



**José Luis Calpa Juajinoy**

**Sistema MIMO GFDM com modulação de  
índice**

**Tese de Doutorado**

Tese apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Doutor pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da PUC-Rio.

Orientador : Prof. Raimundo Sampaio Neto  
Coorientador: Dr. João Alfredo Cal Braz

Rio de Janeiro  
Agosto de 2023



José Luis Calpa Juajinoy

## Sistema MIMO GFDM com modulação de índice

Tese apresentada como requisito parcial para obtenção do título de Doutor pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

Prof. Raimundo Sampaio Neto  
Orientador

Departamento de Engenharia Elétrica – PUC-Rio

Dr. João Alfredo Cal Braz  
Coorientador

Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia –  
INMETRO

Dr. Rodrigo Pereira David

Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia –  
INMETRO

Dr. Alexandre Amorim Pereira Júnior  
Instituto Militar de Engenharia – IME

Prof. Ernesto Leite Pinto  
Instituto Militar de Engenharia – IME

Prof. José Mauro Pedro Fortes  
Centro de Estudos em Telecomunicações – PUC-Rio

Rio de Janeiro, 05 de Agosto de 2023

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade, do autor e do orientador.

**José Luis Calpa Juajinoy**

Graduou-se em Engenharia Eletrônica pela Universidade de Nariño (Pasto, Colômbia) em 2013. Fez mestrado no Centro de Estudos em Telecomunicações da Pontifícia Universidade Católica de Rio de Janeiro (Rio de Janeiro, Brasil).

Ficha Catalográfica

Calpa Juajinoy, José Luis

Sistema MIMO GFDM com modulação de índice / José Luis Calpa Juajinoy; orientador: Raimundo Sampaio Neto; co-orientador: João Alfredo Cal Braz. – 2023.

89 f. : il. color.; 30 cm

Tese (doutorado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia.

1. Engenharia Elétrica – Tese. 2. Sistemas MIMO. 3. OFDM. 4. GFDM. 5. Modulação por índice. 6. Detecção. I. Sampaio Neto, Raimundo. II. Cal-Braz, João Alfredo. III. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD: 621.3

## **Agradecimentos**

Para que qualquer atividade realizada na vida seja bem-sucedida é fundamental ter a bênção de Deus, é por isso esta tese é dedicada a Deus e à Virgem de Guadalupe.

Agradeço à CAPES e à PUC-Rio, pelos auxílios concedidos, sem os quais este trabalho não poderia ter sido realizado. O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

Agradecimentos especiais a meu orientador Raimundo Sampaio Neto e a meu co-orientador João Alfredo Cal Braz por toda a ajuda, pela paciência, a perseverância e por tudo o apoio e as sugestões feitas para que o trabalho realizado nesta tese fosse feito da melhor maneira.

A meus pais Juan Bosco e Marleny por terem me mostrado que tudo o que se faz na vida com amor, esforço, dedicação e sem desistir tem como fim inquestionável o absoluto sucesso.

A minha esposa Carolina Ramírez pelo amor, pelo carinho, pela compreensão por me mostrar que o amor verdadeiro, o amor especial e que vale a pena, é para a vida toda.

A meus irmãos Juan Francisco, Oscar Mauricio, David Sebastián e minhas irmãs Andrea Milena e Gabriela Sofía por serem a companhia perfeita que qualquer um gostaria de ter em sua vida.

A Juanita, Salomé e Nicolás por inundar a minha vida com alegria e por todas as risadas inevitáveis em cada momento que compartilhamos.

A meus colegas do Cetuc e a todos e todas as pessoas com quem teve a oportunidade de compartilhar na PUC, sem dúvida alguma tudo o que eu vivi na faculdade é algo que levarei no coração.

A todos meus familiares, especialmente a aqueles que partiram para a companhia de Deus, não morre quem nunca é esquecido e a sua memória vive sempre na minha mente e no meu coração.

A todos meus amigos e amigas por serem parte da minha vida.

## Resumo

Calpa Juajinoy, José Luis; Sampaio Neto, Raimundo; Cal-Braz, João Alfredo. **Sistema MIMO GFDM com modulação de índice**. Rio de Janeiro, 2023. 89p. Tese de Doutorado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

A presente tese se dedica ao estudo do sistema de comunicação sem fio MIMO-GFDM-IM. Este sistema, por apresentar atratividades como elevada eficiência espectral, eficiência energética e resiliência ao canal de propagação multipercurso, é de interesse para os futuros sistemas de comunicação. Antecedendo o estudo deste sistema, o modelo de sinais e sistemas para MIMO-GFDM é desenvolvido com base no modelo MIMO-OFDM e estratégias de detecção para o sistema são propostas. Uma nova proposta para a detecção MIMO-GFDM, baseada em duas fases de filtragem, é apresentada, resultando em atrativa relação desempenho de detecção e complexidade computacional. O modelo de sistema apresentado é então estendido para incluir a modulação de índice como portadora de informação, resultando no sistema MIMO-GFDM-IM. Inicialmente considerando sistemas ponto-a-ponto, são avaliados diferentes propostas de detectores baseados no processamento da matriz de canal completa e também para os detectores de complexidade reduzida, sob a ótica de desempenho de detecção e complexidade computacional. Por fim, é considerado o sistema MIMO-GFDM-IM no uplink de um sistema multiusuário.

## Palavras-chave

Sistemas MIMO    OFDM    GFDM    Modulação por índice    Detecção

## Abstract

Calpa Juajinoy, José Luis; Sampaio Neto, Raimundo (Advisor); Cal-Braz, João Alfredo. **MIMO GFDM System with index modulation**. Rio de Janeiro, 2023. 89p. PhD Thesis – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

This thesis is dedicated to the study of the MIMO-GFDM-IM wireless communication system. This system, due to its attractiveness such as high spectral efficiency, energy efficiency and resilience to the multipath propagation channel, is of interest for future communication systems. Preceding the study of this system, the model of signals and systems for MIMO-GFDM is developed based on the MIMO-OFDM model and detection strategies for the system are proposed. A new proposal for MIMO-GFDM detection, based on two filtering phases, is presented, resulting in an attractive relation between detection performance and computational complexity. The presented system model is then extended to include index modulation as an information carrier, resulting in the MIMO-GFDM-IM system. Initially considering point-to-point systems, different proposals for detectors based on processing the complete channel matrix and also for detectors of reduced complexity are evaluated, from the perspective of detection performance and computational complexity. Finally, the MIMO-GFDM-IM system is considered in the uplink of a multiuser system.

## Keywords

MIMO systems   OFDM   GFDM   Index Modulation   Detection

# Sumário

|         |   |    |
|---------|---|----|
| 1       | Introdução  | 14 |
| 1.1     | Organização da Tese   | 17 |
| 2       | Multiplexação por Divisão de Frequência   | 19 |
| 2.1     | Multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM)  | 19 |
| 2.1.1   | Sistema CP-OFDM   | 20 |
| 2.2     | Multiplexação por Divisão de Frequência Generalizada (GFDM)   | 22 |
| 3       | Sistema MIMO com Multiplexação por divisão em frequência  | 26 |
| 3.1     | MIMO - OFDM   | 26 |
| 3.2     | MIMO - GFDM   | 30 |
| 3.2.1   | Estratégias de detecção MIMO-GFDM   | 32 |
| 3.2.1.1 | Detecção utilizando a matriz de canal completa  | 32 |
| 3.3     | Detecção alternativa estimando os vetores coluna $\mathbf{c}'_n$  | 35 |
| 3.4     | Resultados numéricos: Estratégias de detecção MIMO-GFDM   | 41 |
| 4       | Sistema MIMO-GFDM com modulação de índice   | 44 |
| 4.1     | Modelo matemático   | 44 |
| 4.2     | Estratégias de detecção MIMO-GFDM com modulação de índice   | 45 |
| 4.2.1   | Detecção utilizando a matriz de canal completa  | 46 |
| 4.2.1.1 | Equalização Zero Forcing (ZF) seguida de detecção por mínima distância por grupos (ZF/MD)   | 46 |
| 4.2.1.2 | Equalização ZF seguida de detecção ML por grupos (ZF/ML)  | 46 |
| 4.2.1.3 | Equalização Minimum mean squared error (MMSE) seguida de detecção por mínima distância aproximada por grupos (MMSE/MDA)               | 47 |
| 4.2.1.4 | Equalização MMSE seguida de detecção por mínima distância por grupos (MMSE/MD)  | 48 |
| 4.2.1.5 | Equalização MMSE seguida por detecção por grupos com branqueamento de ruído e cancelamento de interferência (MMSE/NW/PIC)             | 49 |
| 4.2.2   | Resultados numéricos: Estratégias de detecção MIMO-GFDM com modulação de índice   | 50 |
| 4.3     | Influência da escolha da configuração do bloco IM   | 55 |
| 4.3.1   | Resultados numéricos: Influência da escolha da configuração do bloco IM   | 55 |
| 4.4     | Detecção alternativa estimando os vetores coluna $\mathbf{c}'_n$  | 59 |
| 4.4.1   | Equalização Zero Forcing (ZF) na Fase 2 seguida de detecção por mínima distância por grupos (ZF/MD) com filtro Zero Forcing na Fase 1 | 59 |
| 4.4.2   | Equalização Zero Forcing (ZF) na Fase 2 seguida de detecção por mínima distância por grupos (ZF/MD) com filtro MMSE na Fase 1         | 59 |
| 4.5     | Resultados numéricos: Detecção alternativa estimando os vetores coluna $\mathbf{c}'_n$  | 60 |
| 4.6     | Sistema MIMO-GFDM com modulação de índice - Multiusuário  | 68 |

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 4.6.1 | Resultados Numéricos: Sistema MIMO-GFDM com modulação de índice - Multiusuário | 69 |
| 5     | Conclusões   | 80 |
| 5.1   | Trabalhos Futuros  | 83 |
|       | Referências Bibliográficas   | 84 |
| A     | Matrizes de mapeamento configurações de modulação de índice                    | 88 |



## Lista de figuras

|      |  |    |
|------|--|----|
| 2.1  | Diagrama de blocos do transmissor do sistema CP-OFDM.  | 21 |
| 2.2  | Diagrama de blocos do receptor do sistema CP-OFDM.   | 21 |
| 2.3  | Bloco de dados sistema CP-GFDM.  | 23 |
| 3.1  | Representação da matriz de dados e transmissor MIMO-OFDM.  | 27 |
| 3.2  | Representação da matriz de dados e transmissor MIMO-GFDM.  | 31 |
| 3.3  | Comparação estratégias de detecção MIMO-GFDM. $N_T = N_R = 4$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ .   | 43 |
| 4.1  | Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores ZF/MD, ZF/ML e MMSE/MDA. $N_T = N_R = 4$ , $N_e = 4$ , $N_a = 2$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ .                                     | 53 |
| 4.2  | Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores MMSE/MDA, MMSE/MD e MMSE/PIC/NW. $N_T = N_R = 4$ , $N_e = 4$ , $N_a = 2$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ .                             | 54 |
| 4.3  | Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores MMSE-MDA e MMSE-NW-PIC para bloco IM de tamanho $N_e = 2$ e $N_a = 1$ . $N_T = N_R = 4$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ .              | 56 |
| 4.4  | Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores MMSE-MDA e MMSE-NW-PIC.   | 57 |
| 4.5  | Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores MMSE-MDA e MMSE-NW-PIC para bloco IM de tamanho $N_e = 5$ ( $N_a = 2$ e $N_a = 3$ ), $N_T = N_R = 4$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ . | 58 |
| 4.6  | Comparação estratégias de detecção MIMO-GFDM-IM Configuração C2, $N_T = N_R = 4$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ .  | 62 |
| 4.7  | Comparação estratégias de detecção MIMO-GFDM-IM Configuração C4, $N_T = N_R = 4$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ .  | 62 |
| 4.8  | Comparação estratégias de detecção MIMO-GFDM-IM Configuração C6, $N_T = N_R = 4$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ .  | 63 |
| 4.9  | Comparação estratégias de detecção sistemas MIMO-GFDM e MIMO-GFDM-IM Configuração C2, $N_T = N_R = 4$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ .   | 66 |
| 4.10 | Comparação estratégias de detecção sistemas MIMO-GFDM e MIMO-GFDM-IM Configuração C4, $N_T = N_R = 4$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ .   | 66 |
| 4.11 | Comparação estratégias de detecção sistemas MIMO-GFDM e MIMO-GFDM-IM Configuração C6, $N_T = N_R = 4$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ .   | 67 |
| 4.12 | Diagrama de blocos do modelo bandabase discreto do sistema MU-MIMO-GFDM com modulação de índice.   | 69 |
| 4.13 | Cenário de simulação 1. Sistema MIMO-GFDM com modulação de índice multi-usuário. 2 antenas transmissoras em cada usuário.  | 70 |
| 4.14 | Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 1, C2. $N_e = 2$ , $N_a = 1$ , $N_T = 4$ , $N_R = 4$ , $M = 5$ , $N = 4$ , $M_L = 20$ .  | 72 |

|      |   |    |
|------|---|----|
| 4.15 | Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 1, C4. $N_e = 4, N_a = 2, N_T = 4, N_R = 4, M = 5, N = 4, M_L = 20$ .                         | 73 |
| 4.16 | Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 1, C6. $N_e = 5, N_a = 3, N_T = 4, N_R = 4, M = 5, N = 4, M_L = 20$ .                         | 73 |
| 4.17 | Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 1, C2. $N_e = 2, N_a = 1, N_T = 4, N_R = 4, M = 5, N = 4, M_L = 20$ .                      | 74 |
| 4.18 | Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 1, C4. $N_e = 4, N_a = 2, N_T = 4, N_R = 4, M = 5, N = 4, M_L = 20$ .                      | 74 |
| 4.19 | Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 1, C6. $N_e = 5, N_a = 3, N_T = 4, N_R = 4, M = 5, N = 4, M_L = 20$ .                      | 75 |
| 4.20 | Cenário de simulação 2. Sistema MIMO-GFDM com modulação de índice multi-usuário. 3 antenas para a recepção no primeiro usuário e 1 antena no segundo usuário. | 76 |
| 4.21 | Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 2, C2. $N_e = 2, N_a = 1, N_T = 4, N_R = 4, M = 5, N = 4, M_L = 20$ .                         | 77 |
| 4.22 | Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 2 C4. $N_e = 4, N_a = 2, N_T = 4, N_R = 4, M = 5, N = 4, M_L = 20$ .                          | 77 |
| 4.23 | Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 2, C6. $N_e = 5, N_a = 3, N_T = 4, N_R = 4, M = 5, N = 4, M_L = 20$ .                         | 78 |
| 4.24 | Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 2, C4. $N_e = 4, N_a = 2, N_T = 4, N_R = 4, M = 5, N = 4, M_L = 20$ .                      | 78 |
| 4.25 | Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 2 C2. $N_e = 2, N_a = 1, N_T = 4, N_R = 4, M = 5, N = 4, M_L = 20$ .                       | 79 |
| 4.26 | Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 2 C6. $N_e = 5, N_a = 3, N_T = 4, N_R = 4, M = 5, N = 4, M_L = 20$ .                       | 79 |

## Lista de tabelas

|     |   |    |
|-----|---|----|
| 3.1 | Coeficientes do vector $\mathbf{p}_f$   | 42 |
| 3.2 | Comparação complexidade computacional estratégias de detecção MIMO-GFDM               | 43 |
| 4.1 | Tabela de configurações   | 56 |
| 4.2 | Complexidade dos detectores   | 58 |
| 4.3 | Tabela de configurações   | 61 |
| 4.4 | Comparação de complexidade computacional entre detectores (Flops)                     | 65 |
| 4.5 | Complexidade dos detectores, considerando taxa de bits, eficiência espectral e flops. | 65 |

## Lista de símbolos e abreviações

|      |   |
|------|---|
| mMTC | Massive Machine Type Communication                    |
| OFDM | Multiplexação por divisão de frequências ortogonais   |
| GFDM | Multiplexação por divisão de frequências generalizada |
| IM   | Modulação de índice                                   |
| MIMO | Multiple Input Multiple Output                        |
| ZF   | Zero Forcing  |
| MMSE | Minimum Mean Square Error                             |
| DFT  | Transformada discreta de Fourier                      |
| iDFT | Transformada discreta inversa de Fourier              |
| CP   | Prefixo cíclico                                       |
| AWGN | Ruído aditivo Gaussiano branco                        |
| SNR  | Relação sinal a ruído                                 |
| QPSK | Quadrature Phase Shift Keying                         |
| MD   | Minima distância                                      |
| MDA  | Minima distância aproximada                           |
| NW   | Branqueamento de Ruído                                |
| PIC  | Cancelamento paralelo de interferências               |
| FLOP | Operações de ponto flutuante                          |
| Iot  | Internet of Things                                    |

*Ulises, Odiseo  
até a beira do amor você chegou  
chegamos confusos  
ao seu lado eu andei  
em vários périplos  
paciente esperando  
com você no tumulto  
e esperando por você  
com você em estrondosa travessia  
em idílicos campos  
em líricos pomares  
com você  
e esperando por você  
no mesmo navio.*

**Miguel Castillo Didier**, *Odisea de Kazantzakis.*  
*Itaca, punto de llegada y de partida.*

# 1

## Introdução

A telefonia celular móvel é uma das maiores inovações do século XX e hoje no século XXI pode-se dizer com segurança que trouxe nada menos que uma revolução na forma como as comunicações ocorrem em todo o mundo [1].

A Internet móvel tem revolucionado o modelo comercial tradicional de comunicações móveis, permitindo experiências de usuário sem precedentes e causando um impacto profundo em todos os aspectos do trabalho e da vida das pessoas. Olhando para 2024 e além, a Internet móvel promoverá a evolução contínua da forma como as informações de interação humana e fornecerão aos usuários uma melhor experiência por meio de serviços mais imersivos, incluindo: serviços de vídeo, realidade virtual, conectividade 3D, robôs colaborativos, entre outros [2]. Todos aqueles serviços demandam requisitos que as gerações prévias dos sistemas de telecomunicações não conseguem atender.

As redes de comunicação celular de 5ª Geração, cujos desenvolvimentos comerciais se iniciaram em escala mundial a partir de 2020, oferecem melhorias significativas sobre os sistemas existentes, como melhor qualidade de serviço, obtidas especialmente devido a aprimoramentos nas camadas física e de enlace [3]. Entre as inovações destas redes, podem ser citados a inclusão de novo espectro em ondas milimétricas, a operação unificada em espectro licenciado e não licenciado, a adoção de forma de onda OFDM com numeração flexível e sistemas avançados de antenas que proporcionam ganhos de taxa e cobertura com os esquemas de conformação de feixe (beamforming).

Ainda assim, as redes 5G não estarão aptas a suprir as demandas dos futuros sistemas inteligentes e sistemas de automação após 10 anos de seu lançamento [4], uma vez que nas redes 5G a inteligência da comunicação, do sensoriamento e controle não foram priorizadas.

As redes 6G suprirão as lacunas dos sistemas 5G com a introdução de novos esquemas. Dentre estas estratégias, podemos relacionar o emprego

de inteligência aprimorada para sensoriamento do ambiente, possibilitando melhor controle do ambiente físico; a incorporação de inteligência artificial como forma de suporte nativo a novas aplicações, como veículos autônomos e realidade aumentada; o uso de tecnologia para comunicação em terahertz (THz), possibilitando sensoriamento e aplicações de radar e imagem de alta resolução, como em serviços médicos; a inclusão de superfícies refletoras inteligente que têm alteradas suas características eletromagnéticas e adicionam uma componente de beamforming que pode favorecer a comunicação multipercurso.

Nos últimos anos, Modulação de Índice (Index Modulation, IM) tem atraído a atenção de pesquisadores como um meio de atender os requisitos das futuras redes de comunicação. A modulação de índice fornece maneiras alternativas de transmitir informações em contraste a esquemas de modulação digital tradicionais que dependem da modulação da amplitude/fase/frequência de um sinal senoidal da portadora para a transmissão. Os esquemas de IM têm a capacidade de mapear bits de informação alterando o status de *on/off* de suas entidades de transmissão, como antenas, subportadoras, cadeias de radiofrequência (RF), diodos emissores de luz, relés, tipos de modulação, slots de tempo e assim por diante. Assim, o IM é capaz de oferecer eficiência espectral atrativa através da criação da nova dimensão para a transmissão de dados, como também pode oferecer eficiência energética, por concentrar a energia de transmissão somente nos entes ativos (antenas, subportadoras, etc) para a transmissão de informação.

Diferentes empregos do IM para as redes de comunicação de próxima geração têm sido vislumbrados [6]. Por exemplo, em [7] considera-se o uso de IM para métodos de múltiplo acesso em sistemas massivos; em [8] um sistema de transmissão baseado em OFDM-IM é considerado em sensoriamento de radar de alta resolução; em [9] e [5] são apresentados usos de IM em modulações no espectro de THz, com o emprego de superfícies inteligentes reconfiguráveis.

Por outra parte, também visando enfrentar os desafios das futuras redes sem fio, a combinação de duas técnicas foi estudada, essas são a Multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) e *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO). Embora OFDM seja usado com sucesso para superar a seletividade do canal e aprimorar a eficiência espectral nos sistemas de quarta e quinta geração, esta técnica apresenta algumas limitações que devem ser consideradas pensando nos requisitos estabelecidos nos sistemas do futuro.

O OFDM é robusto à dispersão multipercurso, mas requer uma perfeita

sincronização dos dispositivos no sistema. Também, severa interferência é observada quando existe *offset* de frequência das subportadoras [10], [11], o que o torna o sistema sensível a deslocamento Doppler causado por estações móveis em alta velocidade.

Estas características são desafios para aplicações de comunicações ultra confiáveis de baixa latência (URLLC) e *massive machine type communication* (mMTC), que espera-se que desempenhem um papel essencial nos futuros sistemas. Os algoritmos de sinalização de sincronismo impõem um *overhead* à comunicação que podem causar problemas em aplicações mMTC, quando uma grande quantidade de usuários se comunicam com a estação radio base (BS) [11], [12].

Outras importantes desvantagens incluem uma alto *peak to average power ratio* (PAPR), que é a relação entre a potência máxima de uma amostra em um determinado símbolo de transmissão OFDM dividida pela potência média desse símbolo OFDM [13], [14]. Em termos gerais, PAPR é a razão entre a potência de pico e a potência média de um sinal.

O lento decaimento dos lóbulos espectrais oriundos do pulso formador retangular existente no OFDM ocasiona significativa emissão fora da faixa (emissão *out of band*, OOB). Isto dificulta a convivência da comunicação OFDM com outros serviços [11], [12]. Finalmente a necessidade de adição de esquema de intervalo de guarda a cada símbolo OFDM transmitido reduz a eficiência espectral do sistema, aspecto crítico em 5G e 6G.

O método de transmissão GFDM corresponde à forma geral do OFDM. O aspecto principal que o diferencia é a substituição da filtragem linear aplicada às subportadoras pela utilização de um filtro com deslocamento circular nos domínios do tempo e frequência. Esta filtragem proporciona amenização dos problemas de sincronismo, assim como reduz a emissão OOB, presentes no OFDM [15], [16]. Entretanto, a filtragem resulta na perda de ortogonalidade das subportadoras, o que gera interferência entre símbolos e entre subportadoras. Isto pode gerar um impacto na complexidade das estratégias de recepção, motivo pelo qual tem-se um aumento no interesse pelo desenvolvimento de estratégias de recepção com baixa complexidade [17].

Dentro de um símbolo GFDM, uma portadora pode transmitir múltiplos símbolos, o que reduz a perda de eficiência espectral observada no OFDM pela necessidade de uso de um intervalo de guarda por símbolo.



A transmissão MIMO é uma tecnologia que faz uso de múltiplas antenas para a transmissão e recepção de informação e tem sido muito importante nas comunicações sem fio [18], [19], possibilita o aumento da eficiência espectral e provê ganho de diversidade à comunicação [20].

Assim, os sistemas MIMO-GFDM são capazes de combinar os benefícios de ambos os sistemas. As vantagens oferecidas pelo MIMO-GFDM o tornam uma estratégia de transmissão interessante para as redes de próxima geração. Em [21] é apresentado um método de detecção para o sistema MIMO-GFDM. Em [22] um esquema MIMO-GFDM, que combina a multiplexação espacial, MIMO, GFDM e IM, é proposto para fornecer um esquema de transmissão eficiente para além das redes sem fio 5G.

A implementação de MIMO em GFDM é simples e o seu modelo matemático, aqui apresentado em analogia ao modelo do sistema MIMO-OFDM, será a base para a implementação e análise do sistema MIMO-GFDM, da mesma forma serão apresentadas estratégias para a detecção do vetor de símbolos transmitido no sistema.

Com base no anterior, o objetivo desta tese foi dirigido a investigar a técnica *Multiple Input- Multiple Output Generalized Frequency Division Multiplexing com index modulation*, considerando a importância que poderia ter a implementação da técnica na superação dos desafios das redes de nova geração. Inicialmente o modelo matemático dos sistemas MIMO-OFDM e MIMO-GFDM são abordados e são apresentadas propostas de estratégias de detecção para tais sistemas. Posteriormente é introduzido o sistema MIMO-GFDM com modulação de índice (MIMO-GFDM-IM), o seu modelo matemático e suas estratégias de detecção, é avaliada também a influência da escolha da configuração do bloco IM e finalmente é introduzido o modelo do sistema utilizado no sistema MIMO-GFDM com modulação de índice multi-usuário.

## 1.1 Organização da Tese

Os capítulos desta tese estão organizados da seguinte forma: no Capítulo 2, são estudados os conceitos básicos para sistemas que utilizam a multiplexação por divisão de frequência, começando pela Multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) e o conceito de CP-OFDM, sistema que utiliza um intervalo de guarda do tipo prefixo cíclico. Em seguida, é apresentado a Multiplexação por Divisão de Frequência Generali-

zada(GFDM). No Capítulo 3, é apresentado o sistema MIMO com multiplexação por divisão em frequência. Começando com sistema MIMO-OFDM e o seu modelo matemático. Posteriormente é apresentado o sistema MIMO-GFDM, o seu modelo matemático e estratégias de detecção incluindo um esquema de detecção aqui proposto cujo desempenho se aproxima bastante do desempenho dos melhores detectores lineares porém com complexidade computacional muito inferior a estes. Resultados de simulações para avaliar o desempenho das estratégias estudadas e propostas também são apresentados. No Capítulo 4, é abordado o sistema MIMO-GFDM com modulação de índice, descrevendo o modelo matemático do sistema, estratégias de detecção e resultados de simulações para avaliar o desempenho das estratégias propostas são fornecidos. Na parte final do capítulo é apresentado o modelo do sistema MIMO-GFDM-IM multiusuário no enlace reverso. As conclusões deste trabalho são apresentadas e o caminho futuro para este tópico de pesquisa é discutido no Capítulo 5.

