que as modulações QPSK e 16QAM. É possível verificar também que o MIMO possui melhor desempenho que o SISO, pois o MIMO tem melhor desempenho em ambientes com espalhamento espectral.

Figura 8.20 – LTE SNR vs BLER de todas as modulações para SISO e MIMO.

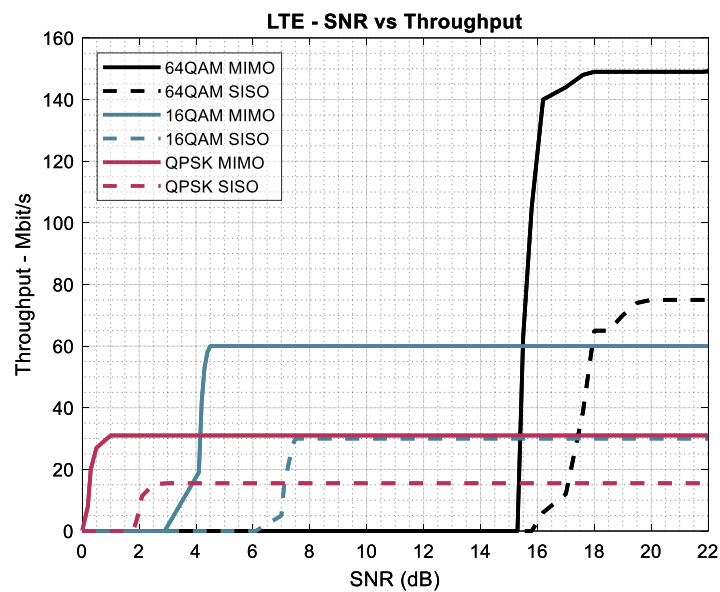
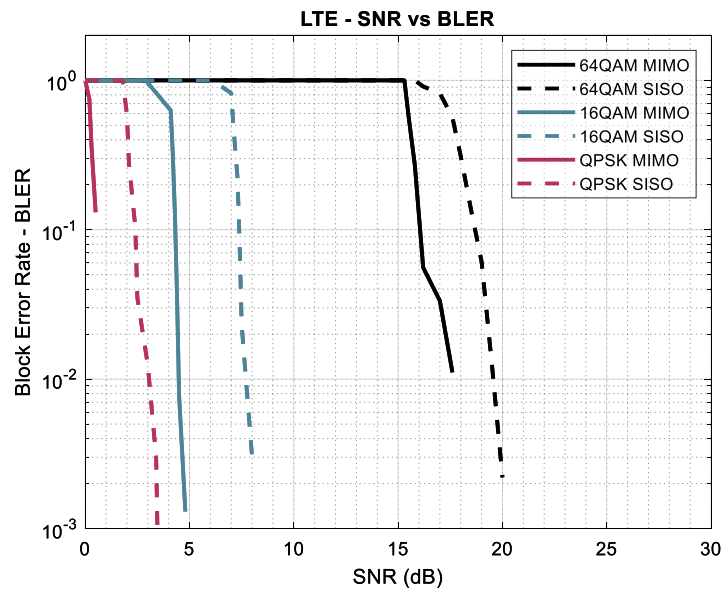


Figura 8.21 – LTE SNR vs taxa de dados de todas as modulações para SISO e MIMO.

8.3.2 Parte II

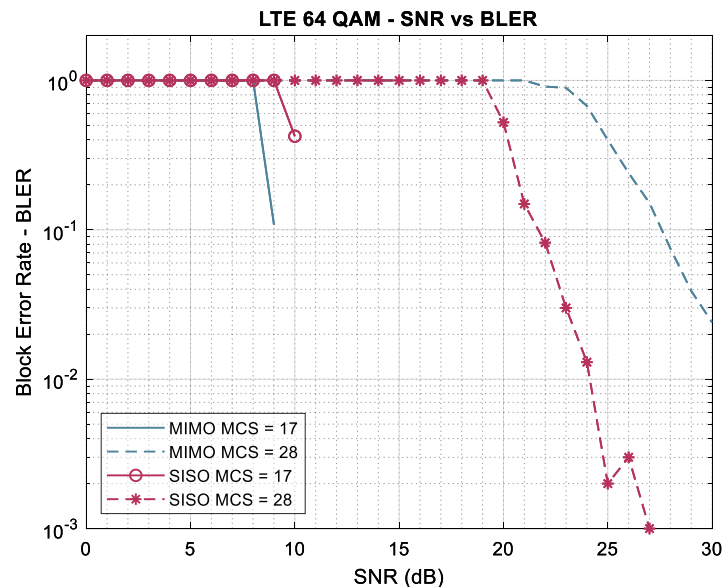
A seguir são apresentados os resultados práticos dos experimentos executados com a automação do CMW500: `CMWrun CMW-KT100 MIMO Performance Measurements`, as medidas de todos os resultados podem ser encontradas no APÊNDICE D.

No experimento, foi variado o MCS de 0 a 28dB, e para cada variação foi obtido um gráfico de BLER e taxa de dados para MIMO e SISO. A Figura 8.22 mostra o

resultado de todas as variações de SNR e seu respectivo resultado de BLER, para o esquema MIMO e SISO em uma modulação de 64QAM que equivale à variação de MCS de 17 a 28.

Considerando que para o MCS maior a taxa de codificação é maior, aproximando-se a 1, conforme indicado na Tabela 6, pode-se perceber que para uma taxa de codificação alta (MCS=28) o desempenho é pior que a taxa de codificação mais baixa para o 64QAM (MCS=17). A partir de 10dB de SNR não há mais erros no MCS=17 para MIMO e SISO, enquanto que para BLER de 10^{-1} a SNR é de 22dB para SISO e de 28dB para MIMO no MCS=28.

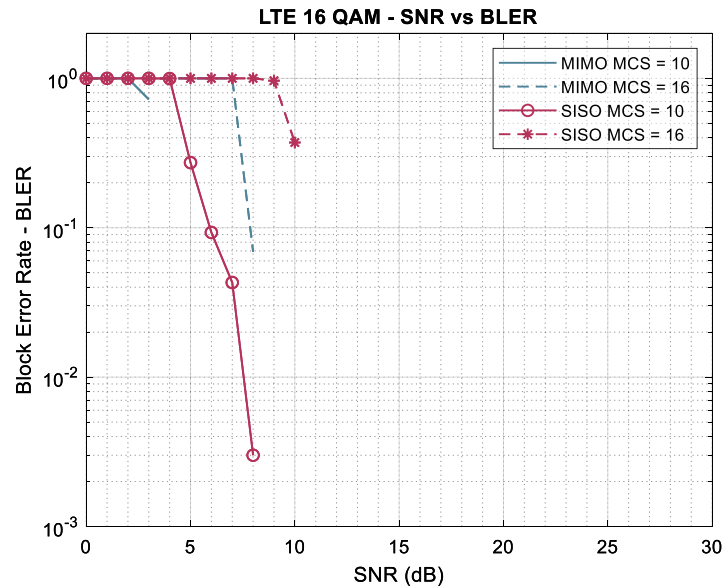
Figura 8.22 – LTE 64QAM – MCS=17 a 28 – SNR vs BLER – SISO e MIMO.



A Figura 8.23 mostra o resultado de todas as variações de SNR e seu respectivo resultado de BLER, para o esquema MIMO e SISO em uma modulação de 16QAM que equivale à variação de MCS de 10 a 16.

