



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

José Clair Menezes Júnior

**Codificação LDPC e Decodificação Iterativa para Sistemas com Modulação  
Espacial *Two-Layer***

Florianópolis  
2020

José Clair Menezes Júnior

**Codificação LDPC e Decodificação Iterativa para Sistemas com Modulação Espacial *Two-Layer***

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D.

Florianópolis  
2020

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Menezes Júnior, José Clair

Codificação LDPC e Decodificação Iterativa para Sistemas  
com Modulação Espacial Two-Layer / José Clair Menezes  
Júnior ; orientador, Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, 2020.  
72 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Modulação espacial. 3. Códigos  
LDPC. 4. Decodificação iterativa. 5. Informação mútua. I.  
Ferreira Uchôa Filho, Bartolomeu . II. Universidade Federal  
de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica. III. Título.

José Clair Menezes Júnior

**Codificação LDPC e Decodificação Iterativa para Sistemas com Modulação Espacial *Two-Layer***

O presente trabalho em nível de doutorado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

Prof. Cecilio José Lins Pimentel, Ph.D  
Universidade Federal de Pernambuco (UFPE)

Prof. Glauber Gomes de Oliveira Brante, Dr.  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica.

---

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho,  
Ph.D.  
Coordenador do Programa

---

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho,  
Ph.D.  
Orientador

Florianópolis, 15 de Maio de 2020.

Dedico este trabalho às pessoas mais importantes para mim: minha esposa Darcielle, minha filha Anne Beatriz, meus pais José e Rosa, e meu irmão Ítalo.

## **AGRADECIMENTOS**

Difícil descrever em palavras a importância de pessoas próximas e o quanto elas se fazem essenciais em minha vida, tanto no âmbito acadêmico como pessoal. Mas tentarei.

Com o passar do tempo e das experiências conseguimos visualizar o impacto da família sobre nossas ações e valores. Assim, gostaria de agradecer aos meus pais, José Clair Menezes e Rosa M. Saucedo Menezes, que desde sempre fizeram e fazem o melhor para que eu e meu irmão Ítalo S. Menezes tenhamos amor, suporte e apoio incondicional em todos os momentos.

Agradeço à minha esposa Darcielle Paula Marques Menezes, pelo amor, apoio, companheirismo, incentivo e suporte para que possamos buscar nossas metas pessoais e sonhos. Agradeço à minha filha Anne Beatriz Marques Menezes por ser luz, por seu abraço e me ensinar a importância do amor nos pequenos detalhes. Agradeço aos amigos Adão Sinott e Wally Ludtke, pelo carinho, acolhimento e amizade.

Agradeço ao professor Bartolomeu F. Uchôa Filho, pela orientação, pelo apoio, paciência, contribuições e por sua amizade. Agradeço ao professor Richard Demo Souza, pelo suporte, direcionamento e contribuição para o desenvolvimento do trabalho.

Agradeço aos meus amigos e colegas Bruno Fontana da Silva, Cristian Müller e Dimas Irion Alves pela amizade, pelo apoio nas disciplinas e pelas conversas. Agradeço aos professores e colegas integrantes do grupo de pesquisa em Comunicações (GPqCom), pelas conversas e pela amizade.

Agradeço ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pelo suporte oferecido, seja pela infraestrutura física dos laboratórios e salas de aula, pelo compartilhamento do conhecimento nas disciplinas ministradas por docentes altamente capacitados, pelo apoio e disponibilidade do pessoal da secretaria. Enfim, por proporcionar aos discentes o ambiente propício para que a pesquisa avance e mostrar-se como referência acadêmica no país.

Agradeço ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Sul-rio-grandense (IFSul) e aos colegas do Curso técnico em Telecomunicações, pelo amparo, compreensão e disponibilidade para que eu pudesse concluir essa etapa do doutorado.

Agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo período de aporte financeiro disponibilizado.

Agradeço a Deus pela oportunidade da vida e a todos que de alguma forma colaboraram com essa conquista!

*“Se quiser ir rápido  
vá sozinho.  
Se quiser ir longe,  
vá acompanhado.”  
(Provérbio Africano)*

## RESUMO

Nesta tese é considerado um sistema com múltiplas antenas transmissoras e receptoras (MIMO - *multiple-input multiple-output*) com emprego da técnica de modulação espacial (SM), no qual os bits de informação são mapeados numa modulação digital convencional e no índice da antena transmissora ativada para transmissão. Dessa forma, o esquema pode ser implementado com uma única cadeia de radio-frequência (RF) permitindo baixa complexidade ao transmissor com eficiência espectral relativamente alta. Nesse cenário é proposto um sistema SM codificado em duas camadas (*two-layer*), em que os bits de informação são divididos em duas sequências (sinal e espacial) e cada uma delas passa por um codificador de verificação de paridade de baixa densidade (LDPC), possivelmente distinto. As taxas dos códigos são selecionadas a partir da avaliação da informação mútua entre as entradas e saídas do sistema, considerando um canal de comunicação com modelo de desvanecimento Rayleigh. Em relação à recepção, nesta tese é proposto um mecanismo de troca de mensagens suaves entre os decodificadores componente, com o qual se obtém melhor desempenho global do sistema em comparação ao sistema de uma camada (*one-layer*).

**Palavras-chave:** Modulação espacial, códigos LDPC, decodificação iterativa, informação mútua, canal Rayleigh.



## ABSTRACT

In this Ph.D. dissertation it is considered a system with multiple transmit and receive antennas (MIMO) employing the spatial modulation technique (SM), in which the information bits are mapped to a conventional digital modulation and to the index of the transmit antenna activated for transmission. Thus, the scheme can be implemented with a single RF chain (RF) allowing for a low-complexity transmitter with relatively large spectral efficiency. In this scenario a two-layer coded SM system is proposed, in which the information bits are divided into two sequences (signal and spatial) and each of which passing through a possibly distinct low density parity check (LDPC) encoder. The code rates are selected according to the mutual information between the inputs and outputs of the system, which we derive considering a Rayleigh fading channel. Regarding the receiver, in this thesis we propose a soft message exchange mechanism between the component decoders, which better overall system performance is obtained compared to the system one-layer scheme.

**Keywords:** Spatial modulation, codes LDPC, iterative decoding, mutual information, Rayleigh channels.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Modelo básico do sistema SM com $N_T$ antenas transmissoras e $N_R$ antenas receptoras. . . . .	23
Figura 2 – Diagrama tridimensional do sistema SM. . . . .	25
Figura 3 – Configurações para sistemas SM codificados . . . . .	27
Figura 4 – Diagrama de blocos do esquema SM codificado <i>two-layer</i> total. . . . .	35
Figura 5 – Grafo de Tanner. . . . .	38
Figura 6 – Grafo de Tanner com visualização do <i>girth</i> . . . . .	40
Figura 7 – Informação mútua ( $N_T=2$ , $N_R=1$ , BPSK). . . . .	49
Figura 8 – Curvas de desempenho do sistema SM codificado proposto com diversos valores de $i_D$ . . . . .	49
Figura 9 – Curvas de desempenho dos três esquemas sobre o Cenário 1. . . . .	50
Figura 10 – Informação mútua ( $N_T=4$ , $N_R=4$ e QPSK). . . . .	51
Figura 11 – Curvas de desempenho dos três esquemas sobre o Cenário 2. Fixado parâmetro $i_D=3$ para os esquemas 2-LDPC-SM . . . . .	52
Figura 12 – Curvas de desempenho dos esquemas <i>two-layer</i> proposto e <i>one-layer</i> otimizado via EXIT <i>Chart</i> sobre o Cenário 2. . . . .	53
Figura 13 – Informação mútua ( $N_T=4$ , $N_R=4$ e 16-QAM). . . . .	54
Figura 14 – Curvas de desempenho dos dois esquemas sobre o Cenário 3. . . . .	55

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Transmissão SM. . . . .	25
Tabela 2 – Trabalhos relacionados à configuração SM codificada. . . . .	28
Tabela 3 – SNR em excesso para alcance da $BER = 4 \times 10^{-7}$ no Cenário 1. . . .	50
Tabela 4 – Complexidade computacional por iteração para os sistemas LDPC-SM <i>one-layer</i> (1-LDPC-SM) e <i>two-layer</i> (2-LDPC-SM) binários. . . .	56

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AWGN	Ruído aditivo branco Gaussiano
BER	<i>Bit error rate</i>
BICSM	<i>Bit-Interleaved Coded Spatial Modulation</i>
BMST	<i>Block Markov superposition transmission</i>
CSIR	<i>Channel state information at the receiver</i>
CSIT	<i>Channel state information at the transmitter</i>
EXIT	<i>Extrinsic information transfer</i>
GSM	Modulação espacial generalizada
GSSK	Modulação por Chaveamento Espacial Generalizado
GSTSK	<i>Generalized space–time shift keying</i>
IAI	Interferência inter-antena
IAS	<i>Inter-antenna Synchronization</i>
ICI	Interferência intercanal
IM	Informação mútua
i-MRC	<i>Iterative-maximum ratio combining</i>
LDPC	<i>Low-density parity-check</i>
LLR	<i>Log-likelihood ratio</i>
MAP	<i>Maximum a posteriori probability</i>
MI	Modulação por Índice
MIMO	<i>Multiple-input multiple-output</i>
MISO	<i>Multiple-input single-output</i>
ML	<i>Maximum likelihood</i>
OSTBC	<i>Orthogonal space-time block codes</i>
PSK	<i>Phase shift keying</i>
QAM	<i>Quadrature amplitude modulation</i>
QC-LDPC	<i>Quasi-cyclic low-density parity-check</i>
RF	Radiofrequência
RSM	<i>Receive Spatial Modulation</i>
SISO	<i>Single-input single-output</i>
SM	<i>Spatial modulation</i>
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>
SPA	Algoritmo Soma-produto
SSK	Modulação por chaveamento espacial
STBC	<i>Space Time Block Codes</i>
STSK	<i>Space–time shift keying</i>
TCM	Modulação codificada por treliças
TCSM	<i>Trellis-coded spatial modulation</i>
TRSM	<i>Transceive spatial modulation</i>

TSM	<i>Transmit Spatial Modulation</i>
TTCSM	<i>Turbo trellis-coded spatial modulation</i>
V-BLAST	<i>Vertical Bell Laboratories layered space-time</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$(\cdot)$	Coeficiente Binomial
$\lfloor \cdot \rfloor$	Operador maior inteiro igual ou superior
$N_T$	Número de antenas transmissoras
$N_R$	Número de antenas receptoras
$(\cdot)^T$	Operação transposto
$N_0$	Densidade espectral de potência do ruído
$\sum$	Somatório
$\mathcal{K}$	Alfabeto de símbolos da constelação espacial
$\mathcal{X}$	Alfabeto de símbolos da constelação do sinal
$b_s$	Número de bits do símbolo do sinal digital
$b_a$	Número de bits do símbolo espacial
$\eta$	Eficiência espectral
$\mathbf{H}$	Matriz de paridade
$\mathbf{I}$	Matriz identidade
$\prod$	Produtório

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>16</b>
1.1	OBJETIVOS	19
<b>1.1.1</b>	<b>Objetivo Geral</b>	<b>19</b>
<b>1.1.2</b>	<b>Objetivos Específicos</b>	<b>20</b>
1.2	CONTRIBUIÇÕES	20
1.3	ORGANIZAÇÃO	21
<b>2</b>	<b>MODULAÇÃO ESPACIAL</b>	<b>22</b>
2.1	INTRODUÇÃO	22
2.2	FUNCIONAMENTO DO SISTEMA SM	22
2.3	MODULAÇÃO ESPACIAL CODIFICADA	26
2.4	COMENTÁRIOS	29
<b>3</b>	<b>SELEÇÃO DAS TAXAS DOS CÓDIGOS PARA O SISTEMA SM</b>	<b>31</b>
3.1	INTRODUÇÃO	31
3.2	CONSIDERAÇÕES	31
3.3	COMENTÁRIOS	34
<b>4</b>	<b>PROPOSTA DE MODULAÇÃO ESPACIAL CODIFICADA</b>	<b>35</b>
4.1	INTRODUÇÃO	35
4.2	MODELO DO SISTEMA	35
4.3	CÓDIGOS LDPC PARA MODULAÇÃO ESPACIAL	37
<b>4.3.1</b>	<b>Motivação</b>	<b>37</b>
<b>4.3.2</b>	<b>Visão geral</b>	<b>37</b>
<b>4.3.3</b>	<b>Formação da Matriz de paridade</b>	<b>40</b>
<b>4.3.4</b>	<b>Codificação LDPC</b>	<b>41</b>
<b>4.3.5</b>	<b>Deteccção</b>	<b>42</b>
4.3.5.1	Detector MAP para constelação espacial	42
4.3.5.2	Detector MAP para a constelação do sinal	43
<b>4.3.6</b>	<b>Decodificação Soma-Produto</b>	<b>45</b>
4.4	COMENTÁRIOS	46
<b>5</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>47</b>
5.1	CONSIDERAÇÕES	47
<b>5.1.1</b>	<b>Cenário 1</b>	<b>47</b>
<b>5.1.2</b>	<b>Cenário 2</b>	<b>50</b>
5.1.2.1	Exemplo 1	51
5.1.2.2	Exemplo 2	52
<b>5.1.3</b>	<b>Cenário 3</b>	<b>53</b>
<b>5.1.4</b>	<b>Complexidade computacional</b>	<b>55</b>
5.2	COMENTÁRIOS	56

<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	<b>58</b>
6.1	SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS . . . . .	58
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>61</b>
	<b>APÊNDICE A – DISTRIBUIÇÃO DE GRAUS DAS MATRIZES</b> . . .	<b>70</b>
A.1	MATRIZES DO CENÁRIO 1 . . . . .	70
A.2	MATRIZES DO CENÁRIO 2 . . . . .	71
A.3	MATRIZES DO CENÁRIO 3 . . . . .	71



## 1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, é notório o desenvolvimento de tecnologias sem fio, nas mais diversas áreas da sociedade. A demanda por serviços de transmissão de dados sem fio tem crescido de maneira contínua. Em Janeiro de 2020, havia sido registrado no Brasil mais de 226 milhões de acessos via Telefonia móvel com densidade de 96,8 acessos a cada 100 habitantes, segundo dados fornecidos pela Anatel (Agência Nacional de Telecomunicações) (ANATEL, 2020). Interessante ressaltar que a Anatel publica mensalmente no sítio eletrônico a quantidade de acessos no país relacionados aos principais serviços de telecomunicações, em que os dados são fornecidos pelas prestadoras de serviços e demonstram o cenário com número de acessos de assinantes dos serviços de Banda Larga Fixa, Telefonia Móvel, TV por Assinatura e Telefonia Fixa. Relacionado ao fato dos acessos móveis relatado anteriormente é demonstrado o tamanho da responsabilidade que as empresas do setor enfrentam para oferecer melhores condições de qualidade de serviço e de taxas de transmissão. Nesse sentido, é primordial o avanço na área da pesquisa científica para que seja possível obter melhorias significativas, seja em termos de eficiência energética, por exemplo, visando aumento da vida útil das baterias de telefones celulares, seja em termos de eficiência espectral para transmitir mais dados com a manutenção de largura de banda.

Os sistemas de comunicação com múltiplas antenas transmissoras e receptoras (MIMO), que têm recebido grande atenção da comunidade acadêmica nas últimas décadas (ALAMOUTI, 1998; TAROKH; SESHADRI; CALDERBANK, 1998; MIETZNER *et al.*, 2009; XU *et al.*, 2017), são capazes de alcançar ganhos consideráveis em termos de capacidade e/ou desempenho em relação ao sistema com uma única antena na transmissão e recepção (SISO) (FOSCHINI, G.J. AND GANS, M.J., 1998; TELATAR, 1999; DI RENZO; HAAS; GHAYEB *et al.*, 2014).

Recentemente, a modulação espacial (SM) (HAAS; COSTA; SCHULZ, 2002) mostra-se uma técnica MIMO atrativa por explorar o índice das antenas transmissoras para enviar informação e possibilitar ganhos reais em termos de multiplexação. Uma das principais vantagens na técnica SM advém do fato de ser necessário ativar, no transmissor, uma única cadeia de radiofrequência (RF) em um dado instante de tempo, em contraste com outras técnicas MIMO tradicionais, como multiplexação espacial (FOSCHINI, 1996) e codificação espaço-temporal (ALAMOUTI, 1998), em que são usadas todas as cadeias de RF existentes para transmissão. Assim, diminui-se a complexidade e o consumo energético do sistema. Outras vantagens são a eliminação da interferência inter-antena (IAI) e da necessidade de sincronização inter-antena (IAS), questões inerentes aos sistemas MIMO tradicionais (DI RENZO; HAAS; GHAYEB *et al.*, 2014; YANG, P. *et al.*, 2015; BASAR; WEN *et al.*, 2017).

Como desvantagem pode-se citar que a eficiência espectral no sistema SM

crece de maneira logarítmica com aumento de  $N_T$ , ao contrário do que ocorre no sistema *Vertical Bell Laboratories layered space-time* (V-BLAST), em que a eficiência espectral aumenta linearmente. Também tem-se como desvantagem a necessidade dos coeficientes do canal serem suficientemente diferentes para aceitável taxa de erro de bit (BER) do sistema.

A técnica de modulação espacial se enquadra na categoria de Modulação por Índice (MI) (BASAR; WEN *et al.*, 2017), a qual fornece maneiras alternativas de transmissão de informação em contraste com os esquemas tradicionais de modulação digital. Dessa forma, o esquema MI pode ser visto como um conjunto de técnicas que possuem a capacidade de associar bits de informação à mudança no status dos componentes de transmissão, tais como antenas de transmissão, subportadoras, tipos de modulação, etc. Os sistemas MI têm a capacidade de transferir a energia de transmissão economizada na inatividade de alguns componentes, e com isso melhorar o desempenho comparado aos esquemas tradicionais que usam a mesma energia para transmissão, tornando-se mais eficiente em termos de energia.

Nesta última década, a técnica SM tem sido bem explorada na literatura (DI RENZO; HAAS; GRANT, 2011; DI RENZO; HAAS; GHAYEB *et al.*, 2014; YANG, P. *et al.*, 2015; MESLEH; IKKI; AGGOUNE, 2015; PATCHARAMANEPAKORN *et al.*, 2016; ZHU; WANG; CAO, 2017), por mostrar potencial para ser adotada nos futuros sistemas de comunicação sem fio. Em (MESLEH; HAAS; SINANOVIC *et al.*, 2008), os autores demonstraram que o esquema SM pode ter melhor desempenho do que os sistemas MIMO convencionais, como V-BLAST e *Space Time Block Codes* (STBC).

Em (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI; CERON, 2009) foi apresentada a modulação por chaveamento espacial (SSK), na qual transmitem-se os índices das antenas ativas, sem uso da modulação digital PSK/QAM. Também foi demonstrada que a modulação SSK apresenta menor complexidade de detecção que a modulação SM e com igual ganho de multiplexação (MESLEH; HAAS; SINANOVIC *et al.*, 2008). Em ambiente cooperativo, o desempenho da modulação SSK com parcial seleção de relés (RS) e combinação de sinais na recepção foi apresentada (ALI; SAHU, 2019). Neste cenário, foi derivada a expressão exata de desempenho de probabilidade de erro de bit média e mostrou-se que desempenho do sistema com parcial RS pode superar a necessidade de escolher o melhor relé entre o transmissor e o receptor. A extensão do esquema SSK, Modulação por Chaveamento Espacial Generalizado (GSSK) (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008a), foi proposta e se baseia na ativação de diversas antenas para incremento na taxa de transmissão. Em (CHANG; LIN; CHUNG, 2013) foi proposto o esquema GSSK hierárquico, em que mostrou-se alcançar a mesma taxa agregada que o GSSK não-hierárquico, com equiparáveis requisitos de hardware.

Como visto anteriormente, o sistema SM exhibe significativa perda de eficiên-

cia espectral com respeito ao sistema V-BLAST para elevada ordem de modulação. Para contornar essa questão foi apresentado o esquema de Modulação espacial generalizada (GSM) (YOUNIS; SERAFIMOVSKI *et al.*, 2010), em que ocorre a ativação de mais de uma antena transmissora e o número de combinações de antenas transmissoras selecionadas é restrito a número inteiro potência de dois. Em (FU *et al.*, 2010), foi proposto um esquema GSM em que as antenas ativadas transmitem o mesmo símbolo  $M$ -ário. Já em (YOUNIS; SERAFIMOVSKI *et al.*, 2010; WANG; JIA; SONG, 2012; LAKSHMI NARASIMHAN; RAVITEJA; CHOCKALINGAM, 2015), os autores apresentam esquemas GSM que usam as antenas transmissoras ativas para carregar diferentes símbolos de informação por uso de canal. Dessa forma, percebe-se que a eficiência espectral dos esquemas GSM citados anteriormente respeitam a expressão:  $\log_2(N_T) \leq \lfloor \log_2 \binom{N_T}{N_A} \rfloor$ , em que  $N_A$  denota o número de antenas ativas na transmissão,  $\binom{N_T}{N_A}$  é o coeficiente Binomial e  $\lfloor \cdot \rfloor$  é a operação maior número inteiro menor ou igual. Fica nítido que, quando  $N_A=1$ , o sistema SM é um caso especial de GSM.

A extensão da aplicação de SSK em sistema SM, designada por *Space-time shift keying* (STSK) (SUGIURA; CHEN; HANZO, 2010) e sua forma generalizada *Generalized space-time shift keying* (GSTSK) (SUGIURA; CHEN; HANZO, 2011), com combinação das dimensões espaço-tempo apresentaram um bom *trade-off* entre multiplexação e diversidade. Os índices selecionados por matrizes de dispersão espaço-tempo pré-projetadas foram explorados para transmitir mais dados. Em (SACCHI *et al.*, 2017), a transmissão com onda milimétrica com exploração da técnica STSK em conjunto com MIMO-OFDM apresentou ganho de desempenho em relação a aplicação SM, com o custo de um *throughput* reduzido e ligeiro aumento da complexidade computacional.

