

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA

FERNANDO HENRIQUE ORTEGA

**COMPARATIVO DE DESEMPENHO DOS DETECTORES MRC,
NMRC, AI-LIST E ÓTIMO NA MODULAÇÃO ESPACIAL**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CAMPO MOURÃO

2018

FERNANDO HENRIQUE ORTEGA

**COMPARATIVO DE DESEMPENHO DOS DETECTORES MRC,
NMRC, AI-LIST E ÓTIMO NA MODULAÇÃO ESPACIAL**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2 (TCC 2) do Curso de Engenharia Eletrônica do Departamento Acadêmico de Eletrônica - DAELN - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Orientador: Prof. Dr. André Luiz Regis Monteiro

Co-orientador: Prof. Me. Reginaldo Nunes de Souza

CAMPO MOURÃO

2018

TERMO DE APROVAÇÃO
DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO INTITULADO
Comparativo de desempenho dos detectores MRC, NMRC, AI-List e Ótimo na
Modulação Espacial
por
Fernando Henrique Ortega

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no dia 06 de março 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. Aline Rocha Leão
(UTFPR)

Prof. Me. Osmar Tormena Junior
(UTFPR)

Prof. Dr. André Luiz Regis Monteiro
(UTFPR)
Orientador

AGRADECIMENTOS

Agradeço Àquele que tudo tornou possível. Aos meus pais, cujo suor e lágrimas foram o combustível que me permitiu chegar aqui. Ao Prof. Me. Reginaldo Nunes de Souza por me apresentar essa área de estudo e pela orientação. Ao Prof. Dr. André Luiz Regis Monteiro pela conclusão desse trabalho. Por fim, à todos os amigos com os quais tenho o prazer de compartilhar a vida.

“O problema fundamental da comunicação é reproduzir em um dado ponto, exata ou aproximadamente, uma mensagem produzida em outro ponto.”

Claude Shannon

RESUMO

ORTEGA, Fernando Henrique. Comparativo de desempenho dos detectores MRC, NMRC, AI-List e Ótimo na Modulação Espacial. 43 p. Trabalho de Conclusão de Curso – Departamento Acadêmico de Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão, 2018.

Este trabalho compara o desempenho dos detectores MRC, NMRC, AI-List e Ótimo. O critério de desempenho analisado é a taxa de erro de *bit* (BER) pela relação Sinal/Ruído (SNR). Os resultados numéricos foram obtidos por simulação computacional Monte Carlo. É adotado canal de desvanecimento Rayleigh, não seletivo em frequência e não correlacionado espacialmente. Os detectores MRC e Ótimo são simulados para eficiência espectral $r = 3$ com modulação BPSK e têm seus resultados confrontados, para canais convencionais e normalizados. Em seguida são obtidos os resultados dos detectores MRC, NMRC e Ótimo, modulação QAM e duas configurações SM, para eficiências espectrais de $r = 6$ e 8 . Por fim são obtidas as curvas de desempenho dos detectores NMRC, Ótimo e AI-List ($c = 1, 2$ e 4), modulação QAM e duas configurações SM, para eficiências espectrais de $r = 6$ e 8 .

Palavras-chave: Modulação Espacial, Desempenho, Detectores, Simulação.

ABSTRACT

ORTEGA, Fernando Henrique. Performance Comparison of MRC, NMRC, AI-List and Optimal detectors in the Spatial Modulation. 43 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Departamento Acadêmico de Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão, 2018.

This work compares the performance of the MRC, NMRC, AI-List and Optimum detectors. The performance criterion analyzed is the bit error rate (BER) and Signal-to-Noise ratio (SNR) relationship. The numerical results were obtained by Monte Carlo computational simulation. Rayleigh fading channel is adopted, non selective frequency and spatially de-correlated. The MRC and Optimal detectors are simulated for the spectral efficiency $r = 3$ with BPSK modulation and the results are presented for conventional and normalized channels. Then the results of the MRC, NMRC and Optimum detectors with QAM modulation and two SM configurations are obtained for spectral efficiencies of $r = 6$ and 8 . Finally, the performance curves of the NMRC, Optimal and AI-List ($c = 1, 2$ e 4) detectors are obtained, QAM modulation and two SM configurations, for spectral efficiencies of $r = 6$ and 8 .

Keywords: Space Modulation, Performance, Detectors, Simulation.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA1	– Constelação de sinais para modulação BPSK.	18
FIGURA2	– Constelações de sinais para tipos de modulação QPSK. (a) Uma versão do QPSK, e (b) Outra versão do QPSK.	19
FIGURA3	– Constelação de sinais para modulação BFSK.	20
FIGURA4	– Constelação de sinais M -ária QAM para $M = 16$	21
FIGURA5	– Modelo topológico para sistema MIMO com N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras.	22
FIGURA6	– Modelo topológico para sistema MIMO com modulação espacial.	25
FIGURA7	– Modulação Espacial: (a) 3 bits BPSK com 4 antenas, (b) 3 bits 4QAM com 2 antenas.	27
FIGURA8	– Detectores MRC e Ótimo: Eficiência espectral $r = 3$ [bits/s/Hz], modulação BPSK e $N_t = 4$	35
FIGURA9	– Detector MRC com canal normalizado, detectores NMRC e Ótimo com canal convencional. Eficiência espectral $r = 6$ [bits/s/Hz]	37
FIGURA10	– Detector MRC com canal normalizado, detectores NMRC e Ótimo com canal convencional. Eficiência espectral $r = 8$ [bits/s/Hz]	38
FIGURA11	– Detectores NMRC, AI-List e Ótimo. Eficiência espectral $r = 6$ [bits/s/Hz]	39
FIGURA12	– Detectores NMRC, AI-List e Ótimo. Eficiência espectral $r = 8$ [bits/s/Hz]	40

LISTA DE SIGLAS

AI-List	Antena Index List
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary-Phase Shift Keying
FM	Frequency Modulation
FSK	Frequency-Shift Keying
ICI	Inter-Channel Interference
LOS	Line-of-Sight
MIMO	Multiple-Input-Multiple-Output
ML	Maximum Likelihood
MRC	Maximum Ratio Combining
NMRC	Normalized Maximum Ratio Combining
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature-Phase-Shift Keying
SISO	Single-Input-Single-Output
SM	Spatial Modulation
SNR	Signal-to-Noise Ratio

LISTA DE SÍMBOLOS

P_e	Probabilidade média de erro de bit
T	Duração do símbolo
E_b	Energia transmitida por bit
M	Ordem da modulação
m	Número de bits por símbolo da modulação M -ária
N_t	Quantidade de antenas transmissoras
N_r	Quantidade de antenas receptoras
\mathbf{b}	Vetor de dados a serem transmitidos
\mathbf{x}	Vetor de símbolos transmitidos
\mathbf{H}	Matriz dos coeficientes de canal
η	Ruído aditivo branco Gaussiano
σ^2	Variância
\mathbf{y}	Vetor de sinais recebidos
$\hat{\mathbf{b}}$	Vetor de dados recebidos
α	Amplitude do coeficiente de canal
θ	Fase de coeficiente de canal
δ	Delta de Dirac
τ	Atraso de propagação no tempo
ι	Índice da antena de transmissão selecionada em SM
n	Número de bits transmitidos
r	Eficiência espectral

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	10
1.1 TEMA	13
1.1.1 Delimitação do tema	14
1.2 PROBLEMA E PREMISSAS	14
1.3 OBJETIVOS	15
1.3.1 Objetivo Geral	15
1.3.2 Objetivos Específicos	15
1.4 JUSTIFICATIVA	15
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	17
2.1 MODULAÇÃO DIGITAL	17
2.1.1 Modulação PSK	18
2.1.2 Modulação FSK	19
2.1.3 Modulação QAM <i>M</i> -ária	20
2.2 SISTEMA MIMO	21
2.3 CANAL MIMO	23
2.4 MODULAÇÃO ESPACIAL	24
2.4.1 Transmissão	25
2.4.2 Detecção Sub-ótima MRC	28
2.4.3 Detecção NMRC	29
2.4.4 Detecção Ótima ML	30
2.4.5 Detector AI-List	30
3 METODOLOGIA	32
3.1 CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO	32
3.2 PROCESSO DE SIMULAÇÃO	32
4 RESULTADOS	34
4.1 DETECTOR MRC E ÓTIMO	34
4.2 DETECTOR NMRC	35
4.3 DETECTOR AI-LIST	38
5 CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS	41
REFERÊNCIAS	42

1 INTRODUÇÃO

A história das comunicações por meio de ondas eletromagnéticas é relativamente recente, tendo cerca de 150 anos. Neste período, a capacidade de comunicação à longa distância evoluiu muito desde que Guglielmo Marconi demonstrou a possibilidade do rádio fornecer contato contínuo com navios navegando pelo canal inglês em 1897. Coincidentemente, nessa mesma época, um trabalho similar foi realizado por Alexander S. Popov na Rússia (RAPPAPORT, 2009).

Um ano de importância histórica para as comunicações e para a eletrônica foi 1948, devido ao renascimento das comunicações digitais e a invenção do transistor semicondutor. O avanço da comunicação digital ficou marcado pelos trabalhos de Claude E. Shannon, conhecido como pai da teoria da comunicação e informação. Através de dois artigos publicados em 1948, ele estabeleceu o conceito de capacidade de canal e sua relação com a taxa de transmissão de informação. Ao determinar a capacidade do canal de diversos modelos importantes, Shannon provou que desde que a informação fosse transmitida a uma taxa inferior à capacidade do canal, a comunicação sem erro seria possível. No mesmo ano, Bill Shockley, Walter Brattain e John Bardeen inventaram o transistor, possibilitando o projeto e implementação de circuitos mais compactos, de maior potência e menos ruidosos que permitiram a exploração prática dos teoremas de Shannon (LATHI; DING, 2012).

A capacidade de fornecer comunicação sem fio para a população em geral só foi concebida quando os laboratórios Bell desenvolveram o conceito celular nas décadas de 1960 e 1970. Com o desenvolvimento de *hardwares* de radiofrequência altamente confiáveis e sua miniaturização em 1970, nascia a era das comunicações sem fio. A adoção generalizada das comunicações sem fio foi acelerada em meados dos anos 90, quando os governos de todo o mundo possibilitaram maior competição e novas licenças do espectro de rádio para serviços de comunicação pessoal nas faixas de frequência de 1800 a 2000 MHz (RAPPAPORT, 2009). Assim, o crescimento futuro dos sistemas de comunicação associou-se às alocações de espectro de rádio e decisões reguladoras que afetam ou apoiam serviços novos ou estendidos, além das necessidades do consumidor e avanços da tecnologia nas áreas de processamento de sinais.

Dessa forma, o desenvolvimento das comunicações sem fio possui como premissa básica a busca de modos mais eficientes de utilizar o espectro de radiofrequências (HAYKIN; MOHER, 2009). Isso se mostrou uma questão primordial. Os antigos sistemas de telefone de modulação em frequência (FM - *Frequency Modulation*) do final dos anos 1940, por exemplo, usavam 120 kHz de largura de banda de radiofrequência, embora a voz real com qualidade de telefone ocupe apenas 3 kHz do espectro de banda base. Em 1950 o número de canais de telefone móvel dobrou, mas sem haver nova alocação de espectro. A melhora na tecnologia permitiu que a largura de banda do canal fosse dividida ao meio para 60 kHz. Em meados da década de 1960 a largura de banda de FM das transmissões de voz foi alterada para 30 kHz (RAPPAPORT, 2009).

