

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA  
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

MICHEL DA SILVA FIUZA

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS DETECTORES V-BLAST/MMSE E  
V-BLAST/ZF PARA MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL EM SISTEMAS DE  
COMUNICAÇÃO SEM FIO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CAMPO MOURÃO

2018

MICHEL DA SILVA FIUZA

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS DETECTORES V-BLAST/MMSE E  
V-BLAST/ZF PARA MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL EM SISTEMAS DE  
COMUNICAÇÃO SEM FIO**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2 (TCC 2), do Curso Superior de Engenharia Eletrônica do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico.

Orientador: Prof. Me. Osmar Tormena Junior

CAMPO MOURÃO

2018



Ministério da Educação  
**Universidade Tecnológica Federal do Paraná**  
Campus Campo Mourão  
Coordenação do Curso de Engenharia Eletrônica

---

**TERMO DE APROVAÇÃO**  
**DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO INTITULADO**

Análise de Desempenho dos Detectores V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF  
para Multiplexação Espacial em Sistemas de Comunicação Sem Fio

por

Michel da Silva Fiuza

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no dia 21 de novembro de 2018 ao Curso Superior de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Campo Mourão. O Candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

---

Prof. Me. Lucas Ricken Garcia  
(UTFPR)

---

Prof. Dr. Marcio Rodrigues da Cunha  
(UTFPR)

---

Prof. Me. Osmar Tormena Junior  
(UTFPR)  
Orientador

A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente, a Deus Todo-Poderoso, criador e mantenedor do universo, pelo dom da vida, por me transmitir força, foco e fé, que me acompanharam ao longo desses anos e que não me permitiram desistir.

Aos meus pais, Marizete Vieira da Silva Gonçalves e Francisco Gonçalves Fiuza, que me dão amor e suporte em todos os momentos, pela paciência, incentivo, apoio, confiança e compreensão, que foram primordiais durante meu vestibular e graduação.

A minha amada irmã, Monique da Silva Gonçalves, pelos conselhos, por sempre me incentivar e apoiar nos estudos.

Ao meu primo, Salomão Almeida, que tem o coração muito bom, pela ajuda prestada e confiança.

A todos os professores que contribuíram com a minha trajetória acadêmica, especialmente ao Prof. Me. Osmar Tormena Junior, pela dedicação do seu tempo, sua paciência e orientação neste trabalho e ao Prof. Me. Reginaldo Nunes de Souza por me apresentar a área de estudo deste trabalho e por toda ajuda prestada.

Por fim, agradeço a todos meus colegas e amigos que contribuíram diretamente ou indiretamente para conclusão deste trabalho.

## RESUMO

FIUZA, Michel da Silva. ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS DETECTORES V-BLAST/MMSE E V-BLAST/ZF PARA MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO. 70 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão, 2018.

Este trabalho avaliou-se o desempenho, em termos de taxa de erro de *bit* (BER - *Bit Error Rate*) versus a relação Sinal/Ruído (SNR - *Signal to Noise Ratio*), dos detectores de arquitetura V-BLAST combinado com os detectores forçagem a zero (ZF - *Zero Forcing*) e mínimo erro quadrático médio (MMSE - *Minimum Mean Square Error*), utilizando a técnica de multiplexação espacial em sistemas de comunicação sem fio. O canal de comunicação é considerado com desvanecimento Rayleigh plano e ruído gaussiano branco aditivo (AWGN). As análises do desempenho dos detectores foram realizadas por simulações computacionais Monte Carlo, estabelecendo comparações entre os detectores. Em seguida, foram obtidos os resultados dos detectores V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF para as modulações BPSK (2x2), QPSK (2x2), QPSK (4x4) e 8-QAM (2x2). Os resultados mostraram que o detector de estrutura V-BLAST/MMSE obteve melhor desempenho em todas as situações.

**Palavras-chave:** Comunicação sem fio, Sistemas MIMO, Comunicações móveis, Performance.

## ABSTRACT

FIUZA, Michel da Silva. PERFORMANCE ANALYSIS OF V-BLAST/MMSE AND V-BLAST/ZF DETECTORS FOR SPATIAL MULTIPLEXING IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS. 70 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão, 2018.

This work the performance was evaluated, in terms of bit error rate (BER) versus the Signal-to-Noise ratio (SNR), of the V-BLAST architecture detectors combined with zero forcing (ZF) and minimum mean square error (MMSE), using the spatial multiplexing technique in wireless communication systems. The communication channel is considered to have flat Rayleigh fading and Additive White Gaussian Noise (AWGN). The detector performance analyzes were performed by Monte Carlo computational simulations, establishing comparisons between the detectors. Then, the results of the V-BLAST/MMSE and V-BLAST/ZF detectors are obtained for the BPSK (2x2), QPSK (2x2), QPSK (4x4) and 8-QAM (2x2) modulations. The results showed that the V-BLAST / MMSE frame detector obtained better performance in all situations.

**Keywords:** Wireless Communication, Systems MIMO, Mobile Communications, Performance.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1	– Diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicação digital.	15
FIGURA 2.2	– Propagação do sinal com linha de visada direta (LOS) e sem linha de visada (NLOS).	17
FIGURA 2.3	– Desvanecimento em pequena e larga escala.	18
FIGURA 2.4	– Exemplo de canal com desvanecimento Rayleigh.	19
FIGURA 2.5	– Função densidade de probabilidade da distribuição de Rayleigh.	20
FIGURA 2.6	– Sistemas SISO, MISO, SIMO e MIMO.	22
FIGURA 2.7	– Modelo topológico genérico e simplificado de um sistema MIMO.	23
FIGURA 2.8	– Diagrama de blocos do esquema de funcionamento da arquitetura D-BLAST.	27
FIGURA 2.9	– Diagrama de funcionamento da transmissão D-BLAST.	28
FIGURA 2.10	– Arquitetura da tecnologia V-BLAST.	29
FIGURA 2.11	– Diagrama de um detector SIC.	33
FIGURA 3.1	– Constelação BPSK para mapeamento gray.	39
FIGURA 3.2	– Constelação QPSK para mapeamento gray.	39
FIGURA 3.3	– Constelação 8-QAM para mapeamento gray.	39
FIGURA 3.4	– Diagrama de blocos da primeira etapa de implementação do sistema.	41
FIGURA 3.5	– Diagrama de blocos da segunda etapa de implementação do sistema.	42
FIGURA 3.6	– Diagrama de blocos do processo de detecção V-BLAST.	43
FIGURA 4.1	– Detectores V-BLAST/ZF e V-BLAST/MMSE para BPSK (2x2) e $r = 2$ [bits/s/Hz].	44
FIGURA 4.2	– Detectores para modulação BPSK (2x2).	45
FIGURA 4.3	– Detectores V-BLAST/ZF e V-BLAST/MMSE para QPSK (2x2) e $r = 4$ [bits/s/Hz].	46
FIGURA 4.4	– Detectores V-BLAST/ZF e V-BLAST/MMSE para QPSK (2x2).	46
FIGURA 4.5	– Detectores V-BLAST/ZF e V-BLAST/MMSE para QPSK (4x4) e $r = 8$ [bits/s/Hz].	47
FIGURA 4.6	– Detectores V-BLAST/ZF e V-BLAST/MMSE para 8-QAM (2x2) e $r = 6$ [bits/s/Hz].	48
FIGURA 4.7	– Detector V-BLAST/MMSE para 8-QAM (2x2).	48
FIGURA 4.8	– Detector V-BLAST/ZF para BPSK (2x2), QPSK (2x2), QPSK (4x4) e 8-QAM (2x2).	49
FIGURA 4.9	– Detector V-BLAST/MMSE para BPSK (2x2), QPSK (2x2), QPSK (4x4) e 8-QAM (2x2).	50

## LISTA DE TABELAS

TABELA 3.1 – Dados sobre as modulações. ....	38
--	----



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>9</b>
1.1	TEMA	9
1.1.1	Delimitação do tema	9
1.2	PROBLEMA E PREMISAS	10
1.3	OBJETIVOS	10
1.3.1	Objetivo Geral	10
1.3.2	Objetivos Específicos	11
1.4	JUSTIFICATIVA	11
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO	12
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>14</b>
2.1	A COMUNICAÇÃO SEM FIO	14
2.2	SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO	16
2.2.1	Canal de Propagação Sem Fio	16
2.3	DIVERSIDADE	20
2.3.1	Tipos de diversidades	21
2.3.1.1	Configurações de sistemas de comunicações sem fio que oferecem diversidade	21
2.4	TECNOLOGIA MIMO	23
2.4.1	Modelo do canal	23
2.5	MUTIPLEXAÇÃO ESPACIAL	26
2.5.1	Arquitetura BLAST	27
2.6	ARQUITETURA V-BLAST	28
2.6.1	Transmissão	29
2.6.2	Detecção	30
2.6.2.1	Detector de Forçamento a Zero - ZF	31
2.6.2.2	Detector de Mínimo Erro Quadrático Médio - MMSE	32
2.6.2.3	Detector de Cancelamento de Interferência Sucessivo - SIC	33
2.6.2.4	Detector de Cancelamento de Interferência Sucessivo Ordenado - OSIC	34
2.6.3	Etapas de um detector com arquitetura V-BLAST	34
2.6.3.1	Algoritmo do detector V-BLAST/ZF	36
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b>	<b>37</b>
3.1	CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO	37
3.2	PROCESSO DE SIMULAÇÃO	37
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>44</b>
4.1	DETECTOR V-BLAST	44
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS</b>	<b>51</b>
	REFERÊNCIAS	53
	Apêndice A – ALGORITMOS IMPLEMENTADOS	57

## 1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo apresenta-se o tema do trabalho e a delimitação deste, bem como outros elementos compostos por: problemas e premissas, objetivos, justificativa e estrutura do trabalho.

### 1.1 TEMA

O tema de estudo é a técnica de multiplexação espacial em sistemas de comunicações sem fio combinada com os detectores clássicos forçagem a zero (ZF - *Zero Forcing*), mínimo erro quadrático médio (MMSE - *Minimum Mean Square Error*) e V-BLAST (*Vertical Bell Labs Layered Space-Time*).

#### 1.1.1 DELIMITAÇÃO DO TEMA

Entre as novas tecnologias disponíveis na literatura, nas quais implementam um sistema de comunicação sem fio, a MIMO (*Multiple-Input, Multiple-Output*) desenvolvida pelos laboratórios Bell na década 90 se destaca. A tecnologia MIMO é uma técnica que consiste na utilização de várias antenas transmissoras e receptoras nos sistemas de comunicação sem fio e, devido a isso, é capaz de oferecer vantagens, tais como o aumento da robustez e da taxa de transmissão através da técnica de diversidade espacial e multiplexação espacial, respectivamente (GUANAIS, 2013; KESSLER, 2011).

Desta forma, o presente trabalho engloba o estudo dos principais conceitos, características e princípios básicos de funcionamento que envolvem os sistemas de comunicações sem fio com tecnologia MIMO. No entanto, será enfatizado o estudo da técnica de multiplexação espacial e, portanto, esta será apresentada de forma mais detalhada. Além disso, será realizado a implementação de dois processadores digitais de sinais na antena receptora, através dos algoritmos de estrutura V-BLAST combinado com o detector ZF e outro V-BLAST combinado com o detector MMSE. O canal de propagação do espectro é considerado com ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) e com desvanecimento Rayleigh plano. A implementação deste sistema será realizada através do software MATLAB (*MATrix LABoratory*).

## 1.2 PROBLEMA E PREMISSAS

Com o avanço da tecnologia nas últimas décadas, os sistemas de comunicações sem fio estão em constante desenvolvimento e cada vez mais presentes nos dispositivos e computadores móveis modernos como, por exemplo, os sistemas de telefonia celular, telefone sem fio, GPS, Bluetooth, entre outros (ALMEIDA, 2008; GOLDSMITH, 2005).

Os sistemas de comunicações sem fio são atrativos devido a sua mobilidade, no entanto, o problema é que as altas taxas de transmissão de dados e a confiabilidade alcançada pelos sistemas de comunicações cabeadas parecem ainda difíceis de serem igualadas aos sistemas sem fio (ARAGON, 2006). De acordo com Aragon (2006) e Fernandes (2011), a exigência por taxas de transmissão cada vez maiores, mantendo uma qualidade de serviço na transmissão e recepção dos dados, é um desafio que envolve diversos problemas.

Segundo Aragon (2006) e Oliveira (2008), a dificuldade está na transmissão dos sinais através do canal sem fio, por ser pouco amigável, pois o canal sem fio degrada mais severamente o sinal do que o canal cabeado, devido a um fenômeno chamado de desvanecimento (ou *fading*, em inglês) do sinal, no qual, de acordo com Almeida (2008), está associado ao movimento do receptor ou à presença de objetos presentes no canal de rádio e ao multipercurso. Assim sendo, o aumento da largura de banda do espectro não é uma solução praticável para resolver tal problema por ser um recurso escasso e, portanto, caro; e o aumento da potência na transmissão do sinal não é permitido pelos órgãos regulamentadores com a finalidade de evitar riscos para a saúde (STUDER, 2009).

Desta maneira, o problema envolvido nas comunicações sem fio é projetar sistemas que ofereçam taxas de transmissão de dados cada vez maiores e que proporcionem qualidade de serviço (QoS - *Quality of Service*) aos usuários, ou seja, menor taxa de erro de *bit* (BER - *Bit Error Rate*) sem o aumento da potência ou largura de banda do espectro de transmissão (VIEIRA, 2005).

## 1.3 OBJETIVOS

Nesta seção serão apresentados o objetivo geral e objetivos específicos deste trabalho.

### 1.3.1 Objetivo Geral

A proposta do trabalho é desenvolver uma análise do desempenho em termos de BER por SNR da técnica de multiplexação espacial em um sistema de comunicação sem fio MIMO

com algoritmos de processamento de sinais no detector de estrutura V-BLAST combinado com os detectores lineares dos tipos ZF e MMSE.

### 1.3.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos são compostos pelos seguintes tópicos:

- Analisar a técnica de multiplexação espacial com utilização do detector não linear de estrutura V-BLAST combinado com os detectores lineares ZF e MMSE, no qual ambos serão implementados nas antenas receptoras com ruído AWGN e um canal com desvanecimento Rayleigh plano;
- Implementar e simular na plataforma MATLAB a técnica da multiplexação espacial com a utilização de um processamento de dados baseado na arquitetura V-BLAST em conjunto com os detectores lineares ZF e MMSE;
- Discutir os resultados dos desempenhos dos sistemas simulados através dos gráficos obtidos via MATLAB.

## 1.4 JUSTIFICATIVA

Os serviços de comunicação sem fio aumentaram significativamente nos últimos anos por proporcionar algumas vantagens importantes em relação aos sistemas de comunicação cabeadas como conveniência, mobilidade e disponibilidade, ou seja, as pessoas podem se comunicar em diferentes locais como florestas, montanhas, pântanos, entre outros lugares, no qual a comunicação cabeada não pode ser inserida, devido aos acidentes geográficos, a ponto de ser financeiramente inviável (TANENBAUM, 2003; FERNANDES, 2011).

Segundo Hackbarth (2012), outra vantagem importante dos sistemas sem fio a salientar, é a praticidade de implementação e alcance de distâncias, onde uma instalação de um sistema de comunicação cabeado pode ser excessivamente complexa de ser implementada devido as limitações físicas. Com isso, é possível notar a importância dos sistemas de comunicação sem fio na sociedade moderna, no qual tem aplicações em diversas áreas como, por exemplo, de acordo com Tanenbaum (2003), na polícia, marinha, exército e no governo.

Diante desta realidade, devido ao grande crescimento mundial pelos serviços de comunicações sem fio, onde se espera ter a capacidade de oferecer aos usuários, serviços de multimídia com taxas de transmissão e qualidade de serviço cada vez maiores (CALDAS, 2012;

FERNANDES, 2011) tornando, assim, segundo Bortolosso (2010), bastante conveniente o estudo de como se tornar viável este resultado, ou seja, é necessário estudar as várias técnicas disponíveis na literatura, no qual podem ser combinadas de diferentes maneiras, afim de se obter maiores taxas de dados com menor BER possível.

A tecnologia MIMO tem sido bastante utilizada e vista como muito promissora. Análises de desempenho teórico prometem enormes ganhos de capacidade para os sistemas de comunicação sem fio. No entanto, várias técnicas MIMO ainda não foram suficientemente testadas sob condições reais de propagação e, por conseguinte, a sua integração em aplicações reais pode estar ainda em sua infância. Tais sistemas MIMO tornaram-se objetos de muitas pesquisas, pois oferecem alternativas interessantes para os desafios de otimização do espectro eletromagnético através de técnicas como ganho de arranjo, diversidade espacial e multiplexação espacial (ALMERS et al., 2007; KESSLER, 2011; LUIZ, 2012).

Entre estas três técnicas, a de multiplexação espacial torna-se uma escolha apropriada para a implementação, pois, de acordo com Toledo e Wang (2006), esta oferece altas taxas de transmissão sem aumento da largura de banda ou potência do sinal, onde as diferentes antenas são utilizadas para transmitir, simultaneamente, diferentes símbolos de informação codificados.

Entretanto, é necessário utilizar detectores apropriados afim de anular o desvanecimento e as interferências causadas entre os canais de transmissão. Uma tecnologia de detectores bastante disseminada na literatura da técnica de multiplexação espacial é conhecida por BLAST (*Bell Labs Layered Space-Time*), onde o detector de estrutura V-BLAST se destaca entre os demais disponíveis na literatura por alcançar alta eficiência espectral (FOSCHINI, 1996; WOLNIANSKY et al., 1998).

Os detectores de estrutura V-BLAST mais implementáveis na prática são os métodos de detectores lineares, conhecidos como forçagem a zero (ZF) e mínimo erro quadrático médio (MMSE) combinados com os detectores não lineares, conhecidos como cancelamento de interferência sucessivo (SIC - *Successive Interference Cancellation*) e cancelamento de interferência sucessivo ordenado (OSIC - *Ordered Successive Interference Cancellation*) (CALDAS, 2012; WOLNIANSKY et al., 1998).

## 1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho se divide em 4 capítulos:

Capítulo 1 – Introdução: apresentação do tema, bem como sua delimitação e outros elementos como: problemas e premissas, objetivo geral, objetivos específicos, justificativa e

estrutura do trabalho.

Capítulo 2 – Fundamentação teórica: neste capítulo é feito o aprofundamento da revisão bibliográfica para que seja possível estruturar matematicamente o sistema de comunicação sem fio. Assim, é possível melhorar o entendimento do funcionamento do sistema para que seja feita sua simulação e as análises dos resultados obtidos.

Capítulo 3 - Metodologia: descrição da metodologia aplicada para obtenção dos resultados.

Capítulo 4 – Resultados: apresentação dos resultados BERxSNR da implementação do sistema V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF proposto. Além disso, é realizado as devidas análises de desempenho.

Capítulo 5 - Conclusão e Perspectivas: conclusão final do trabalho e perspectivas para trabalhos futuros.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo é realizada uma breve contextualização à comunicação sem fio, são descritos os conceitos de sistemas de canais MIMO e a técnica de multiplexação espacial. Por fim, são abordados os tipos de detectores da multiplexação espacial.

A notação desse trabalho se dá: símbolos minúsculos em negrito representam vetores e maiúsculos em negrito representam matrizes. Símbolos em itálico representam valores escalares. As notações  $(\cdot)^{-1}$ ,  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$ ,  $\|\cdot\|$  e  $|\cdot|$  representam o operador de: matriz inversa, transposta, hermitiano, norma euclidiana e valor absoluto de uma matriz ou vetor, respectivamente.

### 2.1 A COMUNICAÇÃO SEM FIO

De acordo com Medeiros (2007), o termo comunicações sem fio também é conhecido na literatura por rádio ou *wireless*, em inglês. A motivação por parte dos cientistas, inventores e estudiosos a buscarem por novas formas de comunicação, como a sem fio, começou a surgir após a invenção do telefone com fio por Alexander Graham Bell (1847 – 1922) em 1875. Muitos autores contribuíram para alcançar um notável desenvolvimento das telecomunicações que conhecemos hoje, dentre alguns pode-se citar:

Hans Christian Oersted (1777–1851) físico e químico dinamarquês, responsável pela descoberta da relação entre eletricidade e magnetismo (CRISPINO et al., 2016).

Michael Faraday (1791–1867) físico e químico britânico, verificou através de seus experimentos, que o espaço ao redor de um corpo carregado é preenchido com linhas de força, conhecido como campo elétrico (SILVA, 2011a).

Em 1864 James Clerk Maxwell (1831–1879) publicou teorias sobre uma forma completamente nova de se pensar sobre a eletricidade e magnetismo, descrevendo equações matemáticas prevendo a existência de ondas eletromagnéticas. No entanto, suas teorias nunca foram colocadas em práticas para validar suas teorias (CICHON; WIESBECK, 1995).

Heinrich Roldolph Hertz (1857–1894) físico e professor, nascido na Alemanha, provou

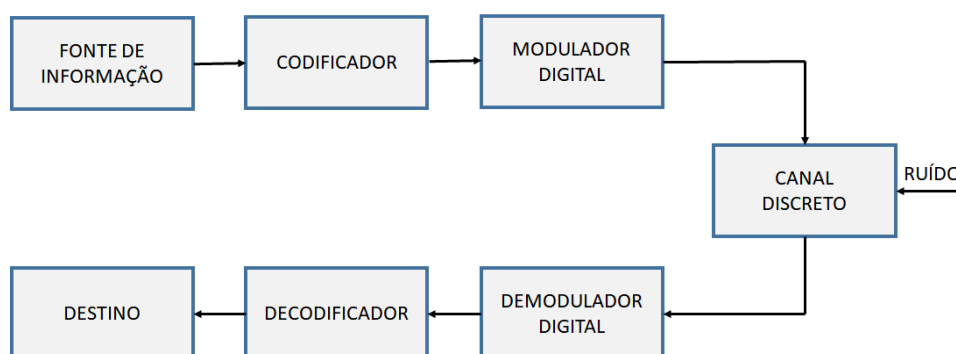
a teoria da existência de ondas eletromagnéticas (onde nomeou de ondas hertzianas) prevista por James Clerk Maxwell e a natureza delas. Suas descobertas foram importantes para o desenvolvimento da comunicação sem fio no futuro (D'AGOSTINO, 2001).

No Brasil, o padre Roberto Landell de Moura (1861–1968) nascido na cidade de Porto Alegre, Rio Grande do Sul, cursou física e química na Universidade Gregoriana, em Roma. Em 1892, Landell de Moura construiu o primeiro transmissor sem fio para transmissão de mensagens (MEDEIROS, 2007).

Marchese Guglielmo Marconi (1874–1937) italiano, engenheiro e físico, realizou os primeiros experimentos que obteve êxito na transmissão de sinais sem fio através do telégrafo. Em 1897, conseguiu enviar sinais a 12 milhas de distância. Marconi recebeu o prêmio Nobel da Física em 1909 e é considerado o inventor do rádio (MEDEIROS, 2007).

De acordo com Medeiros (2007), os primeiros sistemas de rádio transmitiam sinais analógicos. Atualmente, a maioria dos sistemas de comunicação sem fio são digitais, no qual são compostos de pulsos elétricos binários, ou seja, são *bits* 0 ou 1 obtidos a partir de um sinal de dados. Segundo Machado (2012), um sistema de comunicação digital tem como objetivo transferir dados a partir de uma fonte de informação para o destinatário de maneira confiável, permitindo que a mensagem chegue ao destino de forma fiel à informação original. Na Figura 2.1 a seguir é ilustrado o diagrama de blocos simplificado com os componentes básicos de um sistema de comunicação digital.