Com o intuito de melhorar o desempenho, diversos tipos de códigos corretores de erros foram incorporados aos sistemas SM. Para sistemas SM com multi-portadoras OFDM, em (JIA TAN *et al.*, 2014) foram empregados códigos Turbo, convolucional e de repetição. Em (WANG; MA, 2016) foi considerado o uso de códigos BMST para um ambiente com alta mobilidade, demonstrando melhoria de desempenho em relação ao esquema OFDM tradicional. Em (ZHANG; YANG; HANZO, 2016), foram utilizados códigos LDPC (*Low-density parity-check*) em ambiente *in-vehicle* PLC (*Power line communications*).

Para sistemas mono-portadora, em (MESLEH; RENZO *et al.*, 2010; VLADEANU, 2012), foram consideradas as codificações em treliças e Turbo, respectivamente, aplicadas ao sub-vetor de informação relacionado à escolha das antenas ativas para transmissão, enquanto que o sub-vetor de informação do sinal  $M$ -ário é transmitido sem codificação. Para cenários em que a codificação foi aplicada a todo o vetor informação foram considerados códigos em treliça (BASAR; AYGOLU *et al.*, 2011; BAŞAR; AYGÖLÜ; PANAYIRCI *et al.*, 2012), Turbo (HASHIMOTO; ISHII; OGOSE, 2013), *Bit-*

*Interleaved Coded Spatial Modulation* (BICSM) (KOCA; SARI, 2012), *Block Markov superposition transmission* (BMST) (YANG, Z. *et al.*, 2014) e STBC (BAŞAR; AYGÖLÜ; PANAYIRCI *et al.*, 2011)

Nesta tese é explorada uma configuração MIMO com codificação LDPC para sistema SM, em que o vetor com bits de informação é dividido em dois sub-vetores: espacial e de sinal. Cada um desses sub-vetores é codificado por um codificador LDPC. Na literatura, observa-se que grande parte dos trabalhos sobre SM que envolvem codificação de canal considera: (1) sequência inteira de informação (*one-layer*) (BASAR; AYGÖLÜ *et al.*, 2011; HASHIMOTO; ISHII; OGOSE, 2013; YANG, Z. *et al.*, 2014; KOCA; SARI, 2012; LIU *et al.*, 2014; FENG; XU *et al.*, 2018; JIANG *et al.*, 2017); (2) sequência referente aos bits espaciais (*two-layer parcial*, como veremos mais adiante) (MESLEH; RENZO *et al.*, 2010; VLADEANU, 2012; ZHOU *et al.*, 2014; LONG *et al.*, 2017); (3) duas sequências, ou *two-layer total*, de bits da constelação do sinal e da constelação espacial (WANG; LIANG *et al.*, 2016; FENG; XU *et al.*, 2018).

Assim, a tese foca na abordagem *two-layer total* (como será visto no Capítulo 2), em que a informação é desmembrada em duas sequências, sendo que cada sequência passa por um codificador de erro próprio. Por mais que, de fato, a transmissão somente ocorra via modulação digital, na recepção, os bits da modulação espacial podem ser estimados com base no sinal recebido e em estimativas do vetor do sinal. Esse caminho “invisível”, o qual os bits espaciais percorrem, pode ser configurado como um canal equivalente. Dessa forma, pode-se avaliar a capacidade de transmissão dos canais envolvidos e determinar as respectivas taxas dos códigos recomendados para um devido ponto de SNR (*Signal-to-noise ratio*).

Pelo que consta na literatura, até onde vai nosso conhecimento, este é o primeiro esquema SM codificado que realiza o projeto de códigos LDPC binários nas duas sequências de informação (*two-layer*), sendo que na recepção realiza-se uma troca de mensagens entre decodificadores.

## 1.1 OBJETIVOS

Nas seções abaixo estão descritos o objetivo geral e os objetivos específicos.

### 1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral da tese é projetar e avaliar parâmetros para uso de códigos corretores de erros em um sistema de comunicação sem fio com  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras com uso da técnica de modulação espacial em duas camadas (formato *two-layer*), na qual ativa-se uma única antena transmissora para realização da transmissão SM. Considera-se para cada camada do sistema *two-layer* a implementação de um código LDPC, com taxa projetada baseada no desenvolvimento

de equações matemáticas de informação mútua (IM) entre entradas e saída do sistema levando em consideração os seguintes parâmetros:  $N_T$ ,  $N_R$ , modelo de canal e ordem da modulação digital.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos da tese são:

- A avaliação da informação mútua por meio dos fluxos de bits transmitidos e do sinal recebido como um recurso eficaz para seleção das taxas dos códigos componentes. A adequação da presente seleção é verificada via simulação de Monte Carlo.
- Projeto e implementação de um esquema *two-layer* com codificação LDPC binário para sistema SM, em que os dois vetores de informação (associados às modulações espacial e do sinal) são codificados separadamente;
- Conformação da estratégia de troca de mensagens (probabilidades) entre os dois decodificadores componentes do tipo suave, (no caso foi implementado o algoritmo Soma-produto (SPA)) visando obter melhor desempenho de BER em relação a esquemas similares da literatura.

## 1.2 CONTRIBUIÇÕES

Desde a concepção do tema modulação espacial e formalização do termo na metade da década de 2000 no trabalho de (MESLEH; HAAS; AHN *et al.*, 2006), estudos foram intensificados com o intuito de explorar as mais diversas técnicas de se transmitir informação nesse formato (CHAU; SHI-HONG YU, 2001; JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008b; MESLEH; HAAS; SINANOVIC *et al.*, 2008). Para mais detalhes sobre a gama de configurações SM, recomendam-se os tutoriais (YANG, P. *et al.*, 2015; BASAR; WEN *et al.*, 2017; WEN *et al.*, 2019).

Com o crescente interesse na transmissão SM e nos códigos LDPC, uma das classes mais bem sucedidas de "*capacity-approaching codes*", vislumbrou-se interessante explorar as vantagens dos dois assuntos no mesmo sistema e projetar/configurar parâmetros com os graus de liberdade proporcionados por essa configuração. Em se tratando de transmissão foi aplicado o conceito de duas camadas (*two-layer*) com emprego de codificação LDPC binária em cada uma delas, sendo que as taxas dos códigos foram estabelecidas por meio de equações de informação mútua.

Na recepção, a troca de mensagens (probabilidades) entre decodificadores SPA mostrou-se essencial para a obtenção de melhorias significativas no desempenho de BER em relação a outros esquemas. Os resultados obtidos foram publicados no *Jour-*

*nal of Communication and Information Systems (JCIS)* em 2019 (MENEZES JÚNIOR; SILVA; UCHÔA-FILHO, 2019).

### 1.3 ORGANIZAÇÃO

Além do atual capítulo a tese encontra-se dividida em cinco capítulos, descritos brevemente na seguinte forma:

- Capítulo 2 - apresenta os conceitos básicos sobre a técnica de modulação espacial e uma revisão bibliográfica sobre o tema.
- Capítulo 3 - avalia as expressões relacionadas à escolha das taxas do sistema SM codificado.
- Capítulo 4 - desenvolve a abordagem da proposta em si e suas peculiaridades.
- Capítulo 5 - mostra os resultados de simulação obtidos e desdobramentos.
- Capítulo 6 - conclui sobre a abordagem de comunicação sem fio nesta tese e sugere extensões para trabalhos futuros.

## 2 MODULAÇÃO ESPACIAL

### 2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo apresentar aspectos gerais, características e a evolução da técnica de modulação espacial.

### 2.2 FUNCIONAMENTO DO SISTEMA SM

A ideia de seleção de antenas já fora amplamente estudada e explorada na literatura (CHEN; YUAN; VUCETIC, 2005; MACHADO; UCHÔA-FILHO, 2006; CHEN; VUCETIC *et al.*, 2003). Porém, nestes trabalhos, as antenas são selecionadas conforme as condições do canal, visando apenas melhorar o desempenho. A técnica SM é uma forma mais recente de transmissão em sistemas sem fio de comunicação MIMO (DI RENZO; HAAS; GRANT, 2011; YANG, P. *et al.*, 2015) e que faz uso de seleção de antenas. O termo modulação espacial começou a ser empregado a partir dos trabalhos de (MESLEH; HAAS; AHN *et al.*, 2006; GANESAN *et al.*, 2006). A diferença entre a seleção de antenas em (CHEN; YUAN; VUCETIC, 2005; MACHADO; UCHÔA-FILHO, 2006; CHEN; VUCETIC *et al.*, 2003) e aquela na técnica SM reside em sua concepção. Na técnica SM, os bits de informação são divididos em duas sequências, uma mapeada numa modulação digital tradicional  $M$ -ária, por exemplo  $M$ -QAM (*Quadrature amplitude modulation* (QAM)) ou  $M$ -PSK (*Phase shifting-keying*), em que  $M$  é a quantidade de símbolos da modulação digital, e a outra utilizada para selecionar uma antena ou um subconjunto de  $N_T$  antenas transmissoras. Portanto, bits de informação adicionais são transmitidos.

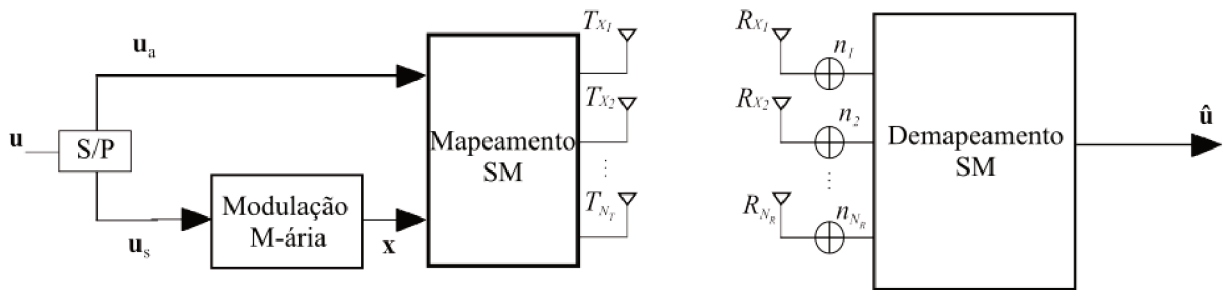
Em (SERAFIMOVSKI *et al.*, 2013) foi implementado em *hardware*, de forma pioneira, um sistema SM com quatro antenas transmissoras e duas receptoras. Os resultados comprovaram a aplicabilidade da técnica SM e o impacto das imperfeições de *hardware* sobre a operação do sistema. Em (PHAN-HUY *et al.*, 2017) foram implementadas e demonstradas visualmente, em tempo real, com o dispositivo *Radio Waves Display* (RWD), as técnicas *Transmit Spatial Modulation* (TSM) e *Receive Spatial Modulation* (RSM), que se baseiam em distinguir a(s) antena(s) transmissora(s) ativa(s) e antena(s) receptora(s) ativa(s), respectivamente. Para mais detalhes sobre implementações SM vide (YOUNIS; THOMPSON *et al.*, 2013; TORRE; CASTEL; ROGIER, 2015).

O sinal modulado digitalmente é transmitido pela(s) antena(s) selecionada(s), cujo índice escolhido para transmissão é visto como fonte de informação extra. Dessa maneira, há um incremento de eficiência espectral com relação aos sistemas SISO e OSTBC (*Orthogonal space-time block codes*) (DI RENZO; HAAS; GHAYEB *et al.*, 2014). Porém, a eficiência espectral em SM cresce de forma logarítmica em função

de  $N_T$ , enquanto que no sistema V-BLAST (FOSCHINI, 1996) a eficiência espectral cresce linearmente com o aumento das antenas transmissoras.

O modelo básico do sistema SM está ilustrado na Figura 1. Considere um sistema MIMO com  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras. A entrada representada pelo vetor mensagem de informação  $\mathbf{u}$  é dividida em dois sub-vetores  $\mathbf{u}_a$  e  $\mathbf{u}_s$ . Os bits do sub-vetor  $\mathbf{u}_s$  são mapeados em uma modulação digital  $M$ -ária produzindo o vetor  $\mathbf{x}$ .

Figura 1 – Modelo básico do sistema SM com  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras.



Fonte: Própria

O bloco Mapeamento SM utiliza o sub-vetor  $\mathbf{u}_a$  para escolha da antena ativa, pela qual é enviado o símbolo associado no vetor  $\mathbf{x}$ . A matriz de ganho do canal,  $\mathbf{H}_{ch} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ , é representada por

$$\mathbf{H}_{ch} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,N_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_R,1} & \cdots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_T}], \quad (1)$$

em que  $\mathbf{h}_j = [h_{1j}, h_{2j}, \dots, h_{N_Rj}]^T$  e  $(.)^T$  se refere ao operador transposto. Na matriz  $\mathbf{H}_{ch}$ , os elementos são modelados como variáveis complexas Gaussianas, independentes, circularmente simétricas, com média zero e variância unitária. Assume-se que o canal seja plano em frequência, mantendo-se inalterado na transmissão de um símbolo conjunto (componentes do sinal e espacial) e variando de símbolo para símbolo dentro do mesmo bloco.

O sinal recebido  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ , em cada instante de tempo, é expresso por

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_j s_q + \mathbf{n}, \quad (2)$$

em que  $s_q$  é um símbolo da modulação digital pertencente ao vetor  $\mathbf{x}$ , em que  $q \in \mathcal{X}$ . O vetor  $\mathbf{n}$  é o ruído aditivo branco Gaussiano AWGN, cujos elementos são independentes



e identicamente distribuídos (i.i.d.), com média zero e variância  $\left(\frac{N_0}{2}\right)$  por dimensão complexa.

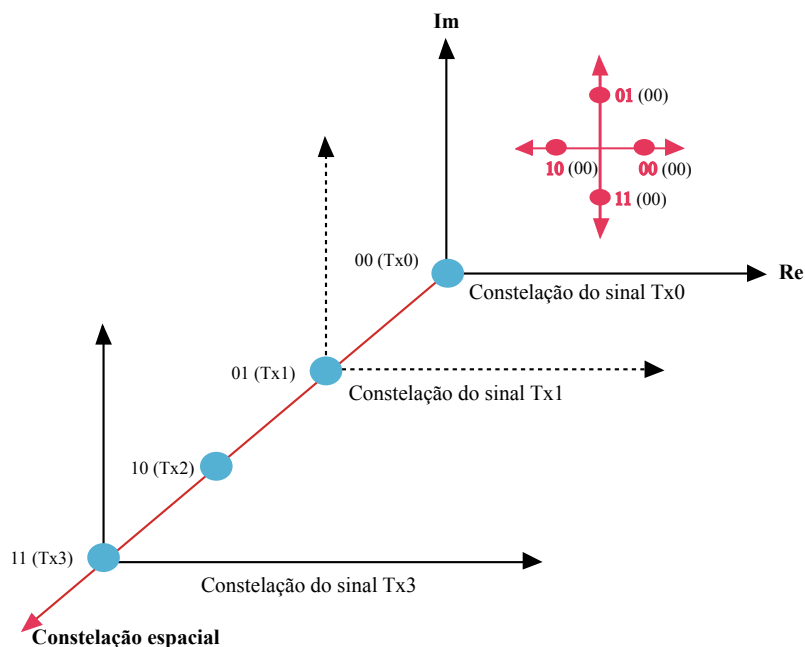
No bloco Demapeamento SM, ocorre a recepção dos sinais transmitidos para a detecção da antena transmissora ativa e do símbolo do sinal por ela transmitido, recuperando os bits do vetor de informação  $\mathbf{u}$ . Note que, para a detecção do índice da antena selecionada deve-se estimar ou ter conhecimento sobre todas as respostas ao impulso dos canais existentes entre as antenas transmissoras e receptoras. Em (MESLEH; HAAS; AHN *et al.*, 2006), foi proposto o algoritmo i-MRC (*iterative-maximum ratio combining*), em que o receptor avalia, iterativamente, os resultados entre os coeficientes de canal. Considerando que na recepção há total conhecimento dos ganhos dos canais, escolhe-se o índice da antena transmissora que obtiver o maior valor de correlação. Em (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI, 2008b), os autores propuseram uma detecção ótima, baseada no princípio ML (*Maximum likelihood*). Foi mostrado que SM com detector ML obteve melhor desempenho de BER do que o sistema V-BLAST, ambos com a mesma eficiência espectral.

Pela escolha de uma única antena, consegue-se evitar problemas recorrentes em sistemas MIMO tradicionais, tais como a IAS (JEGANATHAN; GHAYEB; SZCZECINSKI; CERON, 2009) e também a interferência intercanal (ICI) (MESLEH; HAAS; LEE *et al.*, 2005), que geralmente ocorre pela superposição de sequências de informação transmitidas por múltiplos caminhos. Entretanto, ao contrário dos sistemas STC (*space time coding*), o sistema SM com CSIR (*channel state information at the receiver*), com seleção de uma antena transmissora, não é capaz de fornecer ganho de diversidade de transmissão (DI RENZO; HAAS; GHAYEB *et al.*, 2014). Somente com o conhecimento dos coeficientes dos canais no transmissor (CSIT) é possível obter ganho de diversidade, através de pré-processamento no transmissor.

Para ilustrar o funcionamento de SM tem-se na Figura 2 a configuração via diagrama da constelação tridimensional do sistema, para o caso de  $N_T = 4$  e modulação Q-PSK (*Quadrature phase shift keying*), ou seja,  $M = 4$ . O eixo real é associado ao símbolo do diagrama da constelação do sinal e o eixo imaginário, ao símbolo do diagrama da constelação espacial. Em geral,  $\log_2 N_T$  bits são usados para selecionar a antena (ou antenas, no caso de modulação espacial generalizada) ativa e  $\log_2 M$  bits são usados para selecionar um dos símbolos da modulação digital  $M$ -ária.

A Tabela 1 mostra todas as possibilidades de transmissão para o exemplo exibido na Figura 2. Assim, nesse caso, para cada uso de canal, os dois primeiros bits determinam o símbolo da constelação espacial, isto é, a antena  $T_x$  (em azul) que, de fato, efetuará a transmissão. Os dois bits restantes (em vermelho) designam o símbolo  $s_q$  da modulação Q-PSK a ser transmitido. Por exemplo, se os primeiros bits do vetor de informação  $\mathbf{u}$  forem 0110, a antena transmissora  $T_{x1}$  enviará o símbolo  $s_3$  da constelação do sinal (no caso, o símbolo com valor real -1).

Figura 2 – Diagrama tridimensional do sistema SM.



Fonte: Adaptado de (DI RENZO; HAAS; GRANT, 2011)

Tabela 1 – Transmissão SM.

	$s_1$	$s_2$	$s_3$	$s_4$
$Tx_0$	0000	0001	0010	0011
$Tx_1$	0100	0101	0110	0111
$Tx_2$	1000	1001	1010	1011
$Tx_3$	1100	1101	1110	1111

Nota-se que a transmissão SM transporta  $\log_2(MN_T)$  bits por uso de canal. Dessa forma, na transmissão SM, os bits de informação definem os símbolos das constelações espacial e do sinal. Note que, dependendo da configuração SM, o número de bits poderia ser expresso por  $\lfloor \log_2(MN_T) \rfloor$ . Isso se aplica quando há, na configuração SM, uma quebra de restrição de uso do número de antenas ativas ser de valor base 2 para transmissão (GUO; ZHANG; JIN *et al.*, 2016; GUO; ZHANG; ZHANG *et al.*, 2017). Nesta tese emprega-se transmissão com valor base 2 em todas as configurações do

sistema SM usado.

Além disso, visto que uma única cadeia de RF é usada, em comparação com os sistemas MIMO tradicionais, o consumo de potência é independente da quantidade de antenas transmissoras, sendo que estas ainda assim podem ser exploradas em uma configuração SM-MIMO para transmitir dados sem necessidade de incremento de energia (HAAS; COSTA; SCHULZ, 2002). Nesse sentido, em (STAVRIDIS *et al.*, 2013) foi demonstrado que SM tem considerável economia de energia comparado ao sistema V-BLAST em diferentes configurações de estações rádio-base (BST) com múltiplas antenas. Outra vantagem da técnica SM em relação ao sistema V-BLAST é que este último possui como restrição de configuração mínima  $N_R \geq N_T$ , enquanto que o sistema SM pode trabalhar com qualquer número de antenas transmissoras e receptoras, desde que  $N_T \geq 2$ .

### 2.3 MODULAÇÃO ESPACIAL CODIFICADA

Até então, todos os trabalhos apontados na Seção 2.2 não empregam qualquer tipo de código corretor de erros. Porém, a codificação de canal é inevitável, principalmente quando se busca reduzir requerimentos de potência sem necessidade de aumento da largura de banda, proteção contra o desvanecimento do canal e robustez contra a correlação espacial (LI, C. *et al.*, 2015).

Em (WANG; LIANG *et al.*, 2016) os sistemas com modulação espacial codificados foram classificados basicamente em *one-layer* e *two-layer*. A seguir são descritas características dessas configurações e em seguida sugere-se a extensão da classificação.

- *One-layer*: o vetor de informação  $\mathbf{u}$  é codificado em uma sequência  $\mathbf{c}$ . Então,  $\mathbf{c}$  é usada para transmissão SM.
- *Two-layer*: o vetor de informação  $\mathbf{u}$  é primeiramente dividido em dois sub-vetores:  $\mathbf{u}_a$  e  $\mathbf{u}_s$ . O vetor  $\mathbf{u}_a$  é codificado no vetor  $\mathbf{c}_a$  o qual é considerado para o componente espacial do sinal SM. O vetor de sinal  $\mathbf{u}_s$  é codificado independentemente no vetor  $\mathbf{c}_s$ , que passa por um modulador de sinal  $M$ -ário, produzindo o vetor  $\mathbf{x}$ . Os dois vetores  $\mathbf{c}_a$  e  $\mathbf{x}$  são usados para transmissão SM.