Ao longo deste trabalho, foi utilizada a seguinte notação: letras em negrito serão usadas para matrizes (maiúsculas) e vetores (minúsculas);  $(\cdot)^*$ ,  $(\cdot)^T$  e  $(\cdot)^H$  denotam conjugado, transposto e hermitiano (transposto conjugado), respectivamente;  $[A]^\dagger$  é a pseudo-inversa da matriz  $A$ ;  $\mathbb{E}[\cdot]$  é usado para representar o valor esperado de uma variável aleatória escalar ou vetorial e  $tr(\cdot)$  representa a traça de uma matriz.  $I_N$  denota a matriz identidade  $N \times N$ . Além disso,  $\text{Diag}(\mathbf{v})$  representa uma matriz diagonal com os componentes do vetor  $\mathbf{v}$  em sua diagonal principal.

## 2

## Multiplexação por Divisão de Frequência

### 2.1 Multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM)

OFDM é um esquema de transmissão aplicado a um grande número de sistemas de comunicações sem fio nas últimas décadas devido às vantagens sobre os esquemas convencionais de modulação de portadora única ao suportar canais com desvanecimento seletivo de frequência [23]. Existem muitas características importantes associadas à utilização de OFDM, entre elas temos a possibilidade de dividir a informação que será transmitida dentro de blocos, a inexistência da interferência entre blocos, devido ao comprimento do intervalo de guarda que é superior ao número de taps do canal rádio dispersivo no tempo e também a inexistência da interferência multiportadoras ao se considerar o canal rádio invariante ao longo da transmissão do bloco.

Um dos efeitos mais conhecidos em comunicações sem fio é o efeito de multipercurso [25], [26]. O fenômeno é gerado pelas diferentes cópias do sinal que chegam ao receptor utilizando diferentes caminhos. Isto significa que as cópias do sinal chegam ao receptor com diferentes retardos e isso vai causar interferência no símbolo seguinte transmitido (ISI), por esta razão, para eliminar a interferência, um intervalo de guarda é introduzido no início de cada símbolo OFDM. A inserção do intervalo de guarda e a posterior remoção no receptor possibilita o cancelamento da componente do sinal recebido que contém a interferência entre blocos. Entre as opções de intervalo de guarda, a técnica de prefixo cíclico (*cyclic prefix*, CP) é amplamente empregado [27]. Neste esquema, uma porção do símbolo OFDM é acrescentada no início do mesmo. Este sistema recebe o nome de *Cyclic Prefix - Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (CP-OFDM). A transformação da matriz de convolução discreta Toeplitz em circulante como resultado da adição do intervalo de guarda na transmissão e a remoção na recepção é uma característica dos esquemas que utilizam prefixo cíclico [28]. A utilização de operações de transformada discreta inversa de Fourier (iDFT) no bloco de símbolos de informação na transmissão e transformada direta de Fourier (DFT) no bloco

OFDM recebido resultam em uma matriz de canal (circulante após retirada do prefixo cíclico), em uma matriz diagonal, simplificando assim a equalização, que pode ser feita com o emprego de um filtro de 1 tap. Em CP-OFDM o prefixo cíclico deve ser inserido em cada um dos blocos de símbolos transmitidos. O combate à interferência interbloco realizada pela inserção do intervalo de guarda tem como efeito negativo a redução da eficiência espectral do sistema.

### 2.1.1 Sistema CP-OFDM

A Figura 2.1 ilustra o diagrama de blocos básico do transmissor do sistema CP-OFDM. Na forma matricial a geração do símbolo CP-OFDM é realizada utilizando a matriz  $\mathbf{W}_N$ , definida como a matriz normalizada de transformada discreta de Fourier (DFT, Discrete Fourier Transform) de dimensão  $(N \times N)$ , com  $\mathbf{W}_N \mathbf{W}_N^H = \mathbf{W}_N^H \mathbf{W}_N = \mathbf{I}_N$ , sendo  $\mathbf{I}_N$  uma matriz identidade de dimensão  $(N \times N)$ , portanto  $\mathbf{W}_N^{-1} = \mathbf{W}_N^H$ , operando no vetor coluna  $\mathbf{s}_m$  de dimensão  $(N \times 1)$  correspondente à transmissão feita em cada slot de tempo. Isto é representado na Equação (2-1).

$$\mathbf{x}_m = \mathbf{W}_N^H \mathbf{s}_m. \quad (2-1)$$

Em (2-1)  $\mathbf{s}_m$  denota o  $m$ -ésimo bloco de dados contendo  $N$  símbolos de informação que fazem parte de uma constelação de sinais QAM.

Após a adição de um prefixo cíclico de comprimento  $G$  ao vetor  $\mathbf{x}_m$  as componentes complexas do bloco OFDM resultante,  $\mathbf{x}_m^{cp}$  de comprimento  $A = N + G$  são transmitidas a uma taxa de símbolos  $R_s$  empregando um pulso de transmissão  $g(t)$ .

Na recepção, o sinal é processado por um filtro casado ao pulso de transmissão e amostrado à taxa de símbolos  $R_s$ . O vetor  $\mathbf{y}_m^{cp}$  resultante é representado por:

$$\mathbf{y}_m^{cp} = \mathbf{H} \mathbf{x}_m^{cp} + \mathbf{n}_0, \quad (2-2)$$

onde  $\mathbf{y}_m^{cp}, m = 1, \dots, M - 1$  é o vetor recebido referente a transmissão de um bloco CP-OFDM., a matriz  $\mathbf{H}$  é uma matriz de convolução, Toeplitz, de dimensão  $(A \times A)$  que representa os efeitos do canal multipercurso de comunicação, com a primeira coluna composta pelo vetor

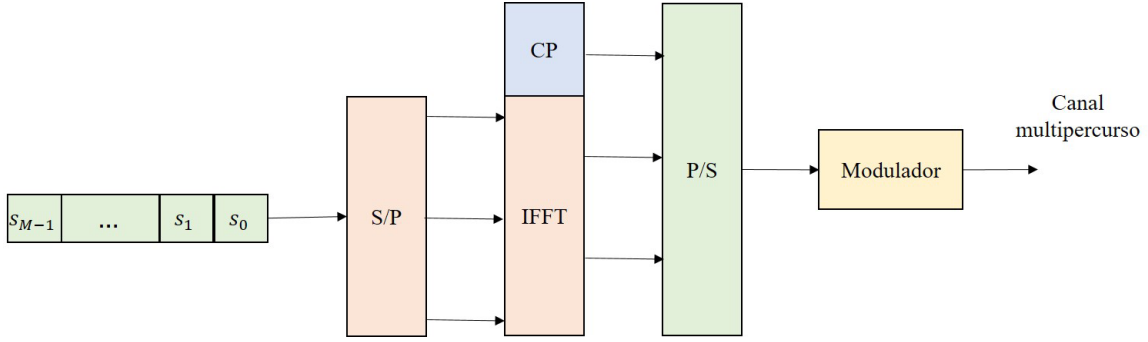


Figura 2.1: Diagrama de blocos do transmissor do sistema CP-OFDM.

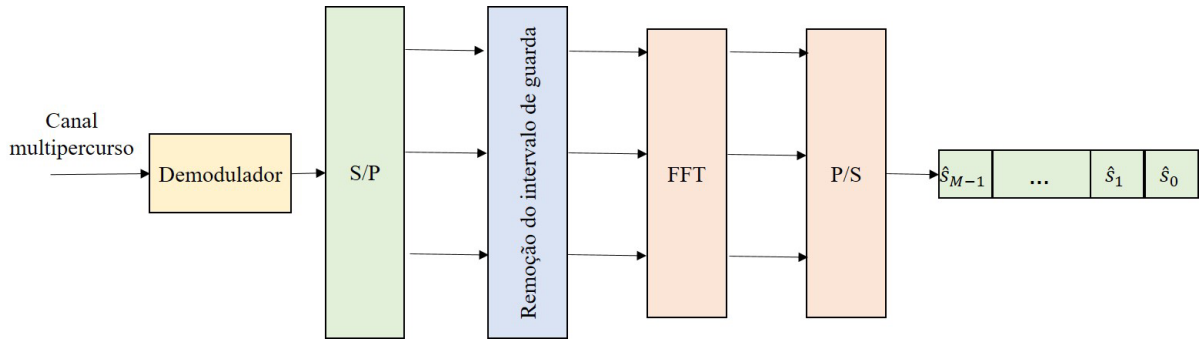


Figura 2.2: Diagrama de blocos do receptor do sistema CP-OFDM.

$\mathbf{h} = [h_0 \quad h_1 \quad h_2 \dots h_{N_{ch}-1}]^T$ , que contém a resposta ao impulso do equivalente passa-baixa discreto do canal de comprimento  $N_{ch}$ , completado com  $(A - N_{ch})$  zeros,  $\mathbf{x}_m^{cp}$  é o vetor OFDM transmitido e  $\mathbf{n}_0$  é um vetor de ruído Gaussiano branco (AWGN) de dimensão  $(A \times 1)$ .

Após a remoção do prefixo cíclico, assumindo um canal sem fio considerado invariante ao longo de uma transmissão, o sinal recebido para o bloco OFDM pode ser representado na forma:

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{J}\mathbf{x}_m + \mathbf{n} \quad (2-3)$$

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{J}\mathbf{W}_N^H \mathbf{s}_m + \mathbf{n} \quad (2-4)$$

onde  $\mathbf{J}$  é a matriz de canal, matriz de convolução circular  $N \times N$ , com a primeira coluna composta pelo vetor de canal  $\mathbf{h}$  completado com  $(N - N_{ch})$  zeros. A Figura 2.2 ilustra o diagrama de blocos básico do receptor do sistema CP-OFDM.

## 2.2 Multiplexação por Divisão de Frequência Generalizada (GFDM)

Assim como o OFDM, o GFDM é um esquema de transmissão em blocos. Por esta razão o sistema será construído baseado no modelo apresentado na Subseção 2.1.1 e tendo como referência [33], [35], [36]. Assim como o OFDM, o GFDM é um esquema de transmissão multiportadora. Em contraste com OFDM, ela pode se beneficiar da transmissão de vários símbolos por subportadora. A substituição da filtragem linear aplicado às subportadoras pela utilização de um filtro com deslocamento circular nos domínios do tempo e frequência é uma das principais diferenças entre os dois sistemas. Esta filtragem proporciona amenização dos problemas de sincronismo, assim como reduz a emissão fora de banda, presentes no OFDM [15], [16]. Além disso, a filtragem resulta na perda de ortogonalidade das subportadoras, o que gera interferência entre símbolos e entre subportadoras, o que tem gerado um aumento no interesse pelo desenvolvimento de estratégias de recepção com baixa complexidade [17].

Dentro de um símbolo GFDM, uma portadora pode transmitir múltiplos símbolos, o que reduz a perda de eficiência espectral observada no OFDM pela necessidade de uso de um intervalo de guarda por símbolo. O ganho em eficiência espectral obtida no sistema GFDM vem às custas do atraso de processamento, uma vez que o processamento realizado para a detecção de cada subsímbolo do bloco transmitido requer o recebimento de todo o bloco de informação.

No sistema CP-GFDM a característica mais significativa é o uso de só um intervalo de guarda para transmitir todo o bloco de dados, como é representado na Figura 2.3. Isto resulta em maior eficiência espectral com relação a CP-OFDM.

No sistema CP-OFDM é utilizado um slot de tempo e  $N$  subportadoras para transmitir  $N$  símbolos, utilizando o pulso formatador para janelar cada símbolo. No sistema CP-GFDM são utilizados  $M$  slots de tempo e  $N$  subportadoras para transmitir  $M_L = NM$  símbolos de dados. Os símbolos de dados no sistema CP-GFDM são arranjados no vetor  $\mathbf{s}[n] = [s_0[n] \quad s_1[n] \quad s_2[n] \dots s_{N-1}[n]]$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots, M - 1$ , e processados para gerar um vetor coluna,  $\mathbf{x}[n]$ , de dimensão  $MN$  definido na forma matricial.

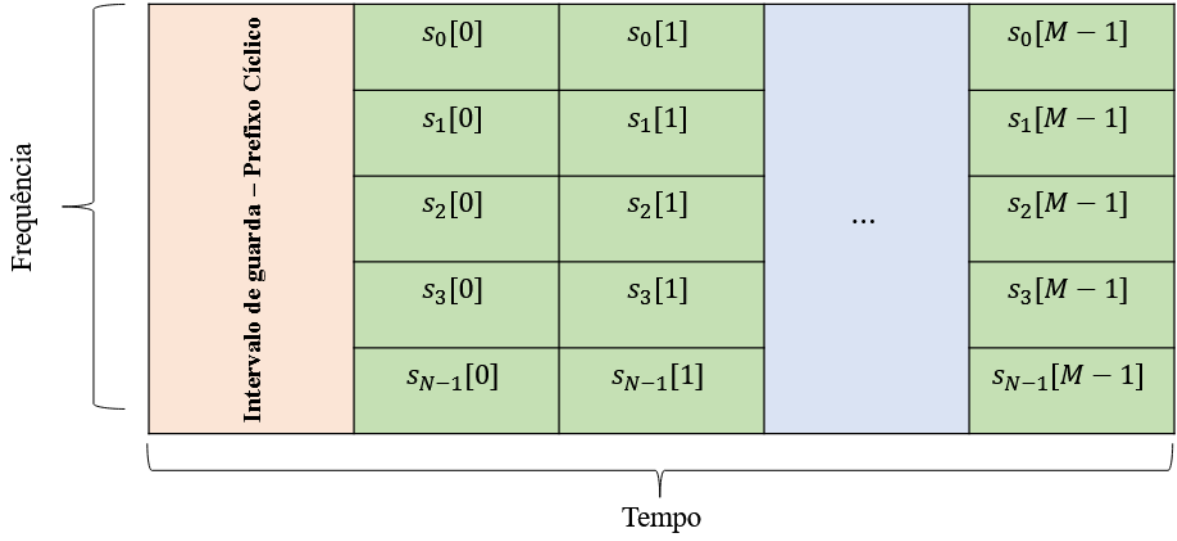


Figura 2.3: Bloco de dados sistema CP-GFDM.

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{G} \begin{bmatrix} \mathbf{W}_N^H \mathbf{s}[n] \\ \mathbf{W}_N^H \mathbf{s}[n] \\ \vdots \\ \mathbf{W}_N^H \mathbf{s}[n] \end{bmatrix}, \quad (2-5)$$

onde  $\mathbf{G} = \text{Diag}(\mathbf{p}_f)$  sendo  $\text{Diag}(\mathbf{p}_f)$  uma matriz diagonal de dimensão  $(M_L \times M_L)$  que contém na diagonal principal o vetor  $\mathbf{p}_f$ , vetor que contém a iDFT do vetor  $\mathbf{c}_L$ ,  $\mathbf{p}_f = \mathbf{W}_{M_L}^H \mathbf{c}_L$ , onde  $\mathbf{c}_L$  é um vetor que contém os coeficientes do espectro discreto do pulso formatador.

$$\mathbf{c}_L = [c_0 \quad c_1 \dots c_{K-1} \quad 0 \dots 0 \quad c_{K-1} \quad c_{K-2} \dots c_1]^T \quad (2-6)$$

A expressão (2-5) pode ser reescrita na forma:

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{G} \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{I} \\ \vdots \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{W}_N^H \mathbf{s}[n], \quad (2-7)$$

onde  $\mathbf{I}$  é uma matriz identidade de dimensão  $(N \times N)$ . Definindo-se a matriz  $\mathbf{I}_{MN \times N} = [\mathbf{I} \quad \mathbf{I} \quad \mathbf{I} \dots \mathbf{I}]^T$ , é possível reescrever (2-7) como:

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{G} \mathbf{I}_{M_L \times N} \mathbf{W}_N^H \mathbf{s}[n], n = 0, 1, \dots, M-1. \quad (2-8)$$

Ou ainda definindo-se  $\mathbf{Z} = \mathbf{G}\mathbf{I}_{M_L \times N}\mathbf{W}_N^H$ , (2-8) pode ser expressa na forma:

$$\mathbf{x}[n] = \mathbf{Z}\mathbf{s}[n], n = 0, 1, \dots, M - 1. \quad (2-9)$$

O vetor  $\mathbf{x}$ , produzido na saída do transmissor CP-GFDM, é obtido pela soma de versões circularmente deslocadas dos vetores  $\mathbf{x}[n]$ , é expresso por:

$$\mathbf{x} = \sum_{n=0}^{M-1} \text{circshift}(\mathbf{x}[n], nN). \quad (2-10)$$

Ou ainda definindo-se  $\text{Cir}_{nN}$  como uma matriz que ao multiplicar o vetor  $\mathbf{x}[n]$  efetua nele um deslocamento circular de  $nN$  posições, tem-se:

$$\mathbf{x} = \sum_{n=0}^{M-1} \text{Cir}_{nN}\mathbf{x}[n]. \quad (2-11)$$

Utilizando (2-9) e (2-11) é possível definir:

$$\mathbf{x} = [\mathbf{Z} \quad \text{Cir}_n\mathbf{Z} \quad \text{Cir}_{2n}\mathbf{Z} \dots \text{Cir}_{(M-1)n}\mathbf{Z}] \begin{bmatrix} \mathbf{s}[0] \\ \mathbf{s}[1] \\ \vdots \\ \mathbf{s}[M-1] \end{bmatrix}. \quad (2-12)$$

Finalmente definindo-se a matriz de transmissão GFDM  $\mathbf{M} = [\mathbf{Z} \quad \text{Cir}_n\mathbf{Z} \quad \text{Cir}_{2n}\mathbf{Z} \dots \text{Cir}_{(M-1)n}\mathbf{Z}]$  de dimensão  $(M_L \times M_L)$  e o vetor de símbolos  $\mathbf{s} = [\mathbf{s}_0 \quad \mathbf{s}_1 \dots \mathbf{s}_{M-1}]^T$  de dimensão  $(M_L \times 1)$  tem-se:

$$\mathbf{x} = \mathbf{M}\mathbf{s}. \quad (2-13)$$

Após a adição do intervalo de guarda cíclico de comprimento  $G$  ao vetor  $\mathbf{x}$  as componentes complexas do vetor resultante de comprimento  $M_L + G$  são transmitidas a uma taxa de símbolos  $R_s$  empregando um pulso de transmissão  $g(t)$ .



Na recepção após a remoção do prefixo cíclico o vetor recebido de dimensão  $(M_L \times 1)$  pode ser expresso na forma:

$$\mathbf{y} = \mathbf{J}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{J}\mathbf{M}\mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (2-14)$$

onde  $\mathbf{J}$  é matriz circulante  $(M_L \times M_L)$  com a primeira coluna composta pelo vetor de canal  $h_{N_{ch}}$  completado com  $(M_L - N_{ch})$  zeros e  $\mathbf{n}$  é vetor de ruído AWGN de dimensão  $(M_L \times 1)$ .

Em (2-13) os símbolos em  $\mathbf{s}$  pertencem à constelação complexa de sinais relacionada à modulação em uso, são descorrelatadas, de média zero e energia média  $E_s$  e, portanto  $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = E_s \mathbf{I}_{M_L}$ .

Pode ser verificado que todas as colunas da matriz  $\mathbf{M}$  possuem a mesma norma. Em (2-13) estas colunas estão normalizadas para norma unitária e a energia média gasta na transmissão por uso de canal é dada por:

$$\frac{\mathbb{E}[||\mathbf{x}||^2]}{M_L} = \frac{\text{tr}(\mathbb{E}[\mathbf{M}\mathbf{s}\mathbf{s}^H\mathbf{M}^H])}{M_L} \quad (2-15)$$

$$\frac{\mathbb{E}[||\mathbf{x}||^2]}{M_L} = \frac{\text{tr}(\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H\mathbf{M}^H\mathbf{M}])}{M_L} \quad (2-16)$$

$$\frac{\mathbb{E}[||\mathbf{x}||^2]}{M_L} = E_s \frac{\text{tr}(\mathbf{M}^H\mathbf{M})}{M_L} = E_s \quad (2-17)$$

*Multiple-input multiple-output* (MIMO) é uma tecnologia que faz uso de múltiplas antenas para a transmissão e a recepção de informação. Durante os últimos anos a tecnologia MIMO tem sido muito importante nas comunicações sem fio, já que permite o aumento da taxa de transferência da informação e a redução da taxa de erro. Isto é conseguido com a utilização de diferentes canais na transmissão de dados ou a multiplexação espacial, efeito gerado pelo espaçamento físico das antenas [29]. MIMO é uma parte importante da maioria dos modernos padrões de comunicação sem fio. É uma tecnologia base e fundamental em tecnologias como WiFi (*Wireless-Fidelity*), Wi-Max e muitas outras. Oferece diversidade espacial e aumenta a capacidade do enlace e a eficiência espectral. Também melhora a estabilidade e a confiabilidade do enlace. Portanto, a transmissão de dados é feita com uma melhor taxa de dados e com alta confiabilidade.

A implementação de MIMO em GFDM é simples porque como foi mencionado anteriormente GFDM é a generalização do esquema OFDM, portanto nesta seção será apresentado a modelagem matemática do sistema MIMO-OFDM que será base na implementação do sistema MIMO-GFDM. É importante destacar que a maioria dos filtros usados para GFDM fazem que o sistema seja não ortogonal, o que vai provocar interferência entre portadoras (ICI) e interferência entre sub-símbolos (ISI). Muitos métodos de equalização e detecção em MIMO-GFDM têm sido estudados, equalizadores como *Zero Forcing* (ZF), e *Minimum Mean Square Error* (MMSE), têm sido implementados mas apresentam uma alta complexidade computacional. Outros receptores iterativos e não iterativos tem sido propostos para remover as interferências mas são muito complexos [30], [31].

### 3.1 MIMO - OFDM

Basicamente em MIMO-OFDM, cada antena ligada a uma cadeia de radiofrequência contém um transceptor CP-OFDM. Cada transmissor transmite um bloco de dados CP-OFDM de comprimento  $N$  mais o comprimento do intervalo de guarda. A técnica de utilização do intervalo de guarda é

considerada pensando em suprimir a interferência entre símbolos em detrimento da eficiência espectral do sistema [32] , [33].

A informação transmitida no bloco OFDM pela  $t$ -ésima antena é representada pelo vetor  $\mathbf{s}_t$ , cujos elementos são símbolos extraídos de uma modulação digital complexa  $\mathcal{C}$ , tal que  $\mathbf{s}_t^T \in \mathcal{C}^{1 \times N}$ .

O conjunto de vetores de dados transmitidos pelas  $N_T$  antenas compõem a matriz de informação a ser transmitida,  $\mathbf{S} \in \mathcal{C}^{N_T \times N}$ , conforme Eq. (3-1) e apresentado na Fig. 3.1. Assim, as colunas da matriz  $\mathbf{S}$  em Eq. (3-1) são compostas por vetores  $\mathbf{c}_n, n = 1, 2, \dots, N$ , de dimensão  $N_T \times 1$ .

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1^T \\ \mathbf{s}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{N_T}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1 & \mathbf{c}_2 & \dots & \mathbf{c}_n & \dots & \mathbf{c}_N \\ \mathbf{s}_{11} & \mathbf{s}_{12} & \dots & \mathbf{s}_{1n} & \dots & \mathbf{s}_{1N} \\ \mathbf{s}_{21} & \mathbf{s}_{22} & \dots & \mathbf{s}_{2n} & \dots & \mathbf{s}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{s}_{N_T1} & \mathbf{s}_{N_T2} & \dots & \mathbf{s}_{N_Tn} & \dots & \mathbf{s}_{N_TN} \end{bmatrix} \quad (3-1)$$



Figura 3.1: Representação da matriz de dados e transmissor MIMO-OFDM.

Sejam  $N_T$  e  $N_R$  o número de antenas do sistema na transmissão e na recepção, respectivamente. O vetor de dados a ser transmitido pelo sistema MIMO-OFDM pode ser definido como  $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T \ \mathbf{x}_2^T \ \dots \ \mathbf{x}_{N_T}^T]^T$ , de dimensões  $(N N_T \times 1)$ , onde  $\mathbf{x}_t = \mathbf{W}_N^H \mathbf{s}_t$ ,  $t = 1, \dots, N_T$ , de dimensões  $(N \times 1)$ , sendo  $\mathbf{s}_t$  o vetor de símbolos transmitido por cada uma das  $t$  antenas transmissoras e  $\mathbf{W}_N^H$  a matriz que representa a transformada discreta inversa de Fourier (iDFT) com  $\mathbf{W}_N^H \mathbf{W}_N = \mathbf{I}_N$ . Na recepção, após remoção dos prefixos cíclicos, assumindo uma perfeita sincronização e um canal sem fio considerado constante ao longo de uma transmissão, o sinal recebido para o bloco MIMO-OFDM pode ser representado na forma:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{1,1} & \cdots & \mathbf{J}_{1,N_T} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ \mathbf{J}_{N_R,1} & \cdots & \mathbf{J}_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{N_R} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

onde  $\mathbf{y}_r$  de dimensões  $(N \times 1)$  é o vetor de sinal recebido pela  $r$ -ésima antena,  $\mathbf{n}_r$  é um vetor de ruído Gaussiano complexo de média zero e matriz covariância  $\sigma^2 \mathbf{I}_N$ , sendo  $\sigma^2$  a variância das componentes do vetor de ruído, e  $\mathbf{J}_{r,t}$  é a matriz de canal  $(N \times N)$  de convolução circular cuja primeira coluna contém os coeficientes da resposta ao impulso do equivalente passa baixa discreto do canal que conecta a  $t$ -ésima antena transmissora à  $r$ -ésima antena receptora, dados por  $\mathbf{h}_{r,t} = [h_{r,t}(0) \ h_{r,t}(1) \ \dots \ h_{r,t}(N_{ch} - 1)]^T$  completada com  $(N - N_{ch})$  zeros, onde  $N_{ch}$  representa o número de *taps* do canal. O vetor  $\mathbf{y}$  em (3-2) pode ser reescrito na forma:

$$\mathbf{y} = \mathbf{J}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (3-3)$$

onde  $\mathbf{y}$ ,  $\mathbf{J}$  e  $\mathbf{n}$  têm dimensões  $(NN_R \times 1)$ ,  $(NN_R \times NN_T)$  e  $(NN_R \times 1)$  respectivamente.

