

Universidade Federal de Goiás
Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e
Computação (EMC)

Leonardo Lucas De Assis Silva

**Transmissão de Imagens Utilizando
a Tecnologia F-OFDM**

Goiânia, 2018



**TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAR
VERSÕES ELETRÔNICAS DE TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO DE
GRADUAÇÃO NO REPOSITÓRIO INSTITUCIONAL DA UFG**

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás (UFG) a disponibilizar, gratuitamente, por meio do Repositório Institucional (RI/UFG), regulamentado pela Resolução CEPEC nº 1204/2014, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a Lei nº 9610/98, o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou *download*, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

1. Identificação do Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação (TCCG):

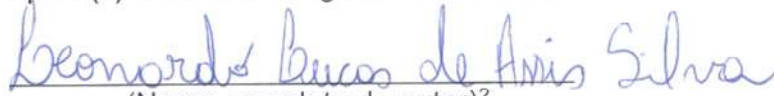
Nome completo do autor: Leonardo Lucas De Assis Silva

Título do trabalho: Transmissão de Imagens utilizando a tecnologia F-OFDM

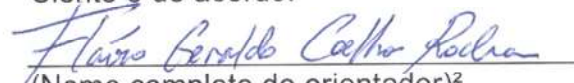
2. Informações de acesso ao documento:

Concorda com a liberação total do documento SIM NÃO¹

Havendo concordância com a disponibilização eletrônica, torna-se imprescindível o envio do(s) arquivo(s) em formato digital PDF do TCCG.


(Nome completo do autor)²

Ciente e de acordo:


(Nome completo do orientador)²

Data: 10 / 12 / 2018

Prof. Flávio Geraldo C. Rocha
Mat. SIAPE 2848074
EMC-UFG

¹ Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. A extensão deste prazo suscita justificativa junto à coordenação do curso. Os dados do documento não serão disponibilizados durante o período de embargo.

Casos de embargo:

- Solicitação de registro de patente;
- Submissão de artigo em revista científica;
- Publicação como capítulo de livro;
- Publicação da dissertação/tese em livro.

² As assinaturas devem ser originais sendo assinadas no próprio documento, imagens coladas não serão aceitas.

Leonardo Lucas De Assis Silva

Transmissão de Imagens Utilizando a Tecnologia F-OFDM

Trabalho de conclusão de curso apresentado na Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e Computação como requisito para a conclusão do curso de Engenharia Elétrica e obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Flávio Geraldo Coelho Rocha

Goiânia, 2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do Programa de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da UFG.

Silva, Leonardo Lucas De Assis
Transmissão de Imagens Utilizando a Tecnologia F-OFDM
[manuscrito] / Leonardo Lucas De Assis Silva. - 2018.
LXXVII, 77 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Flávio Geraldo Coelho Rocha.
Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal de Goiás, Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), Engenharia Elétrica, Goiânia, 2018.

Bibliografia.

Inclui siglas, abreviaturas, símbolos, gráfico, tabelas, lista de figuras.

1. 5G. 2. F-OFDM. 3. Transmissão de Imagens. 4. Parâmetros de Desempenho. 5. Telecomunicação Móvel De Baixa Latência. I. Rocha, Flávio Geraldo Coelho, orient. II. Título.

CDU 621.3



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO
Coordenação de Estágio e Projeto Final



ATA DE AVALIAÇÃO DE PROJETO FINAL

Aos 10 dias do mês de DEZEMBRO do ano de 2018.

foi apresentado e defendido o Projeto Final intitulado TRANSMISSÃO DE IMAGENS UTILIZANDO A TECNOLOGIA F-OFDM

perante a banca examinadora composta pelos membros:


1. FLÁVIO GERALDO COELHO ROCHA, orientador e presidente;
2. RODRIGO PINTO LEMOS; 3. FLÁVIO HENRIQUE TELES VIEIRA.

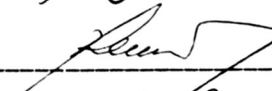
Após a exposição do trabalho por parte do(s) autor(es), aluno(s) do curso de Engenharia Elétrica, foram lhe(s) atribuídas as seguintes notas pelos membros da banca:

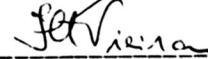
Aluno(s)	Membro 1	Membro 2	Membro 3
<u>LEONARDO LUCAS DE ASSIS SILVA</u>	<u>8,5</u>	<u>8,5</u>	<u>8,5</u>

Nada mais havendo a registrar, eu, FLÁVIO GERALDO COELHO ROCHA designado secretário "ad hoc" da banca examinadora, lavrei a presente Ata do ocorrido, a qual, lida e considerada conforme, vai assinada por mim e pelos membros da banca.

Goiânia, 10 de DEZEMBRO de 2018.







Dedicatória

Dedico este trabalho a minha mãe Aparecida Marlei De Assis que tanto amo e a ciência.

Agradecimentos

Agradeço profundamente,

A minha mãe, Aparecida Marlei de Assis, por todo o incentivo, apoio e carinho;

Aos meus avós e familiares, por serem minha base moral e ética;

Aos meus amigos, pelo companheirismo e por proporcionarem conforto e alegria em todos os momentos;

Ao professor e orientador Dr. Flávio Geraldo Coelho Rocha pela paciência em ensinar e pela amizade;

A professora Dr. Cacilda De Jesus Ribeiro pelo apoio, incentivo e oportunidade de participar de projetos que nunca esquecerei.

Aos demais professores que tanto conhecimento transmitiram;

E a todos que de forma direta ou indireta contribuíram para quem hoje sou.

'A mente que se abre a uma nova ideia jamais voltará ao seu tamanho original'

Albert Einstein

Resumo

Silva, Leonardo Lucas de Assis. Transmissão de Imagens Utilizando a Tecnologia F-OFDM. Goiânia, 2018. Trabalho de conclusão de curso. Escola de engenharia elétrica, mecânica e computação (EMC), Universidade Federal de Goiás.

Este trabalho tem como objetivo abordar e avaliar o desempenho de transmissão dos dados de uma imagem utilizando a tecnologia de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) em comparação à tecnologia F-OFDM (*Filtered Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). A F-OFDM é uma tecnologia candidata a ser utilizada na nova geração de comunicação móvel sem fio, o 5G. No 5G, há a perspectiva de que serviços de alta velocidade e disponibilidade sejam oferecidos aos usuários, tais como: internet móvel de baixa latência, telemedicina, comunicação entre dispositivos como máquinas e veículos (D2D – *Device to Device*) e viabilização de serviços sob o paradigma da Internet das Coisas (IoT – *Internet of Things*). A F-OFDM mantém as vantagens da OFDM e reduz desvantagens importantes ao se utilizar um projeto de filtro que ameniza o truncamento nas extremidades de suas subbandas, reduzindo a OOBE (*Out Of Band Emission*). Neste trabalho também é explorado como acontece a preparação para a transmissão de uma imagem através de uma rede baseada na tecnologia OFDM e como ela é recuperada em seu destino. Ao final, são apresentados os resultados de simulação da transmissão de uma imagem pelos canais de uma rede OFDM e F-OFDM e os processos de transmissão e recepção são avaliados utilizando as seguintes variáveis de desempenho: BER (*Bit Error Ratio*), PAPR (*Peak to Average Power Ratio*), análise da Densidade Espectral de Potência (PSD-*Power Spectral Density*) na banda de passagem, impacto de mudanças no projeto do filtro e uma forma simplificada de verificar a emissão extra banda (OOBE).

Palavras-Chave

Multiplexação Por Divisão De Frequências Ortogonais, F-OFDM, 5G, Internet Móvel De Baixa Latência, Comunicação *Device to Device*, Transmissão De Uma Imagem, OOBE, Variáveis de Desempenho, BER, PAPR, PSD.

Abstract

Silva, Leonardo Lucas de Assis. Transmissão de Imagens Utilizando a Tecnologia F-OFDM. Goiânia, 2018. Trabalho de conclusão de curso. Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e Computação (EMC), Universidade Federal de Goiás.

This work aims to address and evaluate the performance of data transmission of an image using the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technology compared to the Filtered Orthogonal Frequency Division Multiplexing (F-OFDM) technology. The F-OFDM is a candidate technology to be used in the new generation of wireless mobile communication, the 5G. In 5G, there is the prospect that high-speed services and availability will be offered to users, such as: low-latency in mobile Internet, telemedicine, communication among devices such as machines and vehicles (D2D - Device to Device) and paradigm of the Internet of Things (IoT - Internet of Things). F-OFDM retains the advantages of OFDM and reduces important disadvantages by using a filter design that smoothes truncation at the ends of its subbands, reducing OOB (Out Of Band Emission). In this work we also explore how the preparation for the transmission of an image through an OFDM technology based network takes place and how it is retrieved at its destination. Finally, simulation results of the transmission of an image through the channels of an OFDM and F-OFDM network are presented and the transmission and reception processes are evaluated using the following performance parameters: BER (Bit Error Ratio), PAPR (Peak to-Average Power Ratio), Power Spectral Density (PSD) analysis in passing bandwidth, impact changes in filter design, and a simplified way of verifying extra band emission (OOB).