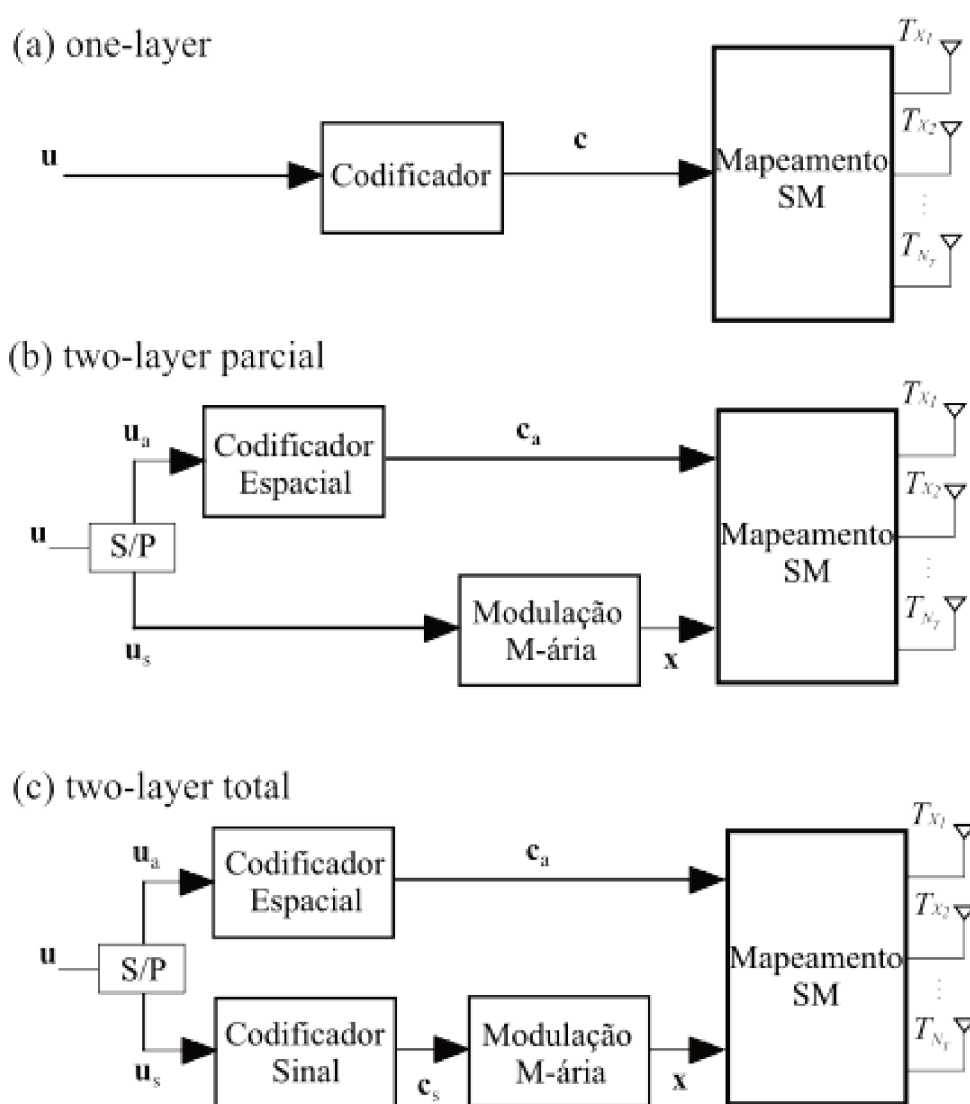
Com base na literatura atual, aqui refina-se essa classificação subdividindo-se a configuração *two-layer* descrita acima em: *two-layer* parcial e *two-layer* total.

No esquema *two-layer* parcial, apenas um dos sub-vetores de informação segue para ser codificado, enquanto o outro segue sem codificação para ser transmitido. De maneira geral, é mais comum na literatura encontrar a implementação em que o sub-vetor de informação espacial  $\mathbf{u}_a$  passa por um codificador de bloco e o sub-vetor de

informação do sinal  $\mathbf{u}_s$  mantém-se sem codificação, e posteriormente é mapeado em uma modulação digital  $M$ -ária.

Já na configuração *two-layer* total, segue-se a mesma configuração descrita anteriormente na abordagem *two-layer* em (WANG; LIANG *et al.*, 2016), ou seja, o sub-vetor destinado à componente espacial (i.e.,  $\mathbf{u}_a$ ) é também codificado, assim como ocorre com o vetor  $\mathbf{u}_s$ . Esta é a configuração usada nesta tese e será descrita com maiores detalhes no Capítulo 5. As configurações correspondentes são ilustradas na Figura 3.

Figura 3 – Configurações para sistemas SM codificados .



A Tabela 2 apresenta alguns trabalhos correlatos que empregam as configurações de modulação espacial codificada descritas anteriormente.

Em (MESLEH; RENZO *et al.*, 2010) foi proposto um esquema de modulação

Tabela 2 – Trabalhos relacionados à configuração SM codificada.

<b>One-layer</b>	<b>Two-layer parcial</b>	<b>Two-layer total</b>
E. Basar <i>et al.</i> (BASAR; AYGOLU <i>et al.</i> , 2011)	R. Mesleh <i>et al.</i> (MESLEH; RENZO <i>et al.</i> , 2010)	L. Wang <i>et al.</i> (WANG; LIANG <i>et al.</i> , 2016)
H. Liu <i>et al.</i> (LIU <i>et al.</i> , 2014)	C. Vladeanu (VLADEANU, 2012)	D. Feng <i>et al.</i> (FENG; XU <i>et al.</i> , 2018)
D. Feng <i>et al.</i> (FENG; XU <i>et al.</i> , 2018)	L. Wang e X. Ma (WANG; MA, 2017)	
X. Q. Jiang <i>et al.</i> (JIANG <i>et al.</i> , 2017)		

codificada por treliças (TCM), em que o vetor de informação é dividido em duas sequências, sendo que somente a sequência de bits referente à modulação espacial passa por um codificador convolucional. Na recepção, foi empregado o decodificador de Viterbi para os bits codificados e detecção ML para a sequência não-codificada. Mostrou-se que para canais correlacionados, a técnica teve bom desempenho, em função da característica de ganho de codificação da treliça. Porém, para canais descorrelacionados, o desempenho é parecido com o sistema SM sem codificação.

Para contornar esse problema, em (BASAR; AYGOLU *et al.*, 2011) foi considerado um esquema TCSM (do inglês, *Trellis-coded spatial modulation*), em que a codificação convolucional se aplica a todo vetor de informação, ou seja, aos índices das antenas e os símbolos da constelação. Dessa forma, obteve-se aumento de complexidade, porém o ganho de codificação foi superior ao esquema em (MESLEH; RENZO *et al.*, 2010).

Em (VLADEANU, 2012) foi aplicada a mesma configuração de codificação dos bits da modulação espacial em (MESLEH; RENZO *et al.*, 2010), porém ao invés do código convolucional utilizou-se um código turbo (TTCSM - *Turbo trellis-coded spatial modulation*). Os resultados para diversos tipos de canais demonstraram o melhor desempenho de BER em relação ao esquema não iterativo TCSM.

Em (WANG; LIANG *et al.*, 2016) foi implementado um esquema codificado *two-layer* SM, isto é, cada uma das duas sequências de informação empregadas passa por um codificador BMST próprio. Por simulações, mostrou-se bom desempenho de BER do sistema em relação a códigos LDPC regulares, em canais com desvanecimento Rayleigh descorrelacionados. Feng *et al.* (FENG; XU *et al.*, 2018) exploraram a codificação LDPC não-binária para toda a sequência de informação e o mapeamento de Gallager para eliminar a restrição de o número de antenas transmissoras ativas ser potência de base 2. Também foi configurado um sistema *two-layer* com o intuito de reduzir o tamanho do campo finito e conseqüente redução da complexidade de transmissão e decodificação. Foi demonstrado via simulação um bom *trade-off* entre

complexidade e desempenho. Porém, verificou-se degradação de BER do sistema *two-layer* em relação ao sistema *one-layer*, que emprega codificação sobre todo o vetor de informação.

Visando atender requisitos de baixa complexidade nos detectores para sistemas SM codificados, Li *et al.* (LI, C. *et al.*, 2015) propuseram simplificações no cálculo das LLR (*log-likelihood ratio*), de acordo com a modulação digital, seja PSK ou QAM. Também foi desenvolvido, para redução de complexidade, o cálculo de métricas suaves via valor absoluto em substituição à norma de Frobenius, válido para alta região de SNR. Os resultados mostraram um compromisso interessante entre complexidade e desempenho de BER para sistemas SM-MIMO.

Em (TANG *et al.*, 2013), foi proposto um detector suave baseado no ordenamento de distâncias (SODBD). Porém, este mostrou-se inferior por uma considerável degradação de desempenho em relação ao detector ótimo MAP (*maximum a posteriori probability*). Em (LIU *et al.*, 2014), os autores propuseram a otimização de códigos LDPC para sistemas SM-MIMO baseada na técnica *Extrinsic information transfer* (EXIT) *chart*. Mostrou-se que o desempenho de BER dos códigos otimizados para canais  $4 \times 4$  e  $16 \times 16$  é superior ao caso otimizado para canal AWGN.

Em (JIANG *et al.*, 2017) foi proposta, para sistema GSM, uma estrutura de códigos denominada *two-layer* LDPC (TL-LDPC) com intuito de obter uma redução de complexidade da detecção ML. É importante ressaltar que o termo *two-layer* neste caso se refere à construção da matriz de paridade e não à configuração de modulação espacial codificada. Mostrou-se, por simulação, um desempenho de BER similar ao sistema convencional GSM codificado por LDPC (LI, C. *et al.*, 2015). Em (FENG; LIU; BAI, 2019) foi combinada uma abordagem GSM com mapeamento de Gallager (GM-GSM) e via simulação mostra-se que o sistema proposto apresenta um desempenho quase idêntico ao dos sistemas GSM e com reduzida complexidade.

Em (WANG; MA, 2017) foi implementado em sistema transceptor SM (TRSM), com a integração de modulação espacial de transmissão e de recepção com uso do esquema de codificação BMST. Demonstrou-se numericamente que o sistema proposto possui bom desempenho de BER em canais com desvanecimento Rayleigh.

## 2.4 COMENTÁRIOS

Neste capítulo foram apresentados os conceitos fundamentais e os princípios básicos sobre o funcionamento da técnica de modulação espacial aplicada aos sistemas MIMO. Foi feita uma revisão bibliográfica de sistemas SM-MIMO, desde a sua concepção até as técnicas mais atuais presentes na literatura.

Também foram abordados alguns trabalhos de SM com o uso de codificação de canal. Mostrou-se uma forma de classificação dos sistemas SM-MIMO codificados em *one-layer* e *two-layer*, em que foi sugerida uma extensão deste último em *two-layer*

parcial e *two-layer* total, em função da configuração de codificação aplicada ao vetor de informação. No decorrer do capítulo foi realizada uma seleção com breve descrição de trabalhos relacionados que empregam codificação ao sistema SM levando em consideração a classificação sugerida na tese.

No próximo capítulo, apresenta-se o desenvolvimento de equacionamento via informação mútua (IM) como critério para a escolha das taxas dos códigos LDPC. São apresentadas as equações desenvolvidas com base na informação mútua entre as entradas e saídas do sistema em função da SNR e escolhem-se as taxas empregadas nas configurações SM-MIMO *two-layer* propostas na tese.

### 3 SELEÇÃO DAS TAXAS DOS CÓDIGOS PARA O SISTEMA SM

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo apresentar resultados da teoria da informação para a escolha adequada das taxas dos códigos corretores de erros para o sistema com modulação espacial com entradas de alfabeto binário.

#### 3.2 CONSIDERAÇÕES

Para sistemas que fazem uso de codificação de canal é importante definir critérios para a escolha das taxas dos códigos implementados ao esquema em questão. Nesta tese considera-se a informação mútua como medida de avaliação e parâmetro para a seleção das taxas dos códigos LDPC para os esquemas aqui propostos.

A avaliação da capacidade de canal é uma ferramenta imprescindível para realização do projeto de códigos em sistemas de comunicação com múltiplas antenas. A capacidade do canal MISO (*multiple-input single-output*) com desvanecimento Rayleigh com uso de modulação espacial foi derivada em (YANG; JIAO, 2008), em que foi usada uma distribuição Gaussiana contínua para os sinais da fonte. Sabe-se que para otimização da informação mútua as entradas devem ser modeladas como Gaussianas, contudo não são factíveis de realizações práticas (LOZANO; TULINO; VERDU, 2006; HARSHAN; RAJAN, 2008).

De maneira geral, para um alfabeto finito, as entradas são definidas por  $M$  símbolos pertencentes a uma constelação, por exemplo,  $M$ -QAM ou  $M$ -PSK, sendo  $M = 2^b$  e  $b$  é o número de bits. Por serem as entradas limitadas ou finitas, a informação mútua terá uma redução em relação à capacidade (caso de entrada contínua Gaussiana). A informação mútua para sistemas SM foi analisada para uma antena receptora em (GUAN; CAI; YANG, 2013) e para múltiplas antenas receptoras em configuração *one-layer* em (YANG, Z. *et al.*, 2014).

Na presente tese considera-se as entradas finitas e são descritas as fórmulas baseadas na regra da cadeia da informação mútua para a configuração de canal considerada para os sistemas *two-layer* em questão. Ou seja, aqui realiza-se uma extensão do trabalho de (YANG, Z. *et al.*, 2014).

Como fica evidente no Capítulo 2, na Eq. (2), a saída  $\mathbf{y}$  é uma variável aleatória contínua em função do ruído, mesmo com as entradas sendo discretas. Por questões de clareza, pode-se avaliar a função densidade de probabilidades (pdf) de interesse considerando que qualquer antena transmissora possui igual probabilidade de ser selecionada ( $\frac{1}{N_T}$ ) e que as entradas sejam distribuídas uniformemente, na forma (GUAN;



CAI; YANG, 2013)

$$p(\mathbf{y}|\mathbf{h}_j, s_q) = \left( \frac{1}{\pi\sigma^2} \right)^{N_R} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y}-\mathbf{h}_j s_q|^2}{\sigma^2} \right)}. \quad (3)$$

Em modulação espacial, existem dois canais distintos: um canal usado para transmissão da modulação digital e o outro, para a transmissão do índice da modulação espacial. Por se tratar de dois canais independentes, cada um possui uma capacidade de canal ou informação mútua diferente, que pode ser obtida via simulação de Monte Carlo.

A informação mútua  $I(S, A; Y)$  corresponde as duas variáveis aleatórias de entrada ( $S$  e  $A$ ), que, respectivamente, se relacionam com as entradas  $s$  (sinal) e  $a$  (antena/espacial), com a variável de saída ( $Y$ ), que descreve  $\mathbf{y}$ , pode ser descrita pelas expressões da regra da cadeia da informação mútua como (COVER; THOMAS, 2006)

$$I(S, A; Y) = I(A; Y|S) + I(S; Y) \quad (4)$$

$$= I(S; Y|A) + I(A; Y). \quad (5)$$

em que  $I(S; Y|A)$  e  $I(A; Y|S)$  são, respectivamente, a informação mútua entre as variáveis  $S$  e  $Y$  quando é conhecida a variável  $A$  e a informação mútua entre as variáveis  $A$  e  $Y$  quando é conhecida a variável  $S$ . E os termos  $I(S; Y)$  e  $I(A; Y)$  referem-se, respectivamente, à informação mútua entre as variáveis  $S$  e  $Y$  e entre as variáveis  $A$  e  $Y$ .

A informação mútua entre as duas entradas ( $S$  e  $A$ ) com a saída ( $Y$ ) é dada por (YANG, Z. *et al.*, 2014)

$$I(S, A; Y) = \sum_{j \in \mathcal{K}} \sum_{q \in \mathcal{X}} \int_{\mathbf{y}} p(\mathbf{y}, \mathbf{h}_j, s_q) \log_2 \left( \frac{p(\mathbf{y}|\mathbf{h}_j, s_q)}{p(\mathbf{y})} \right) dy, \quad (6)$$

em que  $\mathcal{K}$  é o alfabeto da constelação espacial, i.e., o conjunto de índices das antenas transmissoras, e o alfabeto  $\mathcal{X}$  cobre o conjunto de símbolos da constelação do sinal. Assim, tem-se:

$$I(S, A; Y) = \log_2 N_{TM} - \frac{1}{N_{TM}} \sum_{j \in \mathcal{K}} \sum_{q \in \mathcal{X}} \int_{\mathbf{y}} \left( \frac{1}{\pi\sigma^2} \right)^{N_R} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y}-\mathbf{h}_j s_q|^2}{\sigma^2} \right)} \log_2 \left( \sum_{j_2 \in \mathcal{K}} \sum_{q_2 \in \mathcal{X}} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y}-\mathbf{h}_{j_2} s_{q_2}|^2}{\sigma^2} \right)} \right) dy. \quad (7)$$

O primeiro termo na informação mútua em (4) pode ser expresso por:

$$I(A; Y|S) = \sum_{j \in \mathcal{K}} \sum_{q \in \mathcal{X}} \int_{\mathbf{y}} p(\mathbf{h}_j, s_q) p(\mathbf{y}|\mathbf{h}_j, s_q) \log_2 \left( \frac{p(\mathbf{y}|\mathbf{h}_j, s_q)}{p(\mathbf{y}|s_q)} \right) dy. \quad (8)$$

Realizando as devidas simplificações, obtém-se

$$I(A; Y|S) = \log_2 N_T - \frac{1}{N_T M} \sum_{j \in \mathcal{K}} \sum_{q \in \mathcal{X}} \int_{\mathbf{y}} \left( \frac{1}{\pi \sigma^2} \right)^{N_R} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y} - \mathbf{h}_j s_q|^2}{\sigma^2} \right)} \log_2 \left( \sum_{j_2 \in \mathcal{K}} e^{-\frac{|\mathbf{y} - \mathbf{h}_j s_q|^2 - |\mathbf{y} - \mathbf{h}_{j_2} s_{q_2}|^2}{\sigma^2}} \right) d\mathbf{y}. \quad (9)$$

Para a informação mútua entre a entrada S e a saída Y, tem-se:

$$I(S; Y) = \log_2 M - \frac{1}{N_T M} \sum_{j \in \mathcal{K}} \sum_{q \in \mathcal{X}} \int_{\mathbf{y}} \left( \frac{1}{\pi \sigma^2} \right)^{N_R} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y} - \mathbf{h}_j s_q|^2}{\sigma^2} \right)} \log_2 \left( \frac{\sum_{j_2 \in \mathcal{K}} \sum_{s_{q_2} \in \mathcal{X}} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y} - \mathbf{h}_j s_q|^2 - |\mathbf{y} - \mathbf{h}_{j_2} s_{q_2}|^2}{\sigma^2} \right)}}{\sum_{j_2 \in \mathcal{K}} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y} - \mathbf{h}_{j_2} s_{q_2}|^2}{\sigma^2} \right)}} \right) d\mathbf{y}. \quad (10)$$

As expressões para avaliação da informação mútua  $I(S; Y|A)$  e  $I(A; Y)$  são computadas como, respectivamente:

$$I(S; Y|A) = \log_2 M - \frac{1}{N_T M} \sum_{j \in \mathcal{K}} \sum_{q \in \mathcal{X}} \int_{\mathbf{y}} \left( \frac{1}{\pi \sigma^2} \right)^{N_R} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y} - \mathbf{h}_j s_q|^2}{\sigma^2} \right)} \log_2 \left( \sum_{q_2 \in \mathcal{X}} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y} - \mathbf{h}_j s_q|^2 - |\mathbf{y} - \mathbf{h}_j s_{q_2}|^2}{\sigma^2} \right)} \right) d\mathbf{y} \quad (11)$$

e

$$I(A; Y) = \log_2 N_T - \frac{1}{N_T M} \sum_{j \in \mathcal{K}} \sum_{q \in \mathcal{X}} \int_{\mathbf{y}} \left( \frac{1}{\pi \sigma^2} \right)^{N_R} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y} - \mathbf{h}_j s_q|^2}{\sigma^2} \right)} \log_2 \left( \frac{\sum_{j_2 \in \mathcal{K}} \sum_{s_{q_2} \in \mathcal{X}} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y} - \mathbf{h}_j s_q|^2 - |\mathbf{y} - \mathbf{h}_{j_2} s_{q_2}|^2}{\sigma^2} \right)}}{\sum_{s_{q_2} \in \mathcal{X}} e^{\left( -\frac{|\mathbf{y} - \mathbf{h}_j s_q|^2 - |\mathbf{y} - \mathbf{h}_j s_{q_2}|^2}{\sigma^2} \right)}} \right) d\mathbf{y}. \quad (12)$$

Nota-se que o resultado final da informação mútua em (4) e (5) é idêntico, porém com incremento da SNR os termos componente em cada expressão têm resultados

distintos. Dessa forma, pode-se determinar qual caminho escolher, visto o nível de confiabilidade necessário referente à parte espacial, o qual é questão fundamental no desempenho geral do sistema. Em função das restrições desejadas, pode-se optar por trabalhar com a designação de taxas para os códigos de acordo com a Eq. (4) ou a Eq. (5) (abordagem empregada nos trabalhos em (WANG; LIANG *et al.*, 2016; FENG; XU *et al.*, 2018)).

De acordo com (7), pode-se inferir que, com o considerável aumento da SNR, predomina o termo  $\log_2 N_T M$ , isto é, o limite superior da expressão. Isso já era esperado, como já dito anteriormente, visto que para o alcance da capacidade máxima, as entradas de dados deveriam ser contínuas Gaussianas.

