



Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

Reginaldo Nunes de Souza

Modulação Espacial em Sistemas de Comunicação sem Fio: Compromisso Complexidade-Desempenho

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Estadual de Londrina
para obtenção do Título de Mestre em
Engenharia Elétrica.

Londrina, PR
2013



Reginaldo Nunes de Souza

Modulação Espacial em Sistemas de Comunicação sem Fio: Compromisso Complexidade-Desempenho

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Sistemas de Telecomunicações

Orientador:
Prof. Dr. Taufik Abrão

Londrina, PR
2013

Ficha Catalográfica

de Souza, Reginaldo Nunes

Modulação Espacial em Sistemas de Comunicação sem Fio: Compromisso Complexidade-Desempenho. Londrina, PR, 2013. 80 p.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Londrina, PR. Departamento de Engenharia Elétrica

1. Sistemas de Telecomunicações. 2. Sistemas de Múltiplas Antenas. 3. Modulação Espacial I. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica . II. Modulação Espacial em Sistemas de Comunicação sem Fio: Compromisso Complexidade-Desempenho.

Reginaldo Nunes de Souza

Modulação Espacial em Sistemas de Comunicação sem Fio: Compromisso Complexidade-Desempenho

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Sistemas de Telecomunicações

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Taufik Abrão
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina
Orientador

Prof. Dr. Fernando Ciriaco Dias Neto
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. Bruno Augusto Angélico
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Cornélio Procópio

Prof. Dr. Gustavo Fraidenaich
Depto. de Comunicações
Universidade de Campinas

3 de abril de 2013

“Se soubéssemos o que era que estávamos fazendo,
isto não seria chamado de pesquisa, seria?”

Albert Einstein

Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador, Prof. Dr. Taufik Abrão, pela sua compreensão, dedicação e habilidade de orientação durante a realização deste trabalho.

Aos meus pais, meus irmãos e à Andressa pelo enorme esforço, incentivo e paciência que foram primordiais para o meu trabalho.

À minha professora Lucília pelos seus esforços em me mostrar o caminho para chegar até aqui.

Aos meus amigos pelo incentivo nas horas difíceis.

E por fim, à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelos dois anos de apoio financeiro prestado, o qual tornou viável a realização deste trabalho.

Resumo

Este trabalho desenvolve uma análise abrangente relativa aos principais esquemas de modulação espacial (SM) aplicados a sistemas de comunicação sem fio. Complexidade, desempenho e ganho de diversidade associados aos três principais esquemas SM propostos para sistemas de comunicação com múltiplas-entradas-múltiplas-saídas (MIMO) são analisados e comparados com o sistema MIMO V-BLAST convencional. Os três esquemas SM, denominados a) modulação espacial, b) modulação por chaveamento espacial (SSK), e c) modulação por chaveamento espacial generalizado (GSSK), oferecem baixa complexidade, alta taxa de dados, especialmente quando comparados aos esquemas de comunicação com entrada-única-saída-única (SISO), obtendo-se assim flexibilidade de projeto. Especificamente, este trabalho tem como objetivo explorar as características dos principais esquemas de modulação espacial, bem como avaliar o compromisso desempenho-complexidade, sob a perspectiva da eficiência espectral e energética. A complexidade destes esquemas de modulação espacial em termos de número de operações complexas e número de operações de ponto flutuante (flop) é cuidadosamente comparada sob a mesma eficiência espectral. Os resultados numéricos mostram ganhos de desempenho em termos de taxa de erro de bit enquanto tais esquemas mantêm complexidade menor que o esquema clássico V-BLAST para eficiência espectral abaixo de 12 bits por intervalo de transmissão e mesma largura de banda. Complementarmente, o desempenho do detector ótimo SM é avaliado considerando canais correlacionados com desvanecimento Nakagami- m . Resultados mostram que em condições severas de canal, a técnica SM torna-se interessante, pois quanto mais informação é codificada pelos índices das antenas, melhor é o desempenho. Adicionalmente, neste trabalho, a técnica SM com detecção ótima é avaliada e comparada à técnica V-BLAST quando há estimativa imperfeita dos coeficientes de canal na recepção, bem como a aplicação da técnica SM ao contexto MIMO denso também é introduzido. Resultados de simulação Monte Carlo mostram a maior robustez de SM em relação ao quesito erros nas estimativas de canal, bem como sugerem uma grande potencialidade da técnica SM quando utilizada em canal MIMO denso.

Abstract

This work provides a comprehensive review on the main spatial modulation (SM) schemes, suitable to wireless communication systems. Performance, complexity and diversity gain of the three recent proposed spatial SM schemes for multiple-input-multiple-output (MIMO) communication systems are analyzed and compared to the conventional V-BLAST MIMO scheme. The three schemes, namely a) spatial modulation (SM) transmission scheme, b) space shift keying (SSK), and c) generalized space shift keying (GSSK) offer low complexity, higher data rate when compared to single-input-single-output (SISO) communication systems, as well as design flexibility, while exploiting randomness characteristics of wireless communication channel for data transmission. This work aims to explore the main features of those modulation schemes and to evaluate the inherent performance-complexity trade-off in order to determine which scheme results in a higher spectral and energy efficiencies. The complexity of these spatial modulation schemes in term of number of complex operations and number of flops are carefully analysed under equally transmitted data rate. Numerical results shows a huge improvement in bit error rate performance for these schemes while hold complexity lower than V-BLAST with BPSK modulation for data rate below $\approx 12 - 13$ bits per symbol interval and same bandwidth. In addition, the performance of SM optimal detector also is evaluated in correlated Nakagami- m fading channel. Simulation results show that under severe channel conditions, the SM technique becomes interesting, mainly because the performance is improved when more information is encoded by the transmit antenna indexes. Additionally, the SM technique with optimal detection is evaluated and compared with V-BLAST under imperfect state channel information at receiver, as well as is introduced the application of this technique on the large MIMO context. Monte Carlo simulation results show that SM is more robust than V-BLAST to channel estimation errors and also suggest a great potential of SM when used in large MIMO channel.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Abreviaturas

Convenções e Lista de Símbolos

1	Introdução	1
1.1	Organização	5
1.2	Disseminações	6
1.2.1	Artigos Diretamente Relacionados ao Tema	6
1.2.2	Publicações Relacionadas com a Área de Pesquisa	6
2	Canal de Comunicação MIMO	7
2.1	Canal MIMO	8
2.1.1	Canais MIMO Espacialmente Correlacionados	12
2.1.2	Canal MIMO com Erro na Estimativa	21
3	Técnicas de Multiplexação em Sistemas MIMO	23
3.1	Multiplexação Espacial	23
3.1.1	Transmissão	23
3.1.2	Detecção	24
3.2	Modulação Espacial	25
3.2.1	Transmissão	26
3.2.2	Estimativa do Símbolo Transmitido	27

3.2.3	Detecção Ótima	27
3.2.4	Detecção Sub-ótima – MRC	28
3.2.5	Detector MRC Normalizado	30
3.2.6	Detector Baseado em Lista de Índices de Antenas	31
3.3	Modulação por Chaveamento Espacial (SSK)	32
3.3.1	Descrição do Esquema SSK	32
3.4	Modulação por Chaveamento Espacial Generalizado (GSSK)	34
3.4.1	Descrição do Esquema GSSK	34
3.4.2	Constelação Ótima para o Esquema GSSK	37
3.5	Sistemas MIMO Denso	38
4	Análise de Complexidade	40
4.1	Complexidade SM	40
4.1.1	Detector Ótimo	41
4.1.2	Detector MRC	41
4.1.3	Detector NMRC	42
4.1.4	Detector AI-List	43
4.2	Complexidade SSK	44
4.3	Complexidade V-BLAST	44
4.4	Complexidade para diferentes valores de N_r e N_t	45
4.5	Complexidade Comparada sob a Perspectiva da Eficiência Espectral	47
5	Resultados Numéricos	53
5.1	Desempenho SM em canal Rayleigh	53
5.1.1	Esquema SM Convencional - Detector Ótimo e MRC	54
5.1.2	Esquema SSK	55
5.1.3	Esquema GSSK	57
5.1.4	SM com detecção NMRC	58
5.1.5	SM com detector AI-List	59

5.1.6	Canal Rayleigh Correlacionado - Detector Ótimo e NMRC	60
5.1.7	Impacto da Estimativa Imperfeita dos Coeficientes de Canal	63
5.2	Desempenho SM em Canal Nakagami	65
5.2.1	Impacto do fator de desvanecimento sobre o desempenho .	66
5.2.2	Impacto da Correlação Espacial	66
5.3	Desempenho SM em MIMO Denso	67
5.4	Compromisso Desempenho \times Complexidade	72
6	Conclusões e Perspectivas	74
6.1	Trabalhos Futuros	76
	Referências	77

Lista de Figuras

2.1	Modelo topológico para sistemas MIMO	7
2.2	PDF Rice e Nakagami- m para $K = [1 \ 4 \ 10]$ e $m = [1, 33 \ 2, 78 \ 5, 76]$, respectivamente. $\Omega = 1$	11
2.3	PDF Nakagami- m para $m = [0,5 \ 0,75 \ 1 \ 1,5 \ 2 \ 3]$ e $\Omega = 1$	12
2.4	Amplitude espectral de coeficiente de canal Rayleigh correlacio- nado no domínio da frequência	16
2.5	Amplitude espectral para os coeficientes canal Nakagami correla- cionado no domínio da frequência	20
2.6	PDF Nakagami- m teórica e experimental para $m = 1,5$ e $\Omega = 1$	21
3.1	Modelo topológico para V-BLAST.	24
3.2	Modelo topológico para o sistema com modulação espacial.	26
3.3	Modulação Espacial.	27
3.4	Modelo topológico para sistema SSK	33
3.5	Modelo topológico para sistema GSSK	35
4.1	Número de operações complexas para detectores SM, SSK e V- BLAST variando N_r e N_t com $M = 2$	46
4.2	Número de operações complexas para detectores SM e SSK vari- ando N_r e N_t com $M = 2$	46
4.3	Número de operações complexas para SM, SSK e V-BLAST vari- ando a eficiência espectral ($M = 2; 8$).	48
4.4	Complexidade em somas e multiplicações complexas para esque- mas SM e V-BLAST variando a eficiência espectral ($M = 2$)	50
4.5	Complexidade em flops para esquemas SM e V-BLAST variando a eficiência espectral $M = 2$	52
5.1	Desempenho modulação espacial com 3 bits/s/Hz com $N_t = 4$ e $M = 2$	55

5.2	Desempenho SSK, SM e V-BLAST a 3bits/s/Hz	56
5.3	Desempenho GSSK, SSK e V-BLAST a 3bits/s/Hz	57
5.4	Desempenhos SM-MRC, SM-NMRC e SM-OD a 6 e 8bits/s/Hz	59
5.5	Desempenho SM-NMRC, SM-AI-List e SM-OD a 6 e 8 bits/s/Hz	60
5.6	Desempenho SM-OD em canal Rayleigh correlacionado ($\rho = 0, 2, 0, 5$ e $0, 9$ a 3bits/s/Hz)	61
5.7	Desempenho SM-OD e SM-NMRC em canal Rayleigh correlacionado ($\rho = 0, 9, M = 16$ e 6bits/s/Hz)	62
5.8	Desempenho SM-OD e SM-NMRC em canal Rayleigh correlacionado ($\rho = 0, 9, M = 8$ e 6bits/s/Hz)	62
5.9	Desempenho SM-OD e SM-NMRC em canal Rayleigh correlacionado ($\rho = 0, 9, M = 64$ e 8bits/s/Hz)	63
5.10	Desempenho SM-OD e SM-NMRC em canal Rayleigh correlacionado ($\rho = 0, 9, M = 32$ e 8bits/s/Hz)	64
5.11	Desempenho SM-OD e V-BLAST: canal Rayleigh descorrelacionado com estimativa imperfeita dos coeficientes de canal no receptor (6bits/s/Hz)	65
5.12	Desempenho SM-OD em canal Nakagami para diversos m ($M = 8; 16$ e 6bits/s/Hz)	66
5.13	Desempenho SM-OD em canal Nakagami com correlação no transmissor e receptor ($M = 16$ e 6bits/s/Hz)	68
5.14	Desempenho SM-OD e V-BLAST em canal Rayleigh descorrelacionado (10bits/s/Hz)	69
5.15	Desempenho SM-OD e V-BLAST em canal Nakagami descorrelacionado (10bits/s/Hz)	70
5.16	Desempenho SM-OD e V-BLAST em canal Nakagami correlacionado (10bits/s/Hz)	71

Lista de Tabelas

2.1	Valores teóricos e experimentais para os coeficientes de correlação.	20
3.1	Exemplo: duas constelação otimizada para GSSK.	38
4.1	Número de operações complexas para esquemas SM e V-BLAST. .	45
4.2	Eficiência Espectral para SM, SSK e V-BLAST.	47
4.3	Número de flops para os esquemas SM e V-BLAST.	51
5.1	Classificação desempenho \times complexidade para os esquemas ana- lisados.	73

Lista de Abreviaturas

- AI-List** Antena Index List
- APM** Amplitude/Phase Modulation
- AWGN** Additive White Gaussian Noise
- BER** Bit Error Rate
- BLAST** Bell Labs Layered Space-Time
- BPSK** Binay Phase-Shift Keying
- DFT** Discret Fourier Transform
- FFT** Fast Fourier Transform
- flop** float point operation
- GSSK** Generalized Space Shift Keying
- HC** Matriz de canal convencional
- HN** Matriz de canal normalizada
- ICI** Inter-Channel Interference
- i.i.d.** Independente e Idênticamente Distribuídos
- LOS** Line-of-Sight
- LS** Least-Squares
- LTE** Long Term Evolution
- MA-SM** Multiple Active-Spatial Modulation
- MIMO** Multiple-Input-Multiple-Output
- ML** Maximum-Likelihood
- MMSE** Minimum Mean Squared Error

MRC Maximum Ratio Combining

NLOS Non-Line-of-Sight

NMRC Normalized Maximum Ratio Combining

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OSIC Ordered Successive Interference Cancellation

PDF Probability Density Probability

QAM Quadrature Amplitude Modulation

RF Radio-Frequência

SD Sphere Decoding

SISO Single-Input-Single-Output

SM Spatial Modulation

SM-OD Spatial Modulation Optimal Detector

SNR Signal-to-Noise Ratio

SSK Space Shift Keying

STBC Space Time Block Code

SVD Signal Vector based Detector

V-BLAST Vertical Bell Labs Layered Space-Time

VLM Very Large MIMO

ZF Zero-Forcing

Convenções e Lista de Símbolos

Na notação das fórmulas, as seguintes convenções foram utilizadas:

- letras maiúsculas em negrito são matrizes, exemplo: \mathbf{H}
- letras minúsculas em negrito são matrizes, exemplo: \mathbf{x}
- letras em itálico denotam escalares, exemplo: m
- $(\cdot)^T$ Operador Transposto de uma matriz ou vetor
- $(\cdot)^H$ Operador Conjugado Transposto de uma matriz ou vetor
- $\|\cdot\|$ Norma dois de um vetor
- $\|\cdot\|_F$ Norma de Frobenius de uma matriz ou vetor
- $|\cdot|$ Valor Absoluto
- $p_x(\cdot)$ Função densidade probabilidade da variável x
- $\mathbb{E}[x]$ Esperança estatística da variável aleatória x
- $\text{VAR}[x]$ Variância da variável aleatória x
- $\text{COV}[x, y]$ Covariância entre as variáveis aleatórias x e y
- $\dot{f}(\cdot)$ Derivada da função $f(\cdot)$
- $\mathbf{x}^{\odot r}$ Potência r de cada elemento de \mathbf{x}
- $(\cdot)^*$ Operador conjugador
- $Q(\cdot)$ Função de quantização (*slicing*)
- \mathbf{h}_k Vetor coluna com a k -ésima coluna da matriz \mathbf{H}
- $\mathbf{h}_{\underline{k}}$ Vetor linha com a k -ésima linha da matriz \mathbf{H}

Os seguintes símbolos serão utilizados:

símbolo	descrição
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
n	Número de bits transmitidos
\mathbf{b}	Vetor de dados a serem transmitidos
\mathbf{x}	Vetor de símbolos transmitidos
\mathbf{y}	Vetor de sinais recebidos
\mathbf{H}	Matriz dos coeficientes de canal
$\boldsymbol{\eta}$	Ruído aditivo branco Gaussiano
σ^2	Variância
$c_{k,l}$	Ganho complexo de canal entre a l -ésima antena transmissora e k -ésima antena receptora
$\delta(\cdot)$	Delta de Dirac
τ	Atraso de propagação no tempo
ϑ	Fase do coeficiente de canal
ς	Amplitude do coeficiente de canal
m	Fator de desvanecimento Nakagami
Ω	Potência média do desvanecimento Nakagami
K	Fator Rice
$\Gamma(\cdot)$	Função Gama
$I_0(\cdot)$	Função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero
Ω	Potência média do desvanecimento Rice
ρ	Coefficiente de correlação
\mathbf{R}	Matriz de coeficientes de correlação
$\check{\mathbf{H}}$	Matriz de canal correlacionada
\mathbf{C}	Matriz de covariância
\mathbf{u}_k	Vetor gaussiano independente
\mathbf{v}	Vetor com distribuição Gama
\mathbf{w}	Vetor com distribuição Nakagami
ρ_n	Correlação de ordem n
ν	Coefficiente de correlação do vetor Gama
\mathbf{e}_k	Sequência de variáveis gaussianas independente
\mathbf{L}	Matriz triangular inferior obtida através da fatorização Cholesky
p	Parte inteira mais próxima de m

continua. . .

símbolo	descrição
N	Número de amostras do vetor Nakagami
\mathbf{p}	Vetor de variâncias
\mathbf{W}	Matriz com N amostras do vetor Nakagami
\mathbf{R}'	Matriz estimada de coeficientes de correlação
ι	Índice da antena de transmissão selecionada em SM
c	Tamanho da lista de candidatos
\mathcal{M}	Tamanho da constelação GSSK
χ	Constelação GSSK ótima
Ξ	Constelação GSSK
Δ	Ordem de diversidade
ξ	Complexidade computacional
\mathbf{r}	Eficiência espectral
BW	Largura de banda

1 Introdução

Nas últimas duas décadas, a comunicação sem fio desenvolveu-se consideravelmente assim como a demanda crescente de dados por usuário, implicando assim na busca constante por sistemas com alta capacidade de transmissão de dados (MESLEH, 2008). Entretanto, a disponibilidade de espectro de rádio de banda larga para serviços de dados de pacotes é limitada. Dessa forma, é essencial o uso do espectro de forma mais eficiente. Nos últimos anos, sistemas com múltiplas-entradas-múltiplas-saídas (MIMO – *Multiple-Input-Multiple-Output*) têm evoluído consideravelmente para a obtenção de sistemas de comunicação mais eficientes. Estes sistemas utilizam o princípio da multiplexação espacial no canal de rádio para aumentar efetivamente a taxa de dados, mantendo-se limitada a largura de banda.

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. Com isso, esta estratégia alcança ganho de diversidade, mas não obtém ganho na multiplexação. Ainda assim, apresenta vantagens, tal como no esquema proposto por Alamouti em que apresenta simplicidade de implementação com manutenção da taxa de codificação igual a um (ALAMOUTI, 1998). O segundo grupo MIMO assume o conhecimento do canal no lado da transmissão e usa a decomposição por valores singulares para obter ganho na capacidade (RALEIGH; CIOFFI, 1998). Finalmente, com o terceiro grupo, denominado multiplexação espacial, obtém-se aumento na taxa de dados, porém não necessariamente fornece diversidade na transmissão. Como exemplo deste grupo, destaca-se a técnica BLAST (*Bell Labs Layered Space-Time*) (FOSCHINI, 1996).

Entre estes três grupos, a técnica de multiplexação espacial torna-se uma escolha apropriada para implementações futuras devido à demanda crescente por elevadas taxas de dados, as quais podem ser atingidas facilmente com essa técnica (MESLEH, 2008). Entretanto, a técnica de multiplexação espacial possui

sérias limitações, tais como alta interferência entre canais (ICI - *interchannel interference*) no lado da recepção, propagação de erros e alta complexidade na detecção (GOLDSMITH, 2003).

Como alternativa a estes cenários, recentemente Mesleh et al. (2006) propuseram a técnica de modulação espacial (SM - *Spatial Modulation*) aplicada a canais MIMO sem fio. Trata-se de um esquema relativamente novo o qual explora o ganho de multiplexação espacial para sistemas de transmissão com múltiplas antenas, cujo objetivo é evitar as limitações supracitadas da multiplexação espacial. 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 rádio frequência.

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. Ademais, apesar de uma única antena ser ativada a cada instante, o SM também obtém alta vazão de dados. Na recepção, a combinação de máxima razão (MRC - *maximum ratio combining*) é usada para identificar o número da antena de transmissão; em seguida, o símbolo transmitido é estimado. Estas duas etapas de estimação são usadas pelo demodulador espacial para recuperar o bloco de bits de informação transmitido.

Recentemente, vários esquemas de detecção do sinal SM têm sido propostos. Em (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008b) foi proposto um esquema de detecção ótima para SM baseado no detector de máxima verossimilhança (ML - *Maximum Likelihood*), o qual identifica o índice da antena transmissora e o símbolo transmitido de forma conjunta. A detecção ótima apresenta melhores resultados que a detecção proposta anteriormente em (MESLEH et al., 2006), com ganho aproximado de 4 [dB]. Também é mostrado que a modulação espacial com detector ótimo atinge um ganho na faixa de 1,5 ~ 3 [dB] sobre sistemas MIMO convencionais, por exemplo, a técnica BLAST vertical (V-BLAST - *Vertical-BLAST*) (WOLNIANSKY et al., 1998).

Um novo esquema de detecção baseado no detector MRC sem a necessidade

de normalização de canal no transmissor foi proposto em (LEGNAIN; HAFEZ; LEGNAIN, 2012). Este detector, denominado como MRC normalizado (NMRC – *Normalized MRC*), apresenta ganho de aproximadamente 3 [dB] sobre o detector MRC convencional proposto em (MESLEH et al., 2006) sem a necessidade do sistema enviar informações do estado do canal para o transmissor. Neste mesmo trabalho é apresentada a detecção baseada em uma lista de índices de antenas (AI-List – *Antenna Index List*). Esta lista com pares de prováveis soluções para a estimativa da informação é feita na primeira etapa de detecção, a qual se assemelha à detecção NMRC. Esta lista é então enviada ao segundo estágio baseado na métrica ML que efetua a recuperação dos dados. Mostra-se que este detector obtém o mesmo ganho obtido pelo detector SM ótimo quando a lista de candidatos possuir o tamanho igual à metade do número de antenas transmissoras.

O desempenho dos algoritmos de detecção MIMO baseados na busca em árvore segundo o princípio do raio ajustável da hiperesfera (SD – *sphere decoding*), aplicados aos sistemas SM, é analisado em (YOUNIS et al., 2011). Para uma mesma taxa de erro, o desempenho obtido pelo algoritmo SD é equivalente ao apresentado pela detecção ML, porém com significativa redução na complexidade computacional quando a relação sinal-ruído (SNR – *Signal to Noise Ratio*) for média ou elevada. Outra técnica para detecção com baixa complexidade quando o sistema possui no mínimo duas antenas receptoras é proposta em (WANG; JIA; SONG, 2012b). Este detector baseia-se no espaço de vetor de sinal (SVD-SM – *Signal Vector based Detector for Spatial Modulation*) e pode aproximar o desempenho obtido pelo detector ML enquanto mantém a complexidade bastante baixa. Também foi mostrado que a complexidade não depende da ordem de modulação do sinal, obtendo desta forma ganho de complexidade em relação ao detector ML quando alta ordem de modulação na constelação de sinais é utilizada.

Em (MESLEH; GANESAN; HAAS, 2007) são discutidos os efeitos de imperfeições no canal (desvanecimento Rice, correlação espacial e acoplamento mútuo entre antenas) sobre sistemas combinando OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*), SM e esquema V-BLAST. Em comparação com o V-BLAST-OFDM, o esquema de transmissão SM-OFDM apresenta ganho de até 7 [dB] para a mesma taxa de dados. Mostra-se também que a modulação espacial é muito mais robusta à presença de imperfeições no canal quando comparado ao V-BLAST. Este ganho de desempenho deve-se à característica do esquema SM em evitar a interferência inter-portadora.

Um esquema no qual a modulação espacial SM é combinada à codificação de bloco espaço-tempo (STBC – *Space Time Block Code*) (ALAMOUTI, 1998), deno-

minado STBC-SM, foi proposto em (BASAR et al., 2011). Este esquema explora de forma combinada as duas principais características dessas duas técnicas: alto ganho espectral associado à SM com o ganho de diversidade espacial no transmissor do STBC. Resultados de simulações mostram que STBC-SM obtém ganhos na SNR¹ que variam de 3 a 5 [dB] (dependendo da eficiência espectral) sobre os esquemas SM e V-BLAST às custas de um aumento apenas linear na complexidade do decodificador.

Um esquema de modulação espacial na ausência de mapeamento e/ou codificação de símbolo na transmissão foi proposto em (JEGANATHAN et al., 2009), denominado modulação por chaveamento espacial (SSK – *Space Shift Keying*). Neste sistema mais simples que o SM clássico, a informação a ser transmitida é mapeada somente através dos índices das antenas transmissoras, ou seja, a forma de onda transmitida não contém informação relativa aos dados transmitidos. Com isso, para recuperar a informação transmitida, a segunda etapa do processo de detecção no SM clássico é eliminada, i.e., o detector não necessita identificar qual símbolo foi transmitido e sim apenas identificar qual antena transmitiu aquela forma de onda. Esta característica faz da detecção SSK menos complexa que a detecção SM, porém mantendo o mesmo ganho de multiplexação do SM (MESLEH, 2008).

Ademais, quando a implantação de antenas for um limitante de projeto, um esquema variante do SSK pode ser usado: trata-se do esquema SSK generalizado (GSSK – *Generalized SSK*), proposto em (JEGANATHAN; GHRAYEB; SZCZECINSKI, 2008a). O conceito GSSK está baseado no uso da combinação dos índices das antenas de transmissão, contrastando com o uso de apenas um único índice no esquema SSK. O ganho obtido com o SSK se mantém no GSSK, porém ao custo da manutenção de sincronismo entre as antenas transmissoras e também da necessidade de múltiplas conexões de rádio frequência. De fato, observa-se que o esquema SSK é um caso particular do GSSK, quando somente uma antena é empregada no transmissor a cada período de símbolo.

Em (WANG; JIA; SONG, 2012a), Wang et al. propuseram um sistema denominado Modulação Espacial com Ativação Múltipla (MA-SM – *Multiple Active-SM*) em que múltiplas antenas transmissoras são ativadas a cada instante de transmissão. Neste esquema, os símbolos transmitidos pelas múltiplas antenas de transmissão carregam informação da constelação de sinais M -ária, diferentemente do GSSK, no qual múltiplas antenas transmitem sinais de rádio-frequência em um mesmo instante sem, no entanto, fazer uso de modulação no domínio de sinais.

¹Mais precisamente na relação energia de símbolo por densidade espectral de ruído, E_s/N_0 .

Com isto, MA-SM explora as propriedades inerentes do SM e também obtém alto ganho de multiplexação próprio dos sistemas V-BLAST. De fato, observa-se neste esquema ganhos de SNR na faixa de $2 \sim 5$ [dB] para uma taxa de erro de bit de 10^{-2} (dependendo da eficiência espectral) sobre os esquemas SM e STBC, com detecção de baixa complexidade baseada no espaço de vetor de sinal.

Nesta dissertação, foram analisados os principais esquemas de modulação espacial em termos de desempenho relativo à taxa de erro de bit em função da SNR e da complexidade computacional. A análise de desempenho para o esquema SM clássico é feita admitindo-se esquemas de detecção ótima e sub-ótima. Já para os esquemas SSK e GSSK, a análise é feita considerando-se apenas detector ótimo. Os desempenhos destes esquemas SM são comparados com o desempenho da técnica clássica de multiplexação espacial V-BLAST sob a mesma eficiência espectral. Além disso, para a caracterização do desempenho SM, utiliza-se um modelo de canal mais abrangente e próximo da realidade das comunicações MIMO sem fio. Para este fim, o canal é modelado através da distribuição estatística Nakagami- m com a inserção dos efeitos de correlação espacial tanto no lado da transmissão como no lado da recepção. Outra característica inserida no sistema é a estimativa imperfeita dos coeficientes de canal, que geralmente são assumidos conhecidos no lado do receptor. Para uma avaliação justa entre estes esquemas MIMO de multiplexação espacial, a complexidade computacional é analisada em detalhes tanto sob o ponto de vista do número de operações complexas de cada detector quanto em relação ao número de operações de ponto flutuante (*float point operation*). Por fim, este trabalho analisa os desempenhos da técnica de modulação espacial e V-BLAST inseridas no contexto MIMO denso, em que altas taxas de multiplexação são obtidas com o uso de dezenas a centenas de antenas transmissoras.

1.1 Organização

Este trabalho está organizado da seguinte forma: No capítulo 2 descreve-se o modelo de canal MIMO adotado e no capítulo 3 são descritas as principais técnicas de multiplexação de dados em sistemas MIMO, incluindo detalhamento de transmissão e recepção para os esquemas V-BLAST, SM, SSK e GSSK. A complexidade e os resultados de desempenho para cada esquema de modulação citados anteriormente são apresentados e analisados nos capítulos 4 e 5, respectivamente. Por fim, no capítulo 6 são apresentadas as principais conclusões e perspectivas de continuidade deste trabalho.

1.2 Disseminações

1.2.1 Artigos Diretamente Relacionados ao Tema

1. SOUZA, R. N. de; ABRÃO, T.; *Modulação Espacial: Complexidade e Desempenho*. XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2012, Brasília. (SBrT'12), 2012. v. 1. p. 1-5.
2. SOUZA, R. N. de; ABRÃO, T.; *Modulação Espacial para Sistemas de Comunicação MIMO*. Semina: Ciências Exatas e Tecnológicas, Londrina, v. 33, n. 2, p. 197-214, jul./dez. 2012.
3. SOUZA, R. N. de; ABRÃO, T.; *Spatial Modulation in Large MIMO Systems over Generalized Fading Channels*. Em processo de submissão. Este trabalho faz uma análise de desempenho e complexidade da modulação espacial e V-BLAST em sistemas MIMO denso com canal Nakagami correlacionado.
4. SOUZA, R. N. de; ABRÃO, T.; *Impact of Imperfect Channel Estimation on the Spatial Modulation MIMO Systems*. Em processo de submissão. Este trabalho faz uma análise de desempenho das técnicas de modulação espacial em condições imperfeitas de canal como erro na estimativa de canal e correlação.

1.2.2 Publicações Relacionadas com a Área de Pesquisa

1. MARINELLO FILHO, J. C. ;SOUZA, R. N. de; ABRÃO, T.; *Parameter Optimization in ACO-MuD DS/CDMA*. XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2012, Brasília. (SBrT'12), 2012. v. 1. p. 1-5.
2. MARINELLO FILHO, J. C. ;SOUZA, R. N. de; ABRÃO, T.; *Ant Colony Input Parameters Optimization for Multiuser Detection in DS/CDMA Systems*. Expert Systems with Applications, v. 39, p. 12876-12884, 2012.

2 Canal de Comunicação MIMO

Neste capítulo são apresentados os principais esquemas de transmissão para a modulação espacial. Após a descrição do modelo de sistema e do princípio de mapeamento de informação por SM, são descritos os tipos de detectores para a modulação espacial clássica. Por fim, são descritos os esquemas variantes de SM, i.e., esquemas SSK e GSSK.