Keywords

Orthogonal Frequency Division Multiplexing, F-OFDM, 5G, Low-Latency In Mobile Internet, Device to Device Communication, Image Transmission, OOB, Performance Parameters, BER, PAPR, PSD.

Sumário

Ficha Catalográfica.....	4
Dedicatória.....	6
Agradecimentos	7
Resumo	9
Palavras-Chave	9
Abstract.....	10
Keywords.....	10
Sumário.....	11
Lista de Figuras	14
1 - Introdução.....	17
2 - Modulação OFDM	18
2.1 - Introdução a OFDM	18
2.2 - Criação do símbolo OFDM.....	19
2.3 - Tempo de Guarda e Prefixo Cíclico.....	22
2.4 - Processamento do sinal OFDM.....	24
2.5 - Desvantagens da OFDM	25
3 - Filtro Digital Sinc-Janelado	27
3.1 - Introdução a filtragem de sinal.....	27
3.2 - Do ideal ao usual: <i>Windowed-Sinc Filters</i>	28
3.3 - Desenvolvimento de um filtro.....	32
3.4 - Outras Janelas.....	33
3.5 - O uso do janelamento em OFDM	35
4 - Tecnologia F-OFDM.....	36
4.1 - Introdução a F-OFDM.....	36

4.2 - Esperanças de melhorias com F-OFDM	37
4.3 - Desenvolvimento e implementação da tecnologia	40
4.4 – Tecnologias concorrentes	41
4.5 - Desafios a serem superados.....	43
5 - Processamento de Imagens	44
5.1 - Introdução	44
5.2 - Aquisição de imagem.....	45
5.3 - Amostragem	46
5.4 - Quantização.....	47
5.5 - Segmentação de imagens	48
5.6 - <i>Tresholding</i>	49
6 - Resultados	51
6.1 - Ferramenta MATLAB.....	51
6.2 - Parâmetros e análise.....	51
6.3 - 1° Cenário.....	52
6.3.1 - 1° Caso	52
6.3.2 - 2° Caso	55
6.3.3 - 3° caso	55
6.3.4 - 4° caso	56
6.3.5 - 5° caso	57
6.4 - 2° Cenário.....	58
6.4.1 - 1° Caso	58
6.4.2 - 2° caso	62
6.4.3 - 3° Caso	65
6.5 - 3° Cenário.....	66
6.5.1 - 1° caso	67

6.5.2 - 2º Caso	70
7 - Conclusão	75
8 - Referências bibliográficas	76

Lista de Figuras

Figura 1 - A esquerda um único espectro representando uma subportadora. A direita a representação espectral da OFDM.....	18
Figura 2 - Seleção de frequência das subportadoras.....	20
Figura 3- Demonstração do efeito de interferência entre portadoras atrasadas entre si (Adaptado de [1]).....	22
Figura 4 - Símbolos OFDM com extensão cíclica (Adaptado de [1]).....	23
Figura 5 - Os subcanais de largura de frequência B/L sofrem com o desvanescimento plano, enquanto a banda B de frequência do sinal OFDM com o desvanescimento seletivo de frequência.....	24
Figura 6 - Diagrama de blocos do processamento, transmissão, recepção e recuperação do sinal OFDM (Autoria de imagem desconhecida).....	25
Figura 7 - Função sinc(x)	28
Figura 8 - Truncamento do sinal sinc(x) em M +1 pontos (Adaptado de [10])	29
Figura 9 - Deslocamento do sinal para a direita do eixo de amplitude (Adaptado de [10])	30
Figura 10 - Resposta em frequência do sinal representado na Figura 10 (Adaptado de [10])	30
Figura 11 - Janela Blackman discretizada (Adaptado de [10])	31
Figura 12 - a) Resultado da multiplicação da janela Blackman com o filtro sinc truncado b) Vista do sinal Windowed-sinc no domínio da frequência (Adaptado de [10]).....	32
Figura 13 - a) Relação <i>roll-off</i> vs Kernel (M) b) Relação <i>roll-off</i> vs frequência de corte (Adaptado de [10]).....	33
Figura 14 - Sinal OFDM com extensão cíclica e janelamento ([1]).....	34
Figura 15 - Estrutura de um transceptor F-OFDM com filtragem individual para cada subbanda de serviço (Adaptado de [4])	38

Figura 16 - Idealização de um modelo para as futuras gerações de redes de comunicação baseadas em F-OFDM, onde subbandas são reservadas para utilizações específicas (Adaptado de [4]).....	39
Figura 17 - Progresso gradativo de evolução da estrutura atual para o 5G F-OFDM ([4])	40
Figura 18 - Observação do detalhamento de uma imagem e sua composição por pixels com intensidade de cores diferentes (Autoria da imagem [5]).....	44
Figura 19 - Exemplo de imagem com taxas de amostragem diferentes, perceba que a qualidade é proporcional ao aumento do nível de amostragem (Autoria da imagem desconhecida)	47
Figura 20- Exemplo de tresholding (binário) (Autoria da imagem desconhecida).....	49
Figura 21 - Resposta em Magnitude do filtro ao impulso	53
Figura 22 - Visão da janela utilizada no 1° caso	53
Figura 23 – Densidade Espectral de Potência do sinal OFDM em vermelho e do sinal F-OFDM em azul	54
Figura 24 - Gráfico de constelação do 1° caso com modulação QPSK, SNR = 4dB.....	54
Figura 25 - Gráfico de constelação do 2° caso com modulação QPSK, SNR = 7dB.....	55
Figura 26 - Gráfico de constelação do 3° caso com modulação 16 – QAM, SNR = 7dB	56
Figura 27- Gráfico de constelação do 4° caso com modulação 16-QAM, SNR = 11dB	57
Figura 28 - Gráfico de constelação do 3° caso com modulação 16 – QAM e SNR = 14 dB	57
Figura 29 - Curva BER x SNR(dB) do cenário 1 gerada por rotina de colhimento e plotagem de valores	58
Figura 30 – Figura em escala de cinza utilizada no 2° cenário, com vários frames de transmissão.	59
Figura 31 – Resposta em magnitude no domínio da frequência dos filtros sinc-Blackman (azul) e sinc-Hamming (verde).....	60
Figura 32 - Visão das janelas Blackman (azul) e Hamming (verde).....	61

Figura 33 – Densidade Espectral de Potência dos sinais OFDM em vermelho , F-OFDM sinc-Blackman em azul e F-OFDM sinc-Hamming em verde	61
Figura 34- Imagens recebidas após todo o processo de transmissão e recepção; SNR = 12dB, modulação 16-QAM	62
Figura 35 – Filtros com número de amostras reduzida pela metade	63
Figura 36 – PSD para o caso 2	63
Figura 37 - Imagens recebidas na condição da ordem do filtro reduzida.....	64
Figura 38 - BER x SNR (dB) para o caso 1 e 2, com modulação 16-QAM.....	64
Figura 39 – Imagens recebidas após a redução do número de bits por símbolo da modulação 16-QAM para QPSK.....	65
Figura 40 - Curva BER x SNR para modulação QPSK, com destaque em zoom.....	66
Figura 41 – Figura em escala de cinza utilizada no 3° cenário	66
Figura 42 – Visão da janela Nuttall no domínio do tempo.....	67
Figura 43 - Resposta em magnitude no domínio da frequência do filtro sinc-Nuttall ...	68
Figura 44 – PSD do 1° caso com 5 subbandas	69
Figura 45 - Em destaque a diferença entre as transmissões F-OFDM e OFDM.....	69
Figura 46 - Imagem recebida, utilizando a janela Nuttall; notem em destaque os pixels errados	69
Figura 47 - Imagem recebida OFDM; notem em destaque os pixels errados	70
Figura 48 – PSD do 2° caso com 10 subbandas	71
Figura 49 - Comparação das transmissões em F-OFDM e OFDM, veja no zoom a redução do OOB	72
Figura 50 - Imagem recebidas utilizando 10 subbandas, simulando a F-OFDM.....	72
Figura 51 - Imagem recebida, utilizando a OFDM	73
Figura 52 - Imagem recebida utilizando a janela Hanning.....	73
Figura 53 - Relação BER x SNR para a modulação 64-QAM utilizada no 3° cenário..	74

1 - Introdução

Após anos de discussões em toda a indústria e academia, os requisitos e expectativas para as redes de celular de 5ª geração (5G) foram esclarecidos. Embora se espere que a onda milimétrica ofereça acesso de rádio de alta velocidade de curto alcance em dezenas de Gbps, as bandas de frequência mais baixa (por exemplo, aquelas usadas atualmente pelas redes 4G de evolução de longo prazo (LTE)) devem continuar a fornecer acesso de rádio onipresente e confiável, mas com uma eficiência de espectro aprimorada. Para este fim, a interface aérea, especialmente a forma de onda subjacente, deve ser revista. Neste trabalho exploraremos as formas de onda utilizadas nas telecomunicações atuais, apontaremos os pontos que podem ser melhorados, apresentaremos as ferramentas para tal melhoria e ao final simularemos a forma de onda candidata a ser utilizada na tecnologia 5G a tecnologia 5G, a F-OFDM, utilizando-a para transmitir imagens e colher resultados para avaliação de seu desempenho em comparação a tecnologia OFDM.