Com a obtenção da informação mútua das equações descritas anteriormente, as taxas dos códigos LDPC em um sistema *two-layer* devem respeitar os seguintes limites:

$$\eta = b_s R_s + b_a R_a \leq I(S, A; Y), \quad (13)$$

em que  $\eta$  é a eficiência espectral,  $R_a$  e  $R_s$  são as taxas dos códigos LDPC referentes aos vetores espacial e do sinal, e  $b_a$  e  $b_s$  são, respectivamente, o número de bits por símbolo dos vetores espacial e do sinal.

Baseado nas Eqs. (9), (10), (11), (12) e (13) para a escolha das taxas dos vetores do sinal ( $R_s$ ) e espacial ( $R_a$ ) usa-se a Eq. (14) ou a Eq. (15).

$$R_s \leq \frac{I(S; Y)}{b_s} \quad \text{e} \quad R_a \leq \frac{I(A; Y|S)}{b_a}, \quad (14)$$

ou

$$R_s \leq \frac{I(S; Y|A)}{b_s} \quad \text{e} \quad R_a \leq \frac{I(A; Y)}{b_a}. \quad (15)$$

### 3.3 COMENTÁRIOS

Neste capítulo foram descritas as equações de informação mútua baseadas na regra da cadeia para o sistema com modulação espacial, equipado com  $N_T$  antenas transmissoras,  $N_R$  antenas receptoras, alfabeto com entradas binárias e canal com desvanecimento Rayleigh. Demonstraram-se os limitantes para a escolha das taxas, que pode ser implementada para os sistemas *one-layer* (Eq. 7) ou *two-layer* (Eqs. 14 ou 15).

No próximo capítulo serão apresentados a proposta de modulação espacial codificada em si, questões sobre os códigos LDPC implementados e os processos de codificação e decodificação envolvidos no cenário *two-layer*.

## 4 PROPOSTA DE MODULAÇÃO ESPACIAL CODIFICADA

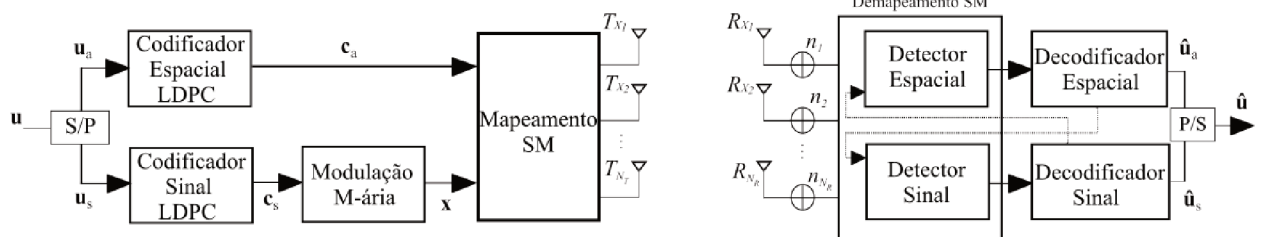
### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o esquema proposto, com detalhes do modelo do sistema e das principais etapas relacionadas aos códigos LDPC implementados no sistema SM.

### 4.2 MODELO DO SISTEMA

O diagrama de blocos do sistema MIMO codificado proposto é mostrado na Figura 4. Observa-se o emprego da técnica de modulação espacial no formato *two-layer* total, com  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras .

Figura 4 – Diagrama de blocos do esquema SM codificado *two-layer* total.



Fonte: Própria.

Em um primeiro momento, o bloco de informação  $\mathbf{u}$  é dividido em dois sub-blocos. Os bits do primeiro sub-bloco  $\mathbf{u}_a$  e do segundo sub-bloco  $\mathbf{u}_s$  são codificados por dois codificadores LDPC independentes. As palavras-código binárias correspondentes são denotadas por  $\mathbf{c}_a$  e  $\mathbf{c}_s$ , de comprimentos  $n_a$  e  $n_s$ , respectivamente. Um uso do canal é caracterizado por  $\log_2 N_T$  bits do vetor  $\mathbf{c}_a$ , que são mapeados no símbolo da constelação espacial (escolha da antena ativa), e  $\log_2 M$  bits do vetor  $\mathbf{c}_s$ , que são mapeados em um símbolo da modulação digital  $M$ -ária. Vários usos do canal são necessários para a transmissão de ambas as palavras-código, respeitando a condição:

$$n_a \log_2(M) = n_s \log_2(N_T). \quad (16)$$

O comprimento total do bloco para o sistema *two-layer* é dado por:

$$n = n_a + n_s. \quad (17)$$

Na recepção, assume-se ter conhecimento pleno dos coeficientes dos canais e o detector MAP gera as probabilidades *a posteriori* de bit com base no sinal recebido,

com envio dos cômputos como entradas para o decodificador SPA. Este realiza o processamento dos sinais, nesse caso em domínio linear, das pseudo-probabilidades sobre os bits do bloco. O decisor, com base nesses valores, gera as estimativas  $\hat{u}$  dos respectivos bits de informação.

Como visto no Capítulo 2, a grande maioria dos trabalhos na literatura que envolvem modulação espacial codificada aplica o código corretor de erros a todo o vetor de informação (*one-layer*) ou somente ao sub-vetor espacial (*two-layer* parcial), i.e. aos bits de informação relacionados à constelação espacial.

Cabe ressaltar que a configuração *two-layer* total, como sugerido no Capítulo 2 desta tese e apresentado anteriormente, é um esquema SM codificado recente e ainda pouco explorado. Em 2016, Wang *et al.* (WANG; LIANG *et al.*, 2016) empregaram a configuração *two-layer total* e iteratividade entre decodificadores na recepção. Para cada vetor de informação foi usado o esquema *Block Markov superposition transmission* (BMST). Foram realizadas simulações em canais com desvanecimento Rayleigh decorrelacionados e correlacionados e mostrou-se que o sistema alcança bom desempenho. No entanto, esse esquema SM-BMST apresenta elevada complexidade de decodificação, necessitando de uma grande quantidade de memória para codificação, além de grande tamanho de janelas de decodificação (ZHAO *et al.*, 2018).

Em (FENG; XU *et al.*, 2018), os autores propuseram um sistema LDPC-SM não-binário em configurações *one-* e *two-layer* total. O chamado sistema *two-layer* NBLDPC-SM sem iteração entre decodificadores SPA foi implementado buscando diminuir a complexidade na detecção e decodificação em função da redução do campo finito em cada camada em relação à estrutura *one-layer* NBLDPC-SM. Ainda sobre (FENG; XU *et al.*, 2018), cabe ressaltar que não foi realizado o projeto dos códigos, tendo sido empregadas matrizes e variantes usadas no padrão WiMax (IEEE 802.16e) (HENLEY, 2005), e também não foi empregada a troca de mensagens entre decodificadores no sistema *two-layer* configurado. Em termos de BER, as configurações *one-* e *two-layer* NBLDPC-SM se mostraram com bom desempenho, às custas de elevada complexidade de decodificação devido às operações em campo não-binário.

Conforme mencionado, os esquemas anteriores apresentam elevada complexidade de decodificação e superior desempenho do esquema *one-layer* em relação ao *two-layer*. Como solução, propôs-se nesta tese o esquema *two-layer* total com codificação LDPC binária (GALLAGER, 1963) para cada vetor de informação, conforme ilustrado na Figura 4, o que possibilita uma estrutura simples de decodificação iterativa. Nota-se que, condicionada às observações da saída do canal, as probabilidades *a priori* dos bits relacionados à modulação do sinal podem contribuir significativamente para o refinamento das probabilidades *a posteriori* dos bits da modulação espacial, e vice-versa. Portanto, com as iterações entre decodificadores componentes, designado por  $i_D$ , é possível melhorar a confiabilidade de ambos os vetores de informação, como

será visto ao decorrer deste capítulo.

### 4.3 CÓDIGOS LDPC PARA MODULAÇÃO ESPACIAL

#### 4.3.1 Motivação

Como se sabe, em um sistema de comunicação digital não codificado, para se ter um aumento real na taxa de transmissão da informação é necessário aumentar a ordem da modulação digital, fazendo crescer a probabilidade de erro. A potência de transmissão somente pode ser aumentada dentro de limites impostos por agências reguladoras.

Uma maneira de diminuir esta probabilidade de erro é por meio da utilização de códigos corretores de erros. Isto acarreta uma redução na taxa de transmissão. Porém, o ganho de codificação proporcionado em geral compensa essa perda. Os códigos LDPC são considerados uma das classes mais importantes de códigos corretores de erros, e foram escolhidos para serem adotados na presente tese (RICHARDSON; URBANKE, 2001; CHUNG *et al.*, 2001).

A seguir, serão descritos aspectos gerais e específicos dos códigos LDPC aplicados na tese, como a formação da matriz de paridade e os processos de codificação e decodificação.

#### 4.3.2 Visão geral

Os códigos LDPC são códigos de blocos lineares, esparsos, i.e., sua matriz de paridade  $\mathbf{H}$  apresenta uma pequena quantidade de valores não-nulos e grandes dimensões, designadas por  $(n-k) \times n$ , em que  $k$  e  $n$  representam o tamanho do vetor de informação e da palavra-código, respectivamente. Em geral, esta matriz apresenta-se na forma binária, porém pode ser estendida a alfabetos não-binários. Os códigos LDPC podem ser divididos em regulares ou irregulares.

Se a quantidade de elementos não-nulos é constante tanto nas linhas quanto nas colunas da matriz  $\mathbf{H}$ , designada por  $w_r$  e  $w_c$ , respectivamente, o código LDPC é dito ser regular. Caso contrário, ele é dito ser irregular. A notação  $(w_c, w_r)$  empregada para códigos LDPC regulares especifica que sua matriz de paridade  $\mathbf{H}$  possui exatamente  $w_c$  elementos não-nulos em cada coluna e  $w_r$  elementos não-nulos em cada linha. Para códigos LDPC regulares, tem-se a condição  $w_r = w_c \left(\frac{n}{m}\right)$ , em que  $w_c \ll m$  e  $m = n - k$ , a quantidade de linhas de  $\mathbf{H}$ . A taxa do código  $R$  é definida por  $R = \frac{k}{n}$ . Para códigos regulares, tem-se  $R = \left(1 - \frac{w_c}{w_r}\right)$ .

Um fato interessante é que os códigos LDPC, propostos por Gallager (GALLAGER, 1963) na década de 60, permaneceram praticamente esquecidos na literatura por três décadas, com exceção de alguns poucos trabalhos (TANNER, 1981; WIBERG;

LOELIGER; KUTER, 1995). Isso ocorreu principalmente devido às limitações de recursos computacionais existentes na época.

Ainda na década de 90, McKay and Neal (MACKAY; NEAL, 1996) mostraram uma nova classe de códigos de bloco com características parecidas às dos códigos turbo, porém com melhor desempenho de BER e menor complexidade de decodificação. Tratava-se de uma redescoberta dos códigos LDPC inventados por Gallager três décadas antes. Em (CHUNG *et al.*, 2001), mostrou-se que o desempenho dos códigos LDPC irregulares, quando projetados cuidadosamente, fica a 0,0045 dB do limite teórico de Shannon para canais com ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN).

Em (TANNER, 1981), propôs-se para qualquer código de bloco linear a devida representação efetiva sob forma de grafos bipartidos. Os grafos de Tanner funcionam como uma rede entre funções e variáveis, com emprego em diversas áreas, como estatística, inteligência artificial, problemas relacionados a filtragem. Diversos trabalhos de introdução aos grafos foram desenvolvidos (KSCHISCHANG; FREY; LOELIGER, 2001; LOELIGER, 2004). Com esta representação gráfica, torna-se fácil a visualização da questão de regularidade ou irregularidade associada aos códigos LDPC.

Os grafos possuem dois tipos de nós, que recebem os nomes de nós de variável (NV) e nós de função (NF). Nós de variável representam os bits da palavra-código e os nós de função correspondem às diversas equações de verificação de paridade do código. Estes nós se relacionam da seguinte maneira: um nó de variável se liga a um nó de função se ele aparece na sua correspondente equação de paridade. As conexões entre os nós são, portanto, associadas aos elementos não-nulos da matriz de paridade  $\mathbf{H}$ . Somente há ligações entre nós de função e nós de variável e nunca entre nós do mesmo tipo, por isso a designação de grafo bipartido.

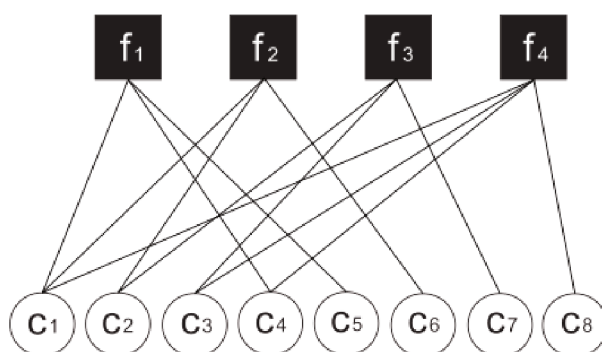


Figura 5 – Grafo de Tanner.

Na Figura 5 tem-se um exemplo de grafo bipartido de Tanner correspondente a uma matriz de paridade. Os nós de função são designados por ■ e os nós de variável, por ○.

Ao contrário dos códigos de bloco lineares convencionais, cujos projetos são

realizados por métodos algébricos, os códigos LDPC são geralmente projetados com base na ideia de obtenção de uma família de códigos, denominada em inglês por *ensemble*, que contém códigos que apresentam os mesmos parâmetros e desempenhos semelhantes. A característica da regularidade simplifica significativamente o projeto e a análise de desempenho. Porém, em contrapartida, impõe restrições à estrutura da matriz de paridade  $\mathbf{H}$  levando a uma perda de desempenho em relação aos códigos irregulares (CHUNG *et al.*, 2001; LUBY *et al.*, 2001).

Para códigos LDPC irregulares, a notação empregada é baseada nos chamados *polinômios de distribuição de graus*, denotados por  $\lambda(x)$  e  $\rho(x)$ , visto existir diferenças na quantidade de 1's em cada linha ou em cada coluna da matriz de paridade  $\mathbf{H}$ . Ou seja, o número de ramos conectado a cada tipo de nó no grafo de Tanner, dito ser o grau do nó, pode variar de um nó para outro. A distribuição de graus dos nós de variável é expressa por:

$$\lambda(x) = \left( \sum_g \lambda_g x^{g-1} \right), \quad (18)$$

e a distribuição de graus dos nós de função, por

$$\rho(x) = \left( \sum_d \rho_d x^{d-1} \right), \quad (19)$$

em que  $\lambda_g$  e  $\rho_d$  são, respectivamente, a fração de ramos conectados aos nós de variável de grau  $g$  e a fração de ramos conectados aos nós de função de grau  $b$ . Os coeficientes  $\lambda_g$  and  $\rho_d$  devem satisfazer as seguintes restrições (RICHARDSON; SHOKROLLAHI; URBANKE, 2001):

$$\begin{aligned} 0 &\leq \lambda_g < 1, \quad g \geq 1, \\ 0 &\leq \rho_d < 1, \quad d \geq 1, \\ \sum_{g=1}^{\infty} \lambda_g &= 1, \\ \sum_{d=1}^{\infty} \rho_d &= 1. \end{aligned} \quad (20)$$

Assim, a taxa do código LDPC irregular pode ser expressa por:

$$R = 1 - \frac{\int_0^1 \rho(x) dx}{\int_0^1 \lambda(x) dx}. \quad (21)$$

A grande importância do grafo de Tanner também está no fato de que existem algoritmos de decodificação que são baseados neste tipo de representação.



Como pode ser visto, os grafos de Tanner apresentam a propriedade de facilitar a visualização gráfica do tamanho dos percursos fechados, ou ciclos. Um percurso fechado é aquele que inicia e termina num mesmo nó. Em especial, o menor ciclo do grafo é denominado *girth*, cujo valor mínimo é igual a 4. No projeto da matriz  $\mathbf{H}$ , faz-se com que esse parâmetro seja o maior possível, por ter relação direta com o desempenho do algoritmo de decodificação iterativo. Por exemplo, tem-se que o *girth* do grafo de Tanner da Figura 6 (ou matriz  $\mathbf{H}$  correspondente) pode ser visualizado pelos ramos em negrito, e nesse caso tem valor igual a 4. Sendo o menor valor de ciclo possível, o *girth*-4 deve evitado a todo custo. Geralmente, outros possíveis valores de *girth* são 6,8,10, etc (sempre múltiplos de dois). Sendo assim, como será visto a seguir com relação à formação da matriz de paridade  $\mathbf{H}$ , eliminou-se por completo os ciclos de comprimento 4.

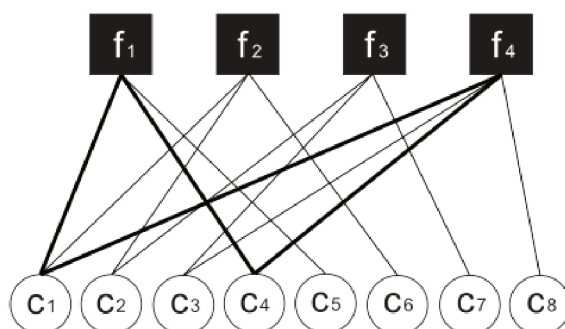


Figura 6 – Grafo de Tanner com visualização do *girth*.

### 4.3.3 Formação da Matriz de paridade

A construção da matriz de paridade  $\mathbf{H}$  para os códigos LDPC impacta diretamente na complexidade exigida na codificação/decodificação. Diversos estudos foram realizados com relação às formas de construção destes códigos (GALLAGER, 1963; MACKAY; NEAL, 1996; RICHARDSON; SHOKROLLAHI; URBANKE, 2001; CHUNG *et al.*, 2001). Na presente tese, optou-se pela construção da matriz de verificação de paridade irregular, seguindo uma abordagem híbrida: pseudo-aleatória e algébrica (LI, Z. *et al.*, 2006; LEGG, 2011). A matriz  $\mathbf{H}$  é composta por duas sub-matrizes, na seguinte forma:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \ \mathbf{H}_2], \quad (22)$$

em que  $\mathbf{H}_1$  tem dimensões  $(n-k) \times k$  e  $\mathbf{H}_2$  tem dimensões  $(n-k) \times (n-k)$ , sendo  $n$  o comprimento do bloco e  $k$ , o tamanho do vetor de informação. É importante ressaltar que nesta construção a matriz  $\mathbf{H}$  possui posto completo. A construção da sub-matriz

$\mathbf{H}_2$  é feita a partir de códigos *Quasi-Cyclic* LDPC (QC-LDPC) (LI, Z. *et al.*, 2006), que possuem as vantagens de serem fáceis de implementar e de requererem memória reduzida, tanto para a codificação quanto para decodificação, por fazerem uso de matrizes de permutação circulantes. Além disso, possuem vantagens de codificação sobre os códigos LDPC pseudo-aleatórios, por fazerem uso de registradores de deslocamento e por terem complexidade de decodificação linear com o comprimento da palavra-código (LI, C. *et al.*, 2015). Já a sub-matriz  $\mathbf{H}_1$  é formada de maneira pseudo-aleatória, baseada no conhecimento da sub-matriz  $\mathbf{H}_2$  e restringindo-se à distribuição de graus global desejada, de forma que a matriz  $\mathbf{H}$  não contenha ciclos de comprimento 4.

Para melhor compreender os códigos QC-LDPC, serão definidos alguns pontos. Esses códigos são formados pela composição de matrizes quadradas com dimensões  $L \times L$ ,  $\mathbf{P}(d)$ , que corresponde à matriz identidade deslocada  $d$  colunas circularmente à esquerda, em que  $d \in [0, L-1]$ . A matriz  $\mathbf{0}$  é a matriz nula.

Assim, a sub-matriz  $\mathbf{H}_2$  é dada na forma (LI, Z. *et al.*, 2006)

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{P}(0) & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{P}(0) \\ \mathbf{P}(2) & \mathbf{P}(0) & \mathbf{0} & \mathbf{P}(0) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}(12) & \mathbf{P}(0) & \mathbf{0} & \mathbf{P}(16) \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}(24) & \mathbf{P}(0) & \mathbf{P}(12) & \mathbf{0} \\ \mathbf{P}(8) & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{P}(18) & \mathbf{P}(52) \end{bmatrix} \quad (23)$$

em que as dimensões da sub-matriz  $\mathbf{H}_2$  são  $L \times L$ . Pode-se inferir que a sub-matriz  $\mathbf{H}_2$  é esparsa, inversível, sem ciclos de comprimento 4 e com alguns ciclos de comprimento 6.

#### 4.3.4 Codificação LDPC

Como se sabe, a maneira mais tradicional para se obter as palavras-código  $\mathbf{c}$  é via a matriz geradora  $\mathbf{G}$ , que pode ser construída a partir da matriz de paridade  $\mathbf{H}$ , sendo desejável que a matriz  $\mathbf{H}$  seja de posto completo, mas não sendo uma questão obrigatória. Se todas as linhas da matriz  $\mathbf{H}$  são independentes, a taxa do código é dada por  $k/n$ . Mas caso a matriz não possua posto completo, ainda assim procede-se de maneira análoga, porém, geralmente retiram-se as linhas dependentes da matriz  $\mathbf{G}$  e, conseqüentemente, diminui-se a taxa do código.

Considera-se que a matriz de paridade  $\mathbf{H}$  apresenta posto completo, após a realização do processo da eliminação Gaussiana, esta apresenta-se na forma:

$$\mathbf{H} = \left[ \mathbf{P} \mid \mathbf{I}_{n-k} \right], \quad (24)$$

em que a sub-matriz identidade  $\mathbf{I}$  em (24) possui dimensões  $(n-k) \times (n-k)$ . A matriz  $\mathbf{G}$  é obtida por:

$$\mathbf{G} = \left[ \mathbf{I}_k \mid \mathbf{P}^T \right]. \quad (25)$$

De acordo com a formação da matriz descrita na Eq. (22), a matriz geradora  $\mathbf{G}$  pode ser expressa na seguinte forma:

$$\mathbf{G} = \left[ \mathbf{I}_k \mid \mathbf{H}_1^T (\mathbf{H}_2^{-1})^T \right]. \quad (26)$$

Assim, as palavras-código podem ser obtidas na forma:

$$\mathbf{c} = \mathbf{u} \times \mathbf{G}, \quad (27)$$

em que  $\mathbf{c}$  e  $\mathbf{u}$  possuem dimensões  $(1 \times n)$  e  $(1 \times k)$ , respectivamente.