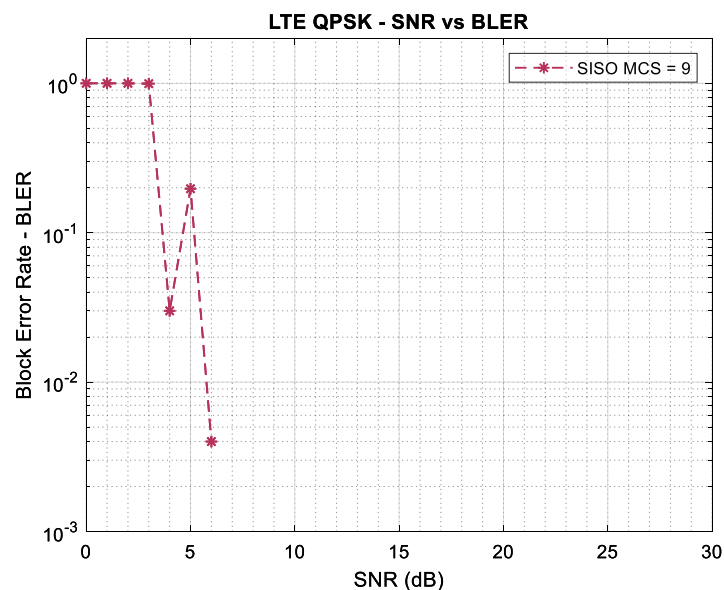
É possível notar que a taxa de codificação mais alta (MCS=16) tem melhor desempenho que a taxa de codificação menor (MCS=10). A partir de 3dB de SNR não há mais erros no MCS=10 para MIMO e a partir de SNR de 8dB para SISO, a partir de 10dB não há mais erros em relação ao MCS=16 de MIMO e SISO.

Figura 8.23 – LTE 16QAM – MCS=10 a 16 – SNR vs BLER – SISO e MIMO.



A Figura 8.24 mostra o resultado de todas as variações de SNR e seu respectivo resultado de BLER, para o esquema MIMO e SISO em uma modulação de QPSK que equivale à variação de MCS de 0 a 9. Nota-se que apenas o SISO com MCS=9 apresenta erros abaixo de 6dB, sendo o restante não apresentando erros ao variar a SNR, mostrando assim que o QPSK apresenta alta robustez ao possuir alta taxa de codificação.

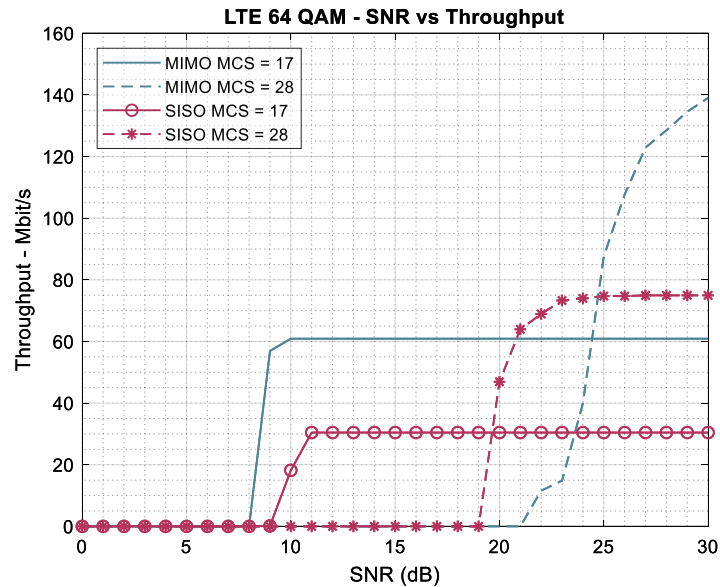
Figura 8.24 – LTE QPSK – MCS=0 a 9 – SNR vs BLER – SISO e MIMO.



A Figura 8.25 mostra o resultado das variações de SNR e seu respectivo resultado de taxa de dados (*throughput*) para a modulação 64QAM, para o esquema

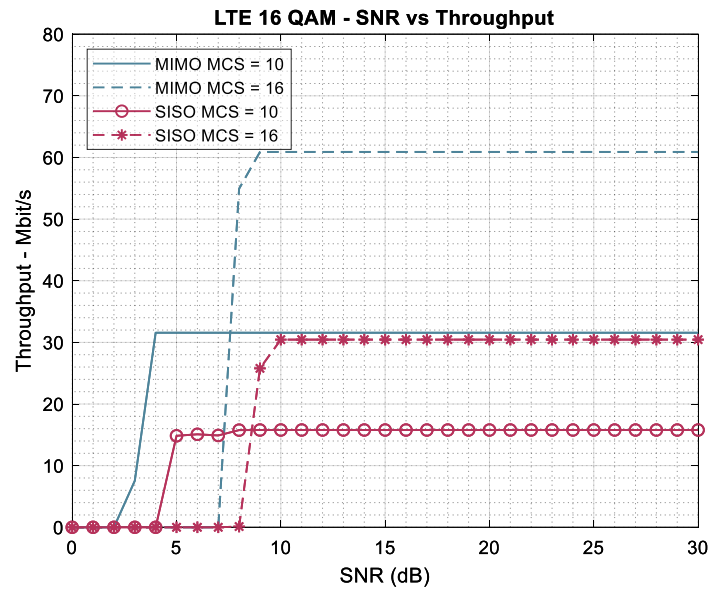
SISO e MIMO. Nota-se que para a SNR de 11dB a taxa de dados para o SISO de MCS=17 estabiliza em 30 Mbit/s e o MIMO de MCS=17 alcança o máximo em 60 Mbit/s para SNR de 10 dB. E para a SNR de 27dB a taxa de dados para o SISO de MCS=28 estabiliza em 75 Mbit/s e o MIMO de MCS=28 alcança o máximo em 140 Mbit/s para SNR de 30 dB.

Figura 8.25 – LTE 64QAM – MCS=17 a 28 – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO.



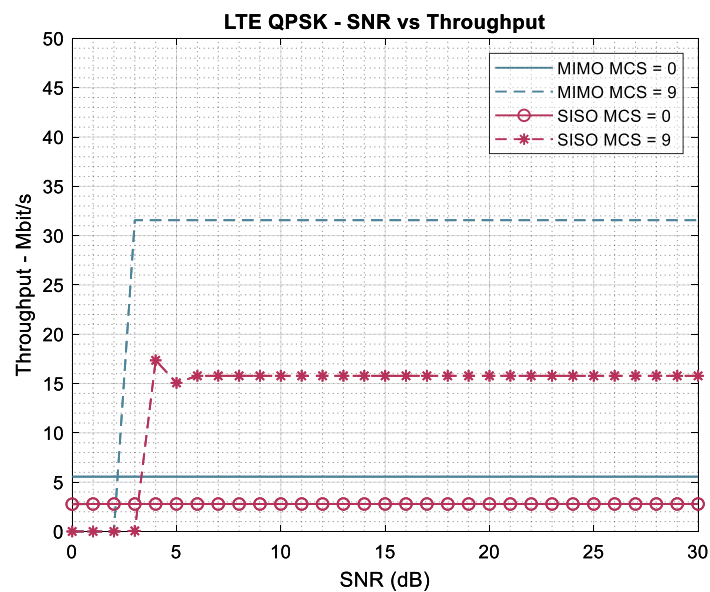
A Figura 8.26 mostra o resultado das variações de SNR e seu respectivo resultado de taxa de dados (*throughput*) para a modulação 16QAM, para o esquema SISO e MIMO. Nota-se que para a SNR de 8dB a taxa de dados para o SISO de MCS=10 estabiliza em 16 Mbit/s e o MIMO de MCS=10 alcança o máximo em 31,5 Mbit/s para SNR de 4dB. E para a SNR de 10dB a taxa de dados para o SISO de MCS=16 estabiliza em 30,5 Mbit/s e o MIMO de MCS=16 alcança o máximo em 61 Mbit/s para SNR de 9dB.