O restante deste trabalho está organizado da seguinte forma: No capítulo 2, será explorado a forma de onda OFDM, suas particularidades, suas vantagens e desvantagens. No capítulo 3, serão apresentadas as ferramentas necessárias para transição de OFDM para F-OFDM, os filtros Sinc-Janelados. No capítulo 4 falaremos das vantagens da F-OFDM sobre seu antecessor, o que esperar de melhorias, quais portas irão se abrir para essa nova tecnologia e quais serviços se beneficiarão de tal mudança. No capítulo 5 será feita uma revisão da forma como as imagens são moldadas discretamente para uma transmissão *wireless* para que enfim no capítulo 6 sejam simulados a forma de onda proposta em 3 cenários diferentes, comparando os resultados alcançados com aqueles obtidos utilizando a OFDM.

2 - Modulação OFDM

2.1 - Introdução a OFDM

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), “Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência”, é uma técnica baseada em modulação multiportadora e multiplexação por divisão de frequência. A OFDM pode ser considerada um método de modulação ou multiplexação. A ideia básica por trás da modulação de múltiplas portadoras é dividir a largura de banda do sinal em subportadoras paralelas. Ao contrário do sistema MCM (*Multi Carrier Modulation*) tradicional, onde as subportadoras não são sobrepostas, a OFDM utiliza subportadoras que são matematicamente ortogonais; as informações podem ser enviadas em subportadoras sobrepostas paralelas, das quais informações podem ser extraídas individualmente. Essas propriedades ajudam a reduzir a interferência causada por portadoras vizinhas e tornam os sistemas baseados em OFDM mais eficientes espectralmente, conforme a Figura 1.

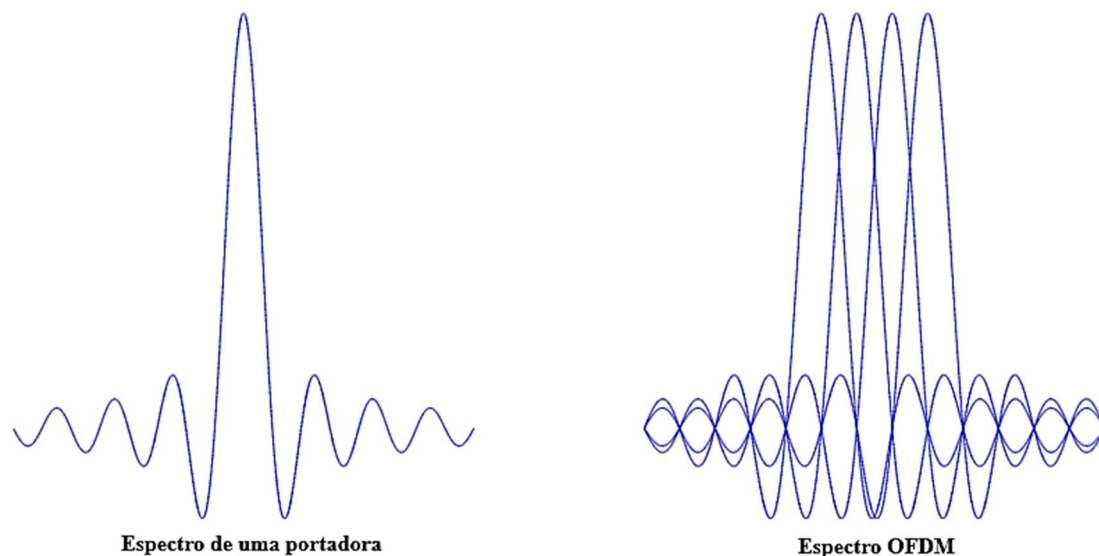


Figura 1 - A esquerda um único espectro representando uma subportadora. A direita a representação espectral da OFDM

A divisão da banda em subbandas menores ajuda a OFDM a combater o desvanecimento seletivo em frequência. Larguras estreitas de banda levam a cada subbanda a experimentar o desvanecimento plano de canal no meio da transmissão. Outras vantagens dos sistemas baseados em OFDM são a simplicidade de implementação,

a robustez aos canais e a interferência de banda estreita, permitindo o uso de técnicas avançadas de antenas [2].

2.2 - Criação do símbolo OFDM

O símbolo OFDM é criado no domínio digital antes da transmissão. Os dados em série são primeiro mapeados utilizando métodos de modulação digital como o chaveamento de deslocamento de fase PSK (“*Phase Shift Keying*”) ou a modulação QAM (“*Quadrature Amplitude Modulation*”). Os bits de informação são mapeados em símbolos de uma determinada constelação (por exemplo BPSK, QPSK ou QAM), passam por um conversor serial-paralelo (S/P), é calculada a inversa da transformada discreta de Fourier (IDFT), adiciona-se o prefixo cíclico (CP) e o dado é convertido de paralelo para serial (P/S). Os símbolos passam por um formatador de pulso $g(t)$, a informação é convertida de digital para analógica (D/A), é convertida para banda passante com portadora f_c e o sinal $s(t)$ enviado para o canal sem fio. De acordo com [13], o sinal OFDM transmitido no tempo em banda passante pode ser representado matematicamente por:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot e^{j2\pi(f_c - \frac{k}{T})(t)} \right\}, 0 \leq t \leq T \quad (2.1)$$

Sendo o período OFDM representado por $T = NT_s$, com T_s é o período de símbolo, N o número de subportadoras com frequência definida como sendo $f_c + k/T$, $k = 0, \dots, N - 1$ e $x(k)$ denota um determinado símbolo a ser transmitido (vindo de uma modulação qualquer, por exemplo, 16-QAM, BPSK, etc).

Os espaçamentos de subportadoras e frequências são cuidadosamente selecionados para alcançar a ortogonalidade da subportadora. Ortogonalidade por definição significa que o valor médio ao longo do tempo T de multiplicação de dois sinais é zero.

$$\frac{1}{T} \int_T x(t)Y(t)dt = 0 \quad (2.2)$$

Cada símbolo OFDM contém subportadoras de amplitude não zero ao longo de um intervalo de T segundos. Assim, o espectro de um único símbolo é uma convolução de um grupo de impulsos unitários localizados nas frequências da subportadora com o espectro de um pulso quadrado. Um receptor OFDM calcula essencialmente os valores do espectro naqueles pontos que correspondem ao máximo de subportadoras individuais, podendo demodular cada subportadora livre de qualquer interferência das outras subportadoras.

Em OFDM, pulsos em forma de $\text{sinc}(\pi fT)$ são usados como espectros de subportadora. De acordo com as propriedades dos pulsos sinc, os cruzamentos com zero estão localizados nos múltiplos de $1/T$. O uso de pulsos sinc e seleção da frequência central da subportadora f_i de acordo com a equação (2.3), mantém a ortogonalidade da subportadora, onde f_c é a frequência central do canal e N é o número de subportadoras [2].

$$f_i = f_c + \frac{i}{T}; \quad i = \frac{-N}{2} \cdots \frac{N}{2} \quad (2.3)$$

No máximo de cada espectro de subportadora, todos os outros espectros de subportadora são zero, desta forma, cada subportadora atinge o máximo em sua própria frequência central e o zero na frequência central da outra subportadora. Este efeito é mostrado na Figura 3, que mostra os espectros de sincs sobrepostas de subportadoras individuais.

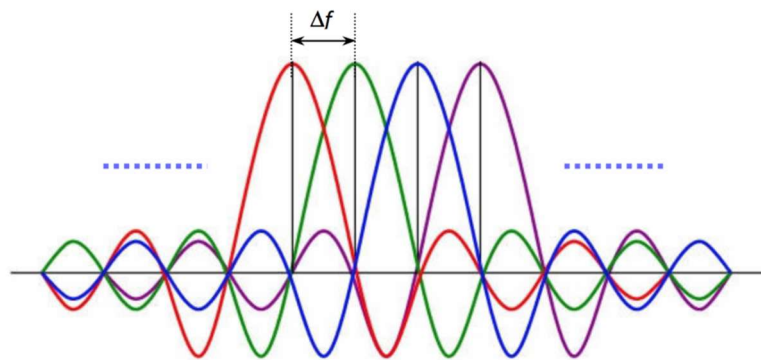


Figura 2 - Seleção de frequência das subportadoras

Basicamente, a Figura 3 mostra que o espectro OFDM cumpre o critério de Nyquist para uma forma de pulso livre de interferência entre símbolos. Portanto, ao invés de Interferência entre símbolos, expressão traduzida do inglês “*Inter Symbol*

Interference” (ISI), é a Interferência entre portadoras ou “*Inter Carrier Interference*” (ICI) que é evitada por ter o máximo do espectro de uma subportadora correspondente aos cruzamentos em zero de todas as outras [1].