Em geral, a matriz geradora  $\mathbf{G}$  é não-esparça, e com isso a codificação em (27) possui alta complexidade de codificação. Diversos trabalhos foram desenvolvidos buscando reduzir a complexidade e incrementar a velocidade de codificação (RICHARDSON; SHOKROLLAHI; URBANKE, 2001; TONG ZHANG; PARHI, 2001). Na técnica acima,  $\mathbf{H}_2$  é inversível e as duas sub-matrizes em  $\mathbf{H}$  são esparsas, tornando o processo de baixa complexidade. Como relatado anteriormente, grande parte da formação da matriz de paridade é originada por códigos QC-LDPC (LI, Z. *et al.*, 2006), sendo que a memória de armazenamento para uso em codificadores e decodificadores é reduzida por um fator  $L$ , tendo em vista a composição por matrizes permutação circulantes  $L \times L$ .

#### 4.3.5 Detecção

Na recepção, para a decodificação dos sinais recebidos, em que emprega-se decodificador SPA, é necessário que as saídas dos detectores sejam suaves. Dessa forma, são desenvolvidas as expressões para a detecção dos bits associados à modulação espacial e à modulação digital do sinal.

##### 4.3.5.1 Detector MAP para constelação espacial

Assume-se que os bits da constelação do sinal e da constelação espacial sejam independentes e gerados com igual probabilidade. Considerando o número de antenas transmissoras  $N_T$  e os bits de dados de entrada modulados por  $M$ -PSK, a probabilidade *a posteriori* para o  $v$ -ésimo bit do índice da antena ser igual ao bit 0 é descrita pelo teorema de Bayes na forma (HWANG *et al.*, 2009)

$$\begin{aligned} p(\mathbf{u}_a^v = 0 | \mathbf{y}) &= \frac{\sum_{j \in \mathcal{X}_0^v} \sum_{q \in \mathcal{X}} p(\mathbf{y}, \mathbf{h}_j, s_q)}{p(\mathbf{y})} \\ &= \frac{\sum_{j \in \mathcal{X}_0^v} \sum_{q \in \mathcal{X}} p(\mathbf{y} | \mathbf{h}_j, s_q) p(\mathbf{h}_j | s_q) p(s_q)}{p(\mathbf{y})} \\ &= \frac{\sum_{j \in \mathcal{X}_0^v} \sum_{q \in \mathcal{X}} p(\mathbf{y} | \mathbf{h}_j, s_q) p(\mathbf{h}_j) p(s_q)}{p(\mathbf{y})}, \end{aligned} \quad (28)$$

e para o  $v$ -ésimo bit do índice da antena ser igual a 1, tem-se

$$\begin{aligned} p(\mathbf{u}_a^v = 1 | \mathbf{y}) &= \frac{\sum_{j \in \mathcal{X}_1^v} \sum_{q \in \mathcal{X}} p(\mathbf{y}, \mathbf{h}_j, s_q)}{P(\mathbf{y})} \\ &= \frac{\sum_{j \in \mathcal{X}_1^v} \sum_{q \in \mathcal{X}} p(\mathbf{y} | \mathbf{h}_j, s_q) P(\mathbf{h}_j) P(s_q)}{P(\mathbf{y})}, \end{aligned} \quad (29)$$

#### 4.3.5.2 Detector MAP para a constelação do sinal

De maneira análoga ao detector anteriormente visto, calculam-se as probabilidades *a posteriori*; para o  $v$ -ésimo bit dos símbolos de dados ser igual a 0, tem-se (HWANG *et al.*, 2009):

$$\begin{aligned} p(\mathbf{u}_s^v = 0 | \mathbf{y}) &= \frac{\sum_{q \in \mathcal{X}_0^v} \sum_{j \in \mathcal{X}} p(\mathbf{y}, \mathbf{h}_j, s_q)}{p(\mathbf{y})} \\ &= \frac{\sum_{q \in \mathcal{X}_0^v} \sum_{j \in \mathcal{X}} p(\mathbf{y}, \mathbf{h}_j, s_q) p(\mathbf{h}_j | s_q) p(\mathbf{h}_j)}{p(\mathbf{y})} \\ &= \frac{\sum_{q \in \mathcal{X}_0^v} \sum_{j \in \mathcal{X}} p(\mathbf{y} | \mathbf{h}_j, s_q) p(s_q) p(\mathbf{h}_j)}{p(\mathbf{y})}. \end{aligned} \quad (30)$$

Para o  $v$ -ésimo bit dos símbolos de dados ser igual a 1, tem-se:

$$\begin{aligned} p(\mathbf{u}_s^v = 1 | \mathbf{y}) &= \frac{\sum_{q \in \mathcal{X}_1^v} \sum_{j \in \mathcal{X}} p(\mathbf{y}, \mathbf{h}_j, s_q)}{p(\mathbf{y})} \\ &= \frac{\sum_{q \in \mathcal{X}_1^v} \sum_{j \in \mathcal{X}} p(\mathbf{y} | \mathbf{h}_j, s_q) P(s_q) P(\mathbf{h}_j)}{P(\mathbf{y})}, \end{aligned} \quad (31)$$

em que  $\mathcal{X}_0^v$  (resp.,  $\mathcal{X}_1^v$ ) é o conjunto dos índices de símbolo cujo  $v$ -ésimo bit da representação vetorial binária é igual a 0 (resp., 1). O alfabeto  $\mathcal{X}$  abrange todo o conjunto de símbolos da constelação de sinais.

Repara-se, em relação a (LI, C. *et al.*, 2015), que em (28), (29), (30) e (31) foi levada em consideração a influência da probabilidade *a priori* dos bits da modulação digital para encontrar a probabilidade *a posteriori* dos bits relacionados aos índices das antenas, e vice-versa.

Levando-se em consideração tal probabilidade é possível encontrar maneiras de contribuir para aumentar a confiabilidade da probabilidade *a posteriori* do vetor de bits em questão. Uma dessas possibilidades seria aproximar as informações extrínsecas geradas na saída de um decodificador SPA de um código LDPC usado na modulação digital e implementá-las como probabilidades *a priori* na entrada do detector de um código LDPC usado para a modulação espacial, implementado primeiramente no trabalho de (WANG; LIANG *et al.*, 2016). Isso se torna possível pelo fato de o SPA calcular as probabilidades marginais exatas quando a matriz de verificação, vista em grafos, não possui ciclos, e uma aproximação da função marginal quando há ciclos (ETZION; TRACHTENBERG; VARDY, 1999), como será visto mais adiante.

O Algoritmo 1, o qual foi empregado na presente tese, descreve como se realiza a atualização das mensagens nos detectores/decodificadores da configuração SM *two-layer* com códigos LDPC para cada vetor de informação. Na etapa de inicialização define-se as constantes, dentre elas, o número máximo de iterações entre decodificadores SPA designado por  $i_{D_{\max}}$  e o modelo de distribuição das probabilidades para os vetores do sinal e espacial. Na etapa de detecção/decodificação, é importante ressaltar que o item descrito como Etapa 0 descrita pode ser a detecção do vetor do sinal ou do vetor espacial, o qual é definido na implementação do programa em ferramenta computacional. Os detalhes sobre a decodificação SPA são descritos na próxima subseção.

---

**Algoritmo 1** Iteração entre os processos de detecção e decodificação em sistema SM *two-layer*

---

**I) Inicialização:** defina o número máximo de iterações entre decodificadores ( $i_{D_{\max}}$ ) e a distribuição uniforme para as probabilidades *a priori* da constelação do sinal  $p(s_q)$  e para constelação espacial  $p(\mathbf{h}_j)$ .

**II) Detecção/decodificação:** For  $i_D = 1, 2, \dots, i_{D_{\max}}$ ,

• **Etapa 0: Detector do sinal**

Calcular as probabilidades *a posteriori* associadas ao  $v$ -ésimo bit do vetor  $\mathbf{u}_s$

$$p(\mathbf{u}_s^v = w | \mathbf{y}) = \sum_{q \in \mathcal{X}_w^v} \sum_{j \in \mathcal{K}} \frac{p(\mathbf{y} | \mathbf{h}_j, s_q) p(s_q) p(\mathbf{h}_j)}{p(\mathbf{y})}.$$

• **Etapa 1: Decodificador do Sinal**

Com as probabilidades  $p(\mathbf{u}_s^v = w | \mathbf{y})$  vindas do detector do sinal, iterações são realizadas no decodificador SPA e a atualização das mensagens extrínsecas  $p^e(\mathbf{u}_s^v = w)$  são consideradas como entradas no detector espacial na forma  $p(s_q)$ .

• **Etapa 2: Detector espacial**

Calcular as probabilidades *a posteriori* associadas ao  $v$ -ésimo bit do vetor  $\mathbf{u}_a$ ,

$$p(\mathbf{u}_a^v = w | \mathbf{y}) = \sum_{j \in \mathcal{K}_w^v} \sum_{q \in \mathcal{X}} \frac{p(\mathbf{y} | \mathbf{h}_j, s_q) p(s_q) p(\mathbf{h}_j)}{p(\mathbf{y})}.$$

• **Etapa 3: Decodificador espacial** Com as probabilidades  $p(\mathbf{u}_a^v = w | \mathbf{y})$  vindas do detector espacial, as iterações são computadas no decodificador espacial SPA e as atualizações das mensagens extrínsecas  $p^e(\mathbf{u}_a^v = w)$  são consideradas como entradas para o detector do sinal na forma  $P(\mathbf{h}_j)$ .

**III) Decisor**

Se  $i_{D_{\max}}$  é alcançado, o vetor estimado  $\hat{\mathbf{u}}_s$  é entregue na saída do decodificador do sinal e a saída do decodificador espacial gera o vetor estimado  $\hat{\mathbf{u}}_a$ .

---

### 4.3.6 Decodificação Soma-Produto

A decodificação SPA aplicada aos códigos LDPC pode ser vista como uma troca de mensagens entre dois tipos de nós, de variável e de função, a respeito de uma determinada variável, dada a observação desta. O principal objetivo do decodificador é computar a probabilidade *a posteriori* máxima para cada bit da palavra-código, dada uma probabilidade  $P_v = P(c_v | N)$ , a qual é a probabilidade do  $v$ -ésimo bit da palavra-código condicionada ao evento  $N$ , desde que todas as equações de checagem de paridade sejam satisfeitas (JOHNSON, 2009). Em (KSCHISCHANG; FREY; LOELIGER, 2001; KSCHISCHANG; FREY, 1998), mostrou-se que o algoritmo SPA tem desempenho ótimo quando aplicado a grafos sem ciclos. Porém, sabe-se que os grafos de Tanner sem ciclos não costumam gerar bons códigos (ETZION; TRACHTENBERG; VARDY, 1999).

Apresentam-se a seguir as principais variáveis envolvidas nos processos.

- $t_{vf}$  é a informação enviada do nó de variável  $v$  para o nó de função  $f$ , sobre a probabilidade de  $s_q$  ser igual a 0 ou 1, baseada na informação advinda do canal,  $y_v$ , e dos nós de função dependentes de  $s_q$ , exceto o nó de função  $f = v$ ;
- $r_{fv}$  é a informação enviada do nó de função  $f$  para o nó de variável  $v$ , sobre a probabilidade de  $s_q$  ser igual a 0 ou 1, baseada na informação dos nós de variável interligados ao nó de função  $f$ , exceto o nó  $v = f$ ;
- $Q_v$  designa a pseudo-probabilidade *a posteriori* de  $s_q$  ser 0 ou 1.

As etapas do processo de decodificação são:

- **Inicialização:** o nó de variável envia aos nós de função conectados a probabilidade *a priori* recebida do canal de comunicação. Pode ser expressa por:

$$\begin{aligned} t_{vf}(0) &= (1 - P_v), \\ t_{vf}(1) &= P_v, \end{aligned} \quad (32)$$

em que  $P_v = p(s_q = 1 | y_v)$ .

- **Atualização nos nós de função:** os nós de função processam as mensagens vindas dos nós de variável. Em seguida, envia-se para cada nó de variável a probabilidade de  $s_q$  estar em um determinado estado, desde que a função de paridade nesse nó seja satisfeita com respeito às mensagens extrínsecas vindas dos outros nós de variável conectados:

$$\begin{aligned} r_{fv}(0) &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \prod_{v' \neq i} (1 - 2t_{v'f}(1)), \\ r_{fv}(1) &= (1 - r_{fv}(0)). \end{aligned} \quad (33)$$

- **Atualização nos nós de variável:** os nós de variável processam as mensagens vindas dos nós de função e a mensagem vinda do canal. Então, envia-se para cada nó de função a atualização das mensagens:

$$\begin{aligned} t_{vf}(0) &= K_{vf}(1 - P_v) \prod_{f' \neq f} (r_{j_i}(0)), \\ t_{vf}(1) &= K_{vf} P_v \prod_{f' \neq f} (r_{f'v}(1)), \end{aligned} \quad (34)$$

em que as constantes  $K_{vf}$  são escolhidas para normalizar a equação  $t_{vf}(0) + t_{vf}(1) = 1$ .

- **Estimativa para decodificação:** nesse ponto, os nós de variável apresentam informação suficiente para estimar o bit correspondente da palavra-código. Dessa forma, pode-se estimar o  $v$ -ésimo bit: se  $Q_v(1) > Q_v(0)$ , decide-se pelo bit 1, caso contrário, decide-se pelo bit 0:

$$\begin{aligned} Q_v(0) &= K_v(1 - P_v) \prod_j (r_{fv}(0)), \\ Q_v(1) &= K_v P_v \prod_f (r_{fv}(1)), \end{aligned} \quad (35)$$

em que a constante  $K_v$  é empregada para normalizar a equação  $Q_v(0) + Q_v(1) = 1$ .

O critério de parada dos processos de decodificação é estabelecido quando uma palavra-código válida for obtida ou pelo alcance de um número limite de iterações.

#### 4.4 COMENTÁRIOS

No presente capítulo foram apresentadas e desenvolvidas as fórmulas envolvidas nos processos de codificação, detecção e decodificação LDPC aplicados ao sistema SM para o formato *two-layer* total, mas também aplicável ao sistema *one-layer*. Apresentou-se a construção das matrizes de paridade e no processo de detecção fica claro que com o uso das probabilidades *a priori* dos vetores espacial e do sinal pode-se configurar para que o esquema *two-layer* total possa se comunicar e trocar mensagens extrínsecas entre os diferentes decodificadores SPA. A implementação dos processos de detecção e decodificação foram exibidas no Algoritmo 1.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados obtidos para o sistema SM-MIMO com projeto de códigos LDPC com taxas selecionadas de acordo com as curvas de informação mútua resultantes das equações matemáticas descritas no Capítulo 3, e considerando-se as etapas de codificação, detecção e decodificação presentes neste Capítulo.

## 5 RESULTADOS

Este capítulo tem por objetivo apresentar os resultados obtidos no desenvolvimento do estudo e realizar comparações com sistemas similares.

### 5.1 CONSIDERAÇÕES

Nesta seção é realizada, via simulação de Monte Carlo, a avaliação da taxa de erro de bit (BER) do esquema codificado proposto como uma função da SNR. O modelo de canal com desvanecimento Rayleigh descorrelacionado é considerado como descrito em (2). Os coeficientes do desvanecimento são considerados constantes durante a transmissão de um símbolo conjunto e são distintos de símbolo para símbolo dentro do vetor.

Todos os resultados de BER exibidos nas figuras são baseados na média ponderada entre as BER's dos dois códigos LDPC (quando aplicável), levando em consideração a modulação  $M$ -ária. Mais especificamente,

$$\text{BER}_{\text{global}} = \frac{(\text{BER}_s \times R_s + \text{BER}_a \times R_a)}{\eta}, \quad (36)$$

em que  $\eta$  é a eficiência espectral descrita em (13), os termos  $\text{BER}_s$  e  $\text{BER}_a$  são as taxas de BER dos vetores do sinal e espacial, respectivamente.

A seguir, demonstram-se simulações computacionais em três cenários com variação de parâmetros: número de antenas transmissoras  $N_T$ , número de antenas receptoras  $N_R$  e modulação digital de ordem  $M$ . O esquema *two-layer* total com iterações entre decodificadores SPA é comparado a outros esquemas *one-* e *two-layer* com a mesma eficiência espectral e também com a mesma complexidade computacional (maiores detalhes ao final do capítulo), com intuito de se realizar uma comparação justa entre esquemas. Importante ressaltar que a distribuição de graus das matrizes usadas nas simulações estão descritas no Apêndice A.

#### 5.1.1 Cenário 1

Esse cenário apresenta-se como configuração MISO, i.e.  $N_T = 2$  e  $N_R = 1$ , e aplicação de modulação digital BPSK. Na Figura 7, mostram-se os resultados relacionados à informação mútua para esse caso. Nesse cenário foca-se na obtenção de um *tradeoff* interessante entre eficiência espectral e energia por bit, considerando-se uma BER admissível para aplicações sem fio na faixa de  $1 \times 10^{-6}$  e  $1 \times 10^{-7}$  (GOLDSMITH, 2005). Dessa forma, define-se como ponto de operação o valor de SNR de 14,8 dB (linha vertical tracejada na figura) com informação mútua global (i.e., a eficiência espectral máxima)  $I(A, S; Y|H)$  igual a 1,856 bits/s/Hz.

Como essa informação mútua é um limite teórico, aplica-se uma pequena redução de 3,56%, de 1,856 para 1,79 bits/s/Hz com intuito de se aproximar da BER



de interesse. Conseqüentemente, usando (9) e (10), no esquema *two-layer* proposto, os valores de taxa de código individual  $R_s$  e  $R_a$  são proporcionalmente reduzidos de 0,9165 para 0,884 bits/s/Hz e de 0,9395 para 0,906 bits/s/Hz, respectivamente. Neste cenário, cada decodificador SPA realiza 18 iterações e os comprimentos de bloco para os esquemas *two-layer* e *one-layer* são 22400 bits (em cada camada) e 44800 bits, respectivamente.

- 2-LDPC-SM,  $i_D = \ell$ , em que  $\ell \in (0, 1, 2, 3)$ : a estrutura proposta *two-layer total* com codificação LDPC e  $\ell$  iterações entre decodificadores SPA, e com as taxa de códigos  $R_s = 0,884$  e  $R_a = 0,906$ . Isso indica uma eficiência espectral de 1,79 bits/s/Hz.
- 1-LDPC-SM: refere-se à estrutura *one-layer* com codificação LDPC sobre todo vetor informação e a taxa de código  $R = 0,895$ . Observa-se que metade dos bits codificados são usados para seleção da antena, não consumindo faixa de frequência. Portanto, neste esquema, a eficiência espectral é igual a  $2R = 1,79$  bits/s/Hz.
- *Two-layer* parcial (*T-L parcial*): refere-se à estrutura *two-layer* parcial com codificação LDPC aplicada somente ao vetor espacial com taxa de código  $R_a = 0,79$  e sem codificação para o vetor do sinal ( $R_s = 1$ ). Isso assegura uma eficiência espectral de 1,79 bits/s/Hz. Um decisor abrupto para o vetor do sinal é considerado. Assume-se que quando o erro for nulo na decodificação do vetor espacial, tem-se um limite inferior para a BER do sistema como (PROAKIS, 2007):

$$\text{BER}_{\text{low}} = \frac{1}{2\eta} \left( 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right), \quad (37)$$

em que  $\bar{\gamma}_b$  é a razão sinal-ruído média.

Na Figura 8 são mostradas as curvas de BER do esquema proposto para os vetores espacial e do sinal isoladamente com a evolução de diferentes números de iterações entre decodificadores SPA. Nota-se o ganho de desempenho com o incremento das iterações entre as camadas. Também observa-se que, para  $i_D > 3$ , o desempenho praticamente mantém-se inalterado. As curvas de BER mostram um desempenho satisfatório próximo ao ponto de operação, especialmente para o sistema 2-LDPC-SM com  $i_D = 3$ . Assim, a escolha por taxas ligeiramente inferiores foi importante neste caso.

Na Figura 9, os três esquemas (proposto e da literatura) para esse cenário são comparados. Com a observação das curvas de 2-LDPC-SM  $i_D \geq 1$  com as outras curvas, é nítido que o sistema proposto com iteração entre decodificadores SPA supera todos os outros esquemas. Além disso, é o único esquema que apresenta um bom desempenho na SNR escolhida. Especificamente, o esquema proposto 2-LDPC-SM

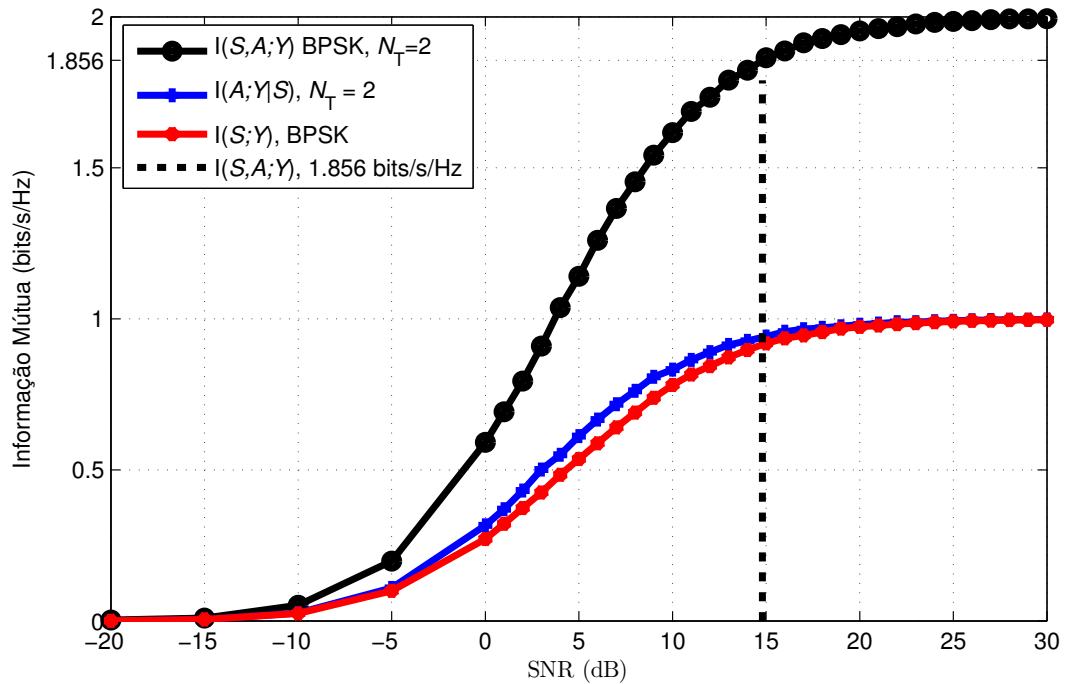


Figura 7 – Informação mútua ( $N_T=2$ ,  $N_R=1$ , BPSK).