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. Esta configuração faz uso das várias conexões sem fio existente no canal MIMO. A Fig. 2.1 apresenta um modelo genérico para sistemas MIMO constituídos por N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras.

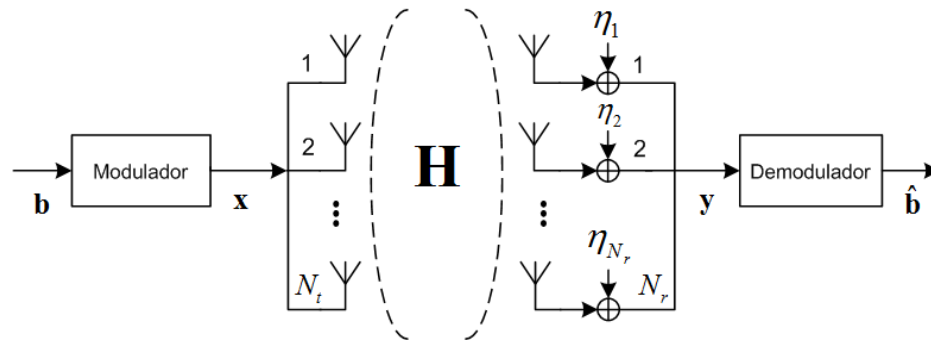


Figura 2.1: Modelo topológico para sistemas MIMO com N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras.

Neste sistema, \mathbf{b} é o vetor de dados a ser transmitido constituído por n bits a ser transmitido, \mathbf{x} é o vetor de símbolos transmitido, dimensão $N_t \times 1$, \mathbf{H} é a matriz de canal com dimensões $N_r \times N_t$, cujos elementos $h_{k,l}$ representam os respectivos ganhos de canal instantâneos entre a l -ésima antena de transmissão e a k -ésima antena receptora, $\boldsymbol{\eta}$ é o vetor 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 $\sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$, e \mathbf{y} é o vetor recebido de dimensão $N_r \times 1$. Convenientemente, este sistema MIMO linear pode ser descrito na forma matricial como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} \quad (2.1)$$

A eq. (2.1) também pode ser expandida para exibir de uma maneira compreensiva o funcionamento do sistema, resultando em:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \vdots \\ \eta_{N_r} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Nota-se que o bloco denominado “modulador” pode ser configurado no modo de multiplexação espacial (por exemplo esquema V-BLAST), modo diversidade puro¹, modo codificação espaço-temporal (por exemplo o esquema STBC de Alamouti), modulação espacial, dentre outros.

2.1 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. Em (SUZUKI, 1977) mostrou-se que, em canais de rádio urbanos multipercurso, a distribuição estatística Nakagami- m se ajusta mais genericamente aos resultados empíricos do que outras distribuições, como Rayleigh, log-normal ou Rice. Desta forma, o canal com desvanecimento Nakagami- m é um dos modelos de distribuição de desvanecimento mais versáteis na modelagem de sistemas de comunicação, pois pode modelar canais com desvanecimento de grau moderado a severo, dependendo do valor utilizado para o parâmetro de desvanecimento m (NAKAGAMI, 1960). Além disso, o canal Nakagami- m pode modelar o canal Rayleigh e Rice com o uso de valores específicos para o parâmetro de desvanecimento. Portanto, é conveniente a análise de sistemas sem fio utilizando a distribuição Nakagami- m .

Considerando um canal MIMO não seletivo 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:

$$h_{k,l}(t) = c_{k,l}\delta(t - \tau_{k,l}) \quad (2.3)$$

¹Quando todas as N_t antenas de transmissão transmitem simultaneamente o mesmo bit de informação.

em que $c_{k,l} = \varsigma_{k,l} e^{j\vartheta_{k,l}}$ indica o ganho complexo do canal entre a l -ésima antena transmissora e a k -ésima antena receptora, $\delta(t)$ é a função delta de Dirac e $\tau_{k,l}$ é o atraso de propagação no tempo assumido conhecido no receptor. A fase $\vartheta_{k,l}$ do coeficiente de canal $c_{k,l}$ é uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi)$, enquanto que o ganho de canal $\varsigma_{k,l}$ possui distribuição Nakagami- m , cuja função densidade de probabilidade (PDF – *Probability Density Function*) é dada por (SALEHI; PROAKIS, 2008):

$$f_{\varsigma_{k,l}}(\varsigma) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \varsigma^{(2m-1)} \exp\left(-\frac{m}{\Omega}\varsigma^2\right) \quad (2.4)$$

em que $\Gamma(x)$ é a função Gama definida por (GRADSHTEYN; RYZHIK, 2007):

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} t^{(x-1)} e^{-t} dt \quad (2.5)$$

$\Omega = \mathbb{E}[\varsigma_{k,l}^2]$ é o valor médio quadrático (ou potência média) associado ao k, l -ésimo link e $m = \Omega^2 / \mathbb{E}[(\varsigma_{k,l}^2 - \Omega)^2]$ é denominado fator ou parâmetro de desvanecimento, pois é a variável que controla o grau de desvanecimento do meio de propagação e deve satisfazer $m > 1/2$.

Na literatura sabe-se que o quadrado de variáveis aleatórias Nakagami- m descorrelacionadas obedecem a distribuição Gama. Desta forma, sequências Nakagami- m descorrelacionadas podem ser geradas de modo simples e expedito a partir da distribuição Gama (ZHU et al., 2012) (NAKAGAMI, 1960), sendo que este processo pode ser expresso como:

$$S = \sqrt{\gamma} \quad (2.6)$$

em que S e γ são variáveis aleatórias Nakagami- m e Gama, respectivamente. A função densidade de probabilidade para a distribuição Gama é dada por:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(a)b^a} \gamma^{(a-1)} e^{-\gamma/b} \quad (2.7)$$

em que $a = m$, $b = \Omega/m$ e $\Gamma(\cdot)$ é a função Gama definida na eq. (2.5).

Como pode ser observado, a distribuição Nakagami- m possui um grande grau de liberdade com respeito ao fator de desvanecimento m . Conseqüentemente, vários canais de comunicação com desvanecimento podem ser adequadamente modelados utilizando a distribuição Nakagami- m com diferentes valores para m . Em particular, quando o fator de desvanecimento for $m = 1$, a distribuição Nakagami- m reduz-se à distribuição Rayleigh (SIMON; ALOUINI, 2000), cuja função densi-

dade probabilidade é dada por (SALEHI; PROAKIS, 2008):

$$f_x(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, & x > 0 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.8)$$

Uma variável aleatória X com distribuição Rayleigh pode ser obtida por meio de duas variáveis aleatórias 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):

$$X = \sqrt{X_1^2 + X_2^2} \quad (2.9)$$

obtendo desta forma média e variância dadas por:

$$\mathbb{E}[X] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (2.10)$$

$$\text{VAR}[X] = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma^2 \quad (2.11)$$

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*) (SIMON; ALOUINI, 2000). Neste caso, as variâncias de X_1 e X_2 assumem valor unitário, representando desta forma uma distribuição Gaussiana circularmente simétrica.

Outra distribuição estatística que pode ser aproximada com precisão pela distribuição Nakagami- m é a distribuição Rice, a qual é obtida quando o fator de desvanecimento for $m > 1$. A relação entre estas duas distribuições é dada por (SIMON; ALOUINI, 2000):

$$m = \frac{(1 + K)^2}{1 + 2K} \quad (2.12)$$

em que K é o parâmetro da distribuição Rice, expressa como (SIMON; ALOUINI, 2000):

$$f_x(x) = \frac{2(1 + K)e^{-K}x}{\Omega} e^{-\frac{(1+K)x^2}{\Omega}} I_0 \left(2x \sqrt{\frac{K(1 + K)}{\Omega}} \right) \quad (2.13)$$

sendo $\Omega = \mathbb{E}[x^2]$ e $I_0(\cdot)$ é a função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero dada por (HAYKIN, 2001):

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \psi) d\psi \quad (2.14)$$

A distribuição Rice geralmente é utilizada para modelar canais em sistemas de comunicação onde há linha de visada entre transmissor e receptor e também componentes multipercurso com baixa potência; quanto maior o fator Rice K , maior a razão entre a potência da componente LOS e as demais componentes sem linha de visada (NLOS – *Non-Line-of-Sight*). Quando $K \rightarrow \infty$, tem-se basicamente um canal AWGN.

A Fig. 2.2 ilustra as PDFs para a distribuição Rice e Nakagami- m para diferentes valores de K e m , respectivamente. Os valores para o fator de desvanecimento m foram obtidos pela relação (2.12) para os valores de $K = [1 \ 4 \ 10]$, resultado em $m = [1,33 \ 2,78 \ 5,76]$. Percebe-se que a distribuição Nakagami- m aproxima a distribuição Rice com boa precisão.

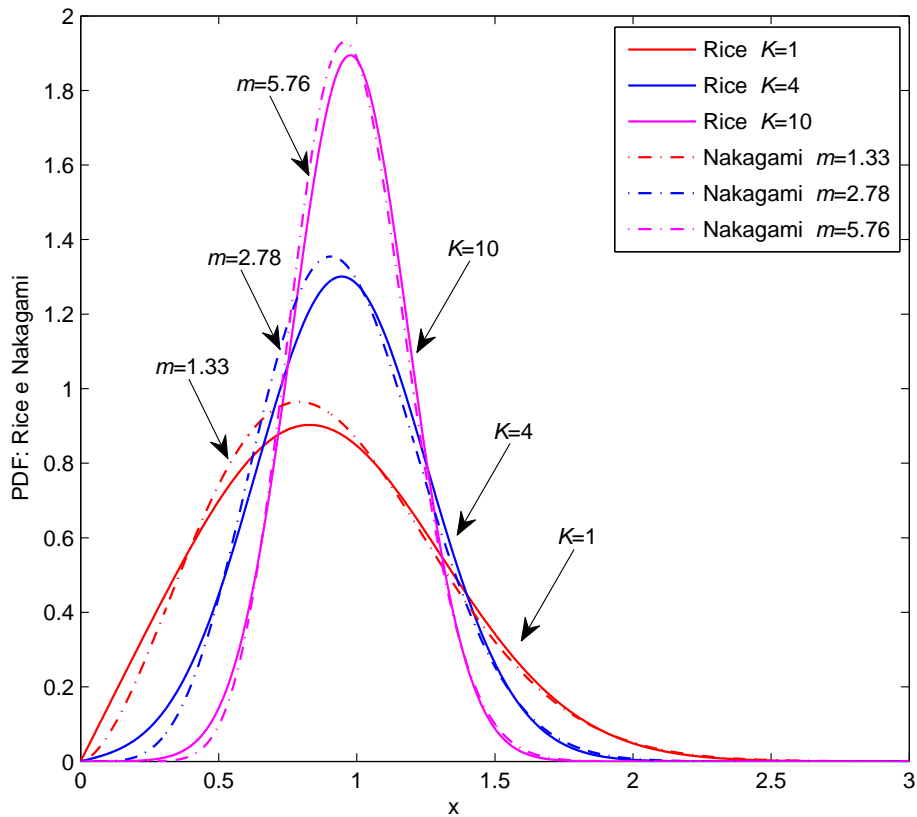


Figura 2.2: PDF Rice e Nakagami- m para $K = [1 \ 4 \ 10]$ e $m = [1,33 \ 2,78 \ 5,76]$, respectivamente. $\Omega = 1$.

Na Fig. 2.3 são mostradas curvas para a PDF da distribuição Nakagami- m para valores distintos de m considerando potência média normalizada, i.e., $\Omega = 1$. Nota-se que, para $m = 0,5$, a PDF para Nakagami- m representa a PDF de uma distribuição Gaussiana unilateral e, para $m = 1$, a PDF Nakagami- m reduz-se à PDF Rayleigh (SIMON; ALOUINI, 2000). Observa-se também que a

cauda da PDF Nakagami- m decresce mais rapidamente com o aumento do fator de desvanecimento m .

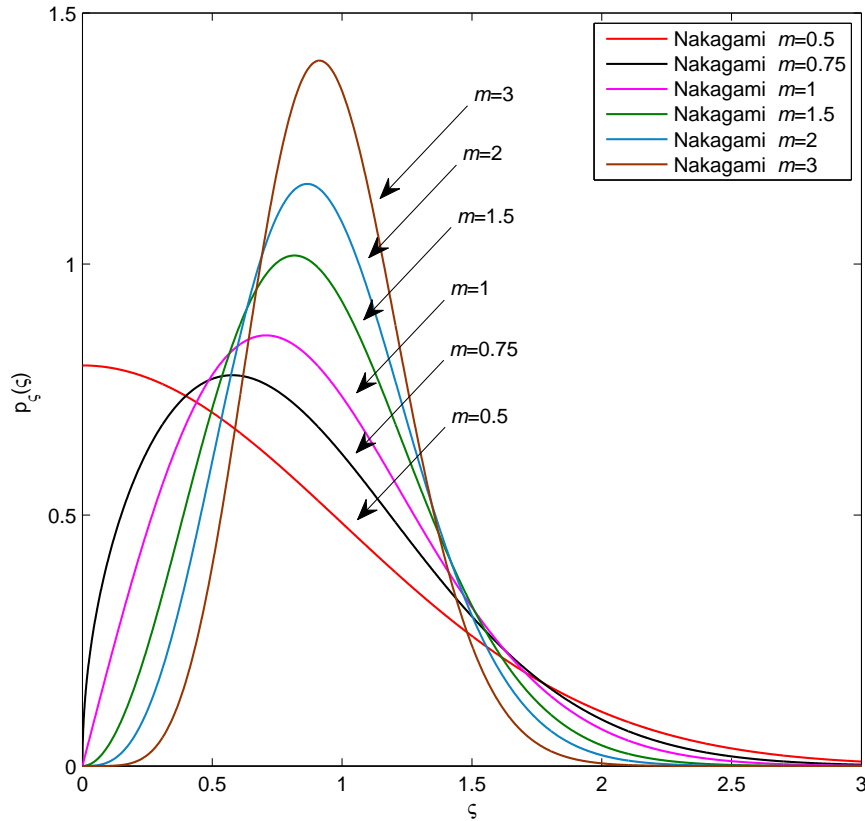


Figura 2.3: PDF Nakagami- m para $m = [0,5 \ 0,75 \ 1 \ 1,5 \ 2 \ 3]$ e $\Omega = 1$.

Finalmente, a matriz de canal \mathbf{H} pode ser vista como um conjunto de vetores-coluna, em que cada vetor corresponde ao ganho de canal relativos aos links estabelecidos entre a l -ésima antena de transmissão e as N_r antenas receptoras:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_l \ \cdots \ \mathbf{h}_{N_t}] \quad (2.15)$$

sendo

$$\mathbf{h}_l = [h_{1,l} \ h_{2,l} \ \cdots \ h_{N_r,l}]^T \quad (2.16)$$

2.1.1 Canais MIMO Espacialmente Correlacionados

Na matriz de canal modelada pela eq. (2.15) assume-se que não há correlação espacial no lado do transmissor ou receptor, isto é, os sinais são independentes entre si. No entanto, esta condição somente é possível para um ambiente rico em dispersão ou espaçamento suficiente entre as antenas, ou seja, em cenários reais esta condição pode não ser atendida. Tendo em vista esta motivação, os efeitos da correlação espacial entre as diferentes antenas do canal MIMO são examinados a seguir, a fim de obter uma análise mais realista dos sistemas em estudo neste

trabalho.

2.1.1.1 Modelos de Correlação Constante e Exponencial

Na literatura há vários modelos de correlação para descrever diferentes cenários de comunicação MIMO. Os modelos mais utilizados correspondem ao constante e exponencial (SIMON; ALOUINI, 2000). O modelo constante corresponde tipicamente ao cenário no qual as antenas estão posicionadas muito próximas uma das outras. Este modelo geralmente representa o pior caso de correlação para um sistema (ZLATANOV; HADZI-VELKOV; KARAGIANNIDIS, 2010). Por sua vez, o modelo de correlação exponencial corresponde ao cenário em que as antenas são equidistantes e o coeficiente de correlação entre pares de sinais combinados diminui com o aumento da distância entre as antenas. Neste trabalho será adotado o modelo exponencial, já que tem sido muito utilizado em análise de sistemas de comunicação (LOYKA, 2001; SHIN et al., 2006). Os coeficientes de correlação espacial no lado do transmissor (ρ_{Tx}) e receptor (ρ_{Rx}) são admitidos independentes, respectivamente. Assim, as matrizes de correlação podem ser expressas como:

$$R_{T_{i,j}} = \rho_{Tx}^{|i-j|}, \quad i, j \in [1 : N_t] \quad (2.17)$$

$$R_{R_{i,j}} = \rho_{Rx}^{|i-j|}, \quad i, j \in [1 : N_r] \quad (2.18)$$

em que \mathbf{R}_T e \mathbf{R}_R são as matrizes de correlação no transmissor e no receptor com dimensões $N_t \times N_t$ e $N_r \times N_r$, respectivamente.

No Capítulo 5, referente aos resultados numéricos, são analisados os desempenhos dos diversos esquemas SM sob canais espacialmente correlacionados nos seguintes cenários:

- $\rho_{Tx}, \rho_{Rx} = 0$: canal descorrelacionado;
- $\rho_{Tx}, \rho_{Rx} = 0, 2$: canal fracamente correlacionado;
- $\rho_{Tx}, \rho_{Rx} = 0, 5$: canal moderadamente correlacionado;
- $\rho_{Tx}, \rho_{Rx} = 0, 9$: canal fortemente correlacionado.

Como um exemplo de correlação baseado em um canal MIMO com $N_t = 4$ e $N_r = 2$ fortemente correlacionado, tem-se as seguintes matrizes de correlação:

$$\mathbf{R}_T = \begin{bmatrix} 1 & 0,9 & 0,81 & 0,729 \\ 0,9 & 1 & 0,9 & 0,81 \\ 0,81 & 0,9 & 1 & 0,9 \\ 0,729 & 0,81 & 0,9 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\mathbf{R}_R = \begin{bmatrix} 1 & 0,9 \\ 0,9 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Dado que as amplitudes do canal MIMO são modeladas como variáveis aleatórias, na seção subsequente serão descritos alguns métodos para gerar variáveis aleatórias correlacionadas seguindo a distribuição estatística de Rayleigh e de Nakagami- m ; tais procedimentos são empregados na geração dos resultados numéricos no Capítulo 5.

2.1.1.2 Variável Aleatória Rayleigh

Dado a matriz de canal \mathbf{H} , assumida com distribuição Rayleigh para as amplitudes de desvanecimento, um método simples e comumente utilizado para inserir os efeitos de correlação nesta matriz é baseado no modelo de Kronecker, que pode ser expresso por (BIGLIERI et al., 2007) (OESTGES, 2006):

$$\check{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H} \mathbf{R}_T^{1/2} \quad (2.21)$$

sendo $\check{\mathbf{H}}$ a matriz de canal correlacionada, \mathbf{R}_T e \mathbf{R}_R são as matrizes de correlação no lado da transmissão e recepção, respectivamente. Este modelo simplifica a análise do canal por admitir que a correlação entre as antenas transmissoras e as antenas receptoras são independentes e separáveis.

Um exemplo de matriz de canal com amplitudes Rayleigh com correlação no lado da transmissão é mostrado na expressão (2.22). Neste exemplo, admite-se quatro antenas transmissoras e quatro antenas receptoras, matriz \mathbf{H} constituída por amostras gaussianas i.i.d. e circularmente simétricas de acordo com $\sim \mathcal{CN}(0, 1)$ e canal fortemente correlacionado com matriz de correlação dada por \mathbf{R}_T na eq. (2.19). Desta forma, a matriz $\check{\mathbf{H}}$ pode ser expressa como:

$$\check{\mathbf{H}}_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} 0,707 & 0,460 & 0,477 & 0,455 \\ 1,410 & 0,522 & 0,583 & 0,475 \\ 0,419 & 0,689 & 1,055 & 1,699 \\ 0,751 & 2,035 & 1,410 & 0,1577 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Como a simples visualização da matriz $\check{\mathbf{H}}$ não permite extrair muita informação sobre a correlação espacial, utilizar-se-á o domínio da frequência para ilustrar o efeito da correlação sobre os coeficientes de amplitude da matriz de canal. Para efetuar a mudança do domínio temporal para o domínio da frequência utiliza-se a Transformada Discreta de Fourier (DFT – *Discret Fourier Transform*), a qual para um dado vetor \mathbf{x} de dimensões $N \times 1$, é definida como (HAYKIN, 2001):

$$\mathbf{X}[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^{N-1} x[n] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} kn\right) \quad (2.23)$$

sendo $k = 0, 1, \dots, N - 1$.

O cômputo da DFT pode ser realizado de forma eficiente utilizando-se o algoritmo da Transformada Rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*) (OPPENHEIM; SCHAFER; BUCK, 1999). Os algoritmos FFT são eficientes porque reduzem dramaticamente o número de operações aritméticas requeridas pela DFT (HAYKIN, 2001). Desta forma, aplicando a FFT nos vetores de coeficientes de canal descorrelacionados relativos às antenas transmissoras um e dois, ou seja, \mathbf{h}_1 e \mathbf{h}_2 , obtém-se a Fig 2.4.a. Da mesma forma, aplicando-se a FFT nos vetores $\check{\mathbf{h}}_1$ e $\check{\mathbf{h}}_2$ da matriz de canal fortemente correlacionada ($\rho = 0,9$) definida na eq. (2.22), obtém-se a Fig 2.4.b. Para estes resultados foram utilizadas $N = 64$ amostras para cada vetor, ou seja, foram geradas dezesseis realizações de canal para cada uma das matrizes \mathbf{H} e $\check{\mathbf{H}}$. Nota-se que quando o canal é descorrelacionado as amplitudes correspondentes às diferentes antenas não seguem o mesmo padrão, ou seja, as amostras de amplitude são independentes em cada uma das antenas. Já para canal fortemente correlacionado, nota-se que as amplitudes espectrais correspondentes à conexão sem fio da antena um ($\check{\mathbf{h}}_1$) e as amplitudes espectrais da antena dois ($\check{\mathbf{h}}_2$) são muitos similares.

2.1.1.3 Variável Aleatória Nakagami

A obtenção de sequências Nakagami- m correlacionadas de forma direta apresenta um grande grau de dificuldade, não sendo tão simples como no caso Rayleigh.

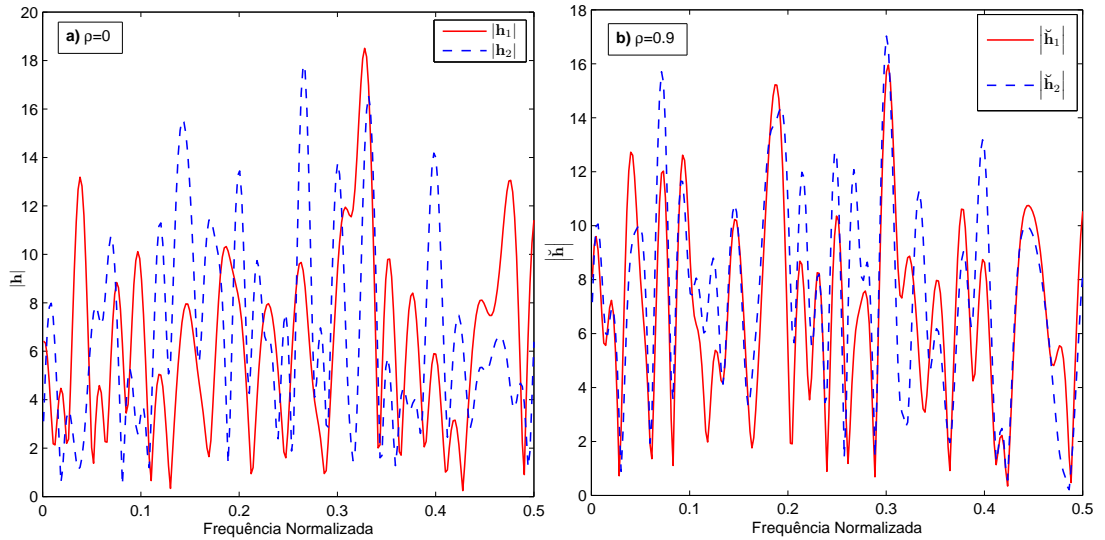


Figura 2.4: Amplitude espectral para os coeficientes de canal Rayleigh relativo à duas antenas adjacentes ($N_t = N_r = 4$). a) Canal descorrelacionado ($\rho = 0$). b) Canal fortemente correlacionado no transmissor ($\rho = 0,9$).

Deste modo, será utilizada uma abordagem indireta descrita em (ZHANG, 2000), na qual variáveis Nakagami- m são geradas a partir de variáveis aleatórias Gaussianas independentes. O objetivo deste procedimento é gerar um vetor Nakagami- m correlacionado, \mathbf{w} de dimensões $n_w \times 1$, com fator de desvanecimento m e matriz de covariância \mathbf{C}_w . Combinando-se os vetores \mathbf{w} de forma adequada, obtém-se a matriz de canal desejada. Este processo proposto por Zhang (2000) pode ser resumido como:

$$\mathbf{u}_k \rightarrow \mathbf{v} \rightarrow \mathbf{w} \quad (2.24)$$

em que $\mathbf{u}_k \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{C}_u)$ é um conjunto de vetores gaussianos independentes, $\mathbf{v} \sim \mathcal{G}(m, \mathbf{C}_v)$ segue distribuição Gama e $\mathbf{w} \sim \mathcal{K}(m, \mathbf{C}_w)$ segue distribuição Nakagami- m .

A expressão em (2.24) mostra que o vetor Nakagami- m \mathbf{w} é obtido a partir da dupla transformação das variáveis aleatórias gaussianas dadas por \mathbf{u}_k . Desta forma, para implementar esta ideia será necessário determinar a relação de transformação entre as matrizes de covariância \mathbf{C}_u , \mathbf{C}_v e \mathbf{C}_w , como ilustrado na expressão (2.25):

$$\mathbf{C}_u \xrightarrow{?} \mathbf{C}_v \xrightarrow{?} \mathbf{C}_w \quad (2.25)$$

Dado que a matriz de correlação \mathbf{R}_w e o vetor de variância \mathbf{p}_w são conhecidos, pode-se calcular a matriz de covariâncias \mathbf{C}_w usando a seguinte relação (SIMON;

ALOUINI, 2000; HAYKIN, 2001):

$$\mathbf{C}_w(i, j) = \rho(i, j) \sqrt{\mathbf{C}_w(i, i) \mathbf{C}_w(j, j)} \quad (2.26)$$

onde o coeficiente de correlação $\rho(i, j)$ é o (i, j) -ésimo elemento de \mathbf{R}_w e as variâncias $\mathbf{C}_w(i, i)$ e $\mathbf{C}_w(j, j)$ correspondem à i -ésima e j -ésima posição de \mathbf{p}_w , respectivamente.

O coeficiente de correlação de \mathbf{v} , denotado como ν , é obtido utilizando-se a sua relação com os coeficientes de correlação de \mathbf{w} , a qual é dada por:

$$\rho_n(i, j) = \varphi(m, n) \left\{ {}_2F_1 \left(-\frac{n}{2}, -\frac{n}{2}; m, \nu(i, j) \right) - 1 \right\} \quad (2.27)$$

sendo que ρ_n é a correlação de ordem n do vetor Nakagami- m e

$$\varphi(a, b) = \frac{\Gamma \left(a + \frac{b}{2} \right)}{\Gamma(a) \Gamma(a + b) - \Gamma^2 \left(a + \frac{b}{2} \right)} \quad (2.28)$$

é a função hipergeométrica definida por (SIMON; ALOUINI, 2000):

$${}_2F_1(a, b; c; z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(a)_n (b)_n z^n}{(c)_n n!} \quad (2.29)$$

com $(a)_n = a(a+1) \cdots (a+n-1)$ e $(a)_0 = 1$.

Observa-se que, dado a variável de entrada $\rho(i, j) = \rho_1(i, j)$, a eq. (2.27) deve ser solucionada para a incógnita $\nu(i, j)$. As equações a seguir descrevem um método iterativo que permite o cômputo de (2.27) conforme sugerido em (ZHANG, 2000):

$$f(\nu) \triangleq \varphi(m, 1) \left\{ {}_2F_1 \left(-\frac{1}{2}, -\frac{1}{2}; m; \nu \right) - 1 \right\} - \rho \quad (2.30)$$

$$\dot{f}(\nu) = \frac{\varphi(m, 1)}{4m} \left\{ {}_2F_1 \left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; m+1; \nu \right) \right\} \quad (2.31)$$

$$\nu_{k+1} = \nu_k - \frac{f(\nu_k)}{\dot{f}(\nu_k)} \quad (2.32)$$

em que $\dot{f}(\nu)$ é a derivada da função $f(\nu)$. Este é o processo iterativo de Newton-Raphson que tem um resultado preciso e que geralmente converge em poucas iterações com o parâmetro inicial sendo dado por $\nu_0 = \rho$.

A relação entre a matriz de covariância de \mathbf{w} e a matriz de covariância de \mathbf{u} é dada por (ZHANG, 2000):

$$\mathbf{C}_u(k, l) = \begin{cases} \zeta \mathbf{C}_w(k, k), & k = l \\ \zeta \{\mathbf{C}_w(k, k)\mathbf{C}_w(l, l)\nu(k, l)\}^{1/2}, & k \neq l \end{cases} \quad (2.33)$$

sendo

$$\zeta = \frac{1}{2m} \left[1 - \frac{1}{m} \frac{\Gamma^2(m + \frac{1}{2})}{\Gamma^2(m)} \right]^{-1} \quad (2.34)$$

Uma vez que a relação entre \mathbf{C}_w , \mathbf{C}_v e \mathbf{C}_u foram estabelecidas, os vetores \mathbf{u} , \mathbf{v} e \mathbf{w} podem ser gerados de acordo com:

$$\mathbf{e}_k \xrightarrow{\mathbf{L}} \mathbf{u}_k \xrightarrow{\sum (\cdot)^{\odot 2}} \mathbf{v} \xrightarrow{(\cdot)^{\odot (1/2)}} \mathbf{w} \quad (2.35)$$

em que \mathbf{e}_k é a sequência de variáveis Gaussianas independentes e identicamente distribuídas, \mathbf{L} é obtida aplicando-se a decomposição de Cholesky em \mathbf{C}_u e a notação $\mathbf{u}^{\odot r}$ é usada para identificar o vetor obtido tomando-se a potência r de cada elemento de \mathbf{u} . Com isso, o vetor \mathbf{u}_k pode ser gerado como (ZHANG, 2000):

$$\mathbf{e}_k \sim \mathcal{N}(0, 1) \xrightarrow{\mathbf{L}, \mathbf{C}_u = \mathbf{L}\mathbf{L}^H} \mathbf{u}_k = \mathbf{L}\mathbf{e}_k \quad (2.36)$$

Conseqüentemente, \mathbf{v} pode ser calculado como:

$$\mathbf{v} = \begin{cases} \sum_{k=1}^{2m} \mathbf{u}_k^{\odot 2}, & 2m = \text{inteiro} \\ \alpha \sum_{k=1}^p \mathbf{u}_k^{\odot 2} + \beta \mathbf{u}_{p+1}^{\odot 2}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.37)$$

sendo $p = \lfloor 2m \rfloor$ a parte inteira de $2m$ e as constantes α e β são dadas por:

$$\alpha = \frac{2pm + \sqrt{2pm(p+1-2m)}}{p(p+1)} \quad (2.38)$$

$$\beta = 2m - p\alpha \quad (2.39)$$

Finalmente, o vetor Nakagami- m correlacionado \mathbf{w} é obtido por:

$$\mathbf{w} = \mathbf{v}^{\odot (1/2)} \quad (2.40)$$

Como foi mostrado em (ZHANG, 2000), este método de geração do vetor de amostras correlacionadas com distribuição Nakagami- m apresenta uma excelente precisão, conforme exemplificado a seguir.