O complexo sinal OFDM de banda base, conforme definido por (1.2), não é na verdade, nada mais do que a transformada inversa de Fourier dos N_s símbolos de entrada QAM. No tempo discreto equivalente é a transformada inversa de Fourier, “*Inverse Discrete Fourier Transform*” (IDFT). Na prática, esta transformação pode ser implementada de forma muito eficiente pela inversa da transformada rápida de Fourier, “*Inverse Fast Fourier Transform*” (IFFT). Uma IDFT de N pontos requer um total de N^2 multiplicações complexas, que na verdade são apenas rotações de fase. Naturalmente, há também adições necessárias para fazer um IDFT, mas como a complexidade do hardware de um somador é significativamente menor que a de um multiplicador ou rotor de fase, parte-se para o mais simples, porém eficiente, a IFFT. A IFFT reduz drasticamente a quantidade de cálculos, explorando a regularidade das operações na IDFT [1].

Em particular, durante cada período de símbolo OFDM, o transmissor obtém a IFFT de comprimento N (não confunda com de M) novos “símbolos de dados” juntamente com um prefixo cíclico, onde $N > M$ é a ordem da FFT do sistema [3]. Os símbolos de dados podem ser os pontos de constelação reais como em OFDM ou uma versão transformada deles como em DFT-S-OFDM. Matematicamente, considerando a função (2.1) em sua forma de base complexa, o transmissor obtém:

$$s(n) = \sum_{l=0}^{L-1} s_l(n - l(N + N_g)), \quad \text{onde } s_l \text{ é:} \quad (2.4)$$

$$s_l(n) = \sum_{m=m'}^{m'+M-1} d_{l,m} e^{\frac{j2\pi mn}{N}} \quad -N_g \leq n \leq N \quad (2.5)$$

Onde N_g é o tamanho do prefixo cíclico (que falaremos a respeito mais adiante), $d_{l,m}$ são os símbolos de dados na subportadora m do símbolo OFDM l . L denota o número de símbolos OFDM [3].

2.3 - Tempo de Guarda e Prefixo Cíclico

Uma das razões mais importantes que fazem a OFDM eficiente é a maneira com que ele lida com o atraso do “*multipath spread*”, propagação multipercurso. Ao dividir o fluxo de dados de entrada em N subportadoras, a duração do símbolo é feita N vezes menor, o que também reduz o espalhamento do atraso do multipercurso relativo, relativo ao tempo do símbolo, pelo mesmo fator [1].

Para eliminar quase completamente a interferência entre símbolos (ISI), um tempo de guarda é introduzido para cada símbolo OFDM. O tempo de guarda ou *guard time* é escolhido maior que o intervalo de atraso esperado, de modo que os componentes de multipercurso de um símbolo não podem interferir no próximo símbolo. O tempo de guarda pode consistir em um “sinal vazio” ou sinal de espera. Nesse caso, no entanto, o problema de interferência entre portadoras (ICI) surgiria [1].

O ICI é uma troca de informações entre diferentes subportadoras, o que significa que elas não são mais ortogonais. Este efeito é ilustrado na Figura 4. Neste exemplo, uma subportadora 1 e uma subportadora atrasada 2 são mostradas. Quando um receptor OFDM tenta demodular a primeira subportadora, ela encontrará alguma interferência da segunda subportadora, porque dentro do intervalo FFT, não há um número inteiro de ciclos de diferença entre a subportadora 1 e 2. Ao mesmo tempo, haverá interferência da primeira subportadora na segunda, pelo mesmo motivo [1].

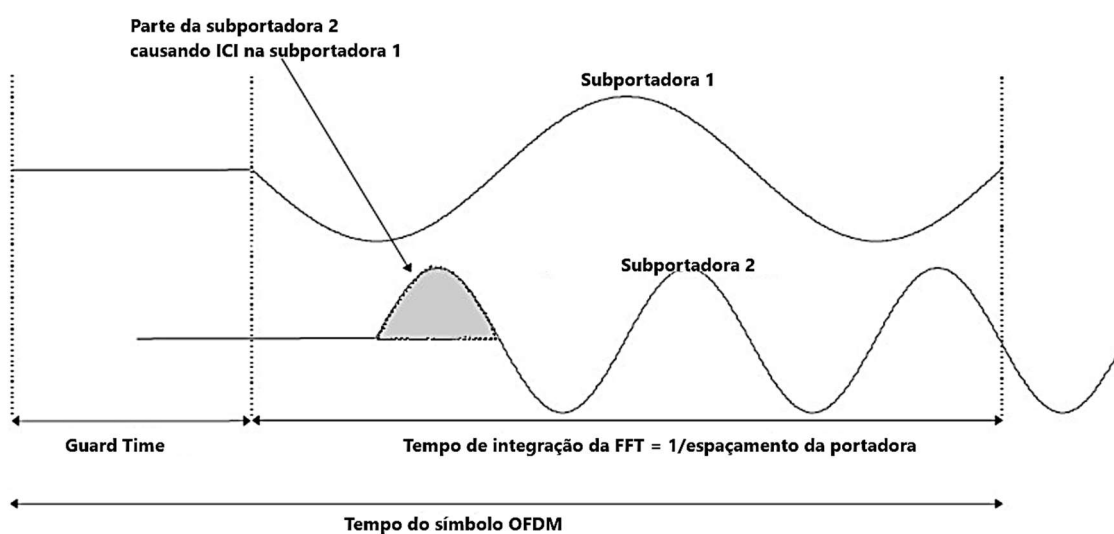


Figura 3- Demonstração do efeito de interferência entre portadoras atrasadas entre si (Adaptado de [1])

Para eliminar o ICI, o símbolo OFDM é ciclicamente estendido no tempo de guarda, conforme mostrado na Figura 4. Isso garante que as réplicas atrasadas do símbolo OFDM sempre tenham um número inteiro de ciclos dentro do intervalo FFT, desde que o atraso seja menor que o tempo de proteção. Como resultado, os sinais multipercurso com atrasos menores que o tempo de guarda não podem causar ICI [1].

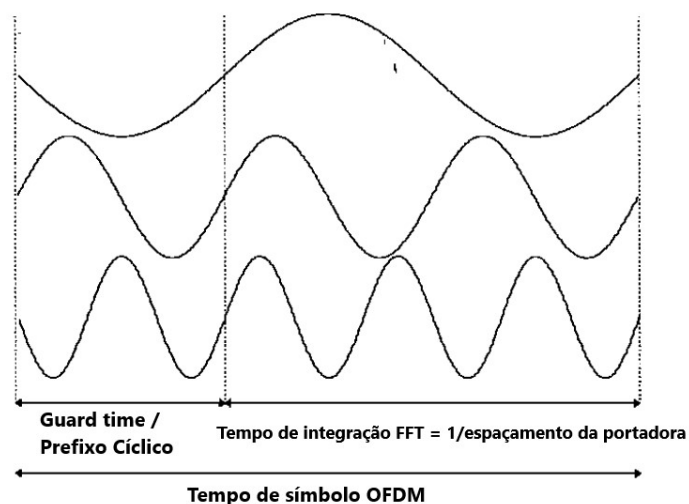


Figura 4 - Símbolos OFDM com extensão cíclica (Adaptado de [1])

Em telecomunicações sem fio, “*multipath*” ou multipercurso é o fenômeno de propagação que resulta em sinais de rádio que atingem a antena receptora por dois ou mais caminhos. Causas de multipercurso incluem: dutos atmosféricos, reflexão ionosférica, refração e reflexão de corpos de água e objetos terrestres, como montanhas e edifícios.

Uma das características mais importantes do sistema OFDM é a divisão do canal seletivo de frequência em subcanais menores. Esses subcanais podem ser considerados iguais à largura de banda de coerência, na qual, se o sistema foi corretamente projetado, estão se comportando como canais de desvanecimento plano [2].

O símbolo OFDM inteiro é sujeito a um desvanecimento seletivo de frequência, enquanto os subcanais, referente ao sinal das subportadoras é sujeito ao desvanecimento plano de frequência como mostra a Figura 5.

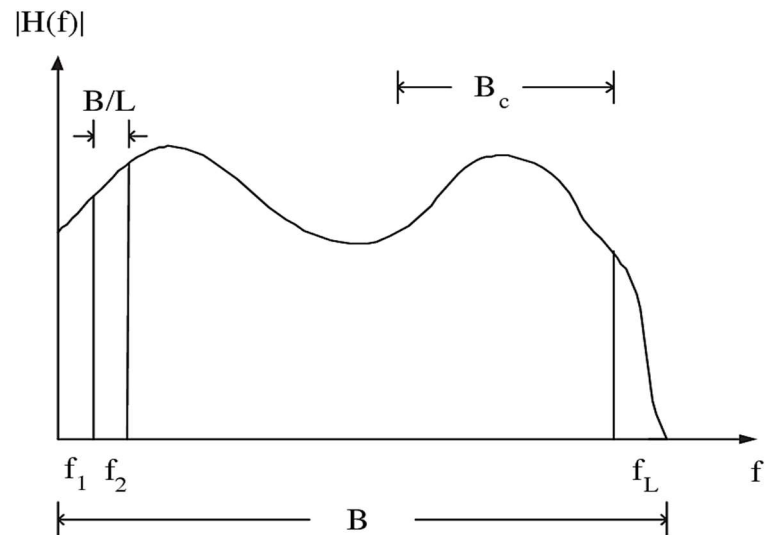


Figura 5 - Os subcanais de largura de frequência B/L sofrem com o desvanescimento plano, enquanto a banda B de frequência do sinal OFDM com o desvanescimento seletivo de frequência

2.4 - Processamento do sinal OFDM

As seções anteriores descreveram como o sinal OFDM básico é formado usando a IFFT, adicionando uma extensão cíclica. No entanto, há mais do que isso para se obter um modem OFDM completo. A Figura 6 mostra o diagrama de blocos de um modem OFDM, em que o caminho superior é a cadeia do transmissor e o caminho inferior corresponde à cadeia do receptor. No centro, vemos a IFFT, que modula um bloco de valores QAM de entrada em um número de subportadoras. No receptor, as subportadoras são desmoduladas por uma FFT, que executa a operação inversa de uma IFFT [1].