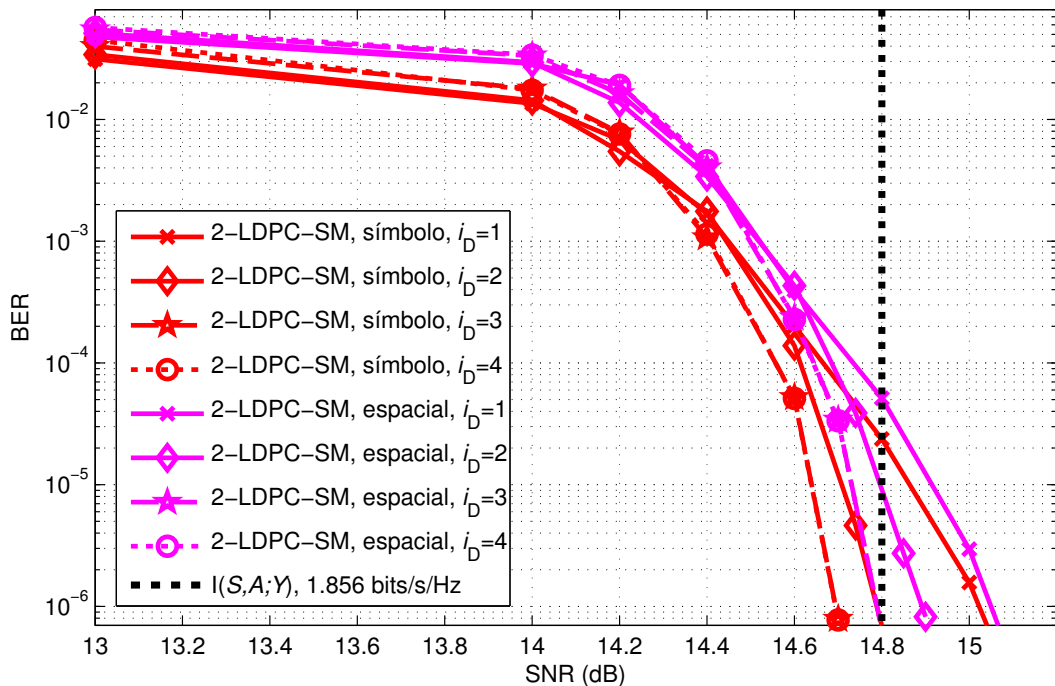


Figura 8 – Curvas de desempenho do sistema SM codificado proposto com diversos valores de  $i_D$ .

$i_D = 3$  alcança no ponto de  $BER = 4 \times 10^{-7}$  uma SNR em excesso de 0,005 dB com relação à SNR de referência. Na Tabela 3, a SNR em excesso para obter essa mesma BER é mostrada para todos os esquemas.

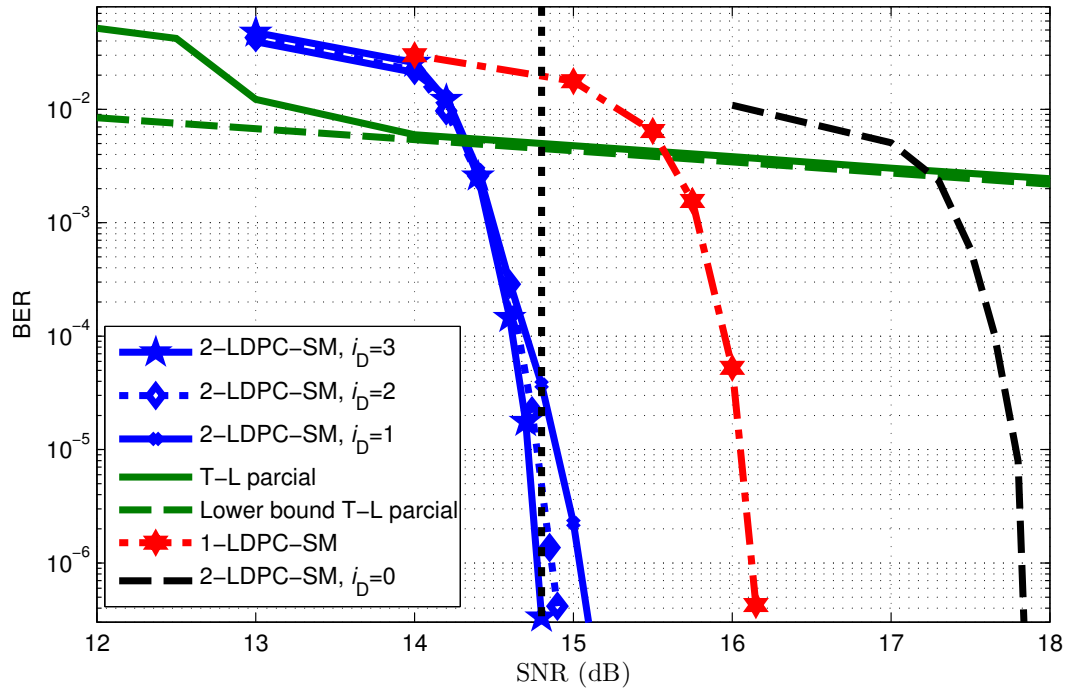


Figura 9 – Curvas de desempenho dos três esquemas sobre o Cenário 1.

Tabela 3 – SNR em excesso para alcance da  $BER = 4 \times 10^{-7}$  no Cenário 1.

Configurações SM-MISO	SNR em Excesso (em dB)
2-LDPC-SM $i_D = 3$	0,005
2-LDPC-SM $i_D = 2$	0,1
2-LDPC-SM $i_D = 1$	0,28
1-LDPC-SM	1,35
2-LDPC-SM $i_D = 0$	3,03

### 5.1.2 Cenário 2

Neste cenário, tem-se  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$  e modulação QPSK. Na Figura 10, mostram-se os resultados de informação mútua para o cenário. Vislumbra-se comparar com esquema com mesma configuração de antenas e modulação na literatura, emprega-se uma taxa global de 2 bits/s/Hz. De acordo com a Fig. 10, define-se para essa taxa como ponto de operação o valor de SNR de -2,8 dB (linha vertical tracejada na figura). Com a informação mútua global  $I(A, S; Y|H)$  de 2 bits/s/Hz, tem-se que  $I(A; Y) \approx 0,54$  bits/s/Hz e  $I(S; Y|A) \approx 1,46$  bits/s/Hz. Então, uma vez que  $b_s = 2$  (QPSK modulação) e  $b_a = 2$  (quatro antenas transmissoras), a partir de (13) tem-se que as taxas dos códigos correspondentes são, respectivamente,  $R_s = 0,73$  e  $R_a = 0,27$ . Com emprego dos parâmetros listados, dois exemplos são considerados para a realização das simulações neste cenário.

## 5.1.2.1 Exemplo 1

Neste exemplo, para sistemas *two-layer* o comprimento do bloco apresenta 2300 bits (para cada camada) e o decodificador SPA desempenha 50 iterações. Já para o sistema *one-layer* o comprimento do bloco tem 4600 bits e o decodificador SPA desempenha 150 iterações. Os esquemas, suas características, e seus parâmetros são descritos como segue:

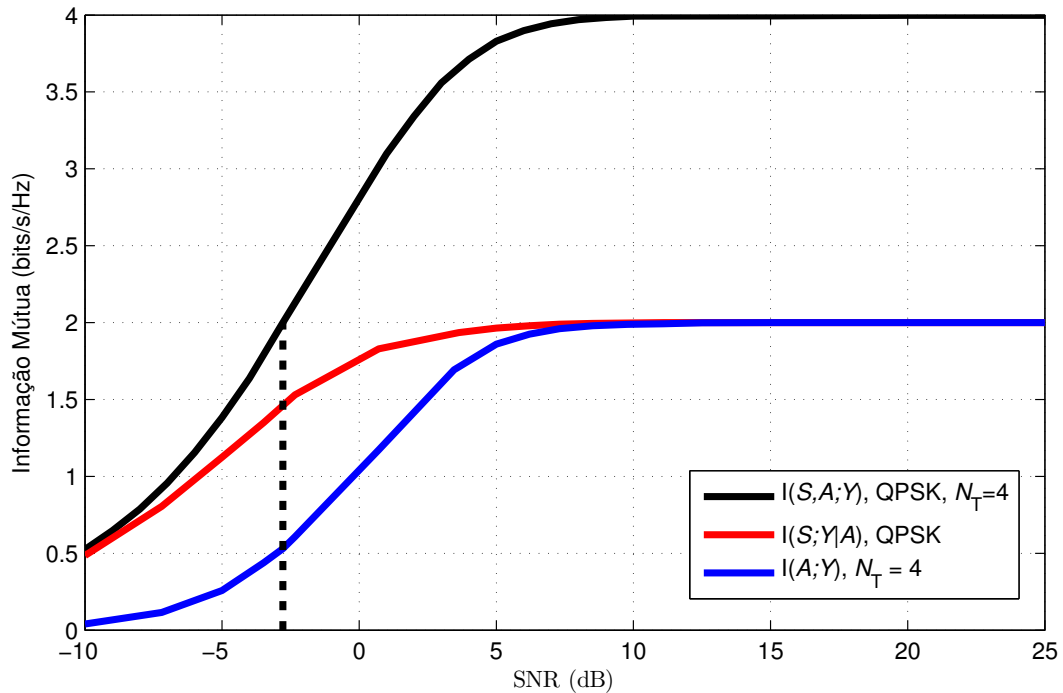


Figura 10 – Informação mútua ( $N_T=4$ ,  $N_R=4$  e QPSK).

- 2-LDPC-SM  $i_D = 3$ : a estrutura proposta *two-layer* total com codificação LDPC e 3 iterações entre decodificadores SPA e com taxas  $R_s = 0,73$  e  $R_a = 0,27$ . Isso assegura a espectral eficiência de 2 bits/s/Hz.
- 2-LDPC-SM  $\mathcal{C}(2304, 1152)$ : estrutura *two-layer* total com implementação do código LDPC proposto em (BOCHAROVA; KUDRYASHOV; JOHANNESSON, 2016) e 3 iterações entre decodificadores SPA. As taxas dos códigos,  $R_s = R_a = 0,5$ , garantem a mesma eficiência espectral de 2 bits/s/Hz. Note que, embora neste caso a taxa global respeite a informação mútua, como pode ser visto na Figura 10, o mesmo não ocorre em relação às taxas dos códigos componente,  $R_a$ . Assim, essa seleção não segue as regras de projeto estabelecidas no Capítulo 4.
- 1-LDPC-SM  $\mathcal{C}(4608, 2304)$ : refere-se à estrutura *one-layer* e codificação LDPC (BOCHAROVA; KUDRYASHOV; JOHANNESSON, 2016) sobre todo o vetor informação e taxa de código  $R = 0,5$ . Deve-se lembrar que metade dos bits codifica-

dos são usados para seleção das antenas. Portanto, neste esquema, a eficiência espectral é também de 2 bits/s/Hz.

Na Figura 11, os três esquemas (proposto e da literatura) para este cenário são comparados. As iterações ( $i_D = 3$ ) entre decodificadores SPA são adotadas nos esquemas *two-layer*. O proposto 2-LDPC-SM  $i_D = 3$  supera os outros esquemas. De fato, é o único esquema que apresenta um desempenho aceitável na SNR alvo, igual a -2,8 dB. Os esquemas concorrentes simplesmente não funcionam em baixa SNR. Para a  $BER = 1 \times 10^{-6}$ , o esquema 2-LDPC-SM  $i_D = 3$  apresenta um excesso de SNR de 0,425 dB. Esse fator para os esquemas 2-LDPC-SM  $\mathcal{C}(2304, 1152)$  e 1-LDPC-SM  $\mathcal{C}(4608, 2304)$  são de 1,45 dB e 3,85 dB, respectivamente.

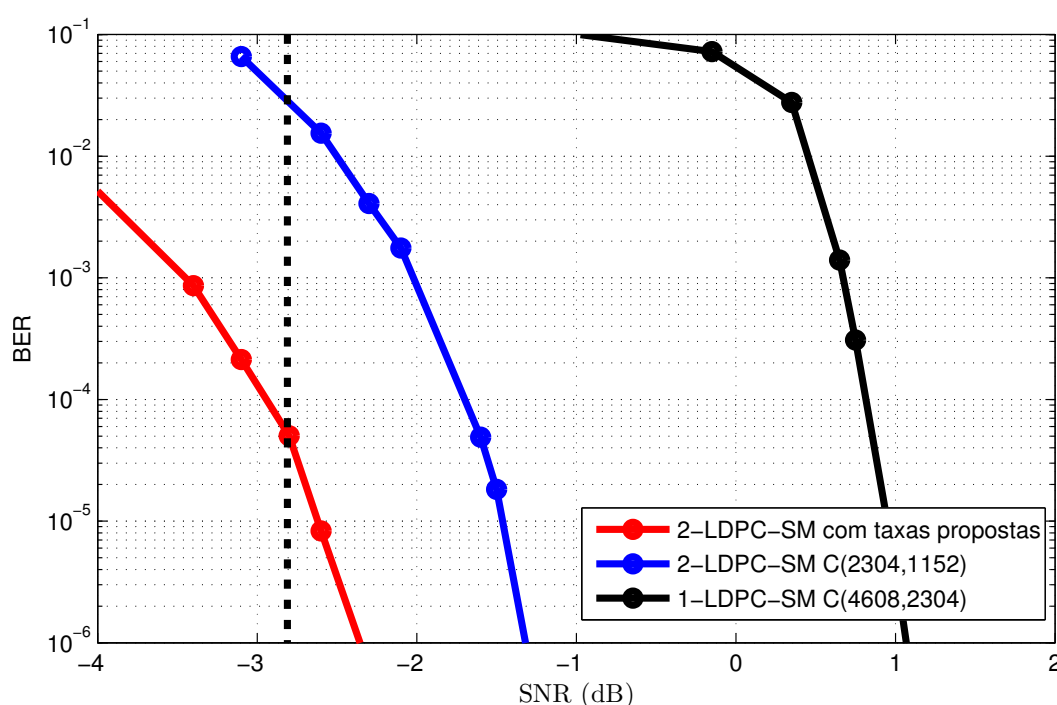


Figura 11 – Curvas de desempenho dos três esquemas sobre o Cenário 2. Fixado parâmetro  $i_D = 3$  para os esquemas 2-LDPC-SM .

### 5.1.2.2 Exemplo 2

Neste exemplo, realiza-se a simulação com a comparação entre o esquema proposto 2-LDPC-SM  $i_D = 1$  e o esquema 1-LDPC-SM otimizado via EXIT *Chart* implementado em (LIU *et al.*, 2014). Na Fig. 12 estão ilustradas as curvas de desempenho dos sistemas abordados.

Tem-se que, para o sistema *two-layer*, o comprimento do bloco apresenta 2300 bits e o decodificador SPA desempenha 50 iterações. Para o sistema *one-layer*, o comprimento do bloco é de 12000 bits e o decodificador SPA desempenha 100

iterações. Assim, o esquema proposto apresenta menor latência, porém o número de iterações na decodificação aplicado ao bloco de cada esquema é igual.

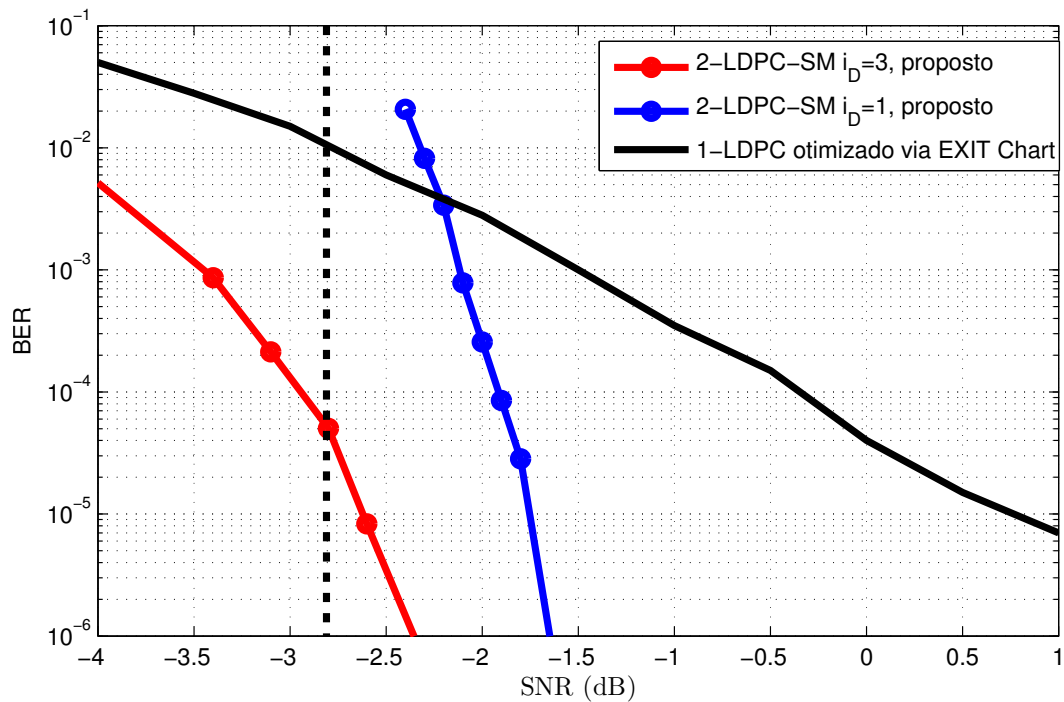


Figura 12 – Curvas de desempenho dos esquemas *two-layer* proposto e *one-layer* otimizado via EXIT Chart sobre o Cenário 2.

Na Figura 12, nota-se que o esquema proposto 2-LDPC-SM  $i_D = 1$  apresenta desempenho superior ao esquema 1-LDPC-SM otimizado na região da SNR de interesse. Para a  $BER = 7 \times 10^{-6}$ , o esquema 2-LDPC-SM  $i_D = 1$  apresenta um ganho de 2,73 dB em relação ao esquema 1-LDPC-SM otimizado. Na Figura também está presente o esquema 2-LDPC-SM  $i_D = 3$  para demonstrar o ganho de SNR obtido com a configuração proposta.

### 5.1.3 Cenário 3

Neste cenário, tem-se  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$  e modulação 16-QAM. Na Figura 13, mostram-se os resultados de informação mútua para o cenário. Visando comparar o esquema proposto *two-layer*, configura-se uma estrutura *one-layer* com código LDPC desenvolvido em (BOCHAROVA; KUDRYASHOV; JOHANNESSON, 2016). Por este apresentar uma taxa de 0,5 escolhe-se a informação mútua global  $I(A, S; Y|H)$  igual a 3 bits/s/Hz para efeito de comparação. Para essa eficiência espectral o valor de SNR é igual a 0 dB (linha vertical tracejada na figura), e tem-se  $I(A; Y) \approx 0,9$  bits/s/Hz e  $I(S; Y|A) \approx 2,1$  bits/s/Hz. Então, uma vez que  $b_s = 4$  (modulação 16-QAM) e  $b_a = 2$  (quatro antenas transmissoras), as taxas dos códigos correspondentes são, respectivamente,  $R_s = 0,525$  e  $R_a = 0,45$ .

Neste cenário, para o sistema *two-layer* o decodificador SPA apresenta 50 iterações e para o sistema *one-layer* o decodificador SPA desempenha 150 iterações. Os esquemas, suas características, e seus parâmetros são descritos como segue:

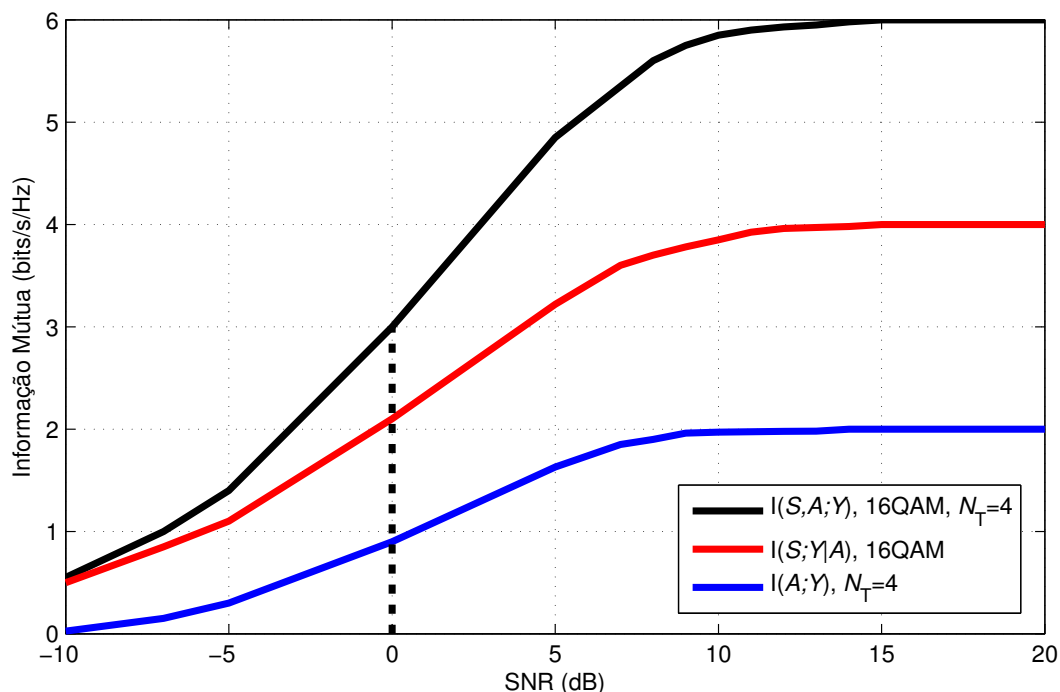


Figura 13 – Informação mútua ( $N_T=4$ ,  $N_R=4$  e 16-QAM).