Nas últimas décadas, devido à crescente utilização dos sistemas de comunicação sem fio, surgiram necessidades e demandas que ainda eram conflitantes com as limitações físicas e tecnológicas. O problema persistia no fato de o espectro de radiofrequências, recurso físico fundamental para os sistemas sem fio, ser limitado.

Um avanço significativo nesse sentido foi o surgimento de sistemas com múltiplas-entradas-múltiplas-saídas (MIMO - *Multiple-Input-Multiple-Output*). Um sistema de comunicação MIMO sem fio constitui-se basicamente de várias antenas em cada lado do sistema de comunicação, ou seja, múltiplas antenas no transmissor e no receptor. Estes sistemas utilizam o princípio da multiplexação espacial no canal de rádio para aumentar efetivamente a taxa de dados, sem empregar aumento na largura de banda. Nos últimos anos eles evoluíram consideravelmente, visando a obtenção de sistemas de comunicação mais eficientes.

Os sistemas MIMO podem ser caracterizados em três diferentes grupos. Em um primeiro grupo, a codificação espaço-temporal é capaz de produzir diversidade a partir de múltiplas antenas de transmissão, bem como gerar redundância temporal dos dados, permitindo uma decodificação confiável no receptor. Nesses sistemas a melhoria na capacidade de canal é resultante do ganho de diversidade que o sistema apresenta, o que reduz a probabilidade de erro de *bit* para uma mesma eficiência espectral. Um exemplo dessa categoria é o esquema proposto por Alamouti (ALAMOUTI, 1998). O segundo grupo MIMO usa a premissa do conhecimento do canal no lado da transmissão e aplica decomposições por valores singulares para obter ganho na capacidade (RALEIGH; CIOFFI, 1998). O terceiro tipo de técnica MIMO obtém aumento na taxa de dados, porém não necessariamente fornece diversidade na transmissão. Como representante deste grupo, temos a técnica BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) (FOSCHINI, 1996). Este último grupo ficou conhecido como multiplexação espacial. Dentre os três grupos, a técnica de multiplexação espacial destaca-se para implementações, devido à demanda crescente por elevadas taxas de dados, as quais podem ser atingidas com essa técnica (MES-

LEH et al., 2008). Entretanto, a técnica de multiplexação espacial possui sérias limitações, tais como alta interferência entre canais (ICI - *Interchannel Interference*)¹ no lado da recepção, propagação de erros e alta complexidade na detecção (GOLDSMITH et al., 2003).

Um método de multiplexação que lida com esses problemas limitantes é a Modulação Espacial (SM - *Spatial Modulation*), proposta por (MESLEH et al., 2006). Nesse inovador e relativamente recente sistema de comunicação MIMO, apenas uma das antenas de transmissão é ativada em um dado instante. O número da antena transmissora é uma fonte adicional de informação que é explorada pelo esquema SM para aumentar a eficiência espectral.

Na modulação espacial, um bloco de *bits* de informação é mapeado em um ponto da constelação no domínio do sinal, e um ponto da constelação no domínio espacial. Em cada instante de tempo somente uma antena de transmissão do conjunto será ativada, enquanto nas demais antenas não haverá transmissão de sinal. Isto permite ao esquema SM evitar inteiramente a ICI, não requerer sincronização entre as antenas transmissoras e usar somente uma conexão de radiofrequência. No esquema SM, a posição de cada antena do conjunto de antenas transmissoras é usada como fonte de informação, ou seja, o índice da antena ativa mapeia parte dos *bits* a serem transmitidos. Esta característica permite ao esquema SM obter ganho de multiplexação em relação aos sistemas convencionais, com uma única antena de transmissão. Apesar de uma única antena ser ativada a cada instante, o SM obtém alta vazão de dados. O esquema também possibilita uma redução drástica na complexidade dos detectores. O SM resulta numa redução de cerca de 90% na complexidade do receptor em comparação com V-BLAST e quase a mesma complexidade do receptor Alamouti (MESLEH et al., 2008). Quando foi proposto pela primeira vez em 2006, o esquema SM possuía recepção baseada na combinação de máxima razão (MRC - *Maximum Ratio Combining*), usada para identificar o número da antena de transmissão, e em seguida, estimar o símbolo transmitido. Estas duas etapas de estimação são usadas pelo demodulador espacial para recuperar o bloco de *bits* de informação transmitido.

Desde então, vários esquemas de detecção do sinal SM têm sido propostos. Um esquema de detecção ótima para SM baseado no detector de máxima verossimilhança (ML - *Maximum Likelihood*) é proposto, o qual identifica o índice da antena transmissora e o símbolo transmitido de forma conjunta (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008b). Surge um esquema de detecção baseado no detector MRC, porém sem a necessidade de normalização de canal no transmissor. Este detector, denominado como MRC normalizado (NMRC - *Normalized MRC*) não apresenta a necessidade do sistema enviar informações do estado do canal para o transmissor (LEGNAIN; HAFEZ; LEGNAIN, 2012). Neste mesmo trabalho é apresentada a

¹Esse tipo de interferência ocorre quando um sinal age sobre o outro durante a transmissão.

detecção baseada em uma lista de índices de antenas (AI-List - *Antenna Index List*). Na primeira etapa de detecção, que se assemelha muito à detecção NMRC, ocorre a elaboração de uma lista com pares de prováveis soluções para a estimativa da informação. Esta lista é então enviada ao segundo estágio baseado na métrica ML que efetua a recuperação dos dados. Diversos esquemas de detectores surgiram, como por exemplo, o SD (*Sphere Decoding*) (YOUNIS et al., 2011), SVD-SM (*Signal Vector based Detector for Spatial Modulation*) (WANG; JIA; SONG, 2012b), SM-OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) (MESLEH; GANESAN; HAAS, 2007) e STBC-SM (*Space Time Block Code*) (BASAR et al., 2011).

Nos últimos anos várias técnicas derivadas do SM original vêm sendo desenvolvidas. Alguns exemplos são: a Modulação por Chaveamento Espacial (SSK - *Space Shift Keying*) (JEGANATHAN et al., 2009), SSK Generalizado (GSSK - *Generalized SSK*) (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008), Modulação Espacial com Ativação Múltipla (MA-SM - *Multiple Active-SM*) (WANG; JIA; SONG, 2012a), SM Denso e GSM (Generalized SM).

1.1 TEMA

O desenvolvimento da telecomunicação busca modos mais eficientes de usar o espectro de radiofrequência. O uso de múltiplas antenas em sistemas de comunicação sem fio permite melhorias sobre os sistemas anteriores. A grande eficiência espectral é obtida usando técnicas de transmissão projetadas para sistemas MIMO. Essas técnicas ficaram conhecidas como multiplexação espacial. Todavia, a melhoria na eficiência espectral alcançada por elas paga o preço na forma de uma alta complexidade nos sistemas receptores, devido a necessidade de se contornar percalços intrínsecos da técnica de transmissão (MESLEH et al., 2008).

Nesse contexto surge a modulação espacial, uma abordagem pragmática onde o modulador utiliza as consolidadas técnicas de modulação de amplitude/fase (APM - *Amplitude-Phase Modulation*), tais como modulação por chaveamento de fase (PSK - *Phase-Shifting Modulation*) ou modulação de amplitude em quadratura (QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*), mas também emprega o número (índice) da antena para transmitir a informação. Essa técnica inovadora evita os problemas da multiplexação espacial, atingindo performance de transmissão semelhante às suas antecessoras, porém com drástica redução de complexidade na detecção. O sistema de detecção originalmente proposto era baseado na combinação de máxima razão (MRC). Em seguida surgiram novos detectores, como o MRC normalizado (NMRC), detector Ótimo baseado na máxima verossimilhança (ML) e o detector baseado em lista de índices de antenas (AI-List). Vários outros esquemas de detectores foram implementados (SD, SVD-SM, STBC-SM) e também foram desenvolvidas técnicas derivadas do SM (SSK, GSSK, MA-SM,

SM Denso e GSM).

1.1.1 Delimitação do tema

Este trabalho se delimita à análise de desempenho dos detectores MRC, NMRC, AI-List e Ótimo na modulação espacial. A análise de desempenho é relativa à taxa de erro de *bit* (BER - *Bit Error Rate*) em função da razão sinal-ruído (SNR - *Signal-to-Noise Ratio*).

1.2 PROBLEMA E PREMISSAS

Devido à disseminação do uso da telefonia, com a massificação do uso de sistema de comunicação, faz-se necessário sistemas que apresentem maior taxa de transmissão de dados com elevada confiabilidade. De forma a avaliar a eficiência e confiabilidade, utilizam-se certos critérios avaliatórios de desempenho.

Provavelmente, a característica de medida de desempenho mais comum e melhor compreendida de um sistema de comunicação digital é a razão sinal-ruído. Usualmente é medida na saída do receptor e está assim relacionada diretamente com o próprio processo de detecção de dados. Das várias medidas possíveis de desempenho que existem, é tipicamente a mais fácil de avaliar e serve frequentemente como um indicador excelente da fidelidade do sistema. Embora tradicionalmente o termo ruído na razão sinal-ruído se refira ao ruído térmico sempre presente na entrada do receptor, no contexto de um sistema de comunicação sujeito a deterioração por desvanecimento, a medida de desempenho mais apropriada é a SNR média, na qual a palavra média refere-se à média estatística sobre a distribuição de probabilidade do desvanecimento (SIMON; ALAUINI, 2000).

Examinando a operação binária básica de entrada-saída de um sistema de comunicação sem fio e como ele varia aleatoriamente no tempo, a sensibilidade do sistema é medida em termos de probabilidade média de erro de *bit* (P_e). O processo de obtenção da fórmula analítica exata desse critério de desempenho usualmente envolve uma alta complexidade matemática. Por outro lado, é o critério que revela mais sobre a natureza do comportamento do sistema e o mais frequentemente ilustrado em documentos contendo avaliações de desempenho de sistemas de comunicação. Um sistema incorre em erro quando o *bit* 1 é transmitido, mas o receptor o interpreta como o *bit* 0, ou vice-versa. A probabilidade P_e pode ser obtida tomando a média entre essas duas probabilidades de erro condicional com relação as probabilidades anteriores de obtenção dos *bit* 0 e 1. Em tal situação P_e é designado como taxa de erro de *bit* (BER). Para receptores operando nos esquemas de modulação simples, como o BPSK, QPSK ou BFSK, foram

derivadas fórmulas exatas para P_e . Entretanto, no caso de receptores operando em esquemas de modulação mais elaborados, como o PSK M-ário, QAM M-ário, a abordagem analítica torna-se complexa e, assim, pode-se recorrer ao uso de simulações computacionais para determinar a BER (HAYKIN; MOHER, 2009).

Dessa forma, este trabalho recorreu à simulação computacional Monte Carlo para obter a BER em função da SNR para os sistemas SM propostos para análise de desempenho. O Método Monte Carlo se baseia em amostragens aleatórias massivas, repetindo sucessivas simulações um elevado número de vezes, para calcular probabilidades como forma de obter aproximações numéricas de funções complexas em que não é viável, ou mesmo impossível, obter uma solução analítica.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Realizar por meio de simulações computacionais a comparação de desempenho em termos de BER por SNR dos detectores MRC, NMRC, AI-List e Ótimo na Modulação Espacial.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Estudar um método relativamente recente e promissor na área da comunicação sem fio;
- Implementar em ambiente virtual uma simulação de modelo de sistema MIMO modulado espacialmente emulando o sistema físico real;
- Obter as curvas de desempenho BER por SNR para os detectores citados no item 1.3.1;
- Verificar qual é o método de detecção mais eficiente.