Figura 8.26 – LTE 16QAM – MCS=10 a 16 – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO.



A Figura 8.27 mostra o resultado das variações de SNR e seu respectivo resultado de taxa de dados (*throughput*) para a modulação QPSK, para o esquema SISO e MIMO. Nota-se que a taxa de dados foi constante para toda a faixa de SNR para o MIMO e SISO de MCS=0, sendo as taxas 5,5 Mbit/s para MIMO e 3 Mbit/s para o SISO. Verificou-se que para a SNR de 6dB a taxa de dados para o SISO de MCS=9 estabiliza em 16 Mbit/s e o MIMO de MCS=9 alcança o máximo em 31,5 Mbit/s para SNR de 3dB.

Figura 8.27 – LTE QPSK – MCS=0 a 9 – SNR vs taxa de dados – SISO e MIMO.



A Figura 8.28 e a Figura 8.29 mostram os resultados anteriores todos juntos no mesmo gráfico para que a comparação seja mais fácil.

Figura 8.28 – LTE SISO – SNR vs BLER para todas as modulações.

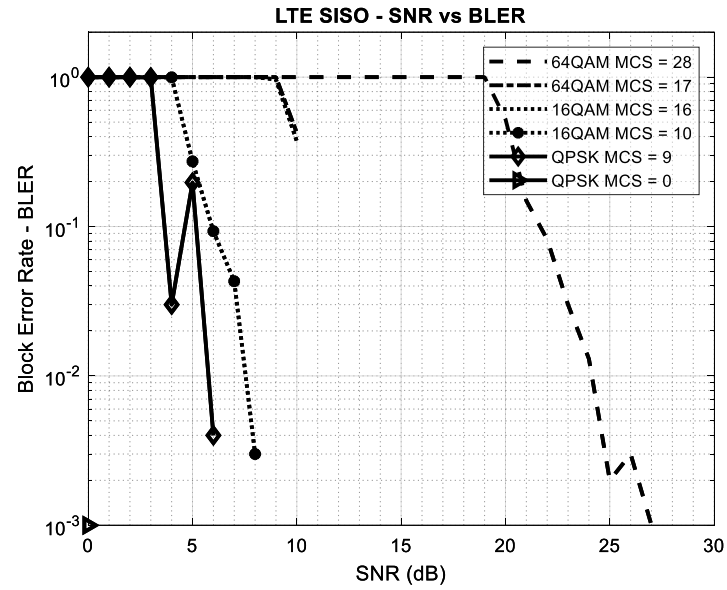
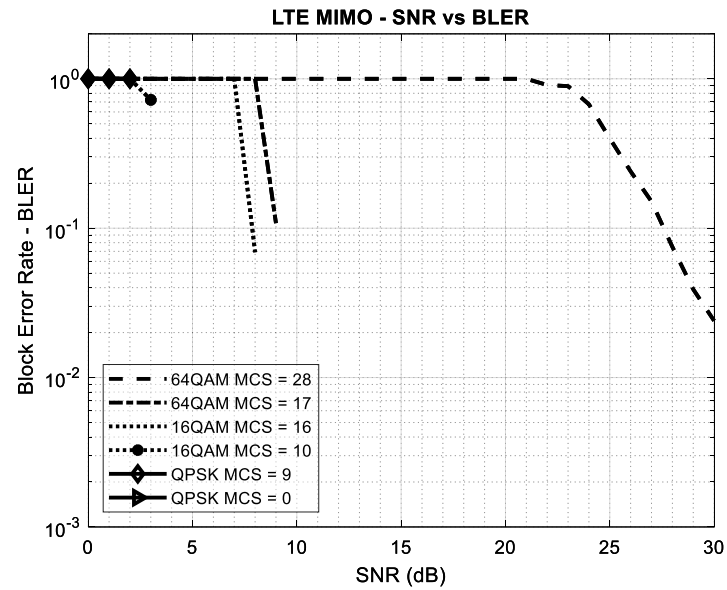


Figura 8.29 - LTE MIMO – SNR vs BLER para todas as modulações.



A Figura 8.30 e a Figura 8.31 mostram os resultados anteriores todos juntos no mesmo gráfico para que a comparação seja mais fácil.

Figura 8.30 – LTE SISO – SNR vs taxa de dados para todas as modulações.

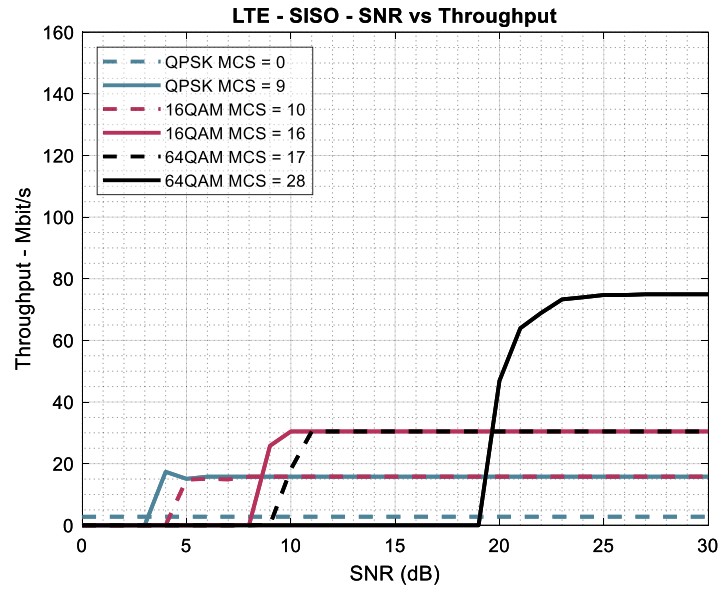
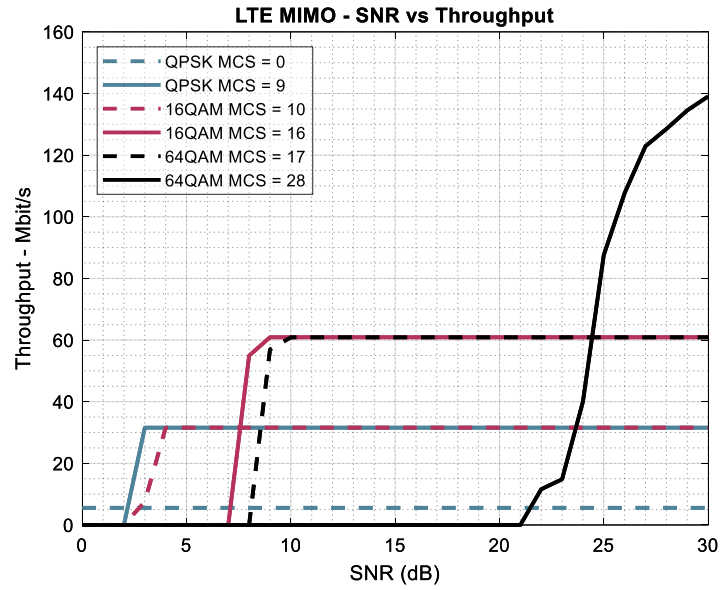


Figura 8.31 - LTE MIMO – SNR vs taxa de dados para todas as modulações.