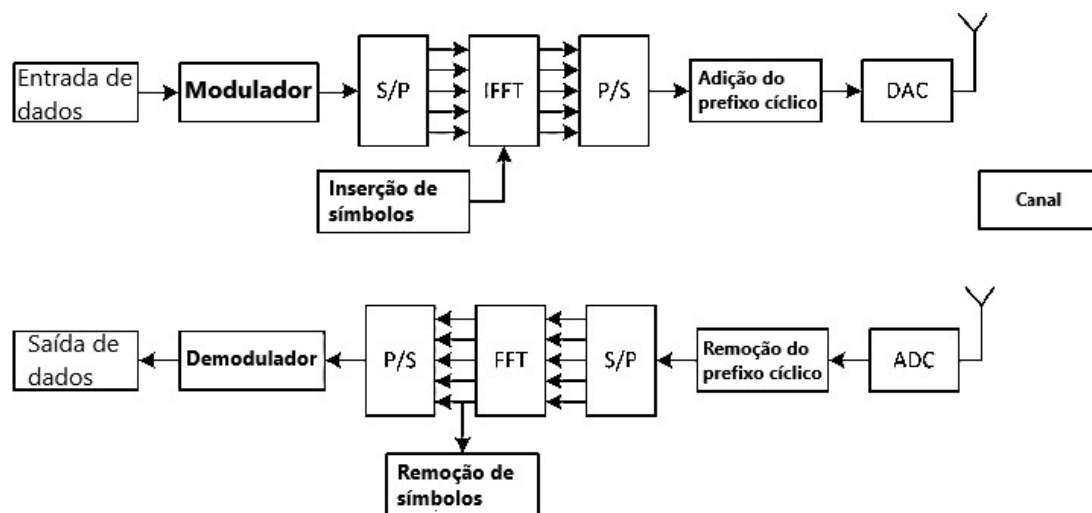


Figura 6 - Diagrama de blocos do processamento, transmissão, recepção e recuperação do sinal OFDM (Autoria de imagem desconhecida)

Uma característica interessante da FFT/IFFT é que a FFT é quase idêntica a uma IFFT. Na verdade, uma IFFT pode ser feito usando uma FFT, conjugando entrada e saída da FFT e dividindo a saída pelo tamanho da FFT. Isso permite usar o mesmo hardware para o transmissor e o receptor. É claro que essa economia em complexidade só é possível quando o modem não precisa transmitir e receber simultaneamente [1].

2.5 - Desvantagens da OFDM

Uma grande desvantagem dos sistemas OFDM é a alta relação entre pico e potência média (PAPR – *Peak to Average Power Ratio*), que degrada a eficiência do amplificador de potência. Portanto, a redução de PAPR é muito importante para os sistemas OFDM [11]. Um sinal OFDM consiste em muitas subportadoras com sinais senoidais individuais. Quando esses sinais se alinham em fase na entrada IFFT e são adicionados coerentemente, o sinal OFDM pode ter grande amplitude, resultando em um PAPR alto na saída IFFT. A grande amplitude de pico do sinal OFDM é devida a N subportadoras e é N vezes a de um sistema de portadora única. Quando estes grandes picos com PAPR elevado excedem a região de saturação do amplificador de potência utilizado no transmissor e/ou receptor, os sinais OFDM sofrerão distorção não linear, distorção fora de banda e interferência intermodulação entre subportadoras OFDM.

Devido a isso, a taxa de erro de bit (BER) aumenta no receptor. O uso de amplificadores de potência com uma grande região de saturação pode reduzir a distorção ou o BER. No entanto, isso leva a um alto custo de equipamento e alto consumo de energia da bateria.

Apesar de todos os benefícios, uma outra desvantagem potencial da OFDM é a alta potência fora da banda (OOB) devido aos lóbulos laterais das subportadoras. O espectro OOB diminui lentamente de acordo com uma função sinc. Mesmo para um grande número de subportadoras como 256, onde ela desce rapidamente no início, a largura de banda no nível de -40 dB é quase quatro vezes maior que a largura de banda de -3 dB. O sistema OFDM produz uma quantidade substancial de interferência OOB que pode interromper as comunicações nos canais sem fio adjacentes. Desativar convencionalmente um conjunto de subportadoras OFDM no lado esquerdo e direito de seu espectro às vezes não é suficiente para evitar interferência. Diversas abordagens para mitigar essa fonte de interferência são conhecidas [12].

Uma maneira é usar filtros convencionais para reduzir o espectro fora de banda. Mas o filtro digital requer no máximo algumas multiplicações por amostra, portanto, a filtragem pode aumentar a complexidade do sistema e introduzir longos atrasos [12].

O segundo modo é o janelamento - uma convolução do espectro com um conjunto de impulsos nas frequências da portadora (para aquelas amostras que caem na região de rolagem). Uma comumente usada é o tipo de janela cosseno levantada. Poucas porcentagens das amostras estão na região de *roll-off*, portanto, o janelamento é uma ordem de grandeza menos complexa que a filtragem.

3 - Filtro Digital Sinc-Janelado

3.1 - Introdução a filtragem de sinal

No processamento de sinal, um filtro sinc é um filtro idealizado que remove todos os componentes de frequência acima de uma determinada frequência de corte, sem afetar as frequências mais baixas e tem resposta de fase linear. Em termos matemáticos, a resposta de frequência desejada é a função retangular (3.1) um filtro “passa-baixa” ideal no sentido de frequência, passando perfeitamente as baixas frequências e cortando perfeitamente altas.

$$H(f) = \text{rect}\left(\frac{f}{2B}\right) \quad (3.1)$$

A resposta ao impulso unitário do filtro, dada pela transformada inversa de Fourier da resposta de frequência é uma função sinc no domínio do tempo como mostrado em (3.2).

$$h(t) = F^{-1}\{H(f)\} = 2B \cdot \frac{\sin 2\pi Bt}{2\pi Bt} = 2B \cdot \text{sinc}(2\pi Bt) \quad (3.2)$$

A resposta impulsiva do filtro passa-baixas, têm o formato de sinc com duração de menos a mais infinito, logo esse filtro não é causal e tem seu uso inviável para processamento em tempo real. Embora esse comprimento infinito não seja um problema para a matemática, ele é uma barreira para computadores. Maneiras de lidar, para usá-lo em qualquer conjunto de dados prático do mundo real reduzindo suas propriedades ideais, é um janelamento (“*windowing*” em inglês) e truncamento do kernel do filtro sinc. Os filtros Sinc Janelados (“*Windowed-sinc Filters*” em inglês) são usados para separar uma banda de frequências de outra. Eles são muito estáveis, produzem poucas surpresas e podem ser levados a incríveis níveis de desempenho.

3.2 - Do ideal ao usual: *Windowed-Sinc Filters*

O desenvolvimento de um filtro passa por algumas etapas, primeiramente é determinar com quais frequências quero trabalhar e quais desejo ignorar. Na teoria, há vários modelos de filtros, porém focaremos em um muito simples, o “passa-baixa” ou “*low-pass*” na literatura em língua inglesa.