- 2-LDPC-SM  $i_D = 3$ : a estrutura proposta *two-layer* total com codificação LDPC e 3 iterações entre decodificadores SPA e com taxas  $R_s = 0,525$  e  $R_a = 0,45$ . Isso assegura a espectral eficiência de 3 bits/s/Hz. Os comprimentos dos blocos espacial e de sinal são, respectivamente, 768 bits e 1536 bits, para manter a mesma latência de 2304 bits do esquema concorrente.
- 1-LDPC-SM  $\mathcal{C}(2304, 1152)$ : refere-se à estrutura *one-layer* e codificação LDPC (BOCHAROVA; KUDRYASHOV; JOHANNESON, 2016) sobre todo o vetor informação e taxa de código  $R = 0,5$ . Deve-se lembrar que metade dos bits codificados são usados para seleção das antenas. Portanto, neste esquema, a eficiência espectral é também de 3 bits/s/Hz.

Na Figura 14, o desempenho dos dois esquemas para este cenário são exibidos. O número de iterações  $i_D = 3$  entre decodificadores SPA é adotado no esquema *two-layer*. O esquema proposto 2-LDPC-SM  $i_D = 3$  supera o esquema *one-layer* e apresenta um excesso de SNR em torno de 1,1 dB e ganho de 0,9 dB para o esquema 1-LDPC-SM  $\mathcal{C}(2304, 1152)$ .

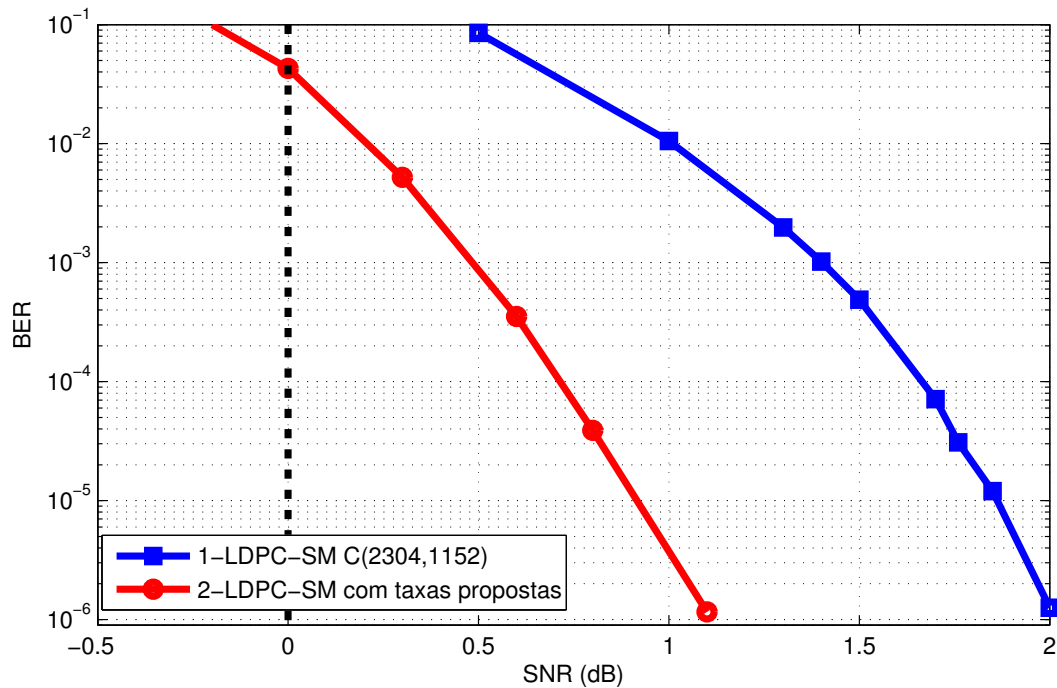


Figura 14 – Curvas de desempenho dos dois esquemas sobre o Cenário 3.

#### 5.1.4 Complexidade computacional

A avaliação de complexidade computacional é importante para estabelecer uma comparação justa entre diferentes esquemas de modulação espacial.

Em (WANG; LIANG *et al.*, 2016), é apresentada a complexidade envolvida em processos realizados nos detectores dos sistemas *one-* e *two-layer*. Percebe-se que, considerando a seleção de uma antena transmissora como ativa na modulação espacial, a redução de complexidade computacional relacionada ao número de adições reais para o sistema *two-layer* em relação ao sistema *one-layer* é considerável.

Em (FENG; XU *et al.*, 2018), os autores realizam uma comparação de complexidade computacional entre os esquemas SM binários (configuração *one-layer*) e não-binários (configurações *one-* e *two-layer*). Para efeitos de cálculos, foi considerada a complexidade nas etapas de detecção e decodificação. Nota-se que, de uma forma geral, relacionado à complexidade de operações reais dos sistemas não-binário e binário, quanto maior for o campo finito, menor será a complexidade na detecção, maior na decodificação e melhor a BER. Dessa forma, mostra-se um interessante *trade-off* de complexidade e desempenho nos sistemas LDPC-SM.

Nesta tese, realiza-se o emprego da análise de complexidade baseada em (FENG; XU *et al.*, 2018), em que levam-se em consideração as operações envolvidas na detecção e decodificação (entre nós de variável e de checagem de paridade) dos sistemas para cada iteração, e realiza-se a extensão para o sistema LDPC-SM binário na configuração *two-layer* (2-LDPC-SM), conforme pode ser visto na Tabela 4.



Tabela 4 – Complexidade computacional por iteração para os sistemas LDPC-SM *one-layer* (1-LDPC-SM) e *two-layer* (2-LDPC-SM) binários.

Configurações	Adições Reais (AR)	Multiplicações Reais (MR)
1-LDPC-SM	$N_T M \log_2(N_T M) + (7N_R - 1)N_T M + 4\delta$	$\log_2(N_T M) + (6N_R + 1)N_T M + 2\delta(d_v + d_c - 2)$
2-LDPC-SM	$N_T \log_2(N_T) + M \log_2(M) + (7N_R - 1)(N_T + M) + 4\delta_1 + 4\delta_2$	$\log_2(N_T M) + (6N_R + 1)(N_T + M) + 2\delta_1(d_{v1} + d_{c1} - 2) + 2\delta_2(d_{v2} + d_{c2} - 2)$

Nos processos descritos em AR e MR, tem-se que  $\delta$  representa o número de elementos não-nulos na matriz de paridade  $\mathbf{H}$ , e  $\delta_1$  e  $\delta_2$  são os valores não-nulos das matrizes de paridade usadas para o vetor espacial e para o vetor do sinal na configuração *two-layer*. Os parâmetros  $d_v$  e  $d_c$  representam a distribuição de graus por colunas e por linhas em uma matriz  $\mathbf{H}$ , respectivamente. Assim,  $d_{v1}$  e  $d_{c1}$  representam distribuição de graus por colunas e linhas da matriz  $H_{sm}$  (vetor espacial), e  $d_{v2}$  e  $d_{c2}$  são relacionados à matriz  $H_{sym}$  (vetor do sinal).

Como pode ser observado na Tabela 4, constata-se que o termo preponderante nas expressões de AR e MR é o fator  $\delta$ . Desta forma, nesta tese, para tornar justa a comparação por desempenho foi mantida praticamente a mesma complexidade computacional para as simulações em que foram feitas as comparações diretas. Dessa forma foi tomado o devido cuidado em manter uma aproximação na quantidade de valores não-nulos e também na distribuição de graus por colunas e linhas para as matrizes dos códigos LDPC aplicadas aos sistemas *one-layer* e *two-layer*. Assim foram consideradas as condições:  $\delta \simeq \delta_1 + \delta_2$ ,  $d_v \simeq d_{v1} + d_{v2}$  e  $d_c \simeq d_{c1} + d_{c2}$ . para as simulações presentes nesta tese.

Nota-se em relação aos sistemas *two-layer* que não há diferença na complexidade entre os esquemas *two-layer* sem iterações ( $i_D = 0$ ) e com uma iteração ( $i_D = 1$ ) entre decodificadores SPA. A única diferença nestes casos é a de que o decodificador componente alimenta o outro com informação suave, enquanto que no primeiro os dois decodificadores operam independentemente. Por outro lado, tem-se que a complexidade de decodificação global do esquema *two-layer* cresce proporcionalmente a  $i_D$ , para  $i_D \geq 1$ . No entanto, como pode-se verificar nos resultados de simulação, esse aumento de complexidade é justificável.

## 5.2 COMENTÁRIOS

Neste Capítulo foram apresentados os resultados numéricos em três cenários distintos para sistemas nos formatos *one-* e *two-layer* com a manutenção da complexi-

dade computacional os entre esquemas.

Comparações em termos de BER  $\times$  SNR da configuração LDPC-SM *two-layer* total proposta com outros esquemas similares foram realizadas e pode-se observar o ganho obtido com a respectiva configuração, em que foi realizado o projeto para escolha das taxas dos códigos LDPC e a implementação do processo de iteratividade entre decodificadores SPA. Levando-se em consideração os parâmetros de maneira igualitária: eficiência espectral, latência, número total de iterações dos decodificadores SPA e complexidade computacional por iteração, verificou-se que os sistemas *two-layer* total ofereceram, nos cenários abordados, ganhos de SNR de aproximadamente 1,34 dB (cenário 1), 3,42 dB (cenário 2) e 0,9 dB (cenário 3) em relação ao sistema *one-layer*.

Assim, mostram-se a efetividade e a viabilidade no uso da configuração *two-layer* total em sistemas com modulação espacial.

## 6 CONCLUSÃO

Sabe-se que o desempenho dos códigos LDPC irregulares (CHUNG *et al.*, 2001; RICHARDSON; SHOKROLLAHI; URBANKE, 2001), quando bem projetados, em geral se aproxima do limite teórico do canal. Com a codificação LDPC irregular *two-layer* para sistemas com modulação espacial proposta nesta tese, verificou-se mais uma vez o potencial desta família de códigos. Na configuração proposta nesta tese, demonstrou-se que a troca de mensagens entre os decodificadores LDPC componente proporciona melhorias significativas em termos de BER global média.

Um grande desafio quando se trabalha com modulação espacial é a estimação dos índices da antena transmissora ativada em determinado instante de tempo. Em termos práticos, nota-se que, por haver a divisão do bloco de informação para posterior codificação LDPC (sistema *two-layer*), a complexidade de detecção por iteração reduz-se consideravelmente em relação ao sistema *one-layer*, como visto na Seção 5.1.4. Dessa forma, a configuração demonstra um *trade-off* interessante entre desempenho e complexidade.

Nesta tese, desenvolveu-se uma abordagem para a modulação espacial codificada *two-layer* total na qual os bits de informação são divididos em duas sequências (informação espacial e digital), cada sequência passando por um codificador LDPC com uma taxa específica e projetada, possuindo comprimento de bloco (palavra-código) iguais. Na recepção, as equações empregadas na detecção também possuem alterações importantes, as quais tornam possível a realização da troca de mensagens entre os decodificadores SPA usados para cada código LDPC em questão.

Portanto, a abordagem proposta, na qual é realizado o projeto dos códigos LDPC binários com exploração da iteratividade entre decodificadores, apresentou uma BER satisfatória para a SNR de referência e ganhos em relação aos outros esquemas da literatura.

Na próxima seção serão sugeridas extensões do trabalho.

### 6.1 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros, sugerem-se a implementação de detectores de menor processamento, visando obter um bom *trade-off* entre complexidade e desempenho na recepção, a proposição de técnicas de otimização das matrizes para esse ambiente, a avaliação matemática de erro de bit, etc. A seguir são descritos maiores detalhes sobre essas questões.

#### I - Implementação de detectores sub-ótimos de menor complexidade

Existem pesquisas em que se propõem soluções com menor custo computacional para substituir o detector MAP utilizado. Baseando-se nos trabalhos (LI, C.

*et al.*, 2015; TANG *et al.*, 2013), a implementação e a avaliação de detectores sub-ótimos colaboram substancialmente na redução de complexidade computacional na recepção, porém geram uma degradação de desempenho expressiva. Assim, sugere-se a implementação com menor custo ao processo de detecção para o sistema SM *two-layer* proposto com um *trade-off* entre complexidade e desempenho.

## **II - Tratamento matemático da probabilidade de erro média de bit (ABER) do sistema**

A técnica SM, por ser considerada relativamente recente, contribuições relevantes em termos de análise de desempenho ainda são restritas (DI RENZO; HAAS, 2010, 2012). Portanto, para a configuração aqui proposta, uma análise matemática de desempenho em termos da probabilidade média de erro de bit (ABER) seria uma ferramenta essencial para se obter *insights* para novas propostas.

## **III - Otimização das matrizes de paridade via a técnica de EXIT charts**

Conforme visto, somente o trabalho de Liu *et al.* (LIU *et al.*, 2014) emprega o projeto de códigos LDPC irregulares para o canal SM com otimização via EXIT charts. Porém, neste a codificação é realizada em todo o vetor informação e o decodificador de Viterbi foi considerado.

Como a configuração do esquema SM *two-layer* total é recente, e por tratar-se de dois códigos LDPC diferentes e iteração entre os decodificadores SPA componente, haverá peculiaridades a serem tratadas e ainda não consta nada referente na literatura. Diante da abordagem em (DI RENZO; HAAS, 2012), sugere-se que a otimização das matrizes para o sistema SM *two-layer* total deva ser considerada de maneira conjunta, e não individualmente, como geralmente é realizada.

## **IV - Extensão para sistema de modulação espacial generalizada - Configurar e avaliar o impacto da ativação de duas ou mais antenas transmissoras sobre a BER e a complexidade computacional no sistema *two-layer* codificado.**

## **V - Extensão para ambiente multiusuário - A implementação e avaliação de desempenho do esquema SM *two-layer* proposto nesta tese para um sistema de comunicação sem fio multiusuário com verificação de possíveis resultados satisfatórios mostra-se um tema interessante de se explorar.**

Cabe ressaltar que a nova geração das comunicações sem fio (5G) ainda se encontra em processo de adequação e implementação pelo mundo. Porém, nos últimos anos, o tópico relacionado a modulação espacial vem ganhando campo (BASAR; WEN *et al.*, 2017; YANG, P. *et al.*, 2015), com muitos trabalhos desenvolvidos na literatura, sendo um potencial candidato a ser incorporado nas futuras redes de comunicação

(DI RENZO; HAAS; GHAYEB *et al.*, 2014; BASAR, 2016; XIAO *et al.*, 2014; YANG, P. *et al.*, 2015; BASAR; WEN *et al.*, 2017; WEN *et al.*, 2019).

## 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, 1998. DOI: 10.1109/49.730453. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=730453>.
- ALI, Shaik Mohammed; SAHU, Hemanta Kumar. SSK modulation performance with relay selection and selection combining. **Internet Technology Letters**, v. 2, n. 6, e92, 2019. DOI: 10.1002/itl2.92.
- ANATEL. Painéis de Dados da Anatel, 2020. Disponível em: <https://www.anatel.gov.br/paineis/acessos/telefonia-movel>.
- BASAR, E. Spatial modulation techniques for 5G wireless networks. *In*: 2016 24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU). [S.l.: s.n.], mai. 2016. p. 777–780. DOI: 10.1109/SIU.2016.7495855.
- BAŞAR, E.; AYGÖLÜ, U.; PANAYIRCI, E. *et al.* Space-Time Block Coded Spatial Modulation. **IEEE Transactions on Communications**, v. 59, n. 3, p. 823–832, mar. 2011. ISSN 1558-0857. DOI: 10.1109/TCOMM.2011.121410.100149.
- BAŞAR, E.; AYGÖLÜ, Ü.; PANAYIRCI, E. *et al.* Super-orthogonal trellis-coded spatial modulation. **IET Communications**, v. 6, n. 17, p. 2922–2932, nov. 2012. ISSN 1751-8636. DOI: 10.1049/iet-com.2012.0355.
- BASAR, E.; AYGOLU, U. *et al.* New Trellis Code Design for Spatial Modulation. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 10, n. 8, p. 2670–2680, ago. 2011. ISSN 1536-1276.
- BASAR, E.; WEN, M. *et al.* Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks. **IEEE Access**, v. 5, p. 16693–16746, 2017. ISSN 2169-3536. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2737528.
- BOCHAROVA, I. E.; KUDRYASHOV, B. D.; JOHANNESON, R. Searching for Binary and Nonbinary Block and Convolutional LDPC Codes. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 62, n. 1, p. 163–183, jan. 2016. ISSN 1557-9654. DOI: 10.1109/TIT.2015.2496213.
- CHANG, Ronald; LIN, Sian-Jheng; CHUNG, Wei-Ho. A method for the construction of hierarchical generalized space shift keying (GSSK) modulation for unequal error protection. **Physical Communication**, v. 9, p. 88–96, dez. 2013. DOI: 10.1016/j.phycom.2013.08.004.

CHAU, Y. A.; SHI-HONG YU. Space modulation on wireless fading channels. *In: IEEE 54th Vehicular Technology Conference. VTC Fall 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37211)*. [S.l.: s.n.], 2001. 1668–1671 vol.3.

CHEN, Z.; VUCETIC, B. *et al.* Performance analysis of the Alamouti scheme with transmit antenna selection in Rayleigh fading channels. **IEEE Electronic Letters**, v. 39, n. 23, nov. 2003.

CHEN, Z.; YUAN, J.; VUCETIC, B. Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels. **IEEE Trans. Vehic. Technology**, v. 54, n. 4, p. 1312–1321, jul. 2005.

CHUNG, S. *et al.* On the design of low-density parity-check codes within 0.0045 dB of the shannon limit. **IEEE Communications Letters**, v. 5, p. 58–60, 2001.

COVER, T. M.; THOMAS, J. A. **Elements of Information Theory**. [S.l.]: 2nd ed, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2006.

DI RENZO, M.; 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. DOI: 10.1109/TVT.2012.2186158. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6142142>.

DI RENZO, M.; HAAS, H. Performance analysis of Spatial Modulation. *In: COMMUNICATIONS and Networking in China (CHINACOM), 2010 5th International ICST Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–7. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5684733>.

DI RENZO, M.; HAAS, H.; GHRAYEB, A. *et al.* Spatial Modulation for Generalized MIMO: Challenges, Opportunities, and Implementation. **Proceedings of the IEEE**, v. 102, n. 1, p. 56–103, 2014. DOI: 10.1109/JPROC.2013.2287851.

DI RENZO, M.; HAAS, H.; GRANT, Peter M. Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: a survey. **IEEE Communications Magazine**, v. 49, n. 12, p. 182–191, 2011. DOI: 10.1109/MCOM.2011.6094024. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6094024>.

ETZION, T.; TRACHTENBERG, A.; VARDY, A. Which Codes Have Cycle-Free Tanner Graphs. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 45, n. 6, p. 2173–2181, set. 1999.

FENG, D.; LIU, M.; BAI, B. LDPC-Coded Generalised Spatial Modulation Systems with Arbitrary Transmit Antenna Combinations. *In: 2019 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 438–442.

- FENG, D.; XU, H. *et al.* Nonbinary LDPC-Coded Spatial Modulation. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, PP, n. 99, p. 1–1, 2018. ISSN 1536-1276. DOI: 10.1109/TWC.2018.2803170.
- FOSCHINI, G.J. AND GANS, M.J. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. **Wireless Personal Communications**, 6, 3, 311–335, Mar 1998. ISSN 1572-834X. DOI: {10.1023/A:1008889222784}.
- FOSCHINI, G. J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. **Bell Labs Technical Journal**, v. 1, n. 2, p. 41–59, 1996.
- FU, J. *et al.* Generalised spatial modulation with multiple active transmit antennas. *In*: 2010 IEEE Globecom Workshops. [S.l.: s.n.], dez. 2010. p. 839–844. DOI: 10.1109/GLOCOMW.2010.5700442.
- GALLAGER, R. G. **Low-Density Parity-Check Codes**. 1963. Thesis – Cambridge, MA, USA:MIT Press.
- GANESAN, S. *et al.* On the Performance of Spatial Modulation OFDM. *In*: 2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. [S.l.: s.n.], out. 2006. p. 1825–1829.
- GOLDSMITH, Andrea. **Wireless Communications**. USA: Cambridge University Press, 2005. ISBN 0521837162.
- GUAN, X.; CAI, Y.; YANG, W. On the Mutual Information and Precoding for Spatial Modulation with Finite Alphabet. **IEEE Wireless Communications Letters**, v. 2, n. 4, p. 383–386, ago. 2013. ISSN 2162-2337. DOI: 10.1109/WCL.2013.050613.120923.
- GUO, S.; ZHANG, H.; JIN, S. *et al.* Spatial Modulation via 3-D Mapping. **IEEE Communications Letters**, v. 20, n. 6, p. 1096–1099, jun. 2016. ISSN 1089-7798. DOI: 10.1109/LCOMM.2016.2556685.
- GUO, S.; ZHANG, H.; ZHANG, P. *et al.* Generalized 3-D Constellation Design for Spatial Modulation. **IEEE Transactions on Communications**, v. 65, n. 8, p. 3316–3327, ago. 2017. ISSN 0090-6778. DOI: 10.1109/TCOMM.2017.2704578.
- HAAS, H.; COSTA, E.; SCHULZ, E. Increasing spectral efficiency by data multiplexing using antenna arrays. *In*: PERSONAL, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on. [S.l.: s.n.], 2002. p. 610–613. DOI: 10.1109/PIMRC.2002.1047294. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=1047294>.