9 Conclusão

A análise dos sistemas MIMO-OFDM com a técnica V-BLAST proporcionou entendimento dos sistemas que utilizam a diversidade espacial e demonstrou o potencial que uma técnica com algoritmo relativamente simples pode realizar ao aumentar da taxa de dados, uma vez que é um dos pontos principais de estudo para as próximas tecnologias como o 5G.

Pode-se analisar como um sistema MIMO atua nos sistemas de comunicações móveis, podendo aumentar a confiabilidade ou taxa de dados, como o sistema LTE atua, alternando entre os dois para obter o melhor desempenho de acordo com o estado do canal.

A técnica V-BLAST demonstrou ser uma alternativa viável para implementação nos sistemas a fim de aumentar a taxa de dados do usuário, e por fim, com a dificuldade atualmente da disponibilidade de banda para conseguir alcançar um desempenho melhor, o V-BLAST oferece maior eficiência espectral.

10 Referências

- [1] Khare D. A., "Performance Analysis of V-BLAST Based MIMO-OFDM System with Various Detection Techniques," IOSR Journal of Engineering, vol. 2, no. 1, pp. 166–169, Jan. 2012.
- [2] Wang, J.; Daneshrad, B., "A comparative study of MIMO detection algorithms for wideband spatial multiplexing systems," Wireless Communications and Networking Conference, 2005 IEEE , vol.1, no., pp.408,413 Vol. 1, 13-17 Mar. 2005.
- [3] Zarrinkoub, H., "Understanding LTE with MATLAB: from mathematical foundation to simulation, performance evaluation and implementation," John Wiley & Sons, 2014.
- [4] Yapici, Y., "V-BLAST/MAP: a new symbol detection algorithm for MIMO channels," MSc. Dissertation, the Institute of engineering and science, Bilkent University, Jan. 2005.
- [5] Wolniansky, P. W.; Foschini, G. J.; Golden, G. D.; Valenzuela, R. A., "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel," Proc. 1998 URSI International Symposium Signals, Systems, and Electronics, pp. 295–300, Set. 1998.
- [6] Borkar, A. D.; Shinde, S. G., "MIMO-OFDM high data rate wireless system using V-BLAST method," International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management, vol. 2, no. 7, pp. 234–242, Jul. 2013.
- [7] Samundiswary, P.; Kuriakose, S., "BER analysis of MIMO-OFDM using V-BLAST system for different modulation schemes," Computing Communication & Networking Technologies (ICCCNT), 2012 Third International Conference on , vol., no., pp.1,6, 26-28, Jul, 2012.
- [8] Lathi, B, P; Ding, Z., "Sistemas de comunicações analógicos e digitais modernos," Rio de Janeiro: LTC, 2012.

- [9] Haykin, S. S., “Sistemas de comunicação: analógicos e digitais,” Tradução de José Carlos dos Santos. 4. ed. Porto Alegre, RS: Bookman, 2004.
- [10] Haykin, S. S.; Moher, M., “Sistemas modernos de comunicações wireless,” Porto Alegre, RS: Bookman, 2008.
- [11] Rappaport, T. S., “Comunicação sem fio: Princípios e práticas,” São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2008.
- [12] Goldsmith, A., “Wireless communications. Cambridge,” New York: Cambridge University Press, 2005.
- [13] Cho, Y. S.; Kim, J.; Yang, W. Y.; Kang, C. G., “MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB,” Singapore: John Wiley & Sons (Asia), 2010.
- [14] Zanateli, M. R., “Engenharia de Sistemas Radiovisibilidade,” São Paulo, SP: Ed. Clube dos Autores, 2013.
- [15] Nascimento, J., “Telecomunicações,” 2. ed. São Paulo, SP: Makron Books, 2000.
- [16] Gomes, B., “Limitação da Taxa de Transmissão em Sistemas de Rádios Digitais,” São Paulo, SP: DECOM – FEEC – UNICAMP, 2000.
- [17] Lee, Jhong S.; Miller, Leonard E., “CDMA Systems Engineering Handbook,” Boston, USA: Artech House Publishers, 1998.
- [18] Prasad, R., “OFDM for Wireless Communication Systems,” Boston, USA: Artech House Publishers, 2004.
- [19] Poole, I., “OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing Tutorial,” Disponível em: www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/ofdm/ofdm-basics-tutorial.php. Acesso em: 19 mar. 2019.
- [20] Pinto, E. L.; Albuquerque, C. P., “A Técnica de Transmissão OFDM,” Revista do Inatel – Volume 05 – Número 01 – Junho de 2002.

- [21] Cox, C., "An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications," John Wiley & Sons, 2014.
- [22] Sibille, A.; Oestges, C.; Zanella, A., "MIMO: From Theory to Implementation," Academic Press, 2010.
- [23] Goldsmith, A., "Wireless Communications," Cambridge University Press, 2005.
- [24] Bai, L.; Choi, J., "Low Complexity MIMO Detection," [S.l.: s.n.]. XXVI, 230, online resource. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1007/978-1-4419-8583-5>>. Acesso em: 1 mai. 2015.
- [25] Sidam, S.; Vyas, P., "A Review on V-BLAST Detection Method in Wireless MIMO-OFDM System," International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, vol. 4, no. 2, pp. 686-690, Feb. 2014.
- [26] Barry, J. R.; Lee, E. A.; Messerschmitt, D.G., "Digital Communication," 3rd ed. New York: Springer Science+Business Media, 2004.
- [27] Borkar, A. D.; Shinde, S.G., "MIMO-OFDM High Data Rate Wireless System Using V-BLAST Method," International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management, vol. 2, Issue 7, Jul. 2013.
- [28] Nanji, T., "Reduction of Implementation Complexity in MIMO-OFDM Decoding for V-BLAST Architecture," Waterloo, Ontario, Canada, 2010.
- [29] 3GPP., "LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities," France, 2015, TS 36.306.
- [30] 3GPP., "LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Requirements for support of radio resource management," France, 2015, TS 36.133.
- [31] Zhang, X., "LTE Optimization Engineering Handbook," John Wiley, Beijing, China, 2017.

[32] Braga, C., “Desenvolvimento de software para análise qualitativa do sinal de redes móveis 4G de padrão LTE,” Universidade Federal de Uberlândia, Brasil, 2018.

[33] 3GPP., “LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures,” France, 2015, TS 136 213.

[34] Ryu, J., “LTE Quick Reference – Code Rate,” Disponível em: <http://www.sharetechnote.com/html/Handbook_LTE_CodeRate.html>. Acesso em: 05 abr. 2019.

[35] 3GPP., “LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding,” France, 2017, TS 136 212.

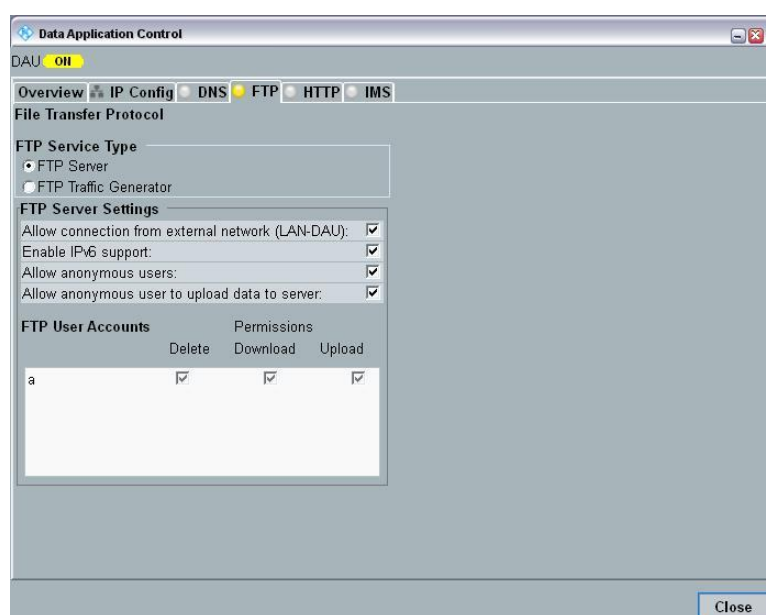
11 Apêndices

APÊNDICE A – Configuração do CMW500

Esta seção mostra as telas de configuração dos parâmetros do CMW500.