O filtro passa-baixa permite que todas as frequências abaixo da frequência de corte são passadas com amplitude de unidade (1 dB), enquanto todas as frequências altas são bloqueadas. A banda passante é perfeitamente plana, a atenuação na banda parada é infinita, e a transição entre as duas é infinitesimalmente pequena. Fazer a Transformada Inversa de Fourier desta resposta de frequência ideal produz o filtro ideal (resposta ao impulso). Como discutido anteriormente, essa curva é da forma geral denominada função sinc, mostrado abaixo:

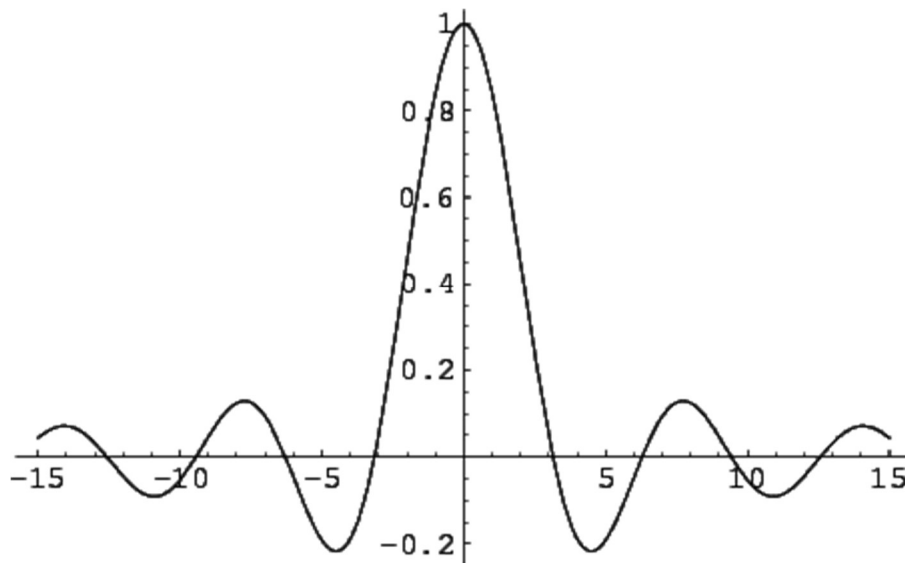


Figura 7 - Função sinc(x)

Em geral, computadores, objetos criados pelos humanos, que realiza atividades (em geral cálculos e rotinas) em tempos discretos, ou seja, o “cérebro” do computador denominado processador, necessita de períodos de pulsos retangulares para realizar as etapas de um processo, a frequência destes pulsos é chamada “*clock*”. Fenômenos físicos que na natureza acontecem em tempo contínuo, ou seja, por mais rápido que seja um evento, seu início e fim pode ser amostrado for uma função de infinitos valores de tempo.

Computadores conseguem interagir com a natureza contínua em dois momentos, quando colhe informações (transformação analógico-digital) e quando entrega o resultado de algum cálculo, gerando funções contínuas (transformação digital-analógica), porém todo o intervalo entre esses momentos (cálculos e processamento de informações) são discretas, logo não há como um computador trabalhar neste período com funções contínuas.

Para contornar este problema, faremos duas modificações na função sinc, primeiro, é truncado em $M + 1$ pontos, escolhidos simetricamente em torno do lóbulo principal, onde M é um número par. Todas as amostras fora desses $M + 1$ pontos são definidas como zero ou simplesmente são ignoradas [10].

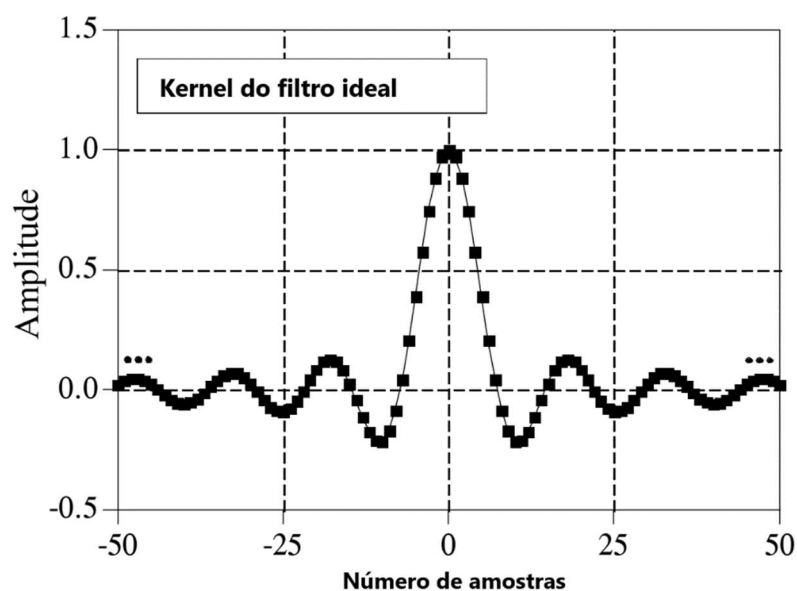


Figura 8 - Truncamento do sinal $\text{sinc}(x)$ em $M + 1$ pontos (Adaptado de [10])

Em segundo lugar, a sequência inteira é deslocada para a direita, de modo que seja executada de 0 a M . Isso permite que o kernel do filtro seja representado usando apenas índices positivos. Embora muitas linguagens de programação permitam índices negativos, elas são um incômodo a ser usado.

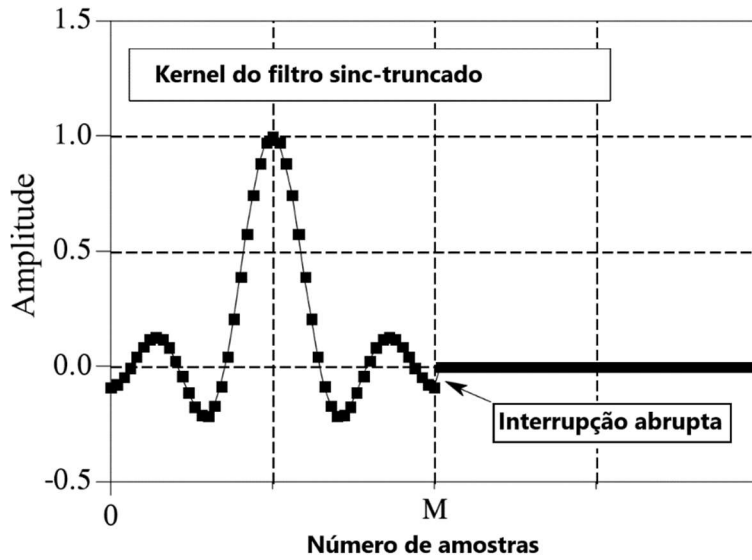


Figura 9 - Deslocamento do sinal para a direita do eixo de amplitude (Adaptado de [10])

O único efeito dessa mudança no kernel do filtro é deslocar para $M/2$ o sinal de saída na mesma quantidade. Como o kernel de filtro modificado é apenas uma aproximação do kernel de filtro ideal, ele não terá uma resposta de frequência ideal. Para encontrar a resposta de frequência, a transformada de Fourier pode ser tomada do sinal representado anteriormente, resultando na Figura 11:

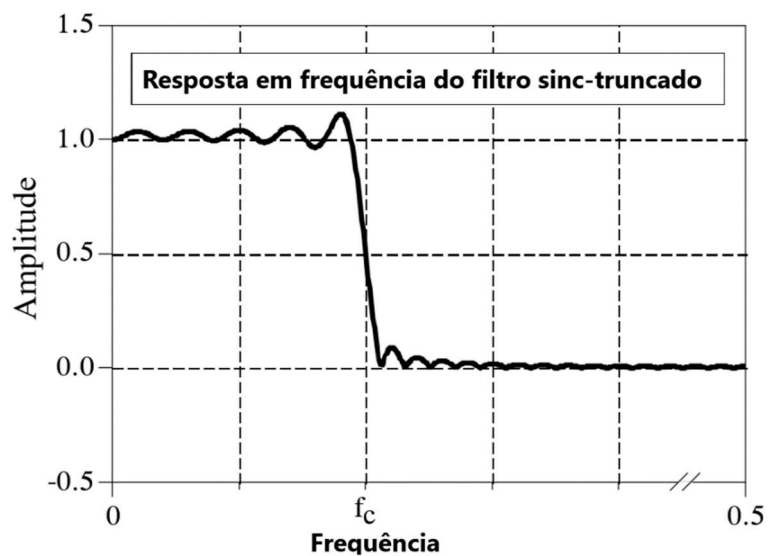


Figura 10 - Resposta em frequência do sinal representado na Figura 10 (Adaptado de [10])

Notemos que o resultado não é tão satisfatório considerando a necessidade de uma função retangular. Há ondulação excessiva na faixa de passagem e atenuação fraca na banda de corte (“*Stopband*” em inglês). Esses problemas resultam da descontinuidade abrupta nas extremidades da função sinc-truncada. Aumentar o comprimento do kernel do filtro não reduz esses problemas, a descontinuidade é significativa, não importando o tamanho do tempo colhido do sinal original.

Felizmente, existe um método simples de melhorar essa situação. A ideia é reduzir a brusquidão das extremidades truncadas e, assim, melhorar a resposta de frequência. A Figura 12 mostra uma curva suavemente cônica chamada janela Blackman, matematicamente gerada pela função (3.3).

$$w(i) = 0,42 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) + 0,08 \cos\left(\frac{4\pi i}{M}\right) \quad (3.3)$$

$i = M + 1$ pontos de 0 a M

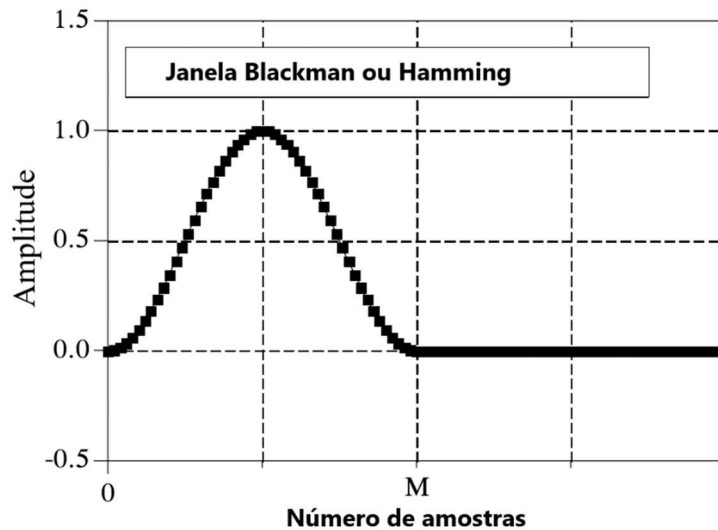


Figura 11 - Janela Blackman discretizada (Adaptado de [10])

Multiplicando o sinc-truncado pela janela Blackman resulta no kernel do filtro sinc-janelado, referenciado como *windowed-sinc* na literatura de língua inglesa, mostrado na Figura 12a, com transições claramente mais suaves o que pode ser confirmado em sua resposta em frequência pela Figura 12b, que mostra essa melhora.