Neste método, para gerar uma matriz de canal $N_r \times N_t$ correlacionada com distribuição Nakagami- m , basta gerar o vetor \mathbf{w} de dimensões $N_r \times 1$ com o número de amostras (N) desejado, dado que $N \geq N_t$. Deste modo, a saída deste processo será uma matriz \mathbf{W} de dimensões $N_r \times N$. Para ilustrar este processo, são geradas amostras para uma matriz de canal Nakagami- m 4×8 fortemente correlacionada no receptor com $m = 1,5$ e variância 0,1512. Desta forma, o vetor de canal \mathbf{w} terá dimensões 4×1 , sendo neste exemplo geradas $N = 10^4$ amostras. O vetor de variância é dado por $p_w = [0,1512 \ 0,1512 \ 0,1512 \ 0,1512]$ e a matriz de correlação pode ser expressa conforme o modelo em (2.18):

$$\mathbf{R}_R = \begin{bmatrix} 1 & 0,9 & 0,81 & 0,729 \\ 0,9 & 1 & 0,9 & 0,81 \\ 0,81 & 0,9 & 1 & 0,9 \\ 0,729 & 0,81 & 0,9 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Tomando $N_t = 8$ amostras da matriz \mathbf{W} tem-se a amplitude da matriz de canal $\check{\mathbf{H}}$ correlacionada:

$$\check{\mathbf{H}}_{4 \times 8} = \begin{bmatrix} 0,741 & 0,942 & 0,992 & 0,589 & 0,845 & 1,354 & 1,412 & 0,963 \\ 0,503 & 1,032 & 0,891 & 0,535 & 0,973 & 1,118 & 1,532 & 0,925 \\ 0,395 & 0,632 & 0,415 & 0,513 & 1,203 & 0,985 & 1,376 & 0,560 \\ 0,181 & 0,984 & 0,585 & 0,599 & 1,435 & 0,832 & 1,234 & 0,605 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Assim como foi feito na seção 2.1.1.2, aplica-se a transformada rápida de Fourier nos dois vetores, $\check{\mathbf{h}}_1$ e $\check{\mathbf{h}}_2$, compostos, por exemplo, pelas amostras das duas primeiras linhas de $\check{\mathbf{H}}$. A notação $\check{\mathbf{h}}_k$ denota o vetor formado por todos os elementos da k -ésima linha da matriz $\check{\mathbf{H}}$. Desta forma obtêm-se nas Fig. 2.5.a e 2.5.b. as amplitudes do canal no domínio da frequência para as antenas receptoras com índices um e dois. Novamente, observa-se que em canal fortemente correlacionado as amplitude espectrais de duas antenas adjacentes são muito similares, sendo que este comportamento não é constatado para canal descorrelacionado.

A matriz estimada \mathbf{R}'_R para os coeficientes de correlação da matriz \mathbf{W} gerada a partir do método de (ZHANG, 2000) é dada por:

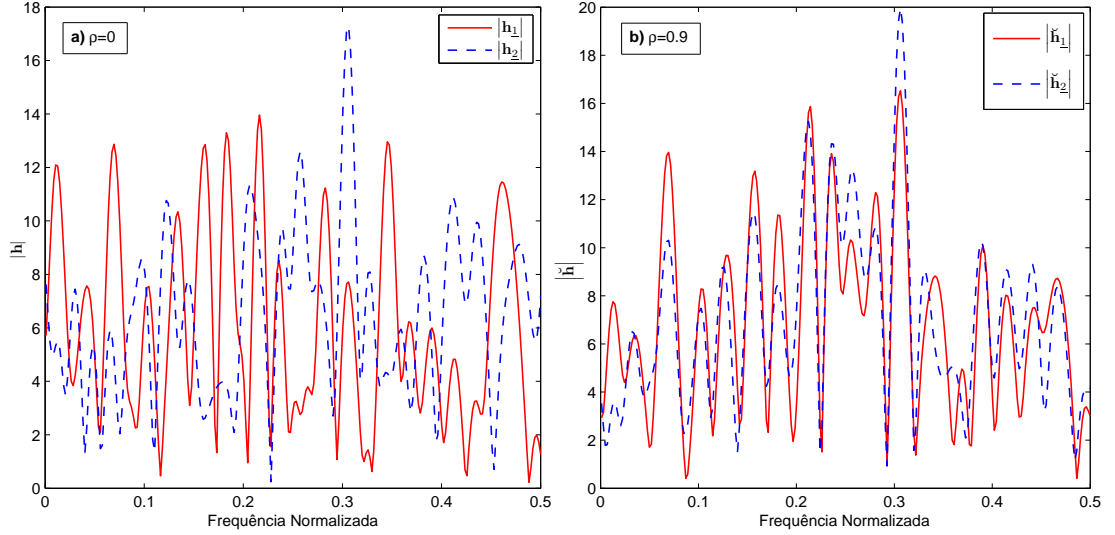


Figura 2.5: Amplitude espectral para os coeficientes de canal Nakagami- m relativo à duas antenas adjacentes ($N_t = 8$ e $N_r = 4$). a) Canal descorrelacionado ($\rho = 0$). b) Canal fortemente correlacionado no receptor ($\rho = 0,9$).

$$\mathbf{R}'_R = \begin{bmatrix} 1 & 0,8979 & 0,8072 & 0,7294 \\ 0,8979 & 1 & 0,8979 & 0,8072 \\ 0,8072 & 0,8979 & 1 & 0,8979 \\ 0,7294 & 0,8072 & 0,8979 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

A Tabela 2.1 apresenta os coeficientes de correlação teóricos e os coeficientes obtidos. Foram calculados os erros relativos² para os três coeficientes de correlação $[0,9 \ 0,81 \ 0,729]$, ficando abaixo de 0,5%, indicando assim uma adequada acurácia do método de geração de coeficientes de Nakagami- m correlacionados.

Tabela 2.1: Valores teóricos e experimentais para os coeficientes de correlação.

ρ_{Rx}	Teórico	ρ_{Rx} Experimental	Erro Percentual
	0,9	0,8979	0,23%
	0,81	0,8072	0,35%
	0,729	0,7249	0,05%

Finalmente, a PDF estimada para as amostras Nakagami- m geradas e a PDF teórica esperada são apresentadas na Fig. 2.6. Esta figura mostra que a PDF obtida para as amostras geradas pelo método proposto por Zhang (2000) se aproximam da PDF teórica obtida pela eq. (2.4).

Diante dos resultados obtidos, pode-se afirmar que o método proposto em

²O erro relativo para um valor experimental é dado pela valor absoluto da diferença entre o valor medido e o valor verdadeiro dividido pelo valor verdadeiro: $Er = |\hat{x} - x|/x$

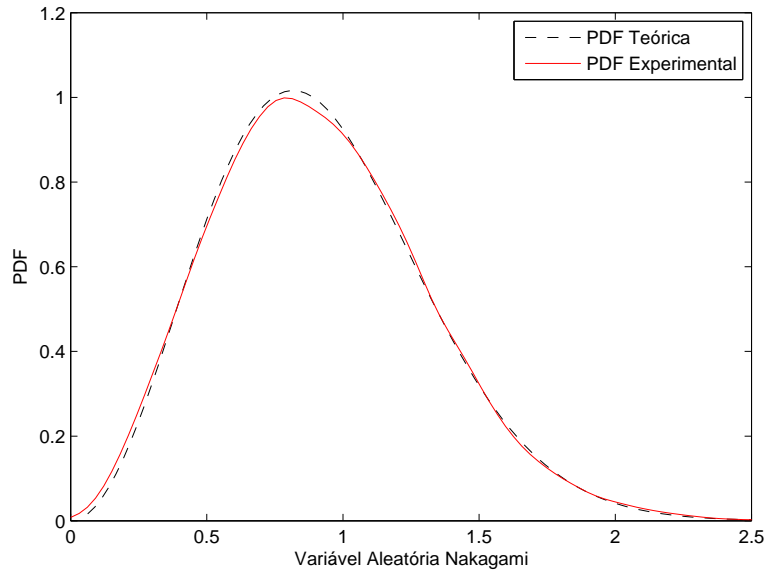


Figura 2.6: PDF Nakagami- m teórica e experimental para $m = 1,5$ e $\Omega = 1$. PDF Nakagami- m Experimental obtida a partir das amostras geradas pelo método proposto por Zhang (2000).

(ZHANG, 2000) apresenta uma boa precisão para gerar variáveis Nakagami- m correlacionadas. Observa-se também que o procedimento de inclusão da correlação para canal Rayleigh é mais simples e menos complexo do que para o canal Nakagami- m . Portanto, nas seções de resultados numéricos deste trabalho, utilizar-se-á o método descrito por Zhang (2000) para gerar canal Nakagami- m correlacionado e o método descrito na seção 2.1.1.2 para gerar canal Rayleigh com amostras correlacionadas.

2.1.2 Canal MIMO com Erro na Estimativa

Em sistemas de comunicação com detecção coerente o conhecimento dos coeficientes de canal no receptor é de fundamental importância para se recuperar a informação transmitida com alto grau de confiança. Porém, em sistemas práticos, o canal não pode ser exatamente estimado. Com o intuito de estudar o impacto desta imperfeição no desempenho de sistemas MIMO, nesta seção são descritos procedimentos para emular erros nas estimativas dos coeficientes de canal MIMO.

Na literatura existem vários métodos de estimativa de coeficientes de canal, como a técnica do erro quadrático médio mínimo (MMSE – *Minimum Mean Squared Error*) (WANG et al., 2008; MEHTA et al., 2004) e a técnica dos mínimos quadrados (LS – *Least-Squares*) (WU; XIAO, 2008). A estimativa MMSE é superior à estimativa LS em termos do erro quadrático médio entre \mathbf{H}' e \mathbf{H}_w , porém o desempenho do sistema também é dependente do tipo de detector utilizado na recepção. Assim, Wu e Xiao (2008) mostram que, quando o sistema utiliza

detecção com combinação ótima de diversidade, o desempenho do sistema MIMO com estimativas dos coeficientes de canal obtidos através da técnica LS é praticamente o mesmo desempenho quando a técnica MMSE é utilizada. Neste trabalho utilizar-se-á a técnica de estimativa LS. Desta forma, a matriz de coeficientes de canal estimada no receptor \mathbf{H}' pode ser expressa como:

$$\mathbf{H}' = \mathbf{H}_w + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (2.44)$$

sendo \mathbf{H}' a estimativa para \mathbf{H}_w . As matrizes \mathbf{H}_w e $\boldsymbol{\varepsilon}$ de dimensões $N_r \times N_t$ são constituídas por amostras gaussianas circularmente simétricas e i.i.d. de acordo com as distribuições $\mathcal{CN}(0, 1)$ e $\mathcal{CN}(0, \sigma_\varepsilon^2)$, respectivamente. Uma vez que a matriz $\boldsymbol{\varepsilon}$, a qual representa os erros para a estimativa de canal, é admitida independente de \mathbf{H}_w , a partir de (2.44) tem-se que a distribuição estatística para as amostras da matriz \mathbf{H}' é dada por $\mathcal{CN}[0, (1 + \sigma_\varepsilon^2)]$. Consequentemente, obtém-se que \mathbf{H}' e \mathbf{H}_w são constituídas por amostras Gaussianas conjuntas circularmente simétricas com coeficiente de correlação $\rho_{\mathbf{h}_w, \mathbf{h}'}$, o qual é expresso por (HAYKIN, 2001):

$$\rho_{\mathbf{h}_w, \mathbf{h}'} = \frac{\text{COV}[\mathbf{h}_w, \mathbf{h}']}{\sqrt{\text{VAR}[\mathbf{h}_w] \text{VAR}[\mathbf{h}']}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sigma_\varepsilon^2}} \quad (2.45)$$

Em condições ideais o erro é igual a zero, ou seja, $\sigma_\varepsilon^2 = 0$ e, conseqüentemente, a partir de (2.44) e (2.45) obtém-se que $\mathbf{H}' = \mathbf{H}_w$ e $\rho_{\mathbf{h}_w, \mathbf{h}'} = 1$, respectivamente.

3 Técnicas de Multiplexação em Sistemas MIMO

Neste capítulo são descritas as principais técnicas de multiplexação de dados em sistemas MIMO, sendo estas técnicas divididas em dois grupos: multiplexação espacial clássica representada pelas técnicas BLAST (FOSCHINI, 1996) e a técnica recentemente proposta por (MESLEH et al., 2006) denominada modulação espacial.

3.1 Multiplexação Espacial

Nesta seção são discutidos os métodos de transmissão e recepção que compõem a técnica de multiplexação espacial clássica denominada V-BLAST.

3.1.1 Transmissão

A Fig. 3.1 mostra um diagrama de blocos básico para a técnica de multiplexação espacial com N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras. A técnica de multiplexação espacial corresponde à transmissão de informação em sistemas MIMO em que cada uma das N_t antenas transmitem dados independentes. Conforme ilustrado na Fig. 3.1, a sequência de dados \mathbf{b} passa por um conversor série/paralelo para então ser codificada de acordo com a modulação utilizada, gerando assim o vetor \mathbf{x} com N_t símbolos a serem transmitidos. Para modulação M -QAM, cada símbolo em uma posição do vetor \mathbf{x} codifica $\mathbf{m} = \log_2 M$ bits, produzindo desta forma um fluxo de dados de $\mathbf{m}N_t$ bits/instante de transmissão.

O vetor de informação \mathbf{x} é então transmitido sobre o canal MIMO \mathbf{H} não seletivo em frequência descrito na seção 2.1. Desta forma, a combinação dos sinais que chegam ao receptor pode ser representada matricialmente como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} \quad (3.1)$$

sendo \mathbf{y} o vetor com os sinais recebidos e $\boldsymbol{\eta}$ o vetor de ruído AWGN com amostras

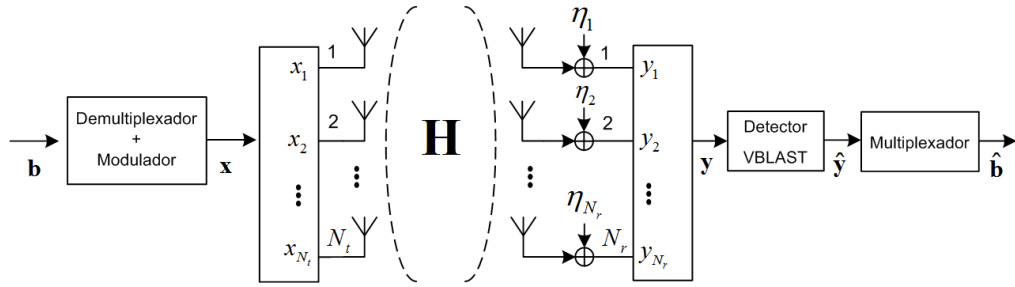


Figura 3.1: Modelo topológico para V-BLAST.

i.i.d. de acordo com $\sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$.

3.1.2 Detecção

Para obter uma estimativa confiável da informação originalmente transmitida, deve-se utilizar no receptor um detector capaz de minimizar a interferência entre canais existente no sinal recebido. Uma técnica bem difundida na literatura que utiliza multiplexação espacial é conhecida por arquitetura BLAST (*Bell Labs Layered Space-Time*) (FOSCHINI, 1996). Dentre os algoritmos BLAST, o mais discutido na literatura é o algoritmo V-BLAST (*Vertical-BLAST*) (WOLNIANSKY et al., 1998). O detector originalmente proposto por Wolniansky et al. (1998) para a técnica V-BLAST baseia-se no receptor com anulação de interferência e com cancelamento de interferência sucessivo ordenado (OSIC – *Ordered Successive Interference Cancellation*) dos sinais interferentes. A anulação de interferência é obtida comumente pelos detectores lineares ZF (*Zero-Forcing*) ou MMSE. Neste trabalho será adotado V-BLAST com detector MMSE, pois apresenta melhor desempenho que ZF por minimizar o erro gerado pelo ruído e pela interferência entre canais (MESLEH, 2007; BÖHNKE et al., 2003; WÜBBEN et al., 2003).

Para estimar os dados transmitidos, o detector V-BLAST primeiramente determina qual símbolo possui sinal com maior SNR. Após isto, o detector anula as interferências das outras antenas por meio da técnica MMSE. Em seguida o detector subtrai o efeito deste sinal detectado do sinal recebido de tal forma que na próxima iteração seja determinado e estimado o próximo sinal mais forte. Este processo é repetido até que todos os símbolos transmitidos através das N_t antenas sejam estimados, ou seja, o processo de detecção termina após N_t iterações. Nota-se que este método detecta um símbolo por vez, sendo o símbolo mais forte detectado na primeira iteração e o mais fraco na última iteração. Em cada iteração, enquanto o símbolo mais forte é estimado, os demais símbolos são considerados como interferência. Desta forma, nota-se a importância da ordenação obtida através do OSIC no desempenho do detector. Observa-se também

que este algoritmo somente é aplicável a sistemas sobre-determinados, ou seja, quando o número de antenas transmissoras for menor que o número de antenas receptoras ($N_r \geq N_t$). O Algoritmo 1 descreve os procedimentos realizados pelo detector V-BLAST MMSE OSIC (MESLEH, 2007), sendo $(\cdot)^T$ o operador transposição, $(\cdot)^{-1}$ a operação de inversão de uma matriz, $Q(\cdot)$ é função de quantização (*slicing*) relativa à constelação utilizada e κ é a SNR média em cada antena receptora. A notação $\mathbf{H}_{\overline{k_i}}$ denota a matriz de canal obtida zerando-se as colunas $k_1, k_2, \dots, k_i - 1$ de \mathbf{H} (WOLNIANSKY et al., 1998).

Algoritmo 1 V-BLAST MMSEC OSIC

Inicialização:

$$i \leftarrow 1$$

$$\mathbf{G}_1 = \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{\mathbf{I}_{N_t}}{\kappa} \right)^{-1} \mathbf{H}^H$$

$$k_1 = \arg \max_j (\text{SNR}_1)_j$$

Recursão:

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

$$d_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{y}_i$$

$$\hat{x}_{k_i} = Q(y_{k_i})$$

$$\mathbf{y}_{i+1} = \mathbf{y}_i - \mathbf{h}_{k_i} \hat{x}_{k_i}$$

$$\mathbf{G}_{i+1} = \left(\mathbf{H}_{\overline{k_i}}^H \mathbf{H}_{\overline{k_i}} + \frac{\mathbf{I}_{N_t}}{\kappa} \right)^{-1} \mathbf{H}_{\overline{k_i}}^H$$

$$k_{i+1} = \arg \max_{j \notin \{k_1, \dots, k_i\}} (\text{SNR}_{i+1})_j$$

$$i \leftarrow i + 1$$

3.2 Modulação Espacial

A técnica de modulação espacial é um método de multiplexação espacial em que somente uma antena (dentre as múltiplas antenas transmissoras) é ativada durante um certo período de transmissão. Diferentemente da técnica V-BLAST, em que o ganho de multiplexação é obtido por meio da transmissão de diferentes símbolos nas N_t antenas transmissoras em um dado instante de transmissão, a modulação espacial obtém alta taxa de dados utilizando o índice da antena ativa na transmissão como parte da codificação da informação. Esta seção descreve o método de transmissão e as diversas técnicas de decodificação utilizados na modulação espacial.

3.2.1 Transmissão

Um esboço topológico para a modulação espacial no contexto de canal MIMO com N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras é mostrado na Fig. 3.2. Para modulação M -QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), $\mathbf{m} = \log_2(M)$ é o número de bits/símbolo; \mathbf{b} é um vetor de \mathbf{n} bits a ser transmitido. O vetor de informação binário é mapeado no vetor $\mathbf{x} = [0 \ \cdots \ x_\iota \ \cdots \ 0]^T$ de tamanho N_t em que somente um elemento é diferente de zero. O símbolo identificado pelo índice ι no vetor resultante \mathbf{x} é x_ι , sendo que ι é o número da antena de transmissão ativada naquele intervalo de tempo, com $\iota \in [1 : N_t]$.

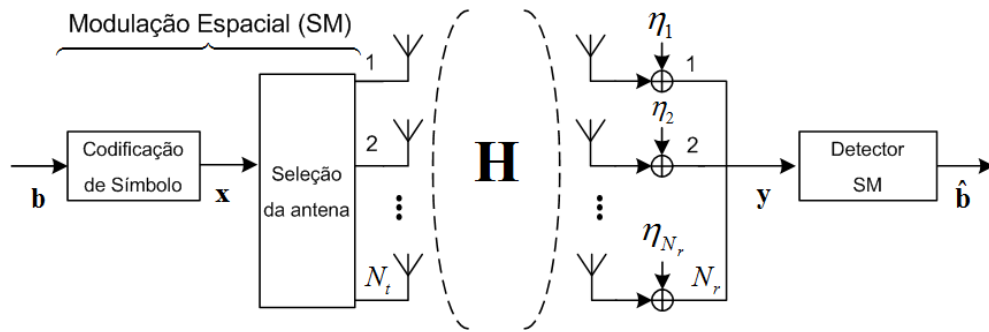


Figura 3.2: Modelo topológico para o sistema com modulação espacial.

O símbolo x_ι é transmitido pela antena de número ι sobre o canal MIMO Nakagami- m não seletivo em frequência definido na seção 2.1 e dado pelas eq. (2.15) e (2.16). O vetor recebido é então obtido (MESLEH et al., 2006):

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_{(l=\iota)}x_\iota + \boldsymbol{\eta} \quad (3.2)$$

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, \mathbf{n} , pode ser ajustado em dois diferentes e independentes modos: a) ajustando-se a ordem de modulação do sinal; b) número de símbolos associado a cada antena na etapa da modulação espacial. Por exemplo, três bits de informação mapeiam um símbolo entre $2^3 = 8$ possíveis símbolos, sendo estes possíveis símbolos igualmente divididos entre quatro antenas de transmissão, porém empregando-se modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), como mostrado na Fig. 3.3.a. Alternativamente, empregando-se duas antenas de transmissão ao invés de quatro, três bits podem ser enviados se a técnica de modulação for trocada para a modulação 4QAM (ou QPSK) como mostrado na Fig. 3.3.b. Similarmente, para transmitir quatro bits, podem ser combinados a modulação BPSK e oito antenas ou modulação 4QAM e quatro antenas de transmissão, ou ainda reduzir o número de antenas transmissoras para

duas e combinar com modulação 8QAM. Note-se então que a mesma eficiência espectral em bits/segundos por Hertz [bits/s/Hz] pode ser alcançada com as três configurações. Em geral, o número de bits que podem ser transmitidos usando modulação espacial é dado por (MESLEH et al., 2006):

$$\mathbf{n} = \log_2(N_t) + \mathbf{m} = \log_2(N_t M) \quad (3.3)$$

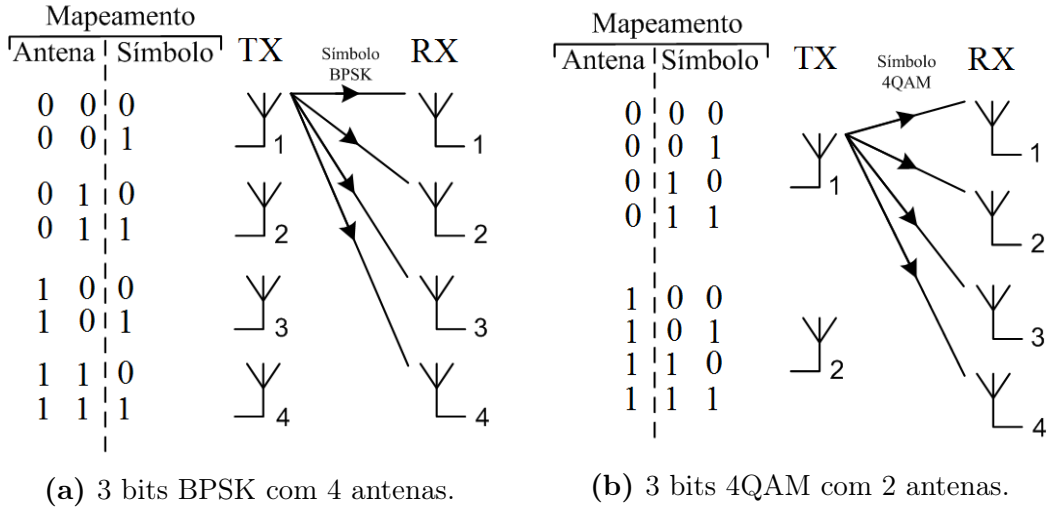


Figura 3.3: Modulação Espacial.

3.2.2 Estimativa do Símbolo Transmitido

Na modulação espacial, a informação binária original é mapeada combinando-se a designação de símbolo (modulação digital M -ária) ao índice da antena de transmissão. Observe que, no receptor, a estimação correta do índice da antena de transmissão é decisiva na obtenção de um desempenho adequado em termos de taxa de erro de bit. A seguir são descritas e analisadas a detecção ótima e algumas formas de detecção sub-ótima para a estimativa do símbolo transmitido e do índice da antena transmissora.

3.2.3 Detecção Ótima

Uma vez que as entradas do canal são assumidas como igualmente equiprováveis, o detector ótimo (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008b) pode ser baseado no princípio da máxima verossimilhança conjunta (*jointly ML*), ou seja, em termos de otimização deve-se encontrar os índices j e q tal que:

$$\begin{aligned}
[\hat{l}_{ML}, \hat{x}_{lML}] &= \arg \max_{j,q} p_{\mathbf{Y}}(\mathbf{y}|\mathbf{x}_{jq}, \mathbf{H}) \\
&= \arg \min_{j,q} \|\mathbf{y} - \mathbf{g}_{jq}\|^2
\end{aligned} \tag{3.4}$$

sendo $\mathbf{g}_{jq} = \mathbf{h}_j x_q$, com $1 \leq j \leq N_t$, $1 \leq q \leq M$, e $p_{\mathbf{Y}}(\mathbf{y}|\mathbf{x}_{jq}, \mathbf{H})$ é a PDF de \mathbf{y} , condicionada a \mathbf{x}_{jq} e \mathbf{H} , dada por $p_{\mathbf{Y}}(\mathbf{y}|\mathbf{x}_{jq}, \mathbf{H}) = \pi^{-N_r} \exp(-\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_{jq}\|_F^2)$ (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008b).

Da definição de norma Euclidiana (LAUB, 2005), tem-se:

$$\begin{aligned}
\|\mathbf{y} - \mathbf{g}_{jq}\|^2 &= (\mathbf{y} - \mathbf{g}_{jq})^H (\mathbf{y} - \mathbf{g}_{jq}) \\
&= (\mathbf{y}^H - \mathbf{g}_{jq}^H) (\mathbf{y} - \mathbf{g}_{jq}) \\
&= \mathbf{y}^H \mathbf{y} - \mathbf{y}^H \mathbf{g}_{jq} - \mathbf{g}_{jq}^H \mathbf{y} + \mathbf{g}_{jq}^H \mathbf{g}_{jq}
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Note-se que o termo $\mathbf{y}^H \mathbf{y}$ é comum a todas as métricas de decisão, podendo desta forma ser desconsiderado no cômputo de (3.4). Adicionalmente, dado que o terceiro termo é igual ao conjugado do segundo termo, ou seja, $\mathbf{y}^H \mathbf{g}_{jq} = (\mathbf{g}_{jq}^H \mathbf{y})^*$ (LAUB, 2005) e somente o coeficiente real da soma destes termos é usado na métrica de decisão, obtém-se a simplificação:

$$\begin{aligned}
\|\mathbf{y} - \mathbf{g}_{jq}\|^2 &= -2\text{Re}\{\mathbf{y}^H \mathbf{g}_{jq}\} + \mathbf{g}_{jq}^H \mathbf{g}_{jq} \\
&= \|\mathbf{g}_{jq}\|^2 - 2\text{Re}\{\mathbf{y}^H \mathbf{g}_{jq}\}
\end{aligned} \tag{3.6}$$

sendo $\|\mathbf{g}_{jq}\|^2 = \mathbf{g}_{jq}^H \mathbf{g}_{jq}$. Portanto, a detecção ótima para o esquema de transmissão SM pode ser obtida de forma mais compacta como:

$$[\hat{l}_{ML}, \hat{x}_{lML}] = \arg \min_{j,q} \left(\|\mathbf{g}_{jq}\|^2 - 2\text{Re}\{\mathbf{y}^H \mathbf{g}_{jq}\} \right) \tag{3.7}$$

Com isso, pode-se verificar que a detecção ótima requer uma detecção conjunta do índice da antena e do símbolo. Adicionalmente, para o detector SM ótimo, a condição de normalização de canal antes da transmissão, descrita na seção 3.2.4, não se faz necessária.

3.2.4 Detecção Sub-ótima – MRC

Nesta estratégia de detecção, a estimativa do índice da antena transmissora é baseada na métrica MRC. Deste modo, o vetor recebido \mathbf{y} é sequencialmente multiplicado pelos respectivos ganhos de percurso do canal, admitido conhecidos na recepção, tendo em vista estimar tanto o símbolo transmitido como o índice

da antena de transmissão da seguinte forma (MESLEH et al., 2006):

$$z_j = \frac{\mathbf{h}_j^H \mathbf{y}}{\|\mathbf{h}_j\|_F^2}, \quad \text{para } j = 1 : N_t \quad (3.8)$$

$$\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ \cdots \ z_{N_t}]^T \quad (3.9)$$

$$\hat{\iota} = \arg \max_j |\mathbf{z}| \quad (3.10)$$

$$\hat{x}_\iota = Q(\mathbf{z}_{(j=\hat{\iota})}) \quad (3.11)$$

em que $\hat{\iota}$ é o índice estimado da antena, \hat{x}_ι é o símbolo estimado, $Q(\cdot)$ é a função de quantização relativa à constelação utilizada e $\|\cdot\|_F$ representa a norma de Frobenius¹ de uma matriz ou vetor.

Note-se que os resultados de simulação obtidos em (MESLEH et al., 2006) não podem ser reproduzidos utilizando-se os passos convencionais descritos acima. Uma maneira de assegurar a estimativa correta do índice da antena de transmissão pelo detector baseado na métrica MRC consiste em normalizar os coeficientes de canal antes da transmissão, i.e., fazendo-se $\|\mathbf{h}_j\|_F^2 = a$ para todos os j , onde a é uma constante (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008b). Esta condição pode ser vista substituindo-se (3.2) (na ausência de ruído) em (3.8), obtendo $z_k = \frac{\mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_\iota x_\iota}{\|\mathbf{h}_k\|_F^2}$. Para se detectar corretamente o índice da antena transmissora, ou seja, $k = \iota$, é necessário que $\frac{\mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_\iota}{\|\mathbf{h}_k\|_F^2} < 1$. Utilizando a desigualdade de Cauchy do lado esquerdo desta equação, obtém-se:

$$\begin{aligned} \|\mathbf{h}_k^H\|_F \|\mathbf{h}_\iota\|_F &\leq \|\mathbf{h}_k\|_F^2 \\ \|\mathbf{h}_\iota\|_F &\leq \|\mathbf{h}_k\|_F \end{aligned} \quad (3.12)$$

pois $\|\mathbf{h}_k^H\|_F = \|\mathbf{h}_k\|_F$.

