



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CAMPUS SOBRAL
CURSO DE ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO

Brena Kelly Sousa Lima

Análise de Desempenho de Sistemas
MIMO-GFDM Cooperativos com Protocolo AF

SOBRAL

2018

Brena Kelly Sousa Lima

Análise de Desempenho de Sistemas MIMO-GFDM Cooperativos com Protocolo AF

Monografia submetida à coordenação do curso de Engenharia de Computação da Universidade Federal do Ceará, *campus* Sobral, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Computação.

Universidade Federal do Ceará
Curso de Engenharia de Computação
Campus Sobral

Orientador: Dr. Carlos Alexandre Rolim Fernandes

SOBRAL

2018

Aos meus pais e minhas irmãs que, com muito carinho e apoio, não mediram esforços em acreditar e investir para que eu chegasse nessa etapa.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus, por me dar força durante essa longa caminhada. O agradeço por sempre iluminar meu caminho, pela paciência e sabedoria concedida para que eu conseguisse lidar com os momentos de dificuldades, permitindo a concretização desse sonho. Agradeço a Deus pelas bênçãos que Ele me concedeu e pelas muitas que virão.

Agradeço aos meus pais, Moabe e Cristiane, por todos os cuidados, carinho, paciência e educação. Por investirem em minha formação e acreditar no meu potencial. Agradeço às minhas irmãs, Bruna e Beatriz, por todo apoio, incentivo e companheirismo. Vocês são fundamentais na minha vida, sem dúvida alguma foram os alicerces para minha formação pessoal e acadêmica, pois nos momentos de minha ausência dedicados ao estudo superior, sempre fizeram entender que o futuro é feito a partir da constante dedicação no presente.

Agradeço ao Rui, que acompanhou minha trajetória durante o curso, dando incentivo, apoio e cuidados. Por sua paciência nos meus momentos de estresse e pelos chocolates para me acalmar. Agradeço às amigas que construí no decorrer dessa jornada, aos amigos que tive o prazer de dividir momentos de descontração e felicidade, e momentos de nervosismo e dificuldades. Vocês foram os responsáveis por tornar essa jornada mais agradável, em especial, Victória e Evangelista.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Carlos Alexandre, que pacientemente me instruiu durante o curso, fornecendo muita experiência, apoio acadêmico, oportunidades e disponibilidade para me auxiliar na confecção deste trabalho. Gostaria de agradecer aos Professores do Curso de Engenharia de Computação, *Campus Sobral*, por compartilhar seus conhecimentos comigo e que de algum modo contribuíram para o meu desenvolvimento pessoal e profissional.

Agradeço ao Programa de Educação Tutorial (PET) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) por fornecer apoio financeiro durante minha graduação. Em especial ao CNPq, por financiar minha atual bolsa de Iniciação Científica, possibilitando a elaboração deste trabalho.

“Tenho a impressão de ter sido uma criança brincando à beira-mar, divertindo-me em descobrir uma pedrinha mais lisa ou uma concha mais bonita que as outras, enquanto o imenso oceano da verdade continua misterioso diante de meus olhos.”

(Isaac Newton)

RESUMO

A próxima geração de telefonia móvel busca atender às demandas crescentes para o futuro. As redes da quinta geração serão empregadas em diversas aplicações, onde estas necessitarão de um baixo consumo de energia, fornecendo uma alta quantidade de tráfego em alta velocidade e de maneira confiável. Nesse contexto, são necessárias proposições de novos sistemas ou adaptações nos atuais sistemas de transmissão, para que estes sejam capazes de suportar tais demandas. A forma de onda GFDM (do inglês, *Generalized Frequency Division Multiplexing*) surge na literatura como um sistema candidato à interface aérea da 5ª geração de redes móveis, capaz de estabelecer uma comunicação utilizando espaços fragmentados do espectro, sem a necessidade do sincronismo rigoroso e da ortogonalidade entre as subportadoras para transportar o sinal de informação. Com base nisso, surge a oportunidade de analisar o desempenho do sistema GFDM. Inicialmente é feita a análise de desempenho dos filtros detectores *Matched-Filter*, *Zero-Forcing* e *Minimum Mean Square Error* no receptor GFDM. Além disso, para se obter melhor transmissão e recepção dos sinais em um meio com grande concentração de usuários se comunicando e trocando dados, a diversidade espacial pode ser utilizada para promover a otimização do meio de transmissão através do uso das técnicas de comunicação cooperativa e MIMO (do inglês, *Multiple-Input Multiple-Output*), alcançando maior eficiência quanto ao aproveitamento do sinal. Assim, este trabalho também possui como objetivo estudar um sistema GFDM cooperativo contendo múltiplas antenas no transmissor, no repetidor (*relay*) do tipo AF e no receptor. Para o *relay* do sistema MIMO-GFDM Cooperativo, um ganho variável é proposto de forma que as particularidades do processo de transmissão do sistema GFDM sejam aproveitadas. Além disso, um receptor sub-ótimo é modelado utilizando o filtro *Zero-Forcing* para separar o fluxo de dados em cada antenas no destino final é apresentado. A análise de desempenho é dada por meio de simulações computacionais utilizando como métricas comparativas a taxa de erro de símbolo (SER - do inglês, *Symbol Error Ratio*) do sistema e a função de densidade acumulada (CDF - do inglês, *Cumulative Distribution Function*) da PAPR (do inglês, *Peak-to-Average Power Ratio*) do sinal MIMO-GFDM Cooperativo. Os resultados de simulação são apresentados, evidenciando o desempenho do receptor e ganho proposto para sistemas MIMO-GFDM Cooperativo. Além disso, é feita uma comparação de desempenho com um sistema OFDM equivalente ao cenário utilizado neste trabalho.

Palavras-chave: 5G. GFDM. MIMO. Comunicação Cooperativa. Desempenho.

ABSTRACT

The next generation of mobile telephony is being developed to provide better services in future. The fifth-generation networks will be employed in applications that will require low power consumption, providing high speed traffic in a high amount and in a way reliable. In this context, it is necessary to propose new systems or to adapt the current transmission systems, so they will be able to support the demands. The GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing) waveform appears in the literature as a candidate system for the fifth-generation aerial interface of the mobile telephony, being able to stabilize a communication using fragmented spaces of the spectrum, without the necessity for strict synchronism and orthogonality between the subcarriers to carry the information signal. Based on this, it is necessary to analyse the performance of the GFDM system. First, an analysis of the detectors filters Matched-Filter, Zero-Forcing and Minimum Mean Square Error in the GFDM receiver. In order to obtain a clear transmission and signal reception in a medium with high concentration of users communicating with each others and transferring data's, spatial diversity could be utilized to promote the optimization of the transmission medium through the use of cooperative communication techniques and MIMO (Multiple-In Multiple Output), achieving greater efficiency in the use of the signal. Second, it is developed a cooperative GFDM system containing multiples antennas in the transmitter, the AF relay and the receiver. For the relay MIMO-GFDM Cooperative system, a variable gain is proposed, in a way that the particularities of the GFDM system's transmission process are used. In addition, a sub-optimal receiver is modeled using the Zero-Forcing filter to separate the flow of data at each antenna in the final destination. The performance analysis is given by computational simulations using as comparative metrics the system's Symbol Error Ratio (SER) and the Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) MIMO-GFDM Cooperative signal Cumulative Distribution Function (CDF). The simulations results are presented, evidencing the receiver performance and proposed gain for MIMO-GFDM Cooperative systems. Moreover, it is made a performance comparison with an equivalent OFDM system to the scheme used in this paper.

Keywords: 5G. GFDM. MIMO. Cooperative Communication. Performance.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Cenário de aplicações do 5G [4].	12
Figura 2 – Diagrama em blocos do transceptor OFDM.	20
Figura 3 – PAPR de um sinal [1].	21
Figura 4 – Diagrama em blocos do transceptor GFDM.	23
Figura 5 – Estrutura do símbolo de informação no GFDM. Adaptado de [28].	23
Figura 6 – Símbolo GFDM obtido através de convolução linear [16].	24
Figura 7 – Símbolo GFDM obtido através de convolução circular [16].	24
Figura 8 – Inserção do prefixo cíclico [16].	25
Figura 9 – Diagrama em blocos de um sistemas MIMO. Adaptado de [26].	28
Figura 10 – Sistema de comunicação cooperativa.	30
Figura 11 – <i>Relay</i> com protocolo AF.	32
Figura 12 – <i>Relay</i> com protocolo DF.	32
Figura 13 – Fase 1: Transmissão em um sistema cooperativo.	33
Figura 14 – Fase 2: Retransmissão em um sistema cooperativo.	33
Figura 15 – Enlace cooperativo de um sistema MIMO cooperativo.	36
Figura 16 – SER versus SNR - Comparação entre os filtros detectores MF, ZF e MMSE para $\alpha = 0,75$	43
Figura 17 – SER versus SNR - Comparação entre os filtros detectores MF, ZF e MMSE para $\alpha = 0,1$	43
Figura 18 – Comparação entre o ganho proposto para o sistema MIMO-GFDM Cooperativo e o ganho convencional.	45
Figura 19 – CDF da PAPR - Comparação entre os ganhos simulados.	46
Figura 20 – Comparação entre os os sistemas MIMO-GFDM Cooperativo e MIMO-OFDM Cooperativo variando os parâmetros K , M e N	46
Figura 21 – CDF da PAPR - Comparação entre diferentes valores de K , M e N	47
Figura 22 – SER versus SNR - Comparação entre os valores de α para <i>Root Raised Cosine</i> no transmissor MIMO-GFDM Cooperativo.	48
Figura 23 – CDF versus PAPR - Comparação entre os valores de α no transmissor do sistema MIMO-GFDM Cooperativo.	49
Figura 24 – SER versus SNR - Variando a ordem de modulação entre (4, 16, 32 e 64)-QAM.	50
Figura 25 – CDF da PAPR - Variando a ordem de modulação entre (4, 16 e 32)-QAM para sistemas MIMO-GFDM Cooperativo.	51
Figura 26 – SER versus SNR - Comparação entre PA's lineares e não-lineares na fonte dos sistemas MIMO-GFDM Cooperativo e MIMO-OFDM Cooperativo.	52

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de Simulação etapa 01.	42
Tabela 2 – Parâmetros de Simulação etapa 02	44

LISTA DE ABREVIATURAS

1G	<i>First Generation</i>
4G	<i>Fourth Generation</i>
5G	<i>Fifth Generation</i>
AF	<i>Amplify-and-Foward</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CR	<i>Cognitive Radio</i>
DF	<i>Decodify-and-Foward</i>
DFT	<i>Discrete Fast Fourier Transform</i>
FBMC	<i>Filter Bank Mult-Carrier</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GFDM	<i>Generalized Frequency Division Multiplexing</i>
ICI	<i>Intercarrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fast Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
LTE-A	<i>Long Term Evolution Advanced</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MF	<i>Matched Filter</i>
ML	<i>Maximun Likelihood</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Erro</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
SER	<i>Symbol Error Ratio</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
UFMC	<i>Universal Filter Multi-Carrier</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
WRAN	<i>Wireless Regional Area Network</i>
ZF	<i>Zero Forcing</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Contexto e Motivação	11
1.2	Revisão Bibliográfica	14
1.3	Contribuições	15
1.4	Produção Científica	16
1.5	Estrutura do Trabalho	16
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	18
2.1	OFDM (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)	18
2.1.1	Modelo de Sistema do OFDM	19
2.1.2	Vantagens e Desvantagens	20
2.1.3	PAPR (<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>)	21
2.2	GFDM (<i>Generalized Frequency Division Multiplexing</i>)	22
2.2.1	Modelo de Sistema SISO-GFDM	22
2.2.2	Filtros detectores	26
2.2.3	Vantagens e Desvantagens	27
2.3	MIMO	27
2.3.1	Benefícios da tecnologia MIMO	28
2.4	Comunicações Cooperativas	29
2.4.1	Protocolos de Cooperação	30
2.4.2	Modelo de Sistema Cooperativo	33
3	SISTEMA MIMO-GFDM COOPERATIVO COM PROTOCOLO AF	36
3.1	Modelo de Sistema	36
3.2	Ganho do <i>relay</i> AF	38
3.3	Receptor sub-ótimo	39
4	RESULTADOS	42
4.1	Análise de desempenho: filtros detectores no receptor do sistema SISO-GFDM	42
4.2	Análise de desempenho: MIMO-GFDM Cooperativo AF	44
5	CONCLUSÃO	53
	REFERÊNCIAS	54

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contexto e Motivação

Em sistemas de comunicações móveis, a busca por altas taxas de transmissão com um nível de confiabilidade adequado continua sendo um grande desafio em função das características próprias do canal rádio móvel [1]. É notório que houve uma grande evolução desde os sistemas de primeira geração (1G, do inglês *First Generation*) até os dias atuais, impactando fortemente na vida moderna e no modo como as sociedades operam a política, economia, educação e entretenimento.

A adesão massiva da sociedade às tecnologias de comunicações sem fio possibilitou que estas se desenvolvessem de maneira significativa nos últimos anos, gerando novos mercados e desafios. As tecnologias para o 5G (do inglês, *Fifth Generation*) já são alvo de discussões e pesquisas em indústrias de telecomunicações em conjunto com universidades, onde estas estudam quais serão as mudanças necessárias para esta nova fase. Pode-se citar como aplicações e características entre as inúmeras projeções para o 5G [2], [3]:

- **Internet das Coisas (IoT, do inglês *Internet of Things*):** considerada como uma das aplicações principais para o 5G, a IoT consiste na massiva conectividade entre máquinas sem intervenção humana, dada somente por meio dos dispositivos que estariam interconectados a uma rede. A rede pode conter diversos dispositivos como objetos físicos, *smarthphones*, veículos, prédios e outros que possuem tecnologia embarcada, sensores e conexão com rede capaz de coletar e transmitir dados.
- **Internet Tátil:** rede que permitirá a integração do corpo humano a sistemas robóticos, envolvendo não apenas interação audiovisual, mas também o tato. Está relacionada a diversas aplicações em tempo real e requer níveis de latência bastante baixos já que sua inspiração são os sentidos humanos, logo é necessário um tempo de resposta na ordem de 1ms. Pode ser aplicada em diferentes áreas tais como segurança veicular, saúde, cidades inteligentes, indústrias e entre outras.
- **Diferenciação de Serviços e conectividade sem fio em Gigabit/s:** o uso de um *smarthphone* será muito além de chamadas de voz e mensagens de texto. Atualmente são disponibilizados uma variedade de serviços que necessitam de uma maior largura de banda e maior sensibilidade a latência, como a transmissão de vídeos e os jogos *on-line*. Pode-se considerar também as aplicações de celulares que terão acesso esporádico à internet sem a intervenção humana. Dessa forma as operadoras deverão encontrar mecanismos para fornecer maiores taxas, em torno de 10Gb/s, por usuário.
- **Fragmentação espectral:** utilização de faixas espectrais ociosas, principalmente na faixa

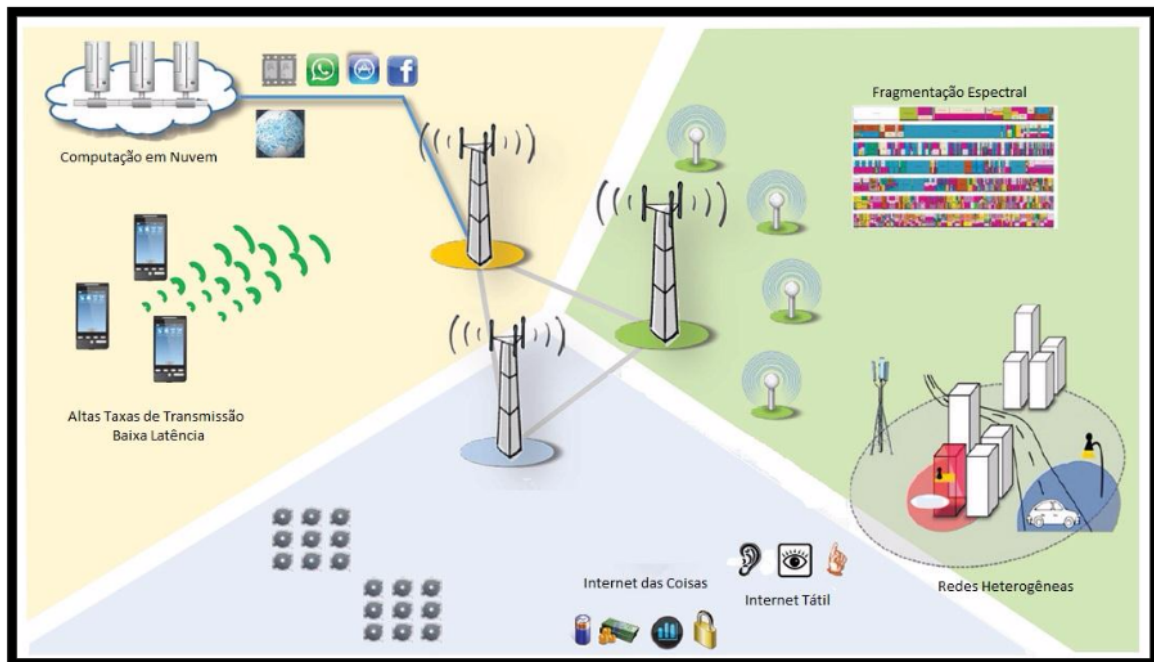


Figura 1 – Cenário de aplicações do 5G [4].

de UHF (do inglês, *Ultra High Frequency*). Para aproveitar os recursos espectrais disponíveis, sistemas futuros empregarão a agregação de portadoras, atingindo altas taxas devido à união de bandas não adjacentes de frequência [5]. Após o fim da TV analógica foi possível liberar uma parte do espectro e destiná-lo às comunicações móveis. Esse espectro disponível pode ser utilizado por sistemas ou padrões que empreguem a técnica de Rádio Cognitivo (CR – do inglês, *Cognitive Radio*). Uma estratégia de busca por novos espaços disponíveis no espectro inclui o uso oportunista dele. Para que isso seja garantido, o sinal transmitido pelos terminais do CR devem possuir uma baixa emissão fora da faixa, de modo a não interferir nos serviços já existentes no espectro. Esta tecnologia também deve ser capaz de agregar diferentes frequências, que não necessariamente precisam ser vizinhas, pois muitas vezes o espectro disponível está fragmentado.

- **WRAN (do inglês, *Wireless Regional Area Network*):** satisfatória cobertura móvel com acesso à internet em áreas remotas, onde a densidade populacional é baixa. Neste cenário, é necessário um baixo custo de implantação e operação, onde podem ser alcançados com a utilização de células de cobertura com raio maior que 50km. Para que isso se torne possível, a solução apresentada na literatura é utilizar CR operando nos canais vagos de TV, o que evita a necessidade de obtenção de novas faixas de espectro pela operadora.

Na Figura 1 é apresentado um cenário geral envolvendo algumas aplicações requisitadas para o 5G. O OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é um dos esquemas de transmissão e recepção da atual geração de telefonia móvel, 4G (do inglês, *Fourth Generation*) [1], [6]. No OFDM o sinal é dividido em bandas menores e transmitido a partir de subportadoras

ortogonais, onde cada subportadora carrega símbolos independentes.