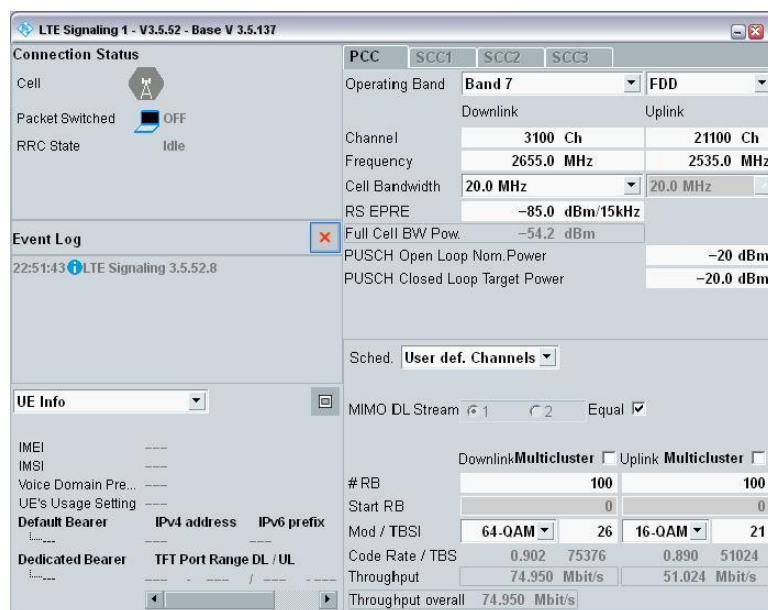
A Figura 11.1 mostra a tela de configuração da conexão FTP, em que o CMW500 torna-se o servidor FTP, a conta e senha são criadas para realizar a conexão com a estação móvel.

Figura 11.1 – Configuração do FTP no CMW500.



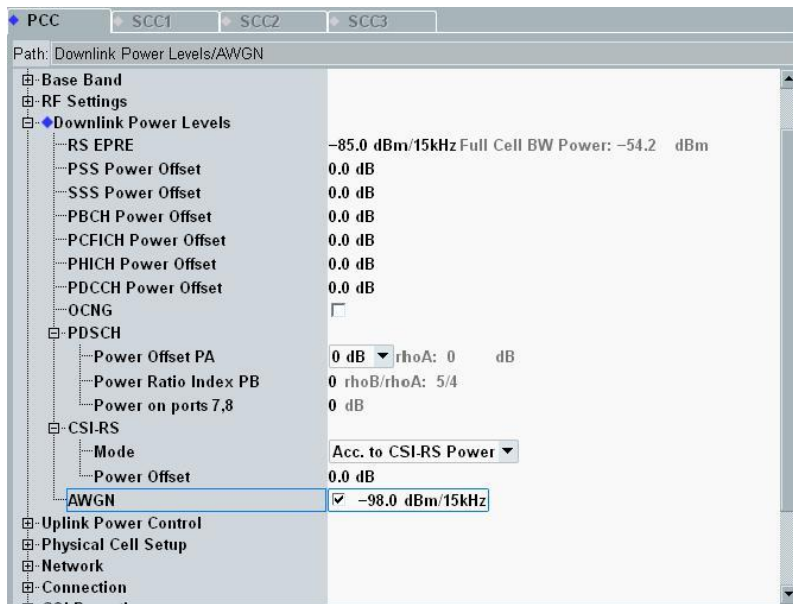
A Figura 11.2 mostra a tela principal do CMW500 para o LTE, em que foram configurados os parâmetros de banda no campo *Operating Band*, a largura de banda no campo *Cell Bandwidth*, RS EPRE, modulações no *downlink* e o valor máximo do índice TBS no campo *Mod / TBSI*, a técnica de multiplexação e o número de RB.

Figura 11.2 – Configuração da banda, RS EPRE e modulação no CMW500.



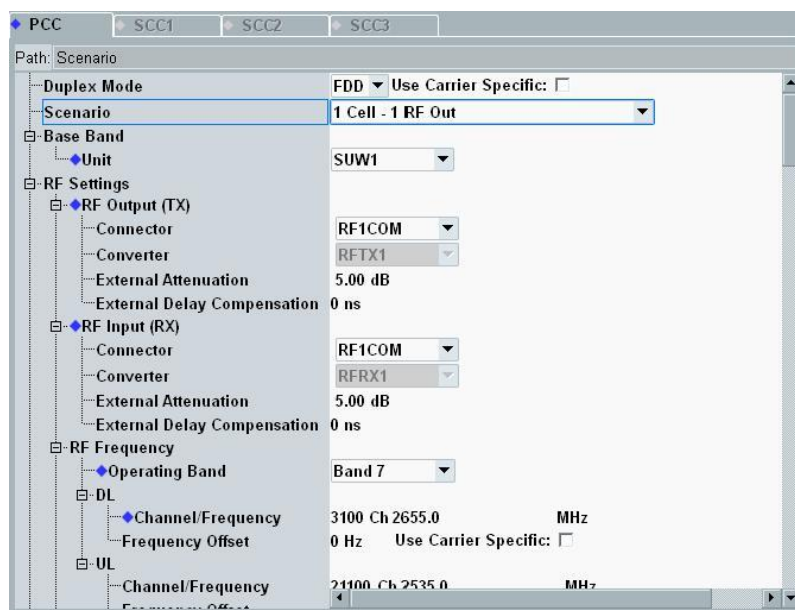
A Figura 11.3 mostra o parâmetro de configuração do ruído AWGN no campo AWGN que foi variado de -165 dBm/15kHz até que a estação móvel perdesse o sinal LTE (a aproximadamente -85 dBm/15kHz dependendo da modulação utilizada).

Figura 11.3 – Configuração do ruído AWGN no CMW500.



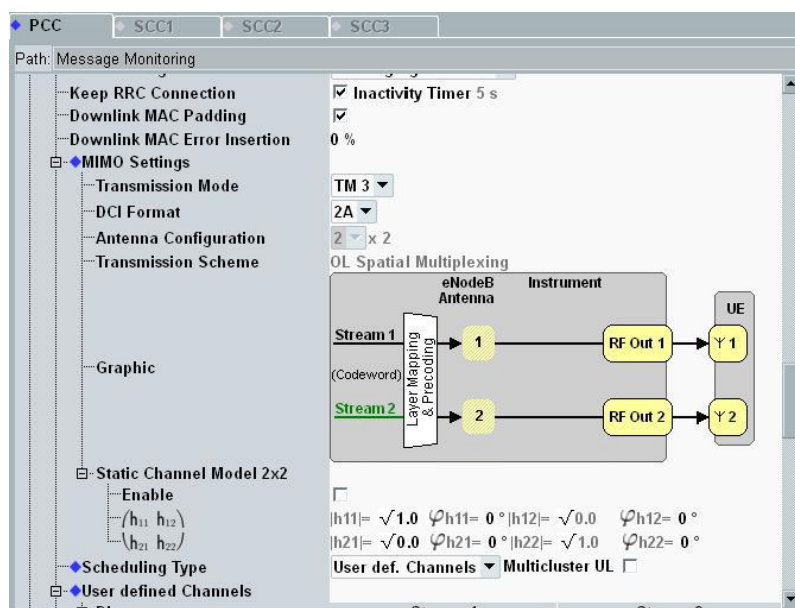
A Figura 11.4 mostra o parâmetro de configuração para a escolha do SISO ou MIMO, no campo *Scenario* é escolhido entre “1 Cell – 1 RF Out” para SISO e “1 Cell – 2 RF Out” para MIMO.