Este resultado é uma condição necessária para que o índice da antena transmissora seja estimado corretamente na ausência de ruído. Desta forma, para evitar detecção errônea e para assegurar o correto funcionamento do detector baseado na métrica MRC, cada antena transmissora/receptora deve ter um canal com mesmo peso para comparação, ou seja, devem estar normalizados por um fator comum.

Assumindo estimativa correta de $\hat{\iota}$ e \hat{x}_ι , o receptor poderá então decodificar

¹A norma de 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} .

direta e corretamente os bits de informação originalmente transmitidos. A estimativa do índice da antena de transmissão é baseada na correlação cruzada entre os diferentes canais de percurso. Portanto, da mesma forma que na técnica de multiplexação espacial, o desempenho do algoritmo de detecção/decodificação SM depende da correlação do canal, ou seja, se os coeficientes instantâneos de canal, \mathbf{h}_ι e \mathbf{h}_k , nas N_r antenas de recepção oriundos das antenas de transmissão com índices $\iota, k \in [1 : N_t]$ resultarem muito semelhantes entre si, então a desigualdade em (3.12) nem sempre será válida, impactando negativamente no desempenho do sistema SM-MIMO em termos de taxa de erro de bit (BER – *Bit Error Rate*).

3.2.5 Detector MRC Normalizado

Na seção 3.2.4 foi visto que o detector SM proposto em (MESLEH et al., 2006) é realizável sob uma condição de canal específica (canal normalizado). Com base nesta restrição, recentemente Legnain et al. (2012) propuseram um detector baseado em um algoritmo MRC modificado, denominado MRC-normalizado (NMRC). Este detector obtém um ganho de desempenho sobre o detector SM MRC clássico proposto por (MESLEH et al., 2006), apresentando ainda a característica destacada de não necessitar de normalização do canal no transmissor, ou seja, não necessita de um canal de retorno (*feedback*) para a matriz de canal no lado da transmissão. No detector NMRC a matriz de canal é pré-processada no receptor antes de se efetuar a estimativa do índice da antena transmissora, sendo que cada coluna de \mathbf{H} é normalizada por um fator dado pela sua própria norma. Após esta etapa, o algoritmo baseado na métrica MRC é aplicado para calcular o índice da antena de transmissão, $\hat{\iota}_{NMRC}$. A fim de prosseguir com a demodulação do símbolo, $\hat{x}_{\iota_{NMRC}}$, o vetor recebido é multiplicado pelo ganho de canal relativo à antena transmissora $\hat{\iota}_{NMRC}$, do mesmo modo que em (3.8). A sequência de todo o processo de detecção pode ser resumido no seguinte conjunto de equações:

$$\bar{s}_j = \frac{\mathbf{h}_j^H \mathbf{y}}{\|\mathbf{h}_j\|_F}, \quad j = 1 : N_t \quad (3.13)$$

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

$$\hat{\iota}_{NMRC} = \arg \max_j |\bar{s}_j| \quad (3.14)$$

$$s_{\hat{\iota}_{NMRC}} = \frac{\mathbf{h}_{\hat{\iota}_{NMRC}}^H \mathbf{y}}{\|\mathbf{h}_{\hat{\iota}_{NMRC}}\|_F^2} = \frac{\bar{s}_{\hat{\iota}_{NMRC}}}{\|\mathbf{h}_{\hat{\iota}_{NMRC}}\|_F} \quad (3.15)$$

$$\hat{x}_{\hat{\iota}_{NMRC}} = Q(\bar{\mathbf{s}}_{(j=\hat{\iota}_{NMRC})}) \quad (3.16)$$

3.2.6 Detector Baseado em Lista de Índices de Antenas

O detector ótimo descrito na seção 3.2.3 realiza uma busca exaustiva da solução entre todos os pares de candidatos compostos pelo símbolo transmitido e pelo índice da antena de transmissão ($N_t M$). Nota-se, portanto, que a complexidade torna-se expressiva para um grande número de antenas transmissoras e/ou alta ordem de modulação. Assim, reduzindo o número dos candidatos de índices de antenas transmissoras para o detector ótimo, resultará em um decréscimo da complexidade na detecção, sendo que esta diminuição depende do número de candidatos avaliados. Ademais, os desempenhos de esquemas de modulação espacial são totalmente dependentes da correta estimativa do índice da antena transmissora (LEGNAIN; HAFEZ; LEGNAIN, 2012), já que, uma vez que este índice seja incorretamente estimado, mesmo com uma busca exaustiva sobre todos os pontos da constelação de sinais, a recuperação do símbolo transmitido não é garantida. Desta forma, uma detecção combinando desempenho quase-ótimo e baixa complexidade é proposto em (LEGNAIN; HAFEZ; LEGNAIN, 2012). Este detector baseia-se em uma lista de índices de antenas (AI-List), que é composta pelos índices das prováveis antenas transmissoras (c candidatos) e o respectivo símbolo relacionado a esta antena, sendo então repassada ao detector ótimo. A primeira etapa de detecção, na qual gera-se a lista com os índices das antenas e seus símbolos correspondentes, é descrita como:

$$\bar{s}_j = \frac{\mathbf{h}_j^H \mathbf{y}}{\|\mathbf{h}_j\|_F}, \quad j = 1 : N_t \quad (3.17)$$

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

$$\hat{\mathbf{t}} = \arg \max_c |\bar{\mathbf{s}}|, \quad c < N_t \quad (3.18)$$

$$s_{\hat{t}_k} = \frac{\mathbf{h}_{\hat{t}_k}^H \mathbf{y}}{\|\mathbf{h}_{\hat{t}_k}\|_F^2} = \frac{\bar{s}_{\hat{t}_k}}{\|\mathbf{h}_{\hat{t}_k}\|_F}, \quad k = 1 : c \quad (3.19)$$

$$\hat{x}_{\hat{t}_k} = Q(s_{\hat{t}_k}), \quad k = 1 : c \quad (3.20)$$

em que o operador $\arg \max_c$ na eq. (3.18) 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 $\hat{x}_{\hat{t}_k}$ 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 $c \leq N_t$:

$$\hat{k} = \arg \min_k \|\mathbf{y} - \mathbf{h}_{\hat{t}_k} \hat{x}_{\nu, \hat{t}_k}\|^2, \quad k = 1 : c \quad (3.21)$$

$$[\hat{t}_{AI}, \hat{x}_{\nu, AI}] = [\hat{t}_{\hat{k}}, \hat{x}_{\nu, \hat{t}_{\hat{k}}}] \quad (3.22)$$

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

3.3 Modulação por Chaveamento Espacial (SSK)

Modulação por chaveamento espacial é um esquema de transmissão MIMO de baixa complexidade baseado nos conceitos de modulação espacial. Nesta técnica, a diversidade produzida por múltiplos canais desvanecidos e independentes é utilizada para obter melhor desempenho que técnicas de modulação por amplitude e fase convencionais (APM – *amplitude/phase modulation*). O esquema de modulação SSK utiliza o índice da antena ativa durante a transmissão na codificação da informação, ao invés do símbolo transmitido em si. Esta ausência de informação no sinal de rádio-frequência (RF) transmitido (sinal banda passante não modulado) em cada uma das antenas simplifica o projeto tanto do transmissor como do receptor, uma vez que os blocos iniciais de modulação/demodulação necessários à transmissão e detecção APM convencional, como por exemplo os blocos necessários à detecção coerente, são eliminados. Desempenhos próximos aos obtidos com a SM convencional podem ser obtidos com a modulação SSK, porém com a vantagem da redução na complexidade de detecção (JEGANATHAN et al., 2009). Uma análise comparativa da complexidade considerando os diversos esquemas SM é desenvolvida no Capítulo 4.

3.3.1 Descrição do Esquema SSK

O esquema geral de um sistema MIMO SSK é representado pela Fig. 3.4. Uma sequência aleatória de bits $\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_q]$, em que q é o total de bits a serem transmitidos, é mapeada a cada grupo de $\mathbf{n} = \log_2(N_t)$ em outro vetor $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_t}]^T$, sendo $x_i \in \{0; 1\}$. Este sinal é então transmitido sobre o canal MIMO Nakagami- m não seletivo em frequência \mathbf{H} descrito na seção 2.1 e dado pela eq. (2.15), estando ainda sujeito ao efeito do ruído térmico AWGN

$\boldsymbol{\eta} = [\eta_1 \ \eta_2 \ \cdots \ \eta_{N_r}]^T$. O sinal recebido é então escrito na forma matricial como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} \quad (3.23)$$

sendo $\boldsymbol{\eta}$ constituído por amostras independentes e identicamente distribuídas de acordo com $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$.

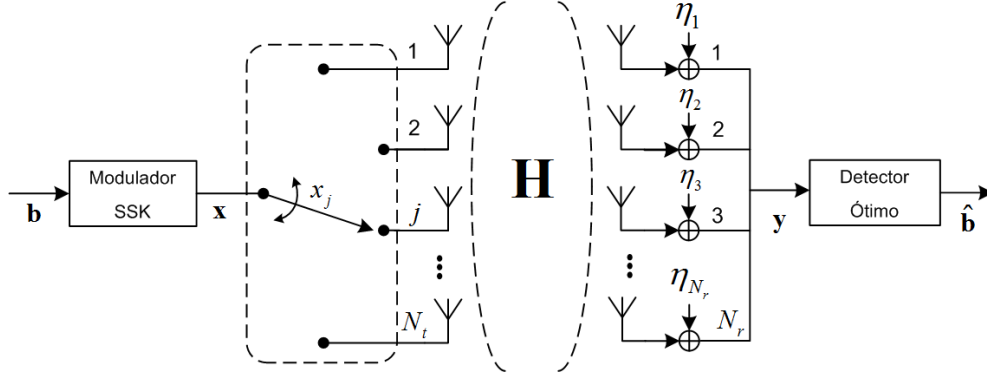


Figura 3.4: Modelo topológico para sistema SSK com N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras e detecção ótima.

No receptor, o detector SSK estima o índice da antena usada durante a transmissão e decodifica os bits de informação originalmente transmitidos por meio da tabela de mapeamento inversa utilizada no transmissor, i.e, $x_j \rightarrow [b_1 \ \cdots \ b_n]$, gerando assim o vetor de bits estimados $\hat{\mathbf{b}}$.

3.3.1.1 Transmissão e Detecção

A modulação SSK consiste de grupos de \mathbf{n} bits que são mapeados em um símbolo x_j , que então é transmitido energizando-se a j -ésima antena de transmissão. O símbolo x_j é admitido sendo $x_j = 1$ com $j \in \{1, 2, \dots, N_t\}$. Nota-se que a posição deste símbolo dentro do vetor \mathbf{x} determina a informação transmitida. De forma análoga à modulação SM, o vetor \mathbf{x} indica a antena ativa durante a transmissão enquanto todas as outras permanecem desativadas e apresenta o seguinte formato:

$$\mathbf{x}_j \triangleq [0 \ 0 \ \cdots \ 1 \ 0 \ \cdots \ 0]^T \quad (3.24)$$

sendo que o elemento $1 \in \mathbf{x}_j$ ocupa a j -ésima posição. Com isso, o sinal recebido quando a j -ésima antena é ativada será dado por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_j + \boldsymbol{\eta} \quad (3.25)$$

sendo \mathbf{h}_j a j -ésima coluna de \mathbf{H} .

Uma vez que a entrada do canal é assumida igualmente equiprovável, o detec-

tor ótimo resultante (JEGANATHAN et al., 2009) para o esquema SSK, similarmente ao detector ótimo SM, será obtido a partir da métrica da verossimilhança (menor distância euclidiana), sendo dado por:

$$\begin{aligned}\hat{j} &= \arg \max_j p_{\mathbf{Y}}(\mathbf{y}|\mathbf{x}_j, \mathbf{H}) = \arg \min_j \|\mathbf{y} - \mathbf{h}_j\|^2 \\ &= \arg \max_j \operatorname{Re} \left\{ \left(\mathbf{y} - \frac{\mathbf{h}_j}{2} \right)^H \mathbf{h}_j \right\}\end{aligned}\quad (3.26)$$

sendo \hat{j} o índice da antena estimado, $1 \leq j \leq N_t$, que maximiza (3.26) e $p_{\mathbf{Y}}(\mathbf{y}|\mathbf{x}_j, \mathbf{H}) = \pi^{-N_r} \exp(-\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_j\|_F^2)$ é a PDF condicional de \mathbf{y} (JEGANATHAN et al., 2009).

3.4 Modulação por Chaveamento Espacial Generalizado (GSSK)

A modulação por chaveamento espacial generalizado aproveita o princípio da independência dos sinais através dos canais gerados entre cada antena transmissora e a(s) antena(s) receptora(s), tendo em vista melhorar o desempenho e a confiabilidade de recepção dos sinais em sistemas de comunicação sem fio. O GSSK explora o domínio espacial para modular a informação; no entanto, diferentemente do que ocorre no esquema SM convencional, no esquema GSSK somente os índices das antenas transmissoras contém informação. Assim como em SSK, o sinal de RF transmitido em si não recebe modulação, simplificando o processo de detecção da informação. Porém, no esquema GSSK mais de uma antena transmissora pode ser ativada a cada instante de transmissão (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008a), diferentemente de SSK, em que somente uma antena de transmissão é energizada a cada instante. Desta forma, com o mesmo número de antenas transmissoras, GSSK pode codificar e transmitir mais informação por instante de tempo do que SSK.

3.4.1 Descrição do Esquema GSSK

A Fig. 3.5 ilustra o esquema geral MIMO GSSK. Neste sistema, grupos de \mathbf{n} bits de uma sequência aleatória de informação com q bits $\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_q]$ são mapeados em um vetor $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_t}]^T$ que é constituído por pontos da constelação GSSK. Neste esquema, de um total de N_t antenas transmissoras, somente n_t antenas são ativadas a cada período de transmissão de símbolo, o que implica que somente n_t elementos de \mathbf{x} são diferentes de zero. Este sinal

é então transmitido através de um canal MIMO Nakagami- m não seletivo em frequência descrito na seção 2.1. A matriz de canal é dada por (2.15). O sinal recebido, sujeito ainda ao efeito aditivo do ruído AWGN caracterizado pelo vetor $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1 \ \eta_2 \ \cdots \ \eta_{N_r}]^T$, é descrito por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} \quad (3.27)$$

sendo $\boldsymbol{\eta}$ constituída por amostras i.i.d. de acordo com $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$.

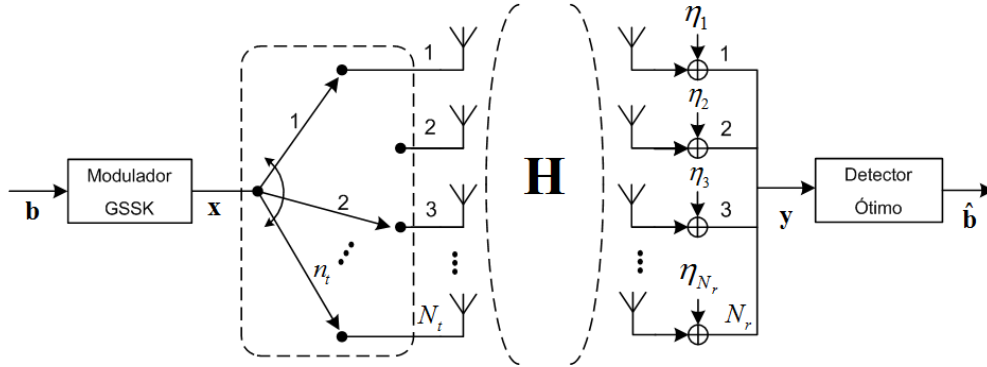


Figura 3.5: Modelo topológico para sistema GSSK com detector ótimo com N_t antenas transmissoras, N_r antenas receptoras e n_t antenas transmissoras ativas simultaneamente.

No receptor, a cada período de símbolo, o demodulador GSSK estima os índices das antenas usadas na transmissão e então decodifica o símbolo no vetor estimado de informação $\hat{\mathbf{b}}$.

3.4.1.1 Transmissão GSSK

O ponto fundamental do esquema GSSK está no fato de que a informação transmitida está contida apenas nos índices das antenas de transmissão. Em um sistema GSSK constituído por n_t antenas ativas na transmissão, de um total de N_t antenas, é possível formar uma constelação, denotada por Ξ , com $\mathcal{M}' = \binom{N_t}{n_t}$ pontos. Dentre este total de pontos, será escolhida uma combinação de pontos em potência de dois. Por exemplo, se $n_t = 2$ e $N_t = 7$, obtém-se um total de $\mathcal{M}' = 21$ combinações. Com isso, a constelação utilizada é obtida a partir de $\mathcal{M} = 2^{\lfloor \log_2 \mathcal{M}' \rfloor}$, resultando, neste exemplo, em $\mathcal{M} = 16$ pontos.

Observa-se que o conjunto de combinações de antenas χ , constituído por até \mathcal{M} pontos, pode ser escolhido aleatoriamente dentre as possíveis combinações das N_t antenas transmissoras contidas em Ξ . No entanto, como será visto na seção 3.4.2, é possível obter uma seleção ótima de antenas no sentido de minimizar a taxa de erro da informação detectada.

Após o conjunto χ ser escolhido, grupos de $\mathbf{n} = \log_2 \mathcal{M}$ bits são mapeados em um vetor \mathbf{x}_j , em que $\mathbf{j} \in \chi$ representa o vetor de índices das antenas escolhidas para um dado padrão de \mathbf{n} . O vetor \mathbf{x}_j de dimensão $N_t \times 1$ especifica as antenas ativas e inativas e tem a seguinte forma:

$$\mathbf{x}_j = [1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1 \ \dots \ 1]^T \quad (3.28)$$

sendo que \mathbf{x}_j possui n_t elementos diferentes de zero. Com isto, a forma de onda no receptor é dada por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_{j,\text{eff}} + \boldsymbol{\eta} \quad (3.29)$$

sendo $\mathbf{h}_{j,\text{eff}} = \mathbf{h}_{j(1)} + \mathbf{h}_{j(2)} + \dots + \mathbf{h}_{j(n_t)}$ com $\mathbf{j}(\cdot) \in \{1, 2, \dots, N_t\}$ indicando o índice da coluna da matriz de canal \mathbf{H} . Como há mais de uma antena ativa por transmissão, cada antena receptora receberá formas de ondas oriundas destas antenas ativas. Para representar este efeito, a cada período de transmissão, $\mathbf{h}_{j,\text{eff}}$ é obtido como a soma das n_t colunas ativas e distintas da matriz \mathbf{H} , ou seja, os caminhos percorridos pelos sinais transmitidos no canal MIMO.

3.4.1.2 Detecção GSSK

A função principal do detector é estimar os índices das antenas utilizadas na transmissão dos dados. Uma vez que as entradas do canal são assumidas equiprováveis, o detector ótimo resultante (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008a), similarmente ao detector ótimo SM, é obtido a partir do princípio da máxima verossimilhança; de forma similar a (3.26), obtém-se:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{k}} &= \arg \max_{\mathbf{j}} p_{\mathbf{Y}}(\mathbf{y}|\mathbf{x}_j, \mathbf{H}) = \arg \min_{\mathbf{j}} \|\mathbf{y} - \mathbf{h}_{j,\text{eff}}\|^2 \\ &= \arg \max_{\mathbf{j}} \text{Re} \left\{ \left(\mathbf{y} - \frac{\mathbf{h}_{j,\text{eff}}}{2} \right)^H \mathbf{h}_{j,\text{eff}} \right\} \end{aligned} \quad (3.30)$$

em que $\hat{\mathbf{k}} \in \chi$ representa o vetor dos índices estimados para as antenas que maximizam (3.30) e $p_{\mathbf{Y}}(\mathbf{y}|\mathbf{x}_j, \mathbf{H})$ é a PDF condicional de \mathbf{y} (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008a), dada por:

$$p_{\mathbf{Y}}(\mathbf{y}|\mathbf{x}_j, \mathbf{H}) = \frac{1}{\pi^{N_r}} \exp(-\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_j\|_F^2) \quad (3.31)$$

A métrica de decisão do esquema GSSK baseia-se em um problema de maximização sobre todas as \mathcal{M} colunas efetivas da matriz de canal \mathbf{H} . Portanto, a detecção GSSK depende somente das características do canal.

3.4.2 Constelação Ótima para o Esquema GSSK

A escolha da constelação ótima (χ) para o esquema GSSK é feita em termos da minimização da taxa de erro da informação detectada. Em (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008a) foi mostrado que a seleção ótima de antenas apresenta uma grande complexidade, pois para cada N_t escolhido existirão $N_t - 1$ possíveis valores para n_t . Também foi demonstrado (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008a) que o problema de designação do conjunto ótimo de antenas pode ser interpretado como uma escolha de combinações de antenas que sejam diferentes (descorrelacionadas) uma das outras o máximo possível. Para simplificar o problema de otimização relativo ao conjunto de antenas, neste trabalho assumiu-se que os seguintes parâmetros de projeto GSSK sejam conhecidos *a priori*: N_t , n_t , bem como o número de bits transmitidos, \mathbf{n} . Com isso, o problema da escolha da constelação ótima GSSK simplifica-se para o seguinte problema de otimização:

$$\hat{\chi} = \arg \max_{\chi \in \Xi} \sum_{\mathbf{i}} \sum_{\mathbf{j}} d(\mathbf{i}, \mathbf{j}) \quad (3.32)$$

sendo $\hat{\chi}$ a constelação ótima, Ξ o conjunto com todas as \mathcal{M}' combinações possíveis de antenas transmissoras, $d(\mathbf{i}, \mathbf{j})$ o número de colunas distintas na matriz de canal \mathbf{H} resultante entre $\mathbf{h}_{\mathbf{i},\text{eff}}$ e $\mathbf{h}_{\mathbf{j},\text{eff}}$ da constelação $\chi \in \Xi$. Portanto, dado um valor para n_t e N_t , deve-se escolher o conjunto de antenas (constelação) completo tal que $d(\mathbf{i}, \mathbf{j})$, entendido como medida de dissimilaridade entre antenas, seja maximizado. Este problema de maximização pode ser interpretado como sendo o conjunto de pontos (sendo que cada ponto indica as antenas ativas naquele instante) que se diferem um do outro o máximo possível. Nota-se pelo critério de dissimilaridade descrito em (3.32) que pode haver mais de um conjunto que maximize o desempenho do esquema GSSK.

Por exemplo, para uma eficiência espectral de 3 bits por segundo por Hertz com $N_t = 7$ e $n_t = 2$ e por meio da avaliação exaustiva de todas as possibilidades de conjuntos χ em (3.32), obtêm-se os dois conjuntos ótimos apresentados na Tabela 3.1. $\mathbf{h}_{\mathbf{j},\text{eff}}$ é composto por combinações do vetor $\mathbf{j} \in \chi$, o qual contém o vetor de índices das antenas ativas para cada padrão dos dados de entrada, \mathbf{b} . Com isso, por meio de análise dos vetores \mathbf{j} e \mathbf{i} é possível obter $d(\mathbf{i}, \mathbf{j})$ na eq. (3.32). Na Tabela 3.1.a, comparando o ponto $(1, 2) \in \mathbf{j}$ com $(1, 3) \in \mathbf{i}$ obtêm-se a dissimilaridade de antenas $d(\mathbf{i}, \mathbf{j}) = 2$, pois o número de colunas distintas da matriz de canal \mathbf{H} resultante entre $\mathbf{h}_{\mathbf{j},\text{eff}}$ e $\mathbf{h}_{\mathbf{i},\text{eff}}$ é igual a dois. Da mesma forma, para $(1, 2) \in \mathbf{j}$ com $(3, 4) \in \mathbf{i}$ obtêm-se $d(\mathbf{i}, \mathbf{j}) = 4$ e assim sucessivamente. Portanto, a segunda dissimilaridade é maior que a primeira. Com isso, o total

da soma das dissimilaridades para cada conjunto ótimo apresentados nos dois conjuntos da Tabela 3.1, é igual a 180.

$\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ b_3]$	\mathbf{j}	$\mathbf{x}_{\mathbf{j}} = [x_1 \ \cdots \ x_4 \ \cdots \ x_7]^T$
[0 0 0]	(1, 2)	[1 1 0 0 0 0 0] ^T
[0 0 1]	(1, 3)	[1 0 1 0 0 0 0] ^T
[0 1 0]	(2, 3)	[0 1 1 0 0 0 0] ^T
[0 1 1]	(2, 4)	[0 1 0 1 0 0 0] ^T
[1 0 0]	(3, 4)	[0 0 1 1 0 0 0] ^T
[1 0 1]	(4, 5)	[0 0 0 1 1 0 0] ^T
[1 1 0]	(5, 6)	[0 0 0 0 1 1 0] ^T
[1 1 1]	(6, 7)	[0 0 0 0 0 1 1] ^T

(a) Primeiro conjunto ótimo.

$\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ b_3]$	\mathbf{j}	$\mathbf{x}_{\mathbf{j}} = [x_1 \ \cdots \ x_4 \ \cdots \ x_7]^T$
[0 0 0]	(1, 6)	[1 0 0 0 0 1 0] ^T
[0 0 1]	(1, 7)	[1 0 0 0 0 0 1] ^T
[0 1 0]	(2, 6)	[0 1 0 0 0 1 0] ^T
[0 1 1]	(2, 7)	[0 0 1 0 0 0 1] ^T
[1 0 0]	(3, 5)	[0 0 1 0 1 0 0] ^T
[1 0 1]	(3, 7)	[0 0 1 0 0 0 1] ^T
[1 1 0]	(4, 5)	[0 0 0 1 1 0 0] ^T
[1 1 1]	(4, 6)	[0 0 0 1 0 1 0] ^T

(b) Segundo conjunto ótimo.

Tabela 3.1: Exemplo: duas constelação otimizada para GSSK.

3.5 Sistemas MIMO Denso

Nos últimos cinco anos, a tecnologia MIMO vem sendo amplamente empregada e ganhado importância nos mais diferentes tipos de sistemas de comunicações, sendo inclusive incorporada em sistemas emergentes de banda larga, como o LTE (*Long Term Evolution*) (DAHLMAN et al., 2008). Por sua vez, o uso massivo de um grande número de antenas foi originalmente proposto em 2010 por Marzetta (2010) e desde então a pesquisa deste tema tem recebido grande atenção (HOYDIS; BRINK; DEBBAH, 2011; RUSEK et al., 2013). Os sistemas MIMO denso (VLM - *Very Large MIMO*) implicam no uso sem precedentes de um grande número de antenas transmissoras servindo a um determinado número de terminais (RUSEK et al., 2012). O conceito MIMO denso ainda é uma área de pesquisa nova nos distintos campos da teoria da comunicação, propagação e eletrônica (RUSEK et al., 2013; COUILLET; DEBBAH, 2013). Em sistemas celulares, VLM oferece a expectativa de aumentar a taxa de transmissão e a confiabilidade dos dados enquanto

diminui a potência total consumida. Isto só é possível em VLM devido ao uso de baixíssima potência (ordem de miliwatts) em cada uma destas antenas de transmissão. Porém, esta economia de potência apresenta algumas implicações que impedem que isto seja totalmente colocado em prática neste momento: limitação do ganho de multiplexação em sistemas multiusuários, erros nas estimativas de canal e interferência entre canais (RUSEK et al., 2013). Mesmo assim esta expectativa de economia de energia é importante, pois com isso é possível elevar a taxa de transmissão enquanto o consumo de potência pode ser mantido em níveis aceitáveis ou mesmo reduzidos.

Algumas consequências são observadas quando o conjunto de antenas MIMO aumenta significativamente. Por exemplo, algumas aproximações utilizadas para matrizes aleatórias não são mais válidas: o que antes era um processo aleatório passa a ser determinístico. Tulino e Verdú (2004) comprovam este resultado e mostram que a distribuição de valores singulares de uma matriz de canal aproxima-se de uma função determinística. Outro fato observado em matrizes com dimensões muito elevadas é a tendência em apresentar um melhor condicionamento, além de ser mais simples efetuar algumas operações matemáticas, como por exemplo, a inversão matricial. Outro efeito de um sistema de comunicação com canais de grandes dimensões está relacionado ao ruído térmico. Em sistemas VLM a potência média do ruído é muito pequena em relação à interferência gerada por outros transmissores, ou seja, esta interferência é o fator limitante no desempenho. Em (RUSEK et al., 2013) é evidenciado que este efeito é mais notável no *uplink* do que no *downlink*.

A partir da análise destas características de sistemas VLM, propõe-se neste trabalho avaliar por meio de simulação computacional o comportamento e desempenho da modulação espacial quando um grande número de antenas transmissoras é utilizado. Para efeito de comparação, a técnica de multiplexação V-BLAST também é utilizada com alta taxa de transmissão. Desta forma, obtém-se o compromisso desempenho \times complexidade para as duas principais técnicas de multiplexação em sistemas MIMO.

4 Análise de Complexidade

Este capítulo traz uma análise comparativa de complexidade para os esquemas de modulação espacial recentemente propostos na literatura (SM e SSK) e o esquema V-BLAST. A complexidade computacional estabelecida aqui é de fundamental importância na determinação da viabilidade de implementação destes esquemas, bem como permite estabelecer um quadro mais justo entre os diferentes esquemas de modulação espacial, principalmente no que se refere ao compromisso complexidade \times desempenho. A análise da complexidade computacional formulada neste trabalho é similar à análise realizada em (MESLEH et al., 2006) e (NAIDOO; XU; QUAZI, 2011), em que multiplicações e adições de números complexos são consideradas com mesma complexidade no processo de detecção. Também será feita a expansão desta análise para o número de operações de ponto flutuante (flop) realizados no detector, de tal forma que multiplicações, divisões, somas e subtrações de números reais serão considerados no cálculo de complexidade. Com isto, será possível avaliar a equivalência entre as duas formas de análise de complexidade, pois o método descrito por Mesleh et al. (2006) pondera igualmente multiplicação e adição complexas, além de desprezar operações com números reais. Já a análise em termos de flops pondera de forma mais adequada multiplicação e soma complexa, assim como considera as demais operações com números reais.

4.1 Complexidade SM

Primeiramente, a análise de complexidade será realizada em termos de operações complexas no processo de detecção. Na sequência, são apresentados os resultados para esta complexidade para um número variável de antenas transmissoras e receptoras sempre tendo em mente que os sistemas SM operam com a mesma eficiência espectral. Finalmente, são apresentados a análise desenvolvida para a complexidade em termos de flops e seus respectivos resultados.

4.1.1 Detector Ótimo

A complexidade do detector SM ótimo (SM-OD) será obtida pela análise da métrica de detecção ML dada pela eq. (3.7). O primeiro termo é simplificado como $\|\mathbf{h}_j x_q\|_F^2 = \|\mathbf{h}_j\|_F^2 |x_q|^2$ (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008b). O quadrado da norma de Frobenius $\|\mathbf{h}_j\|_F^2$ requer N_r multiplicações complexas e é computada para as N_t antenas transmissoras, obtendo assim $N_r N_t$ operações complexas. De forma semelhante ao procedimento adotado para o detector MRC, o quadrado do módulo $|x_q|^2$ requer uma multiplicação complexa. Como esta operação é efetuada para $q \in [1 : M]$, obtém-se M operações complexas. Nota-se que a complexidade do produto dos termos em $\|\mathbf{h}_j x_q\|_F^2 = \|\mathbf{h}_j\|_F^2 |x_q|^2$ não é considerada, pois envolve apenas valores reais e não contribui para a complexidade em termos de operações complexas. Deste modo, a complexidade obtida para o primeiro termo é dada por $N_r N_t + M$.