**Figura 2.1: Diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicação digital.**



**Fonte: Adaptado de Machado (2012).**

Na Figura 2.1 acima, cada bloco representa uma componente com funções específicas que compõe um sistema de comunicação digital. De acordo com Machado (2012), tais funções são descritas da seguinte maneira:

A fonte de informação tem o papel de gerar os símbolos de dados (geralmente binários)



para serem transmitidos. Depois disso, a sequência de informação contém (em muitos casos) redundância e, com isso, o codificador é utilizado com objetivo de deixar a informação confiável. Na sequência, o modulador digital tem a função de converter os símbolos digitais em ondas analógicas para ser transmitida.

Posteriormente, tem-se o canal de comunicação, que é o meio de transmissão usado para enviar o sinal de dados ao receptor como, por exemplo, o canal sem fio (espaço livre ou ar), o par de fios traçados, a fibra óptica e o cabo coaxial. Os sinais, ao percorrerem os percursos pelo canal, sofrem degenerações, seja devido algum ruído, interferência ou distorção. Por fim, o sinal chega ao receptor composto pelo demodulador digital que converte a sequência de formas de ondas corrompidas em uma sequência de *bits* que pode levar ao surgimento de *bits* errôneos devido à degradação do sinal durante a propagação no canal. A função do decodificador é justamente corrigir os possíveis erros com objetivo de recuperar a sequência de *bits* original.

No decorrer dos anos, com os avanços da tecnologia das telecomunicações, tem-se notado um crescimento por dispositivos e computadores móveis que utilizam a comunicação sem fio. O rádio revolucionou drasticamente a vida das pessoas nas últimas décadas, passando a ser realidade do cotidiano e atividades das pessoas, como também uma força de trabalho para o desenvolvimento social e econômico (ZHAO, 2010). Alguns exemplos de dispositivos que utilizam a tecnologia de comunicação sem fio e estão presentes na vida diária das pessoas são: celular, telefone sem fio, GPS, rádio, entre outros (GOLDSMITH, 2005), proporcionando, assim, comodidade e mobilidade aos usuários.

## 2.2 SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO

Nesta seção serão apresentados os principais conceitos e características do canal de propagação dos sistemas de comunicação sem fio.

### 2.2.1 Canal de Propagação Sem Fio

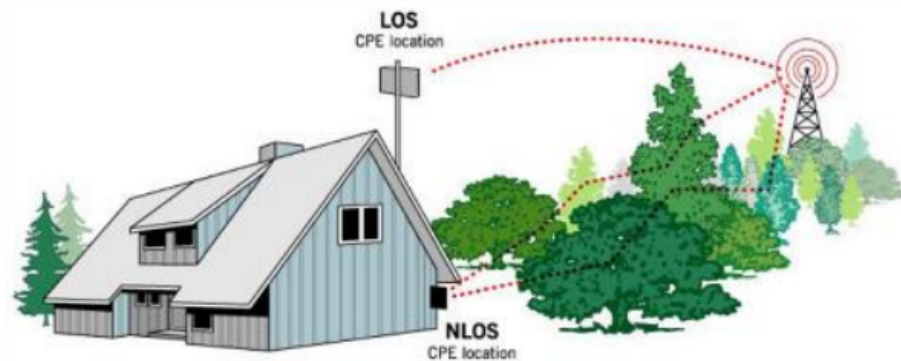
Em um sistema de comunicação sem fio o canal rádio, ou meio físico de propagação do sinal de informação a ser transmitido, é o próprio espaço livre (ar). Assim sendo, as limitações do desempenho nos sistemas de comunicação *wireless* são impostas pelo canal rádio em função das suas próprias características e, por conta disso, torna-se difícil a implementação de sistemas de comunicações sem fio confiáveis e com altas taxas de transmissões de dados, ou seja, o agente relacionado ao problema da capacidade de transmissão e a QoS é o próprio meio de propagação do sinal, o canal rádio (RAPPAPORT et al., 1996). Portanto, se torna uma tarefa

desafiadora projetar sistemas de comunicação rádio que visam o aumento da capacidade de transmissão e a QoS ao mesmo tempo sem que haja aumento na largura de banda ou potência do sinal (STUDER, 2009).

Segundo Studer (2009), o aumento da largura de banda não é uma solução praticável devido a sua inviabilidade econômica, pois trata-se de um recurso que se tornou extremamente escasso e, conseqüentemente, caro. O aumento da potência do sinal na antena transmissora também não é praticável, pois a tolerância de potência máxima de operação dos sistemas são regulamentadas, a fim de evitar riscos para a saúde.

O percurso entre a antena transmissora e a antena receptora pode variar desde uma simples transmissão com visada direta (LOS - *Line-of-Sight*) e aquela que não se tem linha de visada (NLOS - *Non-Line-of-Sight*). Para que o sinal sofra menor degradação durante a transmissão, é necessário um canal livre de obstáculos, onde o transmissor possua uma linha de visada direta (LOS). No entanto, ambientes com linha de visada direta são extremamente raros, pois a maioria dos sistemas de comunicações sem fio operam em áreas urbanas onde o sinal transmitido pode ser severamente obstruído por árvores, prédios, montanhas, entre outros objetos. A Figura 2.2 abaixo ilustra de maneira clara as diferenças entre LOS e NLOS.

**Figura 2.2: Propagação do sinal com linha de visada direta (LOS) e sem linha de visada (NLOS).**



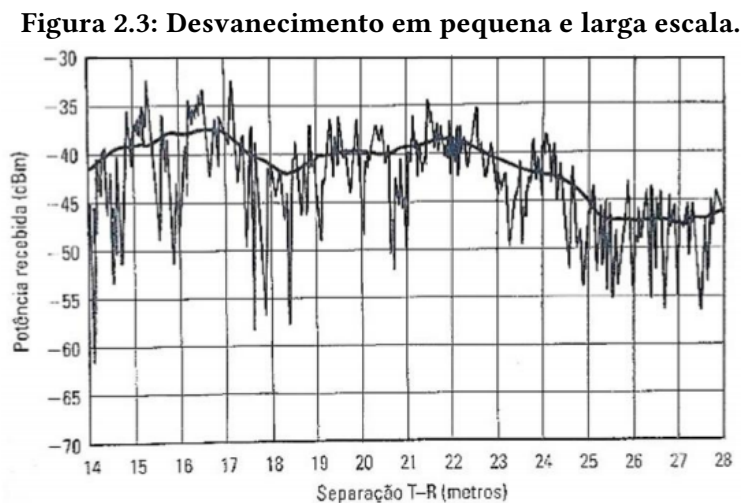
**Fonte: Ramos (2011).**

Assim, diferentemente dos sistemas de comunicação cabeada, os canais de rádio são extremamente aleatórios e de difícil análise (GUERRA, 2012). Portanto, de acordo com Rappaport et al. (1996), a modelagem de um canal sem fio tem sido, historicamente, uma das tarefas mais difíceis, sendo esta realizada através de meios estatísticos que tomam como base medidas especificamente elaboradas para um determinado sistema de comunicação ou alocação de espectro. Basicamente, no que diz respeito aos problemas enfrentados na propagação do espectro eletromagnético em um canal sem fio, pode-se destacar os fenômenos de desvanecimento em larga e pequena escala.

Os principais efeitos do desvanecimento em larga escala são representados pela perda de intensidade da potência média do sinal no espaço livre, pelo sombreamento causado pela obstrução do sinal causado devido aos objetos e/ou acidentes geográficos (montanhas, prédios, árvores) e também pela movimentação do receptor, isto para grandes distâncias de separação entre o transmissor e o receptor. Em ambientes urbanos, a perda de potência do sinal passa a ser ainda mais acentuada à medida que a distância entre o transmissor e receptor aumenta (RAPPAPORT et al., 1996).

Ainda segundo Rappaport et al. (1996), o desvanecimento em pequena escala é o nome dado para descrever o fenômeno das bruscas flutuações das amplitudes, fases ou atrasos em um curto intervalo de tempo ou curta distância entre a antena transmissora e receptora, que ocorre devido aos múltiplos caminhos possíveis de propagação que o sinal de rádio transmitido pode ter. A Figura 2.3 ilustra graficamente os dois tipos de desvanecimentos.

É possível observar na Figura 2.3 as bruscas variações da potência média do sinal para pequenas distâncias de separação entre o transmissor e o receptor no desvanecimento em pequena escala, enquanto o sinal médio local atenua bem mais devagar com o aumento da distância no desvanecimento em larga escala.



**Fonte: Rappaport et al. (1996).**

Neste trabalho será considerado apenas o desvanecimento em pequena escala no canal de rádio, pois a consideração deste se faz necessária em projetos de sistemas de comunicações radio móveis confiáveis e eficientes, no qual é o foco do projeto, enquanto que o desvanecimento em larga escala está mais relacionado a assuntos de dimensionamento da célula e posicionamento das antenas transmissoras. Assim sendo, na modelagem do canal de rádio, onde será apresentado na subseção (2.4.1), considerada-se apenas o desvanecimento em pequena escala

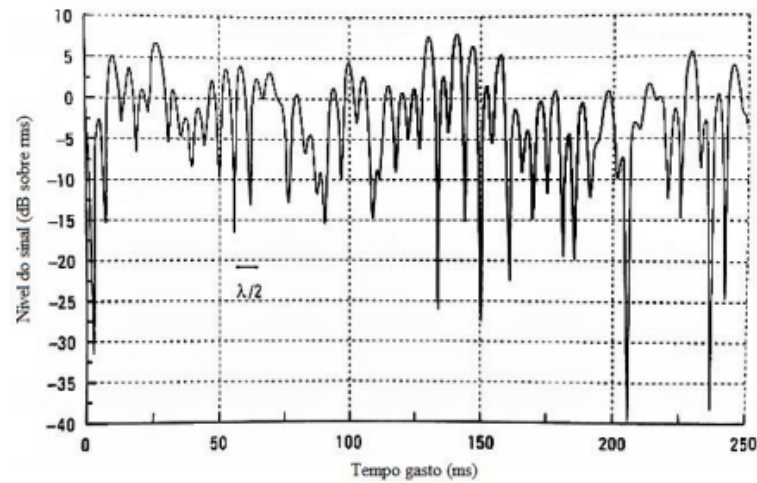
e sem linha de visada. Além disso, o canal é composto por coeficientes de desvanecimento aleatórios que obedece a distribuição estatística de Rayleigh. Portanto, a envoltória do sinal recebido na antena receptora é descrita, estatisticamente, através da distribuição estatística de Rayleigh (MACHADO, 2012; OLIVEIRA, 2008). Na Figura 2.4 abaixo é ilustrado graficamente um exemplo de desvanecimento Rayleigh, onde a potência de um sinal transmitido a 900 MHz é recebida em um receptor movendo-se com uma velocidade de 120 km/h (RAPPAPORT et al., 1996).

De acordo com Proakis (1995), para um caso particular onde se tem apenas dois sinais, o modelo tem a seguinte forma:

$$R = X_1 + jX_2 = |R|e^{j\phi} \quad (2.1)$$

onde  $X_1$  e  $X_2$  são variáveis aleatórias gaussianas independentes e identicamente distribuídas independente e identicamente distribuída (i.i.d.) de dois sinais e  $\phi$  é a fase.

**Figura 2.4: Exemplo de canal com desvanecimento Rayleigh.**



**Fonte: Rappaport et al. (1996).**

Desta maneira, a variável aleatória complexa de Rayleigh, denotada por  $R$ , pode ser descrita como:

$$R = \sqrt{\sum_{i=1}^N X_i^2} \quad (2.2)$$

onde  $X_i$ , tal que  $i = 1, 2, \dots, N$ , são as variáveis aleatórias gaussianas i.i.d. de  $N$  sinais, no qual todas possuem média zero e variância  $\sigma^2$ .

Para o caso específico de dois sinais, temos  $N = 2$ , assim, obtém (PROAKIS, 1995):

$$R = \sqrt{X_1^2 + X_2^2} \quad (2.3)$$

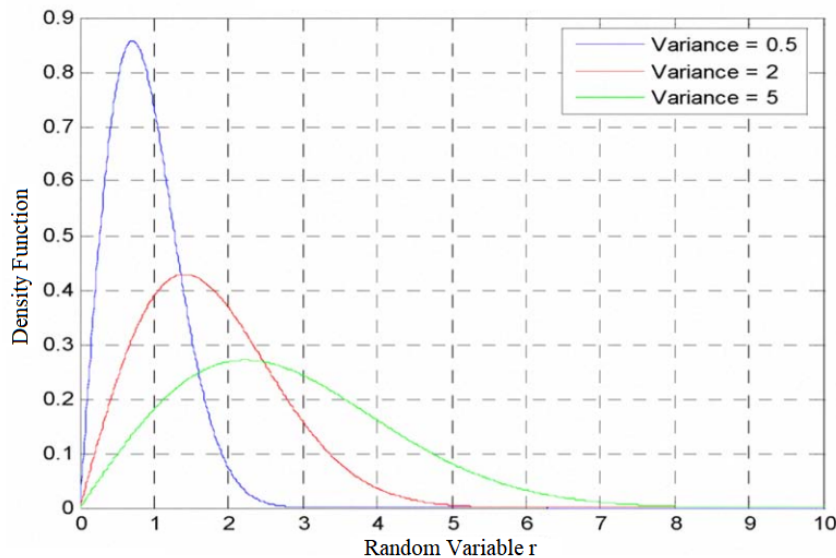
A função densidade de probabilidade (PDF - *Probability Density Function*) de Rayleigh e a função de distribuição cumulativa (CDF - *Cumulative Distribution Function*), o qual caracteriza a intensidade do sinal recebido, pelo canal com desvanecimento são dados, respectivamente, pelas equações (2.4) e (2.5) (MACHADO, 2012; PROAKIS, 1995):

$$p_R(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & 0 \leq r < \infty \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

$$F_R(r) = \int_0^r \frac{u}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-u^2}{2\sigma^2}\right) du = 1 - \exp\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right), \quad r \leq 0 \quad (2.5)$$

A Figura 2.5 mostra o gráfico da pdf da distribuição de Rayleigh.

**Figura 2.5: Função densidade de probabilidade da distribuição de Rayleigh.**



**Fonte: Vikas e Deepak (2009).**

As técnicas de diversidade, que serão apresentadas na seção (2.3), são muito utilizadas para combater os efeitos do desvanecimento multipercorso (OSORIO et al., 1998).

### 2.3 DIVERSIDADE

A diversidade é uma técnica que consiste na transmissão de várias réplicas de um sinal, no qual se propagam sobre um ambiente sem fio com multipercorso e, por isso, chegam

ao receptor com diferentes atenuações devido aos diferentes percursos possíveis de propagação das réplicas do sinal. Desta maneira, a diversidade explora os diferentes caminhos possíveis e, entre todas as réplicas que chegam ao receptor, escolhe-se a que sofreu menor atenuação (TAROKH et al., 1999).

### 2.3.1 Tipos de diversidades

Existem basicamente três tipos de diversidade que podem ser implementadas em sistemas de comunicação sem fio: diversidade em frequência, diversidade temporal e diversidade espacial.

Na diversidade temporal, várias réplicas do sinal de informação são transmitidas com diferentes atrasos, ou seja, são transmitidas em diferentes intervalos de tempo, no qual devem ser maior que o tempo de coerência do canal para que as réplicas tenham desvanecimento independente (ALMEIDA, 2008; KESSLER, 2011).

O segundo tipo de diversidade, a diversidade em frequência, consiste em transmitir réplicas do sinal através de diferentes faixas de frequências, de maneira a possibilitar desvanecimentos independentes. Para isto, utiliza-se mais de uma portadora (em diferentes frequências). Para que a diversidade seja alcançada, é necessário que as frequências das portadoras estejam espaçadas com uma largura maior ou igual a largura de banda de coerência do canal, no entanto, é pouco interessante quando a largura de banda possuir a mesma largura de banda do canal de coerência. Caso as frequências das portadoras não estejam espaçadas maior que a largura de banda de coerência do canal, ocorrerá o fenômeno indesejado conhecido como interferência intersimbólica (ISI – *Intersymbol Interference*) e a eficiência será comprometida (ALMEIDA, 2008; KESSLER, 2011; LISBOA, 2011).

A diversidade espacial é a técnica mais eficiente dentre as outras duas em relação à atenuação do desvanecimento multipercurso. Este tipo de diversidade consiste na utilização de mais de uma antena para transmissão e/ou recepção das réplicas do sinal de informação. Sendo assim, as antenas devem estar separadas por uma distância suficiente, de modo que as réplicas apresentem desvanecimento independentes (ALMEIDA, 2008; SILVA, 2011b).

#### 2.3.1.1 Configurações de sistemas de comunicações sem fio que oferecem diversidade

Existem basicamente quatro tipos clássicos de arquitetura de sistemas de comunicação sem fio que correspondem às diferentes técnicas de utilização de um canal de comunicação, ou seja, refere-se aos modos de acesso do canal num sistema de comunicação sem fio com

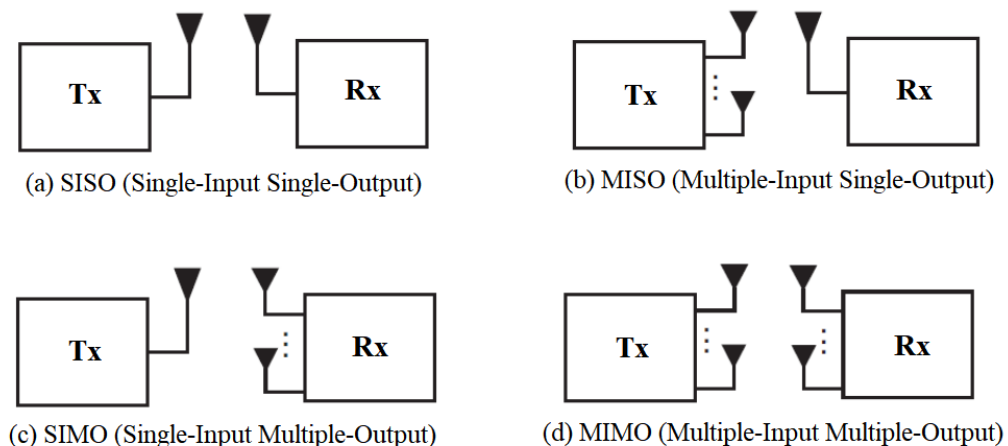
capacidade de oferecer diversidade. Estas estruturas são descritas da seguinte maneira:

Os sistemas de comunicações convencionais, conhecidos como sistemas SISO (*Single Input, Single Output*), consistem em canais que possuem apenas uma entrada e uma saída, ou seja, possuem apenas uma antena transmissora e uma receptora de sinais. Neste caso, é possível explorar a diversidade temporal e na frequência. No entanto, esse esquema é desvantajoso em sistemas de comunicação sem fio, pois são vulneráveis aos efeitos causados pelo desvanecimento multipercurso (EDMAN, 2006. ISSN 1402-8662; SILVA, 2011b).

As outras três formas de estabelecer enlace de comunicação introduzem o conceito de diversidade espacial através de múltiplas antenas no transmissor e/ou no receptor, no qual são utilizadas para vencer o desvanecimento multipercurso. Entre esses sistemas, tem-se os chamados sistemas SIMO (*Single Input, Multiple Output*), onde a transmissão do sinal é realizada de uma antena para a recepção em mais de uma antena, oferecendo, assim, diversidade espacial de recepção. Tem-se também os sistemas MISO (*Multiple Input, Single Output*) que funcionam de forma oposta à técnica SIMO, ou seja, é um esquema de comunicação que opera com mais de uma antena para transmitir um sinal e apenas uma antena para a recepção e, portanto, oferecem diversidade espacial de transmissão. E a última configuração é a MIMO, onde consistem de múltiplas antenas na transmissão e na recepção, apresentando diversidade espacial de transmissão e recepção (ALMEIDA, 2008; MEDEIROS, 2007; EDMAN, 2006. ISSN 1402-8662).

A Figura 2.6 a seguir ilustra, de forma simplificada, os quatro tipos de configurações possíveis capazes de oferecer diversidade.

**Figura 2.6: Sistemas SISO, MISO, SIMO e MIMO.**



**Fonte: Hampton (2014).**

## 2.4 TECNOLOGIA MIMO

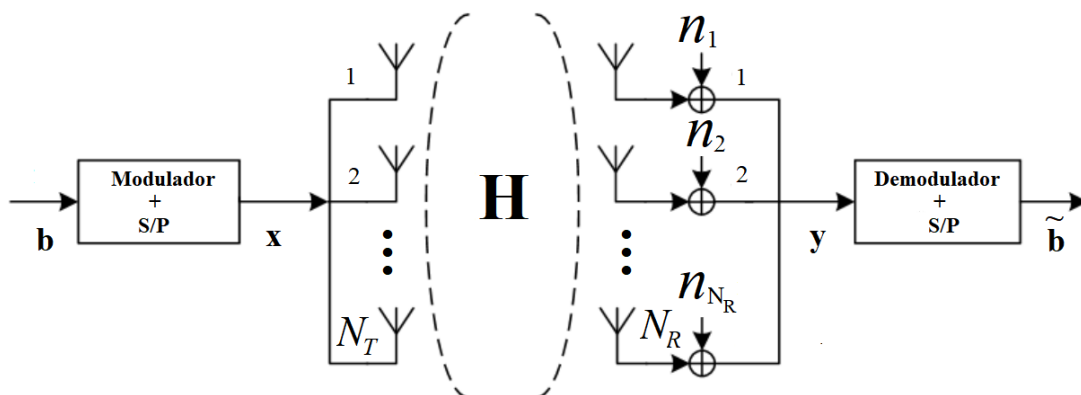
Nos últimos anos, os sistemas MIMO têm evoluído consideravelmente para a obtenção de sistemas de comunicação mais eficientes. Através desses sistemas consegue-se explorar totalmente o domínio espacial. Como visto na subseção (2.3.1.1), tais sistemas consistem na utilização de múltiplas antenas para transmissão e recepção, no qual pode fornecer o ganho de multiplexação espacial e/ou diversidade espacial. A multiplexação espacial é a técnica mais importante e mais utilizada em sistemas MIMO, no qual, através desta, consegue-se aumentar a capacidade de um sistema de comunicação, com a criação de vários canais de transmissão paralelos sobre a mesma banda de transmissão (CALDAS, 2012; SILVA, 2011b).

Nesta seção é realizada uma revisão dos principais conceitos empregados nas análises de sistemas de comunicação sem fio MIMO. Desta forma, será realizada a modelagem do canal MIMO e, em seguida, serão apresentados, de forma detalhada, a técnica da multiplexação espacial de estrutura BLAST e os principais tipos de detectores.

### 2.4.1 Modelo do canal

Nos sistemas de tecnologia MIMO, no qual é composto por várias antenas transmissoras e receptoras, o número de caminhos possíveis entre o transmissor e o receptor é igual ao produto entre o número de antenas transmissoras e o número de antenas receptoras. A Figura 2.7 mostra um modelo genérico de sistema MIMO com  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras, onde tem-se  $N_T \times N_R$  caminhos (SILVA, 2011b).

**Figura 2.7: Modelo topológico genérico e simplificado de um sistema MIMO.**



Fonte: Souza (2013).