O vetor de dados efetivamente transmitidos no sistema MIMO-OFDM, matricialmente expresso como o empilhamento das iDFTs dos vetores de símbolos de cada antena transmissora é dado por:

$$\mathbf{x} = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{W}_N^H & : & \mathbf{0} \\ .. & : & .. \\ \mathbf{0} & : & \mathbf{W}_N^H \end{bmatrix}}^{\mathbf{\dot{W}}^H} \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ .. \\ \mathbf{s}_{N_T} \end{bmatrix}}^{\mathbf{s}}, \quad (3-4)$$

onde  $\mathbf{\dot{W}}$  e  $\mathbf{s}$  têm dimensões  $(NN_T \times NN_T)$  e  $(NN_T \times 1)$  respectivamente.

Usando (3-4), é possível reescrever a expressão (3-3) na forma:

$$\mathbf{y} = \mathbf{J}\mathbf{\dot{W}}^H \mathbf{s} + \mathbf{n}. \quad (3-5)$$

Considerando que o comprimento do prefixo cíclico é maior ou igual a  $N_{ch} - 1$ , o sinal recebido no destino,  $\mathbf{r}$ , pelas  $N_R \geq N_T$  antenas, após a retirada do prefixo cíclico e aplicação da DFT de tamanho  $N$  ao vetor de sinal recebido por cada uma das antenas receptoras resulta em:

$$\mathbf{r} = \dot{\mathbf{W}}\mathbf{J}\dot{\mathbf{W}}^H \mathbf{s} + \mathbf{n}', \quad (3-6)$$

onde  $\mathbf{n}' = \dot{\mathbf{W}}\mathbf{n}$ . Note que como  $\mathbf{n}$  é vetor AWGN e  $\dot{\mathbf{W}}$  é matriz ortogonal,  $\mathbf{n}'$  é também um vetor AWGN e  $\mathbf{R}_{\mathbf{n}'} = \mathbf{R}_{\mathbf{n}} = \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R N}$ .

A expressão Eq. (3-6) pode ser detalhada matricialmente na forma:

$$\overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{N_R} \end{bmatrix}}^{\mathbf{r}} = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{W}_N \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{W}_N \mathbf{y}_{N_R} \end{bmatrix}}^{\dot{\mathbf{W}}\mathbf{y}} = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{D}_{11} & : & \mathbf{D}_{1N_T} \\ .. & : & .. \\ \mathbf{D}_{N_R 1} & : & \mathbf{D}_{N_R N_T} \end{bmatrix}}^{\dot{\mathbf{W}}\mathbf{J}\dot{\mathbf{W}}^H} \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{N_T} \end{bmatrix}}^{\mathbf{s}} + \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{n}'_1 \\ \vdots \\ \mathbf{n}'_{N_R} \end{bmatrix}}^{\mathbf{n}'} \quad (3-7)$$

onde  $\mathbf{r}_r = [r_r^{(1)} \ r_r^{(2)} \ \dots \ r_r^{(N)}]^T$  é o vetor processado na recepção pela  $r$ -ésima antena.

As matrizes  $\mathbf{D}_{rt} = \mathbf{W}_N \mathbf{J}_{rt} \mathbf{W}_N^H$  são matrizes diagonais  $N \times N$  cujos elementos não nulos correspondem à resposta em frequência do equivalente banda básica discreto do canal, completada com zeros. Isto quer dizer

$$\mathbf{D}_{rt} = \mathcal{D} \left( \sqrt{N} \mathbf{W}_N [\mathbf{h}_{rt}^T \ \mathbf{0}^T]^T \right), \quad (3-8)$$

onde  $\mathcal{D}(\mathbf{v})$  é o operador que cria uma matriz diagonal com os componentes do vetor  $\mathbf{v}$  em sua diagonal principal.

A recuperação de  $\mathbf{s}$  em (3-1) por receptores lineares, que normalmente empregam filtros ZF e MMSE, exigiria a inversão de matrizes da dimensão de  $\mathbf{J}$ . Mesmo para valores moderados de  $N_T$ ,  $N_R$  e  $N$ , esta operação torna-se de custo computacional proibitivo.

A estrutura de blocos diagonais de  $\dot{\mathbf{W}}\mathbf{J}\dot{\mathbf{W}}^H$  possibilita que o processamento de (3-1) para detecção de  $\mathbf{s}$  seja revertido em  $N$  sistemas lineares de dimensão  $N_R \times N_T$ , como foi realizado em [17], [23], [33] e [34].

Isto pode ser feito através da definição da matriz de observação  $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{N_R \times N}$  que decorre do reordenamento dos elementos de  $\mathbf{r}$ , dado por

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^T \\ \mathbf{r}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{N_R}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 & \mathbf{u}_2 & \dots & \mathbf{u}_n & \dots & \mathbf{u}_N \\ \mathbf{r}_{11} & \mathbf{r}_{12} & \dots & \mathbf{r}_{1n} & \dots & \mathbf{r}_{1N} \\ \mathbf{r}_{21} & \mathbf{r}_{22} & \dots & \mathbf{r}_{2n} & \dots & \mathbf{r}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{r}_{N_R 1} & \mathbf{r}_{N_R 2} & \dots & \mathbf{r}_{N_R n} & \dots & \mathbf{r}_{N_R N} \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

onde cada vetor coluna que compõe  $\mathbf{R}$ , denotado por  $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_N$ , contém os elementos referentes à  $n$ -ésima observação de  $\mathbf{r}$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ .

Assim, o vetor de dados relaciona-se com o vetor de símbolos, na  $n$ -ésima observação, através de:

$$\mathbf{u}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{c}_n + \mathbf{z}_n, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3-10)$$

onde  $\mathbf{c}_n$  corresponde à  $n$ -ésima coluna da matriz  $\mathbf{S}$  apresentada em (3-1),  $\mathbf{z}_n$  é a seção correspondente do vetor de ruído  $\mathbf{n}'$  e  $\mathbf{H}_n$  é uma matriz não esparsa  $N_R \times N_T$  preenchida com os  $n$ -ésimos elementos das diagonais das  $N_R N_T$  matrizes  $\mathbf{D}_{rt}$ , como foi definida em [17] e [23], [33] e [34].

$$\mathbf{H}_n = \begin{bmatrix} d_{11}^{(n)} & \vdots & d_{1N_T}^{(n)} \\ \dots & \vdots & \dots \\ d_{N_R 1}^{(n)} & \vdots & d_{N_R N_T}^{(n)} \end{bmatrix}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3-11)$$

Assim, o vetor contendo os  $N_T$  símbolos de informação dos blocos OFDM transmitidos pelas  $N_T$  antenas é recuperado por uma detecção equivalente a um sistema MIMO de tamanho  $N_R \times N_T$  em canal não seletivo em frequência, independente dos demais subsímbolos, com uma complexidade significativamente inferior à detecção conjunta de todos os subsímbolos em (3-1).

### 3.2 MIMO - GFDM

No sistema MIMO-GFDM, cada antenna ligada a uma cadeia de radiofrequência contém um transceptor CP-GFDM. Da mesma maneira que no sistema CP-OFDM, cada transmissor transmite um bloco de dados CP-GFDM de comprimento  $M_L = MN$ <sup>1</sup> mais o comprimento do intervalo de

<sup>1</sup>Lembrando aqui que  $N$  representa o número de subportadoras e  $M$  o de slots de tempo utilizados na transmissão GFDM

guarda.

A informação transmitida no bloco GFDM pela  $t$ -ésima antena é representada pelo vetor  $\mathbf{s}_t$ , cujos elementos são símbolos extraídos de uma modulação digital complexa  $\mathcal{C}$ , tal que  $\mathbf{s}_t^T \in \mathcal{C}^{1 \times M_L}$ .

O conjunto de vetores de dados transmitidos pelas  $N_T$  antenas compõem a matriz de informação a ser transmitida,  $\mathbf{S} \in \mathcal{C}^{N_T \times M_L}$ , similar à expressão (3-1) e apresentado na Fig. 3.2. Assim, as colunas da matriz  $\mathbf{S}$  em Eq. (3-1) são compostas por vetores  $\mathbf{c}_n$ ,  $n = 1, 2, \dots, M_L$ , de dimensão  $N_T \times 1$ .

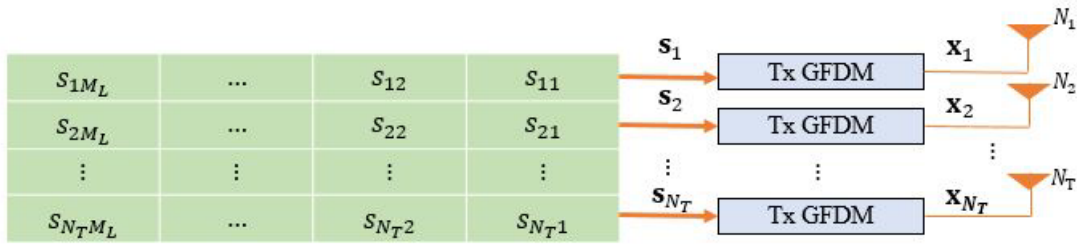


Figura 3.2: Representação da matriz de dados e transmissor MIMO-GFDM.

Sejam  $N_T$  e  $N_R$  o número de antenas do sistema na transmissão e na recepção, respectivamente. O vetor de símbolos a ser transmitido pelo sistema MIMO-GFDM pode ser definido como  $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T \quad \mathbf{x}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{x}_{N_T}^T]^T$ , onde  $\mathbf{x}_t = \mathbf{M}\mathbf{s}_t$ ,  $t = 1, \dots, N_T$ . Na recepção, após remoção dos prefixos cíclicos, assumindo uma perfeita sincronização e um canal sem fio considerado constante ao longo de uma transmissão, o sinal recebido para o bloco MIMO-GFDM pode ser representado na forma:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{1,1} & \dots & \mathbf{J}_{1,N_T} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{J}_{N_R,1} & \dots & \mathbf{J}_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{N_R} \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

O modelo matricial do sistema MIMO-GFDM apresentado nas equações (3-12) e (3-13) é idêntico ao apresentado na Seção 3.1 nas equações (3-2) e (3-3) para o sistema MIMO-OFDM, diferindo apenas pela forma dos vetores  $\mathbf{x}_t$ .

$$\mathbf{y} = \mathbf{J}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (3-13)$$

O empilhamento do vetor de dados transmitidos, no caso OFDM foi apresentado em (3-1). Levando-se em conta a forma do bloco transmitido GFDM, dado em (3-4), o mesmo empilhamento é expresso por:

$$\mathbf{x} = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{M} & : & \mathbf{0} \\ .. & : & .. \\ \mathbf{0} & : & \mathbf{M} \end{bmatrix}}^{\mathbf{M}} \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{N_T} \end{bmatrix}}^{\mathbf{s}} \quad (3-14)$$

De forma análoga ao realizado na modelagem do sistema MIMO-OFDM, ao se transmitir a informação de  $\mathbf{s}$  através do canal MIMO seletivo em frequência na presença de ruído aditivo, o sinal recebido após remoção do prefixo cíclico é expresso por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{J}\mathbf{M}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3-15)$$

$$\overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{N_R} \end{bmatrix}}^{\mathbf{y}} = \overbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{11} & : & \tilde{\mathbf{H}}_{1N_T} \\ .. & : & .. \\ \tilde{\mathbf{H}}_{N_R1} & : & \tilde{\mathbf{H}}_{N_RN_T} \end{bmatrix}}^{\mathbf{J}\mathbf{M}} \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{N_T} \end{bmatrix}}^{\mathbf{s}} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{N_R} \end{bmatrix}, \quad (3-16)$$

onde  $\tilde{\mathbf{H}}_{rt} = \mathbf{J}_{rt}\mathbf{M}$ . Como  $\tilde{\mathbf{H}}_{rt}$  não é uma matriz circulante,  $\mathbf{J}\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{N_R M_L \times N_T M_L}$  não é constituída de blocos de submatrizes diagonalizáveis, isto elimina a possibilidade de partição da detecção de  $\mathbf{s}$  a partir de  $\mathbf{y}$  em múltiplas detecções MIMO equivalentes em canal plano por subsímbolo, como apresentado na Sec. 3.1.

### 3.2.1 Estratégias de detecção MIMO-GFDM

No desenvolvimento desta tese foram estudadas duas estratégias para a detecção do vetor de símbolos transmitido no sistema MIMO-GFDM, as quais serão apresentadas a continuação:

#### 3.2.1.1 Detecção utilizando a matriz de canal completa

Lembrando o vetor recebido do sistema MIMO-GFDM temos:

$$\mathbf{y} = \mathbf{J}\mathbf{M}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3-17)$$



É possível utilizar detectores lineares para mitigar o efeito do canal, para isto deve se utilizar um filtro linear na recepção. O sinal desejado é recuperado no receptor utilizando um processo de equalização, seguido de uma decisão do símbolo transmitido.

Considerando  $\bar{\mathbf{J}} = \mathbf{J}\mathbf{M}$  e  $\mathbf{E}$  como a matriz de equalização, é possível utilizar os dois métodos mais comuns de equalização, as equalizações Zero Forcing e MMSE na detecção. É importante ressaltar que a complexidade da detecção vai ser determinada pela equalização da matriz  $\bar{\mathbf{J}}$  de dimensão  $M_L N_R \times M_L N_T$ .

**a) Detecção Zero Forcing:** A equalização Zero Forcing elimina totalmente as interferências entre os símbolos transmitido filtrando o sinal recebido com a inversa da matriz de canal, mas não considera os efeitos do ruído. O equalizador ZF considera que o número de antenas receptoras é maior que o número de antenas transmissoras, a matriz de equalização  $\mathbf{E}_{ZF} \in \mathbb{C}^{M_L N_R \times M_L N_T}$ , é definida assim:

$$\mathbf{E}_{ZF} = (\bar{\mathbf{J}})^\dagger = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H \quad (3-18)$$

O vetor estimado  $\hat{\mathbf{s}}^{ZF}$ , pode ser expresso como:

$$\hat{\mathbf{s}}^{ZF} = \mathbf{E}_{ZF} \mathbf{y} \quad (3-19)$$

$$\hat{\mathbf{s}}^{ZF} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H (\bar{\mathbf{J}} \mathbf{s} + \mathbf{n}) \quad (3-20)$$

$$\hat{\mathbf{s}}^{ZF} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}} \mathbf{s} + (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H \mathbf{n} \quad (3-21)$$

$$\hat{\mathbf{s}}^{ZF} = \mathbf{s} + \mathbf{n}_{ZF}, \quad (3-22)$$

onde  $\mathbf{n}_{ZF} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H \mathbf{n}$ . Assim a detecção do vetor de símbolos transmitidos se reduz a uma detecção de mínima distância elemento por elemento.

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathcal{Q}(\hat{\mathbf{s}}^{ZF}), \quad (3-23)$$

onde  $\mathcal{Q}(\mathbf{s}) = [\mathcal{Q}(s_1) \ \mathcal{Q}(s_2) \ \dots \ \mathcal{Q}(s_{M_L N_T})]^T$  e  $\mathcal{Q}(s)$  retorna o elemento da modulação complexa empregada mais próximo a  $s$ .

**b) Detecção Minimum Mean Square:** O detector MMSE oferece um desempenho melhor que o detector ZF em termos de SNR, isto devido à consideração do efeito do ruído na detecção.

O equalizador MMSE é definido da seguinte maneira:

$$\mathbf{E}_{MMSE} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}} + \sigma^2 \mathbf{R}_s^{-1}) \bar{\mathbf{J}}^H, \quad (3-24)$$

$$\mathbf{R}_s = \mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \begin{bmatrix} \mathbb{E}[|s_{11}|^2] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbb{E}[|s_{1M_L}|^2] & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \mathbb{E}[|s_{N_T M_L}|^2] \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

$$\mathbf{R}_s = E_s \mathbf{I}_{N_T M_L} \quad (3-26)$$

$$\mathbf{E}_{MMSE} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}} + \frac{\sigma^2}{E_s} \mathbf{I}_{N_T M_L}) \bar{\mathbf{J}}^H, \quad (3-27)$$

onde  $\sigma^2$ ,  $E_s$  e  $\mathbf{I}_{N_T M_L}$  representam a variância das componentes do vetor de ruído, a energia por símbolo transmitido e a matriz identidade de dimensões  $N_T \times M_L$ , respectivamente.

O vetor estimado  $\hat{\mathbf{s}}^{MMSE}$ , se expressa da seguinte maneira:

$$\hat{\mathbf{s}}^{MMSE} = \mathbf{E}_{MMSE} \mathbf{y} \quad (3-28)$$

$$\hat{\mathbf{s}}^{MMSE} = \mathbf{E}_{MMSE} \bar{\mathbf{J}} \mathbf{s} + \mathbf{n}_{MMSE}, \quad (3-29)$$

onde  $\mathbf{n}_{MMSE} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}} + \frac{\sigma^2}{E_s} \mathbf{I})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H \mathbf{n}$ .

Finalmente o vetor de símbolos do sistema é estimado:

$$\hat{\mathbf{s}} = Q(\hat{\mathbf{s}}^{MMSE}). \quad (3-30)$$

A necessidade de detecção conjunta do vetor símbolos de informação torna este sistema de elevada complexidade computacional, uma vez que requer

a inversão e multiplicação de matrizes de dimensões geralmente bastante elevadas. Na seção seguinte é apresentado um método alternativo aqui proposto para a detecção dos sinais com significativa redução de complexidade.

### 3.3 Detecção alternativa estimando os vetores coluna $\mathbf{c}'_n$

Considerando que a expressão correspondente ao vetor recebido do sistema GFDM é semelhante à expressão que define o vetor recebido do sistema OFDM, um novo esquema de detecção composto por duas fases de filtragem é proposto neste trabalho. Neste novo esquema, um processamento inicial similar ao que é feito na detecção de sinais OFDM é proposto para simplificar a detecção e consequentemente a complexidade computacional do sistema GFDM.

Considerando que o comprimento do prefixo cíclico é maior ou igual a  $N_{ch} - 1$ , o sinal recebido no destino,  $\mathbf{r}$ , pelas  $N_R \geq N_T$  antenas, após a retirada do prefixo cíclico e aplicação da DFT de tamanho  $M_L$  ao vetor de sinal recebido por cada uma das antenas receptoras resulta em:

$$\mathbf{r} = \dot{\mathbf{W}}\mathbf{y} \quad (3-31)$$

$$\mathbf{r} = \dot{\mathbf{W}}\mathbf{J}\mathbf{M}\mathbf{s} + \mathbf{n}' \quad (3-32)$$

$$\mathbf{r} = \dot{\mathbf{W}}\mathbf{J}\dot{\mathbf{W}}^H\dot{\mathbf{W}}\mathbf{M}\mathbf{s} + \mathbf{n}', \quad (3-33)$$

onde  $\mathbf{n}' = \dot{\mathbf{W}}\mathbf{n}$ .

Reescrevendo (3-33) matricialmente temos:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{N_R} \end{bmatrix}}_{\mathbf{r}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{W}}\mathbf{y} \\ \mathbf{W}\mathbf{y}_1 \\ \dots \\ \mathbf{W}\mathbf{y}_{N_R} \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{W}}\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{D}_{11} & : & \mathbf{D}_{1N_T} \\ .. & : & .. \\ \mathbf{D}_{N_R1} & : & \mathbf{D}_{N_RN_T} \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{W}}\mathbf{J}\dot{\mathbf{W}}^H} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{W}\mathbf{M}\mathbf{s}_1 \\ .. \\ \mathbf{W}\mathbf{M}\mathbf{s}_{N_T} \end{bmatrix}}_{\mathbf{s}'} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{n}'_1 \\ \vdots \\ \mathbf{n}'_{N_R} \end{bmatrix}}_{\mathbf{n}'} \quad (3-34)$$

onde  $\mathbf{r}_r = [r_r^{(1)} \ r_r^{(2)} \ \dots \ r_r^{(M_L)}]^T$  é o vetor processado na recepção pela  $r$ -ésima antena e  $\mathbf{s}'$  é definido em (3-35) e tem dimensões  $(M_L N_T \times 1)$ .

$$\mathbf{s}' = \dot{\mathbf{W}}\mathbf{M}\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}'_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}'_{N_T} \end{bmatrix} = \dot{\mathbf{W}}\mathbf{x}, \quad (3-35)$$

onde  $\mathbf{x}$  é dado por:

$$\mathbf{x} = \dot{\mathbf{M}}\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}\mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{M}\mathbf{s}_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{N_T} \end{bmatrix} \quad (3-36)$$

Nesse ponto é possível obter os vetores  $\mathbf{s}'_t$  a partir da matriz de observação  $\mathbf{R}$  de maneira similar ao que foi realizado no sistema OFDM:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^T \\ \mathbf{r}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{N_R}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 & \mathbf{u}_2 & \dots & \mathbf{u}_n & \dots & \mathbf{u}_{M_L} \\ \mathbf{r}_{11} & \mathbf{r}_{12} & \dots & \mathbf{r}_{1n} & \dots & \mathbf{r}_{1M_L} \\ \mathbf{r}_{21} & \mathbf{r}_{22} & \dots & \mathbf{r}_{2n} & \dots & \mathbf{r}_{2M_L} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{r}_{N_R1} & \mathbf{r}_{N_R2} & \dots & \mathbf{r}_{N_Rn} & \dots & \mathbf{r}_{N_RM_L} \end{bmatrix} \quad (3-37)$$

Assim, o vetor de símbolos transmitidos relaciona-se com o vetor de símbolos, na  $n$ -ésima observação, através de:

$$\mathbf{u}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{c}'_n + \mathbf{z}_n, \quad n = 1, 2, \dots, M_L \quad (3-38)$$

Onde  $\mathbf{c}'_n$  de dimensão  $N_T \times 1$  representa a  $n$ -ésima coluna da matriz  $\mathbf{S}'$  em Eq. (3-39),  $\mathbf{z}_n$  é a seção correspondente do vetor de ruído  $\mathbf{n}$  e  $\mathbf{H}_n$  é uma matriz  $(N_R \times N_T)$  não esparsa, preenchida com os  $n$ -ésimos elementos das diagonais das  $N_R N_T$  matrizes  $\mathbf{D}_{rt}$ , definida em (3-40).

$$\mathbf{S}' = \begin{bmatrix} \mathbf{s}'_1^T \\ \mathbf{s}'_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{s}'_{N_T}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}'_1 & \mathbf{c}'_2 & \dots & \mathbf{c}'_n & \dots & \mathbf{c}'_{M_L} \\ \mathbf{s}'_{11} & \mathbf{s}'_{12} & \dots & \mathbf{s}'_{1n} & \dots & \mathbf{s}'_{1M_L} \\ \mathbf{s}'_{21} & \mathbf{s}'_{22} & \dots & \mathbf{s}'_{2n} & \dots & \mathbf{s}'_{2M_L} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{s}'_{N_T1} & \mathbf{s}'_{N_T2} & \dots & \mathbf{s}'_{N_Tn} & \dots & \mathbf{s}'_{N_TM_L} \end{bmatrix} \quad (3-39)$$

$$\mathbf{H}_n = \begin{bmatrix} d_{11}^{(n)} & \vdots & d_{1N_T}^{(n)} \\ \dots & \vdots & \dots \\ d_{N_R 1}^{(n)} & \vdots & d_{N_R N_T}^{(n)} \end{bmatrix}, \quad n = 1, 2, \dots, M_L \quad (3-40)$$

É possível realizar a estimação de cada um dos vetores  $\mathbf{c}'_n$  aplicando um processo de equalização nos vetores  $\mathbf{u}_n$ , processo que será conhecido a partir de agora como filtro na Fase 1. Na realização da tese foram utilizados dois processos de equalização.

**a) Estimação de  $\mathbf{c}'_n$  utilizando Zero Forcing:** O primeiro método utilizado para a estimativa dos vetores  $\mathbf{c}'_n$  consiste na obtenção da matriz  $\mathbf{G}_n$  de dimensões  $(N_T \times N_R)$  a partir da inversão Zero Forcing das matrizes  $\mathbf{H}_n$ , como é apresentado em (3-41).

$$\mathbf{G}_n = (\mathbf{H}_n^H \mathbf{H}_n)^{-1} \mathbf{H}_n^H, \quad n = 1, 2, \dots, M_L \quad (3-41)$$

$$\hat{\mathbf{c}}'_n = \mathbf{G}_n \mathbf{u}_n \quad (3-42)$$

A estimativa  $\hat{\mathbf{S}}'$  é obtida a partir das  $M_L$  estimativas  $\hat{\mathbf{c}}'_n$  como é representado em (3-43):

$$\hat{\mathbf{S}}' = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{c}}'_1 & \hat{\mathbf{c}}'_2 & \dots & \hat{\mathbf{c}}'_{M_L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\hat{\mathbf{s}}'_1)^T \\ \vdots \\ (\hat{\mathbf{s}}'_{N_T})^T \end{bmatrix} \quad (3-43)$$

onde  $\hat{\mathbf{s}}'_i = \mathbf{W} \mathbf{M} \mathbf{s}_i + \mathbf{m}_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_T$ , sendo  $\mathbf{m}_i$  a perturbação da estimativa  $\hat{\mathbf{s}}'_i$ .

Finalmente a estimativa  $\mathbf{s}_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_T$  é obtida com uma filtragem ZF (filtro na Fase 2).

$$\hat{\mathbf{s}}_i = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{W}^H \hat{\mathbf{s}}'_i \quad (3-44)$$

$$\hat{\mathbf{s}}_i^{final} = \mathcal{Q}(\hat{\mathbf{s}}_i) \quad (3-45)$$

**b) Estimação de  $\mathbf{c}'_n$  utilizando MMSE:** É possível a obtenção da matriz  $\mathbf{G}_n$  utilizando a inversão MMSE operando nas matrizes  $\mathbf{H}_n$ , como é expresso em (3-46).

$$\mathbf{G}_n = (\mathbf{H}_n^H \mathbf{H}_n + \sigma^2 \mathbf{R}_{\mathbf{c}'_n})^{-1} \mathbf{H}_n^H, \quad n = 1, 2, \dots, M_L \quad (3-46)$$

onde  $\sigma^2$  e  $\mathbf{R}_{\mathbf{c}'_n} = \mathbb{E}[\mathbf{c}'_n \mathbf{c}'_n^H]$  representam respectivamente a variança das componentes do vetor de ruído em (3-38) e a matriz de correlação dos vetores  $\mathbf{c}'_n$ , obtida a seguir. De (3-43) e (3-35), tem se:

$$\hat{\mathbf{S}}' = \begin{bmatrix} \mathbf{c}'_1 & \mathbf{c}'_2 & \dots & \mathbf{c}'_{M_L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{W}\mathbf{x}_1)^T \\ \vdots \\ (\mathbf{W}\mathbf{x}_{N_T})^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^T \mathbf{W}^T \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{N_T}^T \mathbf{W}^T \end{bmatrix} \quad (3-47)$$

Sendo  $\mathbf{a}_n$  a  $n$ -ésima coluna da matriz  $(M_L \times M_L)$   $\mathbf{W}^T$ , é possível expressar  $\mathbf{c}'_n$  na forma:

$$\mathbf{c}'_n = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^T \mathbf{a}_n \\ \mathbf{x}_2^T \mathbf{a}_n \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{N_T}^T \mathbf{a}_n \end{bmatrix} == \begin{bmatrix} c'_{n_1} \\ c'_{n_2} \\ \vdots \\ c'_{n_{N_T}} \end{bmatrix} \quad (3-48)$$

onde  $c'_{n_n}$  são componentes estatisticamente independentes pois  $\mathbf{s}'_n^T$  são estatisticamente independentes e de média nula.