1.4 JUSTIFICATIVA

É inegável o impacto e importância das Telecomunicações no cotidiano contemporâneo. Além da grande adesão de usuários, os dispositivos móveis com cada vez mais capacidade de processamento executam tarefas mais complexas e exigem grandes quantidades de dados. A evolução dos sistemas MIMO tem gerado sistemas mais eficientes capazes de atender essas necessidades. A aceitação da técnica MIMO fica evidente, por exemplo, no seu uso no padrão para Wi-Fi (IEEE 802.11n). Nesse contexto, a relativamente recente técnica de modulação espacial possibilita praticamente a mesma taxa de transmissão que as técnicas de multiplexação

espacial antecessoras, com o benefício de uma significativa redução de complexidade no processo de detecção. Os serviços de *streaming* (Netflix[®], Spotify[®]) e armazenamento em nuvem (iCloud[®], Dropbox[®]) indicam a tendência de não armazenar arquivos nos dispositivos pessoais, mas ter acesso móvel aos mesmos por meio de transferência de dados cada vez que se deseja manipulá-los. Esses recentes indicadores apontam para o ininterrupto aumento da demanda de dados em um espectro de rádio para serviços de dados de pacotes limitado. Esse compromisso entre demanda e disponibilidade indica que o estudo e pesquisa de sistemas de comunicação sem fio eficientes e confiáveis ainda é atual e deve ser fomentado.

A Telecomunicação é uma das áreas expressivas em que a eletrônica atua no Brasil. Em outubro de 2010, segundo a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL), o número de telefones celulares no Brasil era 194.439.250, enquanto que em novembro de 2010, a população do país, segundo o censo de 2010, realizado pelo Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE), era de 190.732.694 pessoas (LATHI; DING, 2012). Esses fatores, somados à crescente competitividade do mercado de trabalho e rápidas mudanças do cenário tecnológico, tornam estrategicamente justificável o estudo da promissora técnica abordada nesse trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesse capítulo é realizada uma rápida contextualização à Modulação Digital, são descritos os conceitos de sistemas e canais MIMO e o esquema de Modulação Espacial. Por fim são abordados os tipos de detectores para a modulação espacial que foram avaliados.

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 $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$, $\|\cdot\|$ e $\|\cdot\|_F$ representam Transposta, Hermitiano, Norma Euclidiana¹ e Norma de Frobenius² de uma matriz ou vetor. O operador $|\cdot|$ denota valor absoluto. $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ representa uma distribuição Gaussiana complexa de uma variável aleatória com média μ e variância σ^2 , cujas partes real e imaginária são caracterizadas por distribuições Gaussianas independentes.

2.1 MODULAÇÃO DIGITAL

A técnica de modulação espacial utiliza os esquemas clássicos de modulação digital para o seu funcionamento. Assim, o conhecimento prévio das mesmas torna-se necessário para a compreensão da SM. Na modulação digital, o processo de modulação que possibilita a transmissão, envolve de alguma maneira a comutação (chaveamento) de amplitude, frequência ou fase de uma portadora senoidal, de acordo com os dados de entrada. Dessa forma há três tipos de esquemas de modulação: conhecidos como chaveamento de fase PSK, chaveamento de frequência FSK e modulação em quadratura QAM.

¹A Norma Euclidiana de um vetor é definida como $\|\mathbf{x}\| = \left(\sum_{i=1}^n x_i^2\right)^{\frac{1}{2}}$, sendo x_i o i -ésimo elemento do vetor \mathbf{x} .

²A Norma Frobenius de uma matriz é definida como $\|\mathbf{A}\|_F = \left(\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n a_{ij}^2\right)^{\frac{1}{2}}$, sendo a_{ij} o elemento da i -ésima linha e j -ésima coluna da matriz \mathbf{A} .

2.1.1 Modulação PSK

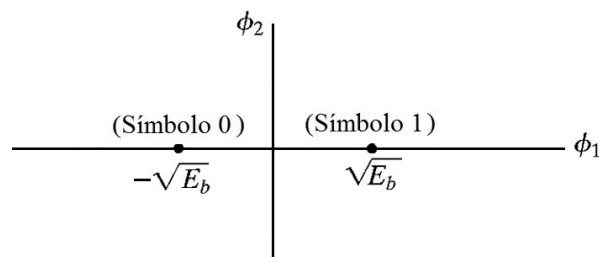
A modulação se dá na forma digital, com o sinal transmitido $s(t)$ assumindo um conjunto discreto de formas possíveis. O mapeamento da envoltória complexa $\tilde{s}(t)$ dentro de um espaço de sinal é referido como constelação de sinal. A maior parte das técnicas de modulação digital trabalham com constelações de sinais bidimensionais. Tradicionalmente utiliza-se versões de sinais normalizados em termos de energia das componentes em fase $s_I(t)$ como o eixo horizontal e em quadratura $s_Q(t)$ como eixo vertical do sinal modulado $s(t)$ no espaço de sinal bidimensional. Assim essas coordenadas normalizadas de unidades de energia são denotadas por $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$ respectivamente definidas como:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.1)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.2)$$

onde T é a duração do símbolo e a frequência da portadora f_c é um múltiplo inteiro de $1/T$. Assim pode-se estabelecer a constelação por chaveamento de fase binário (BPSK - *Binary Phase-Shift Keying*). A constelação possui pontos de sinal $\pm\sqrt{E_b}$ no eixo $\phi_1(t)$ que correspondem ao símbolo 1 (ponto $+\sqrt{E_b}$) e o símbolo 0 (ponto $-\sqrt{E_b}$), sendo E_b a energia transmitida por *bit*. A Fig. 1 mostra a constelação da modulação BPSK.

Figura 1: Constelação de sinais para modulação BPSK.



Fonte: HAYKIN; MOHER (2009)

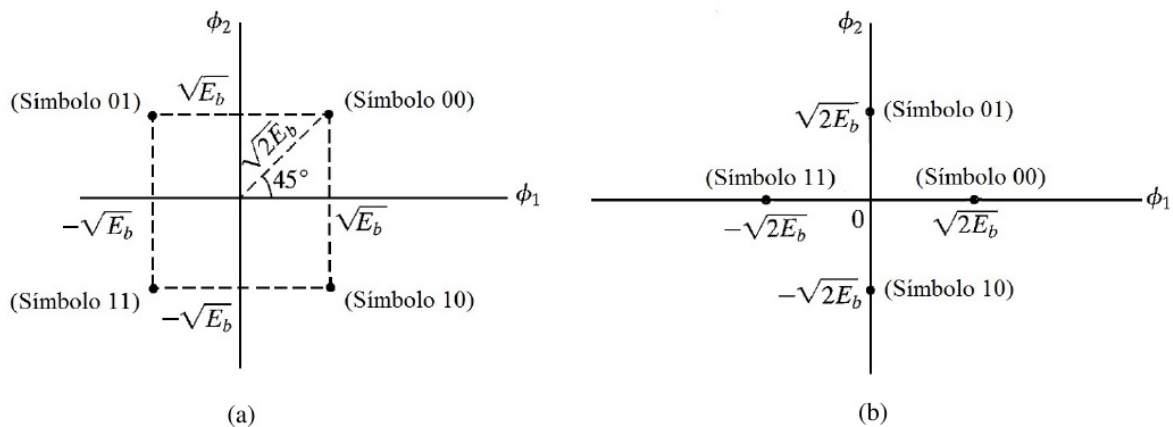
Expandindo a ordem da modulação, obtemos o (QPSK - *Quadrature-Phase-Shift Keying*), que possui uma constelação de sinais bidimensionais. Na modulação por chaveamento de fase QPSK a fase do sinal transmitido assume 45° , 135° , 225° ou 315° . O raio do círculo sobre o qual os quatro pontos da constelação situam-se é igual a $\sqrt{2E_b}$, denotando a raiz quadrada da energia do sinal transmitido por símbolo. Em termos dos pontos de mensagem $(s_{i,1}, s_{i,2})$,

podemos então expressar o sinal QPSK por

$$s_i(t) = s_{i,1}(t)\phi_1(t) + s_{i,2}(t)\phi_2(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, 2 \quad (2.3)$$

Cada ponto da constelação corresponde a um símbolo específico composto de dois dígitos binários. Logo o período T do símbolo para o QPSK é duas vezes a duração de um *bit* para essa sequência binária. A Fig. 2.a exibe quatro símbolos correspondentes aos pontos de mensagem da constelação.

Figura 2: Constelações de sinais para tipos de modulação QPSK. (a) Uma versão do QPSK, e (b) Outra versão do QPSK.



Fonte: Adaptado de HAYKIN; MOHER (2009)

Observe que quando deslocamos na constelação de um ponto da mensagem para o ponto adjacente, apenas um dos dois dígitos binários do símbolo muda. Essa forma de representação de mensagem é conhecida como código *Gray*. O sinal QPSK também pode ser construído a partir de um conjunto discreto de valores de fase 0° , 90° , 180° e 270° . A Fig. 2.b mostra a constelação de sinal para essa segunda construção da modulação QPSK (HAYKIN; MOHER, 2009).

2.1.2 Modulação FSK

Na modulação por chaveamento de frequência binária (BFSK - *Binary Frequency-Shift Keying*), os símbolos 1 e 0 são distinguidos através de duas ondas senoidais de frequências distintas. Um conjunto de ondas senoidais para essa finalidade é descrito por

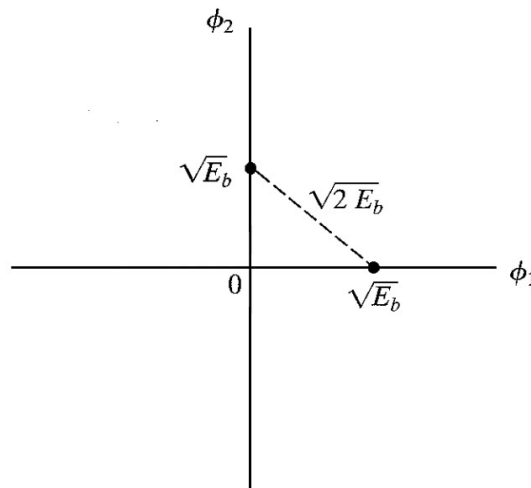
$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \cos(2\pi f_i t), & 0 \leq t \leq T_b \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.4)$$

onde $i = 1, 2$, T é o tempo de duração de um *bit* (símbolo) e a frequência transmitida é

$$f_i = \frac{n_c + i}{T}, \quad \text{para algum inteiro fixo } n_c \text{ e } i = 1, 2 \quad (2.5)$$

O símbolo 1 é representado por $s_1(t)$ e o símbolo 0 por $s_2(t)$. O sinal BFSK é um sinal de fase contínua no sentido de que a continuidade da fase é mantida em toda parte, incluindo o intervalo de chaveamento entre bits. Essa forma de modulação digital é um exemplo de chaveamento de frequência em fase contínua (CPFSK - *Continuous-Phase Frequency-Shift Keying*). A Fig. 3 mostra a constelação do sinal BFSK (HAYKIN; MOHER, 2009).

Figura 3: Constelação de sinais para modulação BFSK.