Esse sistema apresenta como principais vantagens as altas taxas de transmissões de dados, robustez à interferência entre símbolos e baixa complexidade. Entretanto, o OFDM apresenta alta emissão fora de faixa devido à utilização de um filtro retangular no tempo, perda de eficiência espectral devido à forma como prefixo cíclico é inserido e altos valores de PAPR (do inglês, *Peak-to-Average Power Ratio*), que ocorre quando a soma dos símbolos OFDM produz picos de potência instantânea muito maiores do que a potência média do sinal, ocasionando erros na detecção do sinal. Além disso, em seus requisitos constam o estrito sincronismo e ortogonalidade das subportadoras, tornando difícil atender algumas das aplicações que são esperadas para o 5G.

A elevada PAPR é uma das grandes desvantagens do OFDM, uma vez que estes picos de potência introduzem distorções graves que podem comprometer a ortogonalidade e inserir interferências entre as bandas vizinhas. Além disso, esses picos podem atingir a região de saturação da curva de resposta dos amplificadores de potências (PAs - do inglês, *Power Amplifiers*), ocasionando erros na detecção do sinal. Os PAs são responsáveis por amplificar a potência do sinal antes da transmissão. Entretanto, a potência deve ser controlada para que os altos picos não alcancem o limiar de saturação, a fim de evitar distorções no sinal e proporcionar uma detecção coerente dos sinais no receptor.

Na literatura são apontadas diversas formas de onda candidatas ao 5G que apresentam em suas especificações flexibilidade tanto no tempo quanto na frequência, características que propõem minimizar algumas das desvantagens apresentadas pelo OFDM e que apresentam bom funcionamento para CR. Destacam-se: o FBMC (do inglês, *Filter Bank Multi-Carrier*), o UPMC (do inglês, *Universal Filter Multi-Carrier*) e o GFDM (do inglês, *Generalized Frequency Division Multiplexing*) [7]-[9]. Como o GFDM está sendo alvo de muitas pesquisas e é considerado como um dos principais candidatos ao 5G, optou-se pelo estudo e análise deste sistema.

O GFDM propõe um novo conceito para formato de onda, sendo considerado um caso generalizado do OFDM [8]. Não necessita do alto sincronismo e ortogonalidade entre as subportadoras, podendo ser projetado para satisfazer várias aplicações requisitadas para a próxima geração [9]. Esta técnica apresenta algumas características atrativas para um cenário onde o espectro é, ao mesmo tempo, congestionado e fragmentado por diversos serviços. O GFDM apresenta como principais características a transmissão das informações em blocos, filtragem das subportadoras por meio de um filtro formatador de pulso circular e inserção do prefixo cíclico a cada bloco de símbolos, permitindo uma redução na emissão fora de faixa e maior eficiência espectral.

Para o 5G é previsto um aumento significativo na demanda por taxa de transmissão, devido ao número massivo de usuários utilizando aplicações em rede sem fio. Com a finalidade de elevar significativamente a potência recebida e melhorar a qualidade do sinal, pretende-se aplicar os conceitos de comunicações cooperativas [10] e MIMO [11] em sistemas GFDM. A diversidade cooperativa se apresenta como uma tecnologia promissora, capaz de ampliar a

cobertura, aumentar a confiabilidade e a capacidade dos sistemas de comunicação. Em conjunto com sistemas MIMO, explora-se de forma construtiva a propagação por múltiplos percursos usando diferentes caminhos do transmissor para o receptor.

Nesse contexto, visando solucionar os problemas apresentados acima, são necessárias modificações e adaptações no atual sistema de transmissão OFDM para que este seja capaz de suportar as aplicações que são esperadas para o 5G, disponibilizando uma elevada quantidade de tráfego, em alta velocidade e de maneira confiável. Com isso, surge a oportunidade de estudar, desenvolver e/ou aprimorar técnicas para o novo formato de onda GFDM, que realizem alta taxa de transmissão de dados e que possam suprir ou minimizar as desvantagens apresentadas pelo OFDM, apresentando maior robustez para implementar as aplicações desejadas para o 5G.

Com base no que foi exposto acima, este trabalho apresentará uma modelagem do sistema GFDM com desvanecimento seletivo em frequência Rayleigh e presença de ruído AWGN (do inglês, *Additive White Gaussian Noise*) em um cenário cooperativo com múltiplas antenas no transmissor, no receptor e no *relay*, bem como uma análise de desempenho detalhada do sistema modelado. Para este cenário, será considerada a utilização do protocolo AF (do inglês, *Amplify-and-Foward*) no *relay*, que consiste em amplificar o sinal recebido da fonte e retransmitir para o destino. É válido ressaltar que até o presente momento não foram encontrados trabalhos publicados sobre sistemas GFDM Cooperativo, motivo pelo qual foram concentrados esforços em analisar esse tipo de sistema.

Para abranger as particularidades do sistema GFDM, considerando a forma como os dados são formatados no transmissor, será desenvolvido um ganho variável para o *relay* e um receptor sub-ótimo para sistemas MIMO-GFDM Cooperativo, de forma que seja possível assegurar a qualidade do sinal transmitido, pois este fator continua sendo um grande desafio em função das características próprias do canal de comunicação sem fio para as tecnologias do 5G. Os resultados serão analisados por meio de simulações computacionais e comparados com um sistema OFDM equivalente ao cenário utilizado neste trabalho.

1.2 Revisão Bibliográfica

Comunicações móveis e suas aplicações têm sido estudadas na literatura, especialmente em cenários que envolvem a próxima geração dos sistemas móveis. Diversos requisitos e aplicações são solicitados para o 5G [2].

O sistema GFDM foi proposto em [9] como um sistema multiportadora digital não ortogonal e flexível, capaz de solucionar os problemas da elevada emissão fora de faixa e ineficiência espectral presentes no OFDM, pois utiliza formatação de pulso no transmissor e não necessita inserir prefixo cíclico a cada símbolo transmitido.

Em [8], os autores mostram que o GFDM é baseado nos princípios do OFDM, possuindo

implementação digital e equalização do canal de baixa complexidade. Pesquisas apontam que o GFDM é um dos principais candidatos ao 5G. Em [12] e [13], são apresentadas análises de desempenho mostrando que o GFDM possui um forte potencial para assumir o papel de sistema de transmissão do 5G.

Em [15] e [12] é realizado um estudo sobre os filtros utilizados na transmissão e recepção. No transmissor do GFDM, cada subportadora é filtrada individualmente por um formatador de pulso, enquanto no receptor a detecção do sinal é feita por filtros equalizadores para remover os efeitos dos filtros no processo de transmissão e separar os sinais de cada subportadoras.

Estudos já estabelecidos em [13], [16] fornecem os fundamentos básicos para a implementação de transceptores GFDM, visando amenizar a complexidade de detecção devido à necessidade de utilizar filtros para equalizar os filtros de transmissão e recepção. Por se tratar de um sistema multiportadoras, o GFDM também apresenta picos de potência no sinal transmitido, porém com valores bem menores do que os gerados pelo OFDM pois consegue transmitir a mesma taxa de dados com um menor número de subportadoras [9].

A aplicabilidade da técnica MIMO em um sistema GFDM foi analisada utilizando detecção por máxima verossimilhança [17], e detecção usando o filtro MMSE com cancelamento de interferência paralela [18]. Em [19] implementou-se um sistema MIMO-GFDM com duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor baseado no *software* universal da *National Instruments* (NI) com plataforma de entrada/saída reconfigurável, além disso, foram discutidos os desafios em implementar o sistema GFDM em um cenário que contém múltiplas antenas no transmissor e no receptor. Um grupo de pesquisadores do Brasil desenvolveu um transceptor flexível MIMO-GFDM para redes 5G. Esse transceptor é considerado o primeiro modem MIMO-GFDM no mundo [20]. Em [21] realiza-se um estudo sobre estimação de canal em sistemas MIMO-GFDM.

Diversos trabalhos investigam a utilização de múltiplas antenas em sistemas GFDM, entretanto, na literatura, ainda são escassos os trabalhos que envolvem comunicação cooperativa em sistemas GFDM. Neste contexto, o desenvolvimento desse trabalho pode contribuir no fornecimento de literaturas científica, uma vez que os conceitos de redes cooperativas serão introduzidos em sistemas MIMO-GFDM.

1.3 Contribuições

O sistema GFDM têm sido apontado como uma tecnologia promissora capaz de suportar aplicações requisitadas para o 5G. Contudo, são poucos os trabalhos que exploram as características deste sistema em conjunto com outras técnicas, tais como comunicações cooperativa e MIMO. Com base nisso, as principais contribuições deste Trabalho de Conclusão de Curso são a apresentação de uma descrição e análise do sistema multiportadora MIMO-GFDM Cooperativo; proposição de ganho para o *relay* do tipo AF para melhorar a qualidade do sinal recebido no des-

tino final; modelagem de um receptor para sistemas MIMO-GFDM Cooperativo. Os resultados serão validados através de simulações numéricas e comparados com o sistema MIMO-OFDM Cooperativo, que também será simulado.

De forma mais sistemática, são apresentadas abaixo as contribuições deste trabalho.

- Apresentação de uma descrição geral sobre sistemas GFDM;
- Apresentação de uma modelagem de um sistema ponto a ponto multiportadora MIMO-GFDM Cooperativo com protocolo AF, considerando canal com desvanecimento seletivo em frequência Rayleigh e ruído AWGN;
- Proposição de ganho do tipo variável para *relay* AF levando em consideração as características dos sistemas MIMO-GFDM e receptor sub-ótimo para sistemas MIMO-GFDM Cooperativo;
- Análise do desempenho, via simulações, de filtros receptores no sistema GFDM;
- Análise do desempenho, por meio de simulações computacionais, do sistema MIMO-GFDM Cooperativo AF;
- Comparação dos resultados obtidos com um sistema OFDM equivalente, também simulado.

1.4 Produção Científica

- LIMA, Brena K. S.; Carlos A. R. FERNANDES. Análise de Desempenho de Filtros Detectores em Sistemas GFDM. In: XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2017, São Pedro, SP. Anais do XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2017.
- LIMA, Brena K. S.; Carlos A. R. FERNANDES. Análise de Desempenho de Sistemas MIMO-GFDM Cooperativo com Protocolo AF. Aceito para publicação em: XXXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2018, Campina Grande, PB.

1.5 Estrutura do Trabalho

O restante do trabalho está organizado da seguinte forma:

Capítulo 2: Apresenta os referenciais teóricos sobre as técnicas de transmissão de dados OFDM e GFDM. Expõe os conceitos básicos sobre MIMO e comunicação cooperativa.

Capítulo 3: Propõe uma modelagem do sistema considerado no trabalho. É apresentado a proposição de um ganho variável a ser aplicado no sinal que chega no *relay* de um sistema MIMO-GFDM Cooperativo. Além disso, apresenta um receptor sub-ótimo para o sistema modelado.

Capítulo 4: Apresenta os resultados da análise de desempenho realizada através de simulações computacionais. Além disso, mostra a comparação entre o desempenho dos sistemas MIMO-GFDM Cooperativo e MIMO-OFDM Cooperativo.

Capítulo 5: Apresenta as conclusões extraídas no decorrer deste trabalho, destacando os principais resultados obtidos e perspectivas para desenvolvimento trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo serão vistos de forma sucinta os conceitos básicos para realização deste trabalho. As próximas seções contém uma descrição dos sistemas ponto-a-ponto do tipo SISO (do inglês, *Single-Input Single-Output*) OFDM e GFDM. Serão vistas as características, vantagens e desvantagens de cada sistema. Além disso, serão introduzidos os conceitos da técnica MIMO e de comunicações cooperativa, através da utilização de um retransmissor denominado *relay*. A diversidade cooperativa em conjunto com múltiplas antenas está sendo apontada como técnica promissora para os sistemas da próxima geração das comunicações móveis, capaz de elevar a taxa de transmissão e aumentar o alcance do sinal.

2.1 OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*)

A Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM) é uma tecnologia descoberta há algumas décadas, que se adaptou aos *softwares* e circuitos eletrônicos existentes quando sua implementação digital foi proposta, possibilitando seu desenvolvimento prático.

Baseado nos princípios do FDM, (do inglês, *Frequency Division Multiplexing*), o OFDM surge como um sistema FDM com canais sobrepostos mas não interferentes, já que a transmissão dos símbolos é realizada em bandas ortogonalmente superpostas, proporcionando um melhor aproveitamento da banda de transmissão e obtendo maior eficiência espectral.

Em Chang [22] e Salzberg [23] são apresentados os primeiros trabalhos relacionados à técnica OFDM em comparação com a técnica FDM. Os autores tratam a transmissão das informações de forma paralela através do uso de subportadoras ortogonais, objetivando reduzir ou até mesmo eliminar a interferência entre símbolos (ISI, do inglês *Intersymbol Interference*) e a interferência entre subportadoras (ICI, do inglês *Intercarrier Interference*).

Um importante avanço na técnica OFDM ocorreu em 1971, quando Weinstein e Ebert [24] em um dos seus trabalhos sugeriram a inserção da IDFT (do inglês, *Inverse Discrete Fourier Transform*) no transmissor e da DFT (do inglês, *Discrete Fourier Transform*) no receptor para recuperar o sinal, visando alcançar melhor desempenho no processo de modulação e demodulação dos sinais, proporcionando maior facilidade de implementação. Com o desenvolvimento da FFT (do inglês, *Fast Fourier Transform*), um algoritmo rápido para se calcular a DFT e da IFFT (do inglês, *Inverse Fast Fourier Transform*) para se calcular a IDFT, tornou-se possível a implementação digital do OFDM de maneira simplificada e mais barata, sem a necessidade de recorrer ao complexo conjunto de subportadoras analógicas.

Outro avanço importante ocorreu na década de 80, quando o Peled e Ruiz [25] propuseram a utilização do Prefixo Cíclico (CP, do inglês *Cyclic Prefix*) ao invés do intervalo de guarda. O

intervalo de guarda é projetado de forma que as componentes multipercursos de um símbolo não interfiram na recepção do símbolo subsequente. No OFDM, o intervalo de guarda é inserido após a geração do símbolo e retirado antes da detecção. Caso o intervalo de guarda fosse composto pela ausência do sinal, poderia ocorrer ICI já que as subportadoras deixariam de ser ortogonais.

Com o uso do CP, um prefixo de sinalização é inserido no intervalo de guarda no processo de transmissão, sendo este prefixo uma extensão cíclica do símbolo OFDM, que consiste em uma cópia do final do símbolo que é adicionada ao início do mesmo. Nestas condições, o sinal passa a exibir uma pseudo-periodicidade, tornando possível transformar a convolução linear entre o sinal transmitido e o canal, em uma convolução circular [1].

A convolução linear entre dois sinais no domínio do tempo não equivale à multiplicação dos mesmos no domínio da frequência quando se considera sequências discretas finitas. Por outro lado, o produto de dois sinais discretos no domínio da frequência equivale à DFT da convolução circular dos dois sinais no domínio do tempo. Dessa forma, ao utilizar a convolução linear, é possível eliminar ou minimizar a ICI e manter ortogonalidade entre as subportadoras, estendendo ciclicamente o símbolo OFDM no intervalo de guarda.

A técnica OFDM é bastante usada em diversos padrões de telecomunicações, tais como os de transmissão sem fio IEEE 802.11a, IEEE 802.16, 3GPP *Long Term Evolution* (LTE), *Digital Video Broadcasting - Terrestrial* (DVB-T), *Digital Audio Broadcasting - Terrestrial* (DAB-T), *Integrated Services Digital Broadcasting* (ISDB), Sistema Brasileiro de Televisão Digital (SBTVD) e também no LTE e no *Long Term Evolution Advanced* (LTE-A), tecnologias da terceira e quarta geração de telefonia celular, respectivamente [4].

2.1.1 Modelo de Sistema do OFDM

Em função da aplicação das transformadas discretas de Fourier nos sistemas OFDM, foi possível realizar de forma mais fácil o processamento digital do sinal, permitindo alcançar maior facilidade e menor custo de implementação. Buscando diminuir a complexidade computacional, na transmissão e na recepção dos dados OFDM utiliza-se as Transformadas Rápidas de Fourier usando os algoritmos FFT e IFFT [1].

O sistema OFDM pode ser visto como K sistemas de portadora única em paralelo, onde K é o número de subportadoras utilizadas. Os bits de informação passam por um modulador, onde é realizado um mapeamento para obtenção dos símbolos. Normalmente são utilizados moduladores de portadora única, tais como QAM (do inglês, *Quadrature Amplitude Modulation*) ou PSK (do inglês, *Phase-Shift Keying*). Em seguida, os símbolos são convertidos de serial para paralelo, onde a saída do conversor é o conjunto de K símbolos QAM paralelos. Cada símbolo K equivale a um símbolo transmitido por cada uma subportadora. Os símbolos QAM alimentam o bloco IFFT que irá gerar o símbolo OFDM. Por fim, é inserido um prefixo cíclico antes de transmitir o sinal para evitar interferência entre quadros subsequentes.

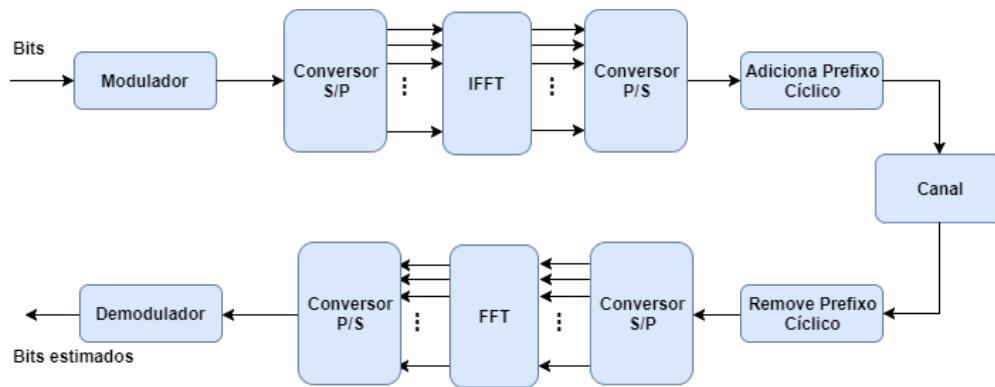


Figura 2 – Diagrama em blocos do transceptor OFDM.

O sinal OFDM transmitido x_k pode ser matematicamente definido como um somatório de K subportadoras (senóides e cossenóides) com amplitude modulada pelos símbolos a_k e q_k , podendo ser representado da seguinte forma

$$x_n = \sum_{n=0}^{K-1} d_k e^{j \frac{2\pi k}{K} n}, \text{ para } 0 \leq n \leq K - 1, \quad (2.1)$$

em que $d_k = a_k + j q_k$, onde a_k e q_k representam os termos em fase e em quadratura da n -ésima subportadora, respectivamente. Na recepção, o prefixo cíclico é removido e logo após o sinal é convertido de serial para paralelo e então é aplicada a FFT aos símbolos recebidos, da seguinte forma:

$$d_k = \sum_{k=n}^{K-1} x_n e^{-j \frac{2\pi n}{K} k}, \text{ para } 0 \leq k \leq K - 1. \quad (2.2)$$

A Figura 2 apresenta o diagrama em blocos básico de um transceptor OFDM, utilizando os algoritmos de transformada discreta de Fourier.