Com estes resultados, resulta para  $\mathbf{R}_{\mathbf{c}'_n}$ ,

$$\mathbf{R}_{\mathbf{c}'_n} = \begin{bmatrix} v_{n_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & v_{n_2} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & v_{n_{N_T}} \end{bmatrix}, \quad (3-49)$$

onde  $v_{n_l}$  é definido em (3-50).

$$v_{n_l} = \mathbb{E}[\|\mathbf{x}_l^T \mathbf{a}_n\|^2], \quad l = 1, 2, \dots, N_T \quad (3-50)$$

$$v_{n_l} = \mathbb{E}[\mathbf{a}_n^T \mathbf{x}_l \mathbf{x}_l^H \mathbf{a}_n] \quad (3-51)$$

$$v_{n_l} = \mathbf{a}_n^T \mathbb{E}[\mathbf{x}_l \mathbf{x}_l^H] \mathbf{a}_n^* \quad (3-52)$$

Desenvolvendo o valor esperado  $\mathbb{E}[\mathbf{x}_n \mathbf{x}_n^H]$  da expressão (3-52), temos:

$$\mathbb{E}[\mathbf{x}_l \mathbf{x}_l^H] = \mathbb{E}[\mathbf{M} \mathbf{s}_l \mathbf{s}_l^H \mathbf{M}^H] = \mathbf{M} \mathbb{E}[\mathbf{s}_l \mathbf{s}_l^H] \mathbf{M}^H \quad (3-53)$$

com

$$\mathbb{E}[\mathbf{s}_l \mathbf{s}_l^H] = \begin{bmatrix} E_s & 0 & \dots & 0 \\ 0 & E_s & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & E_s \end{bmatrix} = E_s \mathbf{I}_{M_L}, \quad (3-54)$$

Substituindo em (3-50) temos:

$$v_{n_l} = v_n = E_s (\mathbf{a}_n^T \mathbf{M} \mathbf{M}^H \mathbf{a}_n^*) \quad (3-55)$$

$$v_n = E_s \|\mathbf{M}^H \mathbf{a}_n^*\|^2 \quad (3-56)$$

$$v_n = E_s \|\mathbf{M}^T \mathbf{a}_n\|^2 \quad (3-57)$$

$$v_n = E_s e_n \quad (3-58)$$

onde

$$e_n = \|\mathbf{M}^T \mathbf{a}_n\|^2, n = 1, 2, \dots, M_L, \quad (3-59)$$

sendo  $\mathbf{a}_n$  a  $n$ -ésima coluna de  $\mathbf{W}^T$ .

Considerando a energia total gasta por uso de canal  $E_T$ , e considerando (3-36) e (2-17), tem-se:

$$E_T = \frac{\mathbb{E}[\|\mathbf{x}\|^2]}{M_L} = N_T \mathbb{E}[\|\mathbf{M} \mathbf{s}_n\|^2] = N_T E_s, \quad (3-60)$$

e (3-49) pode ser expressa na forma:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{c}'_n} = \frac{E_T}{N_T} e_n \mathbf{I}_{N_T}, \quad (3-61)$$

onde  $\mathbf{I}_{N_T}$  é uma matriz identidade de dimensão  $N_T \times N_T$ . A matriz MMSE em (3-46), assume então a forma:

$$\mathbf{G}_n = (\mathbf{H}_n^H \mathbf{H}_n + \frac{N_T}{(\frac{E_T}{\sigma^2})e_n} \mathbf{I}_{N_T})^{-1} \mathbf{H}_n^H, \quad (3-62)$$

ou ainda,

$$\mathbf{G}_n = (\mathbf{H}_n^H \mathbf{H}_n + \frac{N_T}{R \cdot SNR_B \cdot e_n} \mathbf{I}_{N_T})^{-1} \mathbf{H}_n^H, \quad (3-63)$$

onde  $R$  e  $SNR_B$  representam a eficiência espectral do sistema e a relação sinal-ruído por bit de informação transmitido, dadas respectivamente por:

$$R = N_T \log_2 C \text{ bits/uso de canal},^2 \quad (3-64)$$

e

$$SNR_B = \frac{E_T}{R\sigma^2} \quad (3-65)$$

Depois da obtenção da matriz MMSE  $\mathbf{G}_n$  é possível realizar a estimativa dos vetores  $\mathbf{c}'_n$  em (3-66).

$$\hat{\mathbf{c}}'_n = \mathbf{G}_n \mathbf{u}_n \quad (3-66)$$

A estimativa  $\hat{\mathbf{S}}'$  é obtida a partir das  $M_L$  estimativas  $\hat{\mathbf{c}}'_n$  como feito anteriormente no caso ZF na fase 1:

$$\hat{\mathbf{S}}' = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{c}}'_1 & \hat{\mathbf{c}}'_2 & \dots & \hat{\mathbf{c}}'_{M_L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\hat{\mathbf{s}}'_1)^T \\ \vdots \\ (\hat{\mathbf{s}}'_{N_T})^T \end{bmatrix} \quad (3-67)$$

onde  $\hat{\mathbf{s}}'_i = \mathbf{W}\mathbf{M}\mathbf{s}_i + \mathbf{m}$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_T$ , sendo  $\mathbf{m}$  a perturbação da estimativa de  $\mathbf{s}'_i$  e a estimativa  $\mathbf{s}_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_T$  é obtida com o filtro da Fase 2:

<sup>2</sup>A eficiência espectral indicada corresponde em bits/s/Hz, a razão entre a taxa média de transmissão de bits e uma banda de RF correspondente à banda de Nyquist ( $B_{RF} = R_s$  = Taxa de transmissão de símbolos).



$$\hat{\mathbf{s}}_i = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{W}^H \hat{\mathbf{s}}'_i \quad (3-68)$$

$$\hat{\mathbf{s}}_i^{final} = \mathcal{Q}(\hat{\mathbf{s}}_i) \quad (3-69)$$

### 3.4 Resultados numéricos: Estratégias de detecção MIMO-GFDM

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos na avaliação de desempenho (i.e., bit error rate BER) e complexidade computacional (i.e., número médio de flops requeridos por vetor de símbolos detectado) para as técnicas de detecção utilizando a matriz de canal completa e as propostas neste trabalho para o sistema MIMO-GFDM.

O cenário considerado para a realização das simulações é um sistema MIMO com 4 antenas na transmissão e 4 antenas para a recepção. A modulação empregada na transmissão é QPSK. O sistema GFDM emprega  $M = 5$  slots de tempo e  $N = 4$  subportadoras. Para os resultados de BER, foram transmitidos  $1,5 \times 10^7$  bits e os coeficientes do pulso formatador  $\mathbf{p}_f$  de comprimento  $M_L = M.N = 20$  são considerados seguindo [34] e são apresentados na Tabela 3.1, . A matriz de canal é uma matriz de convolução circular que contém na primeira coluna os coeficientes da resposta ao impulso do equivalente passa baixo discreto do canal que conecta a  $t$ -th antena transmissora à  $r$ -th antena receptora definido como  $\mathbf{h}_{r,t} = [h_{r,t}(0) \ h_{r,t}(1) \ \dots \ h_{r,t}(N_{ch} - 1)]$  completado com  $M_L - N_{ch}$  zeros, onde  $N_{ch}$  representa o número de taps de canal [17], na elaboração da tese, ( $N_{ch} = 5$ ). Os canais que conectam as  $N_T$  antenas transmissoras e as  $N_R$  antenas receptoras são estatisticamente independentes e identicamente distribuídas com coeficientes  $h_{r,t}(l) = p_l \alpha_l$ ;  $l = 0; 1; \dots; N_{ch} - 1$ , onde  $\alpha_l$  são variáveis aleatórias complexas Gaussianas circularmente simétricas e estatisticamente independentes, com média nula e  $\mathbb{E}[|\alpha_l|^2] = 1$ . Os pesos  $p_l$  são normalizados, de forma que  $\sum_{l=0}^{N_{ch}-1} p_l^2 = 1$ , resultando que  $\mathbb{E}[||\mathbf{h}_{r,t}||^2] = 1$ . Nos resultados numéricos, os valores não normalizados de  $p_l$  têm a forma  $\bar{p}_l^2 = (\frac{1}{2})^l$ ,  $l = 0, 1, \dots, N_{ch} - 1$ .

Na Figura 3.3 é possível observar as curvas de desempenho versus  $SNR_B$  dado por (3-64) e (3-65), das técnicas de detecção utilizando a matriz de canal completa e a técnica proposta estimando os vetores  $\mathbf{c}'_n$ .

Da figura é possível notar que o detector como melhor desempenho é o detector MMSE e o pior desempenho é o detector ZF. Os detectores que utilizam as técnicas de detecção propostas apresentam um desempenho

| No. | Coeficiente |
|-----|-------------|
| 1   | 0.0000      |
| 2   | 0.0009      |
| 3   | 0.0005      |
| 4   | -0.0066     |
| 5   | -0.0182     |
| 6   | -0.0207     |
| 7   | 0.0038      |
| 8   | 0.0629      |
| 9   | 0.1432      |
| 10  | 0.2135      |
| 11  | 0.2414      |
| 12  | 0.2135      |
| 13  | 0.1432      |
| 14  | 0.0629      |
| 15  | 0.0038      |
| 16  | -0.0207     |
| 17  | -0.0182     |
| 18  | -0.0066     |
| 19  | 0.0005      |
| 20  | 0.0009      |

Tabela 3.1: Coeficientes do vector  $\mathbf{p}_f$ 

interessante, o detector que utiliza a operação MMSE na Fase 1 e ZF na Fase 2 consegue se aproximar ao detector MMSE operando na matriz de canal completa, no entanto o detector com filtro ZF nas Fase 1 e Fase 2 consegue igualar ao detector ZF operando na matriz de canal completa.

Na Tabela 3.2 é possível observar a comparação da complexidade computacional das estratégias de detecção do sistema MIMO-GFDM. É possível ressaltar a alta complexidade computacional dos detectores MMSE e ZF operando na matriz de canal completa, por outra parte as técnicas propostas apresentam uma complexidade significativamente mais baixa, o que em conjunto com o desempenho obtido em termos de BER, permitem concluir que são técnicas com um balanço entre métricas que realmente é muito interessante.

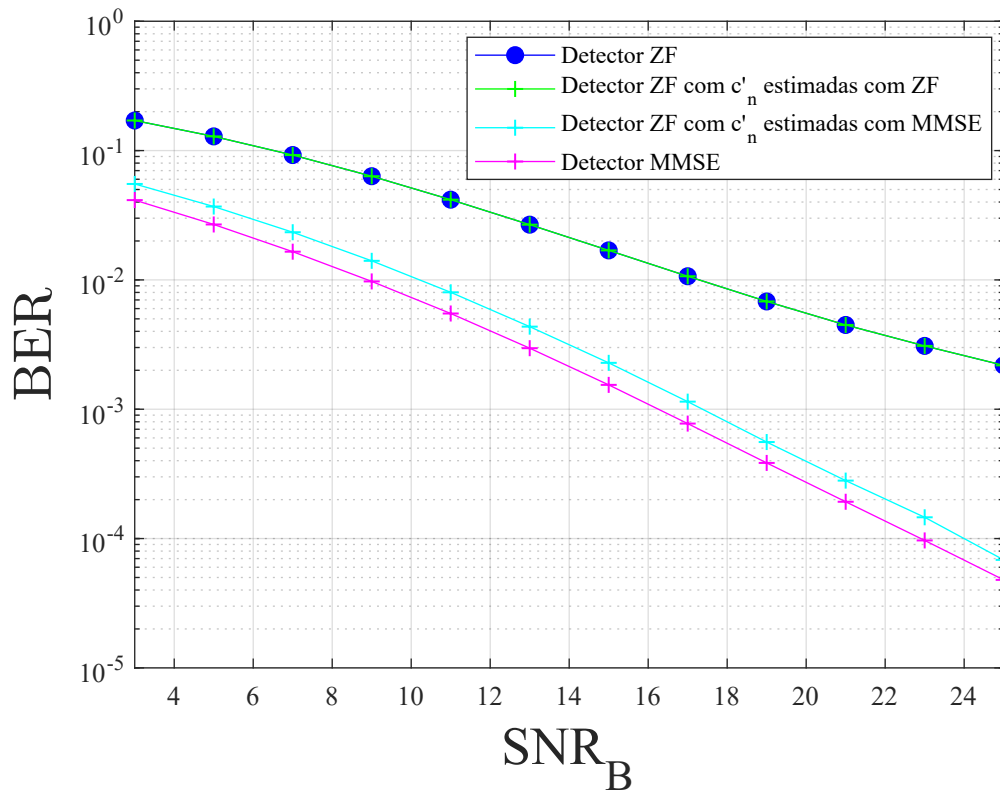


Figura 3.3: Comparação estratégias de detecção MIMO-GFDM.  $N_T = N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

| Detector                                   | Complexidade Computacional (Flops) | Redução percentual de complexidade em relação ao Detector MMSE |
|--|------------------------------------|--|
| Detector Zero Forcing                      | 10206400                           | 0.125%   |
| Detector MMSE                              | 10219200                           | 0%   |
| Detector com ZF na Fase 1 e ZF na Fase 2   | 169760                             | 98.339%  |
| Detector com MMSE na Fase 1 e ZF na Fase 2 | 170400                             | 98.332%  |

Tabela 3.2: Comparação complexidade computacional estratégias de detecção MIMO-GFDM

## 4

### Sistema MIMO-GFDM com modulação de índice

As técnicas de modulação de índice (IM) podem ser adequadamente implementadas para as subportadoras em sistemas OFDM-MIMO e GFDM-MIMO. As técnicas transmitem informação utilizando o estado on/off das subportadoras, isto oferece vantagens atraentes como eficiência energética e espectral, sem incrementar a complexidade computacional.

Neste capítulo será abordada a modelagem matemática do sistema MIMO-GFDM com modulação de índice (MIMO-GFDM-IM). Nosso estudo está dirigido a investigar a técnica Multiple Input- Multiple Output Generalized Frequency Division Multiplexing com index modulation, estudando o modelo dos sistemas MIMO-OFDM, MIMO-GFDM e a maneira de implementação das técnicas IM neles.

#### 4.1 Modelo matemático

Basicamente, em MIMO-GFDM-IM as  $M_L = MN$  componentes dos vetores  $\mathbf{s}_t$ , com  $t = 0, 1, 2, \dots, N_T$  contêm símbolos de informação e zeros. Para diminuir a complexidade do receptor, as  $M_L$  componentes são divididas em  $Q$  grupos de  $N_e = M_L/Q$  elementos, aqui denominados sub-blocos IM e denotados por  $\mathbf{s}_t(q)$ ,  $q = 1, 2, \dots, Q$ , de dimensão  $N_e \times 1$ . Em cada um destes sub-blocos são alocados  $N_a$  símbolos de informação e  $(N_e - N_a)$  zeros. As posições ocupadas pelos  $N_a$  símbolos de informação dentre as  $N_e$  posições em cada um dos  $Q$  grupos são determinadas pelos padrões de alocação de símbolos, definidas pela matriz de mapeamento  $\mathbf{V}$ , conhecida a priori pelo transmissor e receptor da comunicação. Assim, o vetor de dados encaminhado ao modulador GFDM conectado à  $t$ -ésima antena,  $\mathbf{s}_t$  de dimensão  $QN_e \times 1$ , é descrito por:

$$\mathbf{s}_t = [\mathbf{s}_t(1)^T \quad \mathbf{s}_t(2)^T \dots \mathbf{s}_t(Q)^T]^T, t = 1, 2, \dots, N_T \quad (4-1)$$

onde  $Q$  é o número de grupos com modulação de índice, que são gerados para cada antena transmissora. O número de bits necessário para obter cada vetor  $\mathbf{s}_t(q)$  é  $p = \log_2(N_e) + N_a \log_2(C)$  bits por sub-bloco IM, onde  $N_e$

representa o número de combinações válidas de posicionamento de símbolos não nulos nas subportadoras do sub-bloco  $s_n(q)$ ,  $\lfloor \binom{N_e}{N_a} \rfloor_{2^n}$  com o termo  $\lfloor x \rfloor_{2^n}$  representando a maior potência de 2 que é menor ou igual a  $x$ ,  $N_a$  é o número de elementos simultaneamente ativos e  $C$  é a ordem da modulação digital empregada.

Por exemplo em um sistema com  $N_e = 4$ ,  $N_a = 2$  e modulação  $QPSK$ , resulta  $N_c = 4$  e  $p = \log_2(4) + 2 \log_2(4) = 6$  bits/sub-bloco IM. Um exemplo de mapeamento de combinações permitidas é apresentado na matriz booleana  $\mathbf{V}(N_e, N_a)$ , de dimensão  $N_e \times N_c$ .

$$\mathbf{V}(N_e, N_a) = \begin{matrix} & \begin{matrix} \begin{matrix} \downarrow \\ 00 \end{matrix} & \begin{matrix} \downarrow \\ 01 \end{matrix} & \begin{matrix} \downarrow \\ 10 \end{matrix} & \begin{matrix} \downarrow \\ 11 \end{matrix} \end{matrix} \\ \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

A matriz apresentada é um exemplo de uma matriz de mapeamento balanceada, definida como a matriz de mapeamento que possui o mesmo número,  $\frac{N_a N_e}{N_e}$ , de 1's em todas suas  $N_e$  linhas.

Com o vetor de dados  $\mathbf{s}_t$  formado como descrito, a transmissão e recepção seguem o que foi descrito na seção 3.2. Uma forma alternativa conveniente para (3-17) é dada por:

$$\mathbf{y} = \bar{\mathbf{J}}\mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (4-2)$$

onde  $\bar{\mathbf{J}} = \mathbf{J}\dot{\mathbf{M}}$ ,  $\dot{\mathbf{M}} = \text{blkdiag}(\mathbf{M})$ , sendo  $\text{blkdiag}(\mathbf{M})$  uma matriz diagonal em blocos de dimensão  $QN_e N_T \times QN_e N_T$  que contém nas submatrizes de dimensão  $(M_L \times M_L)$  sobre sua diagonal principal  $N_T$  repetições da matriz  $\mathbf{M}$  e zero nas demais posições, e  $\mathbf{s}$  é o vetor de dados formado pelo empilhamento dos  $N_T$  vetores  $\mathbf{s}_t$ ,  $t = 0, 1, 2, \dots, N_T$  apresentados em (4-1).

## 4.2 Estratégias de detecção MIMO-GFDM com modulação de índice

A implementação de um detector ótimo (detector de máxima verossimilhança (ML)) para a detecção do vetor de dados transmitido não é viável pela complexidade computacional que requer, portanto detectores sub-ótimos foram aqui propostos e serão descritos a seguir.

#### 4.2.1 Detecção utilizando a matriz de canal completa

De maneira equivalente no sistema MIMO-GFDM é possível utilizar detectores lineares para mitigar o efeito de canal, utilizando um filtro linear na recepção. No sistema MIMO-GFDM com modulação de índice é possível a utilização das equalizações Zero Forcing e MMSE na detecção.

##### 4.2.1.1 Equalização Zero Forcing (ZF) seguida de detecção por mínima distância por grupos (ZF/MD)

O equalizador ZF utiliza a pseudo inversa da matriz  $\bar{\mathbf{J}}$ , dada por  $\mathbf{E}_{ZF} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H$ , para eliminar a interferência entre os elementos do vetor  $\mathbf{s}$  em (4-2). O sinal recebido, processado pelo equalizador, resulta no vetor  $\mathbf{z}$  de comprimento  $M_L N_T$ .

$$\mathbf{z} = [\mathbf{z}_1^T \quad \mathbf{z}_2^T \dots \mathbf{z}_{N_T}^T]^T = \mathbf{E}_{ZF} \mathbf{y} = \mathbf{s} + \bar{\mathbf{n}}, \quad (4-3)$$

onde  $\mathbf{z}_t = [\mathbf{z}_t(1)^T \quad \mathbf{z}_t(2)^T \dots \mathbf{z}_t(Q)^T]^T, t = 1, 2, \dots, N_T$  e  $\bar{\mathbf{n}} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H \mathbf{n}$ .

A estimativa  $\hat{\mathbf{s}}_t(q)$  para o  $q$ -ésimo grupo MIMO-GFDM-IM da  $t$ -ésima antena transmissora é obtido por mínima distância.

$$\hat{\mathbf{s}}_t(q) = \arg \min_{\mathbf{s}_t(q) \in \mathcal{S}} \|\mathbf{z}_t(q) - \mathbf{s}_t(q)\|^2, \quad (4-4)$$

onde  $q = 1, 2, \dots, Q, t = 1, 2, \dots, N_T$  e  $\mathcal{S}$  denota o conjunto dos  $2^p = N_c C^{N_a}$  possíveis padrões para o vetor  $\mathbf{s}_t(q)$ .

Os blocos estimados são concatenados para formar o vetor  $\hat{\mathbf{s}}_t$  e depois o vetor  $\hat{\mathbf{s}}$ , que passará à fase de demapeamento para a obtenção dos bits detectados.

##### 4.2.1.2 Equalização ZF seguida de detecção ML por grupos (ZF/ML)

Considerando que o vetor resultante da equalização zero forcing obtido na Equação (4-3) é afetado pelo vetor de ruído colorido  $\bar{\mathbf{n}}$ , a detecção ML por grupos aplicada em (4-3) é obtida de:

$$\hat{\mathbf{s}}_t(q) = \arg \min_{\mathbf{s}_t(q) \in \mathcal{S}} \|\mathbf{K}_{\bar{\mathbf{n}}_t(q)}^{-\frac{1}{2}} (\mathbf{z}_t(q) - \mathbf{s}_t(q))\|^2 \quad (4-5)$$

ou ainda

$$\hat{\mathbf{s}}_t(q) = \arg \min_{\mathbf{s}_t(q) \in \mathcal{S}} (\mathbf{z}_t(q) - \mathbf{s}_t(q))^H \mathbf{K}_{\bar{\mathbf{n}}_t(q)}^{-1} (\mathbf{z}_t(q) - \mathbf{s}_t(q)), \quad (4-6)$$

onde  $\mathbf{K}_{\bar{\mathbf{n}}_t(q)}$  é a matriz covariância da porção do vetor de ruído  $\bar{\mathbf{n}}$  em (4-3) que afeta a observação  $\mathbf{z}_t(q)$ .  $\mathbf{K}_{\bar{\mathbf{n}}_t(q)}$  é, portanto, uma submatriz da matriz covariância de  $\bar{\mathbf{n}}$ .

#### 4.2.1.3 Equalização Minimum mean squared error (MMSE) seguida de detecção por mínima distância aproximada por grupos (MMSE/MDA)

O equalizador MMSE é uma solução sub-ótima que procura evitar a amplificação de ruído que é gerada quando é utilizado o equalizador Zero-Forcing. O equalizador é dado por (3-24) e (3-25). No caso de GFDM com modulação de índice (3-25) é expresso por:

$$\mathbf{R}_s = E_s \mathcal{D}(\mathbf{p}_1^T \mathbf{p}_2^T \dots \mathbf{p}_{N_T}^T) = E_s \mathbf{P}_{N_T M_L}, \quad (4-7)$$

onde  $\mathcal{D}(\mathbf{v})$  é o operador que cria uma matriz diagonal com os componentes do vetor  $\mathbf{v}$  em sua diagonal principal e

$$\mathbf{p}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{p}_Q \end{bmatrix}, n = 1, 2, \dots, N_T, \quad (4-8)$$

com  $\mathbf{p}_q, q = 1, 2, \dots, Q$ , sendo um vetor contendo os valores de  $p_i, i = 1, 2, \dots, N_e$ , que representa a probabilidade da  $i$ -ésima componente de um dado bloco IM conter um símbolo de informação,  $p_i = \frac{nu_i}{N_e}$ , sendo  $nu_i$  o número de 1's na  $i$ -ésima linha da matriz de mapeamento.

O equalizador MMSE na sua forma geral é dado por:

$$\mathbf{E}_{MMSE} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}} + \frac{\sigma^2}{E_s} \mathbf{P}_{N_T M_L}^{-1})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H, \quad (4-9)$$

Para matriz de mapeamento balanceada tem-se  $\mathbf{p}_q = \frac{N_a}{N_e}, \forall q$ , portanto  $\mathbf{R}_s = E_s \frac{N_a}{N_e} \mathbf{I}_{N_T M_L}$ , e o equalizador pode ser definido por:

$$\mathbf{E}_{MMSE} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}} + \frac{\sigma^2}{\frac{N_a}{N_e} E_s} \mathbf{I}_{N_T M_L})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H, \quad (4-10)$$

De (4-9), o vetor equalizado  $\tilde{\mathbf{z}} = [\tilde{\mathbf{z}}_1^T \quad \tilde{\mathbf{z}}_2^T, \dots, \tilde{\mathbf{z}}_{N_T}^T]$  é dado por:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{z}} &= (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}} + \frac{\sigma^2}{E_s} \mathbf{P}_{N_T M_L}^{-1})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H \mathbf{y} \\ &= \mathbf{C} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}},\end{aligned}\quad (4-11)$$

onde  $\mathbf{I}$  é uma matriz identidade de dimensão  $(QN_e N_T \times QN_e N_T)$ .

$$\mathbf{C} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}} + \frac{\sigma^2}{E_s} \mathbf{P}_{N_T M_L}^{-1})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}}, \quad (4-12)$$

e

$$\tilde{\mathbf{n}} = (\bar{\mathbf{J}}^H \bar{\mathbf{J}} + \frac{\sigma^2}{E_s} \mathbf{P}_{N_T M_L}^{-1})^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H \mathbf{n}. \quad (4-13)$$

A estimativa MMSE  $\hat{\mathbf{s}}_t(q)$  para o  $q$ -ésimo grupo é obtida por mínima distância:

$$\hat{\mathbf{s}}_t(q) = \arg \min_{\mathbf{s}_t(q) \in \mathcal{S}} \|\tilde{\mathbf{z}}_t(q) - \mathbf{s}_t(q)\|^2, \quad (4-14)$$

onde  $q = 1, 2, \dots, Q$ ,  $t = 1, 2, \dots, N_T$  e  $\mathcal{S}$  denota o conjunto dos  $2^p = N_c C^{N_a}$  possíveis padrões para o vetor  $\mathbf{s}_t(q)$  e  $\tilde{\mathbf{z}}_t(q)$  denota o  $q$ -ésimo subgrupo de  $\tilde{\mathbf{z}}_t$ ,  $t = 1, 2, \dots, N_T$  in (4-11).