A complexidade do segundo termo em (3.7) é dependente do cômputo de $\mathbf{y}^H \mathbf{h}_j x_q$ (NAIDOO; XU; QUAZI, 2011). O cálculo de $\mathbf{y}^H \mathbf{h}_j$ requer N_r multiplicações complexas e $N_r - 1$ somas complexas. Efetuando esta operação para $j \in [1 : N_t]$ obtém-se $N_t(2N_r - 1)$ operações complexas. Como $\mathbf{y}^H \mathbf{h}_j$ já foi calculado anteriormente, a sua multiplicação por x_q requer uma multiplicação complexa. Esta operação é efetuada M vezes para cada $j \in [1 : N_t]$, totalizando assim $N_t M$ operações complexas. Com isso, o segundo termo apresenta $2N_r N_t + N_t M - N_t$ operações complexas. Somando-se as complexidades dos dois termos, obtém-se a complexidade total para o detector ótimo:

$$\xi_{\text{SM-OD}} = 3N_r N_t + N_t M - N_t + M \quad (4.1)$$

4.1.2 Detector MRC

O esquema SM proposto por Mesleh (MESLEH et al., 2006) realiza a detecção da informação por meio da estimativa sequencial do índice da antena transmissora e do símbolo transmitido. A detecção do índice da antena de transmissão é dada pelas eq. (3.8) e (3.10). Em (MESLEH et al., 2006) foi mostrado que o numerador da eq. (3.8) resulta em N_r multiplicações complexas e $(N_r - 1)$ adições complexas. O quadrado da norma de Frobenius no denominador de (3.8) é obtido pela multiplicação do vetor \mathbf{h}_j de tamanho N_r pelo seu equivalente complexo conjugado. Esta operação requer N_r multiplicações complexas e nenhuma adição complexa. Como a eq. (3.8) é calculada para todos os valores de $j \in [1 : N_t]$,

portanto $3N_r N_t - N_t$ operações são necessárias. O valor absoluto em (3.10) é obtido multiplicando-se cada elemento z_j pelo seu respectivo complexo conjugado, efetuando então a raiz quadrada desta multiplicação (MESLEH, 2007). Com isso, são necessárias um total de N_t multiplicações complexas e zero adições complexas. Portanto, a estimativa do índice da antena de transmissão requer $\xi_{\text{AT}} = 3N_r N_t$ operações complexas.

A complexidade da detecção do símbolo é obtida por meio da análise de operações complexas executadas pelo quantizador. Cada limiar de comparação do quantizador é considerado como uma soma complexa. Dada a modulação M -QAM, em que $\mathbf{m} = \log_2(M)$ é o número de bits/símbolo, a análise pode ser dividida pela disposição da constelação no diagrama de pontos: quadrada (\mathbf{m} par) e retangular (\mathbf{m} ímpar). O quantizador para \mathbf{m} par requer $2^{\left(\frac{2+\mathbf{m}}{2}\right)} - 2$ operações complexas. Para \mathbf{m} ímpar são necessárias $3 \cdot 2^{\left(\frac{\mathbf{m}-1}{2}\right)} - 2$ operações complexas. Desta forma, a complexidade do quantizador (ξ_{SIMB}) pode ser expressa como:

$$\xi_{\text{SIMB}} = \begin{cases} 2^{\left(\frac{2+\mathbf{m}}{2}\right)} - 2, & \text{para } \mathbf{m} \text{ par} \\ 3 \cdot 2^{\left(\frac{\mathbf{m}-1}{2}\right)} - 2, & \text{para } \mathbf{m} \text{ ímpar} \end{cases} \quad (4.2)$$

Com isso, tem-se que a complexidade computacional total do detector SM-MRC é dada por:

$$\xi_{\text{SM-MRC}} = \begin{cases} 3N_r N_t + 2^{\left(\frac{2+\mathbf{m}}{2}\right)} - 2, & \text{para } \mathbf{m} \text{ par} \\ 3N_r N_t + 3 \cdot 2^{\left(\frac{\mathbf{m}-1}{2}\right)} - 2, & \text{para } \mathbf{m} \text{ ímpar} \end{cases} \quad (4.3)$$

4.1.3 Detector NMRC

No detector NMRC a detecção dos dados de informação é feita de forma sequencial, em que a detecção do símbolo transmitido somente é realizada após a estimativa do índice da antena de transmissão ter sido realizada. As eq. (3.13) e (3.14) são utilizadas para realizar a estimativa do índice da antena transmissora. A normalização da coluna da matriz de canal na eq. (3.13), i.e., $(\mathbf{h}_j^H / \|\mathbf{h}_j\|_F)$, requer $N_r N_t$ multiplicações complexas, já que somente a norma de Frobenius de \mathbf{h}_j para $j \in [1 : N_t]$ resulta em operações complexas. Esta coluna normalizada da matriz de canal é então multiplicada pelo vetor recebido para $j \in [1 : N_t]$, resultando assim em $N_r N_t$ multiplicações complexas e $N_t(N_r - 1)$ adições complexas. O cálculo do valor absoluto de \bar{s}_j na eq. (3.14) é obtido pela raiz quadrada da

sua multiplicação com o seu respectivo complexo conjugado, resultando em N_t multiplicações complexas (MESLEH, 2007). Consequentemente, a estimativa do índice da antena de transmissão requer um total de $\xi_{\text{NMRC}}^{\text{at-idx}} = 3N_r N_t$ operações complexas.

A estimativa de símbolo é feita utilizando-se (3.15) e (3.16). O cálculo da eq. (3.15) não requer operação complexa adicional, pois a norma de Frobenius já foi calculada anteriormente na etapa de estimativa do índice da antena transmissora. Com isso, a complexidade da estimativa do símbolo transmitido será analisada pelo número de operações complexas do quantizador. Uma vez que esta complexidade já foi previamente calculada em (4.2), tem-se que a complexidade total em termos de operações complexas para o detector NMRC é dada por:

$$\xi_{\text{SM-NMRC}} = \begin{cases} 3N_r N_t + 2^{\binom{m+2}{2}} - 2, & \text{para } m \text{ par} \\ 3N_r N_t + 3 \cdot 2^{\binom{m-1}{2}} - 2, & \text{para } m \text{ ímpar} \end{cases} \quad (4.4)$$

4.1.4 Detector AI-List

A lista utilizada por este detector é composta por c pares de candidatos (símbolos e índices de antenas) e resulta de cálculos associados às eq. (3.17) a (3.20). Estas etapas de cálculos são similares àquelas realizadas para o detector NMRC, eq. (3.13) e (3.16). Consequentemente, o cálculo da eq. (3.17) e (3.18) requer $3N_r N_t$ operações complexas. A eq. (3.19) não realiza cálculo de operação complexa; no entanto, a eq. (3.20) do quantizador é calculada para os c candidatos e resulta em $c\xi_{\text{SIMB}}$ operações complexas. Deste modo, para gerar a lista de candidatos são necessárias $\xi_{\text{AI}}^{\text{List}} = 3N_r N_t + c\xi_{\text{SIMB}}$ operações complexas. A estimativa final da informação transmitida é obtida pela busca baseada na métrica ML, dada pela eq. (3.21). O cômputo de $(\mathbf{y} - \mathbf{h}_{\hat{t}_k} \hat{x}_{\iota, \hat{t}_k})$ requer N_r multiplicações complexas e N_r adições complexas. Para o cálculo do quadrado da norma, N_r multiplicações complexas são necessárias. Como estes cálculos são realizados para uma lista de tamanho c , o número total de operações complexas na busca ML é igual a $\xi_{\text{AI}}^{\text{ML}} = 3cN_r$. Desta forma, a complexidade do detector AI-List é dada por:

$$\xi_{\text{SM-AI}} = \begin{cases} 3N_r N_t + 3cN_r + c \left\{ 2^{\binom{2+m}{2}} - 2 \right\}, & m \text{ par} \\ 3N_r N_t + 3cN_r + c \left\{ 3 \cdot 2^{\binom{m-1}{2}} - 2 \right\}, & m \text{ ímpar} \end{cases} \quad (4.5)$$

4.2 Complexidade SSK

A complexidade para o problema de detecção ótima SSK será feita pela análise do termo dominante $(\mathbf{y} - \frac{\mathbf{h}_j}{2})^H \mathbf{h}_j$ da eq. (3.26). A soma de vetores no termo $(\mathbf{y} - \frac{\mathbf{h}_j}{2})^H$ é realizado para as N_t antenas transmissoras, resultando assim em $N_r N_t$ operações complexas. A multiplicação no termo $(\mathbf{y} - \frac{\mathbf{h}_j}{2})^H \mathbf{h}_j$ requer N_r multiplicações complexas e $(N_r - 1)$ adições complexas. Efetuando esta operação para $j \in [1 : N_t]$, obtém-se $N_t(2N_r - 1)$ operações complexas. Portanto, a complexidade para o detector ótimo SSK é dada por:

$$\xi_{\text{SSK}} = 3N_r N_t - N_t \quad (4.6)$$

Finalmente, note-se que a complexidade para GSSK não será demonstrada, uma vez que os resultados de complexidade para este esquema são semelhantes aos obtidos para o esquema SSK. Uma complexidade extra do esquema GSSK está na determinação da constelação ótima a ser utilizada, porém esta determinação do conjunto ótimo é feito somente uma vez e, portanto pode ser desprezada nesta análise.

4.3 Complexidade V-BLAST

A complexidade computacional do receptor V-BLAST de erro quadrático médio mínimo (MMSE) foi obtido a partir de (MESLEH, 2007) para referência. O critério MMSE requer duas multiplicações de matrizes, uma inversão e uma adição (BÖHNKE et al., 2003). A primeira multiplicação realizada requer $N_t^2 N_r$ multiplicações complexas e $N_t^2(N_r - 1)$ somas complexas. Por sua vez, a soma de matrizes requer N_t^2 adições complexas. A inversão de matriz será realizada utilizando o método de eliminação de Gauss. Em (GOLUB; LOAN, 1996) este método requer $2n^3/3$ flops para matrizes contendo números reais. Para a análise de complexidade computacional admitindo apenas operações com números complexos, será considerado que uma multiplicação e uma adição complexa correspondem a seis e dois flops, respectivamente. Assim, para o pior caso, a inversão de matriz requer $4N_t^3$ operações complexas. A segunda multiplicação de matrizes requer N_t^3 multiplicações complexas e $N_t^2(N_t - 1)$ adições complexas. Com isso, tem-se que são necessárias $(6N_t^3 + 2N_r N_t^2 - N_t^2)$ operações complexas para este critério MMSE. Dado que o V-BLAST executa estas operações para $j \in [1 : N_t]$, o total de operações complexas no receptor é prontamente obtido:

$$\xi_{\text{V-BLAST}} = \sum_{j=1}^{N_t} (6j^3 + 2N_r j^2 - j^2) \quad (4.7)$$

As Tabela 4.1 sintetiza as complexidades dos sistemas SM e V-BLAST, em termos de número de operações complexas.

Tabela 4.1: Número de operações complexas para esquemas SM e V-BLAST.

Sistema	Soma e Multiplicação	Multiplicação	Soma
SM MRC	$3N_r N_t + \xi_{\text{SIMB}}$	$2N_r N_t + N_t$	$N_r N_t - N_t + \xi_{\text{SIMB}}$
SM NMRC	$3N_r N_t + \xi_{\text{SIMB}}$	$2N_r N_t + N_t$	$N_r N_t - N_t + \xi_{\text{SIMB}}$
SM AI-List	$3N_r N_t + 3cN_r + c\xi_{\text{SIMB}}$	$2N_r N_t + N_t + 2cN_r$	$N_r N_t - N_t + cN_r + c\xi_{\text{SIMB}}$
SM Ótimo	$3N_r N_t + N_t M - N_t + M$	$2N_r N_t + N_t M + M$	$N_r N_t - N_t$
SSK	$3N_r N_t - N_t$	$N_r N_t$	$2N_r N_t - N_t$
V-BLAST	$\sum_{j=1}^{N_t} (6j^3 + 2N_r j^2 - j^2)$	$\sum_{j=1}^{N_t} (j^3 + N_r j^2)$	$\sum_{j=1}^{N_t} (j^3 + N_r j^2 - j^2)$

De imediato, verifica-se que SM-MRC e SM-NMRC possuem complexidades computacionais iguais quando somente operações complexas são consideradas.

4.4 Complexidade para diferentes valores de N_r e N_t

A Fig. 4.1 coloca em perspectiva as complexidades dos esquemas SM-MRC, SM-AI-List, SM-OD, SSK e V-BLAST quando são incrementados o número de antenas transmissoras e receptoras no intervalo $N_r, N_t \in [1 : 32]$, considerando modulação BPSK. A complexidade de SM-NMRC não foi incluída neste resultado, pois conforme dito anteriormente, resulta idêntica à complexidade SM-MRC. Neste gráfico, percebe-se que a ordem da complexidade V-BLAST é muito maior quando comparada com qualquer um dos esquemas de modulação espacial apresentados. Já o esquema SSK possui a menor complexidade computacional. Evidencia-se também a proximidade existente entre as complexidades dos detectores ótimo, AI-List e MRC para o esquema de modulação espacial. Diante destes fatos conclui-se que em sistemas MIMO denso a complexidade de V-BLAST será muito maior do que a complexidade da modulação espacial.

A Fig. 4.2 apresenta os resultados de complexidade em termos de operações complexas para os detectores SM e também para o detector ótimo SSK. Percebe-se que os detectores SM-MRC, SM-OD e SSK apresentam complexidades muito próximas para qualquer faixa de N_r ou N_t . Nota-se que a detecção SM-AI-List é mais sensível ao número de antenas receptoras do que os demais, apresentando portanto maior complexidade. Diante desta análise, conclui-se que a métrica do compromisso desempenho \times complexidade praticamente será decidida pelo

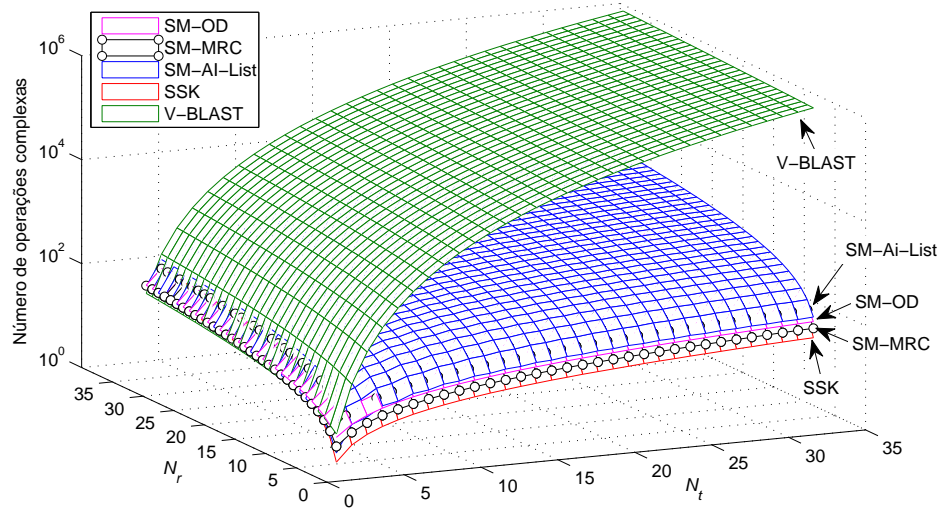


Figura 4.1: Número de operações complexas para SM-MRC, SM-Ai-List, SM-OD, SSK e V-BLAST variando N_r e N_t . Modulação BPSK ($M = 2$)

desempenho do sistema em termos de taxa de erro, a ser discutido no Capítulo 5.

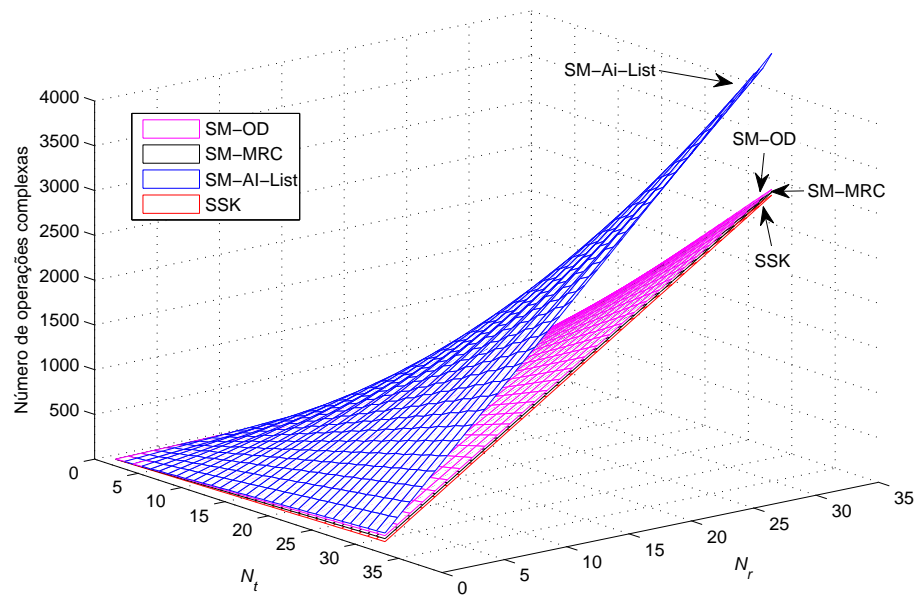


Figura 4.2: Número de operações complexas para SM-MRC, SM-Ai-List, SM-OD e SSK variando N_r e N_t . Modulação BPSK ($M = 2$)

É importante notar que os resultados de complexidade computacional para o mesmo número de antenas transmissoras e receptoras para diferentes esquemas, não implica que os sistemas SM, SSK, GSSK e V-BLAST estejam transmitindo informação com a mesma eficiência espectral, pois estes sistemas podem utilizar diferentes combinações de antenas transmissoras e bits/símbolo para obterem a mesma eficiência espectral. Seguindo esta métrica, a seção 4.5 mostra a complexidade computacional desses sistemas considerando a mesma eficiência espectral.

4.5 Complexidade Comparada sob a Perspectiva da Eficiência Espectral

Os sistemas SM, SSK e V-BLAST utilizam um número diferente de antenas transmissoras e bits/símbolo para obterem a mesma eficiência espectral de dados, a qual, para um sistema genérico, é definida como (BENEDETTO; BIGLIERI, 1999):

$$r = \frac{R_c}{BW} [\text{bits/s/Hz}] \quad (4.8)$$

em que R_c é a taxa de bits por instante de transmissão e BW é a largura de banda do sistema. A Tabela 4.2 sumariza as eficiências espectrais para SM, SSK e V-BLAST em função do número de antenas transmissoras N_t e ordem de modulação M .

Tabela 4.2: Eficiência Espectral para SM, SSK e V-BLAST.

Sistema	R_c	Largura de banda	Eficiência Espectral
SM	$\log_2(N_t M)$	BW	$[\log_2(N_t M)] / BW$
SSK	$\log_2 N_t$	BW	$(\log_2 N_t) / BW$
V-BLAST	$N_t \log_2 M$	BW	$(N_t \log_2 M) / BW$

Nesta seção são avaliadas e comparadas as complexidades associadas a estes sistemas quando a mesma eficiência espectral é adotada para todos os esquemas SM e V-BLAST. Desta forma, a análise torna-se mais justa quando se adota o critério de mesma eficiência espectral. Para o detector SM-AI-List, todos os resultados de complexidade apresentados nesta seção assumem $c = N_t/2$. A Fig. 4.3 apresenta as complexidades em termos de multiplicações e adições complexas em função da eficiência espectral, a qual varia no intervalo de $r = 3$ a $r = 15$ [bits/s/Hz], considerando modulação BPSK e 8-QAM.

Na Fig. 4.3 nota-se que a complexidade com somas e multiplicações complexas do esquema SSK é sempre maior que as complexidades das demais técnicas de transmissão baseadas em modulação espacial. Observa-se também que para modulação BPSK e taxas superiores a 12–13 [bits/s/Hz], a complexidade V-BLAST será sempre menor que as complexidades das técnicas de modulação espacial, pois para SSK é necessário um número muito grande de antenas transmissoras para atingir certa eficiência espectral. Constata-se mais uma vez que a complexidade obtida para SM-NMRC é praticamente a mesma que SM-MRC.

Ainda na Fig. 4.3, observa-se que a complexidade para V-BLAST com modulação 8QAM é sempre menor que as complexidades dos esquemas de modulação espacial, pois com o aumento da ordem de modulação, um menor número de

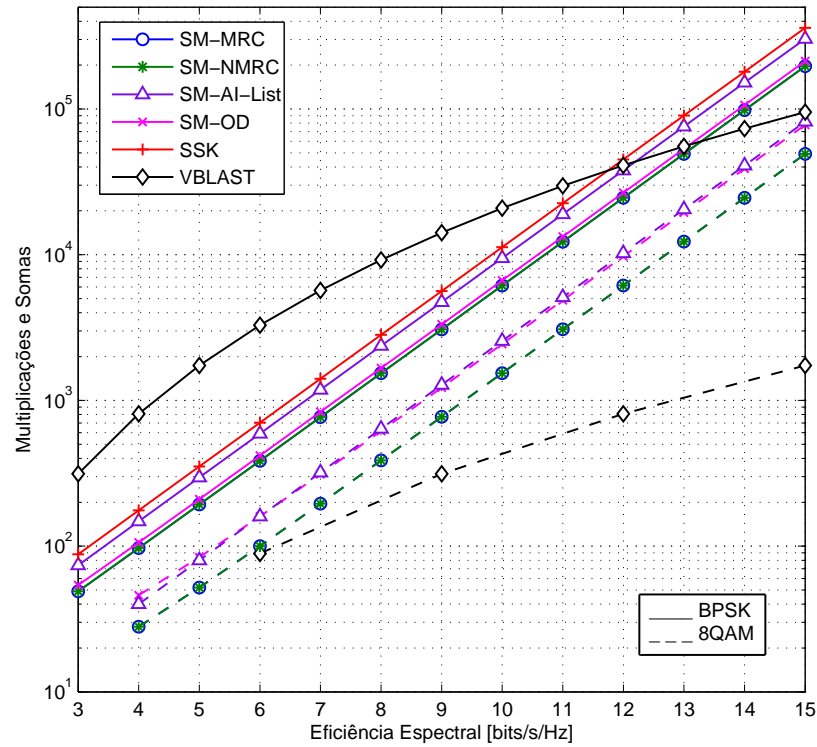


Figura 4.3: Número de operações complexas para SM-MRC, SM-NMRC, SM-AI-List, SM-OD, SSK e V-BLAST para mesma eficiência espectral.

antenas de transmissão é necessário para V-BLAST atingir determinada eficiência espectral, como mostrado na Tabela 4.2. Como pode ser visto na Fig. 4.3, eficiências espectrais realizáveis para 8QAM V-BLAST estão na faixa de $r \geq 6$ [bits/s/Hz]. Já para SM e SM-OD, a eficiência espectral pode ser ajustada alterando-se a ordem de modulação (M) e o número de antenas transmissoras. No exemplo da Fig. 4.3 utilizou-se modulação BPSK e 8QAM. Para SM com modulação BPSK é necessário um grande número de antenas transmissoras para obter alta eficiência espectral. Já com o uso da modulação 8QAM atinge-se esta mesma eficiência espectral com 25% do total de antenas transmissoras utilizadas no sistema com modulação BPSK, apresentando assim menor complexidade. Deste modo, observa-se que para uma mesma complexidade, o esquema SM-OD atinge maior eficiência espectral que o esquema SSK. No exemplo de SM-OD versus SSK, este último obtém eficiência espectral de 2 [bits/s/Hz] abaixo da obtida com SM-OD (8QAM).

Para o caso de sistemas MIMO denso, em que a eficiência espectral é da ordem de dezenas ou mesmo centenas de bits/s/Hz, nota-se pela Fig. 4.3 que V-BLAST possui menor complexidade quando comparado com os esquemas SM e SSK. Por meio de análise da Tabela 4.2 verifica-se a razão desta superioridade da técnica V-BLAST: a eficiência espectral para V-BLAST cresce linearmente com o número de antenas transmissoras, enquanto que para SM e SSK o aumento

se dá em escala logarítmica. Desta forma, para um mesmo número de antenas transmissoras, a técnica V-BLAST apresenta eficiência espectral muito superior à SM, sem a necessidade de aumentar significativamente a ordem da modulação M -QAM. No caso de SM, para não utilizar um número demasiadamente grande de antenas transmissoras, a obtenção de alta eficiência espectral fica condicionada à utilização de alta ordem de modulação. Já para SSK obter eficiência espectral maior do que 10 [bits/s/Hz] são necessárias mais de 1024 antenas transmissoras, ou seja, pode ser um esquema não muito atrativo para sistemas MIMO denso.

Ressalta-se que a maior complexidade obtida nesta análise para a técnica SSK não está em consonância com a análise feita em (JEGANATHAN et al., 2009), em que SSK apresenta complexidade computacional menor que SM e SM-OD. Porém, é importante notar que em (JEGANATHAN et al., 2009) a complexidade é feita somente com multiplicações complexas enquanto que neste trabalho de dissertação, a complexidade é analisada considerando-se tanto multiplicações quanto adições complexas. Na Tabela 4.1, para efeito de análise e comparação, a complexidade com multiplicação é apresentada separadamente da complexidade com adição complexa. Nota-se nesta tabela que a complexidade em termos de somas complexas da técnica SSK é aproximadamente o dobro da complexidade obtida para SM-OD. No entanto, sabe-se que para a técnica SSK atingir a mesma eficiência espectral que SM-OD é necessário o uso de, no mínimo, o dobro de antenas transmissoras utilizadas na modulação SM-OD. Por exemplo, para uma eficiência espectral de 4 [bits/s/Hz], SSK necessita de 16 antenas transmissoras enquanto que SM pode utilizar modulação BPSK com 8 antenas transmissoras ou modulação 4QAM e 4 antenas ou ainda 8QAM com 2 antenas transmissoras. Desta forma, vê-se que o número de somas complexas para SSK é no mínimo aproximadamente quatro vezes superior ao número de somas complexas do sistema SM-OD.

Analisando ainda a complexidade em termos de multiplicações complexas na Tabela 4.1 e seguindo o raciocínio desenvolvido anteriormente de que SSK utiliza no mínimo o dobro de antenas utilizadas por SM, mostra-se que a complexidade em termos de multiplicações da técnica SM-OD é ligeiramente maior que a complexidade da técnica SSK. De fato, observa-se que a complexidade SSK com multiplicações apresenta um único termo, $N_r N_t$, que é igual à metade do primeiro termo da complexidade SM-OD com multiplicações: $2N_r N_t + N_t M + M$. Uma vez que para uma mesma eficiência espectral o esquema SSK utiliza o dobro de antenas necessárias ao SM-OD, conclui-se imediatamente que a complexidade em termos de multiplicações complexas de SSK é menor do que a apresentada por

SM-OD. Este resultado corrobora a conclusão obtida em (JEGANATHAN et al., 2009).

Os resultados de complexidade em termos de somas e multiplicações da Fig. 4.4 confirmam as conclusões anteriores. Observe-se que a complexidade SSK é menor do que SM-OD somente quando multiplicações complexas são computadas. Já quando adições complexas são utilizadas no cômputo da complexidade computacional, SSK apresenta complexidade superior à obtida para SM-OD.

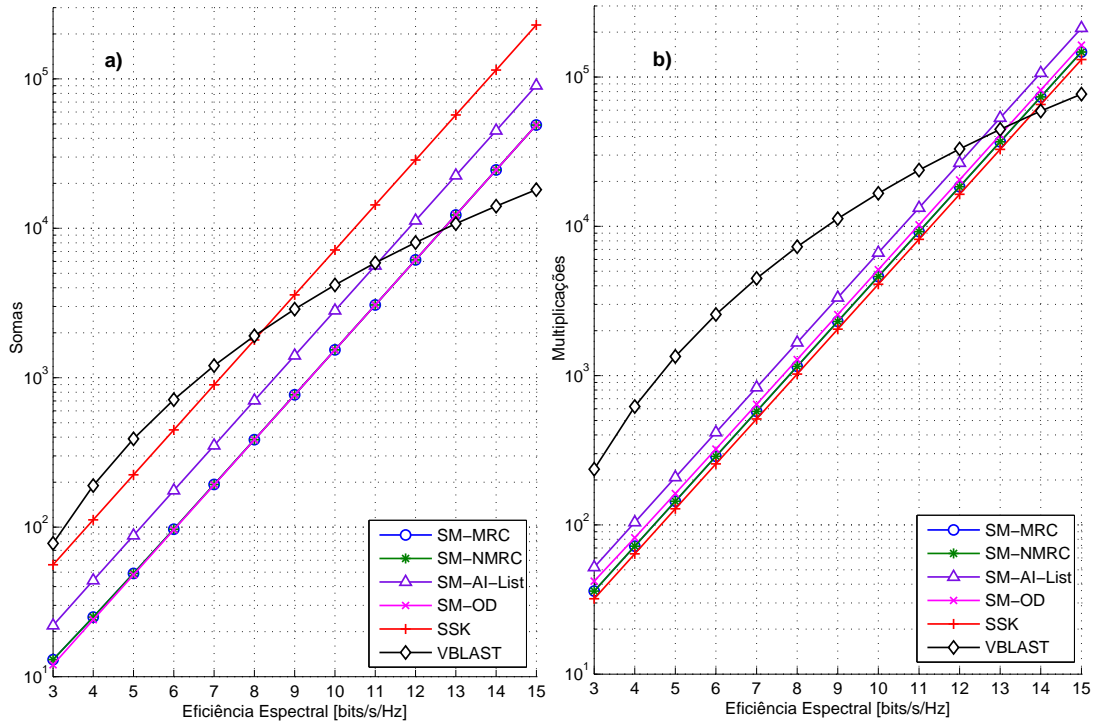


Figura 4.4: Complexidade em termos de número de operações complexas para esquemas SM e V-BLAST com BPSK e $r \in [3 : 15]$ [bits/s/Hz]. a) Somadas complexas; b) Multiplicações complexas.

No estudo feito até este ponto do trabalho, a análise de complexidade computacional considera que somas e multiplicações complexas contribuem igualmente no cômputo da complexidade. Para reforçar o estudo de complexidade e avaliar a eficácia da análise em termos de operações complexas, será formulada a complexidade com soma e multiplicação complexas sendo devidamente ponderadas em termos de operações reais. Para este fim, as complexidades para as técnicas em estudo serão realizadas em termos de operações de ponto flutuante (flops) para matrizes contendo números reais. Conforme comentado anteriormente na seção 4.3, um flop equivale a uma multiplicação ou adição de números reais. Nesta análise, considera-se que uma multiplicação e uma adição complexa equivalem à 6 flops e 2 flops, respectivamente. Ressalte-se ainda que serão refeitas as análises realizadas nas seções 4.1, 4.2 e 4.3 para que as operações reais anteriormente

desprezadas sejam agora incluídas no cômputo da complexidade computacional. Desta forma, na Tabela 4.3 são apresentadas as complexidades obtidas em termos de flops para os diferentes sistemas MIMO analisados.

Tabela 4.3: Número de flops para os esquemas SM e V-BLAST.