2.1.2 Vantagens e Desvantagens

Na literatura são apresentadas diversas vantagens do sistema OFDM [1], podemos citar:

- Baixa complexidade de implementação.
- Altas taxas de transmissão de dados.
- Robustez à interferência intersimbólica e à interferência entre subportadoras.

Quanto às desvantagens, o OFDM apresenta algumas características que dificultariam o seu uso na próxima geração de telefonia, tais como:

- Relativamente alta emissão para fora da banda.
- Sensibilidade a desvios de frequência, devido à sua propriedade de ortogonalidade.
- Ineficiência energética da abordagem utilizada no prefixo cíclico.
- Altos valores de PAPR.

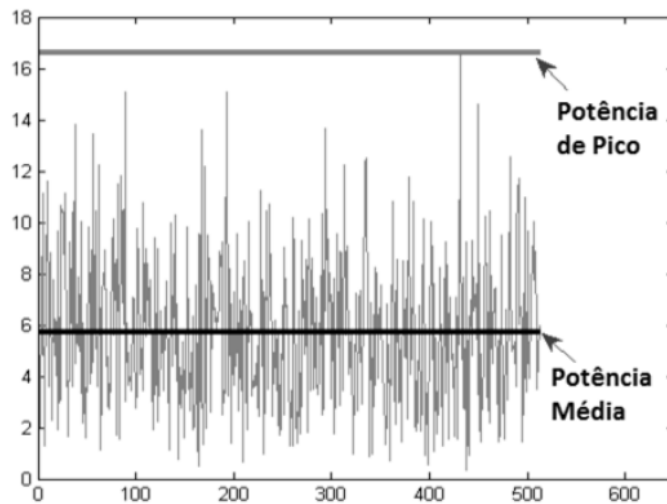


Figura 3 – PAPR de um sinal [1].

2.1.3 PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*)

A PAPR é um importante parâmetro de desempenho de esquemas de comunicação sem fio que afeta o custo e a eficiência energética do equipamento de *hardware*. Ela é definida como a razão entre a potência máxima instantânea e a potência média do sinal transmitido.

Os sistemas multiportadoras têm como característica apresentar um alto valor de PAPR. Esta propriedade se apresenta como uma das grandes desvantagens do OFDM, pois quando o sinal a ser transmitido é amplificado utilizado um amplificador de potência não linear visando um maior alcance, os altos picos de potência do sinal podem atingir a região de saturação do amplificador de potência, resultando em distorções que podem comprometer a detecção correta do sinal. Dessa forma, é necessário um controle e redução da PAPR de um sinal, para que os sinais a serem transmitidos permaneçam dentro da região linear do amplificador.

O aumento da PAPR está ligado diretamente ao aumento no número de subportadoras utilizado na transmissão [1]. O sinal é o somatório de K subportadoras (senoides e cossenoides), e esse somatório pode resultar em picos de potência instantânea bem maiores do que a potência média do sinal. Esse fenômeno pode ser observado na Figura 3.

A PAPR do sinal x_k em tempo discreto pode ser definida por:

$$PAPR[x_k] = \frac{\max_n |x_k|^2}{E[|x_k|^2]}, \quad (2.3)$$

com $E[\cdot]$ denotando a função esperança de uma variável aleatória.

No decorrer deste trabalho será apresentado o GFDM, uma recente forma de onda baseada nos princípios do OFDM, capaz de suprir algumas das desvantagens do sistema OFDM, tornando-se uma das principais candidatas à interface aérea do 5G para redes móveis.

2.2 GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*)

Multiplexação por Divisão de Frequência Generalizada (GFDM) é um esquema não ortogonal de modulação digital em multiportadoras que vem sendo apontado como um dos principais candidatos para o 5G. A transmissão no sistema GFDM é baseada em blocos, onde cada subportadora é filtrada por um formatador de pulsos circular e o prefixo cíclico não precisa ser anexado a cada símbolo modulado.

O GFDM foi inicialmente proposto em 2009 por G. Fettweis em [9] como uma técnica flexível de modulação, capaz de minimizar algumas desvantagens que o sistema OFDM apresenta, tais como a elevada emissão fora da banda e baixa eficiência espectral devido à utilização de filtros formatadores de pulso circular em cada subportadora e inserção de CP a cada símbolo modulado, respectivamente. No GFDM, o CP é inserido a cada conjunto de símbolos modulado, proporcionando maior eficiência espectral [8], [9],[15].

O GFDM transmite os símbolos baseados em uma estrutura que consiste em K subportadoras e M blocos, onde o número total de símbolos é MK . Em cada subportadora é aplicado um filtro formatador de pulso circular conduzindo à redução da emissão fora de banda [5], enquanto o OFDM transmite K símbolos usando um bloco com K subportadoras sem formatação de pulso.

Isso significa que o GFDM pode modelar o espectro escolhendo a forma de pulso apropriada. Além disso, o espaçamento entre as subportadoras é mais flexível no GFDM do que no OFDM devido à não ortogonalidade [13], [15].

2.2.1 Modelo de Sistema SISO-GFDM

Nesta seção, será apresentado o modelo de sistema GFDM ponto-a-ponto do tipo SISO (do inglês, *Single-Input Single-Output*), tal como ilustrado na Figura 4. Inicialmente um vetor de bits de informação é produzido. Esses bits alimentam um modulador J -QAM (do inglês, *Quadrature Amplitude Modulation*) ou J -PSK (do inglês, *Phase Shift Keying*) que mapeia os bits de informação produzindo um vetor de símbolos de informação de uma constelação complexa onde J é a ordem de modulação.

Seja $d_{k,m}$ o símbolo de informação modulado, transmitido na k -ésima subportadora e no m -ésimo *slot* de tempo, com $0 \leq k \leq K - 1$ e $0 \leq m \leq M - 1$, em que K é o número de subportadoras e M o número de símbolos por bloco GFDM. A sequência de símbolos é organizada no domínio do tempo e domínio da frequência em K blocos paralelos, cada um contendo M símbolos modulados, conforme mostrado na Figura 5. O sinal transmitido no GFDM pode ser descrito como [13]:

$$x_n = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m} g_{n,m} p_{n,k} \quad (2.4)$$

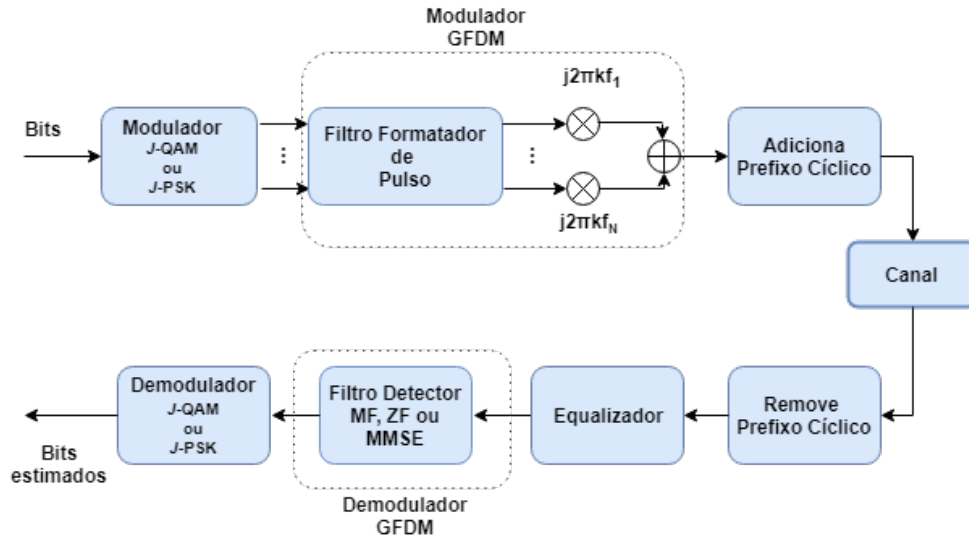


Figura 4 – Diagrama em blocos do transceptor GFDM.

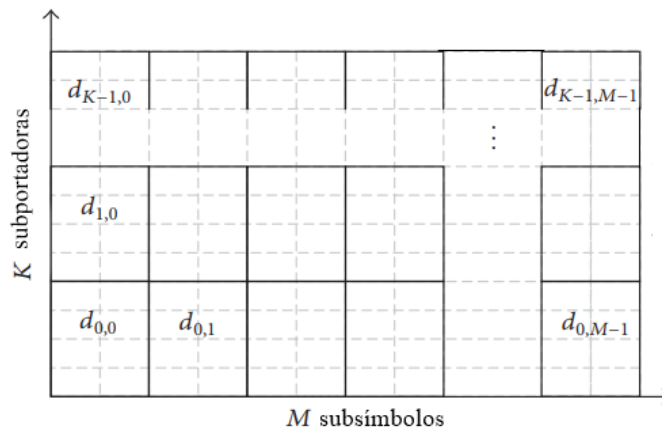


Figura 5 – Estrutura do símbolo de informação no GFDM. Adaptado de [28].

para $n = 0, \dots, MN - 1$ amostras, em que n é o índice da amostra temporal, N é o número de amostras por símbolo transmitido e $p_{n,k} = \exp(-j2\pi \frac{kn}{N})$ é a k -ésima subportadora complexa que é filtrada individualmente por um filtro de transmissão circular g que desloca circulanente no domínio do tempo e da frequência, cuja resposta ao impulso no m -ésimo *slot* de tempo é dada por:

$$g_{n,m} = (g \langle n - mN \rangle_{NM-1}), \quad (2.5)$$

em que $\langle \cdot \rangle$ denota a função módulo do valor de entrada. Para que o critério de Nyquist seja satisfeito, $N \geq K$ deve ser atendido [5].

Se o processo de filtragem utilizasse convolução linear, o CP entre os blocos GFDM teria que ser maior que o ordem do canal mais as ordens dos filtros de transmissão e recepção para evitar interferência entre os blocos. Um CP alto levaria a uma desvantagem, pois diminuiria a

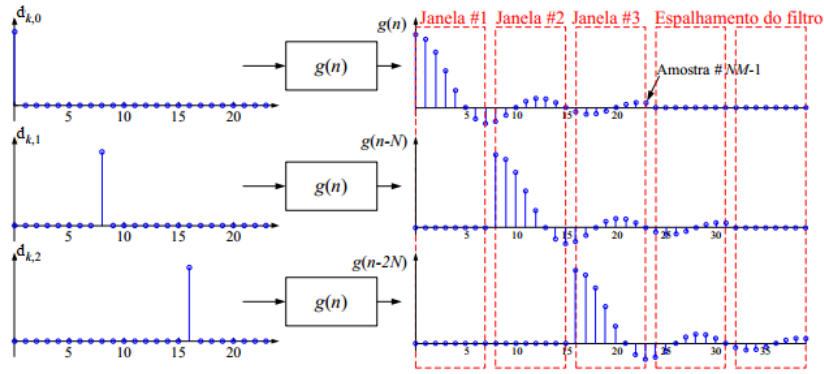


Figura 6 – Símbolo GFDM obtido através de convolução linear [16].

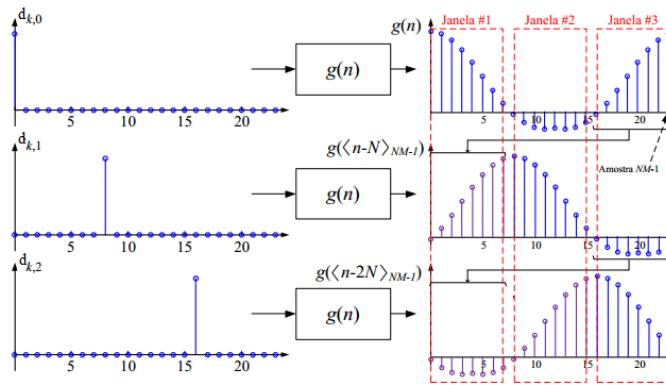


Figura 7 – Símbolo GFDM obtido através de convolução circular [16].

vazão e, por consequência, a eficiência espectral. A Figura 6 mostra o espalhamento do filtro linear para um sistema com 3 janelas temporais.

Para evitar este problema, é utilizada uma técnica chamada *tail-biting* [5], que consiste em usar convolução circular ao invés da linear. Para isso ser possível, é necessário que a resposta ao impulso possua NM amostras como mostra a Figura 7. Isto permite que a cada janela temporal o filtro formatador de pulso circular seja rotacionado de N amostras. A utilização deste filtro permite um maior controle na emissão fora de faixa.

Como g não precisa gerar um conjunto de sinais ortogonais, pode haver a presença de ICI entre blocos GFDM. Além disso, o filtro pode inserir ISI entre os M símbolos transmitidos em uma dada subportadora.

A expressão (2.4) pode ser reformulada de forma matricial como mostrado abaixo:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{d}, \tag{2.6}$$

em que $\mathbf{x} = [x_0 \dots x_{NM-1}]^T \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ é o vetor contendo os sinais transmitidos do bloco GFDM e $\mathbf{d} \in \mathbb{C}^{MK \times 1}$ é vetor contendo os símbolos de informação associados um bloco de

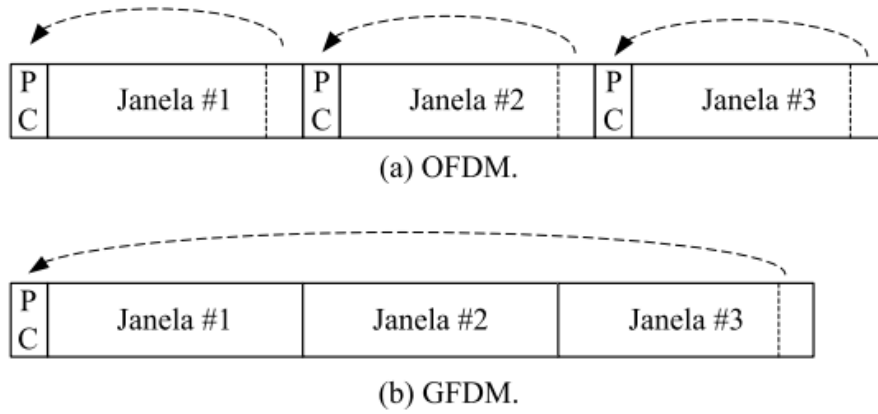


Figura 8 – Inserção do prefixo cíclico [16].

transmissão GFDM, definido da seguinte forma:

$$\mathbf{d} = [\mathbf{d}_0^T \dots \mathbf{d}_{M-1}^T]^T \in \mathbb{C}^{KM \times 1}, \quad (2.7)$$

com

$$\mathbf{d}_m = [d_{0,m} \dots d_{K-1,m}]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}, \quad (2.8)$$

para $0 \leq m \leq M - 1$. Ademais, em (2.6), temos que:

$$\mathbf{A} = (\mathbf{G} \diamond \mathbf{P})^T \in \mathbb{C}^{MN \times MK} \quad (2.9)$$

em que $\mathbf{G} \in M \times NM$ é a matriz contendo as M versões rotacionadas de $g_{n,m}$, $\mathbf{P} \in K \times NM$ é a matriz contendo as K subportadoras complexas e \diamond representa o produto de Katri-Rao. Assim como no OFDM, o GFDM utiliza um CP para evitar interferência entre um conjunto de blocos. Em \mathbf{x} é adicionado um CP de amostras para produzir o sinal a ser transmitido [13]. Entretanto, o OFDM requer um CP a cada K símbolos enquanto o GFDM necessita de CP a cada MN símbolos. A Figura 8 mostra a inserção de CP nos dois sistemas.

Em seguida, o sinal é transmitido por um canal seletivo em frequência e invariante no tempo com resposta ao impulso $\mathbf{h} = [h_0 \dots h_{P-1}]^T \in \mathbb{C}^{P \times 1}$, em que P é o número de coeficiente do canal. No receptor, uma componente AWGN (do inglês, *Additive White Gaussian Noise*) é então adicionada ao sinal e o CP é removido, gerando um sinal recebido denotado por y_n , para $n = 0, \dots, NM - 1$.

Na forma vetorial, o sinal recebido após a retirada do CP pode ser expresso por

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{w}, \quad (2.10)$$

em que $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ e $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ são os vetores contendo os sinais recebidos e as componentes de ruído, respectivamente, e $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ é uma matriz de convolução circular, expressa em termos de \mathbf{h} [15]. O sinal é então equalizado na frequência via equalizador de 1 coeficiente para

remover os efeitos do canal sobre o sinal recebido [5]. Assumindo que o receptor possui perfeito conhecimento do canal, o sinal equalizado pode ser obtido da seguinte forma

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathcal{F}^{-1} \left(\frac{\mathcal{F}(\mathbf{y})}{\mathcal{F}(\mathbf{h})} \right) \in \mathbb{C}^{NM \times 1} \quad (2.11)$$

onde $\mathcal{F}(\cdot)$ é a função que retorna o n -ésimo valor da FFT do vetor de entrada e $\mathcal{F}^{-1}(\cdot)$ é a função que retorna o n -ésimo valor da IFFT do vetor de entrada.

O equalizador de 1 coeficiente mostrado em (2.11) remove os efeitos do canal sobre o sinal recebido, entretanto, este sinal ainda possui ISI, introduzida pelos filtros de transmissão, e ICI, visto que as subportadoras não são ortogonais. Assim, o sinal equalizado $\tilde{\mathbf{y}}$ deve passar por um filtro detector que irá remover os efeitos dos filtros de transmissão e separar os sinais de cada subportadora. A expressão (2.6) é uma importante representação do sinal GFDM, pois permite implementar filtros detectores de baixa complexidade no processo de recepção a partir da matriz \mathbf{A} . Deve-se ainda destacar que o filtro de detecção possui coeficientes fixos, visto que não depende dos coeficientes do canal.

2.2.2 Filtros detectores

Em [15], são apresentadas as operações matriciais em \mathbf{A} para o processo de detecção do sinal equalizado utilizando os seguintes filtros:

- **MF - Matched-Filter**

Este filtro pode ser visto como K receptores de portadora única em paralelo, processando o sinal equalizado $\tilde{\mathbf{y}}$. O processo de recepção do MF é dado por:

$$\mathbf{d}_{MF} = (\mathbf{A})^H \tilde{\mathbf{y}}, \quad (2.12)$$

onde \mathbf{d}_{MF} é o vetor de dados estimados utilizando o MF e $(\mathbf{A})^H$ denota a versão hermitiana de \mathbf{A} . Esse tipo de filtro maximiza a taxa de razão sinal ruído (SNR – *Signal-to-Noise Rate*) por subportadora, mas introduz os efeitos da interferência entre as portadoras quando um formatador de pulso não ortogonal é utilizado no transmissor.