Figura 11.4 – Configuração de SISO/MIMO no CMW500.



A Figura 11.5 mostra o parâmetro do modo de transmissão no campo *Transmission Mode*.

Figura 11.5 – Configuração do modo de transmissão no CMW500.

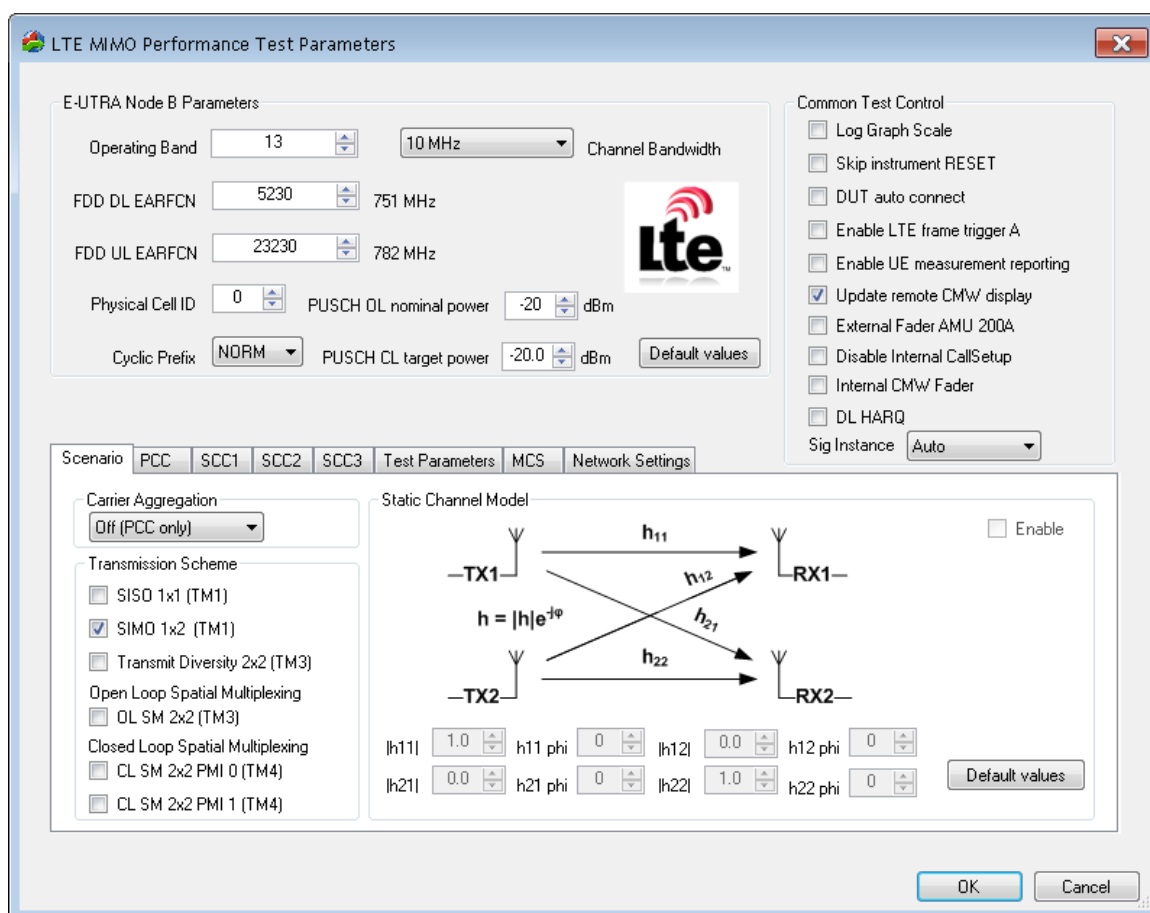


APÊNDICE B – Configuração do CMWrun CMW-KT100

Esta seção mostra as telas de configuração dos parâmetros do CMWrun CMW-KT100.

A Figura 11.6 mostra a tela principal do programa, na qual foi configurada a banda 7 no parâmetro *Operating Band*, a largura de banda de 20MHz no campo *Channel Bandwidth*, o modo de transmissão 1 para SISO e 3 para MIMO referente à Multiplexação Espacial *Open Loop* no campo *Transmission Scheme*.

Figura 11.6 – Tela principal de configuração do CMWrun CMW-KT100.



A Figura 11.7 mostra a tela de configuração da portadora primária onde foi configurado no campo RS EPRE como -85 dBm/15kHz.

Figura 11.7 – Configuração de parâmetros portadora primária do CMWrun CMW-KT100.

The screenshot shows the configuration interface for the CMWrun CMW-KT100. The 'Scenario' tab is selected, and the 'Network Settings' sub-tab is active. The interface is divided into two main sections:

- RF DUT Cabling:**
 - Downlink Antenna 1: RF1 COM
 - Uplink Antenna 1: RF1 COM
 - DL Loss 1: 0.00 dB
 - UL Loss 1: 0.00 dB
 - Downlink Antenna 2: RF3 COM
 - DL Loss 2: 0.00 dB
- Common RF Downlink Level Settings:**
 - RS EPRE: -85.0 dBm/15 kHz
 - PSS power offset: 0.0 dB
 - SSS power offset: 0.0 dB
 - PBCH power offset: 0.0 dB
 - PCFICH power offset: 0.0 dB
 - PHICH power offset: -12.0 dB
 - PDCCH power offset: 0.0 dB
 - PDSCH Power settings:
 - rhoA = 0 dB
 - Power offset PA: 0 dB
 - Power ratio index PB: 0
 - rhoB/rhoA = 1
 - Enable OCNG

A Figura 11.8 mostra a configuração da variação dos valores de SNR, onde foi configurado o valor mínimo de SNR como 0dB no campo *SNR Minimum [dB]*, e o valor máximo de SNR como 30dB no campo *SNR Maximum [dB]*.

Figura 11.8 – Configuração de parâmetros de teste do CMWrun CMW-KT100.

The screenshot shows the configuration interface for the CMWrun CMW-KT100, specifically the 'Test Parameters' sub-tab. The interface is divided into two main sections:

- Block Error and Throughput Parameters:**
 - Number of subframes: 1000
 - Plot Total BLER (including DTX)
 - Plot PDSCH BLER (excluding DTX)
 - Plot Relative Throughput
 - Select additional plots:
 - Data stream 1
 - Data stream 2
 - Default values button
- SNR Range Parameters for vs. SNR test cases:**
 - SNR Minimum [dB]: 0.0
 - SNR Maximum [dB]: 10.0
 - SNR Grid [dB]: 1.0
 - Default values button

Na Figura 11.9 mostra a configuração da variação do MCS que foi configurado o valor mínimo de 0 no campo *MCS Index Minimum*, e o valor máximo de 28 no campo *MCS Index Maximum*.