Os blocos estimados são concatenados para formar o vector  $\hat{\mathbf{s}}_t$  e então o vector  $\hat{\mathbf{s}}$ , passará à fase de demapeamento para a obtenção dos bits detectados.

#### 4.2.1.4 Equalização MMSE seguida de detecção por mínima distância por grupos (MMSE/MD)

No receptor MMSE/MDA, a operação de detecção por mínima distância aproximada não considera o residual de interferência entre símbolos presente no vetor  $\mathbf{z}_t(q)$ . Uma proposta para melhoria do desempenho é a utilização do detector por mínima distância por grupos (MD) em vez do detector MDA.

A detecção por mínima distância correta é então:

$$\hat{\mathbf{s}}(q) = \arg \min_{\mathbf{s}_t(q) \in \mathcal{S}} \|\tilde{\mathbf{z}}_t(q) - \mathbf{C}_t(q) \mathbf{s}_t(q)\|^2, \quad (4-15)$$



onde  $\mathbf{C}_t(q)$  é uma submatriz  $N_e \times N_e$  obtida a partir da matriz definida em (4-12).

#### 4.2.1.5 Equalização MMSE seguida por detecção por grupos com branqueamento de ruído e cancelamento de interferência (MMSE/NW/PIC)

Uma alternativa para melhorar o desempenho do detector MMSE com detecção por grupos é o uso do cancelamento paralelo de interferência. O vector equalizado em (4-11) pode ser reescrito da seguinte maneira:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{z}} &= [\tilde{\mathbf{z}}_1^T \quad \tilde{\mathbf{z}}_2^T \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{z}}_{N_T}^T]^T \\ &= \mathbf{C}\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{B}\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}},\end{aligned}\tag{4-16}$$

onde  $\mathbf{A} = \text{diag}(\mathbf{C})$  é a matriz diagonal que contém os elementos da matriz diagonal de  $\mathbf{C}$  e  $\mathbf{B} = \mathbf{C} - \mathbf{A}$ . A matriz  $\mathbf{B}$  expressa o nível de interferência entre os símbolos de  $\mathbf{s}$ . Nesta estratégia, o esquema de cancelamento paralelo de interferências tenta suprimir o termo de interferências  $\mathbf{B}\mathbf{s}$ . Além disso, considerando que o vector  $\tilde{\mathbf{n}}$  é colorido, a detecção proposta pelo esquema de grupos é dada por:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{s}}_t(q) &= \arg \min_{\mathbf{s}_t(q) \in \mathcal{S}} \|\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_t(q)}^{-\frac{1}{2}}(\tilde{\mathbf{z}}_t(q) - \mathbf{A}_t(q)\mathbf{s}_t(q))\|^2, \\ q &= 1, 2, \dots, Q \quad t = 1, 2, \dots, N_T\end{aligned}\tag{4-17}$$

onde  $\mathbf{A}_t(q)$  é uma matriz diagonal, submatriz de  $\mathbf{A}$ , e  $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_t(q)}$  é a matriz de covariância da porção do vector de ruído  $\tilde{\mathbf{n}}$  em (4-16) que afeta a observação  $\tilde{\mathbf{z}}_t(q)$  associada ao  $q$ -ésimo grupo de  $\tilde{\mathbf{z}}_t$ . Usando (4-17), a primeira estimativa de  $\mathbf{s}$ ,  $\hat{\mathbf{s}}$ , é gerada e usada tentativamente para eliminar a componente da interferência inter símbolo em (4-16), gerando um novo vector equalizado dado por:

$$\tilde{\mathbf{z}}' = \tilde{\mathbf{z}} - \mathbf{B}\hat{\mathbf{s}}.\tag{4-18}$$

O vector  $\tilde{\mathbf{z}}'$  é utilizado em (4-17) para gerar uma nova estimativa  $\hat{\mathbf{s}}$  que é usada para gerar uma nova observação  $\tilde{\mathbf{z}}'$  de acordo com (4-18) e assim por diante. A qualidade da estimativa gerada é medida pela métrica ML para detecção do vector  $\mathbf{s}$  do vector de sinal recebido  $\mathbf{y}$  em (4-2):

$$P(\hat{\mathbf{s}}) = \|\mathbf{y} - \bar{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{s}}\|^2,\tag{4-19}$$

onde  $\hat{\mathbf{s}} = [\hat{\mathbf{s}}_1^T \ \hat{\mathbf{s}}_2^T \ \dots \ \hat{\mathbf{s}}_{N_T}^T]^T$  e  $\hat{\mathbf{s}}_t = [\hat{\mathbf{s}}_t(1)^T \ \hat{\mathbf{s}}_t(2)^T \ \dots \ \hat{\mathbf{s}}_t(Q)^T]^T$ .

Um número positivo,  $J$ , é estabelecido como o número máximo de estimativas a serem geradas. Porém, se a qualidade da estimativa atual  $\hat{\mathbf{s}}^j$ ,  $j = 1, 2, \dots, J$ , é mais baixa que a qualidade da estimativa previa,  $P(\hat{\mathbf{s}}^j) > P(\hat{\mathbf{s}}^{j-1})$ , o procedimento é interrompido e a estimativa final é dada por  $\hat{\mathbf{s}}^{j-1}$ .

#### 4.2.2 Resultados numéricos: Estratégias de detecção MIMO-GFDM com modulação de índice

Nesta subsecção são avaliados os resultados numéricos de simulações computacionais dos detectores estudados na seção anterior. Para isto considera-se um sistema MIMO-GFDM com 4 antenas na transmissão e na recepção. Os vetores de símbolos transmitidos são gerados utilizando IM, para  $N_e = 4$  e  $N_a = 2$ . Sendo  $E_s$  a energia média dos símbolos de informação e  $E_T$  a energia média consumida pelas  $N_T$  antenas a cada uso de canal, tem-se:

$$E_T = N_T \frac{\mathbb{E}[|\mathbf{M}\mathbf{s}_n|^2]}{M_L} = N_T \frac{\text{tr}(\mathbb{E}[\mathbf{s}_n\mathbf{s}_n^H]\mathbf{M}^H\mathbf{M})}{M_L} \quad (4-20)$$

De (4-7) tem-se:

$$\mathbb{E}[\mathbf{s}_n\mathbf{s}_n^H] = \begin{bmatrix} \mathbb{E}[|\mathbf{s}_{1n}|^2] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbb{E}[|\mathbf{s}_{2n}|^2] & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \mathbb{E}[|\mathbf{s}_{M_L n}|^2] \end{bmatrix} = E_s \mathbf{P}_{M_L} \quad (4-21)$$

Assim,

$$E_T = N_T \text{tr}(\mathbf{P}_{M_L} \mathbf{M}^H \mathbf{M}) \quad (4-22)$$

Como  $\mathbf{P}_{M_L}$  é matriz diagonal e a diagonal principal de  $\mathbf{M}^H \mathbf{M}$  é formada por 1's, (4-22) simplifica para

$$E_T = E_s N_T \frac{\text{tr}(\mathbf{P}_{M_L})}{M_L} \quad (4-23)$$

ou ainda

$$E_T = E_s \frac{N_T}{M_L} Q \sum_{i=1}^{N_e} p_i = E_s \frac{N_T}{M_L} Q \sum_{i=1}^{N_e} \frac{nu_i}{N_c} \quad (4-24)$$

e como  $\sum_{i=1}^{N_e} nu_i = N_a N_c$ , obtem-se

$$E_T = E_s \frac{N_T}{M_L} Q N_a \quad (4-25)$$

sendo  $Q = \frac{M_L}{N_e}$ , resulta finalmente para  $E_s$

$$E_T = N_T \frac{N_a}{N_e} E_s \quad (4-26)$$

Os resultados numéricos ilustram o desempenho das diferentes propostas de detecção abordadas na Subseção 4.2.1. Algumas quantidades importantes relacionadas são:

i) Número médio de bits de informação por sub-bloco  $IM(p)$ .

$$p = \log_2 N_c + N_a \log_2 C \quad \text{bits/sub-bloco } IM \quad (4-27)$$

ii) Número médio de bits transmitidos por uso de canal (Eficiência Espectral  $R$ ).

$$R = N_T \frac{p}{N_e} \quad \text{bits/uso de canal} \quad (4-28)$$

iii) Energia total média gasta pelo transmissor por uso de canal ( $E_T$ ), dada por (4-26)

$$E_T = N_T \frac{N_a}{N_e} E_s, \quad (4-29)$$

onde  $E_s$  é a energia média dos símbolos de informação.

iv) Relação sinal a ruído por bit de informação transmitido ( $SNR_B$ )

$$SNR_B = \frac{E_T}{R\sigma^2} = \frac{N_a}{p} \cdot \frac{E_s}{\sigma^2} \quad (4-30)$$

Foram transmitidos  $1,5 \times 10^7$  bits, a modulação empregada na transmissão é QPSK. Foram utilizados  $M = 5$  slots de tempo e  $N = 4$  subportadoras. Os coeficientes do pulso formatador  $\mathbf{p}_f$  de comprimento  $M_L = 20$  foram os mesmos utilizados na subseção 3.4 do Capítulo 3 e apresentados na Tabela 3.1. Os elementos da matriz de canal  $\mathbf{H}$  foram descritos na subseção 3.4, com  $N_{ch} = 4$ . Para o processo de cancelamento foram definidas  $J = 6$  como o número máximo de estimativas.

Na Figura 4.1 é possível observar o desempenho em termos da taxa de erro de bit (BER) para os detectores ZF/MD, ZF/ML e MMSE/MDA. Embora o detector ZF/ML consiga melhorar o desempenho do detector ZF/MD pela consideração do efeito do ruído colorido no vetor resultante da equalização Zero-Forcing, a equalização aprimorada fornecida pelo MMSE resulta em desempenho superior do receptor MMSE/MDA.

Na Figura 4.2, o desempenho do receptor MMSE/MDA é comparado com o detector MMSE/MD, o qual leva em consideração o residual de interferência entre símbolos presente no vetor  $\mathbf{z}$ , e o detector MMSE/PIC/NW, detector que realiza o processo de cancelamento de interferências. Como era esperado a consideração do residual de interferência no processo de detecção permite obter um melhor desempenho, que ainda é melhorado se é realizada uma detecção generalizada considerando o efeito de ruído colorido no vetor resultante da equalização MMSE seguida do processo de cancelamento.

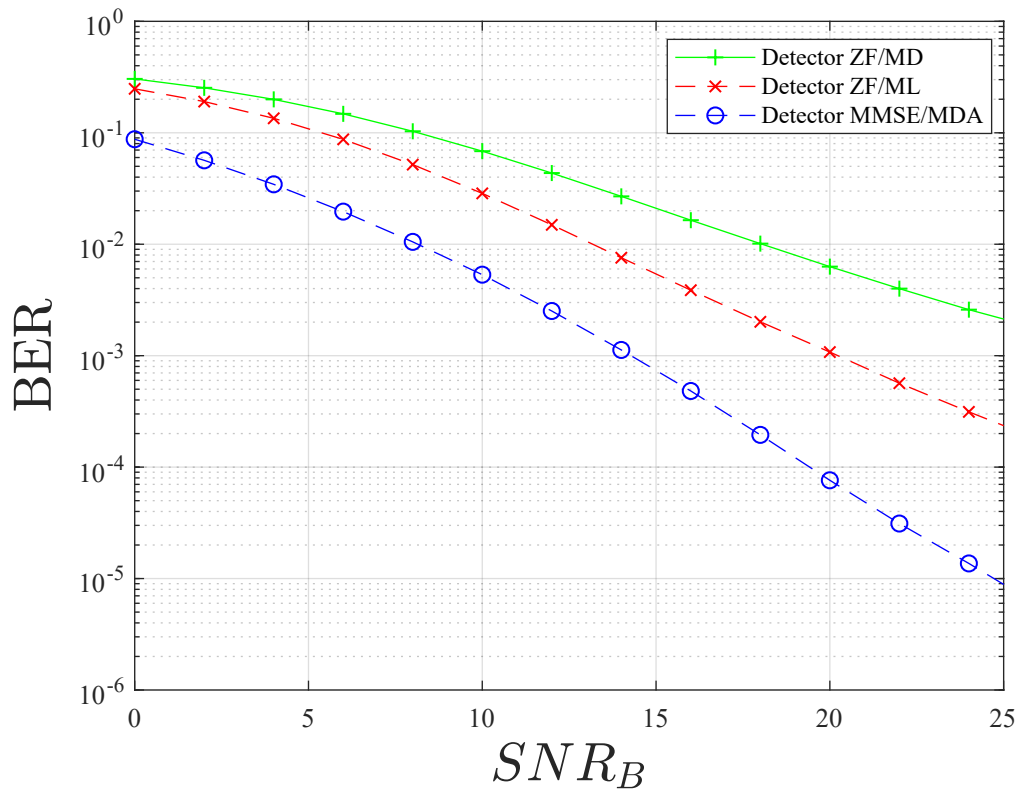


Figura 4.1: Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores ZF/MD, ZF/ML e MMSE/MDA.  $N_T = N_R = 4$ ,  $N_e = 4$ ,  $N_a = 2$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

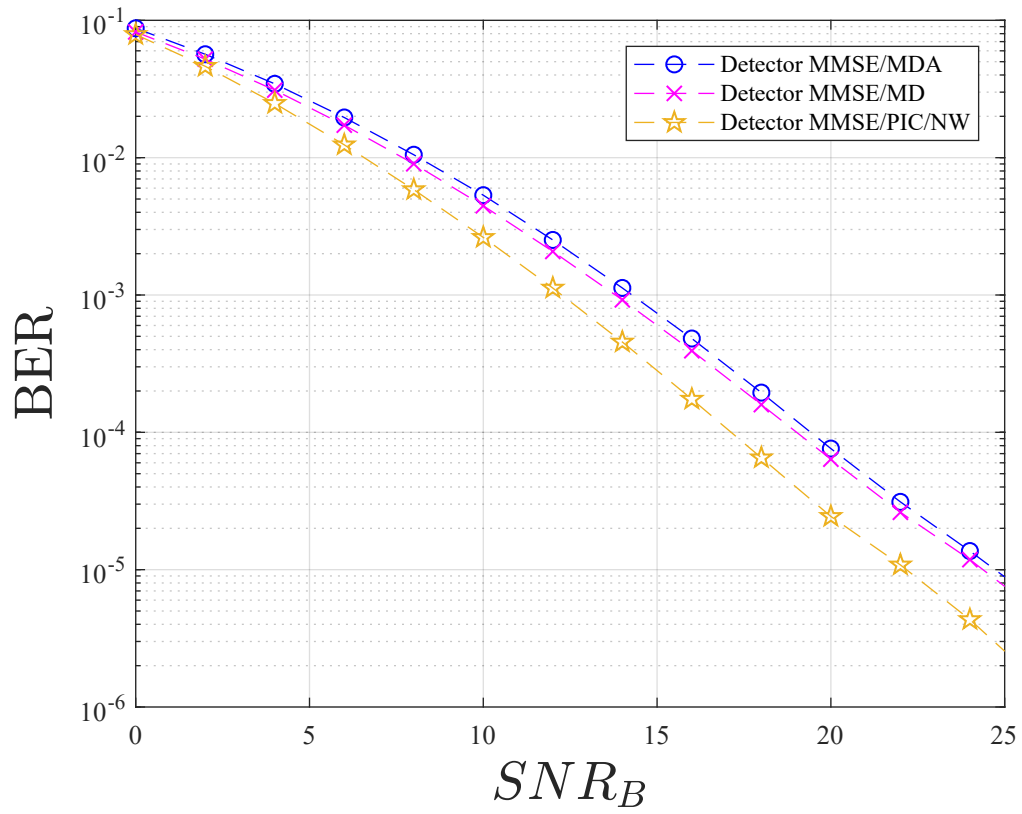


Figura 4.2: Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores MMSE/MDA, MMSE/MD e MMSE/PIC/NW.  $N_T = N_R = 4$ ,  $N_e = 4$ ,  $N_a = 2$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

### 4.3 Influência da escolha da configuração do bloco IM

Dado o tamanho do vetor de dados  $s_t$ ,  $M_L$ , a escolha do comprimento  $N_e$  do bloco IM, deve satisfazer  $N_e.Q = M_L$ . Conforme evidenciado ao longo desta seção, a escolha do par  $(N_e, N_a)$  tem influência na eficiência espectral do sistema, no desempenho de detecção e na complexidade computacional do procedimento de detecção. Em termos da complexidade de detecção dos detectores apresentados neste capítulo, dois procedimentos são relevantes para determinar a complexidade total dos detectores. São eles: 1- o passo de obter o vetor equalizado  $\tilde{z}$  em (4-11), comum a todas as estratégias de detecção consideradas, que incluem a geração da matriz dos equalizadores ZF e MMSE, 2- uma complexidade adicional específica para as estratégias de detecção apresentadas neste capítulo, que inclui inversões de matrizes e cálculo de métricas relacionadas com a estratégia iterativa no detector 4.2.1.5. Comum para ambas as estratégias é a detecção do vetor transmitido, minimizando a norma de um vetor de comprimento  $N_e$  como em (4-15) e (4-17).

#### 4.3.1 Resultados numéricos: Influência da escolha da configuração do bloco IM

Os resultados numéricos ilustram o impacto da escolha do par  $(N_e ; N_a)$  nas figuras de desempenho do sistema GFDM. As quantidades  $p$ ,  $R$ ,  $E_T$  e  $SNR_B$  foram definidas em (4-27)-(4-30):

Os resultados são para sistemas GFDM que usam  $M = 5$  slots de tempo,  $N = 4$  subportadoras ( $M_L = M.N = 20$ ),  $N_R = N_T = 4$ , modulação QPSK e considerando diferentes tamanhos para os blocos IM;  $N_e = 2$  ( $Q = 10$ ),  $N_e = 4$  ( $Q = 5$ ) e  $N_e = 5$  ( $Q = 4$ ) com diferentes valores de  $N_a$ . Para efeitos de comparação, o caso de um sistema sem IM, equivalente a  $N_e = N_a = 1$  ( $Q = 20$ ), é incluso.

As seis configurações consideradas neste trabalho são apresentadas na Tabela 4.1, com os valores correspondentes de  $p$  e  $R$  e suas matrizes de mapeamento são apresentadas no Apêndice A da tese.

Para os resultados de taxa de erro de bit BER, os coeficientes do pulso formatador  $p_f$  de comprimento  $M_L = 20$  foram os mesmos utilizados na subseção 3.4 do Capítulo 3 e apresentados na Tabela 3.1. Os elementos da matriz de canal  $\mathbf{H}$  foram os mesmos descritos na subseção 3.4 com  $N_{CH} = 4$ .

| Configuração | $N_e$ | $N_a$ | $p(\text{bits}/\text{bloco IM})$ | $R$ |
|--------------|-------|-------|----------------------------------|-----|
| C1(No IM)    | 1     | 1     | 2                                | 8   |
| C2           | 2     | 1     | 3                                | 6   |
| C3           | 4     | 1     | 4                                | 4   |
| C4           | 4     | 2     | 6                                | 6   |
| C5           | 5     | 2     | 7                                | 5.6 |
| C6           | 5     | 3     | 9                                | 7.2 |

Tabela 4.1: Tabela de configurações

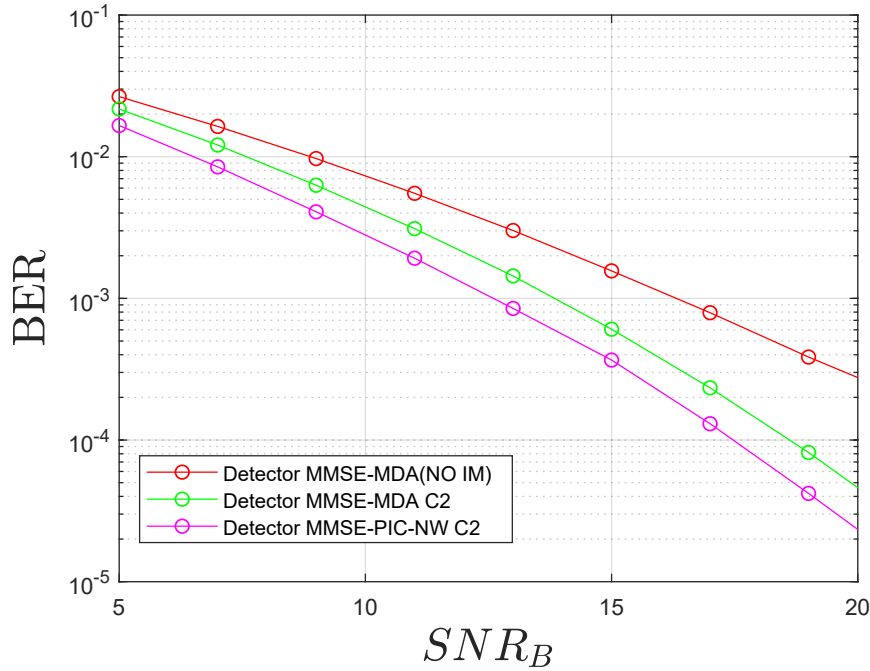


Figura 4.3: Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores MMSE-MDA e MMSE-NW-PIC para bloco IM de tamanho  $N_e = 2$  e  $N_a = 1$ .  $N_T = N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

As Figuras 4.3, 4.4 e 4.5 mostram as curvas de desempenho obtidas com os detectores MMSE-MDA e MMSE-NW-PIC para blocos IM de tamanhos  $N_e = 2$ ,  $N_e = 4$  e  $N_e = 5$ , respectivamente. Elas ilustram os ganhos muito significativos que podem ser alcançados com o uso da modulação de índice à custa de uma redução na eficiência espectral. Sendo mais, como esperado, quando os procedimentos de branqueamento de ruído e cancelamento propostos são incorporados ao processo de detecção.

Para fins de comparação, a complexidade computacional relacionada aos diferentes pares  $(N_e, N_a)$  e aos procedimentos de detecção considerados na tese são expressos no número médio de FLOPS que são requeridos para detectar os  $N_T M_L$  componentes do vetor de dados  $\mathbf{s}$ , começando com o vetor equalizado  $\tilde{\mathbf{z}}$  em (4-11). O resultado do contagem de FLOPS é apresentado



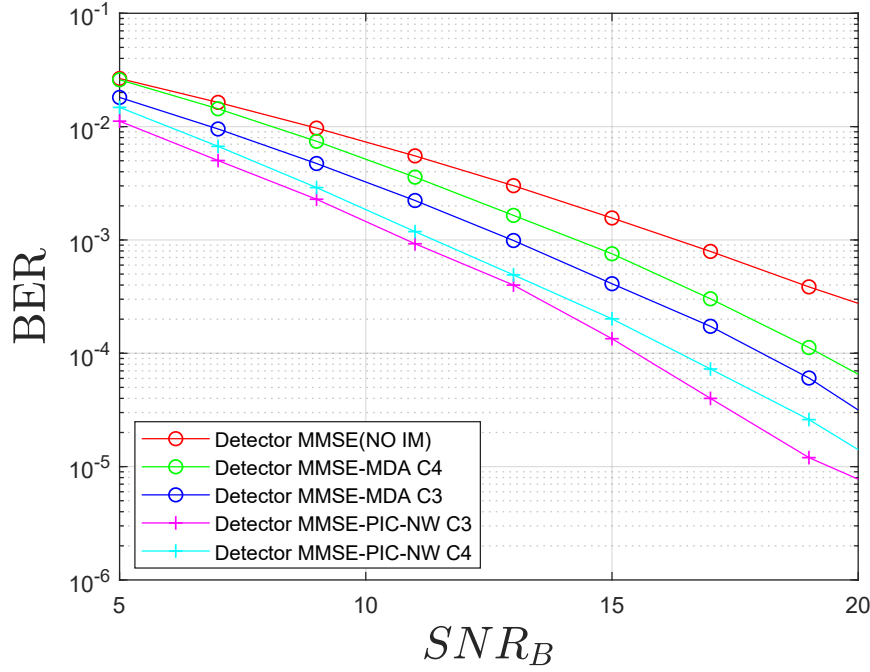


Figura 4.4: Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores MMSE-MDA e MMSE-NW-PIC.

na Tabela 4.2.

Tomando para comparação os sistemas IM com maior eficiência espectral (C2:  $N_e = 2, N_a = 1, R = 6$ ), (C4:  $N_e = 4, N_a = 2, R = 6$ ) e (C6:  $N_e = 5, N_a = 3, R = 7.2$ ). Primeiramente, é possível observar das figuras 4.4 e 4.5 e da Tabela 4.2 que embora o sistema C6 tenha uma eficiência espectral superior, seu desempenho de BER é consideravelmente pior, e mostra uma complexidade computacional muito maior que o sistema C4 para as estratégias de detecção consideradas nesta subseção. Em segundo lugar, comparando a Configuração C4 e C2 temos a mesma eficiência espectral e, de acordo com as Figuras 4.3 e 4.4, um BER comparável, com uma pequena superioridade da Configuração C2 com detector MMSE-MDA e da Configuração C4 com o detector MMSE-PIC-NW. A contagem de FLOP, no entanto, do sistema C4 é muito maior em ambas as estratégias de detecção. Considerando as configurações apresentadas e o equilíbrio eficiência espectral/BER/complexidade computacional, uma escolha natural seria a favor da muito mais simples, a configuração C2.