Na Figura 2.7, temos na entrada do sistema um vetor de dados  $\mathbf{b}$  a ser transmitido, composto por  $n$  bits, no qual, ao passar pelo modulador e demultiplexador, representado por



S/P, é gerado um vetor  $\mathbf{x}$  de símbolos, de dimensão  $N_T \times 1$  e, na sequência, os símbolos são transmitidos pelas  $N_T$  antenas transmissoras num tempo discreto  $t$ . Os símbolos que constituem o vetor  $\mathbf{x}$ , pode ser denotado como a equação (2.6) a seguir (SOUZA, 2013; HAYKIN; MOHER, 2008):

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{N_T}(t)]^T \quad (2.6)$$

onde  $[\cdot]^T$  significa operação de transposição e  $x_j(t)$  é o sinal enviado pela  $j$ -ésima antena transmissora.

O vetor  $\mathbf{n}$  de dimensão  $N_R \times 1$  corresponde ao vetor de ruído gaussiano branco aditivo (AWGN), ou seja, possui amostras de ruído gaussiano complexo i.i.d. que entra no receptor com média zero e variância  $\sigma_n^2$ , descrito como (HAYKIN; MOHER, 2008; SANTOS, 2005):

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{N_R}(t)]^T \quad (2.7)$$

onde  $n_i$  é o ruído adicionado na  $i$ -ésima antena receptora.

O canal de propagação é representado pela matriz  $\mathbf{H}$ , no qual é considerado que os arranjos entre as  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras não tem linha de visada, ou seja, é utilizado a função de densidade de probabilidade de Rayleigh para representar a envoltória do sinal recebido, pois durante a propagação do sinal até a antena receptora ele sofrerá alguma distorção devido a série de obstáculos enfrentado no multipercurso que pode ser modelada pela multiplicação dos símbolos do vetor  $\mathbf{x}$  por cada elemento  $h_{ij}(t, \tau)$  da matriz  $\mathbf{H}(t, \tau)$  de dimensão  $N_R \times N_T$ . Cada elemento  $h_{ij}(t, \tau)$  é chamado de coeficiente de desvanecimento, ou ganho de percurso entre o transmissor  $j$  e o receptor  $i$ , tal que  $1 \leq j \leq N_T$  e  $1 \leq i \leq N_R$  (ARAGON, 2006; OLIVEIRA, 2008; SILVA, 2011b).

De acordo com Almers et al. (2007), Numan et al. (2009), os elementos  $h_{ij}(t, \tau)$  são considerados como sendo amostras i.i.d. de uma variável aleatória gaussiana, ou seja, cada elemento  $h_{ij}(t, \tau)$  não têm correlação uns com os outros e representam a resposta impulsiva variante no tempo entre  $i$ -ésima antena receptora e  $j$ -ésima antena emissora, onde  $t$  corresponde ao instante temporal e  $\tau$  corresponde à variável de atraso entre a  $i$ -ésima antena receptora e  $j$ -ésima antena transmissora. A matriz do canal MIMO linear e variante no tempo,  $\mathbf{H}(t, \tau)$ , é dada por:

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & \dots & h_{1N_T}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & \dots & h_{2N_T}(t, \tau) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1}(t, \tau) & \dots & h_{N_R N_T}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

onde

$$h_{ij}(t, \tau) = \alpha + j\beta \quad (2.9)$$

$$h_{ij}(t, \tau) = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \cdot e^{j \arctan(\frac{\beta}{\alpha})} \quad (2.10)$$

$$h_{ij}(t, \tau) = |h_{ij}| \cdot e^{j\phi_{ij}} \quad (2.11)$$

onde  $\alpha$  e  $\beta$  são variáveis aleatórias i.i.d. de distribuição normal,  $|h_{ij}|$  corresponde ao ganho de canal e segue uma distribuição de Rayleigh,  $\phi$  é a fase do canal com distribuição uniforme entre 0 e  $2\pi$ , considerando um ambiente com multipercurso elevado.

O vetor  $\mathbf{y}$ , de dimensão  $N_R \times 1$ , é representado por (HAYKIN; MOHER, 2008):

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{N_R}(t)]^T \quad (2.12)$$

onde  $y_i(t)$  é o sinal recebido pela  $i$ -ésima antena receptora. Assim, o vetor  $\mathbf{y}(t)$  pode ser expresso como (ALMERS et al., 2007):

$$\mathbf{y}(t) = \int_{\tau} \mathbf{H}(t, \tau) \mathbf{x}(t - \tau) d\tau + \mathbf{n}(t) \quad (2.13)$$

Como se trata de um canal invariante no tempo, a dependência da matriz do canal em  $t$  desaparece, assim tem-se que  $\mathbf{H}(\tau) = \mathbf{H}(t, \tau)$ , ou seja, a matriz do canal  $\mathbf{H}$  dependerá apenas da variável de atraso ( $\tau$ ). Desta forma, a equação (2.13) pode ser reduzida para a seguinte forma (ALMERS et al., 2007):

$$\mathbf{y}(t) = \int_{\tau} \mathbf{H}(t, \tau) \mathbf{x}(t - \tau) d\tau + \mathbf{\eta}(t) = \mathbf{H}(\tau) * \mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.14)$$

onde  $*$  representa a operação de convolução. Além disso, é considerado que o canal possui um comportamento uniforme na frequência, ou seja, é um sistema de banda estreita e, assim, vem que  $\tau = 0$  e, portanto,  $\mathbf{H}(\tau) = \mathbf{H}(0)$ . Com isso, a equação (2.14) se reduz para:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.15)$$

No domínio do tempo discreto, a equação (2.15) é dada como:

$$\mathbf{y}[t] = \mathbf{H}\mathbf{x}[t] + \mathbf{n}[t] \quad (2.16)$$

onde  $t$  representa o índice da amostra temporal. Assim, considerando um dado instante temporal, a equação (2.16) pode ser simplificada como (ALMERS et al., 2007):

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.17)$$

A equação (2.17) também pode ser expandida na forma matricial para exibir de uma maneira compreensiva o funcionamento do sistema. Assim, temos (SOUZA, 2013):

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & \dots & h_{1N_T}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & \dots & h_{2N_T}(t, \tau) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1}(t, \tau) & \dots & h_{N_R N_T}(t, \tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Através da equação (2.18), verifica-se que o sinal recebido por uma determinada antena receptora  $i$ , pode ser genericamente expressa como (ALMEIDA, 2008; OLIVEIRA, 2008):

$$y_i = h_{i1}x_1 + h_{i2}x_2 + \dots + h_{iN_T}x_{N_T} + n_i \quad (2.19)$$

## 2.5 MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL

A técnica de multiplexação espacial visa o aumento da taxa de dados nos sistemas MIMO (BORTOLOSSO, 2010; KESSLER, 2011). De acordo com Foschini (1996), a capacidade de transmissão de dados pode crescer linearmente com o número de antenas transmissoras num ambiente com desvanecimento Rayleigh independente.

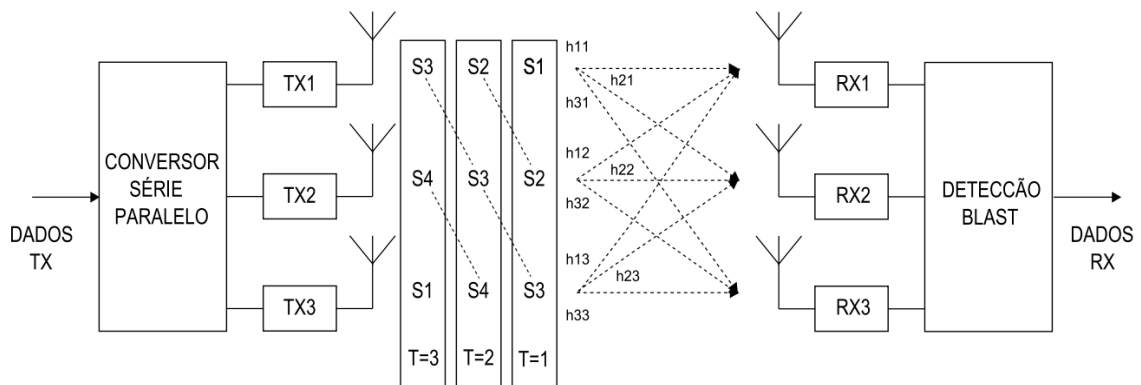
O aumento da capacidade do canal através da utilização das estruturas MIMO é conhecido como ganho de multiplexação e está diretamente relacionada com o acréscimo de eficiência que é alcançado através da transmissão simultânea e paralela de sinais independentes, na mesma banda de frequência, a partir das  $N_T$  antenas transmissoras sem, no entanto, aumentar a largura de banda ou potência de transmissão do sinal (ARAGON, 2006; LOIOLA et al., 2009).

Considerando um sistema de tecnologia MIMO composto por  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras, cada uma das  $N_T$  antenas transmitem símbolos de informação independentes uma das outras, e cada uma das  $N_R$  antenas receptoras recebem todos os símbolos transmitidos por cada uma das  $N_T$  antenas transmissoras (ARAGÓN, 2006). Devido às transmissões simultâneas dos  $N_T$  símbolos em cada período de símbolo, ocorre o efeito de interferência entre canais (ICI - *Inter-Channel Interference*) e o desvanecimento. Dessa maneira, é necessário utilizar um detector de símbolos adequado no receptor que seja capaz de minimizar tais efeitos indesejados. Para isto, uma técnica de detecção bastante disseminada na literatura é a arquitetura BLAST (*Bell Laboratories Layered Space-Time*) que será abordada na subseção (2.5.1) a seguir (FOSCHINI, 1996; HAYKIN; MOHER, 2008).

### 2.5.1 Arquitetura BLAST

Em Foschini (1996), foi apresentado o primeiro sistema prático para a detecção de símbolos em um sistema MIMO de arquitetura BLAST, conhecida como BLAST diagonal, ou apenas D-BLAST (*Diagonal Bell Layered Space-Time*), no qual o número de antenas transmissoras ( $N_T$ ) e receptoras ( $N_R$ ) devem ser iguais, ou seja,  $N_T = N_R = N$ , onde  $N$  é o número de antenas. A Figura 2.8 a seguir demonstra a estrutura D-BLAST por meio de diagrama de blocos de alto nível.

**Figura 2.8: Diagrama de blocos do esquema de funcionamento da arquitetura D-BLAST.**



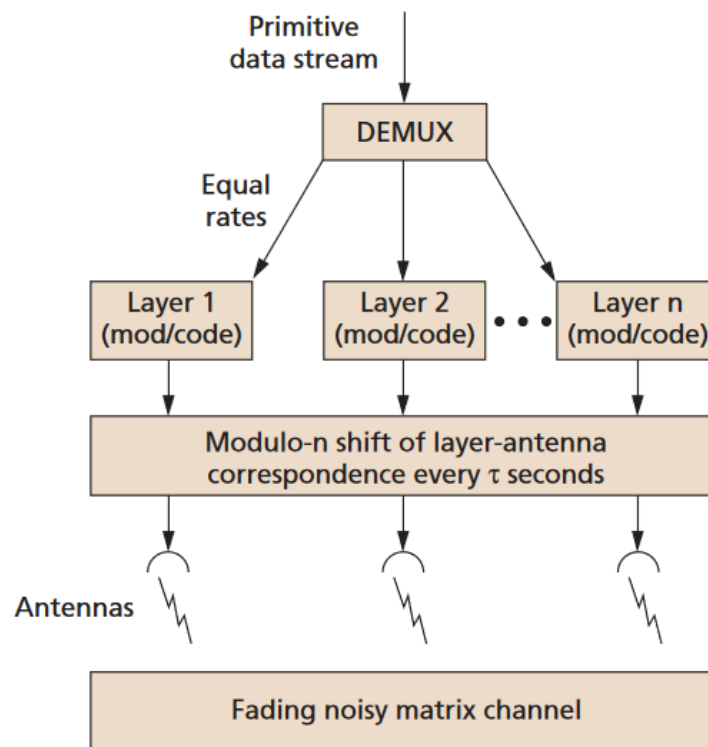
**Fonte: Oliveira (2008).**

Em Foschini (1996) é descrito o funcionamento desta estrutura, onde inicialmente um fluxo de dados é demultiplexado em  $n$  fluxos, onde cada um destes têm a mesma taxa de transmissão e serão, posteriormente, transmitidos por cada uma das  $N_T$  antenas transmissoras. Durante a transmissão, cada fluxo sofre um deslocamento após  $\tau$  segundos e, na sequência, ocorre a transmissão do fluxo de informação na antena transmissora seguinte, tal que, após  $n \times \tau$  segundos ocorre o ciclo completo e, desta forma, consegue-se fazer com que esse fluxo de dados tenha percorrido por todas as  $N_T$  antenas transmissoras. Deste modo, se garante que nenhum destes fluxos se propagou apenas no pior caminho durante sua transmissão até o receptor, pois cada fluxo percorre todos os  $N_T \times N_R$  caminhos. Com esse método, uma vez que a transmissão dos  $n$  fluxos são propagados na mesma faixa de frequência e mesma taxa de transmissão, obtém-se uma capacidade do sistema que aumenta por um fator de até  $n$  vezes. A Figura 2.9 ilustra esse processo de funcionamento da transmissão na arquitetura D-BLAST através de diagrama de blocos.

A principal desvantagem desta estrutura, composta pela codificação diagonal em camadas espaço-tempo, é que o procedimento possui alta complexidade de implementação devido a necessidade de uma codificação independente em cada camada diagonal. Assim sendo,

foi proposto uma versão simplificada da tecnologia D-BLAST visando reduzir a dificuldade computacional. Tal arquitetura é conhecida como BAST vertical, ou VBLAST (FOSCHINI, 1996; HAYKIN; MOHER, 2008; WOLNIANSKY et al., 1998).

**Figura 2.9: Diagrama de funcionamento da transmissão D-BLAST.**



**Fonte: Foschini (1996).**

## 2.6 ARQUITETURA V-BLAST

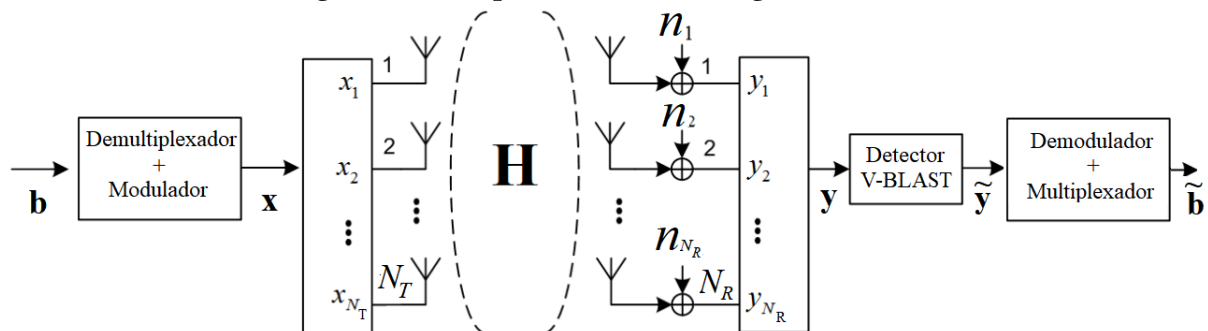
A arquitetura V-BLAST demonstrou ser muito mais simples que a D-BLAST, pois não é necessário a codificação de bloco no vetor de informação na entrada. E, como mencionado anteriormente, o sistema V-BLAST é apenas resultado da simplificação da técnica D-BLAST devido sua complexidade computacional, de modo que, o objetivo continua sendo o aumento da taxa de transmissão de dados, sem aumentar a largura de banda ou potência do espectro (WOLNIANSKY et al., 1998). Em Wolniansky et al. (1998), a arquitetura V-BLAST foi implementada na prática em sistemas de comunicação sem fio, onde é constituído por  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras, e o número de antenas receptoras ( $N_R$ ), ao contrário da arquitetura D-BLAST, pode diferenciar do número de antenas transmissoras ( $N_T$ ), mas a condição  $N_R \geq N_T$  deve ser respeitada. Na Figura 2.10 é possível observar um exemplo de um

sistema V-BLAST através da representação em diagrama de blocos de alto nível.

### 2.6.1 Transmissão

Conforme ilustrado na Figura 2.10, inicialmente um fluxo de dados binários na entrada, representado pelo vetor  $\mathbf{b}$ , é separado através do demultiplexador e, posteriormente, é codificado de acordo com a modulação de amplitude em quadratura (QAM – *Quadrature Amplitude Modulation*), onde será gerado um vetor  $\mathbf{x}$  com  $N_T$  símbolos para, posteriormente, serem transmitidos, simultaneamente, cada símbolo por uma antena transmissora diferente, em cada período de símbolo  $T$  e na mesma faixa de frequência (OLIVEIRA, 2008; SOUZA, 2013; WOLNIANSKY et al., 1998). Esse conjunto de transmissores compreende um vetor de símbolos, onde cada símbolo deste é modulado a partir da mesma constelação de modulação, onde a potência dispersa por cada antena transmissora é proporcional a  $1/N_T$ , de modo que a potência total transmitida é constante e não depende da quantidade de  $N_T$  (WOLNIANSKY et al., 1998).

**Figura 2.10: Arquitetura da tecnologia V-BLAST.**



**Fonte: Souza (2013).**

Os fluxos de dados, demultiplexados em cada antena são também chamados de camadas e, ao contrário da tecnologia D-BLAST, não existem operações cíclicas ao longo do tempo, ou seja, cada sequência modulada e codificada não realiza o deslocamento entre as antenas transmissoras, o que faz com que a complexidade computacional seja reduzida significativamente (ARAGON, 2006; OLIVEIRA, 2008).

Para uma modulação do tipo  $M$ -QAM, cada símbolo em uma posição do vetor  $\mathbf{x}$  tem a capacidade de codificar  $m = \log_2(M)$ , onde  $M$  é a ordem da modulação. Desta forma, produz um fluxo de dados de  $r = m \cdot N_T$  [bits/s/Hz]. O vetor de informação  $\mathbf{x}$  é então transmitido sobre o canal  $\mathbf{H}$  de maneira idêntica à descrita na subseção 2.4.1. Ou seja, a combinação dos sinais

que chegam ao receptor pode ser representada matematicamente como:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.20)$$

onde  $\mathbf{y}$  é o vetor com os sinais recebidos e  $\mathbf{n}$  é o vetor de ruído AWGN com amostras i.i.d.

### 2.6.2 Detecção

O detector de estrutura BLAST tem a função de realizar a obtenção dos símbolos transmitidos de forma robusta, ou seja, com menor probabilidade de erros possível. Para isto, é necessário utilizar um detector na antena receptora capaz de atenuar a interferência entre canais (ICI) existente durante a transmissão do sinal para a antena receptora. Assim, de acordo com a Figura 2.10,  $\mathbf{y}$  é o vetor de símbolos recebido,  $\tilde{\mathbf{y}}$  o vetor decodificado e  $\tilde{\mathbf{b}}$  o vetor demodulado e multiplexado (ARAGON, 2006; SOUZA, 2013).

O detector de arquitetura V-BLAST ótimo é um o detector de máxima verossimilhança (ML – *Maximum Likelihood*), no qual realiza a detecção dos símbolos recebidos com a mínima probabilidade de erro. A equação (2.21) descreve a solução para a estimação do vetor  $\tilde{\mathbf{y}}$  para o detector ML (CHOCKALINGAM; RAJAN, 2014; DUARTE, 2012):

$$\tilde{\mathbf{y}} = \underset{\mathbf{y}}{\operatorname{argmin}}(\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2) \quad (2.21)$$

tal que  $\mathbf{y} \in \Omega^{N_T}$ ,  $\tilde{\mathbf{y}}$  corresponde ao vetor de símbolo estimado e  $\Omega^{N_T}$  conjunto dos possíveis vetores de símbolos enviados pelas antenas transmissoras.

Desta maneira, através da equação (2.21), é possível realizar uma busca para encontrar o vetor  $\mathbf{x}$  entre todos os possíveis que resulte na menor Distância Euclidiana (ED – *Euclidean Distance*) quadrática  $\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2$ . Entretanto, este tipo de detector tem uma complexidade de implementação computacional que cresce exponencialmente com o número de antenas transmissoras e, portanto, são comumente utilizadas soluções subótimas através dos métodos de detecções lineares e não lineares implementadas no receptor. Os métodos padrões de detecção linear são o critério de forçagem a zero (ZF) e o critério que minimiza o erro quadrático médio (MMSE). Já os padrões de detecção não linear são conhecidos como cancelamento de interferência sucessivo (SIC) e o cancelamento de interferência sucessivo ordenado (OSIC). A seguir, todos esses tipos de detectores serão apresentados (CHOCKALINGAM; RAJAN, 2014; WOLNIANSKY et al., 1998).

Os detectores lineares ZF e MMSE apresentam baixa complexidade de implementação de hardware em relação aos detectores não lineares SIC e OSIC. Em vista disso, entre

os dois métodos de detecção linear, o critério ZF leva a uma implementação mais simples (CHOCKALINGAM; RAJAN, 2014; SHIU; KAHN, 1999; WOLNIANSKY et al., 1998).

Os detectores lineares utilizam técnicas combinatórias lineares para a supressão da interferência. Deste modo, quando se deseja detectar o  $i$ -ésimo símbolo transmitido, os outros símbolos transmitidos pelas outras antenas transmissoras são tratados como interferência. Este procedimento é conhecido como anulamento (*nulling*) (ARAGON, 2006; OLIVEIRA, 2008). A seguir serão apresentados os detectores lineares ZF e MMSE.

### 2.6.2.1 Detector de Forçagem a Zero - ZF

O detector ZF é uma técnica linear que possui uma baixa complexidade de decodificação e que tem como objetivo levar a zero todas as interferências causadas entre os canais (ICI), assim, estima-se um símbolo desejado enquanto os demais são tratados como interferentes (SILVA, 2011b). O ZF é um filtro digital que procura inverter a função de transferência do canal com multipercurso fazendo, assim, com que as distorções no domínio da frequência sejam eliminadas (SANTOS, 2005).

Para isto, é necessário obter a matriz pseudo-inversa de Moore-Penrose da matriz do canal  $\mathbf{H}$ , denotada por  $\mathbf{H}^+$ , de dimensão  $N_T \times N_R$ . Esta matriz também é chamada de matriz de pesos de filtro espacial, denotada por  $\mathbf{G}_{ZF}$ , e pode ser descrita da seguinte maneira (ARAGON, 2006; BURG, 2006; CHOCKALINGAM; RAJAN, 2014):

$$\mathbf{G}_{ZF} = \mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2.22)$$

No caso específico de uma matriz quadrada, ou seja,  $N_T = N_R$ , tem-se o seguinte (BURG, 2006; CHOCKALINGAM; RAJAN, 2014):

$$\mathbf{G}_{ZF} = \mathbf{H}^+ = \mathbf{H}^{-1} \quad (2.23)$$

Aplicando a transformação  $\mathbf{G}_{ZF}$  na equação (2.20), obtém-se o vetor de saída  $\tilde{\mathbf{x}}_{ZF}$  do detector ZF. Desta forma, temos que (CALDAS, 2012):

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} = \mathbf{G}_{ZF} \cdot \mathbf{y} \quad (2.24)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} = \mathbf{G}_{ZF} (\mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n}) \quad (2.25)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} = \mathbf{G}_{ZF} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{G}_{ZF} \cdot \mathbf{n} \quad (2.26)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} \quad (2.27)$$



$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} = \mathbf{x} + \mathbf{n}_{ZF} \quad (2.28)$$

onde  $\tilde{\mathbf{x}}_{ZF}$  é o vetor de símbolos estimado na saída do detector ZF e  $\mathbf{n}_{ZF}$  é o vetor de ruído estimado, de modo que  $\mathbf{x}$  é o vetor de símbolos transmitidos gerado após a decodificação através do critério de forçagem a zero (CALDAS, 2012). Os detectores ZF buscam forçar os termos relativos à interferência, para zero, independentemente do incremento que isso poderá causar no ruído (COSTA, 2016).