- **ZF - Zero Forcing**

Para recuperar o vetor de dados é feito

$$\hat{\mathbf{d}}_{ZF} = (\mathbf{A})^+ \tilde{\mathbf{y}}, \quad (2.13)$$

onde $\hat{\mathbf{d}}_{ZF}$ é o vetor de símbolos estimados e $(\mathbf{A})^+ = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$ é a pseudo-inversa da matriz \mathbf{A} [15]. O ZF é capaz de remover as interferências resultantes da não ortogonalidade entre as portadoras. Porém, esta técnica apresenta a desvantagem de amplificar o ruído no sistema por somente inverter a matriz \mathbf{A} . A desvantagem dessa abordagem reside no fato da resposta em frequência do filtro ZF, para uma dada subportadora, estar espalhada nas subportadoras adjacentes, o que significa que o ruído fora da faixa de interesse é coletado.

- **MMSE - Minimum Mean Square Error**

A ideia principal dessa técnica é diminuir a amplificação do ruído causada pela técnica ZF. O vetor de símbolos estimados é, então, dado por [12]

$$\hat{\mathbf{d}}_{MMSE} = \mathbf{A}^\dagger \tilde{\mathbf{y}}, \quad (2.14)$$

com

$$\mathbf{A}^\dagger = \left(\frac{\sigma_w^2}{\sigma_d^2} \mathbf{I}_{NM} + \mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^H, \quad (2.15)$$

onde σ_w^2 é a variância do ruído, σ_d^2 a variância do sinal transmitido e \mathbf{I}_{NM} é a matriz identidade com dimensão NM . A principal desvantagem deste filtro é devido à complexidade de se estimar a variância do ruído e à necessidade de recalcular a matriz de demodulação sempre que a resposta impulsiva do canal se altera.

2.2.3 Vantagens e Desvantagens

Na literatura são apresentadas diversas vantagens do sistema GFDM [9],[15] podemos citar:

- Relativamente baixa emissão fora de faixa.
- Alta eficiência espectral.
- Implementação digital.
- Equalização do canal de baixa complexidade.

Quanto às desvantagens, o GFDM apresenta:

- Presença de ISI.
- Presença de ICI.
- Necessidade de filtros para equalizar os filtros de transmissão e recepção.

Nas próximas seções deste capítulo será realizada uma breve descrição de duas importantes tecnologias: MIMO e Comunicações Cooperativas.

2.3 MIMO

Sistemas que utilizam múltiplas antenas no transmissor e múltiplas antenas no receptor são conhecidos por MIMO [1]. Esta tecnologia de rede sem fio melhora consideravelmente o alcance e a capacidade de um sistema de comunicação sem fio. Os sistemas MIMO levantam novos desafios para processamento de sinal digital, dado que os algoritmos de processamento estão se tornando mais complexos para atender os requisitos do 5G. Para o 5G, é proposto o uso de um número elevado de antenas na estação base para multiplexar mensagens para diversos dispositivos para cada recurso de tempo/frequência, focando na energia radiada em uma determinada direção e minimizando a interferência.

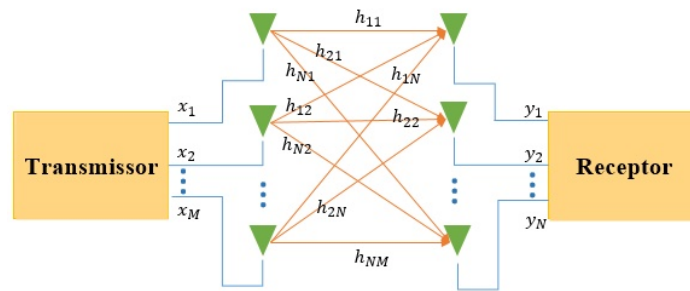


Figura 9 – Diagrama em blocos de um sistemas MIMO. Adaptado de [26].

Em particular, pesquisas recentes mostraram que os sistemas MIMO podem significativamente aumentar as taxas de dados dos sistemas sem fio sem aumentar a potência de transmissão ou a largura de banda [27]. A tecnologia oferece uma série de benefícios que ajudam a enfrentar tanto as deficiências no canal sem fio quanto as restrições de recursos.

Os sistemas MIMO exploram de forma construtiva a propagação por múltiplos percursos usando diferentes caminhos do transmissor para o receptor [11]. Esses caminhos podem ser usados para fornecer cópias dos sinais transmitidos, melhorando assim a confiabilidade da transmissão, aumento no fluxos de dados transmitidos de forma espontânea e aumento da taxa de dados do sistema, além de serem usados para combater interferências no sistema.

Um modelo de um sistema MIMO pode ser visto na Figura 9. Note que os sinais ou fluxos de dados transmitidos pelas diferentes antenas sofrem sobreposição no receptor, resultando em interferência. Isto significa que os diversos sinais não podem ser facilmente recuperados no receptor a menos que haja um método para separá-los. Com o objetivo de separar os fluxos de dados transmitidos pelas antenas, o receptor deve utilizar técnicas de detecção. Em [28] são descritas algumas das principais técnicas de detecção para sistemas MIMO, inclusive o equalizador ZF, método utilizado no desenvolvimento deste trabalho.

2.3.1 Benefícios da tecnologia MIMO

Sistemas MIMO apresentam diversos benefícios [1], [27], [11], tais como:

- **Ganho de arranjo:** é o aumento na SNR (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*) no receptor, que resulta de um efeito de combinação coerente dos sinais sem fio em um receptor. Esta combinação pode ser realizada através de processamento espacial na matriz de antenas de recepção e/ou pré-processamento espacial na matriz de antenas de transmissão. O ganho de arranjo melhora a resistência ao ruído, melhorando assim a cobertura e o alcance de uma rede sem fio.
- **Ganho de diversidade espacial:** mitiga o desvanecimento fornecendo ao receptor várias cópias, idealmente independentes, do sinal transmitido no espaço. Com várias cópias do sinal transmitido chegando ao receptor, aumenta-se a probabilidade que este consiga rege-

nerar pelo menos uma ou mais delas, trazendo assim aumento de qualidade e confiabilidade na recepção destes sinais.

- **Ganho de multiplexação espacial:** traz um ganho linear de taxa de transferência de *downlink* e *uplink* usando múltiplos e independentes sinais na mesma banda de operação. A ideia básica é usar sinais diferentes, para prover o ganho de taxa de transferência. Este tipo de ganho possibilita um aumento na taxa de transferência, mas deixa inviáveis os ganhos de diversidade espacial, já que a diversidade espacial necessita que os sinais irradiados sejam iguais.
- **Redução de interferência:** direciona mais potência para um usuário e reduz para os demais usuários. Dessa forma, reduz a interferência entre os usuários de uma mesma célula onde se emprega MIMO, realizando um controle de potência. Com isso, é possível obter um incremento de capacidade e qualidade da rede celular.

2.4 Comunicações Cooperativas

Os conceitos de sistemas cooperativos foram inicialmente introduzidos em [29] com a finalidade de melhorar o tráfego de informações entre transmissor e receptor, utilizando a diversidade espacial. A diversidade cooperativa tem sido objeto de pesquisa de muitos trabalhos que tratam da transmissão de dados sem fio. Destaca-se como uma das principais tecnologias de comunicação desenvolvidas nos últimos anos, podendo ser empregada em diversos cenários de comunicação [10].

No início da última década a comunicação cooperativa se apresentou como uma tecnologia promissora, capaz de explorar a diversidade espacial sem a necessidade de utilizar múltiplas antenas no transmissor e/ou no receptor, permitindo ampliar a cobertura, aumentar a confiabilidade e a capacidade dos sistemas de comunicação.

Em sistemas cooperativos, geralmente todos enlaces existentes são descorrelacionados o que conduz a um ganho de diversidade espacial na recepção do sinal. Dessa forma, o sinal vai experimentar diferentes tipos atenuações e o receptor irá receber diversas versões da informação transmitida pelo transmissor.

Um sistema cooperativo simplificado é constituído por três componentes: uma fonte (F), um ou mais *relays* (R) e um ou mais destinos (D). Os *relays* são terminais responsáveis pela retransmissão do sinal, a ideia principal é a criação de caminhos independentes entre a fonte e o destino, sendo que, o *relay* será responsável pela cooperação entre a fonte e o destino.

A Figura 10 apresenta um esquema simples de comunicação cooperativa entre uma fonte, um *relay* e um destino, onde h_{FD} representa a resposta ao impulso do canal no enlace direto entre a fonte e o destino, enquanto h_{FR} e h_{RD} representam as respostas ao impulso dos canais existentes entre o enlace cooperativo fonte e o *relay* e entre o *relay* e o destino, respectivamente. Dessa forma, a diversidade espacial neste esquema pode ser adquirida através

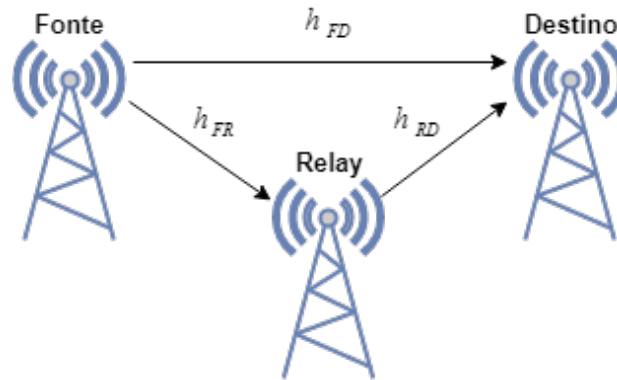


Figura 10 – Sistema de comunicação cooperativa.

dos dois caminhos distintos que a informação percorre até chegar no receptor, onde os canais apresentam desvanecimentos independentes.

Se a transmissão dos dados for feita em *downlink*, a Estação Rádio Base (ERB) será denominada como fonte e o terminal móvel representará o destino. Quando a transmissão dos dados for feita por *uplink*, o terminal móvel será a fonte e a ERB designará o destino. Em ambos os casos, os *relays* serão dispositivos responsáveis por retransmitir os dados recebidos da fonte para o destino através de caminhos independentes, tornando possível a comunicação entre a F e D através de *link* cooperativo [10].

O processo de retransmissão do sinal no *relay* é um dos principais aspectos das comunicações cooperativas [10]. No *relay*, um protocolo de retransmissão é utilizado, seu funcionamento irá determinar o modo como o sinal recebido a partir da fonte será processado e retransmitido. Os diferentes esquemas de processamento resultam em diferentes protocolos de comunicação cooperativa, onde geralmente são classificados em métodos de retransmissão fixos e métodos de retransmissão adaptativos. Na próxima seção serão vistos alguns dos principais protocolos existentes na literatura.

Em um sistema cooperativo, com a utilização da diversidade cooperativa, diversas cópias do sinal chegam ao destino final através dos enlaces direto e cooperativo. Dessa forma, essas várias cópias devem ser combinadas a fim de obter um único sinal a ser demodulado no destino final.

2.4.1 Protocolos de Cooperação

O processamento do sinal recebido no *relay* é um aspecto chave em comunicação cooperativa. Diversos trabalhos na literatura apresentam diferentes protocolos a serem utilizados nos *relays*, já que após a recepção do sinal no *relay* são realizados processamentos que visam otimizar o envio do sinal ao destino.

Como citado anteriormente, os protocolos de retransmissão cooperativa podem ser

classificados em retransmissão fixa e retransmissão adaptativa [10].

Na retransmissão fixa, os recursos dos canais são divididos de maneira determinística entre a fonte e o *relay*. Neste método, os *relays* são sempre utilizados independente das condições do canal fonte, relay e destino (FRD). Estes tipos de protocolos apresentam como principal vantagem a baixa complexidade de implementação, entretanto apresentam como desvantagem a baixa eficiência quanto à alocação de recursos, pois nem sempre o uso do *relay* é favorável. Entre os protocolos de retransmissão fixa, destacam-se: o protocolo Amplifica e Encaminha (AF, do inglês *Amplify-and-Forward*) e o protocolo Decodifica e Encaminha (DF, do inglês *Decode-and-Foward*) e o protocolo Comprime e Encaminha (CF, do inglês *Compress-and-Foward*).

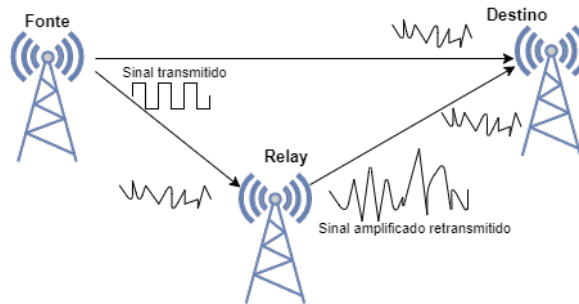
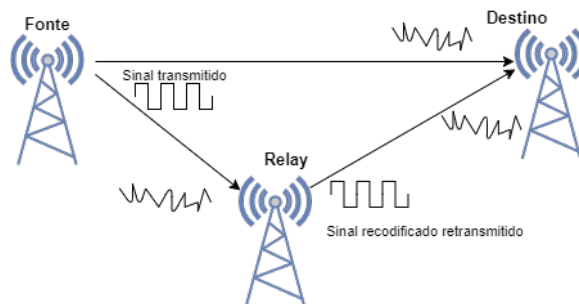
A retransmissão adaptativa surge como mecanismo que visa superar a desvantagem apresentada pela retransmissão fixa, fazendo com que seus protocolos aproveitem melhor os recursos disponíveis para transmissão [10]. Os protocolos de retransmissão adaptativa utilizam as mesmas abordagens que os protocolos de transmissão fixa, entretanto apresentam um maior controle quanto aos parâmetros de qualidade do enlace. Nestes protocolos, os recursos do canal são distribuídos de forma adaptativa, ou seja, o sistema decide se o *relay* deverá retransmitir ou não o sinal recebido pela fonte, além do mais a retransmissão adaptativa depende das condições dos canais envolvidos. Entre os protocolos de retransmissão adaptativa, destacam-se: o protocolo Decodifica e Encaminha Seletivo (SDF, do inglês *Selective Decode-and-Foward*), protocolo de Retransmissão Incremental (IR, do inglês *Incremental Relaying*).

Os protocolos AF e DF são apontados pela literatura como os dois principais protocolos de comunicação cooperativa. Levando em consideração este fato, os protocolos AF e DF serão apresentados a seguir.

• Protocolo Amplifica e Encaminha - AF

As informações transmitidas pela fonte são direcionadas ao mesmo tempo para o destino através de um *link* direto e para o *relay* através de um *link* cooperativo. No método de retransmissão amplifica e encaminha, como o próprio nome já diz, quando o sinal transmitido pela fonte chega no *relay*, o sinal é amplificado por um ganho e então a versão amplificada do sinal é retransmitida para o destino. Na Figura 11 é apresentado um esquema do funcionamento de um *relay* utilizando o protocolo AF, no final, o receptor no destino final combina as informações transmitidas tanto pela fonte quanto pelo *relay*.

Este protocolo de cooperação é considerado um dos mais simples pois realiza apenas uma multiplicação no sinal, atribuindo ao sinal somente um ganho. Vale ressaltar que o *relay* AF pode ser classificado quanto ao tipo de ganho que é aplicado ao sinal, podendo ser dividido em duas maneiras: ganho fixo e ganho variável. Nos *relays* AF com ganho variável, o ganho é modelado em função dos valores instantâneos dos coeficientes do canal entre a fonte-*relay* e nos *relays* AF com ganho fixo, o ganho é modelado em função do valor médio dos coeficientes do canal entre a fonte-*relay*.

Figura 11 – *Relay* com protocolo AF.Figura 12 – *Relay* com protocolo DF.

A principal desvantagem desse protocolo é que o ruído adicionado no sinal também é amplificado, o que dificulta a detecção correta do sinal recebido. Já suas principais vantagens são a baixa latência e simplicidade de implementação, proporcionando menor carga computacional no *relay*.

• Protocolo Decodifica e Encaminha - DF

Este protocolo apresenta maior complexidade comparado ao protocolo AF, pois o *relay* não realiza somente uma operação linear, mas um processamento mais elaborado no sinal antes da retransmissão. Os *relays* com protocolo DF detectam e decodificam o sinal recebido, depois o sinal recebido pelo relay é completamente demodulado, modulado novamente, amplificado e depois retransmitido. A Figura 12 apresenta um esquema do funcionamento de um *relay* utilizando o protocolo DF.

O DF tem como vantagem a redução dos efeitos do ruído aditivo no *relay* e de interferências. Entretanto, a principal desvantagem do uso desse protocolo no *relay* é a possibilidade do sinal não ser detectado corretamente, prejudicando todo o processo de transmissão. Isso ocorre caso o sinal tenha sido recodificado de forma errada no *relay* e então será retransmitido de maneira incorreta, e por consequência, erros na detecção no destino.

Uma versão adaptativa do protocolo DF fixo foi desenvolvida para que ele não realize retransmissões desnecessárias. A técnica adaptada é denominada DF seletivo, SDF. Neste caso, o *relay* é responsável por analisar a SNR do sinal recebido pelo *link* fonte-*relay* e apenas

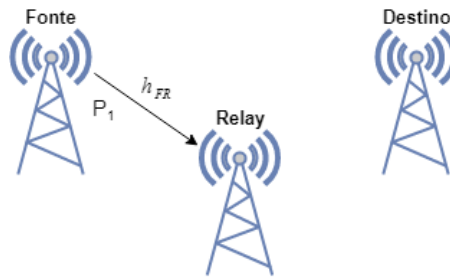


Figura 13 – Fase 1: Transmissão em um sistema cooperativo.

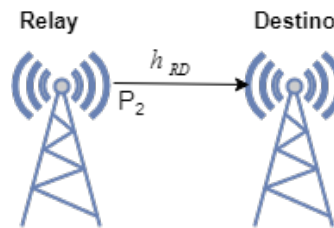


Figura 14 – Fase 2: Retransmissão em um sistema cooperativo.

processará as informações recebidas se a SNR estiver acima de um limiar. Se a SNR estiver acima do limiar o protocolo de cooperação que funcionará no *relay* será conforme o DF fixo, o sinal será decodificado, recodificado e transmitido. Caso o limiar não seja alcançado, o destino apenas decodificará o sinal recebido através do enlace direto fonte-destino, não considerando o enlace cooperativo.

Utilizando o DF seletivo o destino não receberá do *relay* sinais decodificados de maneira errada. Dessa forma, a retransmissão com DF seletivo melhora o desempenho da retransmissão DF fixa, já que o limiar pode ser determinado para mitigar o problema do encaminhamento dos sinais pelo *relay* decodificados erroneamente.

2.4.2 Modelo de Sistema Cooperativo

Considerando o modelo apresentado na Figura 10, apenas um único *relay* opera retransmitindo as informações da fonte para o destino. O sistema cooperativo é dividido em duas fases. Na primeira fase, Figura 13, uma fonte envia informações com potência P_1 para o *relay*. O sinal recebido y_{FR} no *relay*, respectivamente, pode ser descrito como [10]

$$y_{FR} = \sqrt{P_1} h_{FR} x + w_{FR} \quad (2.16)$$

onde x representa os símbolos de informação a serem transmitidos, h_{FR} são os coeficientes dos canais fonte-relay e w_{FR} representa o ruído a ser adicionado no enlace (FR), modelado como variáveis aleatórias gaussianas complexas, branco e aditivo, com média nula e variância σ^2 .