Fonte: HAYKIN; MOHER (2009)

As duas coordenadas da constelação BFSK são definidas por:

$$\phi_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_i t), & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.6)$$

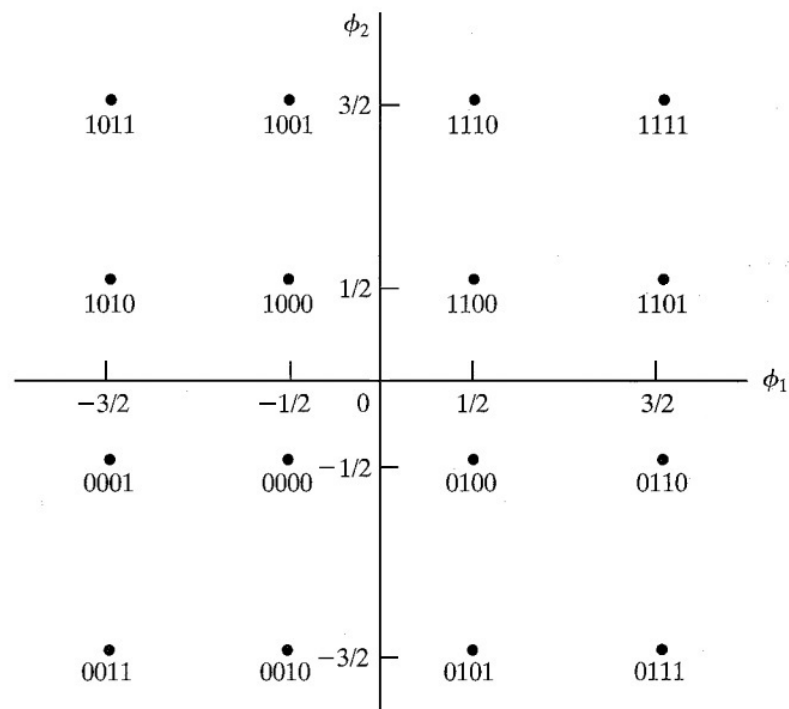
onde $i = 1, 2$ e f_i é definida pela Eq. 2.5.

2.1.3 Modulação QAM M -ária

O sinal modulado através dessa técnica é híbrido porque combina modulações de amplitude e fase. A modulação de amplitude em quadratura é dita M -ária pois o parâmetro M estabelece a ordem da modulação (4QAM, 8QAM, 16QAM, 32QAM, etc) mapeando M símbolos compostos por $m = \log_2 M$ bits. Cada ponto da constelação corresponde a um símbolo específico, o qual é composto por um grupo de bits. Os símbolos são novamente codificados em código Gray

e assim, quando deslocamos de um ponto da mensagem para um novo ponto imediatamente adjacente, somente um dos dígitos binários do símbolo sofre mudança. Contudo, a diferença mais significativa entre a constelação QPSK e QAM, é que no sinal QPSK a energia transmitida permanece fixa, enquanto no sinal QAM a energia transmitida varia, dependendo do símbolo particular transmitido (HAYKIN; MOHER, 2009). A Fig. 4 mostra a constelação de sinal de uma forma comum na modulação M -ária para $M = 16$.

Figura 4: Constelação de sinais M -ária QAM para $M = 16$.



Fonte: HAYKIN; MOHER (2009)

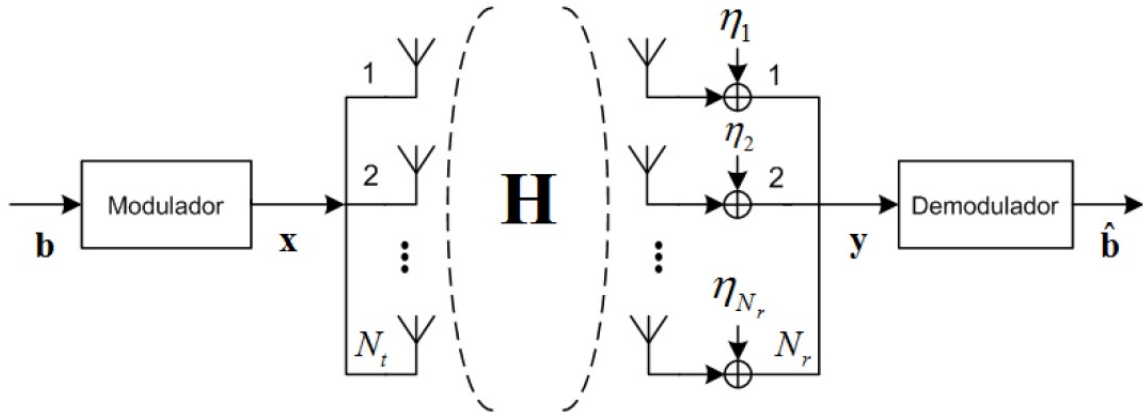
2.2 SISTEMA MIMO

Os primeiros sistemas de comunicação sem fio eram compostos intuitivamente por uma antena transmissora ($N_t = 1$) e uma antena receptora ($N_r = 1$). Esses sistemas compostos por única entrada e única saída ficaram conhecidos como SISO (*Single-Input-Single-Output*). O canal por meio do qual um sistema SISO executa a transmissão e recepção de informação ficou conhecido como canal SISO.

Uma melhoria significativa foi implementada referente ao critério de confiabilidade nas comunicações, explorando o aspecto da diversidade espacial. Diversidade espacial consiste na transmissão do mesmo sinal portador de informação por diferentes métodos, geralmente

implicando na transmissão e recepção do sinal através de múltiplas antenas, forçando o sinal a se deslocar em percursos diferentes no espaço (HAYKIN; MOHER, 2009). Como várias réplicas do sinal que contém a informação são simultaneamente transmitidas através de um canal que causa o desvanecimento do sinal, o ganho de confiabilidade consiste então no aumento da probabilidade de que pelo menos um dos sinais recebidos não esteja seriamente degradado. Assim, estes sistemas de comunicação compostos por N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras ficaram conhecidos na literatura como sistemas MIMO (PROAKIS; SALEHI, 2008) pois são compostos por múltiplas entradas e múltiplas saídas. O respectivo canal pelo qual se exerce transmissão e recepção ficou conhecido como canal MIMO. A principal vantagem dos sistemas MIMO é a habilidade de aumentar significativamente a capacidade de canal³ sem aumento na largura de banda ou na potência de sinal na transmissão. De fato, o advento da tecnologia de sistemas MIMO foi uma das mais importantes inovações na comunicação sem fio nas últimas décadas (LATHI; DING, 2012). A Fig. 5 apresenta um modelo genérico para sistemas MIMO composto por N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras.

Figura 5: Modelo topológico para sistema MIMO com N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras.



Fonte: SOUZA (2013)

No sistema exemplificado acima, o pacote de dados ou a informação que se deseja transmitir são representados por um vetor de dados \mathbf{b} constituído por n bits. Ele será modulado e transmitido como um vetor de símbolos \mathbf{x} , tendo dimensão $N_t \times 1$. Na transmissão, os efeitos de propagação e outras perdas do sinal geralmente são agrupados e classificados como propriedades do canal. Sempre que o cálculo exato do comportamento físico de um sinal for muito complexo, modelos de propagação estatísticos são utilizados para modelar o canal de

³Capacidade de canal é o limite superior da taxa na qual a informação pode ser transmitida de forma confiável através de um canal de comunicação (SHANNON, 1948).

comunicação sem fio (HAYKIN; MOHER, 2009). Então \mathbf{H} é a matriz do canal com dimensões $N_r \times N_t$, cujos elementos $h_{k,l}$ representam os respectivos ganhos de canal entre a l -ésima antena de transmissão e a k -ésima antena de recepção. Também há ruído na recepção devido aos componentes eletrônicos do receptor e às propriedades fundamentais dos circuitos. Esse tipo de ruído ordinário é modelado através do ruído branco. Assim, η representa o ruído branco Gaussiano AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) de dimensão $N_r \times 1$, à entrada do receptor com média zero e variância σ^2 , expresso por $\sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ (SOUZA, 2013). Finalmente, \mathbf{y} é o vetor recebido de dimensão $N_r \times 1$. Esse sistema MIMO linear pode ser descrito na forma matricial como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \eta \quad (2.7)$$

Para evidenciar o funcionamento do sistema, a Eq. 3.5 pode ter os seus termos expandidos da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{N_1, N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r, 1} & \cdots & h_{N_r, N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \vdots \\ \eta_{N_r} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

O vetor \mathbf{y} sofre então demodulação. Na saída do demodulador, $\hat{\mathbf{b}}$ é o vetor de dados recebido. Deseja-se que $\hat{\mathbf{b}}$ seja idêntico à \mathbf{b} . Os blocos “modulador” e “demodulador” podem ser configurados para uma variedade de técnicas de multiplexação espacial para sistemas MIMO, no nosso caso, a Modulação Espacial (SM).

2.3 CANAL MIMO

A modelagem matemática do meio de propagação (canal) é de fundamental importância para a caracterização e estudo dos sistemas de comunicação sem fio. Considerando um canal MIMO não seletivo⁴ em frequência, a resposta impulsiva da conexão sem fio estabelecida pela antena de transmissão k e pela antena de recepção l pode ser expressa como:

$$h_{k,l}(t) = c_{k,l} \delta(t - \tau_{k,l}) \quad (2.9)$$

em que $c_{k,l} = \alpha_{k,l} e^{j\theta_{k,l}}$ é o ganho complexo do canal entre a l -ésima antena transmissora e a k -ésima antena receptora, α sendo a amplitude do coeficiente do canal, θ a fase de coeficiente

⁴Isto é, o canal não aplica diferentes ganhos ou atenuações para diferentes faixas de frequência.

de canal uniformemente distribuída, $\delta(t)$ é a função delta de Dirac e $\tau_{k,l}$ como o atraso de propagação no tempo assumido conhecido no receptor.

O feito do desvanecimento de canal pode ser modelado usando funções de distribuição de probabilidade (PDF - *Probability Density Function*), como por exemplo as distribuições *Rice*, *Rayleigh* e *Nakagami- m* . A distribuição *Rayleigh* possui função densidade de probabilidade dada por (SALEHI; PROAKIS, 2008):

$$f_x(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, & x > 0 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.10)$$

Uma variável aleatória X com distribuição *Rayleigh* pode ser obtida por meio de duas variáveis aleatórias independentes e distribuídas identicamente (i.i.d.) X_1 e X_2 com distribuição Gaussiana, sendo cada uma distribuída de acordo com $X_i \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$. Com isso, a variável aleatória *Rayleigh* pode ser obtida através da transformação (SALEHI; PROAKIS, 2008):

$$X = \sqrt{X_1^2 + X_2^2} \quad (2.11)$$

obtendo dessa forma média e variância dadas por:

$$\mathbb{E}[X] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (2.12)$$

$$\text{VAR}[X] = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma^2 \quad (2.13)$$

A variável aleatória *Rayleigh* é comumente utilizada em sistemas de comunicação para modelar a amplitude do canal com desvanecimento multipercurso sem linha de visada (LOS - *Line-of-Sight*), isto é, sem linha de visão entre transmissor e receptor (SIMON; ALAUINI, 2000).

2.4 MODULAÇÃO ESPACIAL

A técnica de modulação espacial (SM) é um método de multiplexação espacial. Essa técnica de transmissão recentemente desenvolvida utiliza assim múltiplas antenas. Na forma básica de SM, o transmissor tem acesso a N_t antenas, mas apenas uma delas está ativa em qualquer instante. Como em cada instante apenas uma antena de transmissão do aparelho estará ativa e outras antenas transmitirão potência zero, a ICI no receptor é completamente evitada. Isso

também retira a necessidade de sincronizar⁵ as antenas de transmissão.