Da mesma maneira que é possível estimar simultaneamente todos os símbolos que compõe o vetor  $\mathbf{x}$  através da equação (2.28), também é possível detectar símbolo a símbolo. Para isto, primeiramente se escolhe a linha da matriz  $\mathbf{G}_{ZF}$  que corresponde ao símbolo do vetor que pretende-se estimar. Por exemplo, caso queira estimar apenas o  $\tilde{\mathbf{x}}_{ZF_3}$  símbolo, escolhe-se a terceira linha da matriz  $\mathbf{G}_{ZF}$ , denotado por  $\mathbf{G}_{ZF_3}$  e, em seguida, realiza-se a seguinte operação (ARAGON, 2006; OLIVEIRA, 2008):

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF_3} = \mathbf{G}_{ZF_3} \cdot \mathbf{y} \quad (2.29)$$

#### 2.6.2.2 Detector de Mínimo Erro Quadrático Médio - MMSE

Os detectores MMSE consistem em minimizar o erro quadrático médio entre os símbolos transmitidos  $\mathbf{x}$  e os símbolos estimados  $\tilde{\mathbf{x}}$ , obtidos através do uso de filtro linear MMSE,  $\mathbf{G}_{MMSE}$  (ARAGON, 2006; CALDAS, 2012; CHOCKALINGAM; RAJAN, 2014):

$$\mathbf{G}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2.30)$$

em que  $\sigma_n^2$  é a potência do ruído AWGN adicionado na antena receptora e  $\mathbf{I}$  é uma matriz identidade de dimensão  $N_T \times N_T$ .

O erro quadrático médio, denotado por  $\varepsilon$ , pode ser expresso como (CHOCKALINGAM; RAJAN, 2014):

$$\varepsilon = \mathbb{E} [ \|\mathbf{x} - \mathbf{G}_{MMSE} \cdot \mathbf{y}\|^2 ] \quad (2.31)$$

onde  $\mathbb{E}[\cdot]$  denota a esperança.

Dessa maneira, é possível anular o efeito do canal como segue (CALDAS, 2012):

$$\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} = \mathbf{G}_{MMSE} \cdot \mathbf{y} \quad (2.32)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} = \mathbf{G}_{MMSE} \cdot (\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) \quad (2.33)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} = \mathbf{G}_{MMSE} \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{G}_{MMSE} \cdot \mathbf{n} \quad (2.34)$$

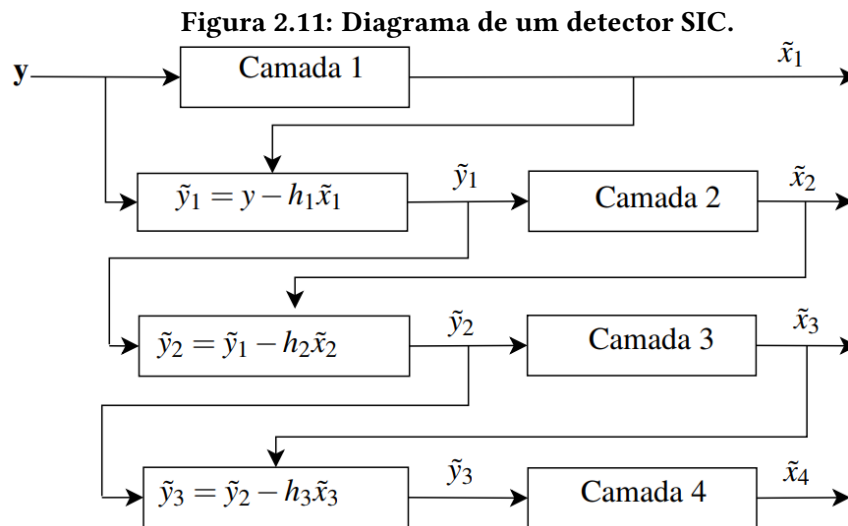
$$\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} \quad (2.35)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} = \mathbf{x} + \mathbf{n}_{MMSE} \quad (2.36)$$

Os detectores não lineares SIC e OSIC utilizam a técnica de cancelamento de interferência, onde a contribuição de cada símbolos que foi detectado no sinal recebido é removido na sequência, de modo que, após a detecção do primeiro símbolo os outros experimentam uma maior ordem de diversidade. Com isso, possibilitam melhorar o desempenho das detecções (ARAGON, 2006; CALDAS, 2012). A seguir serão descritos os detectores não lineares SIC e OSIC.

### 2.6.2.3 Detector de Cancelamento de Interferência Sucessivo - SIC

O detector SIC consiste em, como o próprio nome já pressupõe, realizar o cancelamento de interferência sucessivo, ou seja, a interferência causada pelo símbolo detectado é eliminado gradualmente em etapas sucessivas, de modo que o sinal resultante fica livre da interferência dos símbolos que já foram detectados e, com isso, produz melhores estimativas para os símbolos que faltam serem detectados. A Figura 2.11 ilustra esse procedimento do detector SIC através de um diagrama de blocos (CALDAS, 2012).



Fonte: Caldas (2012).

A Figura 2.11 mostra de maneira clara o processo de funcionamento de detecção SIC. O vetor de sinal recebido na primeira camada, denotado por  $\mathbf{y}$ , passa por um detector linear do tipo ZF ou MMSE, de modo que a saída é usada para produzir a estimativa do símbolo desta camada, denotado por  $\tilde{x}_1$ . Na sequência, após a contribuição do primeiro símbolo estimado no

sinal recebido ele é cancelado, gerando um sinal modificado  $\tilde{\mathbf{y}}_1$ . A recursão continua até que seja detectado o último símbolo. De maneira geral, após estimação de um símbolo qualquer  $\tilde{x}_i$ , a contribuição deste símbolo no sinal recebido é estimado e na sequência subtraído do sinal recebido  $\tilde{\mathbf{y}}_{i+1}$ , assim tem-se a seguinte notação (CALDAS, 2012):

$$\tilde{\mathbf{y}}_{i+1} = \tilde{\mathbf{y}}_i - \tilde{x}_i \mathbf{h}_i \quad (2.37)$$

em que  $\mathbf{h}_i$  é a  $i$ -ésima linha da matriz de canal  $\mathbf{H}$ , no qual corresponde ao ganho do canal referente ao símbolo  $\tilde{x}_i$ . Assim, a interferência estimada no  $i$ -ésimo símbolo é dado pelo termo  $\tilde{x}_i \mathbf{h}_i$ . Após isto, o sinal  $\tilde{\mathbf{y}}_{i+1}$  torna-se livre da interferência gerada pelos símbolos já detectados anteriormente.

De acordo Aragon (2006) e Caldas (2012), uma desvantagem que o SIC possui é que caso algum símbolo seja detectado errado, os símbolos seguintes serão também detectados de maneira errada. Isto acontece quando o símbolo previamente detectado possui SNR menor que os outros símbolos seguintes a serem estimados.

#### 2.6.2.4 Detector de Cancelamento de Interferência Sucessivo Ordenado - OSIC

O detector não linear OSIC pode atenuar o problema associado ao detector SIC através da ordenação dos símbolos no processo de detecção e cancelamento das interferências sucessivo. Para isto, primeiramente detecta-se o símbolo com maior SNR, pois este será, provavelmente, o símbolo com menor erro e, portanto, sofrerá menor influência sobre os símbolos seguintes. Com isso, consegue-se um melhoramento no desempenho do detector (CALDAS, 2012).

#### 2.6.3 Etapas de um detector com arquitetura V-BLAST

A seguir será analisado detalhadamente o algoritmo de detecção de símbolos com arquitetura V-BLAST, assumindo que os elementos  $x_j$  do vetor  $\mathbf{x}$  são extraídos na ordem incremental desde  $x_j$  até  $x_{N_T}$ . Para isto é definido um conjunto  $S = \{k_1, k_2, \dots, k_{N_T}\}$  como sendo a permutação dos inteiros  $1, 2, \dots, N_T$  que representam a ordem dos elementos extraídos do vetor de símbolos  $\mathbf{x}$ . Assim, o algoritmo de um detector ZF ou MMSE combinado com um detector OSIC, ou seja, um detector de tecnologia V-BLAST, pode ser implementado de forma compacta como um procedimento recursivo através das seguintes etapas (ARAGON, 2006; WOLNIANSKY et al., 1998):

1. Inicialmente, é necessário calcular a matriz de pesos de filtro espacial do canal de acordo com o detector linear que se pretende implementar. Desta forma, para implementar

o detector ZF, utiliza-se a matriz de pesos de filtro  $\mathbf{G}_{ZF}$  dada pela equação (2.22) ou a matriz de pesos de filtro  $\mathbf{G}_{MMSE}$  dada pela equação (2.30), para implementar o detector MMSE. Com isso, é possível detectar um símbolo por vez do vetor  $\mathbf{x}$ , como foi explicado anteriormente. Para facilitar, uma matriz de pesos de filtro genérica,  $\mathbf{G}$ , será representada para denotar tanto a matriz de pesos de filtro  $\mathbf{G}_{ZF}$  quanto  $\mathbf{G}_{MMSE}$ .

2. Em seguida, o próximo passo é determinar a linha da matriz  $\mathbf{G}$  correspondente ao  $j$ -ésimo símbolo a ser detectado. No detector OSIC, o símbolo é escolhido com base na maior SNR, para que se obtenha maior probabilidade de uma detecção correta. Para isto, é necessário obter a coluna da matriz  $\mathbf{H}$  com a maior norma, ou seja, a coluna com maiores valores de coeficientes de desvanecimento. Dessa forma, a coluna da matriz  $\mathbf{H}$  com maior norma produzirá maior SNR no receptor. A obtenção da coluna da matriz  $\mathbf{H}$  com maior norma é obtida através do cálculo da menor norma da linha da matriz  $\mathbf{G}$ , através da equação (2.38) a seguir.

$$k_i = \operatorname{argmin}_j \|(\mathbf{G}_i)_j\|^2 \quad (2.38)$$

sendo  $k_i$  a  $i$ -ésima linha com menor norma da matriz pesos de filtro  $\mathbf{G}_i$  para o  $j$ -ésimo símbolo a ser estimado e, portanto,  $(\mathbf{G}_i)_j$  corresponde a  $i$ -ésima linha da matriz peso para a detecção do  $j$ -ésimo símbolo.

Recursão:

3. A linha  $k_i$  de menor norma da matriz  $\mathbf{G}_i$  é denotada por um vetor  $\mathbf{w}_{k_i}$ , assim temos:

$$\mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i} \quad (2.39)$$

4. Agora se faz a detecção do  $k_i$  símbolo, dado por  $y_{k_i}$  da seguinte maneira:

$$\mathbf{y}_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{y}_i \quad (2.40)$$

5. Em seguida, é realizado a estimação do elemento  $x_i$ , denotado por  $\tilde{x}_{k_i}$ , assim, como:

$$\tilde{x}_{k_i} = Q(y_{k_i}) \quad (2.41)$$

onde  $Q(\cdot)$  denota a operação de quantização apropriada de acordo com a constelação utilizada.

6. Nesta etapa é realizado o cancelamento da interferência, portanto o símbolo estimado  $\tilde{x}_{k_i}$  é subtraído do sinal recebido, assim, tem-se:

$$\mathbf{y}_{i+1} = y_i - \tilde{x}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i} \quad (2.42)$$

onde  $(\mathbf{H})_{k_i}$  é a  $i$ -ésima coluna ( $k_i$ ) da matriz  $\mathbf{H}$ .

7. Já que a estimação do símbolo  $\tilde{x}_i$  já foi realizada, pode-se anular a coluna  $k_i$  da matriz  $\mathbf{H}$  como a seguir:

$$\mathbf{H} = [0, 0, \dots, h_{k_i}, \dots, 0, 0] \quad (2.43)$$

8. Repete-se a etapa (1) até que todos os símbolos sejam detectados.

### 2.6.3.1 Algoritmo do detector V-BLAST/ZF

A seguir tem-se o algoritmo para um detector V-BLAST/ZF (WOLNIANSKY et al., 1998).

Inicialização:

$$i \leftarrow 1 \quad (2.44)$$

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^+ \quad (2.45)$$

$$k_1 = \operatorname{argmin}_j \|(\mathbf{G}_1)_j\|^2 \quad (2.46)$$

Recursão:

$$\mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i} \quad (2.47)$$

$$y_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{y}_i \quad (2.48)$$

$$\tilde{x}_{k_i} = Q(y_{k_i}) \quad (2.49)$$

$$\mathbf{y}_{i+1} = \mathbf{y}_i - \tilde{x}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i} \quad (2.50)$$

$$\mathbf{G}_{1+i} = \mathbf{H}_{k_i}^+ \quad (2.51)$$

$$k_{1+i} = \operatorname{argmin}_{j \notin \{k_1, \dots, k_i\}} \|(\mathbf{G}_{i+1})_j\|^2 \quad (2.52)$$

$$i \leftarrow i + 1 \quad (2.53)$$

### 3 METODOLOGIA

Neste capítulo serão descritas as condições e o processo básico de funcionamento das simulações realizadas, abordando as configurações estabelecidas para o sistema de transmissão MIMO com multiplexação espacial e detecção V-BLAST.

#### 3.1 CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO

A energia média das constelações para todas as modulações dos sinais foram normalizadas para unidade. Além disso, as amplitudes dos coeficientes de desvanecimento do canal MIMO foram modelados através da distribuição de probabilidade de Rayleigh e a fase através da distribuição uniforme, como descrito na subseção 2.4.1. O canal também foi normalizado com energia média de um. As configurações para as modulações e números de antenas transmissoras e receptoras adotadas foram: BPSK com duas antenas transmissoras ( $N_T = 2$ ) e duas receptoras ( $N_R = 2$ ), QPSK com duas antenas transmissoras ( $N_T = 2$ ) e duas receptoras ( $N_R = 2$ ), QPSK com quatro antenas transmissoras ( $N_T = 4$ ) e quatro receptoras ( $N_R = 4$ ) e 8-QAM com duas antenas transmissoras ( $N_T = 2$ ) e duas receptoras ( $N_R = 2$ ).

#### 3.2 PROCESSO DE SIMULAÇÃO

As simulações foram realizadas no software MATLAB. A metodologia de implementação do sistema foram separadas em duas etapas: a primeira etapa refere-se a transmissão do sinal através da multiplexação espacial e a segunda etapa refere-se a detecção e geração do gráfico da SNR por BER.

Na primeira etapa, é necessário definir inicialmente a ordem de modulação ( $M$ ), no qual tem-se  $M = 2$  para modulação BPSK,  $M = 4$  para modulação QPSK e  $M = 8$  para modulação 8-QAM. Define-se também o número de antenas transmissoras ( $N_T$ ) e receptoras ( $N_R$ ), número de *bits* ( $k$ ) enviados por cada símbolo, número total de *bits* na entrada do transmissor e a SNR do sistema.

Na modulação, após um bloco de *bits* sequenciais na entrada, representado por um vetor  $\mathbf{b}$ , gerado aleatoriamente e distribuídos uniformemente com mesma probabilidade de ocorrência dos *bits* 0 e 1, separa-se eles em um número de *bits* pré-determinado, calculado por  $k = \log_2(M)$ , onde  $k$  é o número de bits por símbolo e  $M$  é a ordem de modulação. Desta maneira, cada símbolo é mapeado na constelação através deste número específico de *bits*. Ou seja, na modulação BPSK é necessário separar somente um *bit* de informação para mapear cada símbolo, na QPSK dois bits/símbolo e na 8-QAM três bits/símbolo. O mapeamento dos *bits* em símbolos são do tipo gray, de forma que entre os símbolos mais próximo exista apenas um *bit* de diferença, permitindo minimizar a probabilidade de erro de *bit*.

A Tabela 3.1 contém os dados sobre a quantidade de bits/símbolo, informação binária e os símbolos para as três modulações: BPSK, QPSK e 8-QAM.

**Tabela 3.1: Dados sobre as modulações.**

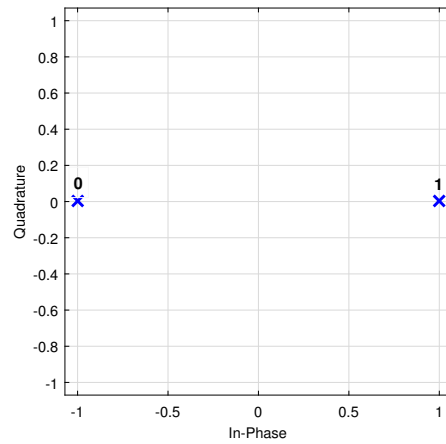
<b>Modulação</b>	<b>bits/símbolo</b>	<b>Informação binária</b>	<b>Símbolo</b>
BPSK	1	1	1
		0	-1
QPSK	2	00	-0.7071 + 0.7071i
		01	-0.7071 - 0.7071i
		10	0.7071 + 0.7071i
		11	0.7071 - 0.7071i
8-QAM	3	000	-1.2247 + 0.4082i
		001	-1.2247 - 0.4082i
		010	-0.4082 + 0.4082i
		011	-0.4082 - 0.4082i
		100	1.2247 + 0.4082i
		101	1.2247 - 0.4082i
		110	0.4082 + 0.4082i
		111	0.4082 - 0.4082i

**Fonte: Autoria Própria.**

No MATLAB, para realizar a modulação será utilizado o objeto modulador, disponibilizado pelo mesmo, dado por: `comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder', M, 'BitInput', true, 'SymbolMapping', 'Gray', 'NormalizationMethod', 'Average power')`. Com isso, os símbolos modulados serão normalizados para terem energia média de 1 e mapeados em gray.

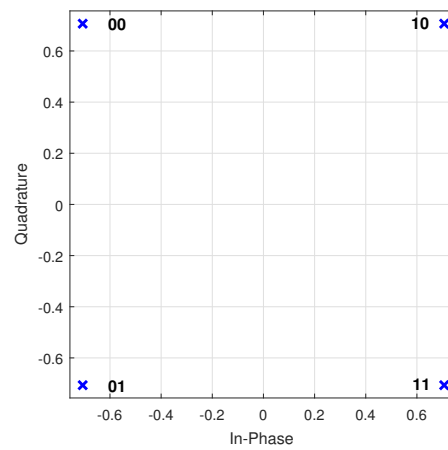
As Figuras 3.1, 3.2 e 3.3 ilustram os diagramas das constelações das três modulações (BPSK, QPSK e 8-QAM) com os símbolos e seus respectivos *bits* mapeados em gray e as energias médias das constelações normalizadas para unidade.

Figura 3.1: Constelação BPSK para mapeamento gray.



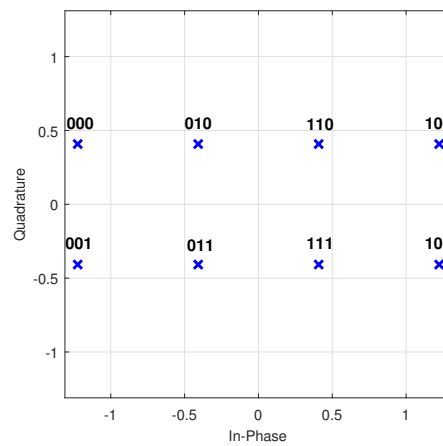
**Autoria Própria.**

Figura 3.2: Constelação QPSK para mapeamento gray.



**Autoria Própria.**

Figura 3.3: Constelação 8-QAM para mapeamento gray.



**Autoria Própria.**



Após a modulação, obtém-se o vetor  $\mathbf{x}$  de símbolos sequenciais modulados na saída do modulador. Este vetor deve ser separado em grupos de  $N_T$  símbolos e convertidos em paralelo para serem transmitidos, simultaneamente, pelas respectivas antenas transmissoras através do mesmo canal (multiplexação espacial). Para isto, é necessário modelar o canal antes, o qual é representado por uma matriz  $\mathbf{H}$  composta pelos coeficientes de desvanecimento Rayleigh.

O canal é considerado Rayleigh plano quase-estático, ou seja, os ganhos do canal não variam durante a transmissão dos  $N_T$  símbolos até os receptores. Assim, o canal varia somente quando se faz a próxima transmissão dos próximos  $N_T$  símbolos. Os ganhos do canal são compostos por números complexos, e estes possuem a parte real ( $\alpha$ ) e imaginária ( $\beta$ ) gerados de maneiras independentes e identicamente distribuídos com média 0 e variância  $\sigma^2$  através da função `randn` (distribuição normal) no MATLAB. Além disso, a energia média do canal será adotada como unidade, ou seja,  $\sigma^2 = 1$ .

Os ganhos do canal são compostos por:

$$h_{ij} = \alpha + j\beta \quad (3.1)$$

Assim, a amplitude pode ser expressa como:

$$|h_{ij}| = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \quad (3.2)$$

E, como as variáveis  $\alpha$  e  $\beta$  possuem a mesma variância  $\sigma^2$ , então:

$$|h_{ij}| = \sqrt{\sigma^2 + \sigma^2} \quad (3.3)$$

Então, para  $|h_{ij}| = 1$ , obtém-se:

$$1 = \sqrt{2\sigma^2} \quad (3.4)$$

$$1 = 2\sigma^2 \quad (3.5)$$

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.6)$$

Conforme a função densidade de probabilidade da distribuição de Rayleigh, descrita anteriormente pela equação 2.4, tem-se que  $\sigma$  é o parâmetro de escala da distribuição. Desse modo, os ganhos do canal serão gerados no MATLAB através desse parâmetro, assim, torna-se necessário a multiplicação do fator  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  pelas variáveis aleatórias  $\alpha$  e  $\beta$  para que se tenha  $\sigma^2 = 1$ . No MATLAB, o canal Rayleigh  $\mathbf{H}$  será implementado como:  $\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{2}} * (\text{randn}(N_R, N_T) + i * \text{randn}(N_R, N_T))$ .