- HARSHAN, J.; RAJAN, B. Sundar. Finite signal-set capacity of two-user Gaussian Multiple Access Channel. *In: 2008 IEEE International Symposium on Information Theory*. [S.l.: s.n.], jul. 2008. p. 1203–1207. DOI: 10.1109/ISIT.2008.4595178.
- HASHIMOTO, S.; ISHII, K.; OGOSE, S. Non-Binary Turbo Coded Spatial Modulation. *In: 2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*. [S.l.: s.n.], set. 2013. p. 1–5.
- HENLEY, A. WiMAX - A standard air interface for Broadband Wireless Access. **Microwave Journal**, v. 48, p. 242–248, mai. 2005.
- HWANG, Soon Up *et al.* Soft-output ML detector for spatial modulation OFDM systems. **IEICE Electronics Express**, v. 6, n. 19, p. 1426–1431, 2009. DOI: 10.1587/elex.6.1426.
- JEGANATHAN, J.; GHRAYEB, A.; SZCZECINSKI, L. Generalized space shift keying modulation for MIMO channels. *In: 2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. [S.l.: s.n.], set. 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. DOI: 10.1109/LCOMM.2008.080739. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=4601434>.
- 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. DOI: 10.1109/TWC.2009.080910.
- JIA TAN *et al.* Subcarrier index modulated OFDM with soft decoder. *In: 10TH International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM 2014)*. [S.l.: s.n.], set. 2014. p. 41–44. DOI: 10.1049/ic.2014.0070.
- JIANG, X. Q. *et al.* Two-Layer LDPC Codes for Low Complexity ML Detection in GSM Systems. **IEEE Wireless Communications Letters**, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 2162-2337. DOI: 10.1109/LWC.2017.2780080.
- JOHSON, S. **Iterative Error Correction: Turbo, Low-Density Parity-Check and Repeat-Accumulate Codes**. [S.l.]: Cambridge University Press, 2009.
- KOCA, M.; SARI, H. Bit-interleaved coded spatial modulation. *In: 2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - (PIMRC)*. [S.l.: s.n.], set. 2012. p. 1949–1954.

KSCHISCHANG, F. R.; FREY, B. J. Iterative Decoding of Compound Codes by Probability Propagation in Graphical Models. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 16, n. 2, p. 219–230, fev. 1998.

KSCHISCHANG, F. R.; FREY, B. J.; LOELIGER, H. Factor Graphs and the Sum-Product Algorithm. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 47, n. 2, p. 498–519, fev. 2001.

LAKSHMI NARASIMHAN, T.; RAVITEJA, P.; CHOCKALINGAM, A. Generalized Spatial Modulation in Large-Scale Multiuser MIMO Systems. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 14, n. 7, p. 3764–3779, 2015.

LEGG, Andrei Piccinini. **Codificação LDPC para aplicações em códigos de barra 2D coloridos**. 2011. Thesis – UFSC.

LI, C. *et al.* Low-complexity soft-output detectors for LDPC coded spatial modulation systems. *In: 2015 International Conference on Wireless Communications Signal Processing (WCSP)*. [S.l.: s.n.], out. 2015. p. 1–6. DOI: 10.1109/WCSP.2015.7341061.

LI, Zongwang *et al.* Efficient encoding of quasi-cyclic low-density parity-check codes. **IEEE Transactions on Communications**, v. 54, n. 1, p. 71–81, jan. 2006. ISSN 0090-6778. DOI: 10.1109/TCOMM.2005.861667.

LIU, H. *et al.* EXIT-chart-based LDPC code design for spatial modulation. *In: 2014 4th IEEE International Conference on Information Science and Technology*. [S.l.: s.n.], abr. 2014. p. 557–560. DOI: 10.1109/ICIST.2014.6920539.

LOELIGER, H. An introduction to factor graphs. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 21, p. 28–41, 2004.

LONG, S. S. *et al.* Trellis coded generalized spatial modulation with spatial multiplexing. *In: 2017 Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA ASC)*. [S.l.: s.n.], dez. 2017. p. 832–837.

LOZANO, A.; TULINO, A. M.; VERDU, S. Optimum power allocation for parallel Gaussian channels with arbitrary input distributions. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 52, n. 7, p. 3033–3051, jul. 2006. ISSN 0018-9448. DOI: 10.1109/TIT.2006.876220.

LUBY, M. G. *et al.* Improved low-density parity-check codes using irregular graphs. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 47, p. 585–598, 2001.

MACHADO, R.; UCHÔA-FILHO, B. F. Extended techniques for transmit antenna selection with STBCs. **IEEE Journal of Communication and Information Systems (JCIS)**, v. 21, n. 3, p. 188–195, dez. 2006.

MACKAY, D.J.C.; NEAL, R.M. Near Shannon Limit Performance of Low Density Parity Check Codes. **Electronics Letters**, v. 32, p. 1645–1646, 1996.

MENEZES JÚNIOR, J. C.; SILVA, B. F. da; UCHÔA-FILHO, B. F. LDPC Code Design for Two-Layer Spatial Modulation. **Journal of Communication and Information Systems**, v. 34, n. 1, p. 215–223, out. 2019. DOI: 10.14209/jcis.2019.23. Disponível em: <https://jcis.sbrrt.org.br/jcis/article/view/676>.

MESLEH, R.; HAAS, H.; AHN, C. W. *et al.* Spatial Modulation - A New Low Complexity Spectral Efficiency Enhancing Technique. *In: 2006 First International Conference on Communications and Networking in China*. [S.l.: s.n.], out. 2006. p. 1–5.

MESLEH, R.; HAAS, H.; LEE, Yeonwoo *et al.* Interchannel Interference Avoidance in MIMO Transmission by Exploiting Spatial Information. *In: PERSONAL, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005. PIMRC 2005. IEEE 16th International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 141–145. DOI: 10.1109/PIMRC.2005.1651415.

MESLEH, R.; IKKI, S. S.; AGGOUNE, H. M. Quadrature Spatial Modulation. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 64, n. 6, p. 2738–2742, 2015.

MESLEH, R.; RENZO, M. D. *et al.* Trellis Coded Spatial Modulation. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 9, n. 7, p. 2349–2361, jul. 2010. ISSN 1536-1276.

MESLEH, R.Y.; HAAS, H.; SINANOVIC, S. *et al.* Spatial Modulation. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 57, n. 4, p. 2228–2241, 2008. DOI: 10.1109/TVT.2007.912136. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=4382913>.

MIETZNER, J. *et al.* Multiple-antenna techniques for wireless communications - a comprehensive literature survey. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, v. 11, n. 2, p. 87–105, 2009. DOI: 10.1109/SURV.2009.090207. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5039585>.

PATCHARAMANEPAKORN, P. *et al.* Spectral, Energy, and Economic Efficiency of 5G Multicell Massive MIMO Systems With Generalized Spatial Modulation. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 65, n. 12, p. 9715–9731, 2016.

PHAN-HUY, D. T. *et al.* First Visual Demonstration of Transmit and Receive Spatial Modulations Using the "Radio Wave Display". *In: WSA 2017; 21th International ITG Workshop on Smart Antennas*. [S.l.: s.n.], mar. 2017. p. 1–7.

PROAKIS. **Digital Communications**. New York: McGraw Hill, 2007. ISBN 0072957166.

RICHARDSON, T. J.; URBANKE, R. L. Efficient encoding of low-density parity-check codes. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 47, n. 2, p. 638–656, fev. 2001.

RICHARDSON, T.; SHOKROLLAHI, A.; URBANKE, R. Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 47, n. 2, p. 619–637, set. 2001.

SACCHI, C. *et al.* Millimeter-Wave Transmission for Small-Cell Backhaul in Dense Urban Environment: a Solution Based on MIMO-OFDM and Space-Time Shift Keying (STSK). **IEEE Access**, v. 5, p. 4000–4017, 2017.

SERAFIMOVSKI, N. *et al.* Practical Implementation of Spatial Modulation. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 62, n. 9, p. 4511–4523, nov. 2013. ISSN 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2013.2266619.

STAVRIDIS, A. *et al.* Energy Evaluation of Spatial Modulation at a Multi-Antenna Base Station. *In: 2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*. [S.l.: s.n.], set. 2013. p. 1–5.

SUGIURA, S.; CHEN, S.; HANZO, L. Coherent and Differential Space-Time Shift Keying: A Dispersion Matrix Approach. **IEEE Transactions on Communications**, v. 58, n. 11, p. 3219–3230, nov. 2010. ISSN 1558-0857.

SUGIURA, S.; CHEN, S.; HANZO, L. Generalized Space-Time Shift Keying Designed for Flexible Diversity-, Multiplexing- and Complexity-Tradeoffs. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 10, n. 4, p. 1144–1153, abr. 2011. ISSN 1558-2248. DOI: 10.1109/TWC.2011.012411.100065.

TANG, Q. *et al.* A New Low-Complexity Near-ML Detection Algorithm for Spatial Modulation. **IEEE Wireless Communications Letters**, v. 2, n. 1, p. 90–93, fev. 2013. ISSN 2162-2337. DOI: 10.1109/WCL.2012.120312.120601.

TANNER, R. M. A recursive approach to low complexity codes. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 27, n. 5, p. 533–547, set. 1981.

TAROKH, V.; SESHADRI, N.; CALDERBANK, A. R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 44, n. 2, p. 744–765, mar. 1998. ISSN 0018-9448. DOI: 10.1109/18.661517.

TELATAR, I. E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. **Europ. Trans. Telecommun.**, v. 10, n. 6, p. 585–595, nov. 1999.

TONG ZHANG; PARHI, K. K. A class of efficient-encoding generalized low-density parity-check codes. *In: 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech,*

and Signal Processing. Proceedings (Cat. No.01CH37221). [S.l.: s.n.], mai. 2001. 2477–2480 vol.4. DOI: 10.1109/ICASSP.2001.940503.

TORRE, P. Van; CASTEL, T.; ROGIER, H. Realistic performance measurement for body-centric spatial modulation links. *In: 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. [S.l.: s.n.], mai. 2015. p. 1–5.

VLADÉANU, C. Turbo trellis-coded spatial modulation. *In: 2012 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. [S.l.: s.n.], dez. 2012. p. 4024–4029.

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, abr. 2012. ISSN 1558-2248. DOI: 10.1109/TWC.2012.030512.111635.

WANG, L.; LIANG, C. *et al.* Two-Layer Coded Spatial Modulation With Block Markov Superposition Transmission. **IEEE Transactions on Communications**, v. 64, n. 2, p. 643–653, fev. 2016. ISSN 0090-6778. DOI: 10.1109/TCOMM.2015.2506170.

WANG, L.; MA, X. Coded Index Modulation with Block Markov Superposition Transmission for Highly Mobile OFDM Systems. *In: 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. [S.l.: s.n.], mai. 2016. p. 1–5. DOI: 10.1109/VTCSpring.2016.7504167.

WANG, L.; MA, X. Coded transceive spatial modulation with block Markov superposition transmission. **Electronics Letters**, v. 53, n. 10, p. 657–659, 2017. ISSN 0013-5194.

WEN, M. *et al.* A Survey on Spatial Modulation in Emerging Wireless Systems: Research Progresses and Applications. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 37, n. 9, p. 1949–1972, set. 2019. ISSN 1558-0008. DOI: 10.1109/JSAC.2019.2929453.

WIBERG, N.; LOELIGER, H.A.; KUTER, R. Codes and iterative decoding on general graphs. **Euro. Trans. Telecommun**, v. 6, p. 513–525, 1995.

XIAO, Y. *et al.* Spatial modulation for 5G MIMO communications. *In: 2014 19th International Conference on Digital Signal Processing*. [S.l.: s.n.], ago. 2014. p. 847–851. DOI: 10.1109/ICDSP.2014.6900786.

XU, C. *et al.* Two Decades of MIMO Design Tradeoffs and Reduced-Complexity MIMO Detection in Near-Capacity Systems. **IEEE Access**, v. 5, p. 18564–18632, 2017.

YANG, P. *et al.* Design Guidelines for Spatial Modulation. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 17, n. 1, p. 6–26, Firstquarter 2015. DOI: 10.1109/COMST.2014.2327066.

YANG, Y.; JIAO, B. Information-guided channel-hopping for high data rate wireless communication. **IEEE Communications Letters**, v. 12, n. 4, p. 225–227, abr. 2008. ISSN 1089-7798. DOI: 10.1109/LCOMM.2008.071986.

YANG, Z. *et al.* Block Markov Superposition Transmission with Spatial Modulation. **IEEE Wireless Communications Letters**, v. 3, n. 6, p. 565–568, dez. 2014. ISSN 2162-2337. DOI: 10.1109/LWC.2014.2349934.

YOUNIS, A.; SERAFIMOVSKI, N. *et al.* Generalised spatial modulation. *In*: 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. [S.l.: s.n.], nov. 2010. p. 1498–1502. DOI: 10.1109/ACSSC.2010.5757786.

YOUNIS, A.; THOMPSON, W. *et al.* Performance of Spatial Modulation Using Measured Real-World Channels. *In*: 2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall). [S.l.: s.n.], set. 2013. p. 1–5. DOI: 10.1109/VTCFa11.2013.6692360.

ZHANG, H.; YANG, L.; HANZO, L. LDPC-Coded Index-Modulation Aided OFDM for In-Vehicle Power Line Communications. *In*: 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). [S.l.: s.n.], mai. 2016. p. 1–5.

ZHAO, S. *et al.* Recursive Block Markov Superposition Transmission of Short Codes: Construction, Analysis, and Applications. **IEEE Transactions on Communications**, v. 66, n. 7, p. 2784–2796, jul. 2018. ISSN 1558-0857. DOI: 10.1109/TCOMM.2018.2796607.

ZHOU, Y. *et al.* Trellis Coded Generalized Spatial Modulation. *In*: 2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). [S.l.: s.n.], mai. 2014. p. 1–5.

ZHU, X.; WANG, Z.; CAO, J. NOMA-Based Spatial Modulation. **IEEE Access**, v. 5, p. 3790–3800, 2017.

## APÊNDICE A – DISTRIBUIÇÃO DE GRAUS DAS MATRIZES

Neste apêndice são descritas as funções de distribuição de graus para as matrizes de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  usadas nos três cenários apresentados no Capítulo 5, em que os polinômios  $\lambda$  e  $\rho$  representam as distribuições de graus para os nós de variável e para os nós de função. Por simplicidade, para o esquema *two-layer* designam-se as matrizes dos vetores espacial e do sinal por  $\mathbf{H}_a$  e  $\mathbf{H}_s$ , respectivamente.

### A.1 MATRIZES DO CENÁRIO 1

Para a matriz  $\mathbf{H}_a$  do sistema 2-LDPC-SM, tem-se a distribuição de graus:

$$\begin{aligned}\lambda(x) &= 0,218517x + 0,483626x^2 + 0,130098x^3 + 0,074426x^4 + 0,093331x^5 \\ \rho(x) &= 0,003334x + 0,030723x^2 + 0,092587x^3 + 0,179220x^4 + 0,215153x^5 \\ &\quad + 0,187972x^6 + 0,137779x^7 + 0,085739x^8 + 0,037064x^9 + 0,019321x^{10} \\ &\quad + 0,006966x^{11} + 0,003096x^{12} + 0,001041x^{13}\end{aligned}$$

Para a matriz  $\mathbf{H}_s$  do sistema 2-LDPC-SM, tem-se a distribuição de graus:

$$\begin{aligned}\lambda(x) &= 0,205446x + 0,481785x^2 + 0,087346x^3 + 0,094489x^4 + 0,130931x^5 \\ \rho(x) &= 0,000872x^{12} + 0,001134x^{13} + 0,003462x^{14} + 0,00523x^{15} + 0,010942x^{16} \\ &\quad + 0,016577x^{17} + 0,026181x^{18} + 0,035657x^{19} + 0,045680x^{20} + 0,051325x^{21} \\ &\quad + 0,076813x^{22} + 0,078966x^{23} + 0,086240x^{24} + 0,085105x^{25} + 0,075271x^{26} \\ &\quad + 0,078166x^{27} + 0,068026x^{28} + 0,062018x^{29} + 0,049754x^{30} + 0,040588x^{31} \\ &\quad + 0,028397x^{32} + 0,027364x^{33} + 0,016322x^{34} + 0,009674x^{35} + 0,007855x^{36} \\ &\quad + 0,002691x^{37} + 0,003869x^{38} + 0,003404x^{39} + 0,001789x^{41} + 0,000611x^{42}\end{aligned}$$

Para a matriz  $\mathbf{H}$  do sistema 1-LDPC-SM, tem-se:

$$\begin{aligned}\lambda(x) &= 0,020195x + 0,448505x^2 + 0,531298x^3 \\ \rho(x) &= 0,002610x^{24} + 0,011200x^{25} + 0,024320x^{26} + 0,039111x^{27} + 0,049026x^{28} \\ &\quad + 0,056787x^{29} + 0,066167x^{30} + 0,104019x^{31} + 0,173829x^{32} + 0,220375x^{33} \\ &\quad + 0,151009x^{34} + 0,091878x^{35} + 0,009660x^{36}\end{aligned}$$

## A.2 MATRIZES DO CENÁRIO 2

Para a matriz  $\mathbf{H}_a$  do sistema 2-LDPC-SM, tem-se a distribuição de graus:

$$\begin{aligned}\lambda(x) &= 0,218217x + 0,147326x^2 + 0,000792x^3 + 0,396039x^7 + 0,237623x^{11} \\ \rho(x) &= 0,007524x + 0,031485x^2 + 0,086732x^3 + 0,163861x^4 + 0,202574x^5 \\ &\quad + 0,196831x^6 + 0,140990x^7 + 0,090000x^8 + 0,051485x^9 + 0,019603x^{10} \\ &\quad + 0,007128x^{11} + 0,001795x^{12}\end{aligned}$$

Para a matriz  $\mathbf{H}_s$  do sistema 2-LDPC-SM, tem-se a distribuição de graus:

$$\begin{aligned}\lambda(x) &= 0,127673x + 0,316176x^2 + 0,001336x^3 + 0,114750x^4 + 0,262032x^5 \\ &\quad + 0,001559x^6 + 0,087344x^7 + 0,089126x^9 \\ \rho(x) &= 0,002339x^6 + 0,008021x^7 + 0,017045x^8 + 0,033422x^9 + 0,069852x^{10} \\ &\quad + 0,086898x^{11} + 0,105726x^{12} + 0,102941x^{13} + 0,125334x^{14} + 0,101604x^{15} \\ &\quad + 0,092803x^{16} + 0,100267x^{17} + 0,071969x^{18} + 0,031194x^{19} + 0,028074x^{20} \\ &\quad + 0,017156x^{21} + 0,005347x^{23}\end{aligned}$$

Para a matriz  $\mathbf{H}$  do sistema 2-LDPC-SM  $\mathcal{C}(2304, 1152)$  ( $\mathbf{H}_s = \mathbf{H}_a$ ), tem-se:

$$\begin{aligned}\lambda(x) &= 0,236559x + 0,258064x^2 + 0,043010x^3 + 0,107526x^9 + 0,354838x^{10} \\ \rho(x) &= 0,2258^6 + 0,7742^7\end{aligned}$$

Para a matriz  $\mathbf{H}$  do sistema 1-LDPC-SM  $\mathcal{C}(4608, 2304)$ , tem-se:

$$\begin{aligned}\lambda(x) &= 0,236559x + 0,258064x^2 + 0,043010x^3 + 0,107526x^9 + 0,354838x^{10} \\ \rho(x) &= 0,2258^6 + 0,7742^7\end{aligned}$$

Para a matriz  $\mathbf{H}$  do sistema 1-LDPC-SM otimizado (LIU *et al.*, 2014), tem-se:

$$\begin{aligned}\lambda(x) &= 0,4958x + 0,2208x^2 + 0,2833x^{23} \\ \rho(x) &= 1x^5\end{aligned}$$

## A.3 MATRIZES DO CENÁRIO 3

Para a matriz  $\mathbf{H}_a$  do sistema 2-LDPC-SM, tem-se a distribuição de graus:

$$\begin{aligned}\lambda(x) &= 0,058519x + 0,351118x^2 + 0,590361x^4 \\ \rho(x) &= 0,009638x^3 + 0,061962x^4 + 0,254044x^5 + 0,339759x^6 + 0,250602x^7 \\ &\quad + 0,080550x^8 + 0,00344234079173838x^9\end{aligned}$$



Para a matriz  $\mathbf{H}_s$  do sistema 2-LDPC-SM, tem-se a distribuição de graus:

$$\begin{aligned}\lambda(x) &= 0,048073x + 0,288442x^2 + 0,663483x^4 \\ \rho(x) &= 0,004115x^4 + 0,033585x^5 + 0,144056x^6 + 0,317418x^7 + 0,325979x^8 \\ &\quad + 0,153111x^9 + 0,021732x^{10}\end{aligned}$$

Para a matriz  $\mathbf{H}$  do sistema 1-LDPC-SM, tem-se:

$$\begin{aligned}\lambda(x) &= 0,236559x + 0,258064x^2 + 0,043010x^3 + 0,107526x^9 + 0,354838x^{10} \\ \rho(x) &= 0,225806x^6 + 0,774193x^7\end{aligned}$$