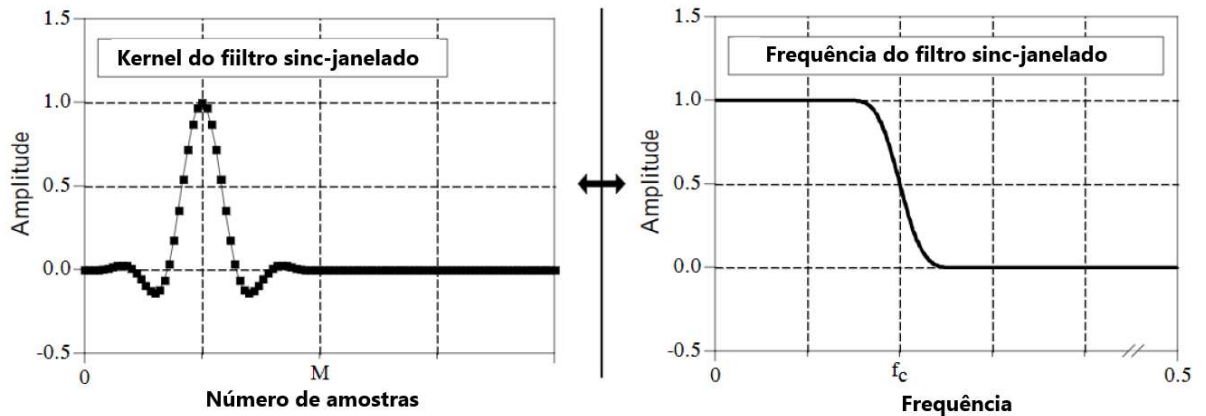


Figura 12 - a) Resultado da multiplicação da janela Blackman com o filtro sinc truncado b) Vista do sinal Windowed-sinc no domínio da frequência (Adaptado de [10])

A banda passante agora é plana e a atenuação da banda de rejeição é tão boa que não pode ser vista neste gráfico.

3.3 - Desenvolvimento de um filtro

Para projetar um filtro *windowed-sinc*, dois parâmetros devem ser selecionados: a frequência de corte, e o comprimento do kernel do filtro, M [10]. A frequência de corte é expresso como uma fração da taxa de amostragem e, portanto, deve estar entre 0 e 0,5. O valor para M define o *roll-off* de acordo com a aproximação:

$$M \approx \frac{4}{B \cdot W} \quad (3.4)$$

Onde BW é a largura da faixa de transição, medida de onde a curva mal deixa de valer um, até quase chegar a zero (digamos, 99% a 1% da curva). A largura de banda de transição também é expressa como uma fração da frequência de amostragem e deve estar entre 0 e 0,5. A Figura 13a mostra um exemplo de como essa aproximação é usada. As três curvas mostradas são geradas a partir de kernels de filtro com: $M = 20, 40$ e 200 e bandas de transição: $BW = 0,2, 0,1$ e $0,02$ respectivamente. A Figura 13b mostra que a forma da resposta de frequência não depende da frequência de corte selecionada.

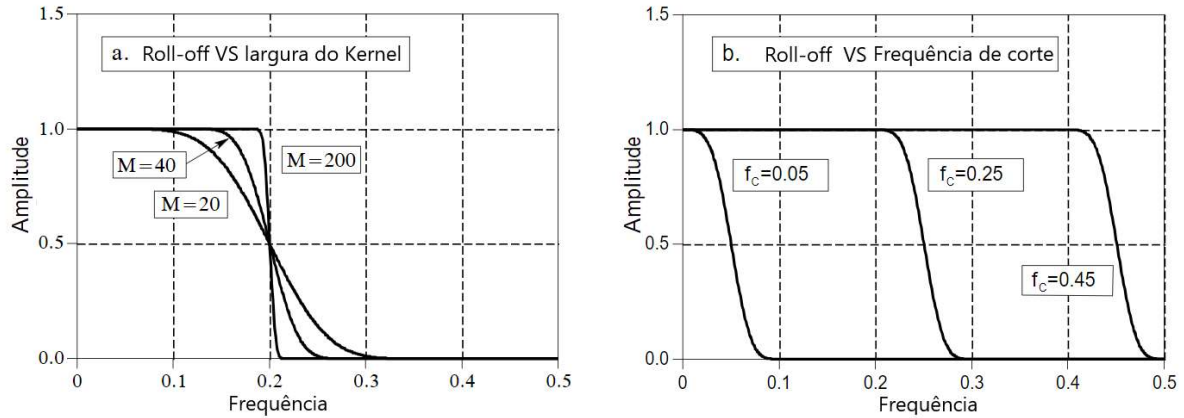


Figura 13 - a) Relação *roll-off* vs Kernel (M) b) Relação *roll-off* vs frequência de corte (Adaptado de [10])

Como o tempo requerido para uma convolução é proporcional ao comprimento dos sinais, a equação 3.4 expressa uma troca entre o tempo de computação (depende do valor de M) e a nitidez do filtro (o valor de BW). Por exemplo, o corte de 20% mais lento da janela Blackman (em comparação com o Hamming) pode ser compensado usando um kernel de filtro 20% mais longo. Em outras palavras, pode-se dizer que a janela Blackman é 20% mais lenta para ser executada que uma janela de Hamming (Equação 3.5) equivalente. Isso é importante porque a velocidade de execução dos filtros *windowed-sinc* já é terrivelmente lenta [10].

3.4 - Outras Janelas

Há várias janelas diferentes ainda disponíveis, a maioria delas nomeadas após seus desenvolvedores originais, por volta dos anos 50. Além da janela Blackman, outra muito explorada devido sua eficiência é a janela de Hamming definida por:

$$w(i) = 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \quad (3.5)$$

A janela de Bartlett é um triângulo, usando linhas retas para o cone:

$$w(i) = \begin{cases} \frac{2n}{N}, & 0 \leq n \leq \frac{N}{2} \\ 2 - \frac{2n}{N}, & \frac{N}{2} \leq n \leq N \end{cases} \quad (3.6)$$

A janela de Hanning, também chamada de janela cosseno levantado, que é bastante utilizada em técnicas de janelamento em OFDM é dada por:

$$w(i) = 0,5 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \quad (3.7)$$

Para a utilização na prática do janelamento de subportadoras, pode-se traduzir a equação acima em:

$$w(t) = \begin{cases} 0,5 + 0,5 \cos\left(\pi + \frac{t\pi}{\beta T_s}\right) & 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1 & \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0,5 + 0,5 \cos\left(\frac{(t - T_s)\pi}{\beta T_s}\right) & T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases} \quad (3.8)$$

Aqui, T , é o intervalo de símbolos, que é menor do que a duração total do símbolo, porque permitimos que os símbolos adjacentes se sobreponham parcialmente na região de *roll-off*. A estrutura de tempo do sinal OFDM agora se parece com a Figura 14.

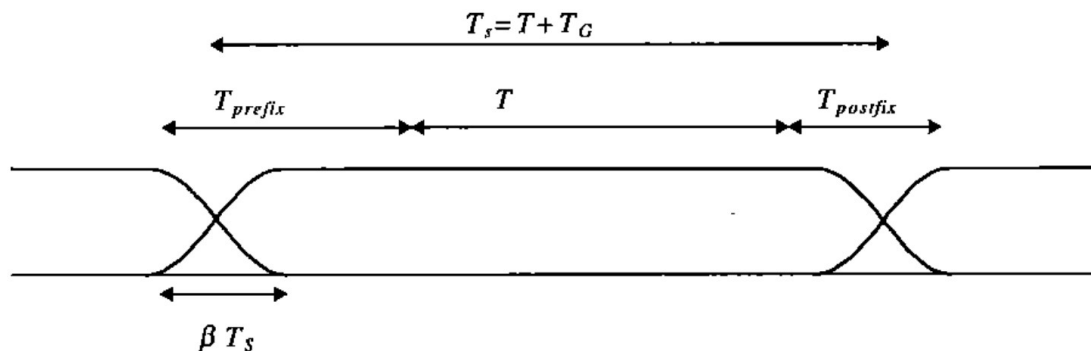


Figura 14 - Sinal OFDM com extensão cíclica e janelamento ([1])

3.5 - O uso do janelamento em OFDM

Na prática, o sinal OFDM é gerado da seguinte forma: primeiro, N_c valores de entrada QAM são preenchidos com zeros para obter N amostras de entrada que são usadas para calcular uma IFFT. Então, as últimas amostras $T_{pré-fixo}$ da saída IFFT são inseridas no início do símbolo OFDM, e as primeiras amostras $T_{pós-fixo}$ são anexadas no final. O símbolo OFDM é então multiplicado por uma janela cosseno levantado $w(t)$ para reduzir mais rapidamente a potência das subportadoras fora de banda. O símbolo OFDM é então adicionado à saída do símbolo OFDM anterior com um retardo de T_s tal, que existe uma região de sobreposição de βT_s , onde β é o fator de *roll-off* da janela de cosseno levantada [1].