Figura 11.9 – Configuração da variação dos valores de MCS do CMWrun CMW-KT100.

The screenshot shows the configuration interface for the CMWrun CMW-KT100, specifically the 'MCS' sub-tab. The interface is divided into two main sections:

- MCS Index Range:**
 - MCS Index Minimum: 14 (16QAM TBS Index 13)
 - MCS Index Maximum: 15 (16QAM TBS Index 14)
 - Apply MCS list
 - Select All button
 - 0,10,17
 - Default values button

APÊNDICE C – Medidas do Experimento Prático - Parte I

Nesta seção, são apresentadas as medidas dos resultados dos experimentos práticos de simulação LTE do CMW500 em que o ruído AWGN foi variado até que a estação móvel perdesse o sinal LTE, e para cada variação do ruído coletaram-se os valores da taxa de dados referente à transferência de dados por FTP, a SNR e a BLER na estação móvel através dos *logs* de modem.

Tabela 7 – Medidas da simulação LTE com modulação 64QAM no esquema SISO.

64QAM					
RS EPRE (dBm/15kHz)	AWGN (dBm/15kHz)	SISO			
		SNR (dB)	BLER (%)	Taxa de dados (Mbit/s)	Conexão LTE
-85	Desabilitado	30,0	0	75	Conectado
-85	-165	30,0	0	75	Conectado
-85	-155	30,0	0	75	Conectado
-85	-145	30,0	0	75	Conectado
-85	-135	30,0	0	75	Conectado
-85	-125	30,0	0	75	Conectado
-85	-120	30,0	0	75	Conectado
-85	-115	28,0	0	75	Conectado
-85	-110	24,0	0	75	Conectado
-85	-109	23,0	0	75	Conectado
-85	-106	20,0	0,2	75	Conectado
-85	-105	19,0	1,2	74	Conectado
-85	-104	19,0	6,1	70	Conectado
-85	-103,5	18,0	13,5	65	Conectado
-85	-103	18,0	31,1	51	Conectado
-85	-102,9	17,0	82,0	12	Instável
-85	-102	15,0	100,0	0	Sem Conexão
-85	-100	0	100,0	0	Sem Conexão

Tabela 8 – Medidas da simulação LTE com modulação 64QAM no esquema MIMO.

64QAM					
RS EPRE (dBm/15kHz)	AWGN (dBm/15kHz)	MIMO			
		SNR (dB)	BLER (%)	Taxa de dados (Mbit/s)	Conexão LTE
-85	Desabilitado	30,0	0	150	Conectado
-85	-165	30,0	0	150	Conectado
-85	-155	30,0	0	150	Conectado
-85	-145	30,0	0	150	Conectado
-85	-135	30,0	0	150	Conectado
-85	-125	29,2	0	150	Conectado
-85	-120	28,2	0	150	Conectado
-85	-115	25,0	0	150	Conectado
-85	-110	21,8	0	149	Conectado
-85	-109	20,3	0	149	Conectado
-85	-106	17,6	0	148	Conectado
-85	-105	16,2	1,1	144	Conectado
-85	-104	15,3	3,4	140	Conectado
-85	-103,5	15,3	5,6	105	Conectado
-85	-103	7,2	27,0	63	Instável
-85	-102,9	1,6	57,4	0	Sem Conexão
-85	-102	0	100	0	Sem Conexão
-85	-100	0	100	0	Sem Conexão

Tabela 9 – Medidas da simulação LTE com modulação 16QAM no esquema SISO.

16QAM					
RS EPRE (dBm/15kHz)	AWGN (dBm/15kHz)	SISO			
		SNR (dB)	BLER (%)	Taxa de dados (Mbit/s)	Conexão LTE
-85	Desabilitado	30,0	0	30	Conectado
-85	-165	30,0	0	30	Conectado
-85	-155	30,0	0	30	Conectado
-85	-145	30,0	0	30	Conectado
-85	-135	30,0	0	30	Conectado
-85	-125	30,0	0	30	Conectado
-85	-120	30,0	0	30	Conectado
-85	-110	24,0	0	30	Conectado
-85	-100	15,0	0	30	Conectado
-85	-95	10,0	0	30	Conectado
-85	-94	9,0	0	30	Conectado
-85	-93	8,0	0	30	Conectado
-85	-92.5	8,0	0,3	30	Conectado
-85	-92,4	7,5	2,3	30	Conectado
-85	-92,3	7,0	8,2	28	Conectado
-85	-92,2	7,0	22,2	24	Conectado
-85	-92,1	7,0	50,2	15	Conectado
-85	-92	7,0	82,0	5	Instável
-85	-93	0	100,0	0	Sem Conexão
-85	-90	0	100,0	0	Sem Conexão
-85	-85	0	100,0	0	Sem Conexão

Tabela 10 – Medidas da simulação LTE com modulação 16QAM no esquema MIMO.

16QAM					
RS EPRE (dBm/15kHz)	AWGN (dBm/15kHz)	MIMO			
		SNR (dB)	BLER (%)	Taxa de dados (Mbit/s)	Conexão LTE
-85	Desabilitado	30,0	0	60	Conectado
-85	-165	30,0	0	60	Conectado
-85	-155	30,0	0	60	Conectado
-85	-145	30,0	0	60	Conectado
-85	-135	30,0	0	60	Conectado
-85	-125	29,4	0	60	Conectado
-85	-120	28,0	0	60	Conectado
-85	-110	20,4	0	60	Conectado
-85	-100	12,4	0	60	Conectado
-85	-95	7,0	0	60	Conectado
-85	-94	6,1	0	60	Conectado
-85	-93	5,1	0	60	Conectado
-85	-92.5	4,8	0,1	60	Conectado
-85	-92,4	4,5	0,8	60	Conectado
-85	-92,3	4,5	3,7	58	Conectado
-85	-92,2	4,3	12,7	53	Conectado
-85	-92,1	4,2	31,6	42	Conectado
-85	-92	4,2	63,0	19	Instável
-85	-93	2,9	100	0	Sem Conexão
-85	-90	2,2	100	0	Sem Conexão
-85	-85	0	100	0	Sem Conexão

Tabela 11 – Medidas da simulação LTE com modulação 16QPSK no esquema SISO.

16QPSK					
RS EPRE (dBm/15kHz)	AWGN (dBm/15kHz)	SISO			
		SNR (dB)	BLER (%)	Taxa de dados (Mbit/s)	Conexão LTE
-85	Desabilitado	30,0	0	15,5	Conectado
-85	-165	30,0	0	15,5	Conectado
-85	-155	30,0	0	15,5	Conectado
-85	-145	30,0	0	15,5	Conectado
-85	-135	30,0	0	15,5	Conectado
-85	-125	30,0	0	15,5	Conectado
-85	-115	28,0	0	15,5	Conectado
-85	-110	24,0	0	15,5	Conectado
-85	-105	20,0	0	15,5	Conectado
-85	-100	15,0	0	15,5	Conectado
-85	-90	5,0	0	15,5	Conectado
-85	-88	3,0	0,1	15,5	Conectado
-85	-87,5	3,0	0,3	15,5	Conectado
-85	-87,4	3,0	1,2	15,5	Conectado
-85	-87,3	2,5	3,5	15,2	Conectado
-85	-87,2	2,5	10,5	14,2	Conectado
-85	-87,1	2,0	27,4	11,3	Conectado
-85	-87	2,0	59	6,4	Instável
-85	-86,9	0	100	0	Sem Conexão
-85	-86,8	0	100	0	Sem Conexão
-85	-86	0	100	0	Sem Conexão
-85	-85	0	100	0	Sem Conexão

Tabela 12 – Medidas da simulação LTE com modulação 16QPSK no esquema MIMO.