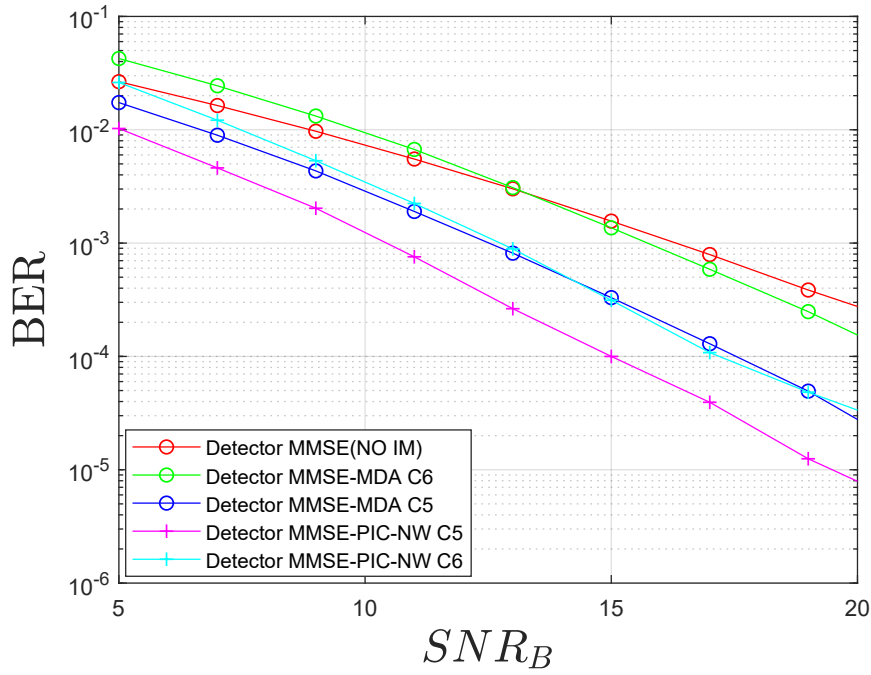


Figura 4.5: Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores MMSE-MDA e MMSE-NW-PIC para bloco IM de tamanho  $N_e = 5$  ( $N_a = 2$  e  $N_a = 3$ ),  $N_T = N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

| Detector           | $p$ | $R$ | Flops    |
|--------------------|-----|-----|----------|
| MMSE (NO IM) C1    | 2   | 8   | 8500123  |
| MMSE-MDA 2-1 C2    | 3   | 6   | 8963800  |
| MMSE-MDA 4-1 C3    | 4   | 4   | 9158215  |
| MMSE-MDA 4-2 C4    | 6   | 6   | 10031800 |
| MMSE-MDA 5-2 C5    | 7   | 5.6 | 10106080 |
| MMSE-MDA 5-3 C6    | 9   | 7.2 | 13619040 |
| MMSE-PIC-NW 2-1 C2 | 3   | 6   | 13290256 |
| MMSE-PIC-NW 4-1 C3 | 4   | 4   | 14532000 |
| MMSE-PIC-NW 4-2 C4 | 6   | 6   | 14245278 |
| MMSE-PIC-NW 5-2 C5 | 7   | 5.6 | 10252145 |
| MMSE-PIC-NW 5-3 C6 | 9   | 7.2 | 15321123 |

Tabela 4.2: Complexidade dos detectores

#### 4.4 Detecção alternativa estimando os vetores coluna $\mathbf{c}'_n$

De maneira semelhante ao sistema MIMO-GFDM é possível simplificar a detecção e a complexidade computacional no sistema MIMO-GFDM com modulação de índice utilizando o procedimento de detecção descrito na Seção 3.3.

A principal diferença com o sistema MIMO-GFDM é que a detecção final dos símbolos não pode ser feita utilizando mínima distância símbolo a símbolo, neste caso a detecção deve ser feita por grupos, isto é avaliando a distancia do cada  $q$ -ésimo subgrupo com as possíveis hipóteses do vetor, de forma similar ao que foi apresentado na Subseção 4.2.1.

##### 4.4.1 Equalização Zero Forcing (ZF) na Fase 2 seguida de detecção por mínima distância por grupos (ZF/MD) com filtro Zero Forcing na Fase 1

Considerando a Equação (3-41) é possível utilizar a inversão Zero Forcing para a estimação dos vetores  $\mathbf{c}'_n$  na Fase 1 da mesma maneira que é feito no sistema MIMO-GFDM. A diferença basicamente é que a detecção final do vetor de símbolos é feita por grupos.

##### 4.4.2 Equalização Zero Forcing (ZF) na Fase 2 seguida de detecção por mínima distância por grupos (ZF/MD) com filtro MMSE na Fase 1

É possível utilizar também MMSE para estimação dos vetores  $\mathbf{c}'_n$  na Fase 1, com a matriz MMSE dada por (3-46).

No procedimento para a obtenção de  $\mathbf{R}_{\mathbf{c}'_n}$  considerando-se (4-20) e (4-21), as equações (3-54), (3-55) e (3-56) devem ser substituídas por  $\mathbb{E}[\mathbf{s}_l \mathbf{s}_l^H] = E_s \mathbf{P}_{M_L}$ .

$$v_n = E_s (\mathbf{a}_n^T \mathbf{M} \mathbf{P}_{M_L} \mathbf{M}^H \mathbf{a}_n^*) = E_s (\mathbf{a}_n^T \mathbf{M} \mathbf{P}_{M_L}^{\frac{1}{2}} \mathbf{P}_{M_L}^{\frac{1}{2}} \mathbf{M}^H \mathbf{a}_n^*) \quad (4-31)$$

$$E_s \|\mathbf{P}_{M_L}^{\frac{1}{2}} \mathbf{M}^T \mathbf{a}_n\|^2 \quad (4-32)$$

$$v_n = E_s e'_n \quad (4-33)$$

onde

$$e'_n = \|\mathbf{P}_{M_L}^{\frac{1}{2}} \mathbf{M}^T \mathbf{a}_n\|^2, \quad n = 1, 2, \dots, M_L. \quad (4-34)$$

Para matrizes balanceadas, tem-se:

$$\mathbf{P}_{M_L} = \frac{N_a}{N_e} \mathbf{I}_{M_L} \quad (4-35)$$

e

$$e'_n = \frac{N_a}{N_e} \|\mathbf{M}^T \mathbf{a}_n\|^2 = \frac{N_a}{N_e} e_n. \quad (4-36)$$

Em geral,  $\mathbf{R}_{\mathbf{c}'_n} = E_s e'_n \mathbf{I}_{N_T}$  e se-considerando (3-46), tem-se:

$$\mathbf{G}_n = (\mathbf{H}_n^H \mathbf{H}_n + \frac{\sigma^2}{E_s e'_n} \mathbf{I}_{N_T})^{-1} \mathbf{H}_n^H, \quad n = 1, 2, \dots, M_L. \quad (4-37)$$

Utilizando (4-30) em (4-37), tem-se:

$$\mathbf{G}_n = (\mathbf{H}_n^H \mathbf{H}_n + \frac{N_a}{p \cdot SNR_B \cdot e'_n} \mathbf{I}_{N_T})^{-1} \mathbf{H}_n^H, \quad (4-38)$$

com  $e'_n$  dado por (4-34).

**Observação:** Para matrizes balanceadas, usando (4-36), obtêm-se:

$$\mathbf{G}_n = (\mathbf{H}_n^H \mathbf{H}_n + \frac{N_e}{p \cdot SNR_B \cdot e_n} \mathbf{I}_{N_T})^{-1} \mathbf{H}_n^H, \quad (4-39)$$

Da mesma maneira que no caso Zero Forcing, é necessário que a estimativa final seja feita considerando os grupos da matriz de mapeamento  $\mathbf{V}$ .

#### 4.5 Resultados numéricos: Detecção alternativa estimando os vetores coluna $\mathbf{c}'_n$

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos na avaliação de desempenho (i.e., bit error rate BER) e complexidade computacional (i.e., número médio de flops requeridos por vetor de símbolos detectado) para as técnicas de detecção utilizando a matriz de canal completa e as propostas neste trabalho para o sistema MIMO-GFDM com modulação de índice.

| Configuração | $N_e$ | $N_a$ |
|--------------|-------|-------|
| C2           | 2     | 1     |
| C4           | 4     | 2     |
| C6           | 5     | 3     |

Tabela 4.3: Tabela de configurações

O cenário considerado para a realização das simulações é um sistema MIMO com 4 antenas na transmissão e 4 antenas para a recepção. A modulação empregada na transmissão é QPSK. Foram transmitidos  $1,5 \times 10^7$  bits. O sistema GFDM emprega  $M = 5$  slots de tempo e  $N = 4$  subportadoras. Para os resultados de BER, os coeficientes do pulso formatador  $\mathbf{p}_f$  de comprimento  $M_L = M.N = 20$  são os apresentados na Tabela 3.1. A matriz de canal é uma matriz de convolução circular conforme descrita na Seção 3.4.

As diferentes configurações de modulação de índice consideradas são apresentadas na Tabela 4.3.

Nas Figuras 4.6, 4.7 e 4.8 é possível observar as curvas de desempenho das técnicas de detecção utilizando a matriz de canal completa e a técnica proposta estimando os vetores  $\mathbf{c}'_n$  para o sistema MIMO-GFDM com modulação de índice.

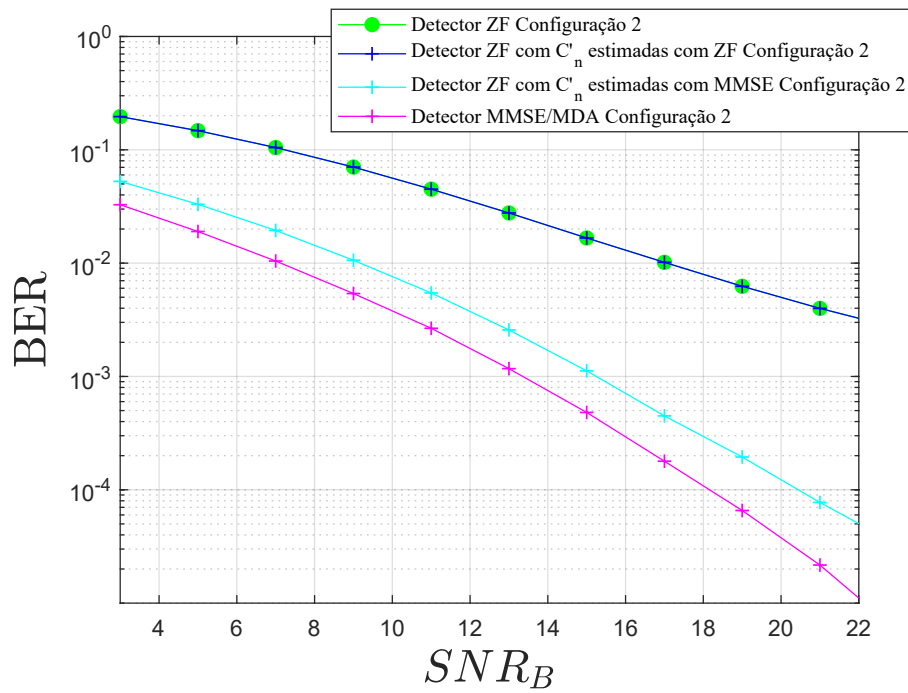


Figura 4.6: Comparação estratégias de detecção MIMO-GFDM-IM Configuração C2,  $N_T = N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

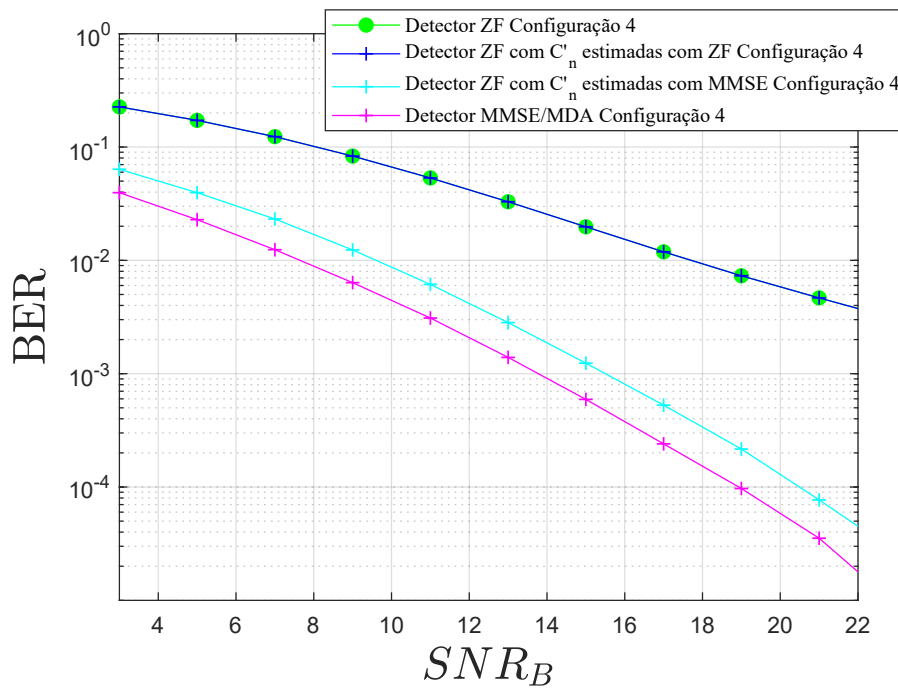


Figura 4.7: Comparação estratégias de detecção MIMO-GFDM-IM Configuração C4,  $N_T = N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

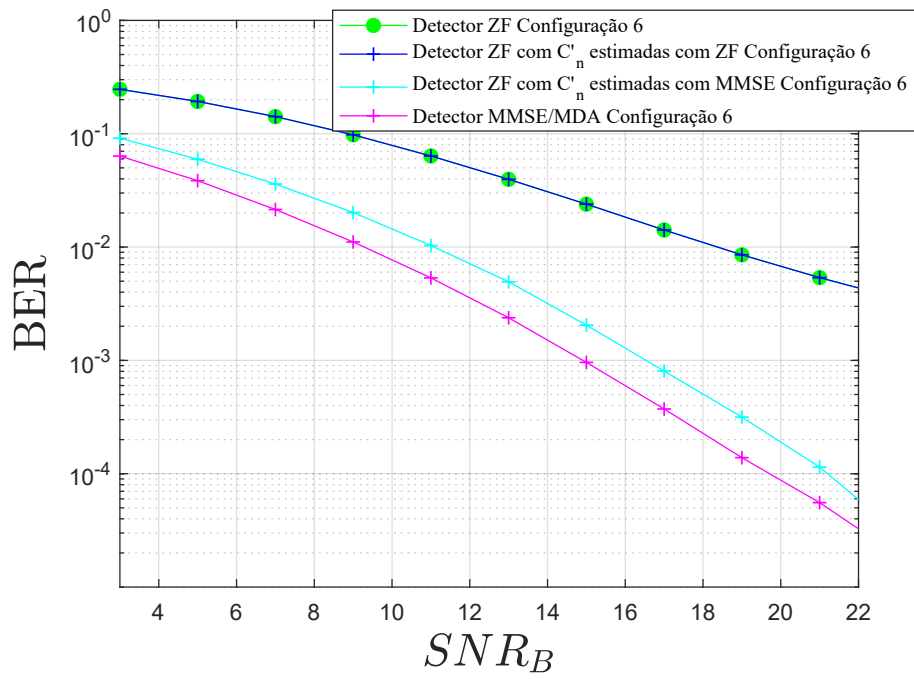


Figura 4.8: Comparação estratégias de detecção MIMO-GFDM-IM Configuração C6,  $N_T = N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

Das figuras e da mesma maneira como observado no sistema MIMO-GFDM é possível notar que o detector com melhor desempenho é o detector MMSE e o de pior desempenho é o detector ZF. Os detectores que utilizam as técnicas de detecção propostas apresentam um desempenho interessante para as 3 configurações de modulação de índice avaliadas (C2, C4 e C6), o detector com ZF na Fase 2 que utiliza a operação MMSE na Fase 1 consegue se aproximar ao detector MMSE operando na matriz de canal completa, no entanto o detector com ZF na Fase 2 que utiliza a operação ZF na Fase 1 consegue igualar ao detector ZF operando na matriz de canal completa.

Nas Tabelas 4.4 e 4.5 é possível observar a comparação da complexidade computacional relacionada às estratégias de detecção do sistema MIMO-GFDM-IM para as 3 configurações de modulação de índice apresentadas na Tabela 4.3.



| Configuração<br>Detector               | C2       | C4       | C6       |
|--|----------|----------|----------|
| Detector ZF/MD                         | 9739320  | 9752920  | 9870368  |
| Detector ZF na Fase 2 e ZF na Fase 1   | 48280    | 61880    | 179328   |
| Detector ZF na Fase 2 e MMSE na Fase 1 | 48920    | 62520    | 179968   |
| Detector MMSE/MDA                      | 8963800  | 10031800 | 13619040 |
| Detector MMSE/PIC/NW                   | 13290256 | 14245278 | 15321123 |

Tabela 4.4: Comparação de complexidade computacional entre detectores (Flops)

| Detector                                    | $p$ | $R$ | Flops    |
|---|-----|-----|----------|
| Detector ZF/MD C2                           | 3   | 6   | 9739320  |
| Detector ZF/MD C4                           | 6   | 6   | 9752920  |
| Detector ZF/MD C6                           | 9   | 7.2 | 9870368  |
| Detector MMSE/MDA C2                        | 3   | 6   | 8963800  |
| Detector MMSE/MDA C4                        | 6   | 6   | 10031800 |
| Detector MMSE/MDA C6                        | 9   | 7.2 | 13619040 |
| Detector ZF na Fase 2 e ZF na Fase 1 - C2   | 3   | 6   | 48280    |
| Detector ZF na Fase 2 e ZF na Fase 1 - C4   | 6   | 6   | 61880    |
| Detector ZF na Fase 2 e ZF na Fase 1 - C6   | 9   | 7.2 | 179328   |
| Detector ZF na Fase 2 e MMSE na Fase 1 - C2 | 3   | 6   | 48920    |
| Detector ZF na Fase 2 e MMSE na Fase 1 - C4 | 6   | 6   | 62520    |
| Detector ZF na Fase 2 e MMSE na Fase 1 - C6 | 9   | 7.2 | 179968   |
| Detector MMSE/PIC/NW C2                     | 3   | 6   | 13290256 |
| Detector MMSE/PIC/NW C4                     | 6   | 6   | 14245278 |
| Detector MMSE/PIC/NW C6                     | 9   | 7.2 | 15321123 |

Tabela 4.5: Complexidade dos detectores, considerando taxa de bits, eficiência espectral e flops.

É possível ressaltar a alta complexidade computacional dos detectores MMSE e ZF operando na matriz de canal completa, por outra parte as técnicas propostas apresentam uma complexidade significativamente mais baixa nos 3 casos, o que em conjunto com o desempenho obtido em termos de BER, permitem concluir que são técnicas com um balanço entre métricas (desempenho da detecção e complexidade computacional) que realmente é muito interessante.

Adicionalmente foram comparados os resultados de desempenho das estratégias de detecção nos sistema MIMO-GFDM e MIMO-GFDM com modulação de índice para as configurações C2, C4 e C6. Os resultados são apresentados nas figuras 4.9, 4.10 e 4.11.

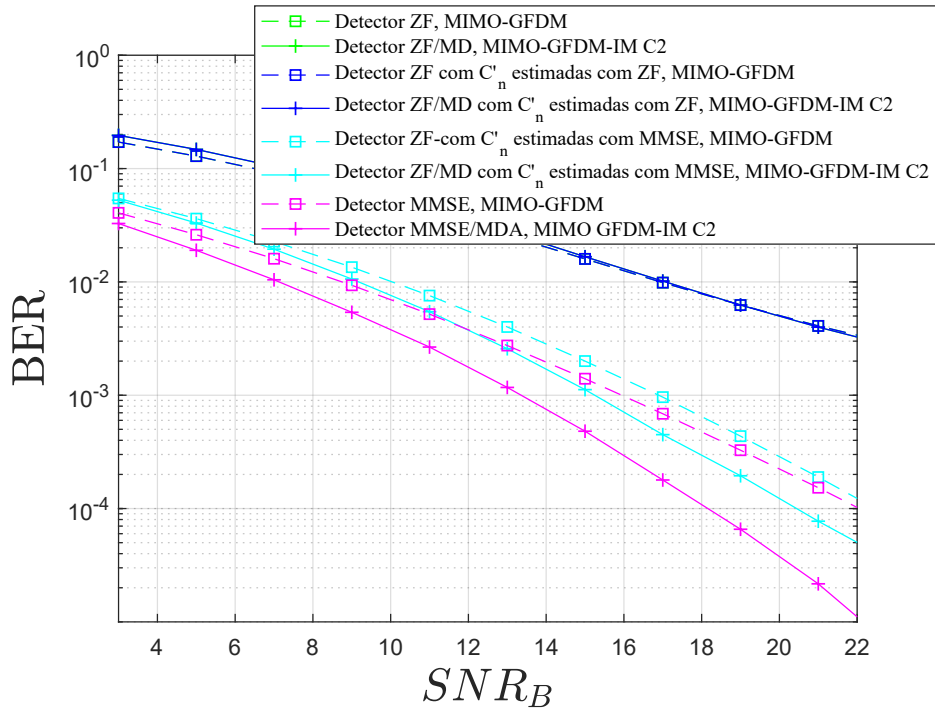


Figura 4.9: Comparação estratégias de detecção sistemas MIMO-GFDM e MIMO-GFDM-IM Configuração C2,  $N_T = N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

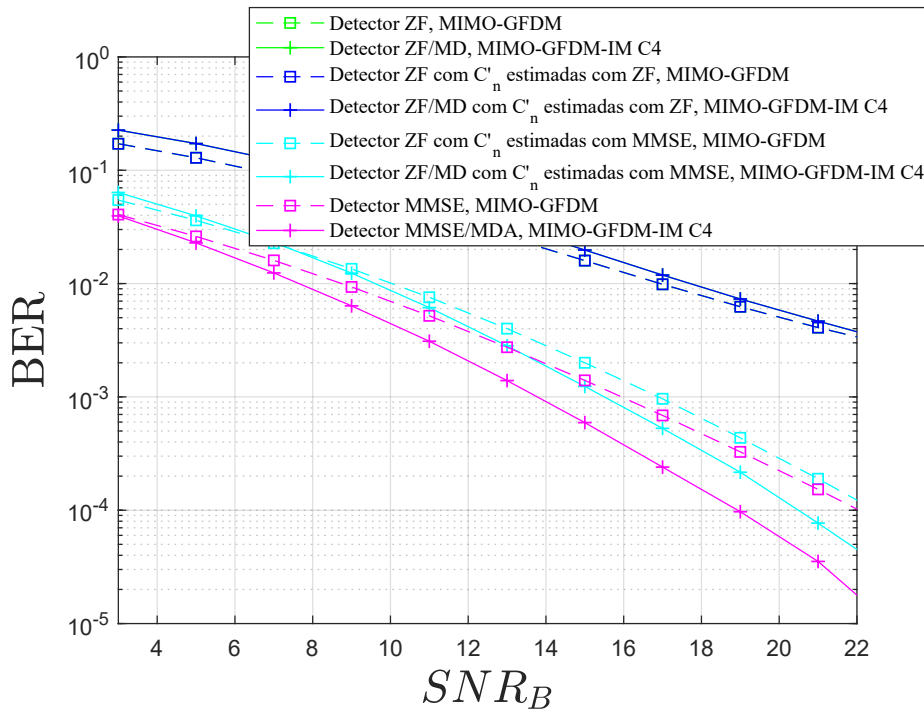


Figura 4.10: Comparação estratégias de detecção sistemas MIMO-GFDM e MIMO-GFDM-IM Configuração C4,  $N_T = N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

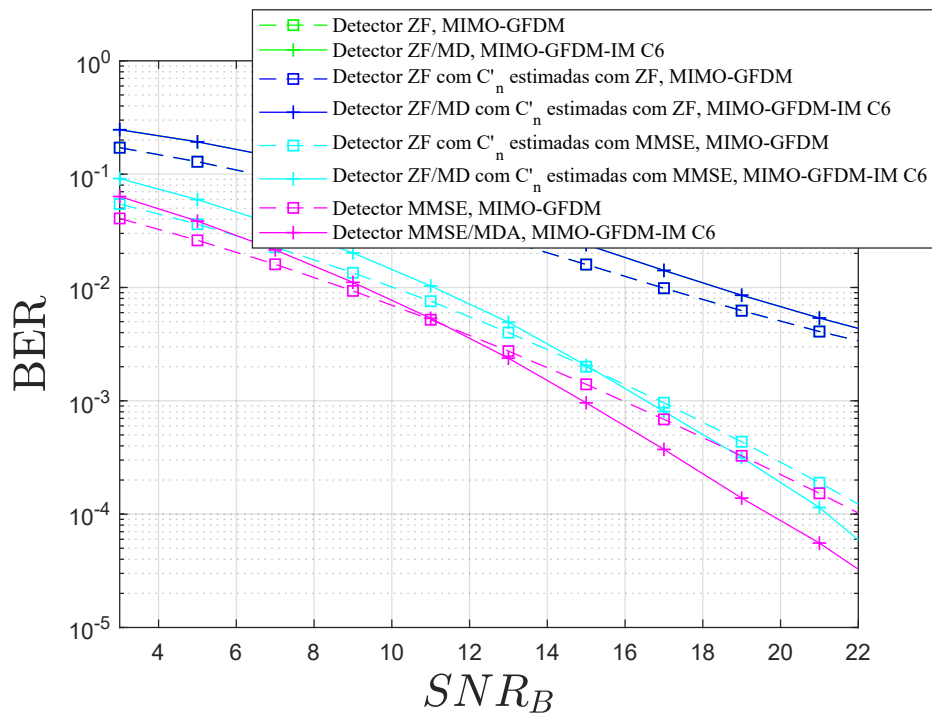


Figura 4.11: Comparação estratégias de detecção sistemas MIMO-GFDM e MIMO-GFDM-IM Configuração C6,  $N_T = N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

Dos resultados é possível observar primeiramente que para as três configurações de modulação de índice avaliadas, o detector Zero Forcing que utiliza a matriz de canal completa tanto nos sistemas MIMO-GFDM e MIMO-GFDM-IM tem o mesmo desempenho que o detector com Zero Forcing nas Fases 1 e 2 também nos dois sistemas.

É possível observar que o detector com Zero Forcing na Fase 2 e MMSE na Fase 1 no sistema que utiliza modulação de índice consegue melhorar o desempenho do seu detector equivalente no sistema sem IM. Isto também acontece no detector MMSE que utiliza a matriz de canal completa, detector que obtêm o melhor desempenho e no qual o sistema com modulação de índice tem um melhor desempenho em comparação com sua contraparte sem IM.

#### 4.6 Sistema MIMO-GFDM com modulação de índice - Multiusuário

Nesta seção é introduzido o modelo do sistema do sistema MIMO-GFDM com modulação de índice multiusuário. É considerado apenas o enlace reverso dos usuários à Estação Rádio Base(Uplink).

A Figura 4.12 mostra o típico cenário multi-usuário MIMO-GFDM com modulação de índice, onde a estação rádio base recebe os sinais transmitidos por cada uma das antenas dos  $U$  usuários. Os dados de informação são processados utilizando o mesmo procedimento apresentado anteriormente para o sistema MIMO-GFDM-IM para um usuário.