Na segunda fase, Figura 14, o sinal recebido no *relay* é processado utilizando algum protocolo de cooperação, em seguida o sinal é encaminhado ou retransmitido para o destino. O sinal recebido pelo destino através do *link* cooperativo pode ser modelado como [10]:

$$y_{RD} = h_{RD}q(y_{FR}) + w_{RD} \quad (2.17)$$

onde h_{RD} é o coeficiente do canal *relay*-destino, $q(\cdot)$ representa uma função que dependerá do protocolo de cooperação a ser implementado no *relay* para processar o sinal recebido pelo enlace fonte-*relay* e w_{RD} é o ruído gaussiano, branco e aditivo do caminho *relay*-destino, com média zero e variância σ^2 .

Como descrito acima, na segunda fase do processo de retransmissão alguma técnica de cooperação deve ser utilizada no *relay* para que este possa tratar o sinal e depois retransmiti-lo para o destino final. As técnicas mais comuns são o protocolo de retransmissão AF e o protocolo de retransmissão DF seletivo. Para simplificação, veremos a seguir uma descrição mais detalhada somente de um *relay* operando com protocolo AF.

- **Amplifica e Encaminha**

Utilizando o protocolo AF na segunda fase do processo de retransmissão, o *relay* insere um ganho G no sinal recebido e depois o retransmite. Assumindo que o canal fonte-*relay* é conhecido, podemos considerar que o *relay* adiciona um ganho variável G que pode ser modelado a partir da seguinte equação de ganho variável [10]

$$G = \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1|h_{FR}|^2 + N_0}} \quad (2.18)$$

onde P_2 é potência de transmissão do sinal pelo *relay*. A função $q(y_{FR})$ da equação (2.17) pode ser expressa como:

$$q(y_{FR}) = \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1|h_{FR}|^2 + N_0}} y_{FR}. \quad (2.19)$$

Substituindo a equação (2.19) na equação (2.17) obtemos o sinal recebido pelo destino através do *relay*,

$$y_{RD} = \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1|h_{FR}|^2 + N_0}} y_{FR} h_{RD} + w_{RD}. \quad (2.20)$$

Mais especificamente, quando substituimos a equação (2.16) em (2.20) obtemos o sinal recebido pelo enlace RD,

$$y_{RD} = \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1|h_{FR}|^2 + N_0}} \sqrt{P_1} h_{FR} h_{RD} x + w'_{RD}, \quad (2.21)$$

onde,

$$w'_{RD} = \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1|h_{FR}|^2 + N_0}} h_{RD} w_{FR} + w_{RD}. \quad (2.22)$$

Assumindo que os ruídos w_{FR} e w_{RD} são independentes, então w'_{RD} é o ruído adicionado no destino, modelado como uma variável gaussiana complexa com média zero e variância dada por:

$$N'_0 = \left(\frac{P_2|h_{RD}|^2}{P_1|h_{FR}|^2 + N_0} + 1 \right) N_0. \quad (2.23)$$

O sinal x em (2.21) percorre um caminho entre a fonte-relay-destino até chegar no receptor final, esse caminho pode ser considerado como um canal geral h'_{FRD} , onde é descrito como:

$$h'_{FRD} = \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1|h_{FR}|^2 + N_0}} \sqrt{P_1} h_{FR} h_{RD}. \quad (2.24)$$

Por questão de simplificação, a equação (2.21) do sinal recebido através no *link* cooperativo pode ser reescrita como:

$$y_{RD} = h'_{FRD}x + w'_{RD}. \quad (2.25)$$

3 SISTEMA MIMO-GFDM COOPERATIVO COM PROTOCOLO AF

3.1 Modelo de Sistema

Foi descrito na Seção 2.2 como funciona a geração, a transmissão e a recepção de sinais em um sistema GFDM considerando um cenário SISO. Nesta seção, será apresentado o modelo de sistema adotado neste trabalho, ilustrado na Figura 15. O esquema consiste em um sistema MIMO-GFDM Cooperativo composto por três nós: uma fonte (F) contendo T_F antenas transmissoras com potência total igual a P_1 , um *relay* (R) com R_R antenas receptoras e T_R antenas transmissoras, com potência total igual a P_2 , e um destino (D) com R_D antenas receptoras.

É considerado que o transmissor da fonte realiza as operações de um transmissor GFDM e que o receptor do destino realiza as operações do receptor GFDM, tal como descrito na Seção 2.2. No *relay* é utilizado o protocolo AF, que consiste em receber os sinais, aplicar um ganho a estes e os encaminhar para o destino. Além disto, o *relay* também realiza as operações de remover e adicionar o CP e as antenas no *relay* operam em modo *half-duplex*. A transmissão ocorre em dois intervalos de tempo, um no enlace fonte-*relay* (FR) e outro no enlace *relay*-destino (RD), com canais independentes e identicamente distribuídos.

As respostas ao impulso dos canais entre t -ésima antenna transmissora e a r -ésima antenna receptora nos enlaces (FR) e (RD) são denotados respectivamente por $\mathbf{h}_{FR}^{(t,r)} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$, para $1 \leq t \leq T_F$ e $1 \leq r \leq R_R$, e $\mathbf{h}_{RD}^{(t,r)} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$, para $1 \leq t \leq T_R$ e $1 \leq r \leq R_D$. Neste trabalho é considerado que os blocos de símbolos GFDM são transmitidos com potência igualmente distribuída entre as antenas transmissoras.

Cada bloco GFDM consiste em KM amostras e é dividido em K subportadoras e M subsímbolos ou blocos de informação. Os símbolos na k -ésima subportadora e no m -ésimo

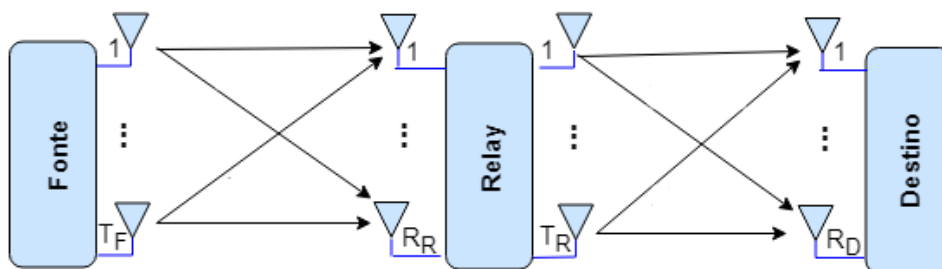


Figura 15 – Enlace cooperativo de um sistema MIMO cooperativo.

slot de tempo são transmitidos através da t -ésima antena transmissora são denotados por $d_{k,m}^{(t)}$ para $t = 1, \dots, T_F$. Os símbolos são transmitidos em versões circunferentemente deslocadas tanto no tempo quanto na frequência por um formatador de pulso $g_{n,m}$, descrito na equação (2.5).

Na primeira fase da transmissão cooperativa, a fonte transmite o sinal para o *relay*, sendo o sinal transmitido pela t -ésima antena na fonte dado por:

$$x_n^{(t)} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m}^{(t)} g_{n,m} p_{n,k}. \quad (3.1)$$

em que $n = 0, \dots, NM - 1$. Para efeitos de simplificação, foi considerado que todas as antenas transmissoras da fonte usam os mesmos filtros formatadores $g_{n,m}$ e as mesmas portadoras $p_{n,k}$.

De forma similar ao que foi apresentado na Seção 2.2, (3.1) pode ser reescrita de forma matricial, como se segue:

$$\mathbf{x}^{(t)} = \mathbf{A} \mathbf{d}^{(t)}, \quad (3.2)$$

em que $\mathbf{x}^{(t)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ e $\mathbf{d}^{(t)} \in \mathbb{C}^{MK \times 1}$ são definidos de forma similar ao realizado na Seção 2.2.

Após a inserção do CP na fonte, o sinal é então transmitido pelo canal MIMO entre fonte e *relay*. Em seguida, o *relay* remove o CP dos sinais recebidos nas múltiplas antenas. De forma similar a (2.10), o sinal recebido na r -ésima antena de recepção do *relay*, após a retirada do CP, é expresso por:

$$\mathbf{y}_{FR}^{(r)} = \sum_{t=1}^{T_F} \mathbf{H}_{FR}^{(r,t)} \mathbf{A} \mathbf{d}^{(t)} + \mathbf{w}_{FR}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}, \quad (3.3)$$

para $r = 1, \dots, R_R$. Em que $\mathbf{H}_{FR}^{(r,t)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ é a matriz de convolução circular associada à t -ésima antena transmissora da fonte e à r -ésima antena receptora do *relay*, e $\mathbf{w}_{FR}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ é a respectiva componente AWGN, com variância σ^2 .

A equação 3.3 pode ser apresentada como

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{FR}^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{FR}^{(R_R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{FR}^{(1,1)} \mathbf{A} & \cdots & \mathbf{H}_{FR}^{(1,T_F)} \mathbf{A} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{FR}^{(R_R,1)} \mathbf{A} & \cdots & \mathbf{H}_{FR}^{(R_R,T_F)} \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{d}^{(T_F)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{FR}^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{FR}^{(R_R)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{MN \times R_R}. \quad (3.4)$$

Na segunda fase do sistema cooperativo, o *relay* processa o sinal recebido da fonte e retransmite para o destino. Para o desenvolvimento deste trabalho será considerado um único *relay* com múltiplas antenas. Por razões de simplificação, será considerado que o número de antenas transmissoras e receptoras do *relay* são iguais ($R_R = T_R$). Considera-se que o *relay* é do tipo AF, logo o *relay* aplica um ganho $\mathbf{g}_n^{(r)}$ no r -ésimo sinal recebido, gerando um sinal ser

transmitido dado por $\mathbf{g}_n^{(r)} \mathbf{y}_{FR}^{(r)}$. Em seguida, após a inserção do CP no *relay*, o sinal é transmitido pelo canal MIMO entre o enlace (RD). O sinal recebido na r -ésima antena do destino, após remoção do CP, pode então ser descrito como

$$\mathbf{y}_{RD}^{(r)} = \sum_{t=1}^{T_R} \mathbf{H}_{RD}^{(r,t)} \text{diag}(\mathbf{g}_n^{(r)}) \mathbf{y}_{FR}^{(t)} + \mathbf{w}_{RD}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}, \quad (3.5)$$

para $r = 1, \dots, R_D$, em que $\text{diag}(\cdot)$ retorna a diagonal do valor de entrada, $\mathbf{H}_{RD}^{(r,t)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ é a matriz de convolução circular associada à t -ésima antena transmissora do *relay* e à r -ésima antena receptora do destino, e $\mathbf{w}_{RD}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ é o respectivo componente AWGN, com variância σ^2 . Substituindo (3.3) em (3.5), obtém-se

$$\mathbf{y}_{RD}^{(r)} = \text{diag}(\mathbf{g}_n^{(r)}) \sum_{t=1}^{T_R} \sum_{t'=1}^{T_F} \mathbf{H}_{RD}^{(r,t)} \mathbf{H}_{FR}^{(t,t')} \mathbf{A} \mathbf{d}^{(t')} + \text{diag}(\mathbf{g}_n^{(r)}) \sum_{t=1}^{T_R} \mathbf{H}_{RD}^{(r,t)} \mathbf{w}_{FR}^{(t)} + \mathbf{w}_{RD}^{(r)}. \quad (3.6)$$

Na literatura ainda são escassos os trabalhos envolvendo GFDM cooperativo, sendo que, os modelos fornecidos de protocolo AF com ganho variável no *relay* baseados em sistemas OFDM [23]. Assim, caso fosse feito o uso diretamente deste tipo de ganho em sistemas GFDM, não seria possível abranger as particularidades fornecidas pelo GFDM. Nas próximas seções será desenvolvida uma expressão para o ganho do *relay* AF do sistema MIMO-GFDM Cooperativo, bem como apresentar uma modelagem de receptor para este sistema.

3.2 Ganho do *relay* AF

Na segunda fase, o *relay* do tipo AF atribui um fator de amplificação $\mathbf{g}_n^{(r)}$ ao sinal $\mathbf{y}_{FR}^{(r)}$, obtendo o sinal a ser transmitido ao dispositivo receptor conforme a equação (3.6). O fator de ganho deste trabalho baseia-se no modelo de ganho variável, onde é considerado que há conhecimento do estado do canal (FR), logo o ganho é definido em função dos valores instantâneos dos coeficientes do canal (FR). O ganho $\mathbf{g}_n^{(r)}$ é basicamente estabelecido pela raiz quadrada da razão entre a potência do *relay* pela potência do sinal que chega no *relay* a partir do nó origem. Como as subportadoras que carregam o sinal são filtradas por um formatador de pulso no processo de transmissão, o ganho deve ser formulado em função da matriz de transmissão \mathbf{A} . Logo, o ganho atribuído no r -ésimo sinal recebido pelo *relay* no sistema MIMO-GFDM é modelado como

$$\mathbf{g}_n^{(r)} = \sqrt{\frac{P_2}{P(\tilde{y}_{FR}^{(r,n)})}}, \quad (3.7)$$

para $1 \leq n \leq NM$, em que $P(\tilde{y}_{FR}^{(r,n)})$ é a potência de $\tilde{y}_{FR}^{(r,n)}$, o n -ésimo elemento, no domínio da frequência, do sinal $\mathbf{y}_{FR}^{(r)}$ que chega no *relay* a partir da fonte, dado por

$$\tilde{y}_{FR}^{(r,n)} = \sum_{t=1}^{T_F} \mathbf{v}_n^{(r,t)} \mathbf{d}^{(t)} + \tilde{w}_{FR}^{(r,n)}, \quad (3.8)$$

em que a potência no domínio do tempo e no domínio da frequência são iguais. Além disso, $\tilde{w}^{(r,n)}$ representa o n -ésimo elemento, no domínio da frequência, de $\mathbf{w}_{FR}^{(r)}$, e $\mathbf{v}_n^{(r,t)}$ a n -ésima linha da matriz \mathbf{V} , que é dada por (3.9):

$$\mathbf{V} = \underbrace{\mathbf{F}\mathbf{H}_{FR}^{(r,t)}\mathbf{F}^H}_{\mathbf{\Lambda}^{(r,t)}} \underbrace{\mathbf{F}\mathbf{A}}_{\mathbf{D}} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}, \quad (3.9)$$

em que $\mathbf{\Lambda}^{(r,t)}$ é a matriz diagonal que contém os $h_n^{(r,t)}$ elementos de $\mathbf{H}_{FR}^{(r,t)}$. Sabendo que

$$P(y_{FR}^{(r,n)}) = E[|y_{FR}^{(r,n)}|^2], \quad (3.10)$$

em que $E[\cdot]$ denota o operador de esperança, a potência esperada do sinal que chega no *relay* pode ser obtida substituindo (3.8) em (3.10), resultando em

$$\begin{aligned} P(y_{FR}^{(r,n)}) &= E\left[\left|\sum_{t=1}^{T_F} \mathbf{v}_n^{(r,t)} \mathbf{d}^{(t)} + w_{FR}^{(r,n)}\right|^2\right] \\ &= \sum_{t=1}^{T_F} P_1 \|\mathbf{v}_n^{(r,t)}\|^2 + \sigma_r^2 \\ &= \sum_{t=1}^{T_F} P_1 \|h_n^{(r,t)}\|^2 \|\mathbf{a}_n\|^2 + \sigma_r^2 \\ &= P_1 \|\mathbf{a}_n\|^2 \sum_{t=1}^{T_F} \|h_n^{(r,t)}\|^2 + \sigma_r^2, \end{aligned} \quad (3.11)$$

em que \mathbf{a}_n denota a n -ésima linha da matriz \mathbf{D} dada em termos da matriz de transmissão \mathbf{A} , como descrita em (3.9), e σ_r^2 denota a variância do ruído na r -ésima antena receptora do *relay*.

Assim, o *relay* atribui o ganho no sinal em função da matriz de transmissão \mathbf{A} e dos coeficientes do canal (FR), permitindo alcançar um maior controle na potência do sinal que será retransmitido. Substituindo a equação (3.11) em (3.7), o ganho pode ser reescrito como

$$\mathbf{g}_n^{(r)} = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 \|\mathbf{a}_n\|^2 \sum_{t=1}^{T_F} \|h_n^{(r,t)}\|^2 + \sigma_r^2}} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}. \quad (3.12)$$

3.3 Receptor sub-ótimo

O sinal $\mathbf{x}^{(t)}$ em (3.2) percorre o caminho (FRD) até chegar no receptor final. Esse caminho pode ser considerado como um canal MIMO geral onde o sinal experimenta efeitos do enlace fonte-*relay* e do enlace *relay*-destino. Observando a equação (3.6) nota-se que o *relay* amplifica não somente o sinal, mas também a componente AWGN. De maneira simplificada a equação (3.6) pode ser reescrita como

$$\mathbf{y}_{RD}^{(r)} = \sum_{t=1}^{T_R} \mathbf{H}_{FRD}^{(r,t)} \mathbf{x}^{(t)} + \mathbf{w}_{FRD}^{(r)}, \quad (3.13)$$

em que $\mathbf{H}_{FRD}^{(r,t)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ é a matriz de convolução circular associada ao enlace (FRD), dada por

$$\mathbf{H}_{FRD}^{(r,t)} = \text{diag}(\mathbf{g}^{(r)}) \sum_{t=1}^{T_R} \sum_{t'=1}^{T_F} \mathbf{H}_{RD}^{(r,t)} \mathbf{H}_{FR}^{(t,t')} \mathbf{A} \mathbf{d}^{(t')}, \quad (3.14)$$

e $\mathbf{w}_{FRD}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ é o respectivo componente AWGN, dado por

$$\mathbf{w}_{FRD}^{(r)} = \text{diag}(\mathbf{g}^{(r)}) \sum_{t=1}^{T_R} \mathbf{H}_{RD}^{(r,t)} \mathbf{w}_{FR}^{(t)} + \mathbf{w}_{RD}^{(r)}. \quad (3.15)$$

No receptor, após a remoção do CP, é necessário retirar os efeitos dos canais sobre o sinal recebido em cada antena e posteriormente demodular a informação transmitida. Considerando que o receptor possui conhecimento do canal, para retirar os efeitos do canal e recuperar os sinais que serão recebidos em cada antena, tem-se que

$$\begin{aligned} \mathcal{F}(\mathbf{y}_{RD}^{(r)}) &= \sum_{t=1}^{T_R} (\mathbf{F} \mathbf{H}_{FRD}^{(r,t)} \mathbf{F}^H) \mathbf{F}(\mathbf{x}^{(t)}) + \mathbf{F}(\mathbf{w}_{FRD}^{(r)}) \\ &= \sum_{t=1}^{T_R} (\mathbf{\Lambda}_{FRD}^{(r,t)}) \tilde{\mathbf{x}}^{(t)} + \tilde{\mathbf{w}}_{FRD}^{(r)}, \end{aligned} \quad (3.16)$$

em que o termo $\mathbf{F} \mathbf{H}_{FRD}^{(r,t)} \mathbf{F}^H$ resulta na matriz diagonal $\mathbf{\Lambda}_{FRD}^{(r,t)}$, $\tilde{\mathbf{x}}^{(t)}$ é o sinal transmitido no domínio da frequência e $\tilde{\mathbf{w}}_{FRD}^{(r)}$ o componente do ruído a ser adicionado no sinal transmitido. Para simplificação de escrita, $\mathcal{F}(\mathbf{y}_{RD}^{(r)})$ será reescrito como $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(r)}$. Assim, o n -ésimo elemento do sinal recebido pela r -ésima antena receptora, é dado por

$$\tilde{y}_{RD}^{(r,n)} = \sum_{t=1}^{T_R} \lambda_{FRD}^{(r,t|n)} \tilde{x}^{(t,n)} + \tilde{w}_{FRD}^{(r,n)}. \quad (3.17)$$

em que $n = 0, \dots, NM - 1$. Para $1 \leq t \leq T_R$ e para $1 \leq r \leq R_D$, onde $\tilde{y}_{RD}^{(r,n)}$ é o n -ésimo símbolo do sinal $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(r)}$ recuperado na r -ésima antena receptora. Considerando que $\tilde{x}^{(t,n)}$ é a informação na n -ésima linha do sinal $\tilde{\mathbf{x}}^{(t)}$ transmitido, $\tilde{w}_{FRD}^{(r,n)}$ é o n -ésimo componente do ruído do vetor $\mathbf{w}_{FRD}^{(r)}$ e $\lambda_{FRD}^{(r,t|n)}$ é o n -ésimo elemento da matriz diagonal $\mathbf{\Lambda}_{FRD}^{(r,t)}$, onde cada elemento da matriz refere-se à resposta em frequência do canal entre a t -ésima antena transmissora e a r -ésima antena receptora, a expressão 3.17 pode ser interpretada como

$$\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(n)} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_{RD}^{(1,n)} \\ \vdots \\ \tilde{y}_{RD}^{(R_D,n)} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \lambda_{FRD}^{(1,1|n)} & \dots & \lambda_{FRD}^{(1,T_R|n)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{FRD}^{(R_D,1|n)} & \dots & \lambda_{FRD}^{(R_D,T_R|n)} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{H}}_{FRD}^{(r,t|n)}} \begin{bmatrix} \tilde{x}^{(1,n)} \\ \vdots \\ \tilde{x}^{(T_R,n)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{w}^{(1,n)} \\ \vdots \\ \tilde{w}^{(R_D,n)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{R_D \times 1}, \quad (3.18)$$

para $n = 0, \dots, MN - 1$.