Sistema	Flops
SM MRC	$14N_r N_t + 6N_t + 2^{\left(\frac{4+m}{2}\right)} - 4$, para m par $14N_r N_t + 6N_t + 3 \cdot 2^{\left(\frac{m+1}{2}\right)} - 4$, para m ímpar
SM NMRC	$16N_r N_t + 5N_t + 2^{\left(\frac{4+m}{2}\right)} - 3$, para m par $16N_r N_t + 5N_t + 3 \cdot 2^{\frac{m+1}{2}} - 3$, para m ímpar
SM AI-List	$16N_r N_t + 5N_t + 15cN_r + c \left\{ 2^{\left(\frac{4+m}{2}\right)} - 3 \right\}$, m par $16N_r N_t + 5N_t + 15cN_r + c \left\{ 3 \cdot 2^{\left(\frac{m+1}{2}\right)} - 3 \right\}$, m ímpar
SM Ótimo	$14N_r N_t + 7N_t M - N_t + 6M$
SSK	$11N_r N_t - 2N_t$
V-BLAST	$\sum_{j=1}^{N_t} (32j^3 + 8N_r j^2 - 2j^2)$

A tendência da complexidade em termos de flops para esquemas SM e V-BLAST é mostrada na Fig. 4.5. Novamente, verifica-se a mesma tendência observada com a análise de complexidade em termos de multiplicações e adições complexas, por exemplo, a técnica SSK apresenta maior complexidade computacional do que a técnica SM-OD para qualquer eficiência espectral. Comparando-se a complexidade em termos de números de operações complexas (multiplicações e somas) da Fig. 4.3 com o número de flops apresentados na Fig. 4.5, constata-se que o formato das curvas, tendência e ordem do nível de complexidade são semelhantes para as duas métricas. Deste modo, estes resultados corroboram a consistência da análise de complexidade em termos do número de multiplicações e adições complexas desenvolvida anteriormente.

Ainda com relação à Fig. 4.5, verifica-se que os esquemas SM apresentam complexidades que se mantêm muito próximas uma das outras, ao passo que a complexidade para V-BLAST torna-se menor que as complexidades dos esquemas SM para elevadas eficiências espectrais, superiores a 13 – 14 [bits/s/Hz]. Concluindo, nota-se que a complexidade SSK é muito próxima à complexidade apresentada pelas demais técnicas SM por apresentar a mesma ordem de complexidade, $\mathcal{O}(n^2)$, em que $n = N_t = N_r$, para complexidade em termos de multiplicações e adições. Nota-se que nesta mesma condição, o esquema V-BLAST resulta em $\mathcal{O}(n^3)$.

Finalmente, a análise da complexidade em termos de número de flops para sistemas MIMO denso mostra que o resultado se mantêm com relação à análise feita com operações complexas (Fig. 4.3). Na Fig. 4.5 observa-se que a complexidade

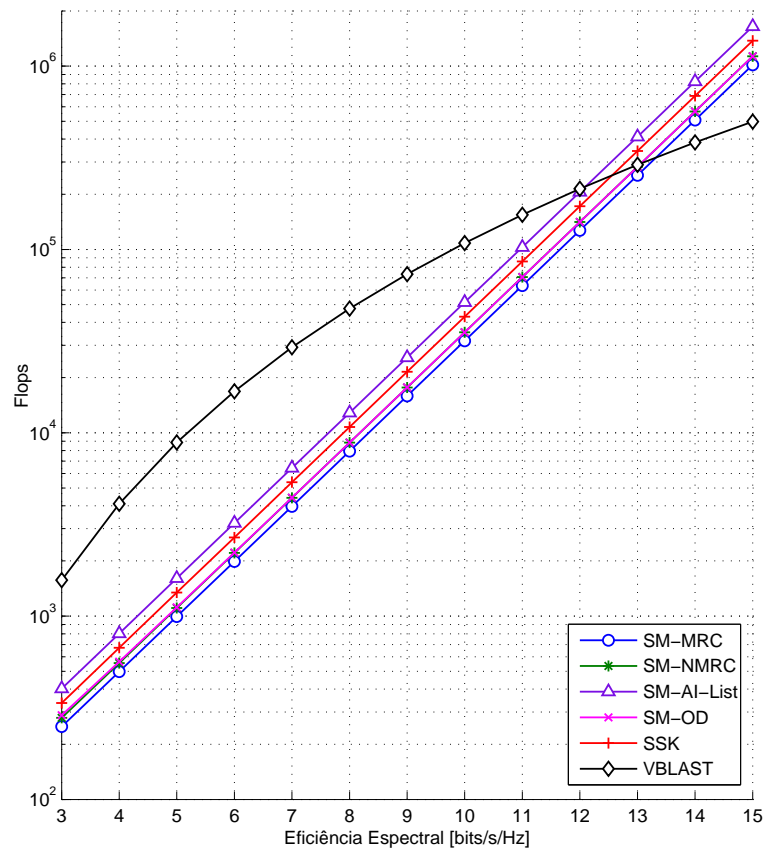


Figura 4.5: Complexidade em termos de flops para esquemas SM e V-BLAST com BPSK e $r \in [3 : 15]$ [bits/s/Hz].

para V-BLAST em eficiências espectrais acima de 13 [bits/s/Hz] torna-se menor que qualquer esquema de modulação espacial analisado. Portanto, para sistemas MIMO operando sob elevados ganhos de multiplexação, V-BLAST apresenta um menor custo computacional em relação a qualquer esquema de modulação espacial.

5 Resultados Numéricos

Neste capítulo são apresentados e comparados resultados de simulação para sistemas de modulação espacial e também V-BLAST. Os resultados numéricos para os sistemas em análise foram obtidos via simulação computacional Monte Carlo, em que a taxa de erro de bit (BER) é obtida como função da SNR média em cada antena receptora. A obtenção de resultados via simulação Monte Carlo possibilita que seja feita uma análise ampla do sistema de interesse, no caso SM, de tal forma que a caracterização de desempenho é feita em diversas configurações de sistemas. Parte destes resultados de simulação foram corroborados por resultados analíticos obtidos na literatura para configurações específicas de sistema (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008b; RENZO; HAAS, 2012; BASAR et al., 2012; MIRIDAKIS; VERGADOS, 2012).

Os resultados de simulação são obtidos inicialmente em canal Rayleigh com correlação espacial e estimativa imperfeita do canal, sendo que em seguida a análise é expandida para canal Nakagami- m espacialmente correlacionado. Por fim, são discutidos os resultados de desempenho para SM e V-BLAST em sistemas MIMO denso.

5.1 Desempenho SM em canal Rayleigh

Esta seção apresenta os resultados para sistemas SM e V-BLAST em canal MIMO plano, considerando distribuição Rayleigh para a amplitude e distribuição uniforme para a fase, assim como descrito na seção 2.1. O ruído é admitido AWGN com média zero e variância σ^2 de acordo com $\sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$. Para canais correlacionados, será utilizado o modelo de correlação exponencial descrito na seção 2.1.1.

5.1.1 Esquema SM Convencional - Detector Ótimo e MRC

Na Fig. 5.1 são apresentados resultados de desempenho para SM com 3 bits de transmissão, quatro antenas transmissoras, quatro receptoras e constelação BPSK sob efeito do ruído AWGN. O canal adotado é Rayleigh plano. O desempenho para o sistema V-BLAST com eficiência espectral de 3 [bits/s/Hz], $N_t = 3$, modulação BPSK e receptor de erro quadrático médio mínimo (MMSE) com cancelamento de interferência sucessiva ordenada (OSIC) foi obtido a partir de (WOLNIANSKY et al., 1998; WÜBBEN et al., 2003).

Observa-se que o desempenho do detector SM convencional MRC é muito degradado, não sendo suficiente para atender a demanda da taxa de dados atual. No outro extremo, o detector SM convencional ótimo apresenta um desempenho comparável a outras topologias já consolidadas na literatura, como por exemplo, V-BLAST (WOLNIANSKY et al., 1998). O ganho da modulação espacial com detecção ótima e canal convencional (HC) é de aproximadamente 1 [dB] sobre o esquema V-BLAST à taxa de erro de bit de 10^{-4} , enquanto mantém uma complexidade reduzida em relação ao V-BLAST para esta eficiência espectral. Adicionalmente, o desempenho do detector SM-MRC é melhorado com a introdução da normalização do canal¹ (HN). Observa-se uma substancial melhoria de desempenho acima de 6 [dB] para o esquema SM com detecção sub-ótima MRC com canal normalizado. No entanto, a normalização do canal afeta negativamente o desempenho do detector ótimo. Neste caso, o desempenho do sistema é degradado em ≈ 5 [dB] nas regiões de médio e alto SNR.

Desta maneira, o detector ótimo com canal convencional, ou seja, canal sem normalização dos coeficientes antes da transmissão, torna-se a melhor escolha para o sistema SM. Além de resultar na menor taxa de erro de bit para uma mesma SNR quando comparado ao MRC, não requer normalização de canal para obter este melhor desempenho. Tendo em vista normalizar o canal antes da transmissão dos dados faz-se necessário o conhecimento prévio das condições do canal naquele instante, ou seja, um *feedback* do receptor. Esta condição impõe uma complexidade extra na implantação do sistema. Desta forma, para o restante deste capítulo será assumido canal convencional em todas as configurações, a menos que seja informada qual a condição do canal.

¹Conforme descrito na subseção 3.2.4.

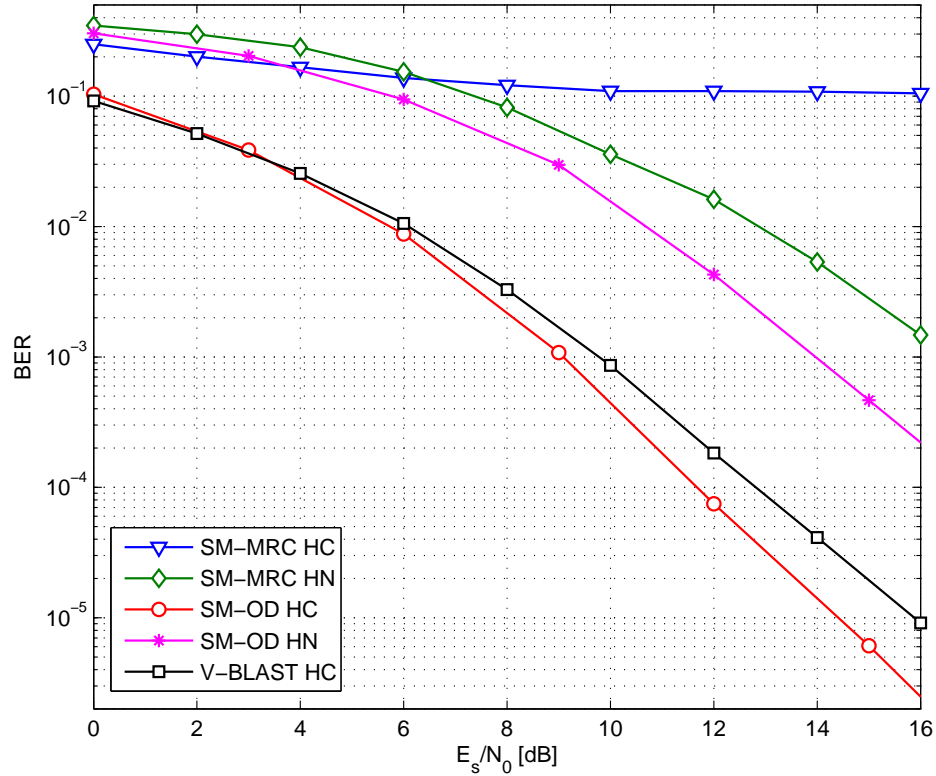


Figura 5.1: Modulação Espacial: 3 [bits/s/Hz] com modulação BPSK e 4 antenas transmissoras. Canal normalizado (HN) e canal convencional (HC). Desempenho V-BLAST com $N_t = 3$ e $M = 2$.

5.1.2 Esquema SSK

Na Fig. 5.2 são apresentados resultados de desempenho para SSK e SM com 3 bits de transmissão sob efeito do ruído AWGN e canal Rayleigh plano. Utilizaram-se oito antenas transmissoras e quatro receptoras para o sistema SSK. Para se obter a mesma eficiência espectral (3 [bits/s/Hz]), o sistema SM é composto por quatro antenas transmissoras, quatro receptoras e modulação BPSK. O desempenho do detector SM MRC foi obtido com as condições de canal descritas na seção 3.2.4, sendo que estas condições não foram aplicadas para os demais sistemas. Novamente, o desempenho do esquema V-BLAST com eficiência espectral de 3 [bits/s/Hz], $N_t = 3$, modulação BPSK e receptor MMSE-OSIC foi incluído para referência.

Sob a mesma eficiência espectral, o desempenho SSK é praticamente idêntico ao obtido com detecção SM ótima, porém com menor complexidade. Esta baixa complexidade é atribuída ao fato do sinal transmitido na topologia SSK não ser modulado, diferentemente do que é feito na modulação espacial e na modulação APM. Esta característica possibilita o uso de detectores não coerentes no receptor, porém resulta em um transmissor fisicamente complexo, pois utiliza maior número de antenas (HAYKIN, 2001). Nota-se também o ganho de aproximadamente 1 [dB]

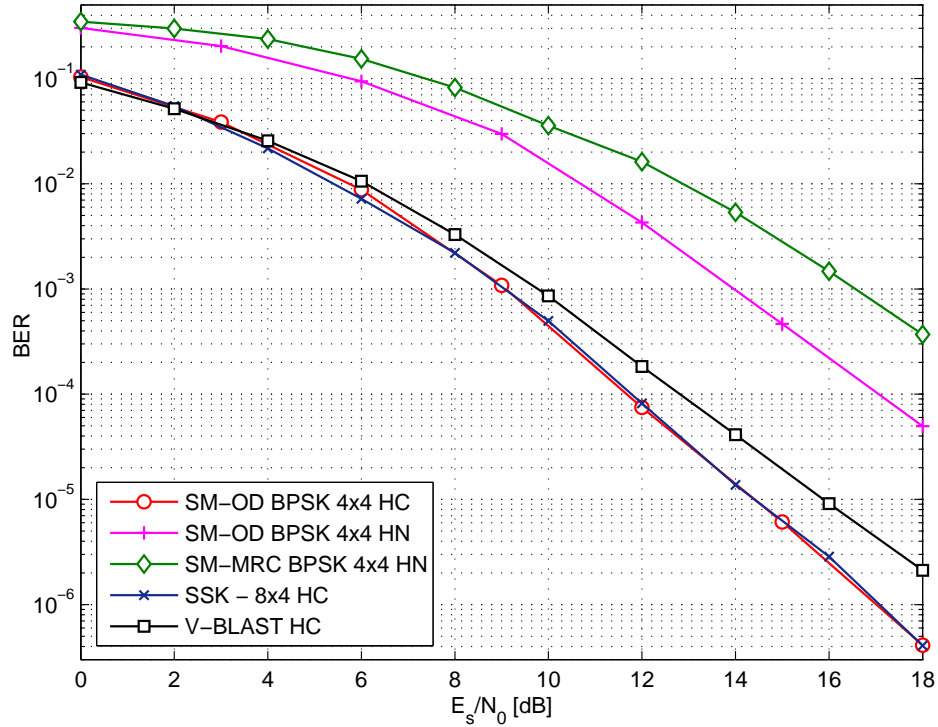


Figura 5.2: SSK, SM e V-BLAST: 3 [bits/s/Hz]. Canal com desvanecimento Rayleigh plano.

sobre o esquema V-BLAST na taxa de erro de bit de 10^{-4} .

Uma das maneiras de caracterizar o mérito de um determinado esquema MIMO é a avaliação da sua ordem de diversidade. Esta figura de mérito é definida como o negativo da inclinação assintótica da curva da taxa de erro de bit em função da SNR em escala log-log. Desta forma, a ordem de diversidade Δ pode ser expressa pelo seguinte limite (BIGLIERI et al., 2007):

$$\Delta = - \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log(BER)}{\log(SNR)} \quad (5.1)$$

Dada esta definição, obtém-se que a ordem de diversidade atingida pelo sistema SSK da Fig. 5.2 é máxima e igual a quatro, ou seja, igual a N_r , uma vez que somente uma antena transmissora é ativada a cada instante.

Note-se que tanto para o esquema de transmissão SSK quanto para SM, o desempenho depende das condições de canal, i.e., depende tanto da estimativa correta dos coeficientes de canal quanto da decorrelação espacial. A correta detecção do sinal depende da completa decorrelação entre os diversos canais associados às antenas transmissoras e receptoras.

5.1.3 Esquema GSSK

Na Fig. 5.3 são apresentados resultados de desempenho para os esquema GSSK e SSK com 3 bits de transmissão sob efeito do ruído AWGN e canal Rayleigh plano. Utilizaram-se quatro antenas receptoras para o sistema GSSK enquanto que no transmissor foram utilizadas três diferentes configurações: $(N_t = 5, n_t = 2)$, $(N_t = 7, n_t = 2)$ e $(N_t = 8, n_t = 1)$. O diagrama da constelação espacial utilizado nas simulações foi obtido a partir da constelação ótima de (3.32). O desempenho para SSK foi obtido com a configuração $N_t = 8$ e $N_r = 4$, enquanto o desempenho para o esquema V-BLAST foi obtido com $N_t = 3$, modulação BPSK e receptor MMSE-OSIC (WOLNIANSKY et al., 1998; WÜBBEN et al., 2003).

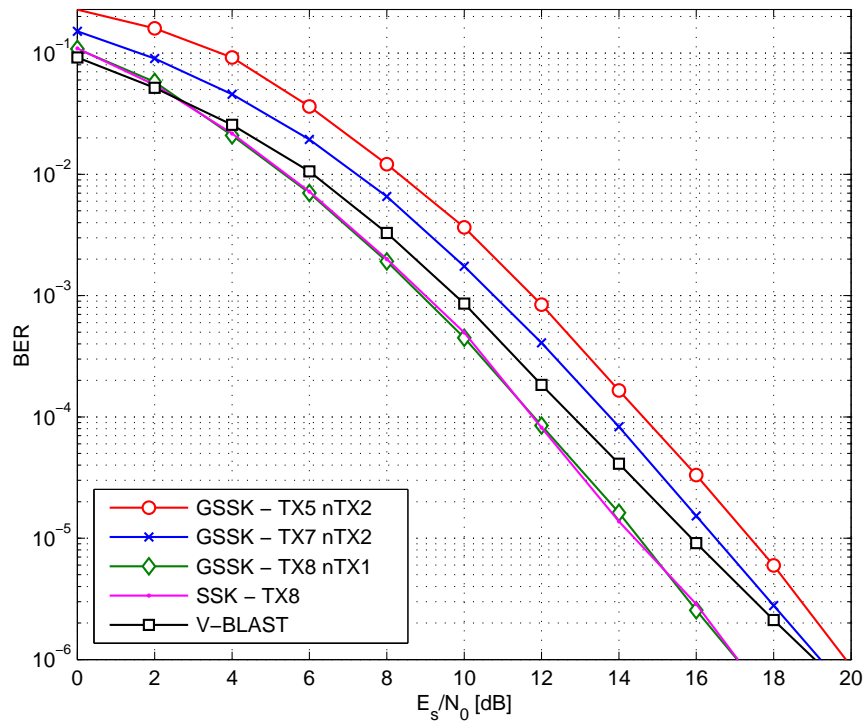


Figura 5.3: Desempenho GSSK, SSK e V-BLAST com $N_r = 4$, eficiência espectral de 3 [bits/s/Hz] em canal com desvanecimento Rayleigh plano.

Como era esperado, o desempenho GSSK para $N_t = 8$ e $n_t = 1$ é idêntico ao obtido pelo sistema SSK, uma vez que SSK é um caso especial do esquema GSSK. Diante disso e dos resultados apresentados anteriormente na seção 5.1.2, vê-se que o desempenho do esquema GSSK é praticamente idêntico ao obtido para detecção ótima SM, porém com menor complexidade e equivalente à complexidade do esquema SSK. Novamente, esta baixa complexidade é atribuída ao fato do sinal banda passante na topologia GSSK não ser modulado, diferentemente do que é feito na modulação espacial e na APM. Esta característica possibilita o uso de detectores não coerentes menos complexos no receptor. Também nota-se que o desempenho GSSK é degradado com a diminuição do número de antenas

transmissoras N_t . Para configurações de sistema GSSK com o mesmo número de antenas ativas n_t , porém com diferente número total de antenas transmissoras N_t , nota-se que quanto menor N_t maior é a chance da informação ser transmitida por antenas correlacionadas. Esta diferença em N_t também influencia no número total de pontos (\mathcal{M}') da constelação espacial GSSK, como mostrado na seção 3.4.1.1, impactando assim na escolha da constelação ótima GSSK. Observa-se também que o ganho de desempenho do esquema GSSK em relação ao esquema V-BLAST é de ≈ 1 [dB] para uma taxa de erro de bit de 10^{-4} . A ordem de diversidade deste sistema GSSK é igual a quatro, obtida pela inclinação assintótica ($SNR \rightarrow \infty$) ou por N_r . Apesar de mais de uma antena transmissora ser ativada a cada instante, nota-se que este esquema não explora e não obtém ganho de diversidade existente na transmissão.

Como foi constatado anteriormente, tanto para o esquema GSSK ou SSK quanto para o SM, o desempenho depende de estimativa correta do canal, bem como da decorrelação entre os diversos canais gerados a partir das antenas transmissoras e receptoras.

5.1.4 SM com detecção NMRC

As Fig. 5.4.a e 5.4.b mostram os desempenhos obtidos para o detector SM NMRC para eficiências espectrais de $r = 6$ e $r = 8$ [bits/s/Hz], respectivamente. Os resultados são comparados aos obtidos com a detecção ótima e com a detecção MRC em canal Rayleigh decorrelacionado. Para eficiência espectral de $r = 6$ [bits/s/Hz], duas configurações são utilizadas: quatro antenas transmissoras com modulação 16QAM e oito antenas transmissoras com modulação 8QAM. Eficiência espectral de $r = 8$ [bits/s/Hz] é obtida com quatro antenas transmissoras e 64QAM ou, alternativamente oito antenas transmissoras e modulação 32QAM. Para todas as configurações de sistema, quatro antenas receptoras são utilizadas, enquanto que a normalização de canal no transmissor é usada somente para a detecção MRC.

A partir das curvas de desempenho versus SNR da Fig. 5.4 observa-se que o detector NMRC tem um aumento significativo de desempenho em relação ao detector MRC e ainda não utiliza normalização do canal. No entanto, como descrito na seção 3.2.4, a detecção baseada na métrica MRC necessita de informação precisa sobre o estado do canal no transmissor, resultando assim em uma complexidade adicional agregada ao sistema SM MRC. Por outro lado, o sistema SM com detector NMRC não apresenta esta restrição, mesmo atingindo ganhos de

≈ 4 [dB] a uma SNR de 10^{-2} para 6 [bits/s/Hz].

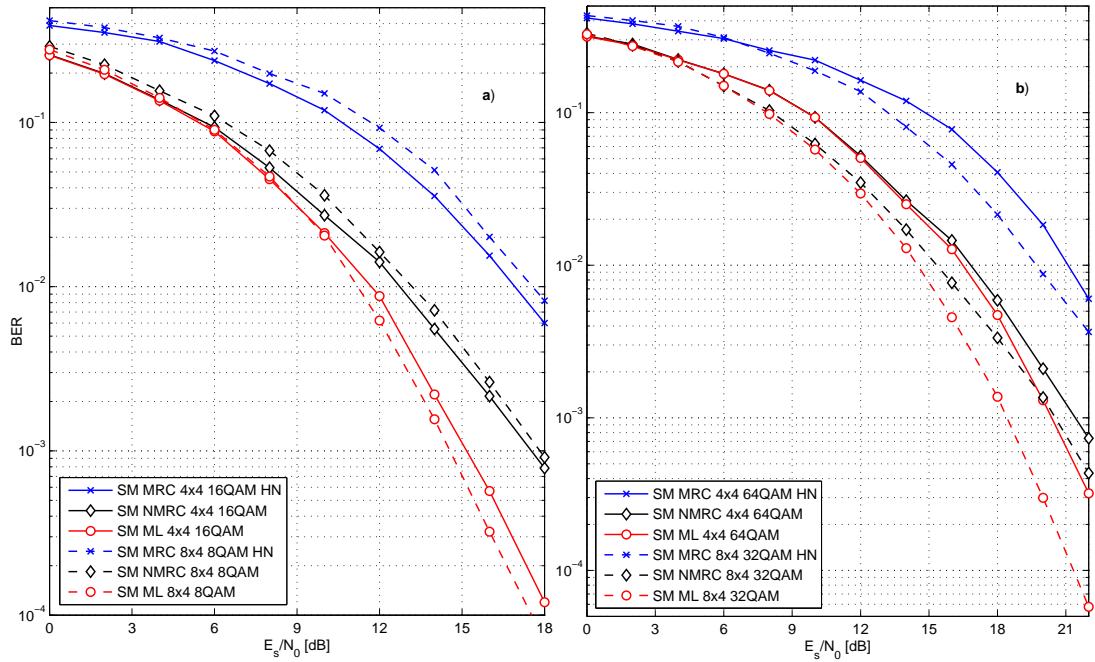


Figura 5.4: Desempenhos de detectores SM: MRC com canal normalizado, detectores NMRC e Ótimo com características de canal convencional, considerando diferente eficiências espectrais. a) $r = 6$ [bits/s/Hz]; b) $r = 8$ [bits/s/Hz]

Adicionalmente, na Fig. 5.4 nota-se que, com o aumento da eficiência espectral, tanto MRC quanto NMRC têm seus respectivos desempenhos em termos de taxa de erro de bit melhorados quando baixa ordem de modulação é utilizada. Deste modo, se o sistema SM requerer alta taxa de dados, então é mais confiável carregar maior parte da informação utilizando os índices das antenas transmissoras, ou seja, alto número de antenas de transmissão combinado às baixas ordens de modulação.

Finalmente, o detector ótimo para SM sempre obtém melhor desempenho em termos de BER, especialmente para sistemas com baixa ordem de modulação, em que o ganho de desempenho torna-se mais expressivo em relação aos obtidos com os esquemas sub-ótimos.

5.1.5 SM com detector AI-List

O desempenho para o detector AI-List em canal Rayleigh plano decorrelacionado é mostrado nas Fig. 5.5.a e 5.5.b para eficiência espectral de $r = 6$ e $r = 8$ [bits/s/Hz], respectivamente. Quatro antenas transmissoras e 16QAM ou oito antenas transmissoras com modulação 8QAM são utilizadas para a obtenção de uma eficiência espectral de 6 [bits/s/Hz], enquanto que quatro antenas trans-

missoras e 64QAM ou oito antenas de transmissão com modulação 32QAM são usadas tendo em vista atingir $r = 8$ [bits/s/Hz]. Quatro antenas são utilizadas na recepção para todas as configurações de transmissão do sistema.

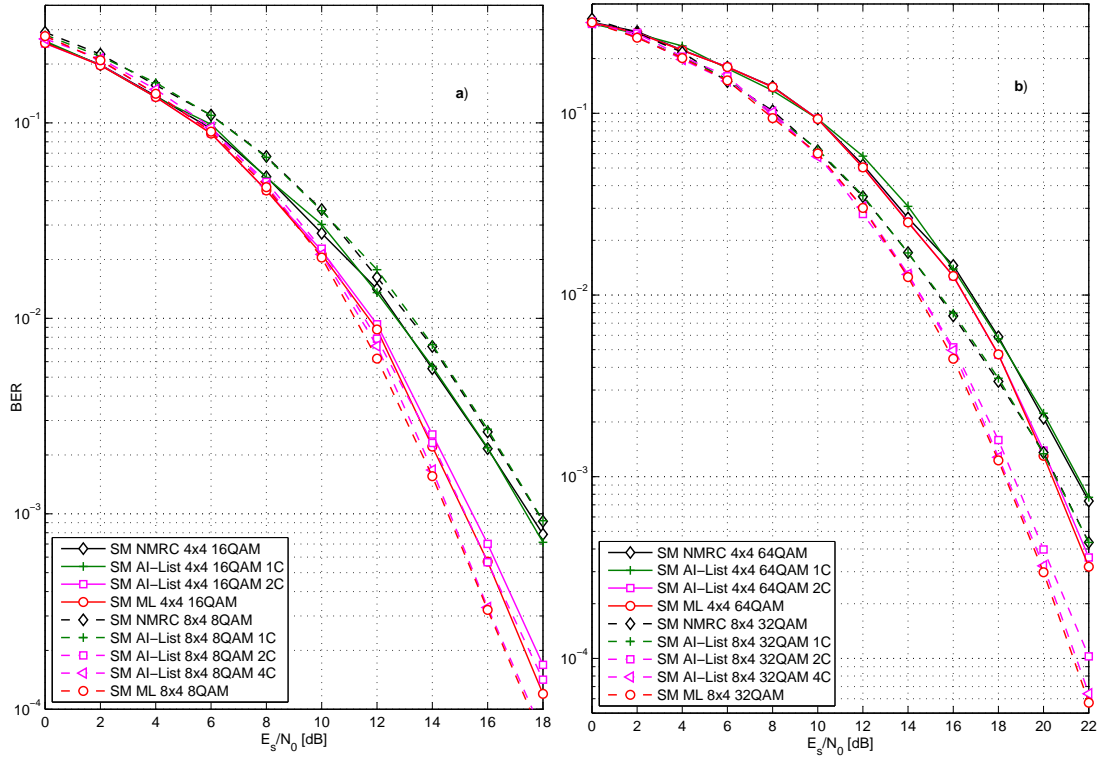


Figura 5.5: Desempenho BER para detectores NMRC, AI-List e Ótimo em canal convencional com diferentes eficiências espectrais. a) $r = 6$ [bits/s/Hz]; b) $r = 8$ [bits/s/Hz].

Observa-se que o detector AI-List apresenta um bom ganho de desempenho, principalmente quando o número de candidatos c [seção 3.2.6, eq. (3.18)] for igual à metade do número total de antenas transmissoras. Por exemplo, a 8 [bits/s/Hz] com oito antenas transmissoras e utilizando $c = 4 = N_t/2$ (4C na legenda da Fig. 5.5), o detector AI-List obtém praticamente o mesmo desempenho BER apresentado pelo detector ótimo. Também pode ser notado que para $c = 1$, o detector AI-List reduz-se à métrica NMRC, com ambos os detectores apresentando o mesmo desempenho.

5.1.6 Canal Rayleigh Correlacionado - Detector Ótimo e NMRC

Os resultados de desempenho para SM com detector ótimo em canal Rayleigh correlacionado para $N_t = 2$, $N_r = 4$ e modulação 4QAM são apresentados nas Fig. 5.6.a, 5.6.b e 5.6.c, em que o canal é fraco, moderado e fortemente correlacionado, respectivamente. Esta correlação espacial é modelada no lado do transmissor,

receptor ou em ambos os lados. Observa-se que sob correlação fraca ($\rho = 0,2$) o desempenho SM é pouco afetado e tem praticamente o mesmo desempenho que o canal descorrelacionado ($\rho = 0$), enquanto que para $\rho_{Tx} = \rho_{Rx} = 0,5$ o desempenho é degradado em menos que 2 [dB] para BER de 10^{-5} . Já para o caso em que as conexões estabelecidas pelas antenas do transmissor e receptor são fortemente correlacionadas, nota-se uma perda de SNR de até 11 [dB]. De forma direta, também nota-se que quando a correlação aumenta, tanto no lado da transmissão como da recepção, o desempenho do sistema é degradado. Tendo em vista analisar esta degradação, resultados de simulação para canal Rayleigh correlacionado a $r = 6$ [bits/s/Hz] e $r = 8$ [bits/s/Hz] são mostrados nas Fig. 5.7 a 5.10. Nestas configurações, apenas correlação intensa ($\rho = 0,9$) é utilizada tanto no transmissor como no receptor.