Na sequência, a energia total do sinal transmitido ( $E_s$ ) será normalizada para unidade e esta potência será dividida pelo número de antenas transmissoras ( $N_T$ ). Assim, tem-se:

$$E_s = \frac{1}{N_T} \quad (3.7)$$

A SNR é definida, inicialmente, como um vetor de valores inteiros. Matematicamente, a relação Sinal/Ruído é expressa por:

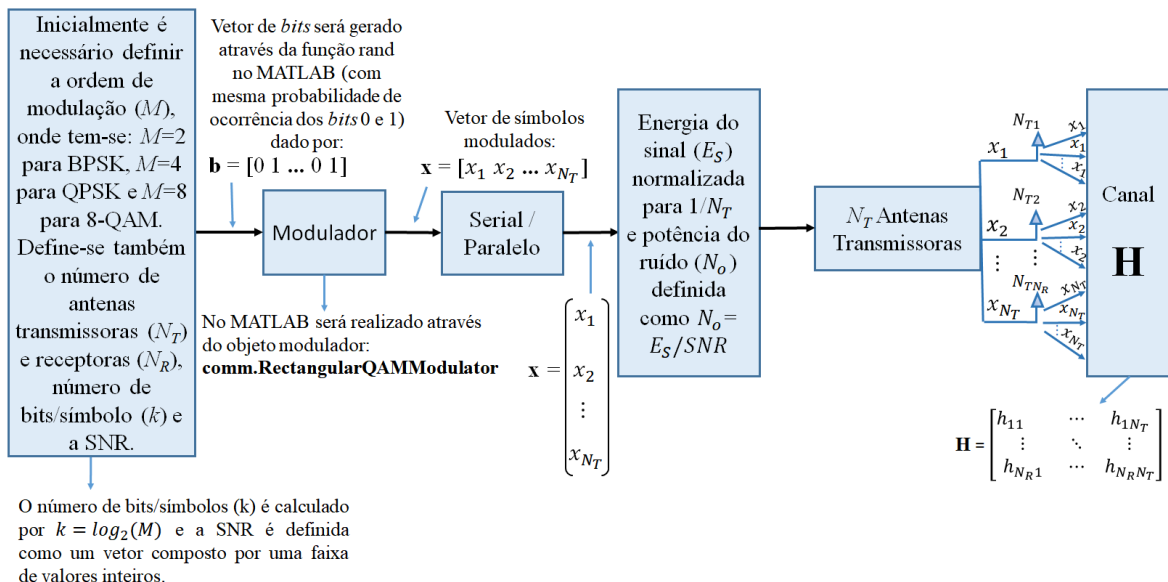
$$\text{SNR} = \frac{\text{Potência do sinal transmitido}}{\text{Potência do ruído AWGN}} = \frac{E_s}{N_o} \quad (3.8)$$

Desta maneira, a potência do ruído AWGN é controlada pela SNR. Ou seja, após a definição da faixa de valores de SNRs para as quais se deseja obter as BERs, tem-se o efeito seguinte na relação da potência do ruído AWGN ( $N_o$ ):

$$N_o = \frac{E_s}{\text{SNR}} \quad (3.9)$$

Para facilitar o entendimento, tem-se na Figura 3.4 um diagrama de blocos que representa esta primeira etapa de implementação do sistema.

**Figura 3.4: Diagrama de blocos da primeira etapa de implementação do sistema.**



**Autoria Própria.**

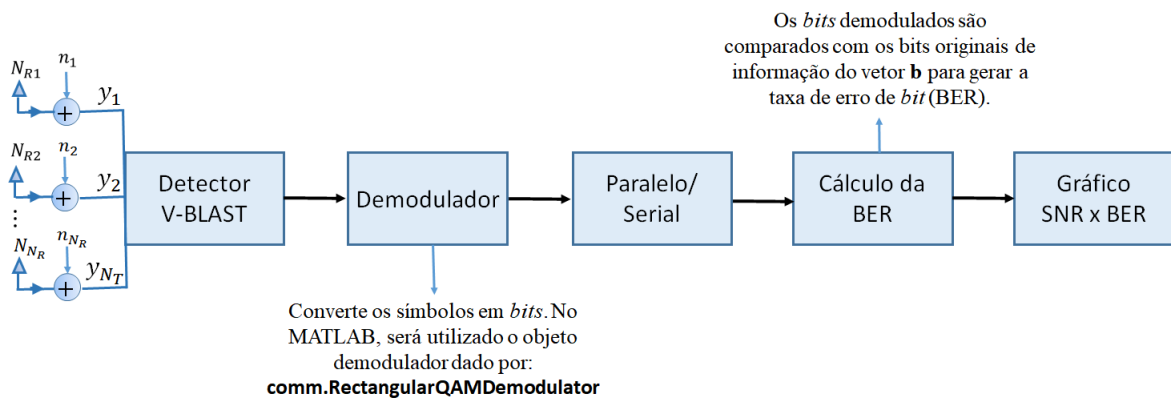
Na segunda etapa, após a modelagem do canal e o sinal de transmissão modulado, basta adicionar o ruído AWGN, para obter o sinal  $\mathbf{y}$  recebido no receptor. No MATLAB, o ruído será adicionado através da função `awgn` com potência média normalizada para 1 (0 dB).

O vetor de sinal resultante  $\mathbf{y}$  chega aos receptores compostos pelos detectores V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF. Em seguida, se faz a demodulação do sinal detectado, transformando os símbolos em *bits* para comparar com os originais e, posteriormente, calcular os números de erro de *bits*. O cálculo da taxa de erro de *bit* é dada por:

$$\text{BER} = \frac{\text{Total de erros de bits}}{\text{Total de bits transmitidos}} \quad (3.10)$$

O digrama de blocos composto pelo detector V-BLAST, demodulador, paralelo/serial, cálculo da BER e gráfico SNRxBER são ilustrados na Figura 3.5. Este diagrama representa o processo da segunda etapa de implementação do sistema.

**Figura 3.5: Diagrama de blocos da segunda etapa de implementação do sistema.**



### **Autoria Própria.**

Os detectores V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF foram implementados no MATLAB conforme as etapas descritas anteriormente na subseção 2.6.3 e o algoritmo da subseção 2.6.3.1.

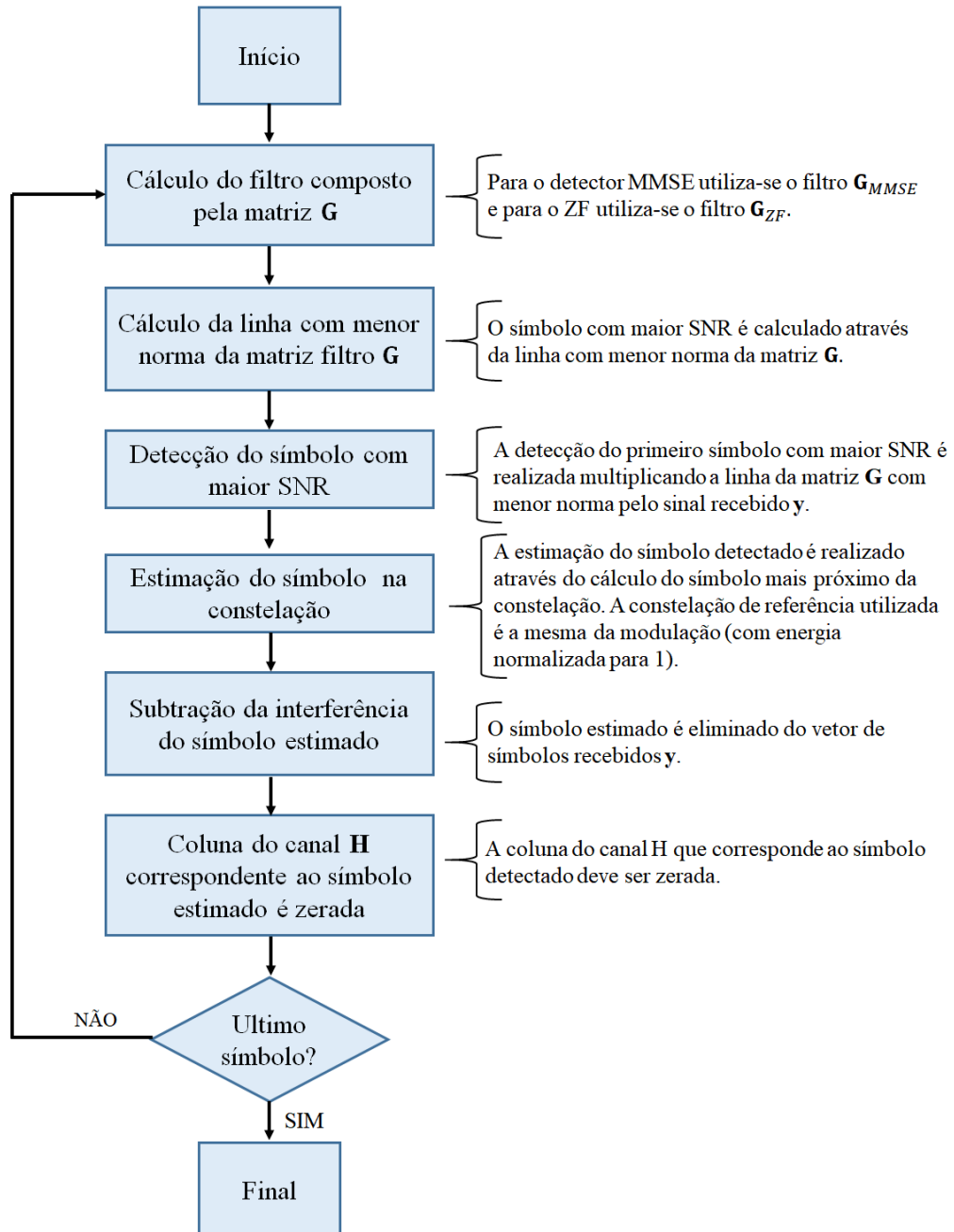
O bloco do detector V-BLAST, representado no diagrama da Figura 3.5, é composto por uma série de etapas a serem seguidas antes de seguir para o próximo bloco do demodulador. Estas etapas foram representadas em outro diagrama de blocos, ilustrado na Figura 3.6.

Após a detecção pelo bloco V-BLAST, o demodulador entra em ação realizando o processo inverso da modulação, ou seja, transforma os símbolos (números complexos) em *bits*. Na sequência, os *bits* demodulados são convertidos em serial para efeito de comparação com os *bits* originais de informação e realização do cálculo da BER. Por fim, plota-se o gráfico da SNR em função da BER.

No Apêndice A estão disponíveis todos os códigos implementados do sistema de comunicação de tecnologia MIMO com aplicação da técnica de multiplexação espacial e detecção

através das estruturas V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF. Os códigos possuem comentários no decorrer da sua implementação para facilitar o seu entendimento.

**Figura 3.6: Diagrama de blocos do processo de detecção V-BLAST.**



**Autoria Própria.**

## 4 RESULTADOS

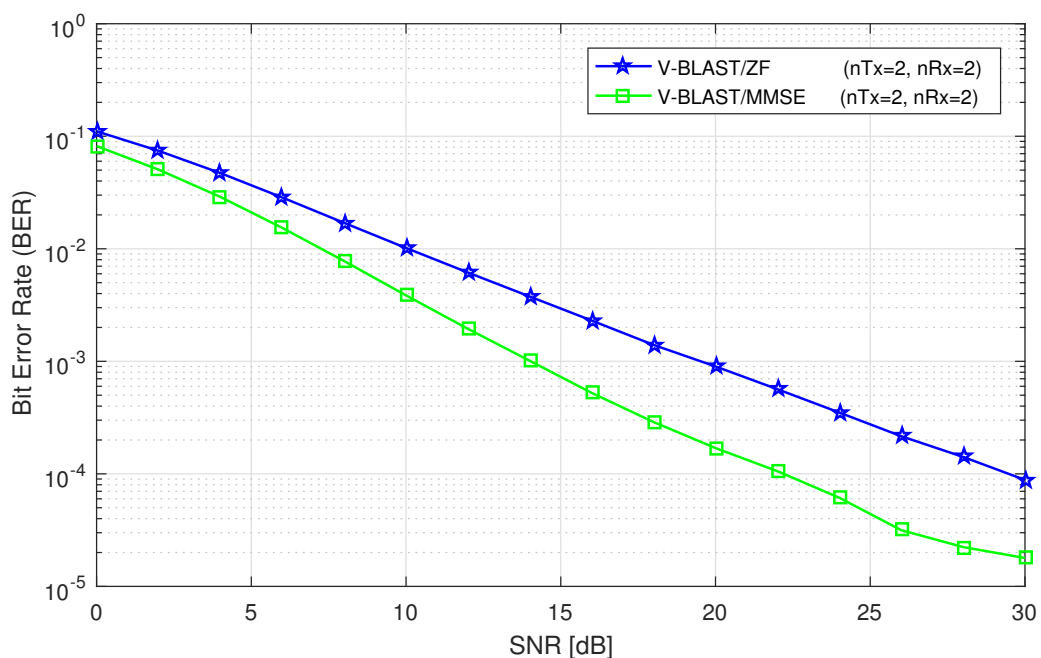
Neste capítulo, serão apresentados os resultados obtidos e suas devidas discussões acerca do desempenho dos dois detectores não lineares de estruturas V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF em termos de taxa de erro de *bit* em função da relação Sinal/Ruído.

### 4.1 DETECTOR V-BLAST

Os resultados de desempenho dos detectores V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF foram plotados no mesmo gráfico para mesma modulação e mesmo número de antenas transmissoras e receptoras para facilitar as comparações de desempenho entre eles.

Na Figura 4.1 tem-se o gráfico obtido para modulação BPSK, dada por duas antenas transmissoras ( $N_T = 2$ ) e duas receptoras ( $N_R = 2$ ) com eficiência de  $r = 2$  [bits/s/Hz].

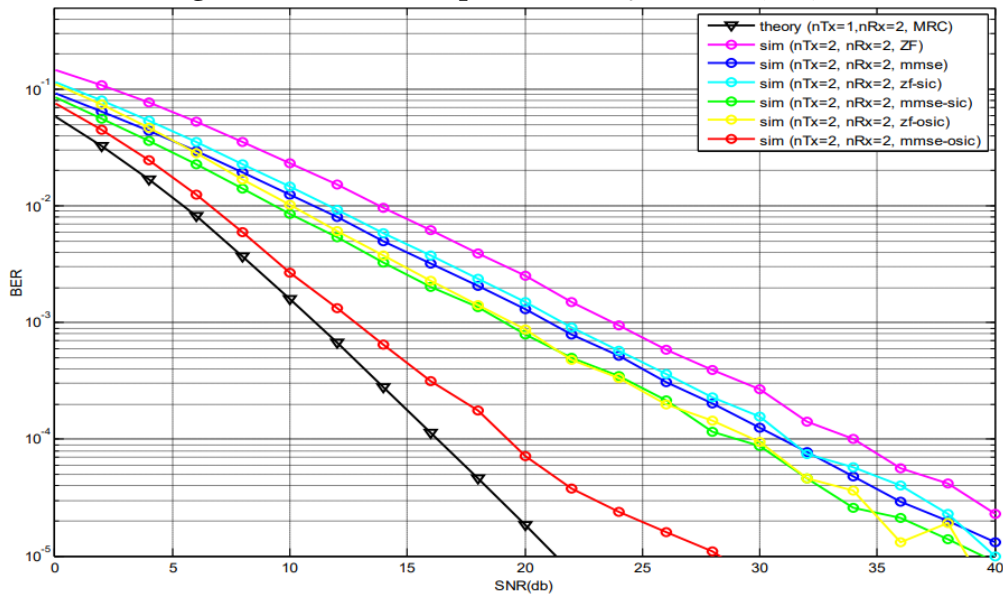
**Figura 4.1: Detectores V-BLAST/ZF e V-BLAST/MMSE para BPSK (2x2) e  $r = 2$  [bits/s/Hz].**



Fonte: Autoria Própria.

Os resultados obtidos para ambos os detectores (gráfico da Figura 4.1) corroboram com os resultados da Figura 4.2 obtido por Vashi et al. (2015). Por exemplo, para uma BER de  $10^{-2}$ , tem-se uma SNR de  $\approx 7$  [dB] com o V-BLAST por MMSE e  $\approx 10$  [dB] por ZF; já para uma BER de  $10^{-3}$ , tem-se SNRs de 14 [dB] e 20 [dB], para os respectivos detectores. Com isso, para uma BER de  $10^{-2}$ , o esquema V-BLAST/MMSE apresenta ganho de, aproximadamente, 3 [dB] sobre o V-BLAST/ZF, enquanto para a BER de  $10^{-3}$  esse ganho passa a ser em torno de 6 [dB].

**Figura 4.2: Detectores para modulação BPSK (2x2).**

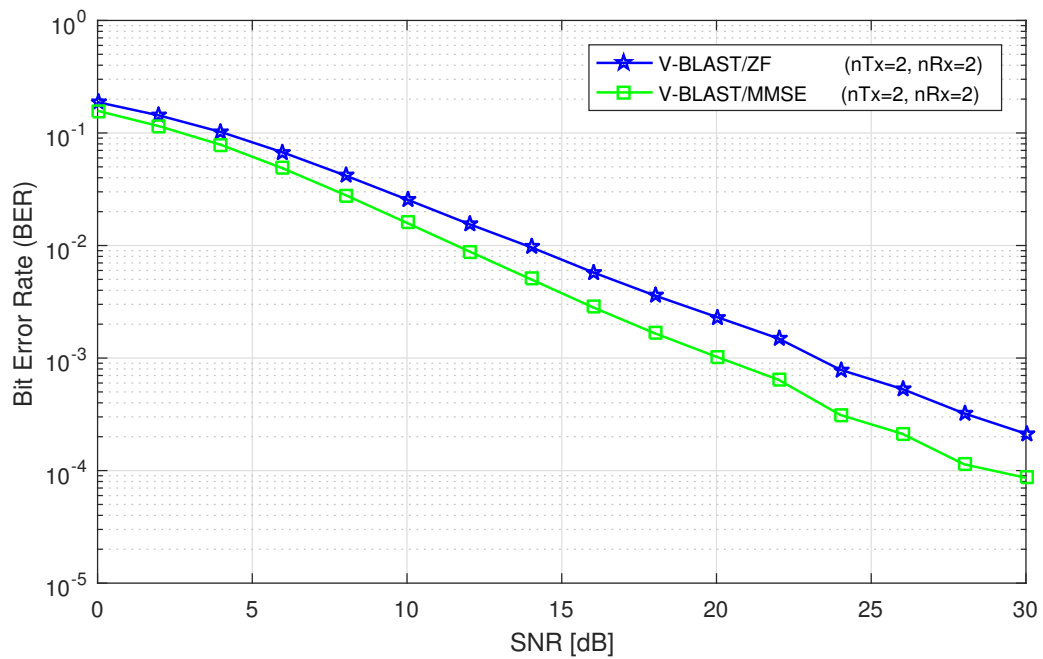


**Fonte: Vashi et al. (2015).**

Na Figura 4.3 a seguir, apresenta-se o gráfico obtido referentes aos desempenhos dos detectores para a modulação QPSK com duas antenas transmissoras ( $N_T = 2$ ) e duas receptoras ( $N_R = 2$ ). Neste caso, a eficiência espectral de transmissão é de  $r = 4$  [bits/s/Hz]. A eficiência de transmissão para modulação QPSK (2x2) é superior ao BPSK (2x2), mas o desempenho é inferior, como observa-se ao comparar os gráficos das Figuras 4.1 e 4.3, respectivamente.

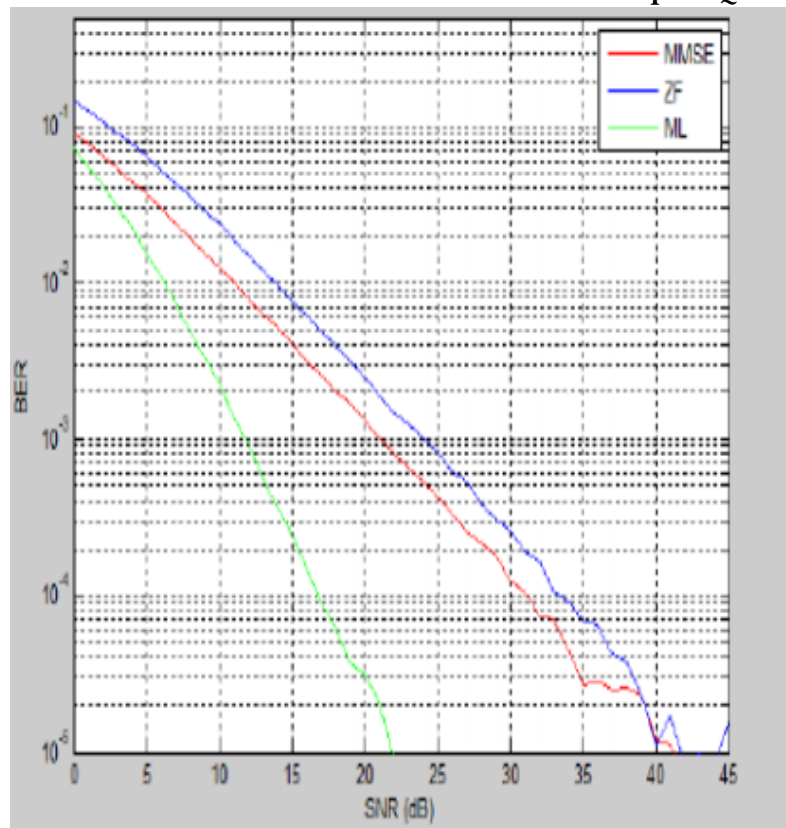
No gráfico da Figura 4.3, para uma taxa de erro de *bit* de  $10^{-3}$  observa-se que as SNRs para o V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF são de  $\approx 20$  [dB] e  $\approx 23$  [dB], respectivamente. Portanto, nota-se um ganho de  $\approx 3$  [dB] do método de detecção por MMSE sobre o ZF para uma BER de  $10^{-3}$ . Além disso, o gráfico apresentou os desempenhos dos dois detectores muito próximos dos retratados em Devlal e Awasthi (2015), como mostra a Figura 4.4. Ou seja, através do gráfico da Figura 4.4 observa-se que para uma BER de  $10^{-3}$  os detectores V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF obtiveram SNRs de, aproximadamente, 21 [dB] e 24 [dB], respectivamente, prevalecendo, assim, um ganho por volta de 3 [dB] do V-BLAST/MMSE sobre o V-BLAST/ZF. O V-BLAST/MMSE obteve performance superior ao V-BLAST/ZF em todas SNRs.

Figura 4.3: Detectores V-BLAST/ZF e V-BLAST/MMSE para QPSK (2x2) e  $r = 4$  [bits/s/Hz].



Fonte: Autoria Própria.

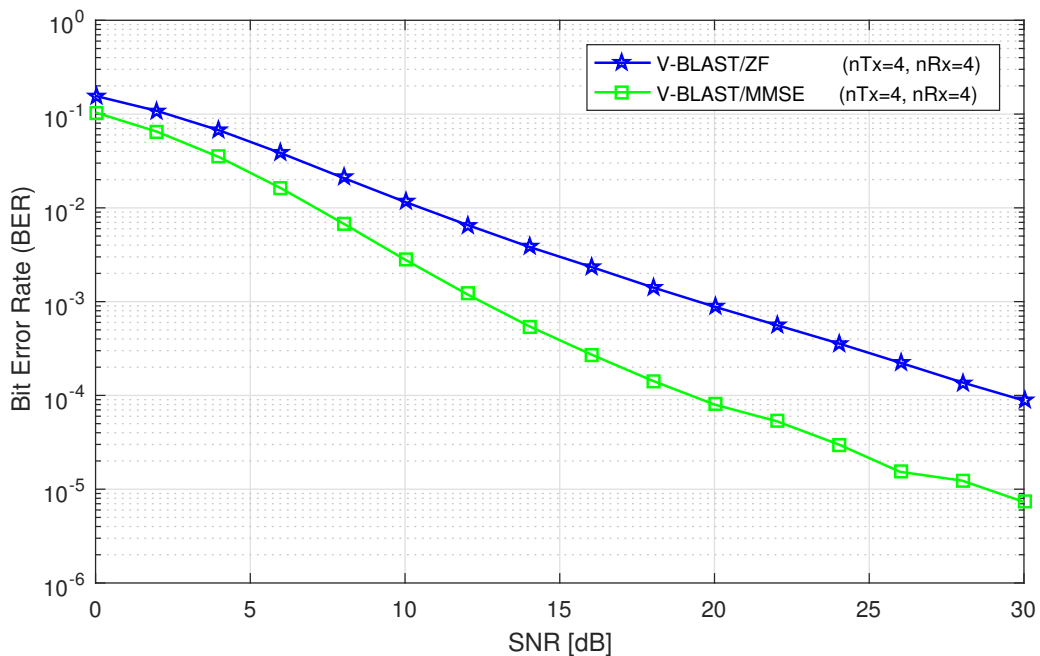
Figura 4.4: Detectores V-BLAST/ZF e V-BLAST/MMSE para QPSK (2x2).