Para recuperar o sinal em cada antena receptora é necessária a utilização de algum receptor MIMO. Dada a elevada complexidade da solução ótima por ML (do inglês, *Maximum Likelihood*) [1], soluções sub-ótimas, mas implementáveis na prática, são consideradas neste trabalho. Um receptor ZF é uma forma de equalização linear caracterizado por tratar todos os sinais como interferentes, exceto o sinal da antena de transmissão em que se deseja recuperar o sinal. Devido à baixa complexidade, optou-se pelo uso do ZF, assim a detecção é realizada pela combinação linear ponderada dos sinais recebidos.

No ZF, quando a informação de uma antena é detectada, a interferência vinda das demais antenas é suprimida, porém, a potência do ruído acaba sofrendo um aumento devido ao fator que irá multiplicar o mesmo. Desta forma, os efeitos do canal MIMO é removido de todos os n elementos do sinal referentes ao percurso entre a t -ésima antena transmissora do *relay* e r -ésima antena receptora do destino. O sinal recebido após a aplicação do receptor MIMO ZF pode ser descrito como

$$\bar{\mathbf{y}}_{RD}^{(n)} = (\bar{\mathbf{H}}_{FRD}^{(r,t|n)})^+ \bar{\mathbf{x}}^{(n)} + \bar{\mathbf{w}}_{FRD}^{(n)} \in \mathbb{C}^{R_D \times 1}, \quad (3.19)$$

para $n = 0, \dots, NM - 1$, em que $(\cdot)^+$ é a função que retorna a pseudo-inversa do valor de entrada, $\bar{\mathbf{x}}^{(n)} \in \mathbb{C}^{T_R \times 1}$ é a n -ésima linha do sinal a ser recuperado, $\bar{\mathbf{w}}^{(n)} \in \mathbb{C}^{R_D \times 1}$ é o n -ésimo componente de ruído a ser adicionado no n -ésima linha do sinal e $\bar{\mathbf{y}}_{RD}^{(n)} \in \mathbb{C}^{R_D \times 1}$ é o vetor contendo o n -ésimo elemento de cada sinal recuperado na r -ésima antena receptora.

Após remover os efeitos do canal, o sinal ainda apresenta os efeitos de ISI introduzidos pelos filtros de transmissão e ICI devido às subportadoras não serem ortogonais. Desta forma, faz-se necessário que os sinais passem por um equalizador onde este irá remover os efeitos dos filtros de transmissão e separar os sinais de cada subportadora, minimizando os efeitos da ISI e ICI. Após a recuperação do n -ésimo elemento de cada sinal recebido pelas antenas em (3.19), o sinal $\bar{\mathbf{y}}_{RD}^{(n)}$ vai conter MN sinais de dimensão $\mathbb{C}^{R_D \times 1}$ e pode ser reescrito como R_D vetores da forma $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$, em que na r -ésima antena receptora o sinal recebido será composto de NM símbolos. Utilizando o filtro ZF, a detecção do sinal $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(r)}$ associado à r -ésima antena receptora pode ser recuperado como

$$\hat{\mathbf{d}}_{ZF}^{(r)} = (\mathbf{A})^+ \mathcal{F}^{-1}(\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(r)}) \in \mathbb{C}^{KM \times 1}, \quad (3.20)$$

em que $\hat{\mathbf{d}}_{ZF}^{(r)}$ é o vetor de símbolos recuperados em cada antena receptora. Depois, o sinal é demodulado produzindo estimativas dos bits transmitidos.

4 RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os principais resultados obtidos através de simulações computacionais. O desenvolvimento deste trabalho foi realizado por meio de duas importantes etapas. A primeira etapa consistiu no estudo e desenvolvimento, por meio de simulações computacionais, do sistema SISO-GFDM. Nesta etapa, para entender o funcionamento dos formatadores de pulso na transmissão e dos filtros detectores na recepção do sinal GFDM, foram feitos estudos e análises comparativas dos três filtros detectores mais comuns na Literatura. A partir da análise foi feita a escolha do filtro a ser utilizado no restante das simulações. A segunda etapa consistiu no estudo e no desenvolvimento, por meio de simulações computacionais, de um sistema MIMO-GFDM Cooperativo AF. Na segunda etapa, foi analisado o funcionamento do sistema quando múltiplas antenas são utilizadas na fonte, *relay* e destino.

4.1 Análise de desempenho: filtros detectores no receptor do sistema SISO-GFDM

O objetivo principal da primeira etapa foi analisar o desempenho e comportamentos dos filtros detectores no receptor GFDM, quando filtros formatadores de pulso não ortogonais são utilizados na transmissão [30]. Para as simulações numéricas foi considerado que o receptor possui conhecimento dos canais. Os principais parâmetros utilizados podem ser vistos na Tabela 1.

A análise dos filtros foi realizada a partir da métrica SER em função da SNR. Os resultados são apresentados para uma média de 10^4 amostras de Monte Carlo e os filtros implementados são descritos na seção 2.2.2. Esses filtros no receptor removem os efeitos dos filtros de transmissão e separam os sinais de cada suportadora, combatendo a ISI e a ICI.

Analisando o desempenho de cada filtro, a Figura 16 mostra uma comparação de desempenho em função da SNR *versus* SER para o fator de decaimento $\alpha = 0,75$. O MF apresentou

Tabela 1 – Parâmetros de Simulação etapa 01.

Parâmetro	Valor
Número de Subportadoras (K)	64
Número de Subsímbolos (M)	5
Tamanho dos Blocos (N)	80
Tamanho do prefixo cíclico	16
Ordem de Modulação (J-QAM)	16
Formatador de Pulso	<i>Root Raised Cosine</i>
Fator de decaimento α	0,1 e 0,75

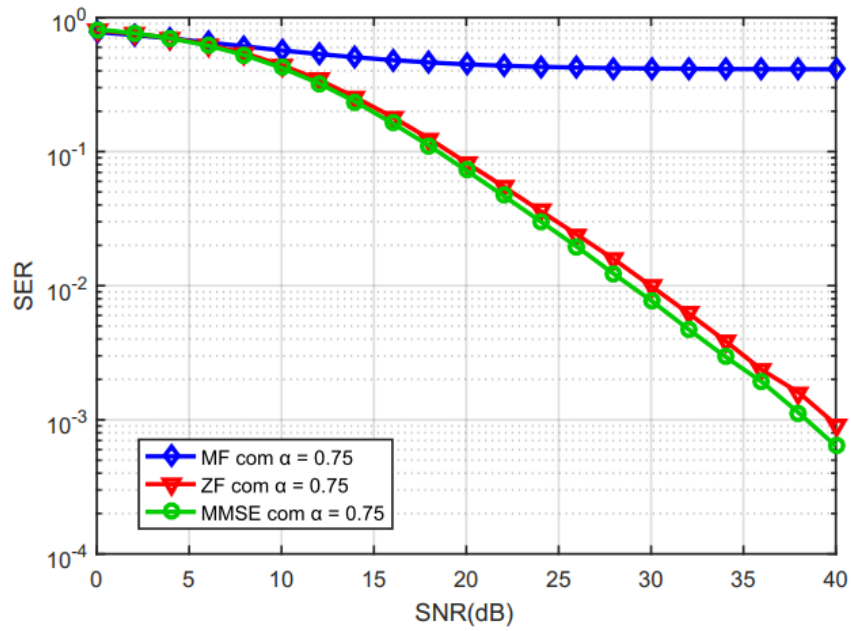


Figura 16 – SER versus SNR - Comparação entre os filtros detectores MF, ZF e MMSE para $\alpha = 0,75$.

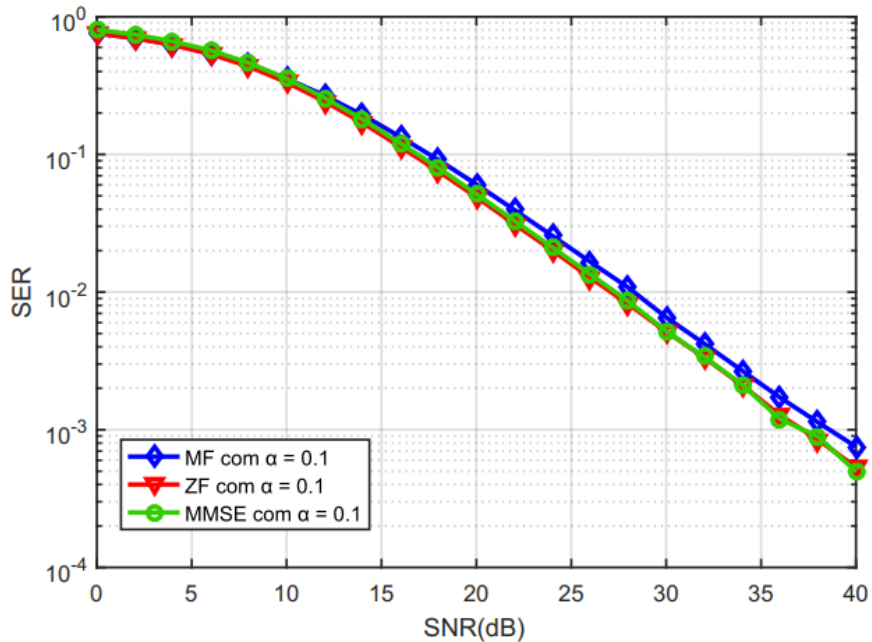


Figura 17 – SER versus SNR - Comparação entre os filtros detectores MF, ZF e MMSE para $\alpha = 0,1$.

pior performance quando $\alpha = 0,75$ pois valores altos de α resultam em uma maior interferência entre as portadoras. O filtro MF não elimina a ISI e ICI, dependendo fortemente da escolha do

formatador de pulso no transmissor. O filtro ZF apresentou melhor desempenho que o MF devido à sua capacidade de remover os efeitos da ICI, visto que as subportadoras não são ortogonais, entretanto amplifica os efeitos do ruído. Usando o filtro MMSE é possível diminuir a interferência entre as portadoras sem amplificar o ruído no sistema, resultando melhor desempenho em termos de SER. Isto é possível através de maior esforço computacional porque \mathbf{A}^\dagger precisa ser calculado toda vez que σ_w^2 muda, enquanto \mathbf{A}^+ e \mathbf{A}^H são independentes do ruído. O MMSE apresentou melhor desempenho, em relação aos outros filtros analisados, para valores de SNR acima de 15dB.

Ainda analisando a influência do fator de decaimento, a Figura 17 mostra a comparação do desempenho dos filtros receptores para um fator de decaimento baixo, sendo considerado $\alpha = 0,1$. Foi possível comprovar, como era esperado, que o MF depende fortemente do filtro formatador de pulso, apresentando melhor desempenho apenas quando baixos valores de α são utilizados nos formatadores de pulso não ortogonais no processo de transmissão.

Apesar do filtro MMSE apresentar desempenho um pouco melhor quando altos valores de α são utilizados, no restante do trabalho será utilizado o filtro ZF devido à simplicidade de implementação e baixa complexidade computacional.

4.2 Análise de desempenho: MIMO-GFDM Cooperativo AF

Na segunda etapa, foi simulado um sistema MIMO-GFDM Cooperativo AF. Os resultados de simulação do trabalho são apresentados nesta seção, com o objetivo de analisar o desempenho do sistema cooperativo GFDM com múltiplas antenas quando são utilizados o *relay* do tipo AF com ganho proposto e receptor sub-ótimo, conforme apresentado na Seção 3.2. Na Tabela 2 são apresentados os principais parâmetros do modelo considerado.

Tabela 2 – Parâmetros de Simulação etapa 02

Parâmetros	Valor	
Sistema	GFDM	OFDM
Número de Subportadoras (K)	4, 8, 16, 32	128
Número de Subsímbolos (M)	$128/K$	-
Tamanho dos Blocos (N)	$\geq K$	-
Tamanho do prefixo cíclico	16	16
Ordem de Modulação (J-QAM)	4, 16, 32 e 64	4, 16, 32 e 64
Formatador de Pulso	<i>Root Raised Cosine</i>	-
Fator de decaimento (α)	0,1, 0,5, 0,75	-
Potência de transmissão da fonte	0,5 W	0,5 W
Potência de transmissão do relay	0,5 W	0,5 W

As simulações foram realizadas para uma média de 10^4 amostras de Monte Carlo. Além disso, é considerado que todos os canais possuem desvanecimento Rayleigh seletivo em frequência com um espalhamento de atrasos que resulta em resposta impulsiva de 4 *taps*. A

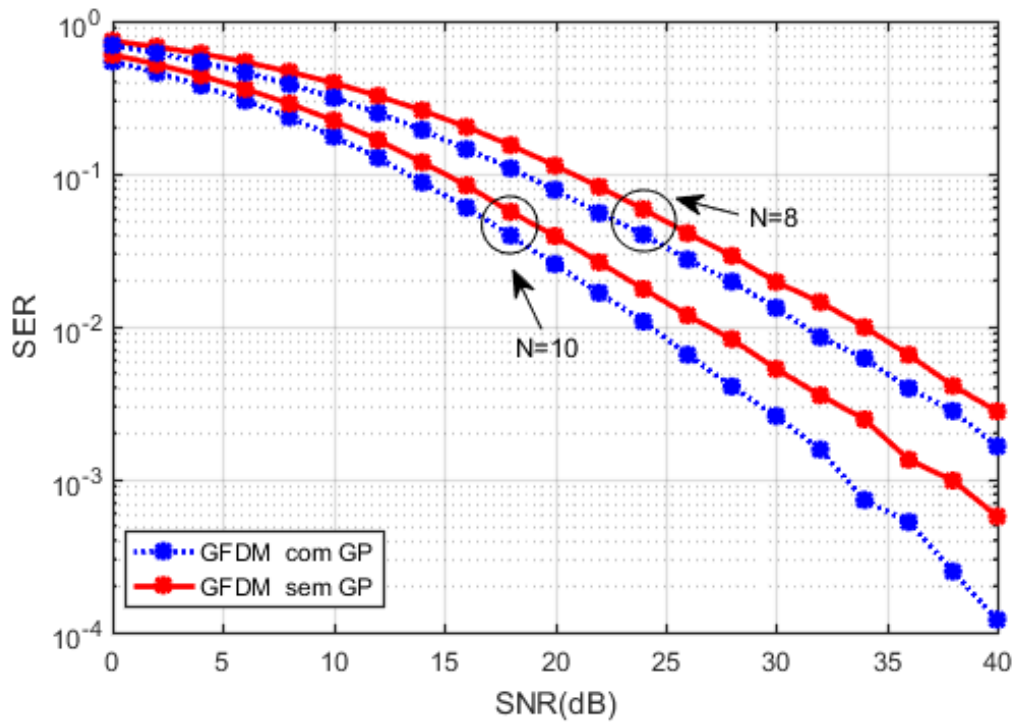


Figura 18 – Comparação entre o ganho proposto para o sistema MIMO-GFDM Cooperativo e o ganho convencional.

Figura 18 mostra a eficiência do receptor e do ganho proposto (GP) em termos da SER versus SNR. A análise é feita utilizando o GP apresentado em (3.12), em comparação com ganho utilizando apenas os coeficientes do canal H_{FR} , ou seja, sem utilizar a matriz de transmissão \mathbf{A} , assim como é apresentado em (2.18) porém, considerando um cenário com múltiplas antenas. O receptor sub-ótimo apresentado na Seção 3.3 é utilizado em ambos os casos. A eficácia do ganho está relacionada principalmente com o maior controle de potência. Fazendo com que os canais que apresentam menor desempenho recebam um ganho maior, a fim de uniformizar o sinal. Além disso, aproveita as características do processo de filtragem das subportadoras por um formatador de pulso na transmissão. Para essa simulação foram usados $K = 4$, $M = 32$, $N = 8$ e 10 , com $T_F = 2$, $T_R = R_R = 2$ e $R_D = 4$ antenas. Ainda analisando a Figura 18, na medida em que o valor de N aumenta a tendência é que ocorra menor ISI, resultando em uma melhor taxa de erro de símbolo, já que N que influencia no espaçamento entre os blocos de informação, permitindo maior flexibilidade na configuração dos blocos de símbolos em cada subportadora.

Na Figura 19 é analisada a CDF da PAPR quando os valores de $N = 8$ e $N = 10$ são adotados para os casos em que é utilizado o GP e não é utilizado o GP. Em termos de PAPR, é possível observar que o ganho proposto forneceu resultados muito semelhantes à aplicação do ganho sem considerar a matriz \mathbf{A} . Comparando o item (a) com o (b), nota-se que a figura do item (b) apresenta pior desempenho, isso ocorre devido o valor de N adotado. Como o GFDM usa um pequeno número de subportadoras para reduzir PAPR, a largura de banda da subportadora

Figura 19 – CDF da PAPR - Comparação entre os ganhos simulados.