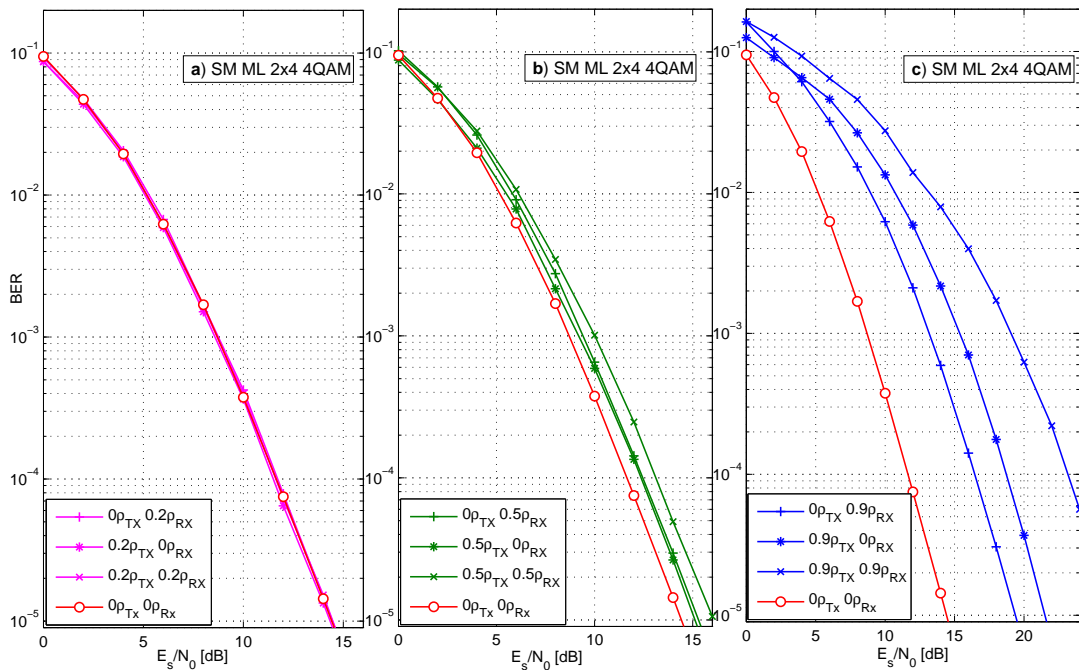


Figura 5.6: Detector Ótimo SM com canal Rayleigh correlacionado a 3 [bits/s/Hz]: $N_t = 2$, $N_r = 4$ e $M = 4$. a) $\rho = 0,2$; b) $\rho = 0,5$; c) $\rho = 0,9$

Nota-se nas Fig. 5.7 e 5.8 que para BER de 10^{-3} , o detector ótimo tem uma perda de SNR ≈ 8 [dB] e o detector NMRC apresenta uma perda de ≈ 11 [dB] para o caso extremo de forte correlação no transmissor e receptor. Um fato interessante no detector ótimo é a maior sensibilidade à correlação no receptor quando em baixa SNR, enquanto que para alta SNR o desempenho degrada-se mais para o caso de correlação no transmissor. Isto se deve ao fato das antenas transmissoras codificarem parte da informação transmitida e, conseqüentemente, correlação no transmissor dificulta a recuperação de informação pelo detector.

Os próximos resultados exploram o comportamento da perda de desempe-

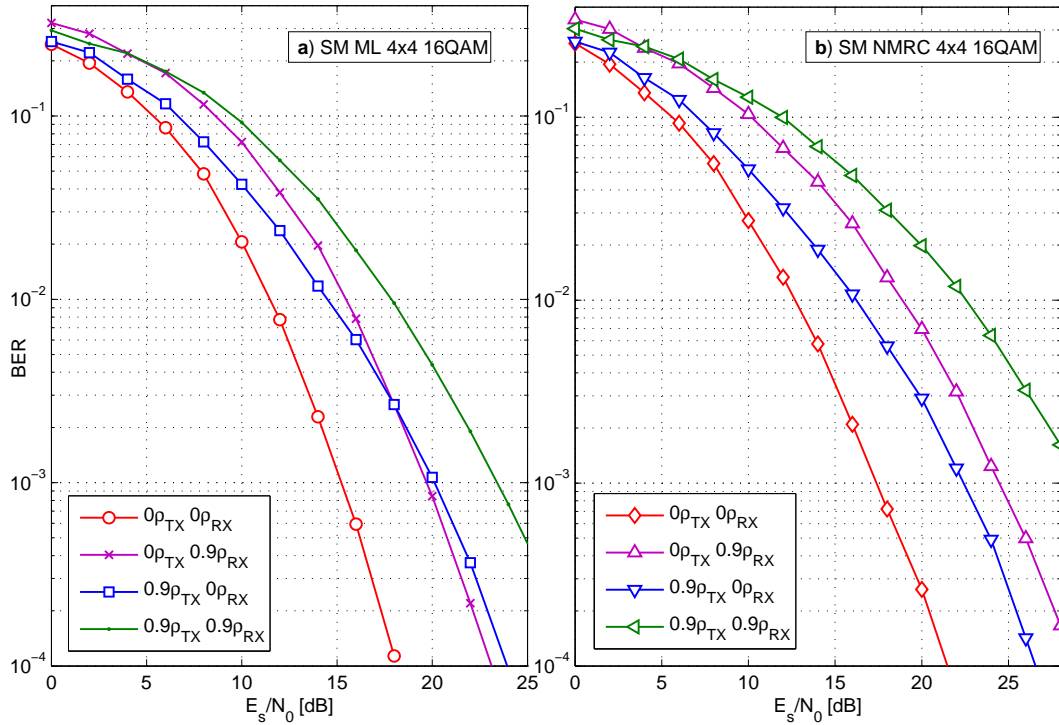


Figura 5.7: Desempenho BER para SM em canal Rayleigh fortemente correlacionado com $r = 6$ [bits/s/Hz]. Sistema SM com 4 antenas transmissoras, 4 antenas receptoras e modulação 16QAM. a) Detector ML; b) Detector NMRC.

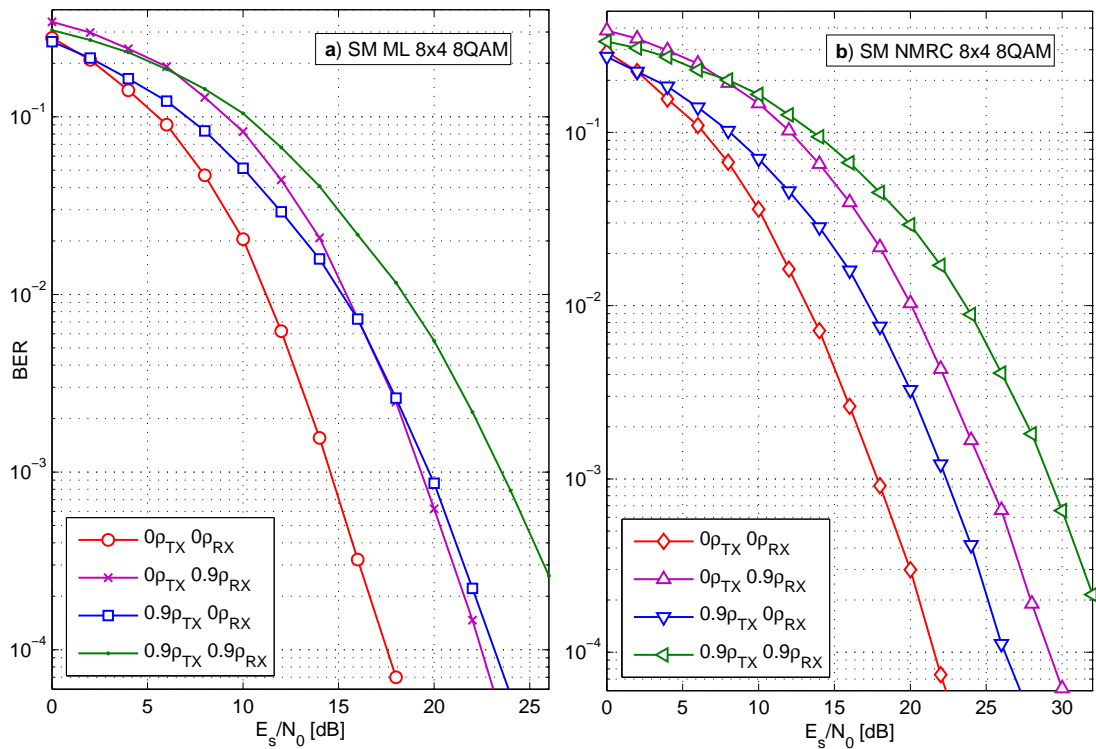


Figura 5.8: Desempenho BER para SM em canal Rayleigh correlacionado com $r = 6$ [bits/s/Hz]. Sistema SM com 8 antenas transmissoras, 4 antenas receptoras e modulação 8QAM. a) Detector ML; b) Detector NMRC.

no sob canais altamente correlacionados quando a eficiência espectral torna-se maior. Analisando as Fig. 5.9.a e 5.10.a nota-se que a perda de desempenho devido à correlação no transmissor aumenta sensivelmente junto com o aumento no número de antenas transmissoras, uma vez que esta correlação tem efeito sobre a distância dos pontos da constelação espacial. Já as curvas de desempenho nas Fig. 5.7.b a 5.10.b mostram que o desempenho BER para o detector NMRC é mais degradado pela correlação no receptor do que quando há correlação no transmissor, isto porque a correlação espacial no receptor diminui o ganho de diversidade do detector MRC (KÜHN, 2006) (RENZO; HAAS, 2012).

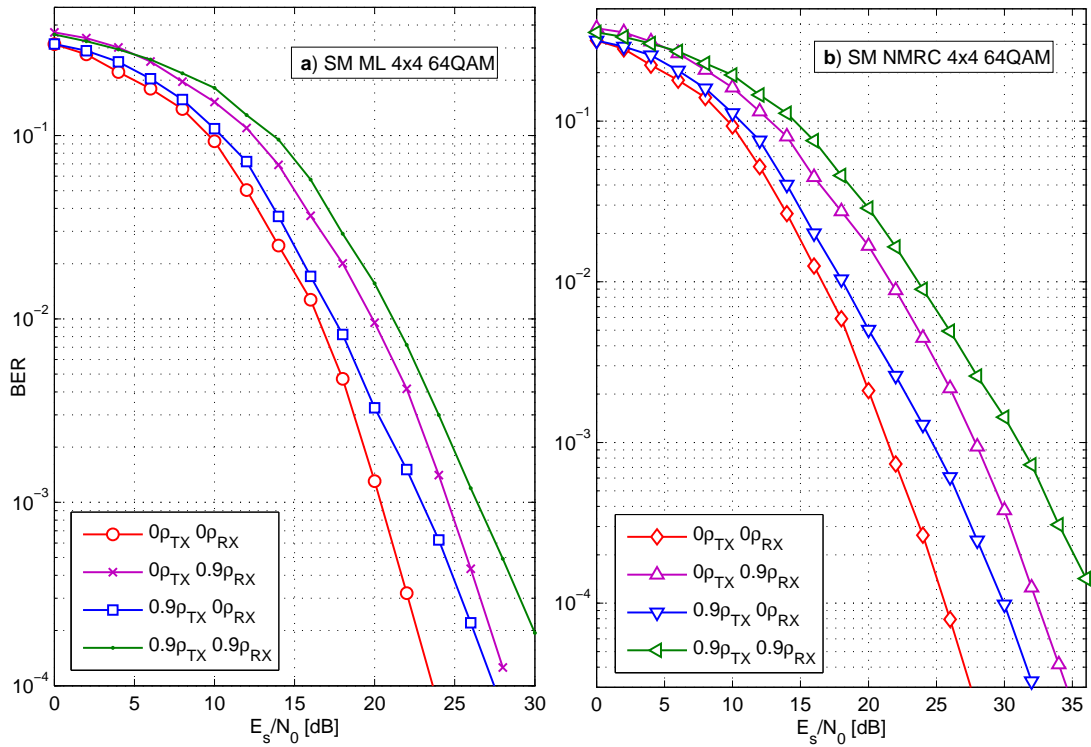


Figura 5.9: Desempenho BER para SM em canal Rayleigh correlacionado com $r = 8$ [bits/s/Hz]. Sistema SM com 4 antenas transmissoras, 4 antenas receptoras e modulação 64QAM. a) Detector ML; b) Detector NMRC.

5.1.7 Impacto da Estimativa Imperfeita dos Coeficientes de Canal

Nesta seção procura-se quantificar a perda de desempenho em relação à degradação das estimativas imperfeitas de canal para o esquema SM com detecção ótima, comparando-as com as resultantes da topologia V-BLAST. Na Fig. 5.11 são apresentados os resultados de desempenho para a modulação espacial e V-BLAST com estimativa imperfeita dos coeficientes de canal no receptor, conforme descrito na seção 2.1.2. As Fig. 5.11.a e 5.11.b mostram o desempenho de SM-OD para $N_t = 4$ com 16QAM e $N_t = 16$ com 4QAM, respectivamente, enquanto a Fig.

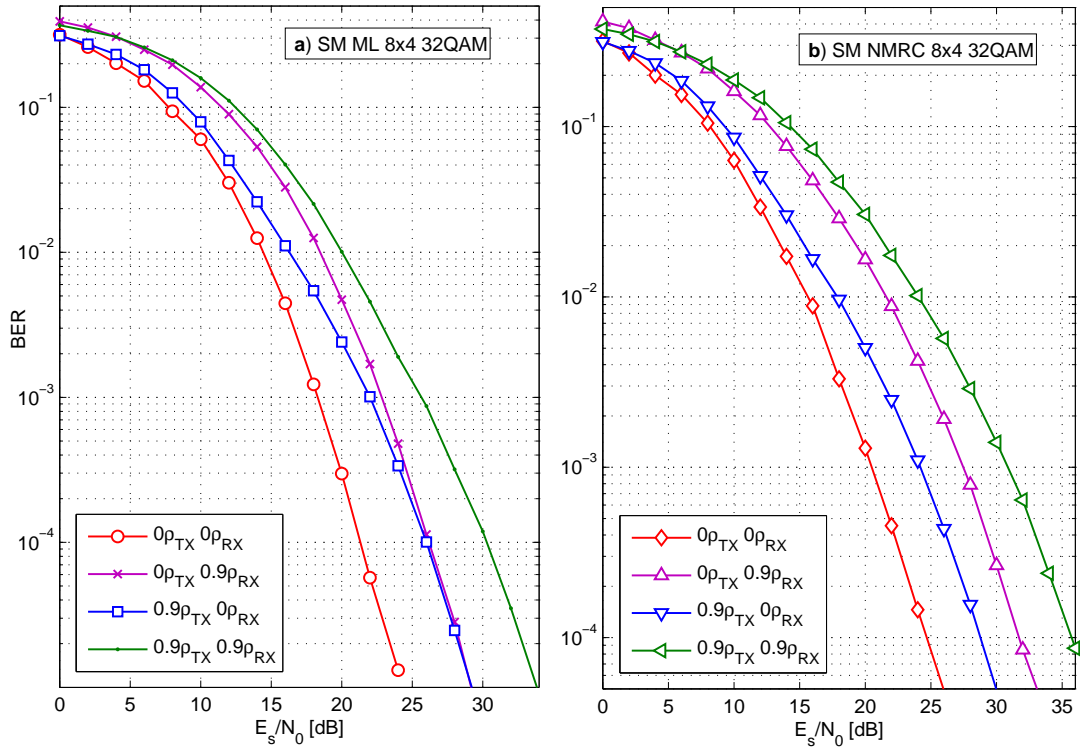


Figura 5.10: Desempenho BER para SM em canal Rayleigh correlacionado com $r = 8$ [bits/s/Hz]. Sistema SM com 8 antenas transmissoras, 4 antenas receptoras e modulação 32QAM. a) Detector ML; b) Detector NMRC.

5.11.c mostra o desempenho para V-BLAST MMSE OSIC com três antenas transmissoras e 4QAM.. Em todas as configurações de sistema utilizam-se quatro antenas receptoras, modelo de canal Rayleigh descorrelacionado e eficiência espectral de 6 [bits/s/Hz]. Os erros nas estimativas possuem distribuição Gaussiana para o módulo e para a fase, sendo fixos para toda a faixa de SNR. Para as três configurações foram gerados erros de acordo com $\sigma_\varepsilon^2 \in [0,0025 \ 0,01 \ 0,0225 \ 0,04]$, ou seja, erros percentuais de $\varepsilon\% \in [5 \ 10 \ 15 \ 20]\%$, respectivamente. De uma maneira geral, nota-se que o desempenho é degradado com o aumento da taxa de erro tanto para SM-OD quanto para V-BLAST. Porém, observa-se que a modulação espacial é mais robusta aos erros nas estimativas de canal enquanto mantém uma menor complexidade para esta faixa de eficiência espectral. Por exemplo, o incremento na SNR para a taxa de erro de bit de $\text{BER} = 10^{-4}$ e erro percentual de $\varepsilon\% = 10\%$ é de 2 [dB] para SM com $N_t = 4$, e de 1,2 [dB] para SM com $N_t = 16$, enquanto que para o V-BLAST esta degradação na SNR é de ≈ 3 [dB]. Desta forma, nota-se que o melhor desempenho é obtido com a topologia SM com o maior número de antenas transmissoras, ou seja, $N_t = 16$.

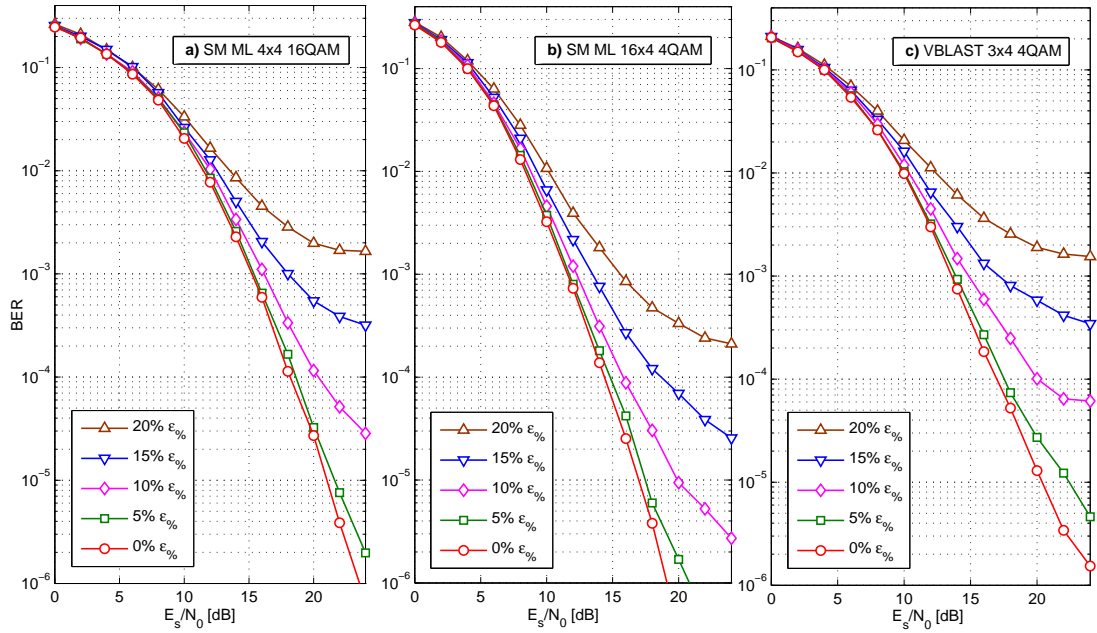


Figura 5.11: Desempenho para SM-OD e V-BLAST MMSE OSIC em canal Rayleigh decorrelacionado com erro na estimativa dos coeficientes de canal no receptor; $r = 6$ [bits/s/Hz], $N_r = 4$ e $\varepsilon_{\%} \in [5 \ 10 \ 15 \ 20]$ %. a) SM: $N_t = 4$, $M = 16$. b) SM: $N_t = 16$, $M = 4$. c) V-BLAST: $N_t = 3$, $M = 4$.

5.2 Desempenho SM em Canal Nakagami

Esta seção apresenta os resultados de simulação para análise de desempenho de sistemas SM em canais com desvanecimento Nakagami- m . O modelo de canal utilizando a distribuição Nakagami- m é um dos modelos mais versáteis e utilizados em sistemas de comunicação, pois modela canais de rádio urbanos multipercorso com desvanecimento moderado à severo, incluindo diferentes níveis de linha de visada (LOS), englobando inclusive o modelo Rayleigh e, de forma aproximada, o modelo de canal Rice (SUZUKI, 1977; NAKAGAMI, 1960). Desta forma, a análise do sistema utilizando o modelo de canal Nakagami- m permite prever o desempenho do sistema em diversos ambientes de operação.

Para todas as configurações de sistema nesta seção foram utilizadas detecção ótima e NMRC, eficiência espectral de $r = 6$ [bits/s/Hz] com quatro antenas receptoras e valor médio quadrático (potência média) dos percursos igual a um. Utiliza-se o modelo de canal descrito na seção 2.1, com $\Omega = 1$. O ruído de fundo é admitido AWGN $\sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$. Para canais correlacionados, será utilizado o modelo de correlação exponencial descrito na seção 2.1.1.

5.2.1 Impacto do fator de desvanecimento sobre o desempenho

A Fig. 5.12 mostra o impacto do fator de desvanecimento m no desempenho BER para o detector SM ótimo. Claramente nota-se que, quando o desvanecimento torna-se mais severo, isto é, m diminui, o desempenho do sistema é degradado. Observa-se também que o impacto do número de antenas transmissoras é mais visível para baixos valores de m , ou seja, desvanecimento severo. Nesta condição, quando o sistema codifica mais dados de informação nos índices das antenas de transmissão, o sistema apresenta uma melhoria no desempenho.

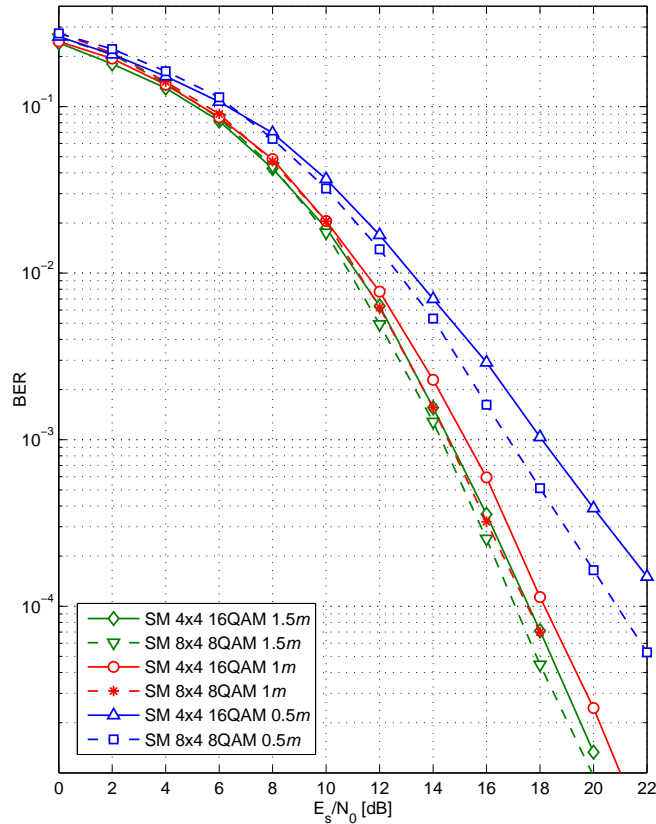


Figura 5.12: Desempenho BER para detector ótimo SM em canal Nakagami- m para diversos valores de m ($r = 6$ [bits/s/Hz], $N_t = [4; 8]$, $M = [16; 8]$ e $N_r = 4$).

5.2.2 Impacto da Correlação Espacial

A Fig. 5.13 mostra os resultados de desempenho para modulação espacial com canal Nakagami- m correlacionado. Para todos os casos apresentados foram utilizados dois valores para fator de desvanecimento ($m = 0,5$ e $m = 1,5$) e o modelo de correlação exponencial (SIMON; ALOUINI, 2000). Da mesma forma que para o canal Rayleigh, o desempenho será avaliado para correlação fraca ($\rho = 0,2$), moderada ($\rho = 0,5$) e forte ($\rho = 0,9$). Fig 5.13.a e 5.13.b mostram o efeito da

correlação no lado do transmissor. Nota-se que o desempenho BER é degradado quando o coeficiente de correlação aumenta, mas esta perda é mais notável apenas para o caso de correlação forte. Para correlação fraca e moderada, a perda de desempenho ainda mostra-se tolerável. Observa-se que o efeito da correlação é praticamente o mesmo para $m = 0,5$ e $m = 1,5$ em ambas as configurações do sistema (4x4 16QAM e 8x4 8QAM).

O desempenho BER para SM correlacionado no receptor é mostrado nas Fig. 5.13.c e 5.13.d. Novamente, o desempenho deteriora quando o coeficiente de correlação aumenta. No entanto, comparando estes resultados àqueles das Fig. 5.13.a e 5.13.b, considerando $m = 0,5$, nota-se que a correlação no lado do receptor tem mais impacto na degradação do desempenho do que quando há correlação no transmissor.

5.3 Desempenho SM em MIMO Denso

Sistemas MIMO densos utilizam-se de um grande número de antenas para atingir altas taxas de multiplexação. Nesta seção são apresentados resultados de desempenho para a técnica de modulação espacial quando um grande número de antenas (dezenas a centenas) é utilizado na transmissão, obtendo desta forma alta taxa de multiplexação (dezenas ou mesmo centenas de bits/s/Hz). Estes resultados são comparados e discutidos com a técnica de multiplexação espacial clássica V-BLAST. O detector ótimo será utilizado no receptor da modulação espacial enquanto que V-BLAST utiliza-se do detector de erro quadrático médio mínimo (MMSE) com cancelamento de interferência sucessiva ordenada (OSIC) (BöHNKE et al., 2003; WüBBEN et al., 2003).

A Fig. 5.14 apresenta os resultados para SM e V-BLAST com eficiência espectral de 10 [bits/s/Hz]. Para modulação espacial foram utilizadas quatro configurações de sistema: 32, 64, 128 e 256 antenas transmissoras combinadas a modulação 32, 16, 8 e 4QAM, respectivamente. No caso de V-BLAST, dez antenas transmissoras são utilizadas em conjunto com modulação BPSK. Em todas as configurações das diferentes técnicas de transmissão foram utilizadas dez antenas receptoras. Analisando-se esta figura, nota-se que o desempenho para a modulação espacial melhora com o aumento do número de antenas transmissoras, ou seja, mais informação codificada pelos índices das antenas. Desta forma, tem-se que SM com 256 antenas transmissoras apresenta o melhor desempenho enquanto que para 32 antenas de transmissão o sistema SM apresenta uma perda de ≈ 8 [dB] na região da taxa de erro de bit de 10^{-5} . Este resultado mostra o

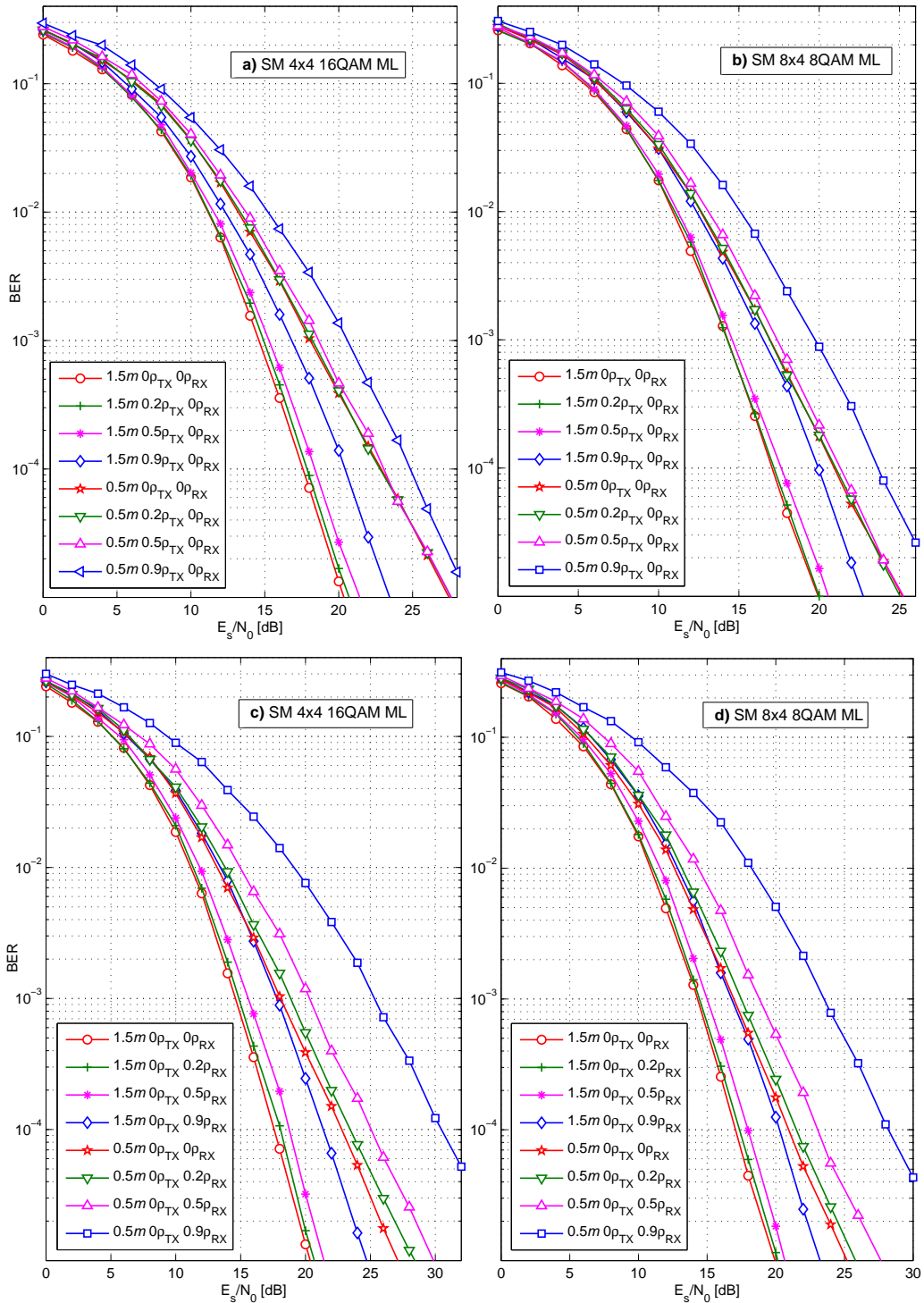


Figura 5.13: Desempenho BER para detector ótimo SM em canal Nakagami- m correlacionado ($r = 6$ [bits/s/Hz], $N_r = 4$). Correlação no transmissor: a) $N_t = 4, M = 16$ e b) $N_t = 8, M = 8$; Correlação no receptor: c) $N_t = 4, M = 16$ e d) $N_t = 8, M = 8$;

potencial da modulação espacial quando se utiliza um grande número de antenas no transmissor. Ainda na Fig. 5.14, percebe-se um grande ganho de desempenho da modulação espacial com relação à técnica de multiplexação V-BLAST, pois somente SM com 32 antenas transmissoras apresenta pior desempenho que V-BLAST; tal magnitude no ganho de desempenho dos sistemas SM MIMO denso justificaria uma maior complexidade em relação ao V-BLAST na região de elevada eficiência espectral, conforme descrito na seção 4.5. Exemplificando, para $\text{BER} = 10^{-5}$, o sistema SM com 256 antenas transmissoras atinge um ganho de ≈ 7 [dB] em relação ao V-BLAST. Nota-se que abaixo da taxa de erro de bit de 10^{-6} , todas as configurações para o esquema SM obtêm melhor desempenho que V-BLAST. Observa-se também a diferença do ganho de diversidade entre as duas técnicas, já que SM é capaz de obter diversidade máxima no receptor, ou seja, diferentemente de V-BLAST, SM explora totalmente a diversidade na recepção.