Fonte: Devlal e Awasthi (2015).

Em seguida, a Figura 4.5 ilustra o comportamento dos detectores para a mesma modulação da Figura 4.3 (QPSK), porém com número de antenas diferentes. Neste caso, o sistema contém quatro antenas transmissoras ( $N_T = 4$ ) e quatro antenas receptoras ( $N_R = 4$ ). Com esse novo arranjo de antenas, os desempenhos mostraram mais satisfatórios em relação aos da configuração QPSK (2x2) e também maior eficiência espectral, agora com  $r = 8$  [bits/s/Hz], devido ao aumento do número de antenas transmissoras. Já a melhora retratada no desempenho de ambos detectores estão relacionados ao aumento no número de antenas transmissoras e receptoras, pois aumenta-se a diversidade espacial, ou seja, os sinais transmitidos tem um maior número de percursos (dado por  $N_T \times N_R$  percursos).

**Figura 4.5: Detectores V-BLAST/ZF e V-BLAST/MMSE para QPSK (4x4) e  $r = 8$  [bits/s/Hz].**

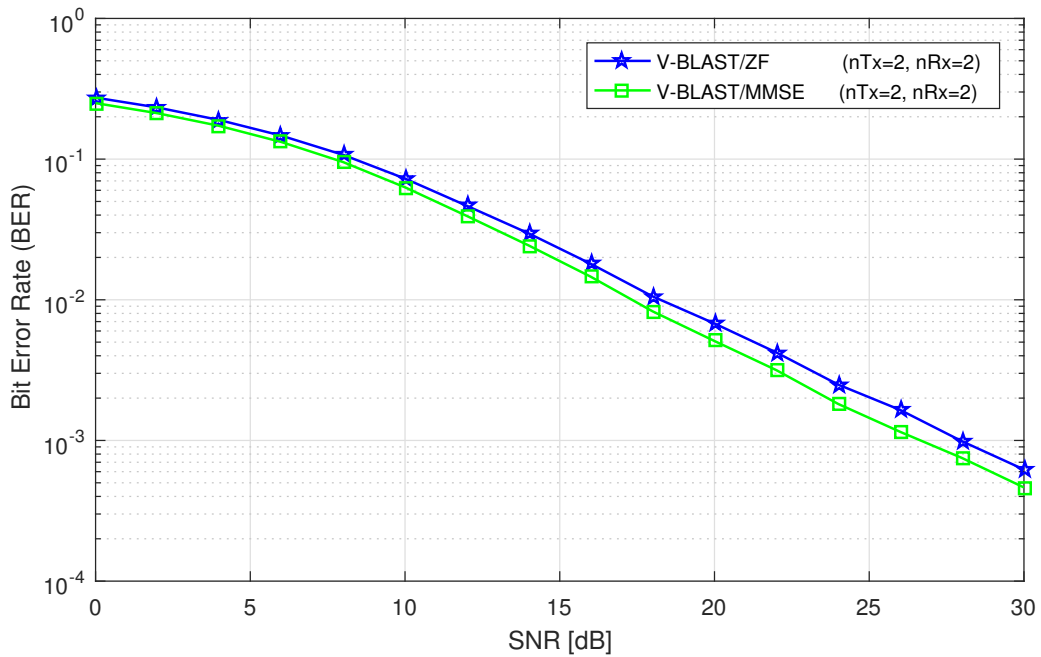


**Fonte: Autoria Própria.**

Para a modulação 8-QAM com duas antenas transmissoras ( $N_T = 2$ ) e duas antenas receptoras ( $N_R = 2$ ) tem-se uma eficiência de  $r = 6$  [bits/s/Hz]. As curvas de desempenho dos dois detectores são exibidos na Figura 4.6. Os detectores obtiveram performances inferiores para a modulação 8-QAM em comparação as modulações BPSK e QPSK para o mesmo número de antenas transmissoras/receptoras ( $N_T = 2$  e  $N_R = 2$ ). Este declínio no desempenho ocorre porque a distância mínima entre símbolos da constelação 8-QAM é menor do que a distância mínima entre os símbolos da constelação QPSK. Outro fator importante também notado, é que as curvas dos detectores ficaram mais parecidas, ou seja, os ganhos do detector V-BLAST/MMSE sobre o V-BLAST/ZF é inferior para 8-QAM (2x2) (Figura 4.6) em relação ao QPSK (2x2) (Figura 4.3) em todas SNRs.



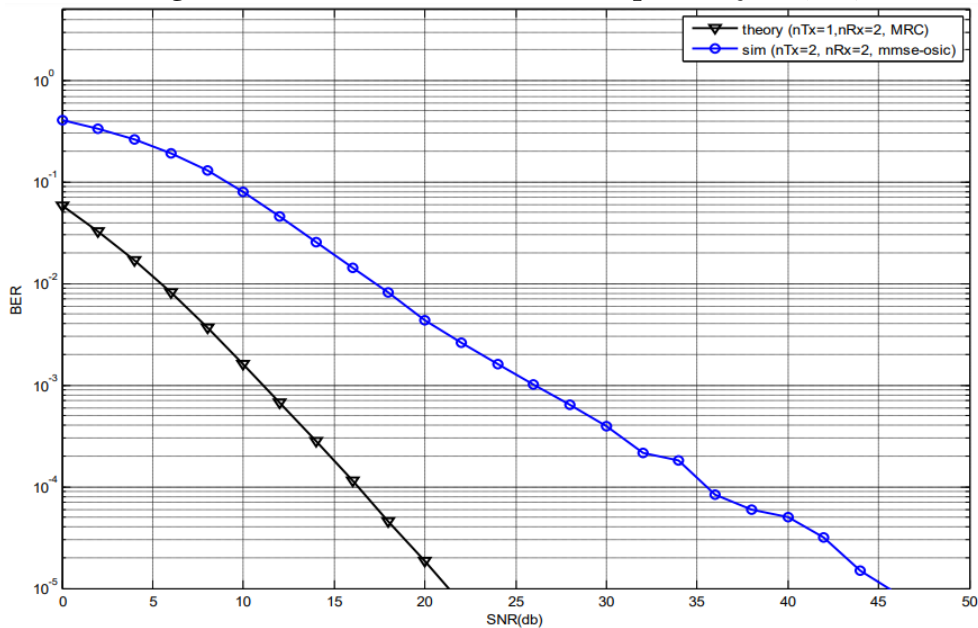
Figura 4.6: Detectores V-BLAST/ZF e V-BLAST/MMSE para 8-QAM (2x2) e  $r = 6$  [bits/s/Hz].



Fonte: Autoria Própria.

O desempenho do detector V-BLAST/MMSE para 8-QAM (2x2) (Figura 4.6) corrobora com o resultado apresentado no trabalho de Devlal e Awasthi (2015), como pode-se analisar através da Figura 4.7. Assim sendo, para uma BER de  $10^{-3}$  observa-se uma SNR de aproximadamente 26 [dB] nos gráficos das Figuras 4.6 e 4.7.

Figura 4.7: Detector V-BLAST/MMSE para 8-QAM (2x2).

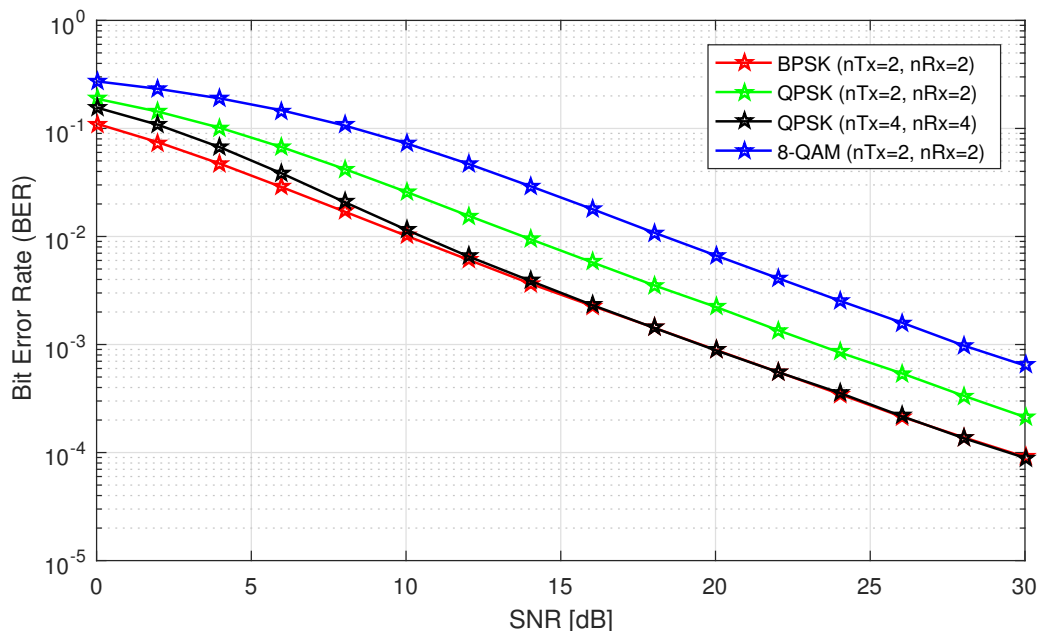


Fonte: Vashi et al. (2015).

Em seguida, plotou-se em um único gráfico as curvas dos desempenhos dos detectores de estrutura V-BLAST/ZF para as diferentes modulações (BPSK, QPSK e 8-QAM) e números de antenas para efeitos de comparações entre eles.

Através da Figura 4.8 é possível confirmar a atenuação na performance do detector V-BLAST/ZF quando se aumenta a ordem de modulação, no entanto, é claramente notado uma melhoria do mesmo quando aumenta-se o número de antenas transmissoras e receptoras ao comparar as configurações QPSK (2x2) e QPSK (4x4). Além disso, ambas configurações passam a ter praticamente o mesmo desempenho para SNRs acima de  $\approx 10$  [dB], porém a modulação BPSK é mais eficiente antes disto.

**Figura 4.8: Detector V-BLAST/ZF para BPSK (2x2), QPSK (2x2), QPSK (4x4) e 8-QAM (2x2).**



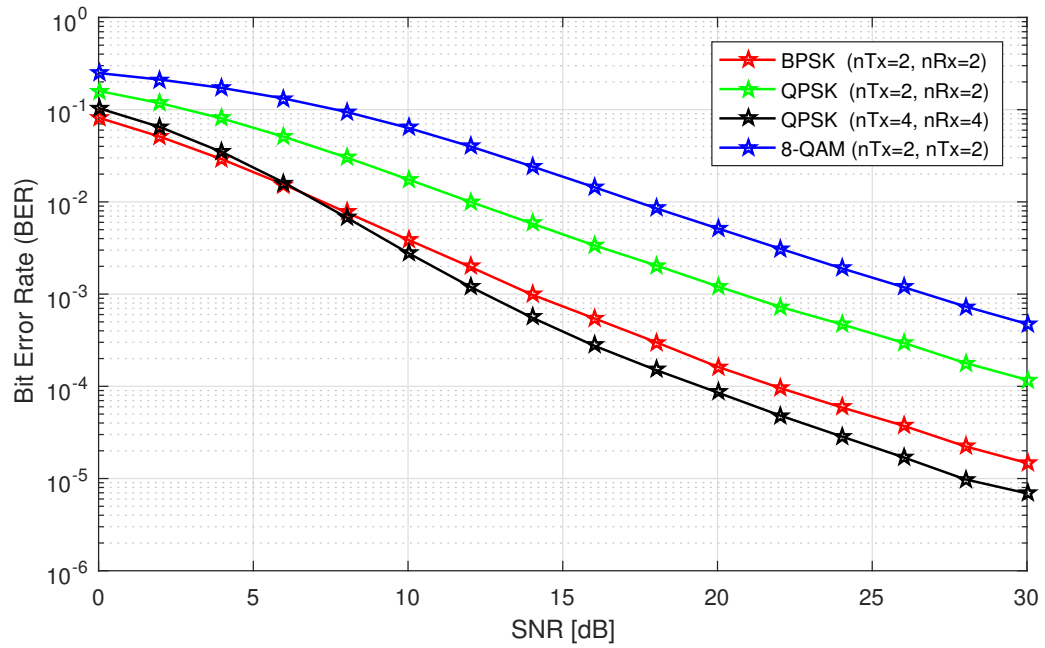
**Fonte: Autoria Própria.**

A mesma comparação de comportamento das curvas foi realizada para os detectores V-BLAST/MMSE para as mesmas configurações de modulações e números de antenas transmissoras e receptoras, ou seja, BPSK (2x2), QPSK (2x2), QPSK (4x4) e 8-QAM (2x2) como mostra a Figura 4.9.

Diferentemente do detector V-BLAST/ZF, a performance do V-BLAST/MMSE com modulação QPSK (4x4) passou a ser superior que o V-BLAST/MMSE com modulação BPSK (2x2) após uma SNR de  $\approx 7$  [dB]. Desta forma, pode-se notar que uma ordem de modulação inferior não significa necessariamente um desempenho superior, pois o número de antenas transmissoras e receptoras também influenciam na curva do desempenho. Ou seja, tem-se uma melhora no desempenho ao diminuir a ordem de modulação e/ou aumentar o número de

antenas transmissoras e receptoras.

Figura 4.9: Detetor V-BLAST/MMSE para BPSK (2x2), QPSK (2x2), QPSK (4x4) e 8-QAM (2x2).



Fonte: Autoria Própria.

## 5 CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS

Este trabalho apresentou a comparação de desempenho da taxa de erro de *bit* em função da relação Sinal/Ruído dos detectores de estruturas V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF para multiplexação espacial com canal Rayleigh plano e ruído AWGN. Conclui-se que a técnica clássica de multiplexação espacial possui grande vantagem quando o objetivo é obter altas taxas de transmissões, devido a simultaneidade das transmissões. Por outro lado, isto faz surgir a indesejada interferência entre os canais. Os resultados das simulações dos detectores foram corroborados com os resultados presentes nas literaturas Devlal e Awasthi (2015), Li et al. (2000), Vashi et al. (2015), Sidhu et al. (2012).

Dentre os dois detectores, o V-BLAST/MMSE apresentou melhor desempenho em todas as situações. O detector V-BLAST/ZF obteve um desempenho inferior porque, ao contrário do V-BLAST/MMSE, não leva em consideração o ruído AWGN em seu filtro. No entanto, o detector V-BLAST/MMSE apresentou maior complexidade de implementação devido a necessidade de se considerar a potência do ruído. A complexidade computacional dos detectores também aumenta conforme se aumenta o número de *bits* na entrada do modulador, a ordem de modulação e/ou o número de antenas.

Notou-se também que o aumento da ordem de modulação acarreta no degradamento do desempenho da BER em ambos os detectores e, além disto, o desempenho dos detectores ficam cada vez mais próximos um do outro. Já quando se aumenta o número de antenas transmissoras e receptoras, tem-se uma melhora no desempenho devido ao aumento da diversidade espacial, ou seja, o sinal transmitido tem  $N_{Tx}N_R$  caminhos diferentes (maior exploração do ambiente) até o receptor, enfrentando, assim, diferentes atenuações (desvanecimento) do canal. Desta forma, o desempenho dos detectores estão diretamente relacionados com a ordem de modulação e com o número de antenas transmissoras e receptoras.

Como perspectiva ou proposta para trabalhos futuros fica a simulação da BER por SNR para outras distribuições estatísticas, como a distribuição de Rice ou Nakagami-*m* e/ou com inserção de graus de correlação espacial no canal. Além disso, pode-se implementar o

método de modulação *Orthogonal Frequency-Division Multiple Access* (OFDMA), no qual utiliza canal Rayleigh seletivo na frequência. Outro critério que pode ser analisado é a complexidade dos detectores em termos de operações complexas e número de operações em ponto flutuante (*flop*).

## REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, N. B. d. **Estudo de modelos de canal para sistemas MIMO**. Dissertação (Mestrado) – Universidade de Aveiro, 2008.
- ALMERS, P. et al. Survey of channel and radio propagation models for wireless mimo systems. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, Hindawi Publishing Corp., v. 2007, n. 1, p. 56–56, 2007.
- ARAGON, J. R. C. **Um estudo sobre o impacto da codificação espaço-temporal e da multiplexação espacial em sistemas de comunicações sem fio**. 103 p. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2006.
- BORTOLOSSO, C. **Simulação de um sistema MIMO**. 91 p. Monografia (Graduação) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2010.
- BURG, A. P. **VLSI circuits for MIMO communication systems**. Tese (Doutorado) – ETH Zurich, 2006.
- CALDAS, F. M. C. **Transceptores MIMO em sistemas de comunicações móveis sem fio com multipontos coordenados**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Ceará, 2012.
- CHOCKALINGAM, A.; RAJAN, B. S. **Large MIMO systems**. New York: Cambridge University Press, 2014. ISBN 978-1-107-02665-0.
- CICHON, D. J.; WIESBECK, W. The heinrich hertz wireless experiments at karlsruhe in the view of modern communication. In **Proceedings of the 1995 International Conference on 100 Years of Radio**, IET, London, UK, 1995.
- COSTA, H. J. B. d. **Método de detecção massiva de sistemas LS-MIMO empregando o método de Richardson modificado em aceleradores gráficos**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2016.
- CRISPINO, L. C. B.; CALDAS, J. et al. Explorando história da ciência na amazônia: o museu interativo da física. **Revista Brasileira de Ensino de Física**, Universidade Federal do Pará, 2016.
- D'AGOSTINO, S. **A history of the ideas of theoretical physics: essays on the nineteenth and twentieth century physics**. Dordrecht: Springer Science & Business Media, 2001. ISBN 1-4020-0244-0.
- DEVLAL, Y.; AWASTHI, M. Mimo performance analysis with alamouti stbc code and v-blast detection scheme. **International Journal Of Science, Engineering And Technology Research (IJSETR)**, v. 4, n. 1, 2015.
- DUARTE, J. M. L. **Algoritmos e Arquiteturas VLSI para Detectores MIMO com Decisão Suave**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2012.

EDMAN, F. Digital hardware aspects of multiantenna algorithms. Department of Electrosience, Lund University, n. 61, 2006. ISSN 1402-8662.

FERNANDES, A. S. L. **Wireless Teams: Comparação de Tecnologias Sem Fios em Equipas de Robôs Móveis: Estado da Arte**. Coimbra: Faculdade de Ciências e Tecnologia. Universidade de Coimbra, 2011. 74 p.

FOSCHINI, G. J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. **Bell labs technical journal**, Wiley Online Library, v. 1, n. 2, p. 41-59, 1996.

GOLDSMITH, A. **Wireless communications**. New York: Cambridge University Press, 2005. 309 p.

GUANAIS, D. L. **Construção de Códigos Espaço-temporais de Treliça via Partição de Reticulados**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual Paulista, 2013.

GUERRA, M. V. **Caracterização do Canal de Propagação para Redes de TV Digital de Frequência Única**. 140 p. Tese (Doutorado) – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2012.

HACKBARTH, R. **Uma proposta de roteamento utilizando comunicação adaptativa em redes sem fio múltiplos saltos com múltiplas antenas**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012.

HAMPTON, J. R. **Introduction to MIMO communications**. New York: Cambridge University Press, 2014. 288 p. ISBN 978-1-107-04283-4.

HAYKIN, S.; MOHER, M. **Sistemas modernos de comunicações wireless**. Porto Alegre: Bookman, 2008. 580 p. ISBN 978-85-60031-99-3.

KESSLER, M. S. **Estudo de múltiplas antenas para sistemas de comunicação móvel**. 48 p. Monografia (Graduação) – Universidade de Brasília, Brasília, 2011.

LI, X. et al. Reduced-complexity detection algorithms for systems using multi-element arrays. In: IEEE. **Global Telecommunications Conference, 2000. GLOBECOM'00**. IEEE. Nova Jersey, 2000. v. 2, p. 1072-1076.

LISBOA, A. de F. **Esquemas Espaço-Temporais em Sistemas de Comunicação MIMO**. 81 p. Monografia (Graduação) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2011.

LOIOLA, M. B. et al. **Estimação de canais MIMO variantes no tempo usando filtros de Kalman**. 175 p. Tese (Doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Campinas/SP, 2009.

LUIZ, T. T. **Codificação espaço-temporal**. 66 p. Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual Paulista, Rio Claro, 2012.

MACHADO, R. **Tópicos Avançados em Sistemas de Telecomunicações**. Departamento de Eletrônica e Computação. Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, 2012.

MEDEIROS, J. C. d. O. **Princípios de Telecomunicações: Teoria e Prática**. São Paulo: Érica, 2007.

- NUMAN, M. W.; ISLAM, M. T.; MISRAN, N. Performance and complexity improvement of training based channel estimation in mimo systems. **Progress In Electromagnetics Research C**, EMW Publishing, v. 10, p. 1–13, 2009.
- OLIVEIRA, A. P. **Avaliação de Desempenho do TCP em Sistemas VBLAST Codificados**. Dissertação (Mestrado) — Pontifícia Universidade Católica do Paraná. Programa de Pós Graduação em Informática, Curitiba, 2008.
- OSORIO, A. F. d. S. et al. **Antenas adaptativas: conceitos e aplicações em comunicações moveis**. 116 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1998.
- PROAKIS, J. G. **Digital communications**. 3<sup>a</sup>. ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- RAMOS, F. **Pérdidas en obstáculos**. 2011. Disponível em: <[www.radioenlaces.es/articulos/perdidas-en-obstaculos](http://www.radioenlaces.es/articulos/perdidas-en-obstaculos)>. Acesso em: 12 de abril 2018.
- RAPPAPORT, T. S. et al. **Wireless communications: principles and practice**. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
- SANTOS, A. F. dos. **Um Esquema de Equalização Turbo Aplicando Decodificação Turbo de Códigos Produto de Paridade Simples Multidimensionais**. 66 p. Dissertação (Mestrado) — Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), Santa Rita do Sapucaí, 2005.
- SHIU, D.-s.; KAHN, J. M. Scalable layered space-time codes for wireless communications: Performance analysis and design criteria. In: IEEE. **Wireless Communications and Networking Conference, 1999. WCNC. 1999 IEEE**. [S.l.], 1999. v. 1, p. 159–163.
- SIDHU, P. S.; SINGH, G.; GROVER, A. An analytical design: Performance comparison of mmse and zf detector. v. 3, n. 11, 2012.
- SILVA, J. N. Uma abordagem histórica e experimental da eletrostática. **Estação Científica (UNIFAP)**, v. 1, n. 1, p. 99–113, 2011.
- SILVA, J. T. P. M. d. **Receptor MIMO em FPGA baseado no esquema de Alamouti**. Tese (Doutorado) — Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2011.
- SOUZA, R. **Modulação Espacial em Sistemas de Comunicação sem Fio: Compromisso Complexidade-Desempenho**. 80 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, Londrina/PR, 2013.
- STUDER, C. **Iterative MIMO decoding**. 255 p. Tese (Doutorado) — Eidgenössische Technische Hochschule (ETH), Zurich, 2009.
- TANENBAUM, A. S. **Redes de Computadores**. 4<sup>a</sup> Edição: Editora Campus, 2003.
- TAROKH, V.; JAFARKHANI, H.; CALDERBANK, A. R. Space-time block codes from orthogonal designs. **IEEE Transactions on Information theory**, IEEE, v. 45, n. 5, p. 1456–1467, 1999.
- TOLEDO, A. L.; WANG, X. Tcp performance over wireless mimo channels with arq and packet combining. **IEEE Transactions on Mobile Computing**, IEEE, v. 5, n. 3, p. 208–223, 2006.
- VASHI, R. R. et al. A performance comparison of spatial multiplexing mimo detectors. **International Journal of Computer Applications**, Citeseer, v. 125, n. 3, 2015.