O sinal recebido para o bloco MIMO-GFDM-IM multiusuário pode ser representado na forma:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{1,1}^1 & \cdots & \mathbf{J}_{1,N_T}^1 \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ \mathbf{J}_{N_R,1}^U & \cdots & \mathbf{J}_{N_R,N_T}^U \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \mathbf{x}_T^U \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{N_R} \end{bmatrix}, \quad (4-40)$$

onde  $N_R$  e  $N_T = \sum_{u=1}^U N_T^u$  representam o número total de antenas receptoras e transmissoras do sistema, respectivamente.

Reescrevendo a Equação 4-40 tem-se:

$$\mathbf{y} = \mathbf{J}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4-41)$$

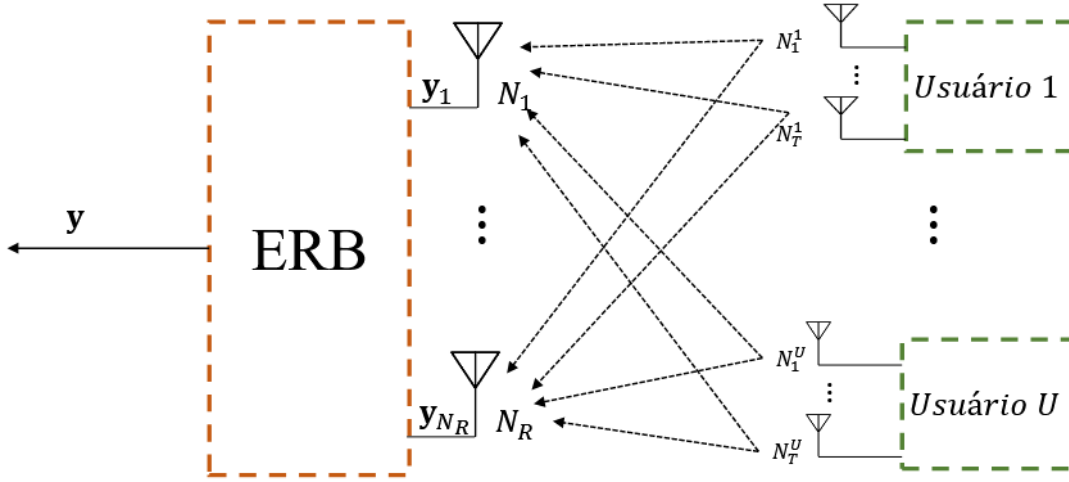


Figura 4.12: Diagrama de blocos do modelo bandabase discreto do sistema MU-MIMO-GFDM com modulação de índice.

Equação idêntica à apresentada em (3-13), portanto é possível utilizar todas as estratégias de detecção estudadas anteriormente que utilizam a matriz de canal completa nos sistemas MIMO-GFDM e MIMO-GFDM-IM para um usuário.

#### 4.6.1 Resultados Numéricos: Sistema MIMO-GFDM com modulação de índice - Multiusuário

São considerados dois cenários para a realização das simulações, o primeiro deles, o Cenário 1, apresentado na Figura 4.13 é um sistema MIMO-GFDM com modulação de índice com enlace reverso, com 4 antenas de recepção na estação rádio base e 2 usuários, cada um dos quais utiliza 2 antenas para a transmissão de informação. A modulação empregada na transmissão é QPSK, e são utilizadas as configurações C2, C4 e C6, apresentadas na Tabela 4.3.

Para tornar o cenário de simulação mais real é introduzida correlação entre os canais das antenas transmissoras de um dado usuário considerando o modelo de canal de Kronecker descrito em [39] e em [40].

Considere-se a matriz  $\mathbf{Z}_u$  que contem a correlação entre os canais associados às  $N_T^u$  antenas transmissoras do usuário  $u$ ,  $u = 1, 2, \dots, U$  definida por:

$$\mathbf{Z}_u = \mathbf{R}_u^{1/2}(r_u)\mathbf{C}_u, \quad (4-42)$$



Figura 4.13: Cenário de simulação 1. Sistema MIMO-GFDM com modulação de índice multi-usuário. 2 antenas transmissoras em cada usuário.

onde  $r_u$  representa o índice de correlação entre as antenas vizinhas do usuário  $u$  e  $\mathbf{C}_u$  de dimensões  $N_T^u \times N_{ch}^u$  é definida da seguinte maneira:

$$\mathbf{C}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^u \\ \mathbf{c}_2^u \\ \vdots \\ \mathbf{c}_{N_T^u}^u \end{bmatrix}, \quad (4-43)$$

onde  $\mathbf{c}_1^u, \mathbf{c}_2^u, \dots, \mathbf{c}_{N_T^u}^u$  são vetores estatisticamente independentes e  $\mathbf{c}_t^u$  representa o vetor linha de canal correspondente à  $t$ -ésima antena do usuário  $u$ , contendo  $N_{ch}^u$  variáveis aleatórias complexas Gaussianas estatisticamente independentes de média zero e variância unitária.

A matriz  $\mathbf{R}_u$  de dimensões  $N_T^u \times N_T^u$  é definida da seguinte maneira:

$$\mathbf{R}_u(r_u) = r_u^{|i-j|}, \quad i, j = 1, \dots, N_T^u. \quad (4-44)$$

A matriz resultante  $\mathbf{Z}_u$  de dimensões  $N_T^u \times N_{ch}^u$  tem a forma:

$$\mathbf{Z}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1^u \\ \mathbf{z}_2^u \\ \vdots \\ \mathbf{z}_{N_T^u}^u \end{bmatrix}, \quad (4-45)$$

onde as  $N_{ch}^u$  componentes  $z_t^u(l)$ ,  $l = 0, 1, \dots, N_{ch}^u - 1$  do vetor linha  $\mathbf{z}_t^u$ ,  $t = 1, 2, \dots, N_T^u$  são variáveis aleatórias complexas Gaussianas estatística-

mente independentes de média zero e variância unitária, mas o coeficiente de correlação entre  $\mathbf{z}_i^u$  e  $\mathbf{z}_j^u$  é dado por:

$$r_{i,j}^u = \frac{\mathbb{E}[\mathbf{z}_i^u (\mathbf{z}_j^u)^H]}{\sqrt{\mathbb{E}[||\mathbf{z}_i^u||^2]} \sqrt{\mathbb{E}[||\mathbf{z}_j^u||^2]}} \quad (4-46)$$

$$r_{i,j}^u = \frac{N_{ch}^u \cdot r_u^{|i-j|}}{\sqrt{N_{ch}^u} \sqrt{N_{ch}^u}} = r_u^{|i-j|} \quad (4-47)$$

Uma vez obtidos os  $N_T^u$  vetores  $\mathbf{z}_t^u$ , os coeficientes da resposta ao impulso do equivalente passa baixa discreto dos  $N_T^u$  canais correlatados que conectam as  $N_T^u$  antenas transmissoras do usuário  $u$  à antena receptora  $r$ ,  $r = 1, 2, \dots, R$  são obtidos de:

$$\mathbf{h}_{r,t}^u = [h_{r,t}^u(0), \dots, h_{r,t}^u(N_{ch}^u - 1)]; \quad u = 1, 2, \dots, U; \quad t = 1, 2, \dots, N_T^u, \quad (4-48)$$

com componentes dadas por:

$$h_{r,t}^u(l) = p_l^u z_t^u(l); \quad u = 1, 2, \dots, U; \quad t = 1, 2, \dots, N_T^u; \quad l = 0, 1, \dots, N_{ch}^u - 1, \quad (4-49)$$

com os pesos  $p_l^u$  normalizados tais que  $\sum_{l=0}^{N_{ch}^u-1} (p_l^u)^2 = 1$ .

Supõe-se que os  $U$  conjuntos de canais que conectam as  $N_T^u$  antenas transmissoras do usuário  $u$  às  $N_R$  antenas receptoras têm a mesma caracterização estatística (gerados da forma descrita acima) mas estes conjuntos são estatisticamente independentes.

A matriz  $\mathbf{J}_{r,t}^u$  portanto é a matriz de canal de convolução circular cuja primeira coluna contém os coeficientes da resposta ao impulso do equivalente passa baixa discreto dos  $N_T^u$  canais correlatados que conectam as  $N_T^u$  antenas transmissoras do usuário  $u$  à antena receptora  $r$ , dados por (4-49) completada com zeros.

Nas figuras 4.14, 4.15 e 4.16 é apresentado o desempenho do Detector MMSE-MDA para as configurações C2, C4 e C6 respectivamente, para dife-

rentes valores de coeficiente de correlação  $r$ . Como é esperado conforme o valor de  $r$  se aproxima a 1 o detector tem uma diminuição em seu desempenho.

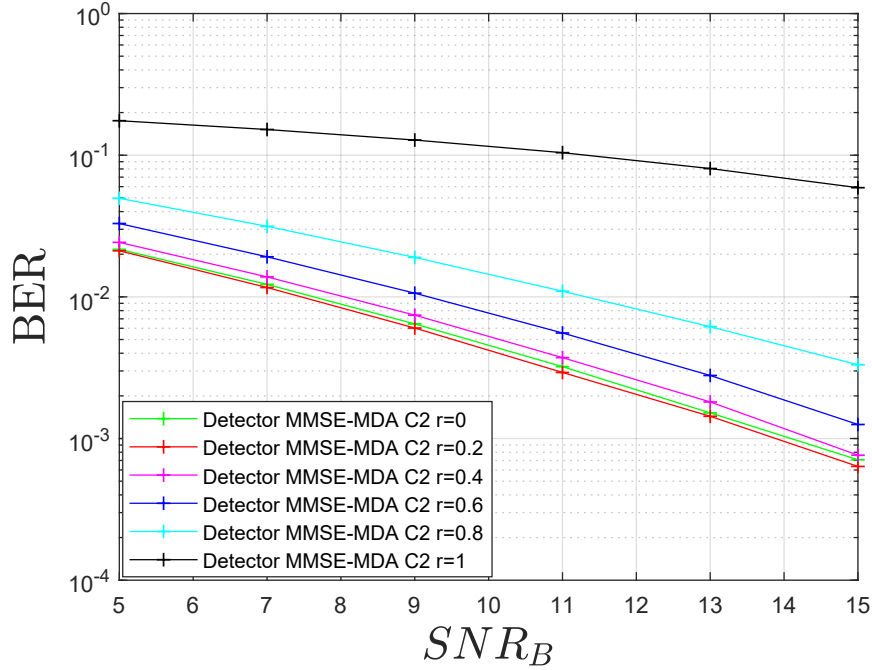


Figura 4.14: Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 1, C2.  $N_e = 2$ ,  $N_a = 1$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

Nas figuras 4.17, 4.18 e 4.19 é apresentado o desempenho do Detector MMSE-PIC-NW para as configurações C2, C4 e C6 respectivamente, para diferentes valores de  $r$ . Da mesma maneira que acontece no detector MMSE-MDA o desempenho sofre conforme o valor de  $r$  se aproxima a 1.



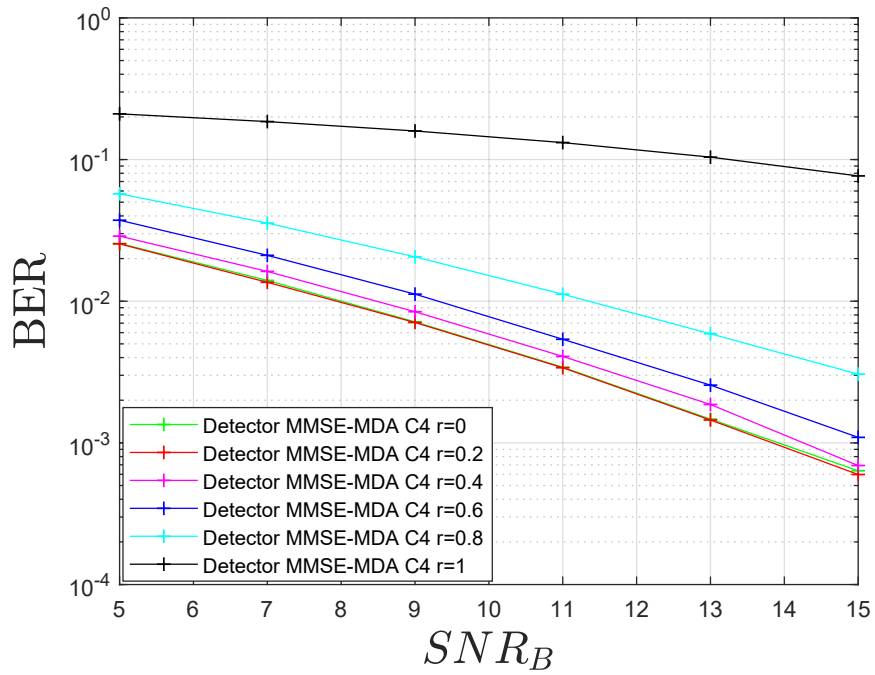


Figura 4.15: Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 1, C4.  $N_e = 4$ ,  $N_a = 2$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

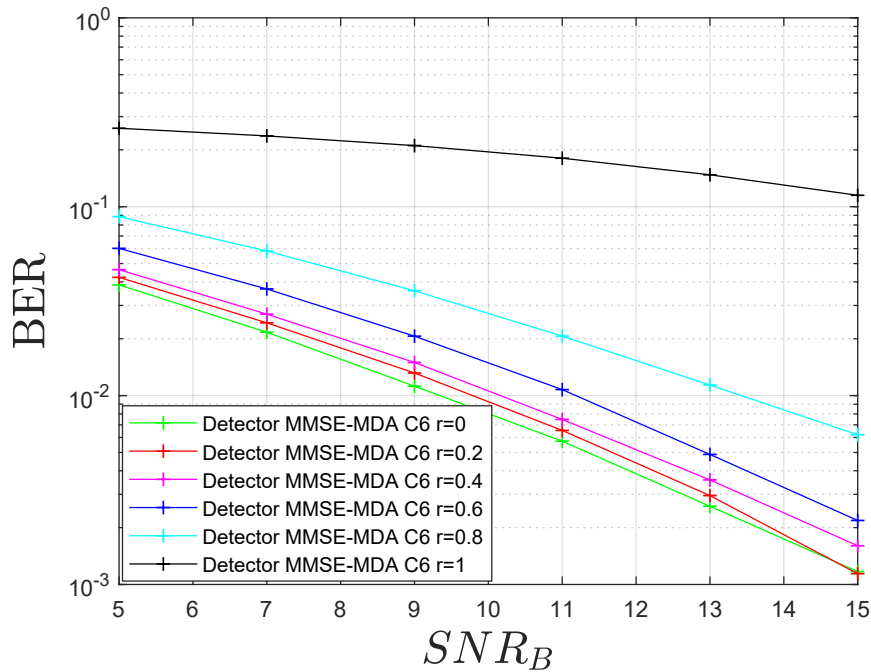


Figura 4.16: Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 1, C6.  $N_e = 5$ ,  $N_a = 3$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

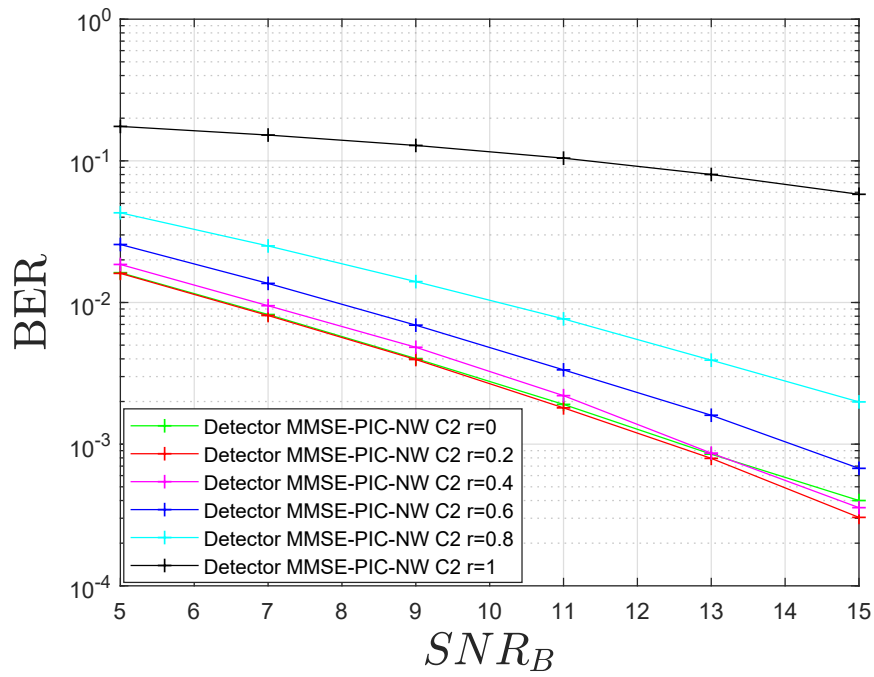


Figura 4.17: Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 1, C2.  $N_e = 2$ ,  $N_a = 1$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

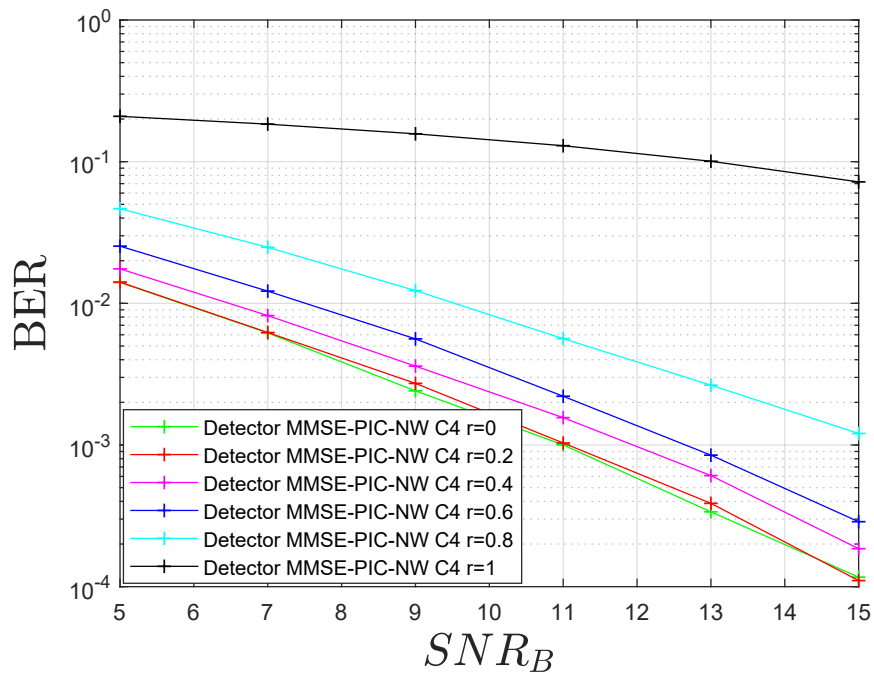


Figura 4.18: Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 1, C4.  $N_e = 4$ ,  $N_a = 2$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

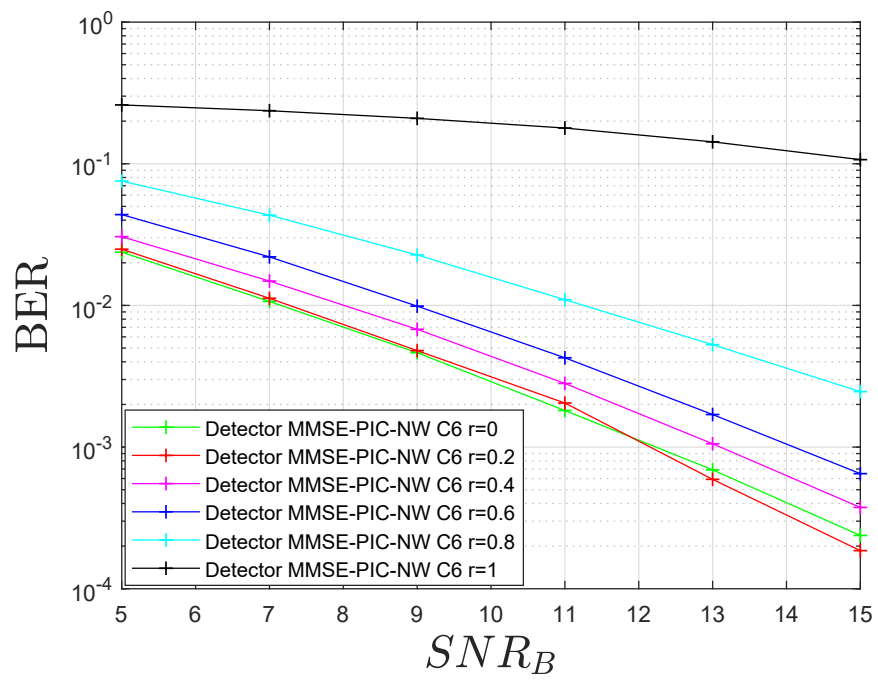


Figura 4.19: Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 1, C6.  $N_e = 5$ ,  $N_a = 3$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

O segundo cenário simulado apresentado na Figura 4.20 consiste num sistema MIMO-GFDM-IM com enlace reverso, com 2 usuários transmitindo à estação rádio base a qual conta com 4 antenas receptoras. O primeiro usuário utiliza 3 antenas para a transmissão e o segundo usuário utiliza somente 1 antena. A modulação empregada na transmissão é QPSK, e são utilizadas as configurações C2, C4 e C6.



Figura 4.20: Cenário de simulação 2. Sistema MIMO-GFDM com modulação de índice multi-usuário. 3 antenas para a recepção no primeiro usuário e 1 antena no segundo usuário.

Nas figuras 4.21, 4.22 e 4.23 é apresentado o desempenho do Detector MMSE-MDA no Cenário 2 para as configurações C2, C4 e C6 respectivamente, para diferentes valores de  $r$ . Como é esperado da mesma maneira que acontece no Cenário 1, conforme o valor de  $r$  se aproxima a 1 o detector tem uma diminuição em seu desempenho.

Nas figuras 4.24, 4.25 e 4.26 é apresentado o desempenho do Detector MMSE-PIC-NW no Cenário 2 para as configurações C4, C2 e C6 respectivamente, para diferentes valores de  $r$ . Da mesma maneira que acontece no detector MMSE-MDA neste cenário o desempenho sofre uma queda de desempenho conforme o valor de  $r$  se aproxima a 1.

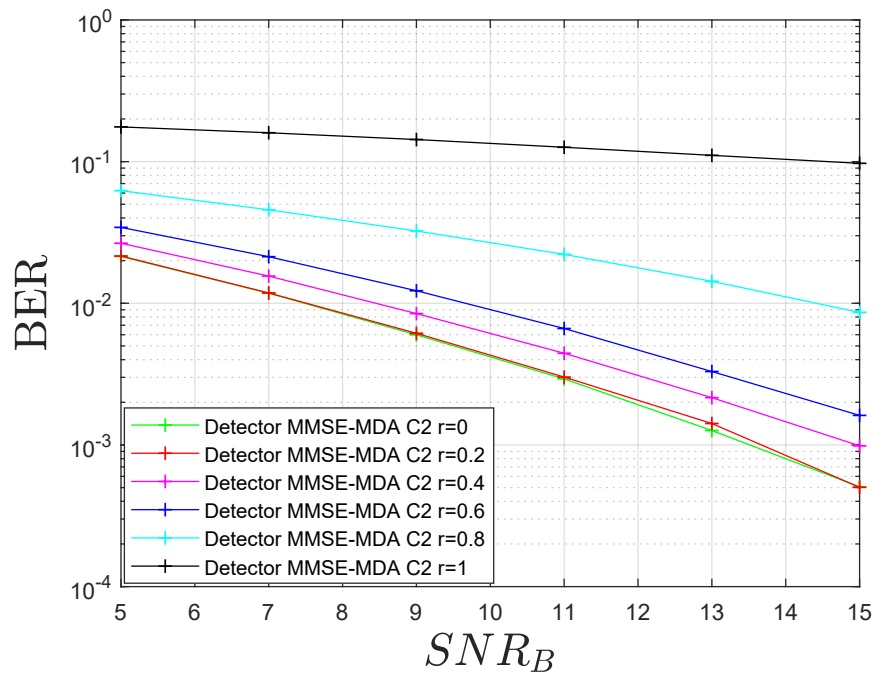


Figura 4.21: Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 2, C2.  $N_e = 2$ ,  $N_a = 1$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

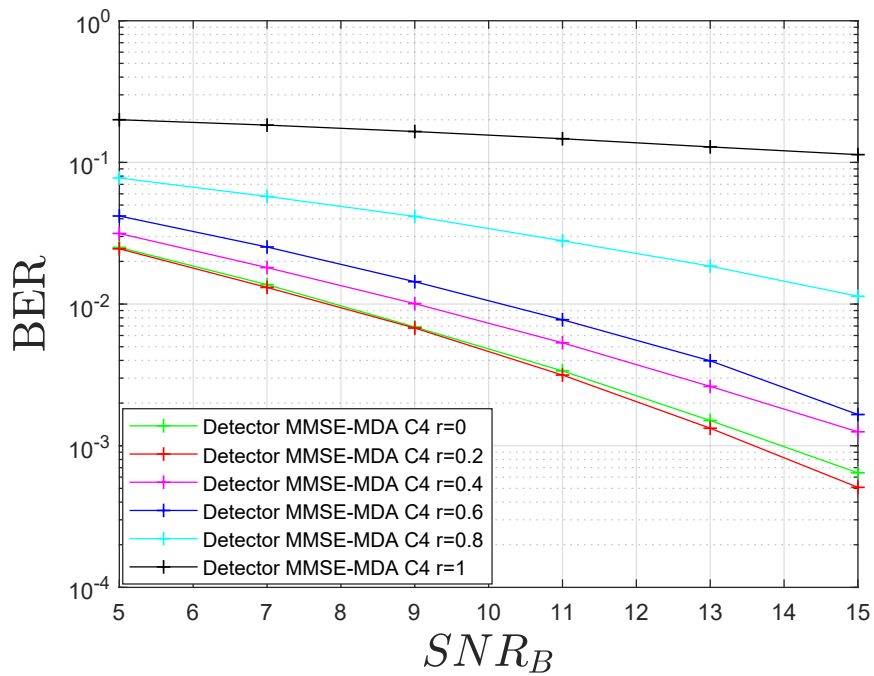


Figura 4.22: Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 2 C4.  $N_e = 4$ ,  $N_a = 2$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