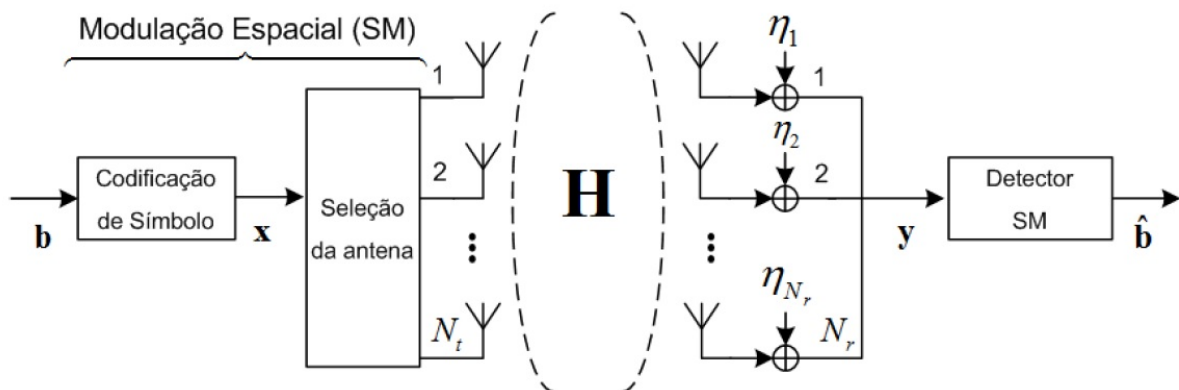
As técnicas de modulação anteriores tais como BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) mapeiam um número fixo de bits de informação em um único símbolo. Cada símbolo representa um ponto de constelação no plano de sinal bidimensional complexo. A ideia básica e inovadora do SM é estender o plano bidimensional em uma terceira dimensão - a dimensão espacial. Essa dimensão adicional é descrita pelo índice da antena onde é emitido o símbolo. Assim, a informação que se deseja transmitir não é apenas incluída no símbolo transmitido mas também na localização física real da antena. A utilização do número da antena de transmissão como uma unidade de suporte de informação aumenta a eficiência espectral global pelo logaritmo de base 2 do número de antenas de transmissão.

Após a recepção, a tarefa do detector é dupla: primeiro, estimar o símbolo único e, segundo, detectar o respectivo número da antena a partir da qual o símbolo é transmitido. Estas duas estimativas são usadas pelo detector espacial para recuperar o bloco de *bits* de informação. Assim, a estimativa do número de antena de transmissão é de suma importância. Esse é um aspecto da SM que, desde o seu recente aparecimento, tem sido alvo de pesquisa e desenvolvimento de vários métodos derivados.

2.4.1 Transmissão

A Fig. 6 exhibe um esboço topológico para o sistema MIMO - SM com N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras.

Figura 6: Modelo topológico para sistema MIMO com modulação espacial.



Fonte: SOUZA (2013)

⁵Sincronismo neste contexto refere-se à ativação de mais de uma antena no mesmo instante.

Nele, \mathbf{b} é o vetor de bits que se transmitirá. Ele é então mapeado em outro vetor $\mathbf{x} = [0 \ \cdots \ x_\iota \ \cdots \ 0]^T$ de tamanho N_t de tal forma que somente um elemento desse vetor resultante é diferente de zero. O símbolo identificado pelo índice ι no vetor resultante \mathbf{x} é x_ι , sendo ι o número da antena de transmissão ativada naquele intervalo de tempo, com $\iota \in [1 : N_t]$. O símbolo x_ι é transmitido a partir da antena de número ι através do canal MIMO Rayleigh não seletivo em frequência definido na seção 2.3, aqui representado pela matriz \mathbf{H} . Assim, podemos descrever o canal \mathbf{H} como um conjunto de vetores onde cada vetor corresponde aos ganhos de trajeto do canal entre a antena de transmissão l e as antenas de recepção da seguinte forma:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_\iota \ \cdots \ \mathbf{h}_{N_t}] \quad (2.14)$$

onde:

$$\mathbf{h}_l = [h_{1,l} \ h_{2,l} \ \cdots \ h_{N_r,l}]^T \quad (2.15)$$

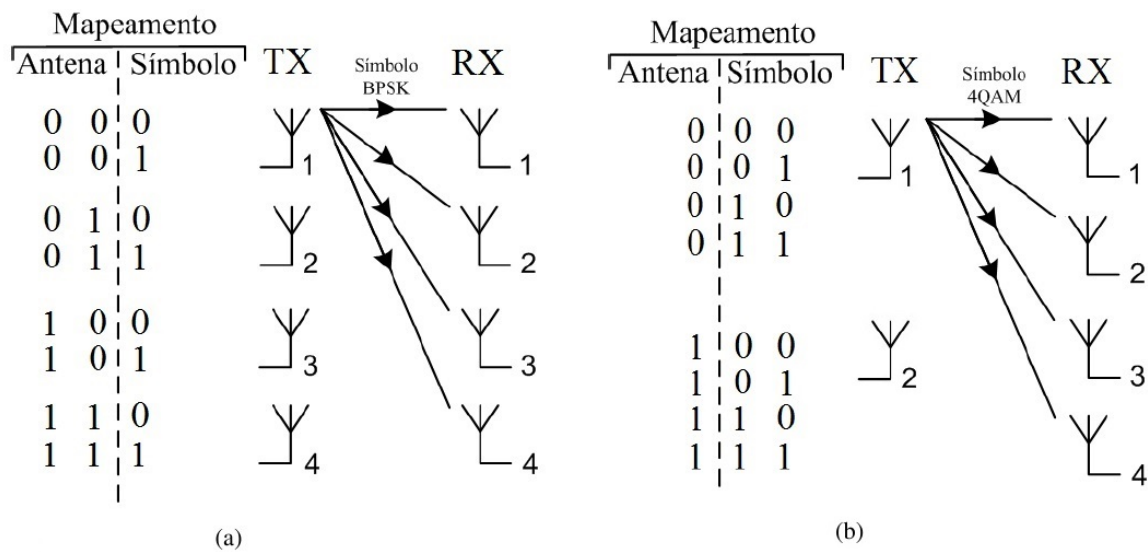
O vetor recebido é então obtido por (MESLEH et al., 2006):

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_{(l=\iota)}x_\iota + \boldsymbol{\eta} \quad (2.16)$$

sendo $\boldsymbol{\eta}$ o vetor do ruído AWGN, expresso por $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1 \ \eta_2 \ \cdots \ \eta_{N_r}]^T \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$.

O número de *bits* de informações transmitidos, n , pode ser ajustado adaptando a ordem de modulação do sinal (BPSK, QPSK, QAM) e o número de símbolos associados a cada antena na etapa da modulação espacial. Em geral, pode ser usado qualquer número de antenas e qualquer esquema de modulação. Por exemplo, três *bits* de informação podem gerar $2^3 = 8$ símbolos. Usando a modulação BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*) serão necessárias quatro antenas de transmissão, cada uma delas podendo transmitir dois símbolos possíveis, como mostra a Fig. 7.a. Outra alternativa é usar a técnica 4QAM (ou sua equivalente QPSK), empregando duas antenas de transmissão, cada uma delas podendo transmitir quatro símbolos possíveis, como mostra a Fig. 7.b.

Figura 7: Modulação Espacial: (a) 3 bits BPSK com 4 antenas, (b) 3 bits 4QAM com 2 antenas.



Fonte: SOUZA (2013)

De forma geral, o número de *bits* que podem ser transmitidos usando a modulação espacial é descrito por (MESLEH et al., 2006):

$$n = \log_2(N_t) + m = \log_2(N_t M) \quad (2.17)$$

A eficiência espectral r é uma medida prática dos sistemas de comunicação wireless. É definida como a razão da taxa de dados (em *bit* por segundo) pela largura de banda disponível (em Hertz), sendo assim medida em [bit/s/Hz] (HAYKIN; MOHER, 2009), como mostra a Eq. 2.18.

$$r = \frac{n}{\text{Largura de banda}} \quad (2.18)$$

Quanto maior a eficiência espectral de um sistema, maior será o número de usuários que podem operar dentro da largura de banda definida para o canal. Dessa forma, vale ressaltar que a mesma eficiência espectral é alcançada com ambas configurações apresentadas na Fig. 7.

A modulação espacial mapeia a informação binária original combinando a designação de símbolo (modulação digital M -ária) ao índice da antena de transmissão. No receptor, a estimativa correta do índice da antena de transmissão torna-se crucial para a obtenção de um desempenho adequado em termos de taxa de erro de *bit*. A seguir são descritas as técnicas de detecção sub-ótimas, ótima e baseada em lista de índices, para a estimativa do símbolo transmitido e do índice da antena transmissora.

2.4.2 Detecção Sub-ótima MRC

Quando o sistema MIMO SM foi pela primeira vez proposto (MESLEH et al., 2006) ele contava com o um algoritmo de detecção de número de antena de transmissão chamado de combinação de razão iterativa-máxima (i-MRC). Nele, a estimativa do índice da antena transmissora é baseada na métrica MRC. O algoritmo i-MRC baseia-se no fato de que apenas uma antena transmite a cada instante de tempo. O número da antena pode mudar nos instantes de transmissão subsequentes, mas a qualquer momento apenas uma única antena de transmissão está transmitindo. Os vetores de canal entre cada antena de transmissão e o número de antenas de recepção são considerados separadamente no receptor. O receptor calcula iterativamente os resultados de MRC entre os caminhos de canal de cada antena de transmissão para as antenas de recepção correspondentes. Assumindo pleno conhecimento do canal no receptor, ele escolhe o número de antena de transmissão que gerar a maior correlação.

O vetor recebido \mathbf{y} é multiplicado iterativamente pelos ganhos de percurso do canal que são assumidos como sendo conhecidos no receptor, visando estimar o símbolo transmitido e o número da antena de transmissão. O processo de estimação MRC dá-se da seguinte forma:

$$z_j = \frac{\mathbf{h}_j^H \mathbf{y}}{\|\mathbf{h}_j\|_F^2}, \quad j = 1 : N_t \quad (2.19)$$

$$\mathbf{z} = [z_1 \quad z_2 \quad \cdots \quad z_{N_t}]^T \quad (2.20)$$

$$\hat{i} = \arg \max_j |\mathbf{z}_j| \quad (2.21)$$

$$\hat{x}_i = Q(\mathbf{z}_{j=\hat{i}}) \quad (2.22)$$

Assim o vetor \mathbf{z} é composto por N_t elementos. Cada elemento z_j corresponde à \mathbf{y} multiplicado pelo ganhos de percurso do canal referentes à uma coluna da matriz \mathbf{H} com o índice de uma única antena transmissora. A posição de z_j no vetor \mathbf{z} corresponde ao índice da antena envolvida em sua obtenção. Em seguida o receptor escolhe o elemento em \mathbf{z} que tem maior valor Eq. (2.21). Tendo que $\mathbf{h}_j^H \mathbf{h}_j = \|\mathbf{h}_j\|_F^2$, o maior \mathbf{z}_j é obtido como mostra Eq. (2.24), como por exemplo, para um $\mathbf{y} = \mathbf{h}_2 \mathbf{x}_2 + \eta$:

$$z_1 = \frac{\mathbf{h}_1^H (\mathbf{h}_2 \mathbf{x}_2 + \eta)}{\|\mathbf{h}_1\|_F^2} = \frac{\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 \mathbf{x}_2 + \eta \mathbf{h}_1^H}{\|\mathbf{h}_1\|_F^2} \quad (2.23)$$

$$z_2 = \frac{\mathbf{h}_2^H (\mathbf{h}_2 \mathbf{x}_2 + \eta)}{\|\mathbf{h}_2\|_F^2} = \frac{(\mathbf{h}_2^H \mathbf{h}_2) \mathbf{x}_2 + \eta \mathbf{h}_2^H}{\|\mathbf{h}_2\|_F^2} = \mathbf{x}_2 + \frac{\eta \mathbf{h}_2^H}{\|\mathbf{h}_2\|_F^2} \quad (2.24)$$

$$z_3 = \frac{\mathbf{h}_3^H (\mathbf{h}_2 \mathbf{x}_2 + \eta)}{\|\mathbf{h}_3\|_F^2} = \frac{\mathbf{h}_3^H \mathbf{h}_2 \mathbf{x}_2 + \eta \mathbf{h}_3^H}{\|\mathbf{h}_3\|_F^2} \quad (2.25)$$

$$z_4 = \frac{\mathbf{h}_4^H (\mathbf{h}_2 \mathbf{x}_2 + \eta)}{\|\mathbf{h}_4\|_F^2} = \frac{\mathbf{h}_4^H \mathbf{h}_2 \mathbf{x}_2 + \eta \mathbf{h}_4^H}{\|\mathbf{h}_4\|_F^2} \quad (2.26)$$

A posição em que o elemento de maior correlação era armazenado é atribuída à \hat{i} representando assim o índice estimado da antena transmissora e o seu valor é enviado para a função de quantização (*slicing*⁶) $Q(\cdot)$ relativa à constelação, que retorna \hat{x}_i como símbolo estimado. Por fim \hat{i} e x_i são concatenados para recuperar o símbolo modulado em SM.