VIEIRA, R. D. **Medidas do canal mimo indoor: Analise da capacidade e dos parametros do canal**. Tese (Doutorado) – Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2005.

VIKAS, G.; DEEPAK, N. n-rayleigh distribution in mobile computing over flat-fading channel. **International Conference on Methods and Models in Computer Science**, 2009.

WOLNIANSKY, P. W. et al. V-blast: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In: IEEE. **Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on**. Nova Jersey, 1998. p. 295–300.

ZHAO, J. **Analysis and design of communication techniques in spectrally efficient wireless relaying systems**. Logos verlag berlin. Zürich: Institut für Kommunikationstechnik, 2010. 262 p. ISBN 978-3-8325-2585-9.

## APÊNDICE A – ALGORITMOS IMPLEMENTADOS

A seguir tem-se os códigos das implementações do sistema de multiplexação espacial com os detectores de estruturas V-BLAST/MMSE e V-BLAST/ZF. Todos os códigos estão comentados para melhor entendimento.

**Listing A.1: Spatial Multiplexing V-BLAST/ZF.**

```

1  clc
2  clear all
3  %close all
4
5  M2 = 2; %Ordem de modulacao BPSK
6  M4 = 4; %Ordem de modulacao QPSK
7  M8 = 8; %Ordem de modulacao 8-QAM
8
9  nTx2 = 2; %Numero de antenas transmissoras
10 nRx2 = 2; %Numero de antenas receptoras
11
12 nTx4 = 4; %Numero de antenas transmissoras
13 nRx4 = 4; %Numero de antenas receptoras
14
15 k2 = log2(M2); %Numero de bits/simbolo para BPSK
16 k4 = log2(M4); %Numero de bits/simbolo para QPSK
17 k8 = log2(M8); %Numero de bits/simbolo para 8-QAM
18
19 %Numero de bits de informacao na entrada do modulador:
20 N2_22 = k2*nTx2*4*10^6; %BPSK 2x2
21 N4_22 = k4*nTx2*4*10^6; %QPSK 2x2
22 N4_44 = k4*nTx4*4*10^6; %QPSK 4x4
23 N8_22 = k8*nTx2*4*10^6; %8-QAM 2x2
24
25 SNR_dB = [0:2:30]; %Relacao Sinal/Ruido (SNR) em dB
26
27 dim2 = (0:M2-1); %Dimensao da constelacao BPSK
28 dim4 = (0:M4-1); %Dimensao da constelacao QPSK
29 dim8 = (0:M8-1); %Dimensao da constelacao 8-QAM
30
31 constellation2 = qammod(dim2, M2, 'gray', 'UnitAveragePower', true); %Constelacao para BPSK
32 constellation4 = qammod(dim4, M4, 'gray', 'UnitAveragePower', true); %Constelacao para QPSK
33 constellation8 = qammod(dim8, M8, 'gray', 'UnitAveragePower', true); %Constelacao para 8-QAM
34
35 nErrors_mmse2 = []; %Numero de erros de bits BPSK
36 nErrors_mmse4 = []; %Numero de erros de bits QPSK 2x2

```

```

37 nErrors_mmse4_44 = []; %Numero de erros de bits QPSK 4x4
38 nErrors_mmse8 = []; %Numero de erros de bits 8-QAM
39
40 fprintf( '\n [\b Calculando iteracoes...]\b\n');
41
42 for ii = 1:length(SNR_dB)
43     fprintf(' Iteracao %d/%d \n', ii, length(SNR_dB));
44
45     %Geracao dos bits aleatorios com mesma probabilidade de ocorrencia dos bits 0 e 1:
46     bits2 = rand(N2_22,1)>0.5; %BPSK
47     bits4 = rand(N4_22,1)>0.5; %QPSK 2x2
48     bits4_44 = rand(N4_44,1)>0.5; %QPSK 4x4
49     bits8 = rand(N8_22,1)>0.5; %8-QAM
50
51     %Os objetos modulador e demodulador a seguir tem como referencia o documento disponibilizado pelo MATLAB no
52     link:
53     %https://www.mathworks.com/help/comm/ref/comm.rectangularqammodulator-system-object.html
54     %https://www.mathworks.com/help/comm/ref/comm.rectangularqamdemodulator-system-object.html?searchHighlight=
55     comm.RectangularQAMDemodulator&s_tid=doc_srchtile
56
57     %Objetos modulador e demodulador para BPSK:
58     hMod2 = comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder',M2, 'BitInput',true, 'SymbolMapping','Gray', '
59     NormalizationMethod','Average power');
60     hDemod_bits2 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M2, 'BitOutput',true, 'SymbolMapping','Gray
61     ', 'NormalizationMethod','Average power');
62     hDemod_symbol2 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M2, 'BitOutput',false, 'SymbolMapping', '
63     Gray', 'NormalizationMethod','Average power');
64
65     %Objetos modulador e demodulador para QPSK 2x2:
66     hMod4 = comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder',M4, 'BitInput',true, 'SymbolMapping','Gray', '
67     NormalizationMethod','Average power');
68     hDemod_bits4 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M4, 'BitOutput',true, 'SymbolMapping','Gray
69     ', 'NormalizationMethod','Average power');
70     hDemod_symbol4 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M4, 'BitOutput',false, 'SymbolMapping', '
71     Gray', 'NormalizationMethod','Average power');
72
73     %Objetos modulador e demodulador para QPSK 4x4:
74     hMod4_44 = comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder',M4, 'BitInput',true, 'SymbolMapping','Gray', '
75     NormalizationMethod','Average power');
76     hDemod_bits4_44 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M4, 'BitOutput',true, 'SymbolMapping', '
77     Gray', 'NormalizationMethod','Average power');
78     hDemod_symbol4_44 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M4, 'BitOutput',false, 'SymbolMapping', '
79     Gray', 'NormalizationMethod','Average power');
80
81     %Objetos modulador e demodulador para 8-QAM:
82     hMod8 = comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder',M8, 'BitInput',true, 'SymbolMapping','Gray', '
83     NormalizationMethod','Average power');
84     hDemod_bits8 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M8, 'BitOutput',true, 'SymbolMapping','Gray
85     ', 'NormalizationMethod','Average power');
86     hDemod_symbol8 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M8, 'BitOutput',false, 'SymbolMapping', '
87     Gray', 'NormalizationMethod','Average power');
88
89     allBitsMod2 = step(hMod2,bits2); %Simbolos modulados para BPSK
90     allBitsMod4 = step(hMod4,bits4); %Simbolos modulados para QPSK 2x2

```

```

77 allBitsMod4_44 = step(hMod4_44,bits4_44)'; %Simbolos modulados para QPSK 4x4
78 allBitsMod8 = step(hMod8,bits8)'; %Simbolos modulados para 8-QAM
79
80 sizeBitsMod2 = size(allBitsMod2,2); %Tamanho da segunda dimensao do vetor de simbolos modulados (
    allBitsMod2) para BPSK
81 sizeBitsMod4 = size(allBitsMod4,2); %Tamanho da segunda dimensao do vetor de simbolos modulados (
    allBitsMod4) para QPSK 2x2
82 sizeBitsMod4_44 = size(allBitsMod4_44,2); %Tamanho da segunda dimensao do vetor de simbolos modulados (
    allBitsMod4_44) para QPSK 4x4
83 sizeBitsMod8 = size(allBitsMod8,2); %Tamanho da segunda dimensao do vetor de simbolos modulados (
    allBitsMod8) para 8-QAM
84
85 SNR_Lin = 10^(SNR_dB(ii)/10); %Relacao Sinal/Ruido (linear)
86
87 %Gracao do canal Rayleigh:
88 %Referencia: https://core.ac.uk/download/pdf/30044362.pdf ##Pagina 33
89 H_ray2 = 1/sqrt(2) * (randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod2/nTx2) + i*randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod2/nTx2));
    %BPSK
90 H_ray4 = 1/sqrt(2) * (randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod4/nTx2) + i*randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod4/nTx2));
    %QPSK 2x2
91 H_ray4_44 = 1/sqrt(2) * (randn(nRx4,nTx4,sizeBitsMod4_44/nTx4) + i*randn(nRx4,nTx4,sizeBitsMod4_44/nTx4));
    % QPSK 4x4
92 H_ray8 = 1/sqrt(2) * (randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod8/nTx2) + i*randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod8/nTx2));
    % 8-QAM
93
94 %Remodelagem dos simbolos modulados por BPSK para realizacao da transmissao:
95 bitsMod2 = kron(allBitsMod2,ones(nRx2,1));
96 bitsMod2 = reshape(bitsMod2,[nRx2,nTx2,sizeBitsMod2/nTx2]);
97
98 %Remodelagem dos simbolos modulados por QPSK 2x2 para realizacao da transmissao:
99 bitsMod4 = kron(allBitsMod4,ones(nRx2,1));
100 bitsMod4 = reshape(bitsMod4,[nRx2,nTx2,sizeBitsMod4/nTx2]);
101
102 %Remodelagem dos simbolos modulados por QPSK 4x4 para realizacao da transmissao:
103 bitsMod4_44 = kron(allBitsMod4_44,ones(nRx4,1));
104 bitsMod4_44 = reshape(bitsMod4_44,[nRx4,nTx4,sizeBitsMod4_44/nTx4]);
105
106 %Remodelagem dos simbolos modulados por 8-QAM para realizacao da transmissao:
107 bitsMod8 = kron(allBitsMod8,ones(nRx2,1));
108 bitsMod8 = reshape(bitsMod8,[nRx2,nTx2,sizeBitsMod8/nTx2]);
109
110 %Multiplicacao do sinal transmitido (bitsMod) pelo canal rayleigh (H_ray) e adicao do ruido AWGN:
111 yReceivers2 = awgn(squeeze(sum(H_ray2.*bitsMod2,2)), SNR_dB(ii)); %BPSK
112 yReceivers4 = awgn(squeeze(sum(H_ray4.*bitsMod4,2)), SNR_dB(ii)); %QPSK 2x2
113 yReceivers4_44 = awgn(squeeze(sum(H_ray4_44.*bitsMod4_44,2)), SNR_dB(ii)); %QPSK 4x4
114 yReceivers8 = awgn(squeeze(sum(H_ray8.*bitsMod8,2)), SNR_dB(ii)); %8-QAM
115
116 %Vetores de simbolos transmitidos:
117 xAll2 = squeeze(bitsMod2(1,:,:)); %BPSK
118 xAll4 = squeeze(bitsMod4(1,:,:)); %QPSK 2x2
119 xAll4_44 = squeeze(bitsMod4_44(1,:,:)); %QPSK 4x4
120 xAll8 = squeeze(bitsMod8(1,:,:)); %8-QAM
121
122 err_zf2 = 0; %Erro de bits para BPSK

```

```

123 err_zf4 = 0; %Erro de bits para QPSK 2x2
124 err_zf4_44 = 0; %Erro de bits para QPSK 4x4
125 err_zf8 = 0; %Erro de bits para 8-QAM
126
127 %Numero de canais gerado
128 channels2 = size(yReceivers2,2); %BPSK
129 channels4 = size(yReceivers4,2); %QPSK 2x2
130 channels4_44 = size(yReceivers4_44,2); %QPSK 4x4
131 channels8 = size(yReceivers8,2); %8-QAM
132
133 %Neste caso todos terao o mesmo numero de canais, ou seja:
134 %channels = channels2 = channels4 = channels4_44 = channels8;
135
136 for iter = 1:channels8
137
138 %Pega uma matriz do canal a cada repeticao do for
139 Hi_zf2 = H_ray2(:, :, iter); %BPSK
140 Hi_zf4 = H_ray4(:, :, iter); %QPSK 2x2
141 Hi_zf4_44 = H_ray4_44(:, :, iter); %QPSK 4x4
142 Hi_zf8 = H_ray8(:, :, iter); %8-QAM
143
144 %Pega um vetor coluna de simbolos transmitidos a cada repeticao do for
145 x2 = xAll2(:, iter); %BPSK
146 x4 = xAll4(:, iter); %QPSK 2x2
147 x4_44 = xAll4_44(:, iter); %QPSK 4x4
148 x8 = xAll8(:, iter); %8-QAM
149
150 %Pega um vetor coluna de sinais transmitidos multiplicado pelo canal com adicao do ruido a cada
151 %repeticao for
152 yi_zf2 = yReceivers2(:, iter); %BPSK
153 yi_zf4 = yReceivers4(:, iter); %QPSK 2x2
154 yi_zf4_44 = yReceivers4_44(:, iter); %QPSK 4x4
155 yi_zf8 = yReceivers8(:, iter); %8-QAM
156
157 %Variaveis que guardaram os bits demodulados:
158 decod_zf2 = []; %BPSK
159 decod_zf4 = []; %QPSK 2x2
160 decod_zf4_44 = []; %QPSK 4x4
161 decod_zf8 = []; %8-QAM
162
163 %Variaveis que guardaram os indices das linhas com menor norma do filtro Gmmse:
164 index_zf2 = []; %BPSK
165 index_zf4 = []; %QPSK 2x2
166 index_zf4_44 = []; %QPSK 4x4
167 index_zf8 = []; %8QAM
168
169 %Cada linha da matriz Gzf (de dimensao nTx por nRx) corresponde a um simbolo a ser detectado
170 for Tx2 = 1:nTx2 % Este laço de repeticao "for" sera para os casos de 2 antenas transmissoras, ou
171 %seja, BPSK (2x2), QPSK (2x2) e 8-QAM(2x2)
172 %%%%% ZF - Zero Forcing %%%%%
173 %Estes sao as matrizes de filtro Gzf dos detectores ZF para as tres modulacoes:
174 G_zf2 = pinv(Hi_zf2); %BPSK
175 G_zf4 = pinv(Hi_zf4); %QPSK 2x2
176 G_zf8 = pinv(Hi_zf8); %8-QAM

```

```

175
176 %Multiplica a linha (index_zf) da matriz Gzf com menor norma por infinito (inf)
177 %para que esta nao entre no calculo da proxima linha de menor norma
178 G_zf2(index_zf2,:)=inf*G_zf2(index_zf2,:); %BPSK
179 G_zf4(index_zf4,:)=inf*G_zf4(index_zf4,:); %QPSK 2x2
180 G_zf8(index_zf8,:)=inf*G_zf8(index_zf8,:); %8-QAM
181
182 %Calculo do indice (ki_zf) da linha com menor norma:
183 %Referencia: http://taurus.unicamp.br/bitstream/REPOSIP/260491/1/Machado\_JeremiasBarbosa\_D.pdf
184 ##Pagina 127
184 [~, ki_zf2]=min(sum(sqrt(G_zf2.*(conj(G_zf2))),2)); %BPSK
185 [~, ki_zf4]=min(sum(sqrt(G_zf4.*(conj(G_zf4))),2)); %QPSK 2x2
186 [~, ki_zf8]=min(sum(sqrt(G_zf8.*(conj(G_zf8))),2)); %8-QAM
187
188 %Guarda o valor do indice (ki_zf) da linha com menor norma da matriz Gzf na variavel index_zf
189 index_zf2=[index_zf2 ki_zf2]; %BPSK
190 index_zf4=[index_zf4 ki_zf4]; %QPSK 2x2
191 index_zf8=[index_zf8 ki_zf8]; %8-QAM
192
193 %Para BPSK:
194 wki_zf2=G_zf2(ki_zf2,:); %A linha de menor norma sera atribuida ao vetor wki_zf2
195 yki_zf2=wki_zf2'*yi_zf2; %Deteccao do simbolo
196
197 %Para QPSK 2x2:
198 wki_zf4=G_zf4(ki_zf4,:); %A linha de menor norma sera atribuida ao vetor wki_zf4
199 yki_zf4=wki_zf4'*yi_zf4; %Deteccao do simbolo
200
201 %Para 8-QAM:
202 wki_zf8=G_zf8(ki_zf8,:); %A linha de menor norma sera atribuida ao vetor wki_zf8
203 yki_zf8=wki_zf8'*yi_zf8; %Deteccao do simbolo
204
205 %Estimacao do simbolo detectado na constelacao BPSK
206 bitsZf2 = step(hDemod_bits2,yki_zf2)';
207 ind_zf2 = step(hDemod_symbol2,yki_zf2);
208 xi_zf2 = constellation2(ind_zf2+1);
209
210 %Estimacao do simbolo detectado na constelacao QPSK 2x2
211 bitsZf4 = step(hDemod_bits4,yki_zf4)';
212 ind_zf4 = step(hDemod_symbol4,yki_zf4);
213 xi_zf4 = constellation4(ind_zf4+1);
214
215 %Estimacao do simbolo detectado na constelacao 8-QAM
216 bitsZf8 = step(hDemod_bits8,yki_zf8)';
217 ind_zf8 = step(hDemod_symbol8,yki_zf8);
218 xi_zf8 = constellation8(ind_zf8+1);
219
220 %Demodulador do simbolo estimado BPSK
221 decod_zf2(ki_zf2,:)=bitsZf2;
222 yi_zf2=yi_zf2 - xi_zf2*Hi_zf2(:,ki_zf2);
223 Hi_zf2(:,ki_zf2)=0;
224
225 %Demodulador do simbolo estimado QPSK 2x2
226 decod_zf4(ki_zf4,:)=bitsZf4;
227 yi_zf4=yi_zf4 - xi_zf4*Hi_zf4(:,ki_zf4);

```

```

228     Hi_zf4(:,ki_zf4)=0;
229
230     %Demodulador do simbolo estimado 8-QAM
231     decod_zf8(ki_zf8,:)=bitsZf8;
232     yi_zf8=yi_zf8 - xi_zf8*Hi_zf8(:,ki_zf8);
233     Hi_zf8(:,ki_zf8)=0;
234 end
235
236 for Tx4 = 1:nTx4     %Este laço de repeticao "for" sera apenas para o caso de 4 antenas transmissoras
    , ou seja, QPSK (4x4)
237     %Matriz de filtro Gzf do detector ZF para as a modulacao QPSK (4x4):
238     G_zf4_44 = pinv(Hi_zf4_44);     %QPSK 4x4
239
240     %Multiplica a linha (index_zf) da matriz Gzf com menor norma por infinito (inf)
241     %para que esta nao entre no calculo da proximo linha de menor norma
242     G_zf4_44(index_zf4_44,:)=inf*G_zf4_44(index_zf4_44,:);     %QPSK 4x4
243
244     %Calculo do valor de indice (ki_zf) da linha com menor norma:
245     [~, ki_zf4_44]=min(sum(sqrt(G_zf4_44.*(conj(G_zf4_44))),2)); %QPSK 4x4
246
247     %Guarda o valor do indice (ki_zf) da linha com menor norma da matriz Gzf na variavel index_zf
248     index_zf4_44=[index_zf4_44 ki_zf4_44];     %QPSK 4x4
249
250     wki_zf4_44=G_zf4_44(ki_zf4_44,:);     %A linha de menor norma sera atribuida ao vetor wki_mmse4_44
    (QPSK 4x4)
251     yki_zf4_44=wki_zf4_44'*yi_zf4_44;     %Deteccao do simbolo (QPSK 4x4)
252
253     %Estimacao do simbolo detectado para QPSK 4x4
254     bitsZf4_44 = step(hDemod_bits4_44,yki_zf4_44)';
255     ind_zf4_44 = step(hDemod_symbol4_44,yki_zf4_44);
256     xi_zf4_44 = constellation4(ind_zf4_44+1);
257
258     %Demodulador do simbolo estimado para QPSK 4x4
259     decod_zf4_44(ki_zf4_44,:)=bitsZf4_44;
260     yi_zf4_44=yi_zf4_44 - xi_zf4_44*Hi_zf4_44(:,ki_zf4_44);
261     Hi_zf4_44(:,ki_zf4_44)=0;
262 end
263
264 %Demodulador do simbolo original:
265 seqBits2 = step(hDemod_bits2,x2)';           %BPSK
266 seqBits4 = step(hDemod_bits4,x4)';           %QPSK 2x2
267 seqBits4_44 = step(hDemod_bits4_44,x4_44)'; %QPSK 4x4
268 seqBits8 = step(hDemod_bits8,x8)';           %8-QAM
269
270 %Calculo de erros de bits para BPSK:
271 decod_zf2=reshape(decod_zf2', 1, nTx2 * k2);
272 err_zf2=err_zf2+sum(seqBits2 ~= decod_zf2);
273
274 %Calculo de erros de bits para QPSK 2x2:
275 decod_zf4=reshape(decod_zf4', 1, nTx2 * k4);
276 err_zf4=err_zf4+sum(seqBits4 ~= decod_zf4);
277
278 %Calculo de erros de bits para QPSK 4x4:
279 decod_zf4_44=reshape(decod_zf4_44', 1, nTx4 * k4);

```

```

280     err_zf4_44=err_zf4_44+sum(seqBits4_44 ~= decod_zf4_44);
281
282     %Calculo de erros de bits para 8-QAM:
283     decod_zf8=reshape(decod_zf8', 1, nTx2 * k8);
284     err_zf8=err_zf8+sum(seqBits8 ~= decod_zf8);
285 end
286
287 %Guarda os numeros de bits errados:
288 nErrors_zf2(ii)=err_zf2;           %BPSK
289 nErrors_zf4(ii)=err_zf4;           %QPSK 2x2
290 nErrors_zf4_44(ii)=err_zf4_44;     %QPSK 4x4
291 nErrors_zf8(ii)=err_zf8;           %8-QAM
292 end
293
294 %Calculas a BERs:
295 simBer_zf2 = nErrors_zf2 / N2_22;    %BPSK
296 simBer_zf4 = nErrors_zf4 / N4_22;    %QPSK 2x2
297 simBer_zf4_44 = nErrors_zf4_44 / N4_44; %QPSK 4x4
298 simBer_zf8 = nErrors_zf8 / N8_22;    %8-QAM
299
300 %Geracao dos graficos SNR x BER:
301 figure
302 semilogy(SNR_dB,simBer_zf2,'r-p','LineWidth',1); %Grafico da SNRxBER para BPSK
303 hold on
304 semilogy(SNR_dB,simBer_zf4,'g-p','LineWidth',1); %Grafico da SNRxBER para QPSK 2x2
305 hold on
306 semilogy(SNR_dB,simBer_zf4_44,'k-p','LineWidth',1); %Grafico da SNRxBER para QPSK 4x4
307 hold on
308 semilogy(SNR_dB,simBer_zf8,'b-p','LineWidth',1); %Grafico da SNR x BER para 8-QAM
309 grid on
310 axis=[SNR_dB(1,1) SNR_dB(end) 10^-7 10^-1];
311 lgd = legend([sprintf('%d-QAM (nTx=%d, nRx=%d)',M2, nTx2,nRx2)], [sprintf('QPSK (nTx=%d, nRx=%d)',nTx2,nRx2)],
312             [sprintf('QPSK (nTx=%d, nRx=%d)',nTx4,nRx4)], [sprintf('%d-QAM (nTx=%d, nRx=%d)',M8, nTx2,nRx2)]);
312 lgd.FontSize = 8;
313 xlabel('\fontsize{10}SNR [dB]');
314 ylabel('\fontsize{10}Bit Error Rate (BER)');
315 ttl = title([sprintf(' V-BLAST/ZF (Rayleigh channel)')]);
316 ttl.FontSize = 10;