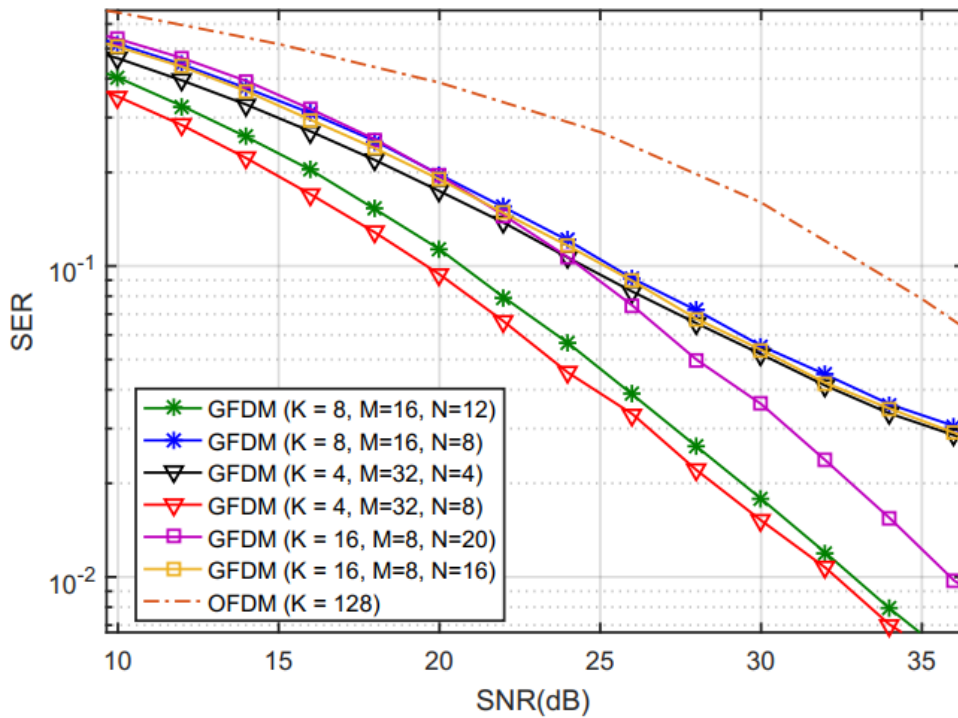
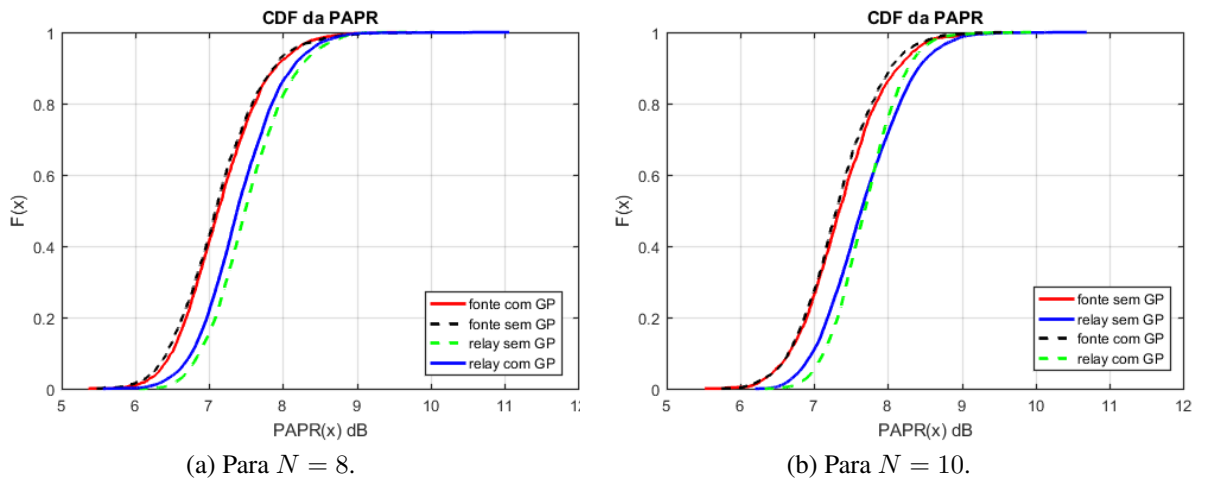
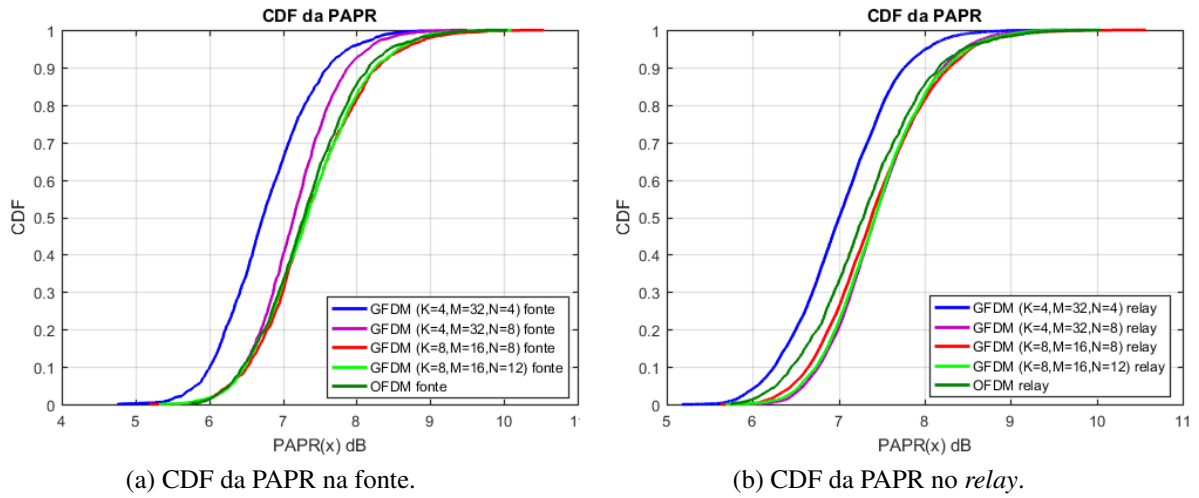


Figura 20 – Comparação entre os os sistemas MIMO-GFDM Cooperativo e MIMO-OFDM Cooperativo variando os parâmetros K , M e N .

se torna maior na medida que o valor de N aumenta, logo a tendência é que ocorra picos de potência instantâneos maiores que os picos médios devido aos sinais que poderão se somar ou anular em fase. Além disso, o *relay* apresenta piores taxas de CDF pois caso haja distorções no sinal transmitido pela fonte, essas distorções são amplificadas no *relay* acentuando ainda mais a distorção do sinal retransmitido.

Para os próximos resultados de simulações, é considerado que o sistema MIMO-GFDM Cooperativo AF faz uso do receptor e do ganho propostos neste trabalho.

Figura 21 – CDF da PAPR - Comparação entre diferentes valores de K , M e N .

Na Figura 20 é apresentada uma comparação entre a taxa de erro de símbolo do sistema adotado neste trabalho, onde variou-se o número de subportadoras, o número de blocos e o tamanho dos blocos. Nessa simulação, os símbolos são modulados por 16-QAM e um fator de decaimento $\alpha = 0.1$ é adotado. Foi considerado que cada sistema possui $T_F = 2$, $T_R = R_R = 2$ e $R_D = 2$ antenas. Configurando os parâmetros K, M e N de forma que no sistema GFDM fosse transmitido a mesma taxa de dados que no sistema OFDM, com o mesmo espaçamento entre as subportadoras, os seguintes parâmetros são adotados, (K, M, N) -GFDM com $(4, 32, 4)$ -GFDM, $(8, 16, 8)$ -GFDM, $(16, 8, 16)$ -GFDM, e para (K) -OFDM com $K = 128$. No GFDM é possível transmitir a mesma quantidade de informação que no OFDM usando um menor número de subportadoras, pois a informação é organizada em blocos e as subportadoras carregam um conjunto de blocos.

Em termos de SER, o GFDM alcançou melhores taxas mesmo quando em suas configurações constavam que o espaçamento entre suas subportadoras era o mesmo que o espaçamento entre as subportadoras do sistema OFDM. Ainda analisando a Figura 20, variou-se o valor de N de forma que o espaçamento entre as subportadoras do sistema MIMO-GFDM Cooperativo fosse maior que o espaçamento entre as subportadoras do sistema MIMO-OFDM Cooperativo. Os seguintes parâmetros são adotados: (K, M, N) -GFDM com $(4, 32, 8)$ -GFDM, $(8, 16, 12)$ -GFDM, $(16, 8, 20)$ -GFDM, e (K) -OFDM permanece $K = 128$. Os outros parâmetros de simulação permanecem os mesmos.

Sabendo que no GFDM as subportadoras não são ortogonais, enquanto o OFDM tem por característica a ortogonalidade entre as subportadoras, altos valores de N no sistema GFDM aumentam o espaçamento entre as subportadoras, permitindo maior controle de ISI. Essa modificação possibilitou o alcance de melhores taxas de erro de símbolos comparadas às taxas obtidas quando o espaçamento entre as subportadoras era igual ao sistema OFDM, ou seja, para valores de $N > K$. O sistema GFDM é mais flexível, permitindo uma melhor alocação das subportadoras e melhor taxa de erro de símbolo quando seus parâmetros são organizados de

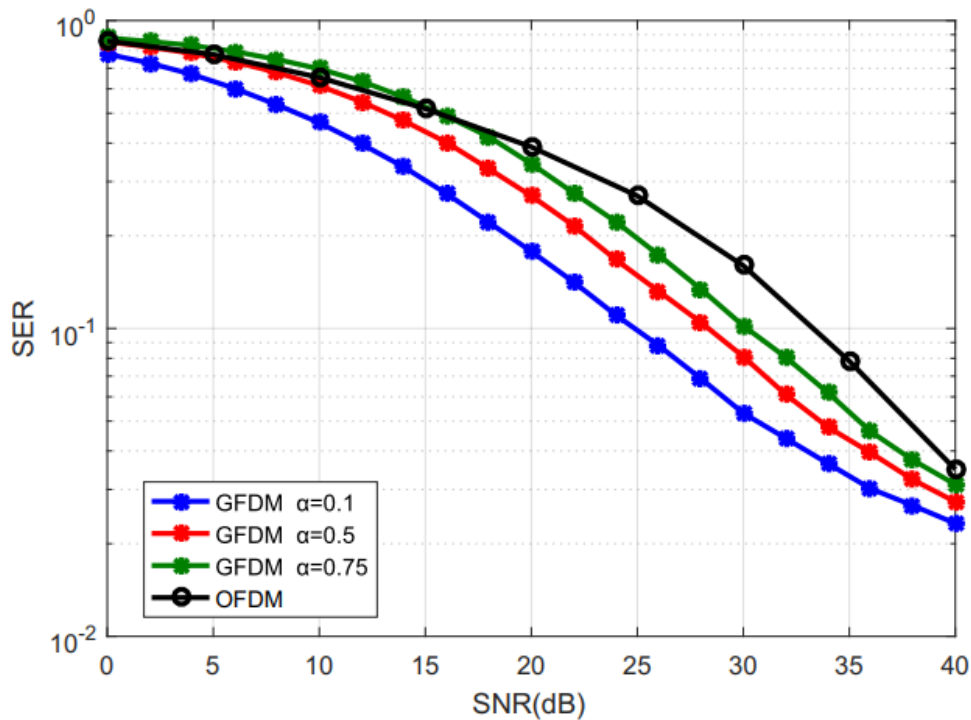


Figura 22 – SER versus SNR - Comparação entre os valores de α para *Root Raised Cosine* no transmissor MIMO-GFDM Cooperativo.

maneira coerente.

É apresentado na Figura 21 a CDF da PAPR do sinal transmitido pela fonte e pelo *relay* no sistema MIMO-GFDM Cooperativo e no sistema MIMO-OFDM Cooperativo, para os valores de K , M e N adotados na Tabela 2. Do ponto de vista da PAPR, (4,32,4)-GFDM atinge o melhor desempenho, tanto na fonte como no *relay*, devido ao menor número de subportadoras, podendo ser comprovado ao observar os casos em que $K = 8$ e $K = 16$. Embora o OFDM tenha fornecido uma CDF razoável, seu desempenho ficou pior ou igual a todas as curvas de CDF fornecidas pela fonte no sistema GFDM. A CDF da PAPR no *relay* dos sistemas GFDM e OFDM apresentaram pior desempenho em comparação com a CDF da PAPR na fonte, uma das causas está na complexidade de processamento no *relay*, onde não somente o sinal é amplificado, mas também as atenuações inseridas pela fonte. Nesse cenário, para aumentar a taxa de dados, é possível aumentar o número de blocos, aumentar o espaçamento entre as subportadoras e permanecer com o mesmo número de subportadoras ($K = 4$, para o melhor caso), e mesmo assim o GFDM vai apresentar melhor CDF que o OFDM, uma vez que no OFDM seria preciso elevar o número de subportadoras no sistema para que ele fosse capaz de transmitir maior quantidade de informação.

Na Figura 22 é apresentada a influência do fator de decaimento do filtro formatador de pulso usado no processo de transmissão. Os resultados são apresentados em termos da SER. Neste

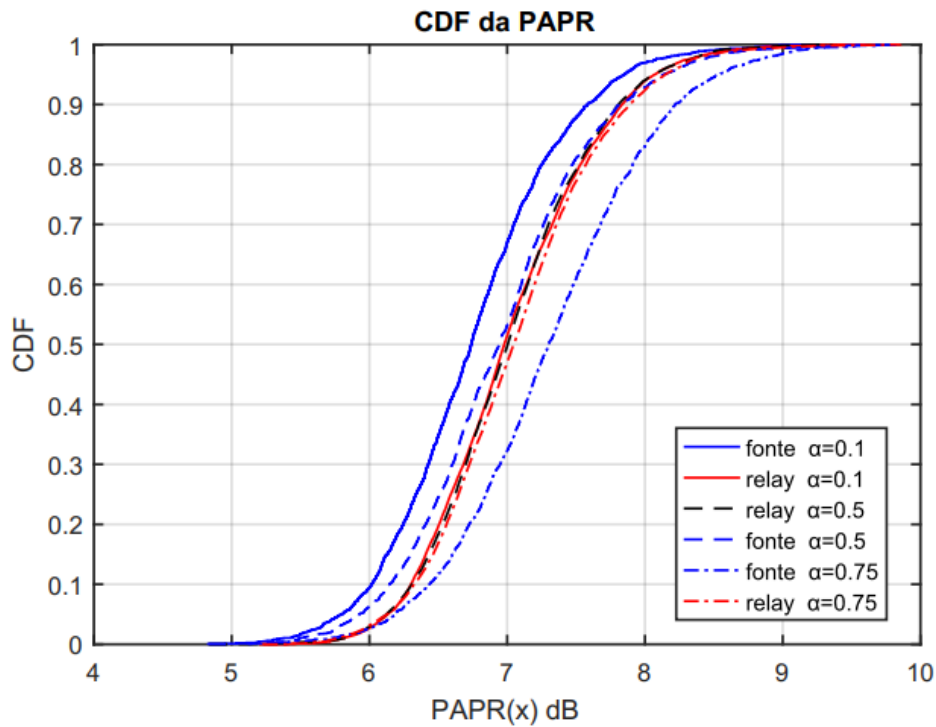


Figura 23 – CDF versus PAPR - Comparação entre os valores de α no transmissor do sistema MIMO-GFDM Cooperativo.

trabalho fez-se uso do pulso RRC (do inglês, *Root Raised Cosine*) em todas as subportadoras durante a transmissão. Por este pulso ser simétrico, sua versão casada é representada pela mesma função, sendo o pulso de recepção, portanto também do mesmo tipo. Além disso, foi adotado que os sistemas contêm $T_F = 2$, $T_R = R_R = 2$, $R_D = 2$ antenas, $K = 128$ subportadoras para o sistema MIMO-OFDM Cooperativo AF e $K = 4$ subportadoras, $M = 32$ blocos de símbolos e $N = 4$ tamanho dos blocos para o sistema MIMO-GFDM Cooperativo AF.

O fator α indica a largura de banda que excede a banda do canal ideal. Em termos de SER, valores altos de α indica que ocorrerá maior ICI devido ao extenso decaimento do filtro, gerando uma longa "cauda" que acaba interferindo com outras subportadoras. Para valores baixo de α o decaimento do filtro é mais suavizado, ocasionando uma menor ICI e melhor SER. O GFDM apresentou melhor desempenho em comparação com o OFDM, mesmo quando um fator $\alpha = 0,75$ é utilizado, notando que para este valor, o desempenho melhora a partir dos valores de SNR acima de 18 dB.

Na Figura 23 é verificada a influência do fator α na fonte e no *relay* em termos de CDF da PAPR. Para verificação é utilizado três valores de $\alpha = 0,1, 0,5$ e $0,75$. Valores baixos de α apresentam melhor desempenho na fonte, entretanto mesmo com valores baixo o *relay* do sistema MIMO-GFDM Cooperativo não apresentou boas taxas de CDF. Isso se deve aos efeitos do canal (FR) e às operações realizadas pelo relay (FFT, aplicação do ganho proposto e

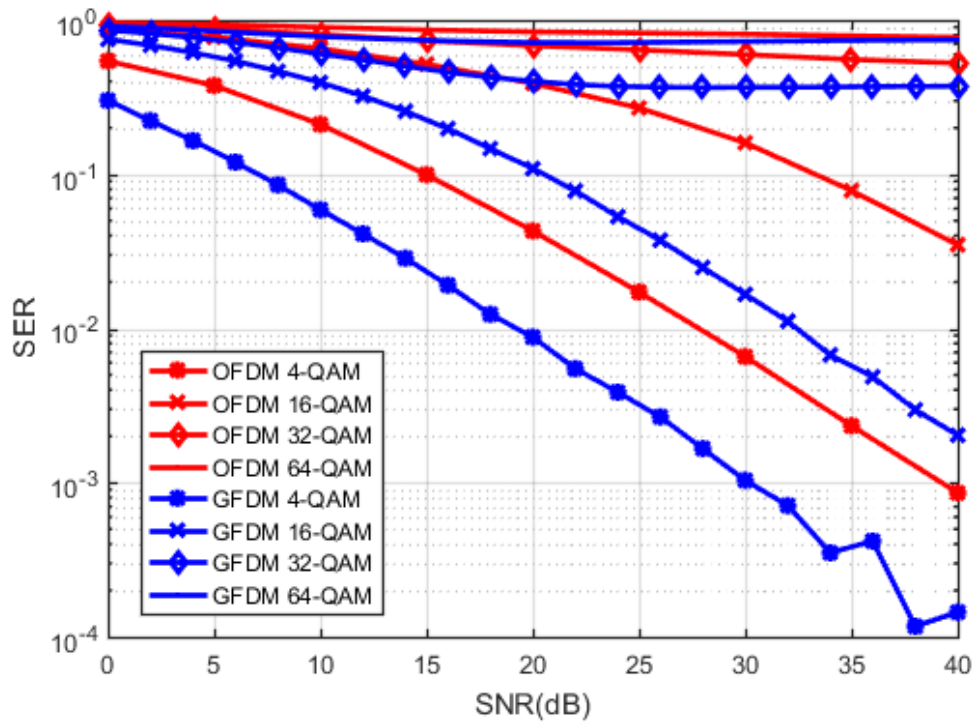


Figura 24 – SER versus SNR - Variando a ordem de modulação entre (4, 16, 32 e 64)-QAM.