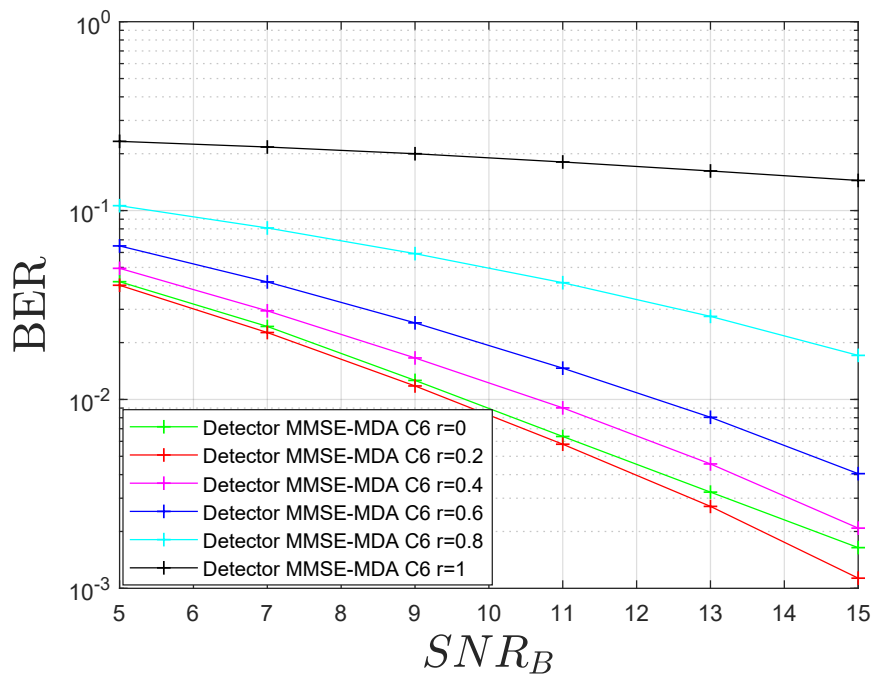


Figura 4.23: Comparação nível de correlação Detector MMSE-MDA para o Cenário 2, C6.  $N_e = 5$ ,  $N_a = 3$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

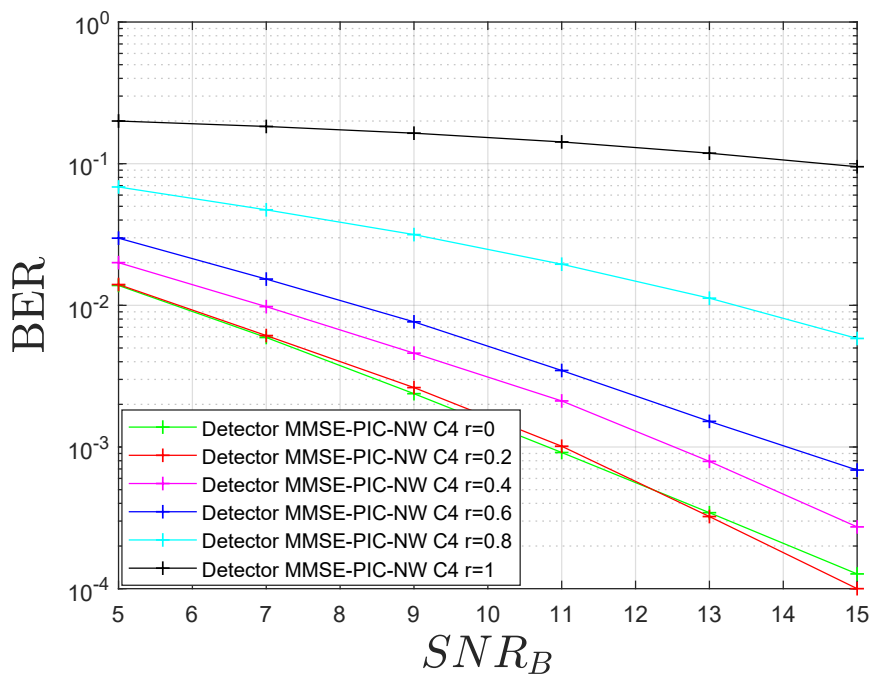


Figura 4.24: Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 2, C4.  $N_e = 4$ ,  $N_a = 2$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

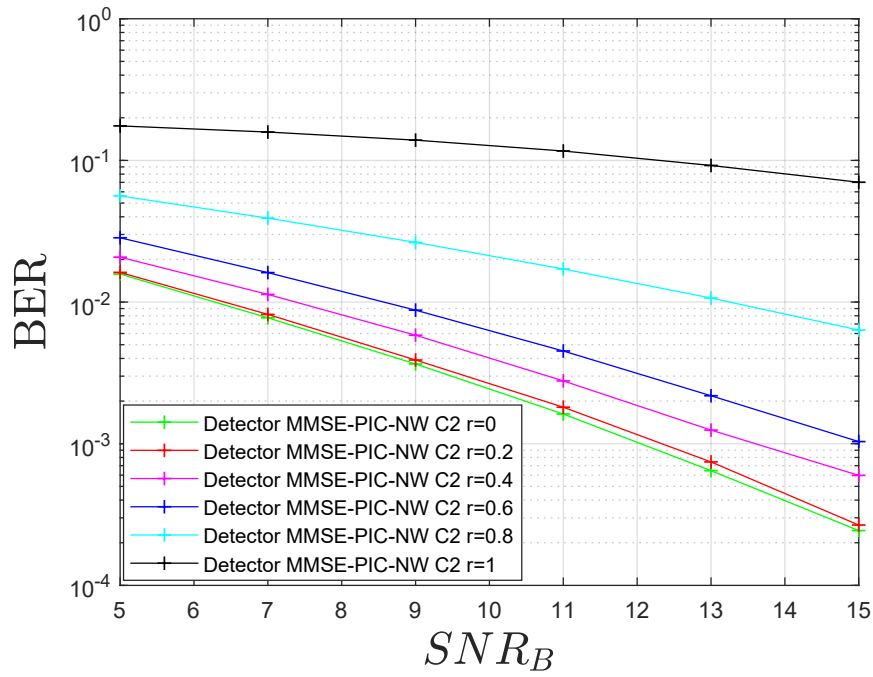


Figura 4.25: Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 2 C2.  $N_e = 2$ ,  $N_a = 1$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

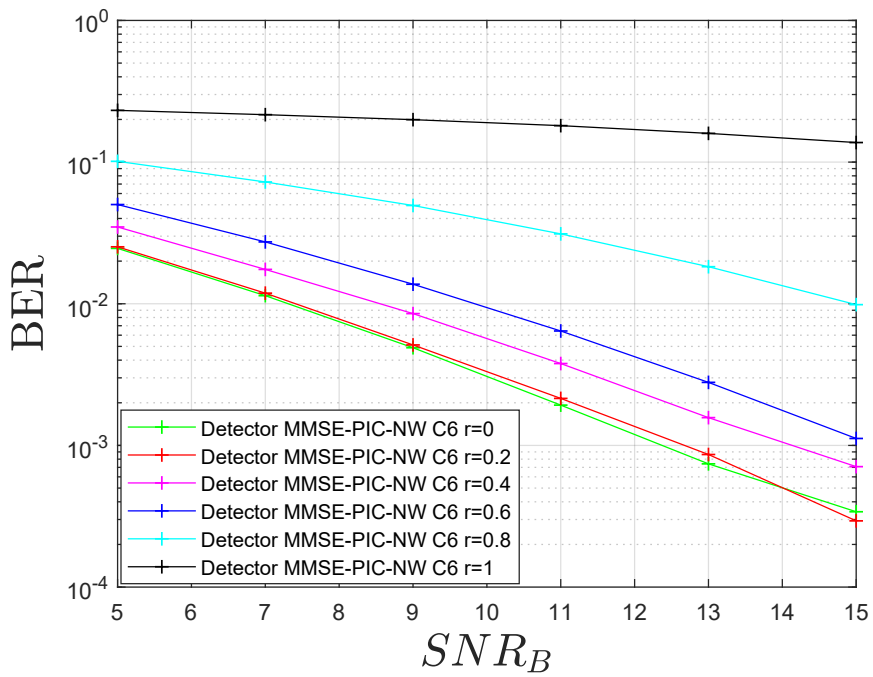


Figura 4.26: Comparação nível de correlação detector MMSE-PIC-NW para o Cenário 2 C6.  $N_e = 5$ ,  $N_a = 3$ ,  $N_T = 4$ ,  $N_R = 4$ ,  $M = 5$ ,  $N = 4$ ,  $M_L = 20$ .

## 5

### Conclusões

A presente tese apresentou estudos e desenvolvimentos para a camada física de sistemas de comunicação de próxima geração. Especificamente, a combinação dos sistemas MIMO, com a transmissão em blocos GFDM e a adição da dimensão nova de dados provida pelo IM é visto como um esquema interessante para a realização de sistemas eficientes. Como evidenciado no presente trabalho, os sistemas MIMO-GFDM-IM são capazes de atingir elevada eficiência espectral, obtida pela natureza do sistema GFDM e pelo ganho de multiplexação dos sistemas MIMO; resiliência aos efeitos deletérios do canal multipercurso, conquistado com o esquema de transmissão em blocos GFDM; complementado pela interessante eficiência energética oferecido pela estratégia de IM, em que a energia do transmissor é concentrada nos entes ativos, enquanto parte da informação passa a ser transmitida através da escolha da combinação dos entes que serão ativados, feita a cada transmissão.

O Capítulo 2 apresentou os fundamentos do sistema de transmissão CP-GFDM em analogia ao sistema CP-OFDM. Verifica-se ao fim desta exposição que, em termos da modelagem matemática de ambos os sistemas, o CP-GFDM emprega a matriz  $M$ , que implementa matricialmente a aplicação dos filtros com deslocamento circular sobre o vetor de informação para resultar no vetor de dados transmitidos. Esta matriz ocupa a posição da matriz hermitiana de DFT  $W$  do CP-OFDM. O emprego desta matriz, juntamente com a nova estrutura do bloco GFDM, que requer apenas 1 intervalo de guarda a cada  $N$  slots de tempo, oferecem como benefício o ganho em eficiência espectral e redução da interferência OOB, ao custo da perda de ortogonalidade entre as subportadoras. Este último resulta no aumento da complexidade computacional dos receptores CP-GFDM.

A incorporação da comunicação por múltiplas antenas ao sistema de transmissão em blocos foi apresentada no Capítulo 3. Partindo do modelo de sinais e sistemas MIMO-OFDM, desenvolveu-se o modelo do sistema MIMO-GFDM. Neste sistema mostrou-se que pelo fato da matriz efetiva do



canal não ser diagonalizável, os sistemas MIMO-GFDM não poderiam, na forma apresentada, ter a estrutura do detector particionada em múltiplas detecções MIMO equivalentes em canal plano por subsímbolo, como nos sistemas baseados em OFDM. Isto a princípio incorre na necessidade de desenvolvimento de detectores MIMO-GFDM que requerem o processamento conjunto de todo o vetor de dados recebidos referente ao bloco de informação corrente. Detectores lineares baseados em ZF e MMSE foram apresentados para este sistema. Em seguida, foi apresentada a proposta de detecção alternativa, baseada em filtragem de duas fases dos dados recebidos. Nesta estratégia, uma manipulação algébrica adequada da expressão do sinal recebido possibilita a diagonalização da matriz do canal. Então a tarefa de detecção é dividida na filtragem para estimação dos vetores coluna da matriz de símbolos de informação e então nova filtragem, resultando na detecção dos símbolos transmitidos. Resultados de desempenho foram apresentados para diferentes combinações de filtros lineares empregados nestes detectores, assim como as suas complexidades computacionais. Através destes resultados, evidenciou-se que esta nova classe de detectores apresenta desempenho atrativos ao custo de uma complexidade computacional significativamente inferior aos detectores tradicionais MIMO-GFDM.

A implementação das técnicas de modulação de índice (IM) para as subportadoras em sistemas OFDM-MIMO e GFDM-MIMO foi apresentada no Capítulo 4. Foi abordada a modelagem matemática do sistema MIMO-GFDM com modulação de índice (MIMO-GFDM-IM) e as estratégias de detecção para este sistema. Na subseção 4.2 foram apresentadas estratégias de recepção, baseadas no processamento da matriz de canal completa. Inclui esquemas encontrados na literatura e também inclui novas propostas. De maneira semelhante ao sistema MIMO-GFDM e considerando que a implementação de um detector ótimo (ML) para a detecção do vetor de dados transmitido não é viável pela sua alta complexidade computacional, foram implementados detectores sub-ótimos a partir da utilização das equalizações Zero Forcing e MMSE. Na subseção de resultados deste Capítulo é exibido o desempenho em termos de BER para os detectores ZF/MD, ZF/ML e MMSE/MDA. É possível concluir que dentre os receptores baseados no equalizador ZF, o detector ZF/ML tem o melhor desempenho, por considerar o efeito do ruído colorido no vetor resultante da equalização ZF. No entanto, seu desempenho é superado pelos receptores baseados na equalização MMSE. Foram comparados os receptores MMSE/MDA, MMSE/MD e MMSE/PIC/NW. Como era esperado a consideração do residual de in-

terferência no processo de detecção permite obter um melhor desempenho, que ainda é melhorado se é realizada uma detecção generalizada considerando o efeito de ruído colorido no vetor resultante da equalização MMSE seguida do processo de cancelamento.

Conforme evidenciado ao longo deste trabalho, a escolha do par  $(N_e, N_a)$  tem influência na eficiência espectral do sistema, no desempenho de detecção e na complexidade computacional do procedimento de detecção. Na Subseção 4.3, experimentos de simulação do sistema MIMO-GFDM-IM considerando diferentes configurações visaram avaliar esta influência. Os resultados obtidos mostram as curvas de desempenho dos detectores MMSE-MDA e MMSE-NW-PIC para blocos IM de tamanhos  $N_e = 2$ ,  $N_e = 4$  e  $N_e = 5$ . Elas ilustram os ganhos muito significativos que podem ser alcançados com o uso de modulação de índice ao custo de uma redução na eficiência espectral. Ganhos que se incrementam, como esperado, quando os procedimentos de branqueamento de ruído e cancelamento propostos são incorporados ao processo de detecção. Tomando para comparação os sistemas IM com maior eficiência espectral (C2:  $N_e = 2, N_a = 1, R = 6$ ), (C4:  $N_e = 4, N_a = 2, R = 6$ ) e (C6:  $N_e = 5, N_a = 3, R = 7.2$ ). Primeiramente, foi possível observar que embora o sistema C6 tem uma eficiência espectral superior, seu desempenho de BER é consideravelmente pior, e mostra uma complexidade computacional muito maior que o sistema C4 para as estratégias de detecção consideradas. Em segundo lugar, comparando a Configuração C4 e C2 obteve-se a mesma eficiência espectral e, de acordo com os resultados, um BER comparável, com uma pequena superioridade da Configuração C2 com detector MMSE-MDA e da Configuração C4 com o detector MMSE-NW-PIC. A contagem de FLOP, no entanto, do sistema C4 do sistema é muito maior em ambas as estratégias de detecção. Considerando as configurações apresentadas e o equilíbrio eficiência espectral/BER/complexidade computacional, uma escolha natural seria a favor da muito mais simples, a configuração C2.

De maneira semelhante ao sistema MIMO-GFDM, na Subseção 4.4 foi apresentada uma proposta para um esquema de detecção para o sistema MIMO-GFDM-IM. As estratégias propostas são compostas por duas fases de filtragem e estão baseadas nas propostas na Seção 3.3 (para MIMO-GFDM), mas adaptadas com a inclusão de Modulação de Índice. Dos resultados obtidos e da mesma maneira como acontecia no sistema MIMO-GFDM é possível notar que o detector com melhor desempenho é o detector MMSE

e o pior desempenho é o detector ZF. Os detectores que utilizam as técnicas de detecção propostas apresentam um desempenho interessante para as diferentes configurações avaliadas, o detector ZF que utiliza a operação MMSE na estimação dos vectores  $c_n$  consegue se aproximar ao detector MMSE operando na matriz de canal completa, no entanto o detector ZF que utiliza a operação ZF na estimação dos vectores  $c_n$  consegue igualar ao detector ZF operando na matriz de canal completa.

Finalmente foi estudado o Sistema MIMO-GFDM com modulação de índice para mais de um usuário. Os resultados obtidos dos diferentes cenários simulados permitiu observar que tanto no detector MMSE/MDA e MMSE/PIC/NW para as configurações C2, C4 e C6 existe uma diminuição do desempenho conforme o valor do coeficiente de correlação  $r$  se aproxima a 1.

### 5.1 Trabalhos Futuros

Considerando que os sistemas estudados nesta tese utilizaram o enlace reverso para a transmissão, uma sugestão para um possível trabalho futuro seria a avaliação do sistema MIMO-GFDM-IM no enlace direto, os métodos de recepção necessários para este sistema e um possível modelo matemático para o sistema Multi-usuário, entendendo que a implementação do sistema pode ter muitos desafios que será necessário analisar.

Outras trabalhos futuros que poderiam ser considerados são os seguintes:

- Criação de esquemas de estimativa do canal para o sistema MIMO-GFDM-IM e o impacto dos erros de estimativa do canal na detecção.
- Adequação do modelo MIMO-GFDM-IM considerando sistemas massivos, e também adequação das propostas dos receptores apresentados.
- Inclusão de códigos no sistema MIMO-GFDM-IM, como por exemplo códigos convolucionais e turbo codes.

## Referências Bibliográficas

- [1] ASIF, S. **5G Mobile Communications: Concepts and Technologies**. CRC Press, 2018.
- [2] XIANG, W; ZHENG, K ; SHEN, X. **5G Mobile Communications**. Springer International Publishing, 2016.
- [3] GAO, Y; AO, H; ZHOU, Q; ZHOU, W; LI, Y; CHENG, S ; LI, X. **Review of wireless big data in 5g: From physical layer to application layer**. In: 2016 2ND IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTER AND COMMUNICATIONS (ICCC), p. 23–27, 2016.
- [4] GIORDANI, M; POLESE, M; MEZZAVILLA, M; RANGAN, S ; ZORZI, M. **Toward 6g networks: Use cases and technologies**. IEEE Communications Magazine, 58(3):55–61, 2020.
- [5] BASAR, E; DI RENZO, M; DE ROSNY, J; DEBBAH, M; ALOUINI, M.-S ; ZHANG, R. **Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces**. IEEE Access, 7:116753–116773, 2019.
- [6] DANG, S; DI RENZO, M; WEN, M; CHAFII, M; KO, Y; UCHÔA-FILHO, B. F ; YOUNIS, A. **Editorial: Index modulation for 6g communications**. Frontiers in Communications and Networks, 2, 2021.
- [7] LIANG, Z; ZHENG, J ; NI, J. **Index modulation–aided mixed massive random access**. Frontiers in Communications and Networks, 2, 2021.
- [8] ŞAHIN, M. M; GUROL, I. E; ARSLAN, E; BASAR, E ; ARSLAN, H. **Ofdm-im for joint communication and radar-sensing: A promising waveform for dual functionality**. Frontiers in Communications and Networks, 2, 2021.
- [9] GUO, S; YE, J ; ZHANG, P. **A differential modulation scheme for metasurface-based terahertz communications**. Frontiers in Communications and Networks, 2, 2021.
- [10] GASPAR, I; MICHAILOW, N; NAVARRO, A; OHLMER, E; KRONE, S ; FETTWEIS, G. **Low complexity gfdm receiver based on sparse fre-**

- quency domain processing.** In: 2013 IEEE 77TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (VTC SPRING), p. 1–6, 2013.
- [11] LUQUE QUISPE, J; MELONI, L. **Pulse Shaping Filter Design for Filtered OFDM Transceivers: Emerging Trends and Challenges in Technology**, p. 131–143. 01 2019.
- [12] ABDOLI, J; JIA, M ; MA, J. **Filtered ofdm: A new waveform for future wireless systems.** In: 2015 IEEE 16TH INTERNATIONAL WORKSHOP ON SIGNAL PROCESSING ADVANCES IN WIRELESS COMMUNICATIONS (SPAWC), p. 66–70, 2015.
- [13] KOTADE, A. B; NANDGAONKAR, A. B ; NALBALWAR, S. L. **Peak-to-average power ratio reduction techniques in ofdm: A review and challenges.** In: 2018 INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCES IN COMMUNICATION AND COMPUTING TECHNOLOGY (ICACCT), p. 319–324, 2018.
- [14] PANDEY, P; TRIPATHI, R. **Performance analysis of peak-to-average power ratio (papr) reduction techniques in an ofdm system.** In: 2012 THIRD INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTER AND COMMUNICATION TECHNOLOGY, p. 245–249, 2012.
- [15] MICHAILOW, N; MATTHÉ, M; GASPAR, I. S; CALDEVILLA, A. N; MENDES, L. L; FESTAG, A ; FETTWEIS, G. **Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks.** IEEE Transactions on Communications, 62(9):3045–3061, 2014.
- [16] FARHANG-BOROUJENY, B; MORADI, H. **Ofdm inspired waveforms for 5g.** IEEE Communications Surveys Tutorials, 18(4):2474–2492, 2016.
- [17] MAYORAL ARTEAGA, J. P. **Detecção de sinais em sistemas com transmissao gfdm.** Master's thesis, Pontifical University of Rio de Janeiro, Brasil, 2017.
- [18] TORLAK, M; DUMAN, T. M. **Mimo communication theory, algorithms, and prototyping.** In: 2012 20TH SIGNAL PROCESSING AND COMMUNICATIONS APPLICATIONS CONFERENCE (SIU), p. 1–2, 2012.
- [19] FOEGELLE, M. D. **What's in a name? an analysis of the true meaning of mimo and beamforming.** In: 2020 14TH EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION (EUCAP), p. 1–5, 2020.

- [20] LU, L; LI, G. Y; SWINDLEHURST, A. L; ASHIKHMIN, A ; ZHANG, R. **An overview of massive mimo: Benefits and challenges**. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 8(5):742–758, 2014.
- [21] MATTHE, M; GASPAR, I; ZHANG, D ; FETTWEIS, G. **Near-ml detection for mimo-gfdm**. In: 2015 IEEE 82ND VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (VTC2015-FALL), p. 1–2, 2015.
- [22] ÖZTÜRK, E; BASAR, E ; CIRPAN, H. **Multiple-input multiple-output generalized frequency division multiplexing with index modulation**. Physical Communication, 34, 02 2019.
- [23] NUÑEZ CUADRADO, D. **Antenna selection in mimo-ofdm systems**. Master's thesis, Pontifical University of Rio de Janeiro, Brasil, 2020.
- [25] BURR, A. **The multipath problem: an overview**. In: IEE COLLOQUIUM ON MULTIPATH COUNTERMEASURES, p. 1/1–1/7, 1996.
- [26] EL-SAIGH, A; MACARIO, R. **A review of anti-multipath techiques, past and present**. In: IEE COLLOQUIUM ON MULTIPATH COUNTERMEASURES, p. 2/1–2/6, 1996.
- [27] HENKEL, W; TAUBOCK, G; ODLING, P; BORJESSON, P ; PETERSSON, N. **The cyclic prefix of ofdm/dmt - an analysis**. In: 2002 INTERNATIONAL ZURICH SEMINAR ON BROADBAND COMMUNICATIONS ACCESS - TRANSMISSION - NETWORKING (CAT. NO.02TH8599), p. 22–22, 2002.
- [28] GRAY, R. M. **Toeplitz and Circulant Matrices: A Review**. 2006.
- [29] CALPA JUAJINOY, J. L. **Detecção desacoplada de sinais no enlace reverso de sistemas mu-mimo com modulação espacial**. Master's thesis, Pontifical University of Rio de Janeiro, Brasil, 2017.
- [30] MATTHÉ, M; ZHANG, D ; FETTWEIS, G. **Sphere-decoding aided sic for mimo-gfdm: Coded performance analysis**. In: 2016 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS (ISWCS), p. 165–169, 2016.
- [31] MATTHE, M; GASPAR, I; ZHANG, D ; FETTWEIS, G. **Near-ml detection for mimo-gfdm**. In: 2015 IEEE 82ND VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (VTC2015-FALL), p. 1–2, 2015.
- [32] ARTEAGA, J. P. M; DAVID, R. P ; SAMPAIO-NETO, R. **Index coding and signal detection in precoded mimo-ofdm systems**. In: 2021 26TH

- IEEE ASIA-PACIFIC CONFERENCE ON COMMUNICATIONS (APCC), p. 45–50, 2021.
- [33] ARTEAGA, J. P. M; DAVID, R. P ; SAMPAIO-NETO, R. **Simultaneous detection and parallel interference cancellation in gfdm for 5g**. In: XXXV SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES E PROCESSAMENTO DE SINAIS (SBRT2017), 2017.
- [34] CALPA JUAJINOY, J. L; SAMPAIO-NETO, R ; CAL-BRAZ, J. A. **Index modulated mimo gfdm systems**. In: 2021 JOINT EUROPEAN CONFERENCE ON NETWORKS AND COMMUNICATIONS AND 6G SUMMIT (EUCNC/6G SUMMIT), p. 95–100, 2021.
- [35] VERDECIA PEÑA, R. **Análise espectral, detecção de sinais e estimação de canal em sistemas gfdm**. Master's thesis, Pontifical University of Rio de Janeiro, Brasil, 2018.
- [36] FARHANG-BOROUJENY, B; MORADI, H. **Derivation of gfdm based on ofdm principles**. In: 2015 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS (ICC), p. 2680–2685, 2015.
- [39] ARÉVALO GARCÍA, J. L. **Interference Mitigation Schemes for the Uplink of Massive MIMO in 5G Heterogeneous Cellular Networks**. PhD thesis, Pontifical University of Rio de Janeiro, Brasil, 2016.
- [40] KERMOAL, J; SCHUMACHER, L; PEDERSEN, K; MOGENSEN, P ; FREDERIKSEN, F. **A stochastic mimo radio channel model with experimental validation**. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 20(6):1211–1226, 2002.

## A

### Matrizes de mapeamento configurações de modulação de índice

**Configuração 2 - C2** ( $N_e = 2$  e  $N_a = 1$ ), balanceada

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, p_i = \frac{1}{2}, i = 1, 2 \quad (\text{A-1})$$

**Configuração 3 - C3** ( $N_e = 4$  e  $N_a = 1$ ), balanceada

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, p_i = \frac{1}{4}, i = 1, 2, 3, 4 \quad (\text{A-2})$$

**Configuração 4 - C4** ( $N_e = 4$  e  $N_a = 2$ ), balanceada

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, p_i = \frac{1}{2}, i = 1, 2, 3, 4 \quad (\text{A-3})$$

**Configuração 5 - C5** ( $N_e = 5$  e  $N_a = 2$ ), não balanceada

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, p_1 = \frac{4}{8}, p_2 = p_3 = p_4 = p_5 = \frac{3}{8} \quad (\text{A-4})$$



**Configuração 6 - C6** ( $N_e = 5$  e  $N_a = 3$ ), não balanceada

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, p_1 = p_3 = p_4 = p_5 = \frac{5}{8}, p_2 = \frac{4}{8} \quad (\text{A-5})$$