Entretanto ainda há um quesito a ser atendido para assegurar o funcionamento do detector MRC. Se os coeficientes de canal forem muito semelhantes entre si, a estimativa correta dos índices das antenas não é garantida. Uma forma de contornar esse problema é normalizar o canal antes da transmissão. Assim há necessidade de um canal de retorno (*feedback*) para a matriz de canal do lado de transmissão.

2.4.3 Detecção NMRC

O detector SM proposto por LEGNAIN (et al., 2012) se baseia no algoritmo MRC visando sanar a necessidade de canal de *feedback* do mesmo. Este novo detector foi denominado MRC-normalizado (NMRC). Além de corrigir a exigência do seu antecessor, o NMRC apresenta ganho de desempenho sem comparação com o SM MRC clássico. O avanço obtido no NMRC se deve ao pré-processamento da matriz de canal no receptor antes do processo de estimativa do índice da antena transmissora. Cada coluna da matriz \mathbf{H} é normalizada por um fator obtido pela sua própria norma. Em seguida o cálculo MRC é aplicada para estimar o índice da antena transmissora. Por fim o vetor recebido no receptor é multiplicado pelo ganho de canal referente à antena transmissora \hat{i}_{NMRC} estimada e encaminhado para a função de quantização $Q(\cdot)$ que

⁶Para um ponto com coordenadas complexas essa função avalia nos eixos real e imaginário qual ponto fixo da constelação de sinais é o mais próximo dele.

estimar o símbolo \hat{x}_{lNMRC} . Todo o processo pode ser esquematizado como:

$$\bar{s}_j = \frac{\mathbf{h}_j^H \mathbf{y}}{\|\mathbf{h}_j\|_F}, \quad j = 1 : N_t \quad (2.27)$$

$$\bar{\mathbf{s}} = [\bar{s}_1 \quad \bar{s}_2 \quad \cdots \quad \bar{s}_{N_t}]^T \quad (2.28)$$

$$\hat{i}_{NMRC} = \arg \max_j |\bar{s}_j| \quad (2.29)$$

$$s_{\hat{i}_{NMRC}} = \frac{\mathbf{h}_{\hat{i}_{NMRC}}^H \mathbf{y}}{\|\mathbf{h}_{\hat{i}_{NMRC}}\|_F^2} = \frac{\bar{s}_{\hat{i}_{NMRC}}}{\|\mathbf{h}_{\hat{i}_{NMRC}}\|_F} \quad (2.30)$$

$$\hat{x}_{lNMRC} = Q(\bar{\mathbf{s}}_{j=\hat{i}_{NMRC}}) \quad (2.31)$$

2.4.4 Deteco tima ML

O detector ótimo proposto por JEGANATHAN (et al., 2008b) realiza uma comparao entre \mathbf{y} e todas as possíveis combinaoes entre os canais de \mathbf{H} e os símbolos da constelao M . Sendo todas as entradas de canal igualmente prováveis, o algoritmo pode ser baseado no princípio da verossimilhança conjunta (*jointly ML*) e deve encontrar os índices j e q da seguinte forma:

$$[\hat{i}_{ML}, \hat{x}_{lML}] = \arg \min_{j,q} \|\mathbf{y} - \mathbf{g}_{jq}\|^2 \quad (2.32)$$

$$[\hat{i}_{ML}, \hat{x}_{lML}] = \arg \min_{j,q} (\|\mathbf{g}_{jq}\|^2 - 2\text{Re}\{\mathbf{y}^H \mathbf{g}_{jq}\}) \quad (2.33)$$

sendo $\mathbf{g}_{jq} = \mathbf{h}_j x_q$ com $1 \leq j \leq N_t$ e $1 \leq q \leq M$. A deteco ML realiza assim $N_t M$ comparaoes, retornando a antena \hat{i}_{ML} e o símbolo \hat{x}_{lML} estimados para o \mathbf{g}_{jq} que apresentou a menor distância Euclidiana ente \mathbf{y} . Podemos verificar ento que a deteco ótima realiza uma deteco conjunta do ndice da antena e do símbolo.

2.4.5 Detector AI-List

O detector ótimo realiza a busca da soluo entre todos os pares de candidatos compostos pelo símbolo transmitido e pelo ndice da antena de transmisso ($N_t M$). Conforme a SM aumenta o número de antenas transmissoras e/ou a ordem de modulao a complexidade torna-se exaustivamente expressiva. Desta forma, uma deteco combinando desempenho quase-ótimo e baixa complexidade  proposto por LEGNAIN (et al., 2012). O algoritmo reduz o número dos candidatos de índices de antenas transmissoras para o detector ótimo, resultando em um decremento da complexidade na deteco. O detector AI-List baseia-se em uma lista de índices de antenas, que  composta pelos índices das prováveis antenas transmissoras (c candidatos) e o respectivo símbolo relacionado a esta antena, sendo ento repassada ao detector timo. Na primeira etapa de deteco  gerada a lista com os índices das antenas e seus símbolos corres-

pondentes, sendo descrita como:

$$\bar{s}_j = \frac{\mathbf{h}_j^H \mathbf{y}}{\|\mathbf{h}_j\|_F}, \quad j = 1 : N_t \quad (2.34)$$

$$\bar{\mathbf{s}} = [\bar{s}_1 \quad \bar{s}_2 \quad \cdots \quad \bar{s}_{N_t}]^T \quad (2.35)$$

$$\hat{\mathbf{t}} = \arg \max_j c |\bar{s}_j|, \quad c < N_t \quad (2.36)$$

$$s_{\hat{t}_k} = \frac{\mathbf{h}_{\hat{t}_k}^H \mathbf{y}}{\|\mathbf{h}_{\hat{t}_k}\|_F^2} = \frac{\bar{s}_{\hat{t}_k}}{\|\mathbf{h}_{\hat{t}_k}\|_F}, \quad k = 1 : c \quad (2.37)$$

$$\hat{x}_{t, \hat{t}_k} = \mathcal{Q}(s_{\hat{t}_k}), \quad k = 1 : c \quad (2.38)$$

em que o operador $\arg \max_j c$ na Eq. (2.37) retorna um vetor de tamanho $c \leq N_t$ com os índices dos c elementos que maximizam o vetor $\bar{\mathbf{s}}$. Para cada \hat{t}_k é estimado um símbolo \hat{x}_{t, \hat{t}_k} para formar um par de índice de antena/símbolo que será a entrada do detector ótimo. Estes pares de prováveis soluções são enviados para o estágio final, o qual é composto pelo detector ótimo com busca reduzida em uma lista de tamanho $c \leq N_t$:

$$\bar{k} = \arg \min_k \|\mathbf{y} - \mathbf{h}_{\hat{t}_k} \hat{x}_{t, \hat{t}_k}\|^2, \quad k = 1 : c \quad (2.39)$$

$$[\hat{t}_{AI}, \hat{x}_{t_{AI}}] = [\hat{t}_{\bar{k}}, \hat{x}_{t, \hat{t}_{\bar{k}}}] \quad (2.40)$$

sendo \hat{t}_{AI} e $\hat{x}_{t_{AI}}$ a estimativa final para o índice da antena transmissora e símbolo transmitido, respectivamente. Assim, a complexidade deste processo de detecção é dependente do número de candidatos avaliados (c), ou seja, do tamanho do espaço de busca (SOUZA, 2013).

3 METODOLOGIA

Este capítulo apresenta as configurações adotadas para o sistema MIMO-SM descreve o processo básico de funcionamento das simulações realizadas.

3.1 CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO

O canal MIMO tem amplitude modelada pela distribuição de probabilidade Rayleigh, e distribuição uniforme para a fase, como descrito na Seção 2.3. O canal não seletivo em frequência e descorrelacionado espacialmente. A descorrelação significa que os ganhos estabelecidos entre as antenas de transmissão e antenas receptoras são independentes entre si. Em geral, $1/2$ comprimento de onda de espaçamento entre as antenas pode gerar a descorrelação de canal, mas essa situação é afetada por fatores como a proximidade de pessoas ou objetos (MESLEH et al., 2006). A correlação espacial é ignorada para simplificar a simulação.

3.2 PROCESSO DE SIMULAÇÃO

As simulações são realizadas no software MATLAB[®]. Inicialmente estipula-se o número de antenas transmissoras (N_t) e receptoras (N_r), o tipo de modulação (PSK, QAM) e sua ordem M . Um símbolo SM composto por $(\log_2 N_t M)$ bits é obtido aleatoriamente. É gerada uma matriz $\mathbf{H}(N_r, N_t)$ e preenchida com valores complexos obtidos pela função densidade de probabilidade Rayleigh.

Antes de simular a transmissão da informação é necessário estabelecer a SNR no sistema. A SNR é dada por:

$$\text{SNR} = \frac{\text{Potência do sinal}}{\text{Potência do ruído}} \quad (3.1)$$

A potência do sinal será a potência média da constelação utilizada, variando assim com a ordem de modulação. Como o ruído AWGN é gerado por uma distribuição Gaussiana com média zero e variância σ^2 , expresso por $\sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$, podemos controlar a sua potência por

meio do parâmetro σ^2 . Na simulação é estipulada uma faixa de SNRs para as quais se deseja obter as BERs. Então para obter o efeito da razão sinal /ruído deve-se fazer:

$$\sigma^2 = \frac{\text{Potência média da Constelação}}{\text{SNR}} \quad (3.2)$$

O parâmetro σ^2 é enviado então para a função de distribuição de probabilidade Gaussiana que gerará um ruído AWGN equivalente à aquela SNR.

O vetor \mathbf{x} contendo a informação modulada em SM é multiplicado por \mathbf{H} e acrescido do ruído η . O vetor \mathbf{y} resultante é passado ao detector, e a informação demodulada obtida é comparada com a original. Os números de erro de *bits* de cada comparação são somados e armazenados. O sistema faz a transmissão e detecção de \mathbf{x} repetidamente até que se tenha alcançado um campo amostral suficiente para que os resultados numéricos se aproximem dos resultados analíticos. A taxa de erro de *bit* é então calculada como:

$$\text{BER} = \frac{\text{Total de erros de bits}}{\text{Total de bits enviados}} \quad (3.3)$$

Todo o processo é repetido para a quantidade de SNRs estipuladas e por fim a curva BER por SNR é obtida.