IFFT), que modificam o sinal transmitido pelo *relay*. Concluindo que a PAPR no sistema GFDM também é influenciada pelo fator α do formatador de pulso usado na transmissão.

A Figura 24 analisa a SER versus a SNR, assumindo que os símbolos transmitidos pertencem as constelações (4, 16, 32 e 64)-QAM. Foram utilizados para o sistema MIMO-GFDM Cooperativo $K = 4$, $M = 32$, $N = 4$, $\alpha = 0,1$, e para o sistema MIMO-OFDM Cooperativo $K = 128$. É considerado que ambos os sistemas contêm $T_F = 2$, $T_R = R_R = 2$, $R_D = 2$ antenas. Nota-se que em ambos os sistemas analisados o aumento da ordem de modulação acentua o aumento da SER para todos os valores adotados. Para os valores dos índices QAM o GFDM apresentou melhor desempenho comparado ao sistema OFDM, nestes casos mostrando-se mais robusto aos efeitos da ISI.

Ainda analisando o índice de modulação, na Figura 25 é apresentado curvas da CDF da PAPR em função da SNR quando os valores de (4, 16, 32)-QAM são adotados. Como pode ser visto, tanto para a fonte quanto para o *relay*, à medida que a ordem de modulação aumenta o desempenho do sistema em termos de PAPR é reduzido, pois a tendência é que ocorra mais distorções nos sinais. A CDF da PAPR no *relay* mais uma vez é inferior ao desempenho da CDF da PAPR na fonte, pois além experimentar as distorções causadas pelos altos índices de modulação ainda sofre com a amplificação das distorções da fonte. Além disso, nota-se que ao aumentar os valores dos índices de modulação a tendência é que a CDF da PAPR da fonte e do *relay* se aproximem, como que já era esperado, pois as distorções na fonte vão ocorrer com mais

frequência.

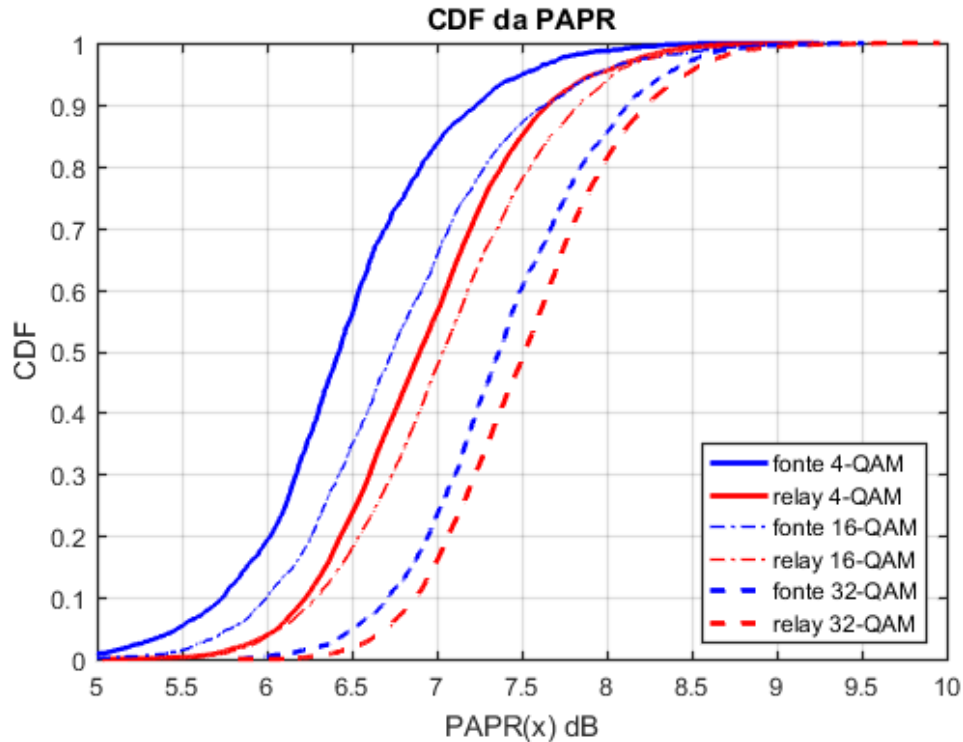


Figura 25 – CDF da PAPR - Variando a ordem de modulação entre (4, 16 e 32)-QAM para sistemas MIMO-GFDM Cooperativo.

A Figura 26 apresenta uma comparação sobre a influência de amplificadores de potência não-lineares em sistemas multiportadoras. A comparação é realizada entre a SER em função da SNR média dos sistemas MIMO-GFDM Cooperativo e MIMO-OFDM Cooperativo, ambos com $T_F = 2$, $T_R = R_R = 2$, $R_D = 2$ antenas e $N = 4$. Para isso, é considerado que os sinais transmitidos na fonte passam por amplificadores de potência lineares (PA) e em outro momento é considerado o uso de amplificadores de potência não-lineares (PA NL). Foi utilizado o modelo de PA NL *Soft Clipping* com amplitude de saturação igual a 1,5 V na fonte [31]. O sistema foi organizado de forma que ambos os sistemas analisados transmitissem a mesma quantidade de informação. Mesmo com a utilização de PA NL na fonte, o desempenho em termos de SER do sistema GFDM pouco foi afetado, enquanto o desempenho do sistema OFDM reduziu consideravelmente. Isso ocorre pois os PAs do transmissor OFDM introduz distorções não-lineares que por sua vez irão destruir a ortogonalidade entre subportadoras. Já no sistema GFDM é possível transmitir uma alta taxa de dados utilizando um menor número de suportadoras, resultando em uma menor PAPR. Além disso, como as subportadoras não são ortogonais as distorções inseridas no sinal não interferem de forma significativa a detecção correta do sinal. Assim, o sistema GFDM oferece maior robustez à ISI quando PAs NL são utilizados.

Como já foi mencionado, o GFDM é um sistema não ortogonal enquanto o OFDM

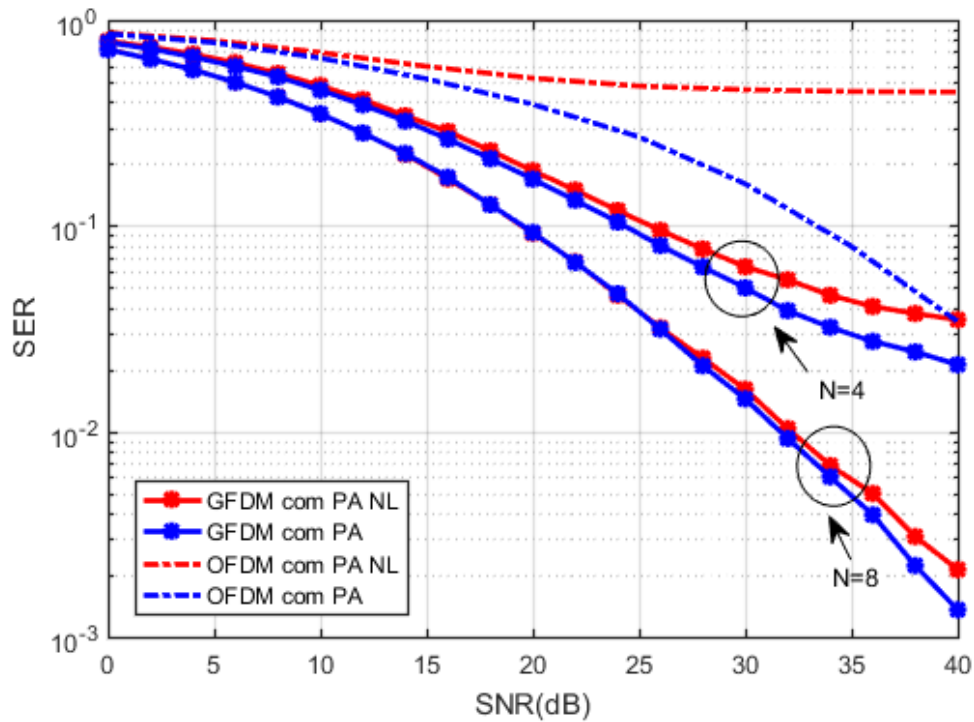


Figura 26 – SER versus SNR - Comparação entre PA's lineares e não-lineares na fonte dos sistemas MIMO-GFDM Cooperativo e MIMO-OFDM Cooperativo.

tem por características as subportadoras ortogonais, o que exige do OFDM maior esforço para manter o sincronismo entre elas. Os altos picos de potência do OFDM acabam comprometendo a ortogonalidade, devido à interferência entre subportadoras, ocasionando distorções não lineares no sinal.

Ainda na Figura 26, é apresentada uma comparação para verificar a influência do espaçamento entre as subportadoras do GFDM. Reconfigurou-se o sistema e foi adotado $N = 8$, enquanto os outros parâmetros não foram alterados. Pode-se observar que a SER melhorou consideravelmente quando o espaçamento entre as subportadoras aumentou mesmo com a utilização de PA NL na fonte, isso ocorre pois no GFDM é possível modelar o espaçamento entre as subportadoras e, assim, diminuir os danos causados pelas distorções não-lineares, resultando em uma detecção mais coerente do sinal.

5 CONCLUSÃO

Quando foram apontadas as necessidades que surgiriam para o 5G, percebeu-se que o sistema OFDM apresenta certos requisitos que dificultariam à realização de algumas aplicações, pois em suas características constam o alto sincronismo e ortogonalidade. Em contraponto disso, seria necessário um esquema de transmissão mais flexível e que aproveitasse melhor o espectro disponível. O GFDM surgiu como um sistema flexível, eliminando os requisitos de sincronismo e ortogonalidade, que faria uso de bancos de filtros, permitindo a sobreposição entre subportadoras, porém reduzindo o alargamento espectral do sinal de comunicação. Na elaboração deste trabalho foi estudado e implementado um sistema GFDM em conjunto com as técnicas MIMO e redes cooperativas. Como não foram encontrados trabalhos que introduzissem sistemas cooperativos no GFDM, fator que motivou o desenvolvimento deste trabalho, optou-se pela análise do sistema MIMO-GFDM Cooperativo AF com o objetivo de comparar seu desempenho com um dos atuais esquemas de transmissão do 4G, o OFDM.

O trabalho foi dividido em duas etapas. Na primeira, foi realizada uma análise de desempenho de filtros detectores no receptor do sistema SISO-GFDM. Os resultados obtidos através de simulações de Monte Carlo foram bastante consistentes, sendo possível concluir que, para o cenário adotado neste trabalho, o filtro ZF apresentou-se como melhor candidato, devido à baixa complexidade computacional e fácil implementação. Na segunda etapa, foi modelado um sistema MIMO-GFDM Cooperativo AF. Foi proposto para o *relay* e para o destino um ganho variável e um receptor sub-ótimo, respectivamente. Com os resultados obtidos através de simulações computacionais, validou-se, neste trabalho, o desenvolvimento do receptor e ganho proposto. A comparação dos resultados demonstra que o modelo aqui apresentado pode ser usado para fornecer alta taxa de dados, aproveitando de forma fragmentada o espectro disponível. Além disso, seu desempenho em termos da taxa de erro de símbolo é superior ao desempenho do sistema MIMO-OFDM Cooperativo. O sistema MIMO-GFDM Cooperativo é capaz de fornecer uma menor PAPR dependendo da forma como os parâmetros são configurados. Além disso, analisou-se o uso de PAs não-lineares em sistema MIMO-GFDM Cooperativo. Com isso, verificou-se que o sistema analisado apresenta maior robustez às distorções não-lineares causadas pelos PAs não-lineares. Ademais, conclui-se que os objetivos propostos no princípio do trabalho foram alcançados.

A perspectiva dessa pesquisa é o estudo mais aprofundado das distorções não-lineares em sistemas MIMO-GFDM Cooperativo. Pretende-se modificar e desenvolver técnicas capazes de ampliar a eficácia e eficiência do sistema, através do controle e redução da PAPR na fonte e no *relay*.

REFERÊNCIAS

- [1] GOLDSMITH, A., “Wireless Communications”. Cambridge University Press, 2005.
- [2] BRINK, S.T., BERG, V., DRYJANSKI, M., EGED, B., FETTWEIS, G., GASPAR, I., KASPARICK, M., KRONE, S., KTENAS, D., MICHAILOW, N., NAVARRO, A., OHLMER, E., PIETRZYK, S., SSHAICH, F., WUNDER, G., and WILD, T. “5G NOW: Challenging the LTE Design Paradigms of Orthogonality and Synchronicity”. VTC Spring, 2013.
- [3] Palattella MR, Dohler M, Grieco A, et al. “Internet of Things in the 5G era: enablers, architecture, and business models.” IEEE J Sel Areas Commun. 2016;34(3):510-527.
- [4] VASCONCELOS, V., “Análise do Desempenho do Esquema de Transmissão GFDM - *Generalized Frequency Division Multiplexing*. 24 p. Trabalho de conclusão de curso em Engenharia Elétrica. Universidade de Brasília - UnB. Brasília. 2014.
- [5] ALVES, B.; MENDES, L.; GUIMARAES, D.; GASPAR, I.; “Performace of GFDM over Frequency-Selektiv Channels,” in Revista Telecomunicações, VOL. 15, Nº02, October 2013.
- [6] LITWIN, L.; PUGEL, M.; “The Principles of OFDM.” RF Signal Processing. January, 2001.
- [7] GERZAGUET, R.; BARTZOUDIS, N.; GOMES, L. “The 5G candidate waveform race: a comparison of complexity and performance”. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, January 2017.
- [8] FARHANG-BOROUJENY, B.; MORADI, H. “Derivation of GFDM Based on OFDM Principles,” in IEEE International Conference on Communication, London, June 2015.
- [9] FETTEWEIS, G.; KRONDORF, M.; and BITTNER, S. “GFDM - Generalized Frequency Division Multiplexing.” In VTC Spring - IEEE 69th Vehicular Technology Conference, pages 1-4, April 2009.
- [10] Q. Li, R. Q. Hu, Y. Qian and G. Wu, “Cooperative communications for wireless networks: techniques and applications in LTE-advanced systems,” in IEEE Wireless Communications, vol. 19, no. 2, April 2012.
- [11] TSOULOS, G., “MIMO SYSTEM TECHNOLOGY FOR WIRELESS COMMUNICATIONS”. New York, 2006.
- [12] MICHAILOW, N., KRONE, S., LENTMAIER, M. and FETTWEIS, G. “Bit Error Rate Performance of Generalized Frequency Division Multiplexing.” In 2012 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall), pages 1-5. IEEE. September 2012.

- [13] GASPAR, I.; MICHAÏLOW, N. “Low Complexity GFDM Receiver Based On Sparse Frequency Domain Processing,” in *IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, June 2013.
- [14] Hidekazu S.; Joongheon K. “Enhanced Next Generation Millimeter-Wave Multicarrier System with Generalized Frequency Division Multiplexing”. *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 6, 2016.
- [15] MICHAÏLOW, N.; MATTHE, M.; GASPAR, I.; CALDEVILLA, A., M.; FETTWEIS, G.; “Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks” in *IEEE*, VOL. 62, N°9. September 2014.
- [16] MATTHE, M; GASPAR, I.; MENDES, L.; MICHAÏLOW, N.; ZHANG, D.; FETTWEIS, G. “Precoded GFDM transceiver with low complexity time domain processing”. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*. 2016.
- [17] MATTHE, M; GASPAR, I., ZHANG, D. and FETTEWEIS, G., "Near-ML Detection for MIMO-GFDM," *2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall)*, Boston, MA, 2015, pp. 1-2.
- [18] M. Matthé, D. Zhang and G. Fettweis, "Low-Complexity Iterative MMSE-PIC Detection for MIMO-GFDM," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 4, pp. 1467-1480, April 2018.
- [19] DANNEBERG, M.; MICHAÏLOW, N.; GASPAR, I. et al., “Implementation of a 2 by 2 MIMO-GFDM transceiver for robust 5G networks,” in *Proceedings of the 2015 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, pp. 236–240, Brussels, Belgium. August, 2015.
- [20] Inatel vence competição internacional de solução em 5G <<http://www.inatel.br/imprensa/noticias/pesquisa-e-inovacao/3061-inatel-vence-competicao-internacional-de-solucao-em-5g>>. Acesso em maio de 2018.
- [21] Ehsanfar, S.; Matthe, M.; Zhang, D.; FETTWEIS, G.; “A Study of Pilot-Aided Channel Estimation in MIMO-GFDM Systems.” *Smart Antennas (WSA 2016); Proceedings of the 20th International ITG Workshop on*, 2016.
- [22] CHANG, R. W., “Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission”, *Bell System Technical Journal*, vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [23] SALZBERG, B. R., “Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System”, *IEEE Trans. Communications*, Vol. COM-15, December 1967, pp. 805-813.

- [24] WEINSTEIN, S. B.; ERBERT, P. M., "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Fourier Transform", IEEE Transactions on Communication Technology, vol. 19, no. 5, pp. 628-634, October 1971.
- [25] PELED, A.; RUIZ, A., "Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computation Complexity Algorithms," in IEEE Int. Conf. Acoustic, Speech, Ed., Denver-CO, 1980, pp. 964- 967.
- [26] Gaussianwaves.com - Signal Processing Simplified. "Characterizing a MIMO channel – Channel State Information (CSI) and Condition number". Disponível em: <<https://www.gaussianwaves.com/2014/08/characterizing-a-mimo-channel/>>. Acesso em 13 de Março de 2018.
- [27] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin and R. Zhang, "An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges," in IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 8, no. 5, pp. 742-758, Oct. 2014.
- [28] JAVIER, A. ORTEGA, "Detecção de sinais em sistemas MIMO massivos." Dissertação de Mestrado - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, Novembro, 2015.
- [29] COVER, T.; GAMAL, A. E., "Capacity Theorems for Relay Channel," IEEE Transactions of Information Theory, vol. 25, no. 5, pp. 572–584, 1979.
- [30] LIMA, B. K.; FERNANDES, C. A. "Análise de Desempenho de Filtros Detectores em Sistemas GFDM". In: XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2017, São Pedro, SP. Anais do XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2017.
- [31]] C. A. R. Fernandes, D. B. da Costa and A. L. F. de Almeida, "Performance analysis of cooperative amplify-and-forward orthogonal frequency division multiplexing systems with power amplifier nonlinearity," in IET *Communications*, vol. 8, no. 18, pp. 3223–3233, 2014