16QPSK					
RS EPRE (dBm/15kHz)	AWGN (dBm/15kHz)	MIMO			
		SNR (dB)	BLER (%)	Taxa de dados (Mbit/s)	Conexão LTE
-85	Desabilitado	30,0	0	31	Conectado
-85	-165	30,0	0	31	Conectado
-85	-155	30,0	0	31	Conectado
-85	-145	30,0	0	31	Conectado
-85	-135	30,0	0	31	Conectado
-85	-125	30,0	0	31	Conectado
-85	-115	25,8	0	31	Conectado
-85	-110	21,0	0	31	Conectado
-85	-105	16,8	0	31	Conectado
-85	-100	11,8	0	31	Conectado
-85	-90	1,8	0	31	Conectado
-85	-88	1,0	0	31	Conectado
-85	-87,5	1,0	0	31	Conectado
-85	-87,4	0,8	0	31	Conectado
-85	-87,3	0,7	0	31	Conectado
-85	-87,2	0,6	0	31	Conectado
-85	-87,1	0,5	0	31	Conectado
-85	-87	0,5	13,1	27	Conectado
-85	-86,9	-0,8	36,8	20	Conectado
-85	-86,8	-1	75	8	Instável
-85	-86	0	100	0	Sem Conexão
-85	-85	-2,4	100	0	Sem Conexão

APÊNDICE D – Medidas do Experimento Prático - Parte II

Nesta seção, são apresentadas as medidas dos resultados dos experimentos práticos de simulação LTE do CMWrun em que para cada MCS de 0 a 28 foi variada a SNR de 0 a 30dB, e foi medida a BLER e taxa de dados, para SISO e MIMO.

Tabela 13 - Medidas da simulação LTE do CMWrun – BLER vs SNR para MIMO.

SNR (dB)	BLER					
	MIMO QPSK	MIMO QPSK	MIMO 16-QAM	MIMO 16-QAM	MIMO 64-QAM	MIMO 64-QAM
	MCS = 0	MCS = 9	MCS = 10	MCS = 16	MCS = 17	MCS = 28
0	0	100	100	100	100	100
1	0	100	100	100	100	100
2	0	100	100	100	100	100
3	0	0	72,3	100	100	100
4	0	0	0	100	100	100
5	0	0	0	100	100	100
6	0	0	0	100	100	100
7	0	0	0	100	100	100
8	0	0	0	6,9	100	100
9	0	0	0	0	10,8	100
10	0	0	0	0	0	100
11	0	0	0	0	0	100
12	0	0	0	0	0	100
13	0	0	0	0	0	100
14	0	0	0	0	0	100
15	0	0	0	0	0	100
16	0	0	0	0	0	100
17	0	0	0	0	0	100
18	0	0	0	0	0	100
19	0	0	0	0	0	100
20	0	0	0	0	0	100
21	0	0	0	0	0	100
22	0	0	0	0	0	90,9
23	0	0	0	0	0	89,3
24	0	0	0	0	0	67,5
25	0	0	0	0	0	39,9
26	0	0	0	0	0	24
27	0	0	0	0	0	15,1
28	0	0	0	0	0	7,5
29	0	0	0	0	0	3,9
30	0	0	0	0	0	2,4

Tabela 14 - Medidas da simulação LTE do CMWrun – BLER vs SNR para SISO.

SNR (dB)	BLER					
	SISO QPSK	SISO QPSK	SISO 16-QAM	SISO 16-QAM	SISO 64-QAM	SISO 64-QAM
	MCS = 0	MCS = 9	MCS = 10	MCS = 16	MCS = 17	MCS = 28
0	0,1	100	100	100	100	100
1	0	100	100	100	100	100
2	0	100	100	100	100	100
3	0	99,5	100	100	100	100
4	0	3	99,7	100	100	100
5	0	19,7	27,3	100	100	100
6	0	0,4	9,3	100	100	100
7	0	0	4,3	100	100	100
8	0	0	0,3	100	100	100
9	0	0	0	96,5	100	100
10	0	0	0	37,2	42,3	100
11	0	0	0	0	0	100
12	0	0	0	0	0	100
13	0	0	0	0	0	100
14	0	0	0	0	0	100
15	0	0	0	0	0	100
16	0	0	0	0	0	100
17	0	0	0	0	0	100
18	0	0	0	0	0	100
19	0	0	0	0	0	100
20	0	0	0	0	0	52,4
21	0	0	0	0	0	14,9
22	0	0	0	0	0	8,2
23	0	0	0	0	0	3
24	0	0	0	0	0	1,3
25	0	0	0	0	0	0,2
26	0	0	0	0	0	0,3
27	0	0	0	0	0	0,1
28	0	0	0	0	0	0
29	0	0	0	0	0	0
30	0	0	0	0	0	0

Tabela 15 - Medidas da simulação LTE do CMWrun – BLER vs taxa de dados para MIMO.

SNR (dB)	Throughput (Mbit/s)					
	MIMO QPSK	MIMO QPSK	MIMO 16-QAM	MIMO 16-QAM	MIMO 64-QAM	MIMO 64-QAM
	MCS = 0	MCS = 9	MCS = 10	MCS = 16	MCS = 17	MCS = 28
0	5,56	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
1	5,56	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
2	5,56	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
3	5,56	31,56	7,55	0,00	0,00	0,00
4	5,56	31,56	31,56	0,00	0,00	0,00
5	5,56	31,56	31,56	0,00	0,00	0,00
6	5,56	31,56	31,56	0,00	0,00	0,00
7	5,56	31,56	31,56	0,00	0,00	0,00
8	5,56	31,56	31,56	54,93	0,00	0,00
9	5,56	31,56	31,56	60,90	56,92	0,00
10	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
11	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
12	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
13	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
14	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
15	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
16	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
17	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
18	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
19	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
20	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
21	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	0,00
22	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	11,59
23	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	14,83
24	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	40,00
25	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	87,56
26	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	107,69
27	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	122,92
28	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	128,49
29	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	134,52
30	5,56	31,56	31,56	60,90	60,90	139,05

Tabela 16 - Medidas da simulação LTE do CMWrun – BLER vs taxa de dados para SISO.

SNR (dB)	Throughput (Mbit/s)					
	SISO QPSK	SISO QPSK	SISO 16-QAM	SISO 16-QAM	SISO 64-QAM	SISO 64-QAM
	MCS = 0	MCS = 9	MCS = 10	MCS = 16	MCS = 17	MCS = 28
0	2,77	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
1	2,79	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
2	2,79	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
3	2,79	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
4	2,79	17,35	0,00	0,00	0,00	0,00
5	2,79	15,07	14,84	0,00	0,00	0,00
6	2,79	15,78	15,09	0,00	0,00	0,00
7	2,79	15,78	14,90	0,00	0,00	0,00
8	2,79	15,78	15,77	0,00	0,00	0,00
9	2,79	15,78	15,78	25,79	0,00	0,00
10	2,79	15,78	15,78	30,45	18,18	0,00
11	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	0,00
12	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	0,00
13	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	0,00
14	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	0,00
15	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	0,00
16	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	0,00
17	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	0,00
18	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	0,00
19	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	0,00
20	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	46,91
21	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	63,95
22	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	68,92
23	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	73,29
24	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	73,97
25	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	74,72
26	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	74,72
27	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	74,95
28	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	74,95
29	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	74,95
30	2,79	15,78	15,78	30,45	30,45	74,95