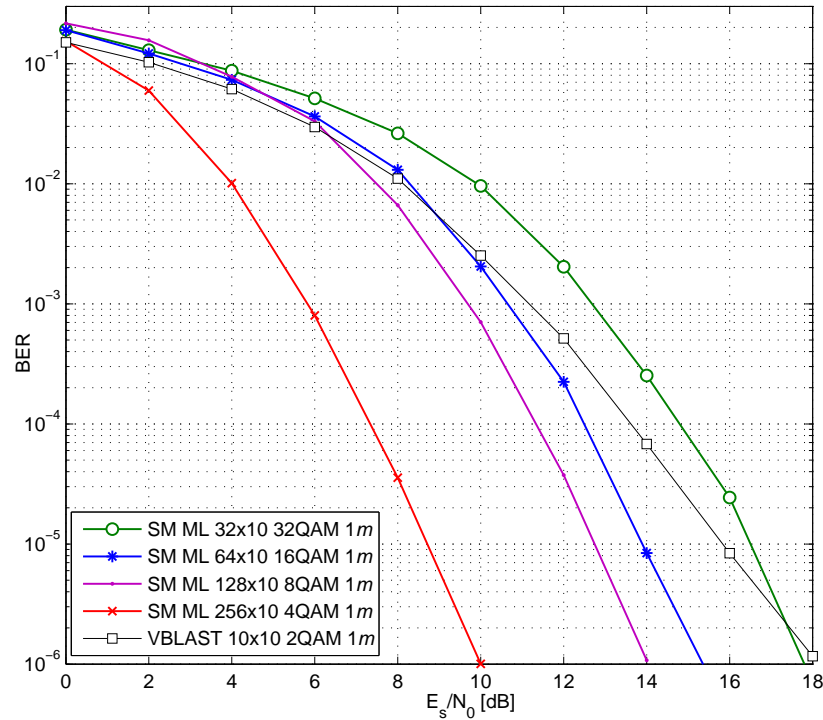


Figura 5.14: Desempenho BER para detector ótimo SM e V-BLAST MMSE OSIC em canal Rayleigh decorrelacionado ($r = 10$ [bits/s/Hz], $N_r = 10$).

Na Fig. 5.15 são mostrados resultados de desempenho para SM denso em canal Nakagami- m com $\Omega = 1$ e diferentes valores para m . Novamente, o sistema opera com eficiência espectral de 10 [bits/s/Hz]. Nesta figura nota-se a superioridade da modulação espacial sobre V-BLAST quando 256 antenas são utilizadas no transmissor. Porém, para SM com 32 antenas transmissoras, V-BLAST apresenta melhor desempenho. Uma observação interessante a respeito da técnica V-BLAST é a sua robustez às condições de canal. Percebe-se que tanto em boas ($m = 1, 5$) quanto em severas ($m = 0, 5$) condições de canal, o de-

sempenho V-BLAST sofre poucas alterações. Já para SM, o comportamento é o mesmo constatado na seção 5.2.1: em região de alta SNR, o desempenho SM sob condições de desvanecimento severo ($m = 0,5$) é degradado em torno de 2 [dB] quando comparado a um cenário com melhores condições de canal ($m = 1,5$).

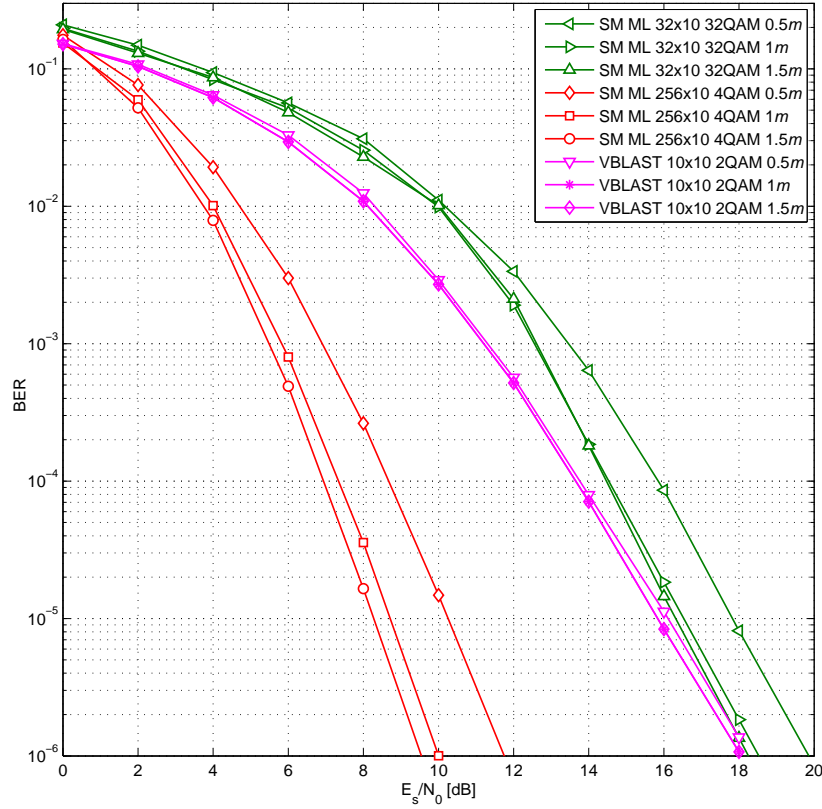


Figura 5.15: Desempenho BER para detector ótimo SM e V-BLAST MMSE OSIC em canal Nakagami- m descorrelacionado para diversos valores de m ($r = 10$ [bits/s/Hz], $N_r = 10$).

A Fig. 5.16 mostra os resultados de desempenho para SM e V-BLAST para eficiência espectral de 10 [bits/s/Hz] em canal Nakagami- m fortemente correlacionado ($\rho = 0,9$). A Fig. 5.16.a evidencia que, em canal com desvanecimento severo, a perda de desempenho causada pela correlação no receptor é a mesma tanto para SM quanto para V-BLAST. A perda de desempenho observada na BER de 10^{-4} é aproximadamente 7 [dB] para as duas técnicas. Este comportamento não é constatado quando há correlação no transmissor, pois em alta SNR a modulação espacial tem perda de desempenho em torno de 1 [dB], enquanto que o desempenho V-BLAST é degradado em torno de 5 [dB]. Pelo fato de V-BLAST transmitir informação em todas as antenas em um mesmo instante, o forte desvanecimento causa uma perda de desempenho mais acentuada quando comparado à SM, já que os sinais recebidos no receptor são muito degradados nestas condições de forte correlação dos canais MIMO. Por outro lado, uma vez que a modulação espacial ativa apenas uma antena a cada intervalo de tempo, a perda de desem-

penho causada pelo forte desvanecimento na informação M -ária é reduzida pela confiabilidade da informação contida no índice da antena de transmissão, já que a autocorrelação dos canais tem mais impacto no domínio temporal dos sinais das diversas antenas do que no domínio espacial.

A Fig. 5.16.b mostra que em melhores condições de canal ($m = 1, 5$), novamente SM com $N_t = 256$ apresenta melhor desempenho que V-BLAST. Porém, nota-se que SM é mais sensível à correlação no receptor do que V-BLAST. Nestas condições e à taxa de erro de bit de 10^{-5} , o requisito de SNR para o SM-OD é incrementado em torno de 4 [dB], enquanto V-BLAST necessita de um incremento de ≈ 2 [dB]. Já para correlação no transmissor, a modulação espacial possui menor perda de desempenho que V-BLAST, dado que tanto para SM-OD com $N_t = 256$ quanto para $N_t = 32$, constata-se um incremento de SNR menor que 1 [dB] à BER de 10^{-5} . Por outro lado, V-BLAST necessita de um acréscimo de ≈ 2 [dB].

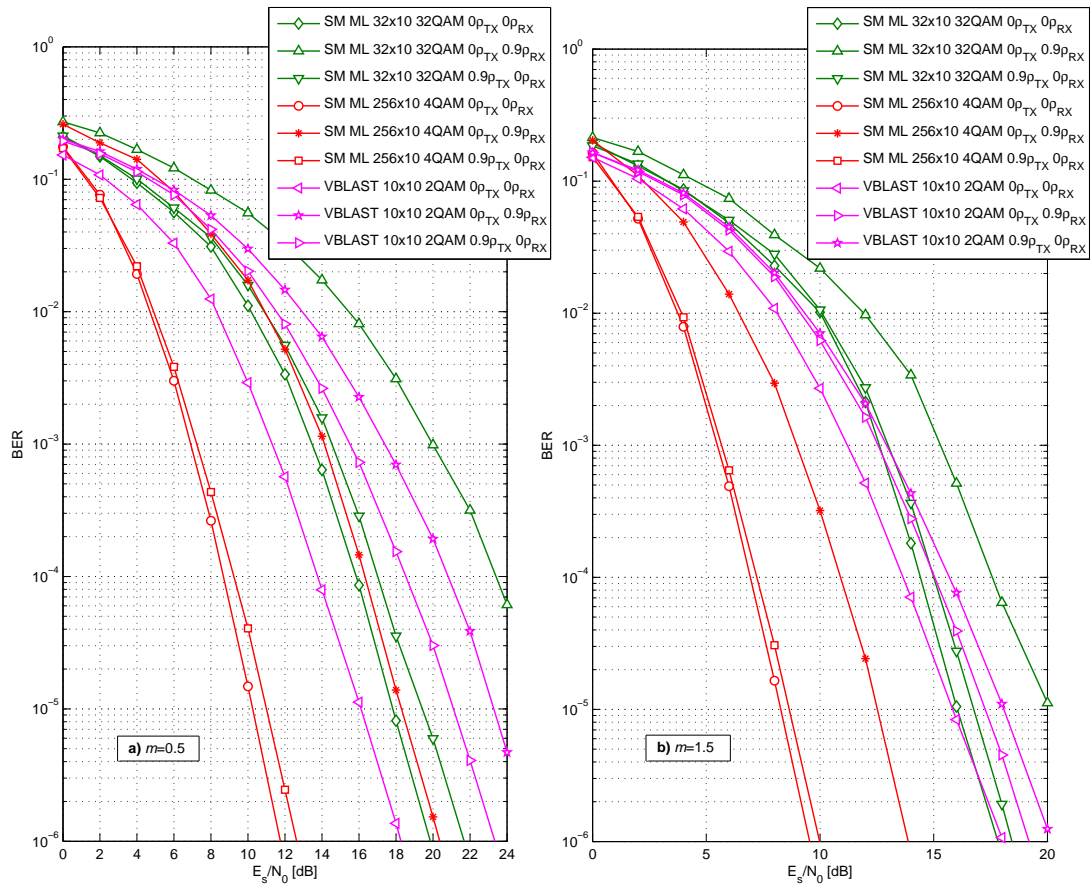


Figura 5.16: Desempenho BER para detector ótimo SM e V-BLAST MMSE OSIC em canal Nakagami- m correlacionado ($r = 10$ [bits/s/Hz], $N_r = 10$). a) $m = 0, 5$. b) $m = 1, 5$.

Diante destes resultados, conclui-se que a modulação espacial no contexto MIMO denso apresenta grande potencial de aplicação, pois resulta em perda de

desempenho tolerável para diversas configurações de sistema, incluindo diferente número de antenas transmissoras, vários níveis de desvanecimento e correlação espacial tanto no transmissor quanto no receptor. Em todos os cenários analisados, pôde-se concluir que SM-OD com um número massivo de $N_t = 256$ antenas sempre atinge desempenho superior ao V-BLAST.

5.4 Compromisso Desempenho \times Complexidade

Sob mesma eficiência espectral, resultados apresentados nas Fig. 5.1 e 5.3, permitem concluir que os desempenhos para SSK e GSSK com $N_t = 8$ e $n_t = 1$ são praticamente idênticos aos obtido para SM-OD com $N_t = 4$ e BPSK, porém ao custo de uma complexidade computacional relativamente maior, como mostrado na seção 4.5. Contudo, SSK requer um detector mais simples, pois os sinais em banda passante nas topologias SSK e GSSK não são modulados, diferentemente do que é feito na modulação espacial e na modulação APM. Esta característica possibilita o uso de detectores não coerentes muito mais simples no receptor. Como era esperado, percebe-se que SSK é um subgrupo do esquema GSSK. Nota-se também que o ganho de SNR no esquema GSSK em relação ao esquema V-BLAST é de ≈ 1 [dB] para uma taxa de erro de bit de 10^{-4} .

Os esquemas SM-OD, SSK e GSSK apresentam ordem de diversidade $\Delta = 4$, obtida pela inclinação assintótica ($SNR \rightarrow \infty$) das curvas nas Fig. 5.1 e 5.3, ou de forma equivalente, a máxima ordem de diversidade é obtida por $\Delta = N_r$. Com isso, nota-se que apesar do sistema GSSK ativar mais de uma antena transmissora a cada instante, este sistema não obtém ganho de diversidade na transmissão. Observa-se também que o desempenho GSSK é degradado com a diminuição do número de antenas transmissoras N_t .

A Tabela 5.1 apresenta um resumo para o compromisso desempenho \times complexidade dos sistemas analisados. Esta tabela foi elaborada com base nos resultados obtidos nos Capítulos 4 e 5 referentes à análise de complexidade e desempenho em termos de BER, respectivamente. A fim de obter uma comparação justa, todos os esquemas foram analisados sob a mesma eficiência espectral. Nota-se que esta tabela não é válida no contexto MIMO denso, pois somente SM-OD e V-BLAST foram analisados neste contexto. Para o detector SM AI-List adotou-se que a lista de candidatos é igual à metade do número de antenas transmissoras ($c = N_t/2$), conforme analisado na seção 5.1.5. O número de antenas transmissoras ativas (n_t) no esquema GSSK foi adotado como sendo $1 < n_t \leq N_t$ para que este esquema não se reduza ao SSK (vide resultados da seção 5.1.3). As colunas

denominadas “Desempenho” e “Complexidade” estão ordenadas de tal forma que a primeira linha corresponde ao melhor desempenho e também à menor complexidade. É perceptível nesta tabela que SM-OD apresenta o melhor compromisso desempenho \times complexidade, mostrando assim sua superioridade ao esquema clássico de multiplexação espacial V-BLAST. Com relação aos esquemas SM-OD e SSK, observa-se que a escolha entre estes esquemas dependerá de parâmetros de projeto, pois apresentam desempenho e custo computacional muito próximos. Caso não haja limitação de projeto para o número de antenas transmissoras, SSK torna-se a melhor escolha por não necessitar de detectores coerentes na recepção do sinal, diminuindo assim o custo de implementação do receptor.

Tabela 5.1: Classificação de desempenho e complexidade para os esquemas SM e V-BLAST analisados, considerando a mesma eficiência espectral $r < 10$ [bits/s/Hz]

Desempenho		Complexidade	
(Alto)	SM-OD	SM-MRC	(Baixa)
	SSK	SM-NMRC	
	SM-AI-List	SM-OD	
↑	V-BLAST	SSK	↓
	SM-NMRC	GSSK	
	GSSK	SM-AI-List	
(Baixo)	SM-MRC	V-BLAST	(Alta)

Por fim, com relação ao sistema MIMO denso, nota-se que o desempenho SM-OD é, em vários casos, superior ao apresentado por V-BLAST. A técnica de modulação espacial mostrou-se robusta às diversas condições de canal, como canal correlacionado e com erro na estimativa do canal. Porém, para alta eficiência espectral V-BLAST apresentou complexidade computacional menor do que SM-OD. Com isso, a escolha entre um desses dois esquemas depende do tipo de aplicação e também da disponibilidade de processamento nos equipamentos de comunicação. Para sistemas com a necessidade de maior confiabilidade no envio de informação, a modulação espacial torna-se a escolha indicada. Em contrapartida, V-BLAST é a melhor escolha quando o tipo de serviço do usuário requerer altíssimas taxas de transmissão de dados e a capacidade de processamento de sinais do equipamento for elevada.

6 Conclusões e Perspectivas

Este trabalho apresentou uma análise comparativa acerca da tecnologia de transmissão denominada modulação espacial e suas variações SSK e GSSK. Figuras de desempenho obtidas realçam o ganho de desempenho e de redução de complexidade da técnica SM, a qual combina modulação espacial e de sinais, sobre o esquema MIMO clássico V-BLAST. Quatro tipos de detectores foram analisados para a modulação espacial. Constatou-se que, entre os detectores sub-ótimos, que o detector baseado na lista de índice de antenas (SM-AI-List) é o que apresenta resultado mais próximo da solução ótima. Porém, a complexidade computacional deste detector é maior do que a complexidade do detector ótimo, dependendo da ordem de modulação. Por exemplo, para modulação BPSK a complexidade do detector ML é menor do que SM-AI-List, sendo que para 8QAM as complexidades resultam muito próximas. Já o detector NMRC apresenta complexidade menor que o detector ML; no entanto, sua perda de desempenho é substancial em altas SNRs. Por sua vez, o detector MRC mostrou um desempenho muito degradado em relação ao apresentado pelo detector ótimo, além de apresentar a complexidade extra devido à necessidade de conhecimento das condições de canal no transmissor. Uma observação importante em relação ao detector ótimo é que sua complexidade varia linearmente com a ordem de modulação M , com o número de antenas transmissoras N_t ou ainda com o número de antenas receptoras N_r . Por sua vez, V-BLAST varia exponencialmente com o número de antenas transmissoras.

Em canais Rayleigh com correlação espacial, o esquema SM-OD apresentou apenas uma marginal degradação de desempenho quando o canal está fraco ou moderadamente correlacionado. Já para alto grau de correlação entre as antenas transmissoras ou entre antenas receptoras, o desempenho é substancialmente afetado. Resultados de simulação mostram que, em regiões de alta SNR, a correlação de canal no transmissor degrada mais o desempenho do que a correlação no receptor.

Os desempenhos para os sistemas SM-OD e V-BLAST também foram ana-

lisados com estimativa imperfeita dos coeficientes do canal Rayleigh descorrelacionado. Observou-se que SM é mais robusto aos erros na estimativa de canal, principalmente quando utiliza-se um maior número de antenas transmissoras, característica importante a ser considerada em aplicações de sistemas MIMO densos.

Quando o sistema transmite informações sujeitas a canais Nakagami- m , verificou-se que, em condições severas de desvanecimento ($m = 0,5$), o sistema MIMO SM-OD apresenta melhor desempenho quando um maior número de antenas transmissoras é utilizado, dado uma eficiência espectral específica. Uma vez que a taxa de dados na modulação espacial clássica pode ser ajustada tanto pelo número de antenas transmissoras como pela ordem de modulação, verifica-se que a técnica SM com alto número de antenas transmissoras apresenta melhor robustez ao desvanecimento, resultado da flexibilidade de reconfiguração/cominação do número de antenas e ordem de modulação. Adicionalmente, na técnica SM, nota-se que o efeito da correlação no receptor é mais danoso (perda de desempenho) em canal Nakagami- m com desvanecimento severo ($m = 0,5$), quando comparado à perda introduzida pelos sinais correlacionados no transmissor.

Para as maioria das configurações analisadas ($r \leq 13$ [bits/s/Hz]), a complexidade computacional do esquema V-BLAST mostra-se superior à apresentada pelos esquemas SM, sendo que a análise é feita sob a mesma eficiência espectral e idêntica taxa de erro de bit para estes esquemas. Também foi visto que SSK e SM-OD têm a mesma ordem de complexidade e mesmo desempenho em termos de taxa de erro de bit. Adicionalmente, não havendo limitação para o número de antenas no transmissor, SSK torna-se a melhor opção já que utiliza detecção não-coerente no receptor. A modulação GSSK também apresenta os mesmos ganhos obtidos com o esquema SSK, porém com maior flexibilidade no projeto devido às combinações possíveis das antenas transmissoras. Tais resultados revelam que técnica de modulação espacial é promissora para implementações de baixa complexidade em canais MIMO.

Finalmente, comparando o desempenho de SM-OD e V-BLAST em sistemas MIMO denso, ou seja, sob alta taxa de transmissão e grande quantidade de antenas transmissoras, constatou-se a grande potencialidade da técnica SM com relação à V-BLAST, pois SM apresentou ganho de SNR de até 7 [dB] para BER = 10^{-5} , sob eficiência espectral de 10 [bits/s/Hz] e canal Rayleigh descorrelacionado. A modulação espacial também obteve desempenho superior à V-BLAST quando submetidos a condições de canais mais realistas, como estimativa imperfeita do canal na recepção, correlação espacial tanto no receptor como no trans-

missor e diversos níveis de desvanecimento do canal MIMO. O ponto forte da técnica V-BLAST esta relacionado à menor complexidade computacional, pois para alta eficiência espectral sua complexidade torna-se menor que SM-OD. No entanto, ressalte-se que sob esta condição de elevadíssima eficiência espectral e dezenas/centenas de antenas no transmissor, o melhor desempenho atingido pelo esquema SM pode resultar em melhor compromisso desempenho-complexidade.

6.1 Trabalhos Futuros

A continuidade do trabalho pode ser dada por meio da exploração de diversidade no transmissor dos esquemas SM. Com isso será possível analisar as vantagens de se combinar o modo de diversidade espacial com o modo de multiplexação de dados. Isto também virá a complementar o trabalho de tal modo que a modulação espacial seja comparada com as duas principais técnicas para sistemas MIMO: V-BLAST e codificação espaço temporal (STBC).

Outra linha de pesquisa que pode ser agregada ao trabalho é incorporação de múltiplos usuários no sistema de modulação espacial. Esta abordagem ainda não foi muito explorada na literatura e pode contribuir substancialmente para a área de comunicações em sistemas MIMO.

Por fim, a análise de sistemas SM em redes cooperativas ainda é um tema em aberto, pois não há trabalhos e conclusões sobre a utilização da modulação espacial em sistemas MIMO virtuais.

Referências

- ALAMOUTI, S. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 16, n. 8, p. 1451–1458, October 1998.
- BASAR, E.; AYGOLU, U.; PANAYIRCI, E.; POOR, H. Space-time block coded spatial modulation. *IEEE Transactions on Communications*, v. 59, n. 3, p. 823–832, 2011.
- BASAR, E.; AYGOLU, U.; PANAYIRCI, E.; POOR, H. Performance of spatial modulation in the presence of channel estimation errors. *IEEE Communications Letters*, v. 16, n. 2, p. 176–179, 2012.
- BENEDETTO, S.; BIGLIERI, E. *Principles of Digital Transmission: With Wireless Applications*. New York, USA: Springer, 1999.
- BIGLIERI, E.; CALDERBANK, R.; CONSTANTINIDES, A.; GOLDSMITH, A.; PAULRAJ, A.; POOR, H. V. *MIMO Wireless Communications*. UK: Cambridge University Press, 2007.
- BÖHNKE, R.; WÜBBEN, D.; KÜHN, V.; KAMMEYER, K.-D. Reduced complexity mmse detection for blast architectures. In: *IEEE 2003 Global Telecommunications Conference (Globecom 2003)*. San Francisco, California, USA: IEEE, 2003. v. 4, p. 2258–2262.
- COUILLET, R.; DEBBAH, M. Signal processing in large systems: A new paradigm. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 30, n. 1, p. 24–39, 2013.
- DAHLMAN, E.; PARKVALL, S.; SKOLD, J.; BEMING, P. *3G Evolution, Second Edition: HSPA and LTE for Mobile Broadband*. 2. ed. Oxford, UK: Academic Press, 2008.
- FOSCHINI, G. J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. *Bell Labs Technical Journal*, Wireless Communications Research Department, Bell Labs, New Jersey, USA, v. 1, n. 2, p. 41–59, Autumn 1996.
- GOLDSMITH, A. Capacity limits of mimo channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, v. 21, n. 5, p. 684–702, June 2003.
- GOLUB, G.; LOAN, C. *Matrix Computations*. Baltimore, Maryland: Johns Hopkins University Press, 1996. (Johns Hopkins studies in the mathematical sciences).
- GRADSHTEYN, I. S.; RYZHIK, I. M. *Table of integrals, series, and products*. Seventh. Burlington, USA: Elsevier Academic Press, 2007. xlviii+1171 p. Translated from the Russian, Translation edited and with a preface by Alan Jeffrey and Daniel Zwillinger.

HAYKIN, S. *Communication Systems*. 4th. ed. New York, USA: John Wiley and Sons, Inc, 2001.

HOYDIS, J.; BRINK, S. ten; DEBBAH, M. Massive mimo: How many antennas do we need? *CoRR*, abs/1107.1709, 2011.

JEGANATHAN, J.; GHRAYEB, A.; SZCZECINSKI, L. Generalized space shift keying modulation for mimo channels. In: *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2008. PIMRC 2008. IEEE 19th International Symposium*. Cannes, France: IEEE, 2008. p. 1–5.

JEGANATHAN, J.; GHRAYEB, A.; SZCZECINSKI, L. Spatial modulation: optimal detection and performance analysis. *IEEE Communications Letters*, v. 12, n. 8, p. 545–547, 2008.

JEGANATHAN, J.; GHRAYEB, A.; SZCZECINSKI, L.; CERON, A. Space shift keying modulation for mimo channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 8, n. 7, p. 3692–3703, 2009.

KÜHN, V. *Wireless Communications over MIMO Channels - Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems*. Chichester, England: John Wiley and Sons Ltd., 2006.

LAUB, A. J. *Matrix Analysis for Scientists and Engineers*. Philadelphia, PA, USA: Society for Industrial and Applied Mathematics. SIAM, 2005.

LEGNAIN, R. M.; HAFEZ, R. H.; LEGNAIN, A. M. Improved spatial modulation for high spectral efficiency. *International Journal of Distributed and Parallel Systems (IJDPSS)*, v. 3, n. 2, p. 13 – 19, March 2012.

LOYKA, S. Channel capacity of mimo architecture using the exponential correlation matrix. *IEEE Communications Letters*, v. 5, n. 9, p. 369–371, 2001.

MARZETTA, T. L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE Press, Piscataway, NJ, USA, v. 9, n. 11, p. 3590–3600, Nov. 2010.

MEHTA, N.; DIGHAM, F.; MOLISCH, A.; ZHANG, J. Rate of mimo systems with csi at transmitter and receiver from pilot-aided estimation. In: *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*. Los Angeles, California, USA: IEEE Press, 2004. v. 3, p. 1575–1579.

MESLEH, R. *Spatial modulation: a spatial multiplexing technique for efficient wireless data transmission*. Tese (Doutorado) — Jacobs University, Bremen, Germany, June 2007.

MESLEH, R. Spatial modulation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 57, n. 4, p. 2228–2241, July 2008.

MESLEH, R.; GANESAN, S.; HAAS, H. Impact of channel imperfections on spatial modulation ofdm. In: *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium*. Athens, Greece: IEEE, 2007. p. 1–5.

- MESLEH, R.; HAAS, H.; AHN, C. W.; YUN, S. Spatial modulation - a new low complexity spectral efficiency enhancing technique. In: *Communications and Networking in China, 2006. ChinaCom '06*. Beijing, China: IEEE, 2006. p. 1–5.
- MIRIDAKIS, N.; VERGADOS, D. Performance analysis of the ordered v-blast approach over nakagami-m fading channels. *IEEE Wireless Communications Letters*, PP, n. 99, p. 1–4, 2012.
- NAIDOO, N.; XU, H.; QUAZI, T. Spatial modulation: Optimal detector asymptotic performance and multiple-stage detection. *IET Communications*, v. 5, p. 1368–1376, July 2011.
- NAKAGAMI, M. The m -distribution – a general formula of intensity distribution of rapid fading. In: HOFFMANN, W. C. (Ed.). *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*. New York, USA: Pergamon Press, 1960.
- OESTGES, C. Validity of the kronecker model for mimo correlated channels. In: *IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2006*. Melbourne, Australia: IEEE, 2006. v. 6, p. 2818–2822.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R. *Discrete-time signal processing*. 2nd. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 1999.
- RALEIGH, G.; CIOFFI, J. Spatio-temporal coding for wireless communication. *IEEE Transactions on Communications*, v. 46, n. 3, p. 357–366, March 1998.
- RENZO, M. D.; HAAS, H. Bit error probability of sm-mimo over generalized fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 61, n. 3, p. 1124–1144, 2012.
- RUSEK, F.; PERSSON, D.; LAU, B. K.; LARSSON, E. G.; MARZETTA, T. L.; EDFORS, O.; TUFVESSON, F. Scaling up mimo: Opportunities and challenges with very large arrays. *CoRR*, abs/1201.3210, 2012.
- RUSEK, F.; PERSSON, D.; LAU, B. K.; LARSSON, E.; MARZETTA, T.; EDFORS, O.; TUFVESSON, F. Scaling up mimo: Opportunities and challenges with very large arrays. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 30, n. 1, p. 40–60, 2013.
- SALEHI, M.; PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. 5. ed. New York, USA: McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2008.
- SHIN, H.; WIN, M.; LEE, J.; CHIANI, M. On the capacity of doubly correlated mimo channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 5, n. 8, p. 2253–2265, aug. 2006.
- SIMON, M. K.; ALOUINI, M.-S. *Digital Communication Over Fading Channels*. 1st. ed. New York, USA: John Wiley and Sons, 2000.
- SUZUKI, H. A statistical model for urban radio propagation. *IEEE Transactions on Communications*, v. 25, n. 7, p. 673–680, 1977.
- TULINO, A. M.; VERDÚ, S. *Random Matrix Theory and Wireless Communications*. Hanover, MA, USA: Now Publishers Inc, 2004. Paperback. (Foundations and Trends in Communications and Information Theory Series).

- 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*, 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*, v. 16, n. 1, p. 19–21, 2012.
- WANG, J.; LI, M.; ZHANG, Y.; ZHOU, Q. Effect of channel estimation error on the mutual information of mimo fading channels. In: *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2008. WiCOM '08. 4th International Conference*. Dalian, China: IEEE, 2008. p. 1–4.
- WOLNIANSKY, P.; FOSCHINI, G.; GOLDEN, G.; VALENZUELA, R. V-blast: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In: *ISSSE 98 - URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*. Pisa, Italy: IEEE, 1998. p. 295 –300.
- WU, J.; XIAO, C. Optimal diversity combining based on linear estimation of rician fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, v. 56, n. 10, p. 1612–1615, 2008.
- WÜBBEN, D.; BÖHNKE, R.; KÜHN, V.; KAMMEYER, K.-D. Mmse extension of v-blast based on sorted qr decomposition. In: *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*. Orlando, USA: IEEE, 2003. v. 1, p. 508–512.
- YOUNIS, A.; RENZO, M. D.; MESLEH, R.; HAAS, H. Sphere decoding for spatial modulation. In: *Communications (ICC), 2011 IEEE International Conference*. Kyoto, Japan: IEEE, 2011. p. 1–6.
- ZHANG, Q. A decomposition technique for efficient generation of correlated nakagami fading channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 18, n. 11, p. 2385–2392, 2000.
- ZHU, Q. ming; YU, X.; WANG, J.-B.; XU, D. zhuan; CHEN, X. A new generation method for spatial-temporal correlated mimo nakagami fading channel. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012.
- ZLATANOV, N.; HADZI-VELKOV, Z.; KARAGIANNIDIS, G. An efficient approximation to the correlated nakagami-m sums and its application in equal gain diversity receivers. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 9, n. 1, p. 302–310, 2010.