```

**Listing A.2: Spatial Multiplexing V-BLAST/MMSE.**

```

1  clc
2  clear all
3  %close all
4
5  M2 = 2; %Ordem de modulacao BPSK
6  M4 = 4; %Ordem de modulacao QPSK
7  M8 = 8; %Ordem de modulacao 8-QAM
8
9  nTx2 = 2; %Numero de antenas transmissoras
10 nRx2 = 2; %Numero de antenas receptoras
11
12 nTx4 = 4; %Numero de antenas transmissoras
13 nRx4 = 4; %Numero de antenas receptoras

```



```

14
15 k2 = log2(M2); %Numero de bits/simbolo para BPSK
16 k4 = log2(M4); %Numero de bits/simbolo para QPSK
17 k8 = log2(M8); %Numero de bits/simbolo para 8-QAM
18
19 %Numero de bits de informacao na entrada do modulador:
20 N2_22 = k2*nTx2*4*10^6; %BPSK 2x2
21 N4_22 = k4*nTx2*4*10^6; %QPSK 2x2
22 N4_44 = k4*nTx4*4*10^6; %QPSK 4x4
23 N8_22 = k8*nTx2*4*10^6; %8-QAM 2x2
24
25 SNR_dB = [0:2:30]; %Relacao Sinal/Ruido (SNR) em dB
26
27 dim2 = (0:M2-1); %Dimensao da constelacao BPSK
28 dim4 = (0:M4-1); %Dimensao da constelacao QPSK
29 dim8 = (0:M8-1); %Dimensao da constelacao 8-QAM
30
31 constellation2 = qammod(dim2, M2, 'gray', 'UnitAveragePower', true); %Constelacao para BPSK
32 constellation4 = qammod(dim4, M4, 'gray', 'UnitAveragePower', true); %Constelacao para QPSK
33 constellation8 = qammod(dim8, M8, 'gray', 'UnitAveragePower', true); %Constelacao para 8-QAM
34
35 nErrors_mmse2 = []; %Numero de erros de bits BPSK
36 nErrors_mmse4 = []; %Numero de erros de bits QPSK 2x2
37 nErrors_mmse4_44 = []; %Numero de erros de bits QPSK 4x4
38 nErrors_mmse8 = []; %Numero de erros de bits 8-QAM
39
40 fprintf( '\n [\b Calculando iteracoes...]\b\n');
41
42 for ii = 1:length(SNR_dB)
43     fprintf(' Iteracao %d/%d \n', ii, length(SNR_dB));
44
45     %Geracao dos bits aleatorios com mesma probabilidade de ocorrencia dos bits 0 e 1:
46     bits2 = rand(N2_22,1)>0.5; %BPSK
47     bits4 = rand(N4_22,1)>0.5; %QPSK 2x2
48     bits4_44 = rand(N4_44,1)>0.5; %QPSK 4x4
49     bits8 = rand(N8_22,1)>0.5; %8-QAM
50
51     %Os objetos modulador e demodulador a seguir tem como referencia o documento disponibilizados pelo MATLAB
52     nos links:
53     %https://www.mathworks.com/help/comm/ref/comm.rectangularqammodulator-system-object.html
54     %https://www.mathworks.com/help/comm/ref/comm.rectangularqamdemodulator-system-object.html?searchHighlight=
55     comm.RectangularQAMDemodulator&s_tid=doc_srchtile
56
57     %Objetos modulador e demodulador para BPSK:
58     hMod2 = comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder',M2, 'BitInput',true, 'SymbolMapping','Gray', '
59     NormalizationMethod','Average power');
60     hDemod_bits2 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M2, 'BitOutput',true, 'SymbolMapping','Gray
61     ', 'NormalizationMethod','Average power');
62     hDemod_symbol2 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M2, 'BitOutput',false, 'SymbolMapping','
63     Gray', 'NormalizationMethod','Average power');
64
65     %Objetos modulador e demodulador para QPSK 2x2:
66     hMod4 = comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder',M4, 'BitInput',true, 'SymbolMapping','Gray', '
67     NormalizationMethod','Average power');

```

```

62 hDemod_bits4 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M4, 'BitOutput',true, 'SymbolMapping','Gray
    ', 'NormalizationMethod','Average power');
63 hDemod_symbol4 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M4, 'BitOutput',false, 'SymbolMapping','
    Gray', 'NormalizationMethod','Average power');
64
65 %Objetos modulador e demodulador para QPSK 4x4:
66 hMod4_44 = comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder',M4, 'BitInput',true, 'SymbolMapping','Gray', '
    NormalizationMethod','Average power');
67 hDemod_bits4_44 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M4, 'BitOutput',true, 'SymbolMapping','
    Gray', 'NormalizationMethod','Average power');
68 hDemod_symbol4_44 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M4, 'BitOutput',false, 'SymbolMapping'
    , 'Gray', 'NormalizationMethod','Average power');
69
70 %Objetos modulador e demodulador para 8-QAM:
71 hMod8 = comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder',M8, 'BitInput',true, 'SymbolMapping','Gray', '
    NormalizationMethod','Average power');
72 hDemod_bits8 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M8, 'BitOutput',true, 'SymbolMapping','Gray
    ', 'NormalizationMethod','Average power');
73 hDemod_symbol8 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M8, 'BitOutput',false, 'SymbolMapping','
    Gray', 'NormalizationMethod','Average power');
74
75 allBitsMod2 = step(hMod2,bits2)';           %Simbolos modulados para BPSK
76 allBitsMod4 = step(hMod4,bits4)';           %Simbolos modulados para QPSK 2x2
77 allBitsMod4_44 = step(hMod4_44,bits4_44)'; %Simbolos modulados para QPSK 4x4
78 allBitsMod8 = step(hMod8,bits8)';           %Simbolos modulados para 8-QAM
79
80 sizeBitsMod2 = size(allBitsMod2,2);          %Tamanho da segunda dimensao do vetor de simbolos modulados (
    allBitsMod2) para BPSK
81 sizeBitsMod4 = size(allBitsMod4,2);          %Tamanho da segunda dimensao do vetor de simbolos modulados (
    allBitsMod4) para QPSK 2x2
82 sizeBitsMod4_44 = size(allBitsMod4_44,2); %Tamanho da segunda dimensao do vetor de simbolos modulados (
    allBitsMod4_44) para QPSK 4x4
83 sizeBitsMod8 = size(allBitsMod8,2);          %Tamanho da segunda dimensao do vetor de simbolos modulados (
    allBitsMod8) para 8-QAM
84
85 SNR_Lin = 10^(SNR_db(ii)/10); %Relacao Sinal/Ruido (linear)
86 Es2 = 1/nTx2; %Energia do sinal para o caso de duas antenas transmissoras (nTx2)
87 Es4 = 1/nTx4; %Energia do sinal para o caso de quattro antenas transmissoras (nTx4)
88
89 No2 = Es2/SNR_Lin; % Potencia do ruido (variancia) para Es2, ou seja, duas antenas transmissoras
90 No4 = Es4/SNR_Lin; % Potencia do ruido (variancia) para Es4, ou seja, quatro antenas transmissoras
91
92 %Gracao do canal Rayleigh:
93 %Referencia: https://core.ac.uk/download/pdf/30044362.pdf ##Pagina 33
94 H_ray2 = 1/sqrt(2) * (randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod2/nTx2) + i*randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod2/nTx2)); %BPSK
95 H_ray4 = 1/sqrt(2) * (randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod4/nTx2) + i*randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod4/nTx2)); %QPSK 2x2
96 H_ray4_44 = 1/sqrt(2) * (randn(nRx4,nTx4,sizeBitsMod4_44/nTx4) + i*randn(nRx4,nTx4,sizeBitsMod4_44/nTx4));
    %QPSK 4x4
97 H_ray8 = 1/sqrt(2) * (randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod8/nTx2) + i*randn(nRx2,nTx2,sizeBitsMod8/nTx2)); %8-QAM
98
99 %Remodelagem dos simbolos modulados por BPSK para realizacao da transmissao:
100 bitsMod2 = kron(allBitsMod2,ones(nRx2,1));
101 bitsMod2 = reshape(bitsMod2,[nRx2,nTx2,sizeBitsMod2/nTx2]);
102

```

```

103 %Remodelagem dos simbolos modulados por QPSK 2x2 para realizacao da transmissao:
104 bitsMod4 = kron(allBitsMod4,ones(nRx2,1));
105 bitsMod4 = reshape(bitsMod4,[nRx2,nTx2,sizeBitsMod4/nTx2]);
106
107 %Remodelagem dos simbolos modulados por QPSK 4x4 para realizacao da transmissao:
108 bitsMod4_44 = kron(allBitsMod4_44,ones(nRx4,1));
109 bitsMod4_44 = reshape(bitsMod4_44,[nRx4,nTx4,sizeBitsMod4_44/nTx4]);
110
111 %Remodelagem dos simbolos modulados por 8-QAM para realizacao da transmissao:
112 bitsMod8 = kron(allBitsMod8,ones(nRx2,1));
113 bitsMod8 = reshape(bitsMod8,[nRx2,nTx2,sizeBitsMod8/nTx2]);
114
115 %Multiplicacao do sinal transmitido (bitsMod) pelo canal rayleigh (H_ray) e adicao do ruido AWGN:
116 yReceivers2 = awgn(squeeze(sum(H_ray2.*bitsMod2,2)), SNR_dB(ii)); %BPSK
117 yReceivers4 = awgn(squeeze(sum(H_ray4.*bitsMod4,2)), SNR_dB(ii)); %QPSK 2x2
118 yReceivers4_44 = awgn(squeeze(sum(H_ray4_44.*bitsMod4_44,2)), SNR_dB(ii)); %QPSK 4x4
119 yReceivers8 = awgn(squeeze(sum(H_ray8.*bitsMod8,2)), SNR_dB(ii)); %8-QAM
120
121 %Vetores de simbolos transmitidos:
122 xAll2 = squeeze(bitsMod2(1, :, :)); %BPSK
123 xAll4 = squeeze(bitsMod4(1, :, :)); %QPSK 2x2
124 xAll4_44 = squeeze(bitsMod4_44(1, :, :)); %QPSK 4x4
125 xAll8 = squeeze(bitsMod8(1, :, :)); %8-QAM
126
127 err_mmse2 = 0; %Erro de bits para BPSK
128 err_mmse4 = 0; %Erro de bits para QPSK 2x2
129 err_mmse4_44 = 0; %Erro de bits para QPSK 4x4
130 err_mmse8 = 0; %Erro de bits para 8-QAM
131
132 %Numero de canais gerado
133 channels2 = size(yReceivers2,2); %BPSK
134 channels4 = size(yReceivers4,2); %QPSK 2x2
135 channels4_44 = size(yReceivers4_44,2); %QPSK 4x4
136 channels8 = size(yReceivers8,2); %8-QAM
137
138 %Neste caso todos terao o mesmo numero de canais, ou seja:
139 %channels = channels2 = channels4 = channels4_44 = channels8;
140
141 for iter = 1:channels8
142
143 %Pega uma matriz do canal a cada repeticao do for
144 Hi_mmse2 = H_ray2(:, :, iter); %BPSK
145 Hi_mmse4 = H_ray4(:, :, iter); %QPSK 2x2
146 Hi_mmse4_44 = H_ray4_44(:, :, iter); %QPSK 4x4
147 Hi_mmse8 = H_ray8(:, :, iter); %8-QAM
148
149 %Pega um vetor coluna de simbolos transmitidos a cada repeticao do for
150 x2 = xAll2(:, iter); %BPSK
151 x4 = xAll4(:, iter); %QPSK 2x2
152 x4_44 = xAll4_44(:, iter); %QPSK 4x4
153 x8 = xAll8(:, iter); %8-QAM
154
155 %Pega um vetor coluna de sinais transmitidos multiplicado pelo canal com adicao do ruido a cada
    repeticao for

```

```

156 yi_mmse2 = yReceivers2(:,iter);      %BPSK
157 yi_mmse4 = yReceivers4(:,iter);      %QPSK 2x2
158 yi_mmse4_44 = yReceivers4_44(:,iter); %QPSK 4x4
159 yi_mmse8 = yReceivers8(:,iter);      %8-QAM
160
161 %Variaveis que guardaram os bits demodulados:
162 decod_mmse2 = [];      %BPSK
163 decod_mmse4 = [];      %QPSK 2x2
164 decod_mmse4_44 = []; %QPSK 4x4
165 decod_mmse8 = [];      %8-QAM
166
167 %Variaveis que guardaram os indices das linhas com menor norma do filtro Gmmse:
168 index_mmse2 = [];      %BPSK
169 index_mmse4 = [];      %QPSK 2x2
170 index_mmse4_44 = []; %QPSK 4x4
171 index_mmse8 = [];      %8QAM
172
173
174 %Cada linha da matriz Gmmse (de dimensao nTx por nRx) corresponde a um simbolo a ser detectado
175 for Tx2 = 1:nTx2      % Este laço de repeticao "for" sera para os casos de 2 antenas transmissoras, ou
    seja, BPSK (2x2), QPSK (2x2) e 8-QAM(2x2)
176     %%%%% Deteccao por MMSE – Minimum Mean Square Error %%%%%
177     %Estes sao as matrizes de filtro Gmmse dos detectores MMSE para as tres modulacoes:
178     G_mmse2 = inv(Hi_mmse2'*Hi_mmse2 + No2*eye(nTx2))*Hi_mmse2'; %BPSK
179     G_mmse4 = inv(Hi_mmse4'*Hi_mmse4 + No4*eye(nTx2))*Hi_mmse4'; %QPSK 2x2
180     G_mmse8 = inv(Hi_mmse8'*Hi_mmse8 + No2*eye(nTx2))*Hi_mmse8'; %8-QAM
181
182     %Multiplica a linha (index_mmse) da matriz Gmmse com menor norma por infinito (inf)
183     %para que esta nao entre no calculo da proxima linha de menor norma
184     G_mmse2(index_mmse2,:)=inf*G_mmse2(index_mmse2,:); %BPSK
185     G_mmse4(index_mmse4,:)=inf*G_mmse4(index_mmse4,:); %QPSK 2x2
186     G_mmse8(index_mmse8,:)=inf*G_mmse8(index_mmse8,:); %8-QAM
187
188     %Calculo do indice (ki_mmse) da linha com menor norma:
189     %Referencia: http://taurus.unicamp.br/bitstream/REPOSIP/260491/1/Machado\_JeremiasBarbosa\_D.pdf
        ##Pagina 127
190     [~, ki_mmse2]=min(sum(sqrt(G_mmse2.*(conj(G_mmse2))),2)); %BPSK
191     [~, ki_mmse4]=min(sum(sqrt(G_mmse4.*(conj(G_mmse4))),2)); %QPSK 2x2
192     [~, ki_mmse8]=min(sum(sqrt(G_mmse8.*(conj(G_mmse8))),2)); %8-QAM
193
194     %Guarda o valor do indice (ki_mmse) da linha com menor norma da matriz Gmmse na variavel index_mmse
195     index_mmse2=[index_mmse2 ki_mmse2]; %BPSK
196     index_mmse4=[index_mmse4 ki_mmse4]; %QPSK 2x2
197     index_mmse8=[index_mmse8 ki_mmse8]; %8-QAM
198
199     %Para BPSK:
200     wki_mmse2=G_mmse2(ki_mmse2,:); %A linha de menor norma sera atribuida ao vetor wki_mmse2
201     yki_mmse2=wki_mmse2'*yi_mmse2; %Deteccao do simbolo
202
203     %Para QPSK 2x2:
204     wki_mmse4=G_mmse4(ki_mmse4,:); %A linha de menor norma sera atribuida ao vetor wki_mmse4
205     yki_mmse4=wki_mmse4'*yi_mmse4; %Deteccao do simbolo
206
207     %Para 8-QAM:

```

```

208     wki_mmse8=G_mmse8(ki_mmse8,:); %A linha de menor norma sera atribuida ao vetor wki_mmse8
209     yki_mmse8=wki_mmse8'*yi_mmse8; %%Deteccao do simbolo
210
211     %Estimacao do simbolo detectado na constelacao BPSK:
212     bitsMMSE2 = step(hDemod_bits2,yki_mmse2)';
213     ind_mmse2 = step(hDemod_symbol2,yki_mmse2);
214     xi_mmse2 = constellation2(ind_mmse2+1);
215
216     %Estimacao do simbolo detectado na constelacao QPSK 2x2:
217     bitsMMSE4 = step(hDemod_bits4,yki_mmse4)';
218     ind_mmse4 = step(hDemod_symbol4,yki_mmse4);
219     xi_mmse4 = constellation4(ind_mmse4+1);
220
221     %Estimacao do simbolo detectado na constelacao 8-QAM:
222     bitsMMSE8 = step(hDemod_bits8,yki_mmse8)';
223     ind_mmse8 = step(hDemod_symbol8,yki_mmse8);
224     xi_mmse8 = constellation8(ind_mmse8+1);
225
226     %Demodulador do simbolo estimado BPSK:
227     decod_mmse2(ki_mmse2,:)=bitsMMSE2;
228     yi_mmse2=yi_mmse2 - xi_mmse2*Hi_mmse2(:,ki_mmse2);
229     Hi_mmse2(:,ki_mmse2)=0;
230
231     %Demodulador do simbolo estimado QPSK 2x2:
232     decod_mmse4(ki_mmse4,:)=bitsMMSE4;
233     yi_mmse4=yi_mmse4 - xi_mmse4*Hi_mmse4(:,ki_mmse4);
234     Hi_mmse4(:,ki_mmse4)=0;
235
236     %Demodulador do simbolo estimado 8-QAM:
237     decod_mmse8(ki_mmse8,:)=bitsMMSE8;
238     yi_mmse8=yi_mmse8 - xi_mmse8*Hi_mmse8(:,ki_mmse8);
239     Hi_mmse8(:,ki_mmse8)=0;
240
241     end
242
243     for Tx4 = 1:nTx4 %Este laço de repeticao "for" sera apenas para o caso de 4 antenas transmissoras,
244         ou seja, QPSK (4x4)
245         %Matriz de filtro Gmmse do detector MMSE para as a modulacao QPSK (4x4):
246         G_mmse4_44 = inv(Hi_mmse4_44'*Hi_mmse4_44 + No4*eye(nTx4))*Hi_mmse4_44'; %QPSK 4x4
247
248         %Multiplica a linha (index_mmse) da matriz Gmmse com menor norma por infinito (inf)
249         %para que esta nao entre no calculo da proximo linha de menor norma
250         G_mmse4_44(index_mmse4_44,:)=inf*G_mmse4_44(index_mmse4_44,:); %QPSK 4x4
251
252         %Calculo do valor de indice (ki_mmse) da linha com menor norma:
253         [~, ki_mmse4_44]=min(sum(sqrt(G_mmse4_44.*(conj(G_mmse4_44))),2)); %QPSK 4x4
254
255         %Guarda o valor do indice (ki_mmse) da linha com menor norma da matriz Gmmse na variavel index_mmse
256         index_mmse4_44=[index_mmse4_44 ki_mmse4_44]; %QPSK 4x4
257
258         wki_mmse4_44=G_mmse4_44(ki_mmse4_44,:); %A linha de menor norma sera atribuida ao vetor
259         wki_mmse4_44 (QPSK 4x4)
260         yki_mmse4_44=wki_mmse4_44'*yi_mmse4_44; %%Deteccao do simbolo (QPSK 4x4)

```

```

260     %Estimacao do simbolo detectado para QPSK 4x4:
261     bitsMMSE4_44 = step(hDemod_bits4_44,yki_mmse4_44)';
262     ind_mmse4_44 = step(hDemod_symbol4_44,yki_mmse4_44);
263     xi_mmse4_44 = constellation4(ind_mmse4_44+1);
264
265     %Demodulador do simbolo estimado para QPSK 4x4:
266     decod_mmse4_44(ki_mmse4_44,:)=bitsMMSE4_44;
267     yi_mmse4_44=yi_mmse4_44 - xi_mmse4_44*Hi_mmse4_44(:,ki_mmse4_44);
268     Hi_mmse4_44(:,ki_mmse4_44)=0;
269 end
270
271 %Demodulador do simbolo original:
272 seqBits2 = step(hDemod_bits2,x2)';           %BPSK
273 seqBits4 = step(hDemod_bits4,x4)';           %QPSK 2x2
274 seqBits4_44 = step(hDemod_bits4_44,x4_44)'; %QPSK 4x4
275 seqBits8 = step(hDemod_bits8,x8)';           %8-QAM
276
277 %Calculo de erros de bits para BPSK:
278 decod_mmse2=reshape(decod_mmse2', 1, nTx2 * k2);
279 err_mmse2=err_mmse2+sum(seqBits2 ~= decod_mmse2);
280
281 %Calculo de erros de bits para QPSK 2x2:
282 decod_mmse4=reshape(decod_mmse4', 1, nTx2 * k4);
283 err_mmse4=err_mmse4+sum(seqBits4 ~= decod_mmse4);
284
285 %Calculo de erros de bits para 4x4:
286 decod_mmse4_44=reshape(decod_mmse4_44', 1, nTx4 * k4);
287 err_mmse4_44=err_mmse4_44+sum(seqBits4_44 ~= decod_mmse4_44);
288
289 %Calculo de erros de bits para 8-QAM:
290 decod_mmse8=reshape(decod_mmse8', 1, nTx2 * k8);
291 err_mmse8=err_mmse8+sum(seqBits8 ~= decod_mmse8);
292 end
293
294 %Guarda os numeros de bits errados:
295 nErrors_mmse2(ii)=err_mmse2;           %BPSK
296 nErrors_mmse4(ii)=err_mmse4;           %QPSK 2x2
297 nErrors_mmse4_44(ii)=err_mmse4_44;     %QPSK 4x4
298 nErrors_mmse8(ii)=err_mmse8;           %8-QAM
299 end
300
301 %Calculas as BERs:
302 simBer_mmse2 = nErrors_mmse2 / N2_22;   %BPSK
303 simBer_mmse4 = nErrors_mmse4 / N4_22;   %QPSK 2x2
304 simBer_mmse4_44 = nErrors_mmse4_44 / N4_44; %QPSK 4x4
305 simBer_mmse8 = nErrors_mmse8 / N8_22;   %8-QAM
306
307 %Geracao dos graficos SNR x BER:
308 figure
309 semilogy(SNR_dB,simBer_mmse2,'r-p','LineWidth',1); %Grafico da SNRxBER para BPSK
310 hold on
311 semilogy(SNR_dB,simBer_mmse4,'g-p','LineWidth',1); %Grafico da SNRxBER para QPSK 2x2
312 hold on
313 semilogy(SNR_dB,simBer_mmse4_44,'k-p','LineWidth',1); %Grafico da SNRxBER para QPSK 4x4

```

```
314 hold on
315 semilogy(SNR_dB,simBer_mmse8,'b-p','LineWidth',1);    %Grafico da SNRxBER para 8-QAM
316 grid on
317 axis([SNR_dB(1,1) SNR_dB(end) 10^-7 10^-1]);
318 lgd = legend([sprintf('%d-QAM (nTx=%d, nRx=%d)',M2, nTx2,nRx2)], [sprintf('QPSK (nTx=%d, nRx=%d)',nTx2,nRx2)],
              [sprintf('QPSK (nTx=%d, nRx=%d)',nTx4,nRx4)], [sprintf('%d-QAM (nTx=%d, nRx=%d)',M8, nTx2,nRx2)]);
319 lgd.FontSize = 8;
320 xlabel('\fontsize{10}SNR [dB]');
321 ylabel('\fontsize{10}Bit Error Rate (BER)');
322 ttl = title([sprintf( 'V-BLAST/MMSE')]);
323 ttl.FontSize = 10;
```