4 RESULTADOS

Nesse capítulo são apresentados os resultados de sistemas de modulação espacial com diferentes detectores. Esses resultados foram obtidos via simulação computacional Monte Carlo. Aqui são apresentados os resultados SM em canal MIMO plano, descorrelacionado espacialmente, considerando distribuição Rayleigh para a amplitude e distribuição uniforme para a fase. O ruído é admitido AWGN com média 0 e variância σ^2 de acordo com $\sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$. Os resultados de simulação foram corroborados com os resultados presentes na literatura para as configurações dos sistemas (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008b; LEGNAIN, et al., 2012; MESLEH et al., 2008; SOUZA, 2013).

4.1 DETECTOR MRC E ÓTIMO

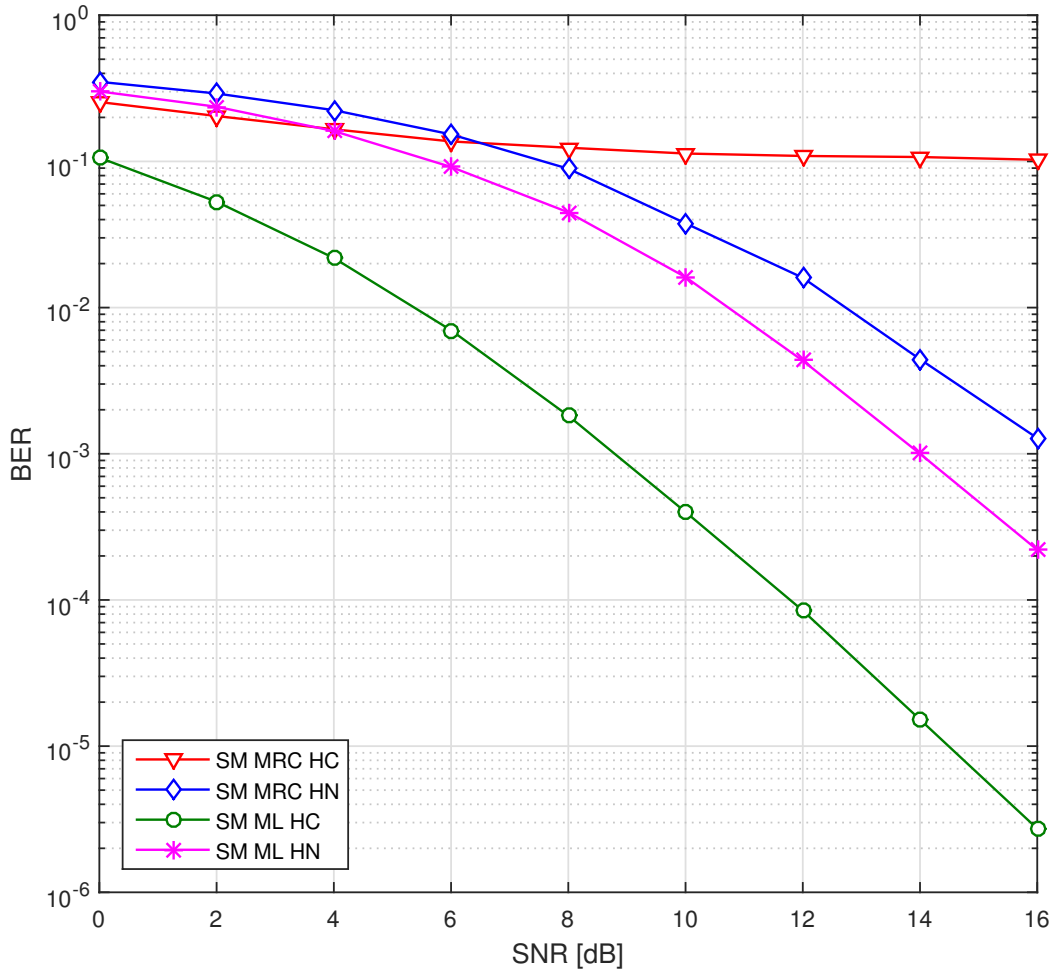
Os resultados da Fig. 8 apresentam a simulação do desempenho do detector MRC e o caso ótimo gerado pelo detector Ótimo com a finalidade de comparação. A configuração SM é dada por quatro antenas transmissoras ($N_t = 4$), quatro receptoras e modulação BPSK ($M = 2$), gerando 3 bits de transmissão ($n = \log_2 N_t M = 3$). O canal é adotado como Rayleigh plano, descorrelacionado e o sistema está sob efeito de ruído AWGN. As mesmas situações são analisadas para o canal comum (HC) e canal normalizado (HN).

O resultado de desempenho do SM convencional MRC é muito insatisfatório, apresentando praticamente a mesma BER para quaisquer SNR. Com a introdução da normalização do canal antes da transmissão o MRC apresenta uma significativa melhora de desempenho. Entretanto a normalização do canal afeta negativamente o desempenho do detector ótimo, degradando-o ≈ 5 [dB] nas regiões de médio e alto SNR em comparação com o uso do canal convencional.

O detector ótimo com canal convencional apresenta menor taxa de erro de bit para qualquer SNR quando comparado com o MRC. O detector MRC além de apresentar uma maior BER, só se torna prático quando há normalização dos coeficientes de canal antes da transmissão dos dados. A normalização do canal é feita com o conhecimento das condições do canal naquele instante por meio de um canal de retorno (*feedback*) do receptor. Dessa forma a normalização

do canal acaba agregando complexidade do sistema. Nessas circunstâncias o detector ótimo com canal convencional apresenta melhor desempenho e se mostra como melhor opção para o sistema SM.

Figura 8: Detectores MRC e Ótimo: Eficiência espectral $r = 3$ [bits/s/Hz], modulação BPSK e $N_t = 4$.



4.2 DETECTOR NMRC

Em seguida foram simulados as curvas de desempenho NMRC para duas eficiências espectrais $r = 6$ e 8 [bits/s/Hz]. Cada eficiência espectral foi obtida por meio de duas configurações SM diferentes. Para $r = 6$ foram adotadas quatro antenas transmissoras com modulação 16QAM e oito antenas transmissoras com modulação 8QAM. Já a eficiência espectral $r = 8$ foi composta por quatro antenas transmissoras com modulação 64QAM e oito antenas transmissoras

com modulação 32QAM. Esses resultados foram comparados com os obtidos pelas detecções ótima e MRC para ambas eficiências espectrais. Para todas as configurações foram adotadas quatro antenas receptoras.

A partir das Fig. 9 e Fig. 10 observa-se que o detector NMRC apresenta melhor desempenho em relação ao detector MRC, atingindo ganhos de $\approx 4[\text{dB}]$ para as SNR de 10^{-2} . Ainda nota-se na Fig. 10 que conforme a eficiência espectral aumenta, os detectores apresentam menores taxas de erro de bit quando é utilizada uma baixa ordem de modulação. Isso indica o aumento da confiabilidade quando maior parte da informação está modulada pelos índices das antena, ou seja, sistemas com alto número de antenas e baixas ordens de modulação.

O detector ótimo apresenta menor taxa de erro de *bit* para todos os casos, obtendo assim melhor desempenho em termos de BER.

Figura 9: Detector MRC com canal normalizado, detectores NMRC e Ótimo com canal convencional. Eficiência espectral $r = 6$ [bits/s/Hz]

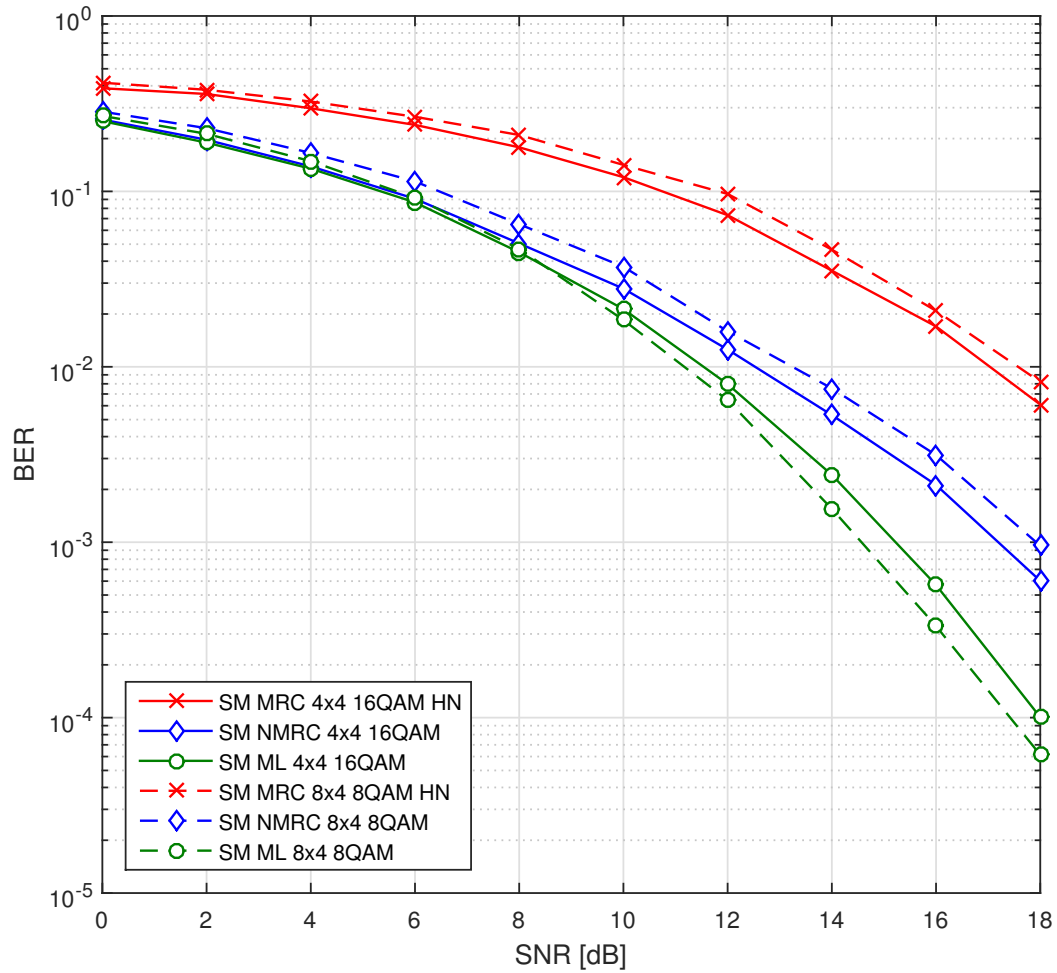
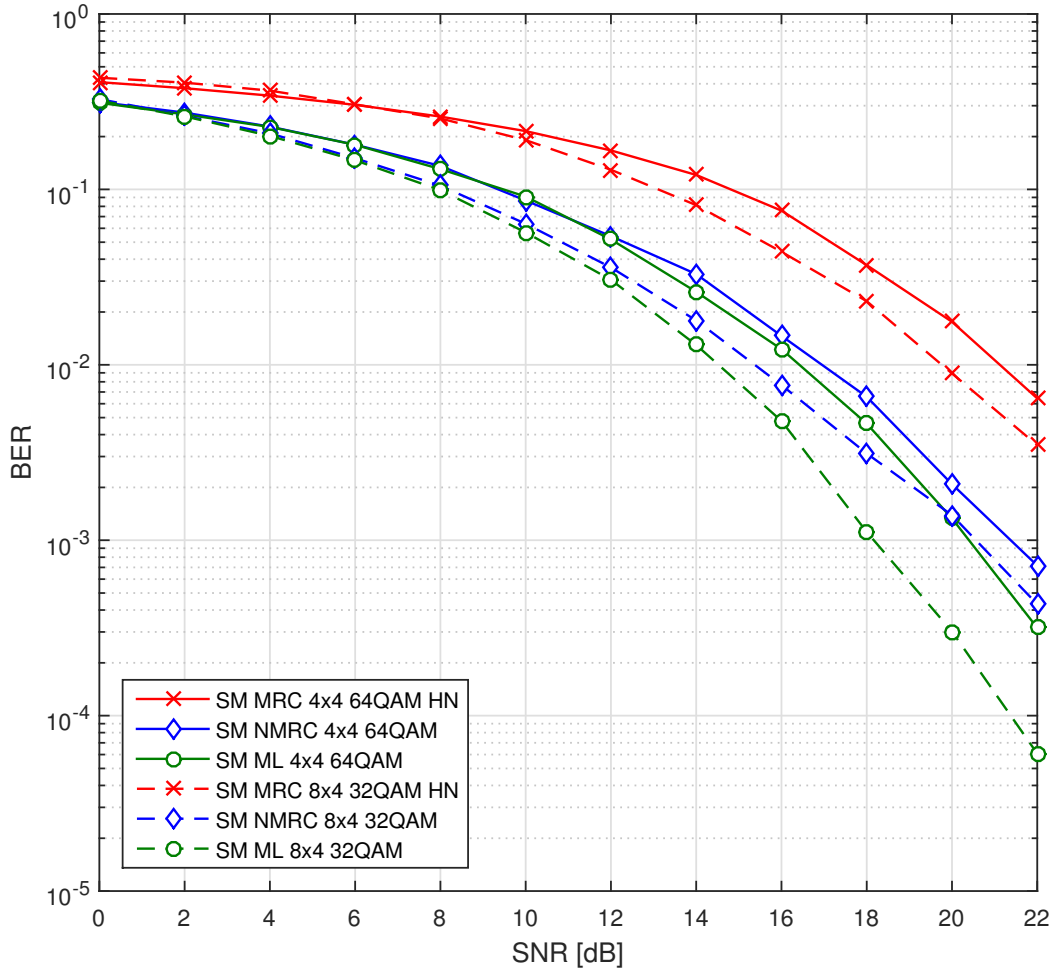


Figura 10: Detector MRC com canal normalizado, detectores NMRC e Ótimo com canal convencional. Eficiência espectral $r = 8$ [bits/s/Hz]



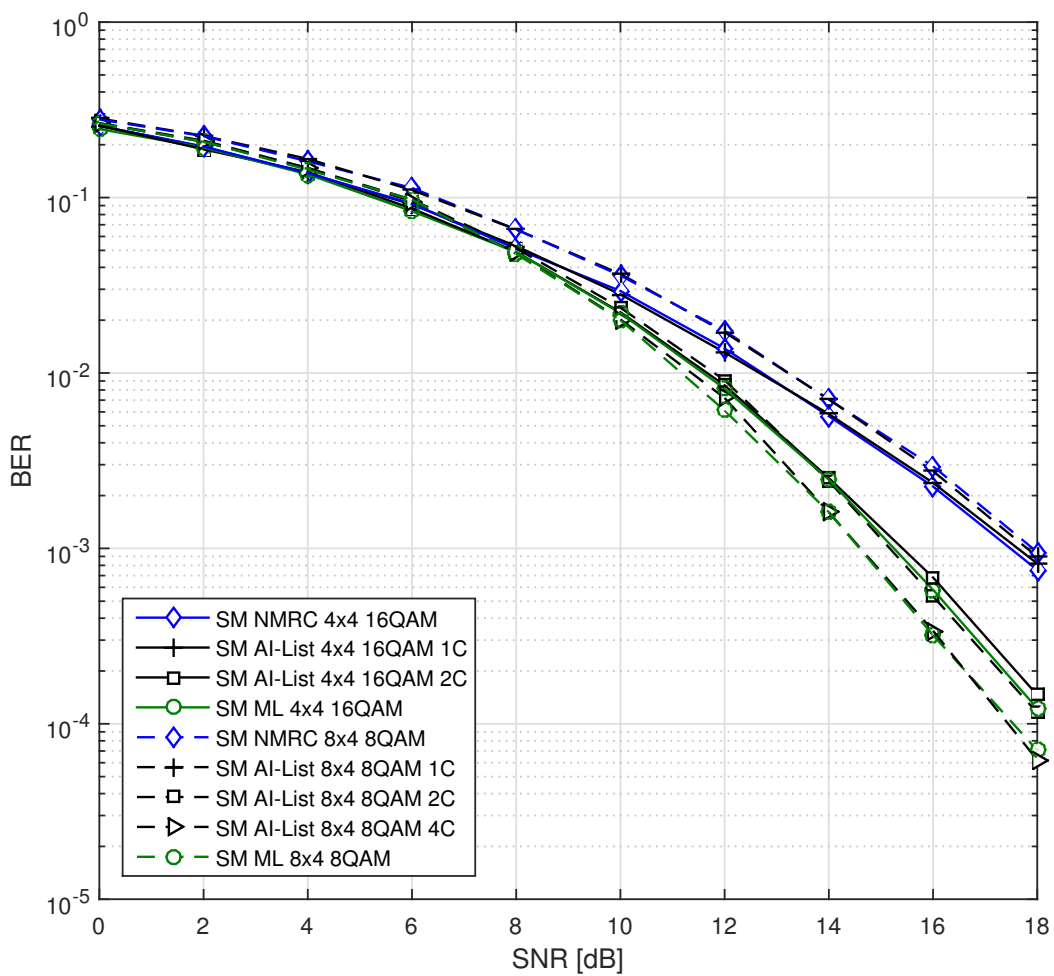
4.3 DETECTOR AI-LIST

Por fim foram simuladas as curvas de desempenho AI-List para as eficiências espectrais $r = 6$ e 8 [bits/s/Hz]. Cada eficiência espectral foi obtida por meio de duas configurações SM diferentes. Para $r = 6$ foram adotadas quatro antenas transmissoras com modulação 16QAM e oito antenas transmissoras com modulação 8QAM. Já a eficiência espectral $r = 8$ foi composta por quatro antenas transmissoras com modulação 64QAM e oito antenas transmissoras com modulação 32QAM. As configurações de $r = 6$ contaram com número de candidatos $c = 1$ e 2 , e para $r = 8$ foram $c = 1, 2$ e 4 . Esses resultados foram comparados com os obtidos pelas detecções Ótima e NMRC para ambas eficiências espectrais. Para todas as configurações foram

adotadas quatro antenas receptoras.

Nas Fig. 11 e Fig. 12 constatou-se que o desempenho do detector AI-List oscila entre os resultados dos detectores NMRC e Ótimo, dependendo do número c de candidatos. Para $c = 1$ o AI-List apresenta resultado idêntico ao NMRC. O melhor caso ocorre quando c é igual a metade do número de antenas transmissoras ($c = N_t/2$), com o AI-List apresentando praticamente o mesmo desempenho BER do detector Ótimo.

Figura 11: Detectores NMRC, AI-List e Ótimo. Eficiência espectral $r = 6$ [bits/s/Hz]



5 CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS

Este trabalho apresentou a comparação de desempenho BER por SNR de quatro detectores da Modulação Espacial. Conclui-se que dentre os detectores sub-ótimos, o detector baseado na lista de índice de antenas (AI-List) apresenta o resultado mais próximo da solução ótima. O detector MRC com canal comum apresentou resultado extremamente degradado em comparação com a solução ótima. Seu resultado prático só pôde ser visto quando houve a normalização do canal, processo que agrega complexidade extra para o sistema SM. Mesmo assim o detector MRC apresentou o pior desempenho em termos de BER. Foi possível constatar que com o aumento da eficiência espectral os detectores apresentaram melhor desempenho quando baixa ordem de modulação é utilizada e uma maior parte da informação é modulada pelo índice da antena. Assim nota-se que os sistemas SM apresentam melhores resultados para um alto número de antenas de transmissão combinado às baixas ordens de modulação, informação relevante no contexto de sistemas MIMO.

Como perspectiva ou proposta para trabalhos futuros fica a simulação da BER por SNR para outras distribuições estatísticas (Rice, Nakagami- m) e com inserção de graus de correlação espacial no canal. 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

- ALAMOUTI, S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. **IEEE Journal on selected areas in communications**, IEEE, v. 16, n. 8, p. 1451–1458, 1998.
- BASAR, E. et al. Space-time block coded spatial modulation. **IEEE Transactions on Communications**, IEEE, v. 59, n. 3, p. 823–832, 2011.
- 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. et al. Capacity limits of mimo channels. **IEEE Journal on selected areas in Communications**, IEEE, v. 21, n. 5, p. 684–702, 2003.
- HAYKIN, S.; MOHER, M. **Sistemas modernos de comunicações wireless**. Porto Alegre: Bookman Editora, 2009.
- JEGANATHAN, J.; GHAYEB, A.; SZCZECINSKI, L. Generalized space shift keying modulation for mimo channels. p. 1–5, 2008.
- JEGANATHAN, J. et al. Space shift keying modulation for mimo channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, IEEE, v. 8, n. 7, p. 3692–3703, 2009.
- LATHI, B.; DING, Z. **Sistemas de Comunicações Analógicas e Digitais Modernos**. Rio de Janeiro: LTC, 2012.
- LEGNAIN, R. M.; HAFEZ, R. H.; LEGNAIN, A. M. Improved spatial modulation for high spectral efficiency. **International Journal of Distributed and Parallel Systems (IJDPS)**, v.3, n. 2, p. 13 – 19, March 2012.
- MESLEH, R.; GANESAN, S.; HAAS, H. Impact of channel imperfections on spatial modulation ofdm. **Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium**, p. 1 – 5, 2007.
- MESLEH, R. et al. Spatial modulation - a new low complexity spectral efficiency enhancing technique. In: IEEE. **Communications and Networking in China, 2006. ChinaCom'06**. Beijing, China, 2006. p. 1 – 5.
- MESLEH, R. Y. et al. Spatial modulation. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 57, n. 4, p. 2228–2241, 2008.
- PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. **Digital Communications**. 5th. ed. New York, USA: McGraw-Hill Science, 2008.
- RALEIGH, G. G.; CIOFFI, J. M. Spatio-temporal coding for wireless communication. **IEEE Transactions on communications**, IEEE, v. 46, n. 3, p. 357–366, 1998.

RAPPAPORT, T. S. **Comunicações sem fio: Princípios e práticas**. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009.

SHANNON, C. E. A mathematical theory of communications. **Bell Syst. Tech. J.**, part I, part II, p. 379–423, 623–656, July 1948.

SIMON, M. K.; ALAUINI, M. **Digital Communication Over Fading Channels**. 1st. ed. New York, USA: John Wiley and Sons, 2000.

SOUZA, R. N. de. **Modulação Espacial em Sistemas de Comunicação sem Fio: Compromisso Complexidade-Desempenho**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 2013.

WANG, J.; JIA, S.; SONG, J. Generalised spatial modulation system with multiple active transmit antennas and low complexity detection scheme. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, IEEE, v. 11, n. 4, p. 1605–1615, 2012.

WANG, J.; JIA, S.; SONG, J. Signal vector based detection scheme for spatial modulation. **IEEE Communications Letters**, IEEE, v. 16, n. 1, p. 19–21, 2012.

YOUNIS, A. et al. Sphere decoding for spatial modulation. **Communications (ICC), 2011 IEEE International Conference**, IEEE, p. 1 – 6, 2011.