Em vez de janelas, também é possível usar técnicas de filtragem convencionais para reduzir o espectro fora de banda. Multiplicar um símbolo OFDM por uma janela significa que o espectro será uma convolução do espectro da função de janela com um conjunto de impulsos nas frequências da subportadora. Quando a filtragem é aplicada, uma convolução é feita no domínio do tempo e o espectro OFDM é multiplicado pela resposta de frequência do filtro. Ao usar filtros, deve-se tomar cuidado para não introduzir efeitos de ondulação no envelope dos símbolos OFDM em um intervalo de tempo maior do que a região de rolagem da abordagem de janelas. Ondulação excessiva significa que a parte não distorcida do envelope OFDM é menor, e isso se traduz diretamente em menos tolerância de dispersão de atraso [1].

Observe que as técnicas de filtragem digital são mais complexas de implementar do que as janelas. Um filtro digital requer pelo menos algumas multiplicações por amostra, enquanto o janelamento requer apenas algumas multiplicações por símbolo, para aquelas amostras que caem na região de rolagem. Portanto, como apenas algumas amostras estão na região de *roll-off*, o janelamento é uma ordem de grandeza menos complexa que a filtragem digital.

4 - Tecnologia F-OFDM

4.1 - Introdução a F-OFDM

Após anos de discussões em toda a indústria e academia, os requisitos e expectativas para as redes de celular de 5ª geração (5G) foram esclarecidos. Embora se espere que a onda milimétrica ofereça acesso de rádio de alta velocidade de curto alcance em dezenas de Gbps, as bandas de frequência mais baixa (por exemplo, aquelas usadas atualmente pelas redes 4G de evolução de longo prazo (LTE)) continuar a fornecer acesso de rádio onipresente e confiável, mas com uma eficiência de espectro aprimorada. Para este fim, a interface aérea, especialmente a forma de onda subjacente, deve ser revista.

Em redes 4G LTE, a OFDM serviu como uma solução elegante para combater a seletividade de frequência e aumentar a eficiência do espectro. Recentemente, está se tornando um consenso que a forma de onda básica de 5G deve ser capaz de incluir, mas não limitada a: 1. Serviços personalizados para diferentes necessidades e características do canal, 2. Redução de emissão fora de banda (“*Out Of Band Emission*” em inglês), 3. Tolerância extra ao desalinhamento de frequência-tempo. Em termos destes novos requisitos, a OFDM parece ser insuficiente. Para evitar as limitações da OFDM acima mencionadas e para enfrentar os novos desafios enfrentados pela forma de onda 5G, aqui, neste artigo, apresentamos um novo ativador para formas de onda flexíveis, denominado como OFDM filtrado (F-OFDM) [4].

Com divisão e filtragem baseadas em subbandas, sistemas OFDM independentes (e possivelmente outras formas de onda) estão estreitamente contidos na largura de banda atribuída. Desta forma, a F-OFDM é capaz de superar as desvantagens da OFDM enquanto retém as vantagens dele. Em primeiro lugar, com a filtragem baseada em subbandas, o requisito de sincronização global é relaxado e a transmissão trans-assíncrona entre subbandas pode ser suportada. Em segundo lugar, com filtros adequadamente projetados para suprimir o OOB, o consumo da faixa de proteção pode ser reduzido a um nível mínimo. Em terceiro lugar, dentro de cada subbanda, numerologia otimizada pode ser aplicada para atender às necessidades de certos tipos de serviços. Em geral, os novos requisitos de desempenho enfrentados pela forma de onda 5G podem ser atendidos

pela F-OFDM e a eficiência geral do espectro pode ser melhorada. Entre todos os candidatos à forma de onda 5G, pelo menos para os autores, a F-OFDM aparece como a mais promissora, em termos de desempenho geral, complexidade associada e custo e suavidade no caminho de evolução do 4G LTE [4].

4.2 - Esperanças de melhorias com F-OFDM

Para aumentar a taxa de dados, prevê-se que uma largura de banda maior seja atribuída a 5G, por exemplo, 100-200 MHz. Com F-OFDM, a largura de banda atribuída será dividida em várias subbandas. Em cada subbanda, um OFDM convencional (e possivelmente outra forma de onda) é adaptado para atender às necessidades de determinado tipo de serviço e as características exigidas para aquele canal, por exemplo, com espaçamento adequado de subportadora, comprimento do prefixo cíclico e intervalo de tempo de transmissão (TTI).

A filtragem baseada em subbandas é então aplicada para suprimir a interferência entre subbandas, e a ortogonalidade no domínio do tempo entre símbolos OFDM consecutivos em cada subbanda é interrompida intencionalmente com perda insignificante de desempenho em outros aspectos. Consequentemente, a transmissão assíncrona através de subbandas pode agora ser suportada e a sincronização global não é mais necessária, ao contrário da OFDM convencional. Além disso, a F-OFDM também fornece reduções significativas no consumo da faixa de proteção, levando a uma utilização mais eficiente do espectro.

A estrutura transceptora da F-OFDM é representada na Figura 16. Como mencionado anteriormente, diferentes sistemas OFDM (possivelmente outras formas de onda) com diferentes espaçamentos de subportadora, comprimento de CP e duração de TTI devem estar contidos em diferentes subbandas. Em geral, as subbandas não se sobrepõem e entre subbandas, um pequeno número de tons de guarda (que é muito menor que a banda de guarda usada em 4G LTE) é deixado para acomodar a interferência entre subbandas e permitir a transmissão assíncrona. O número necessário de tons de proteção depende da região de transição dos filtros e será discutido posteriormente. O exemplo na

Figura 15 mostra a estrutura de *uplink* e *downlink* de um transceptor FOFDM e traz uma característica que pode de certa forma revolucionar; o uso de filtros diferentes para cada subbanda [4].

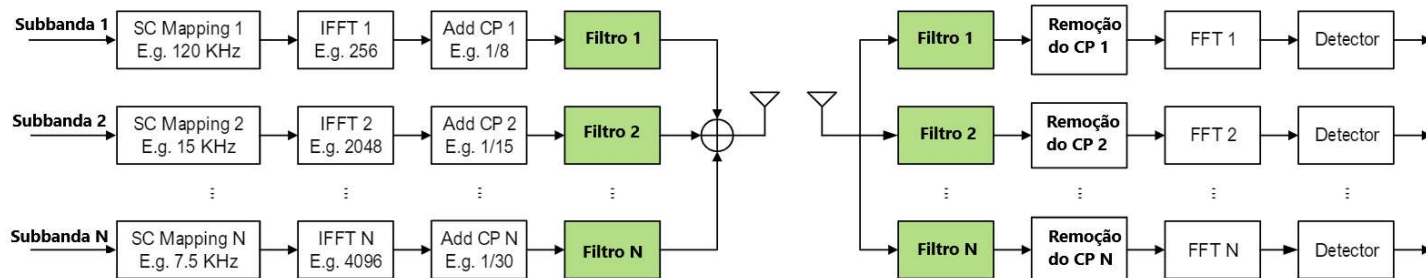


Figura 15 - Estrutura de um transceptor F-OFDM com filtragem individual para cada subbanda de serviço (Adaptado de [4])

A Figura 16 ilustra a flexibilidade e a coexistência de formas de onda F-OFDM. Como pode ser visto, em vez de uma distribuição uniforme como empregada por OFDM em 4G LTE, o arranjo de frequência-tempo da F-OFDM é muito mais flexível. Por exemplo, para fornecer latência ultrabaixa e alta confiabilidade para comunicação de Veículo para Veículo em caso de carros autônomos, a duração do TTI é reduzida enquanto o espaçamento da subportadora de OFDM é ampliado, em comparação com a estrutura convencional da OFDM. Da mesma forma, para permitir cobertura suficiente com baixo consumo de energia para a Internet das coisas, reserva-se uma forma de onda de portadora única, com possivelmente uma pequena ocupação de frequência (aumentando assim a densidade de potência de transmissão e superando a perda de penetração) e uma longa duração de TTI (explorando o canal quase-estático para confiabilidade de transmissão).

Em geral, diferentes formas de onda podem ser incorporadas sob a estrutura de F-OFDM, e o arranjo de frequência-tempo pode mudar com o tempo, adaptando-se aos requisitos de serviço e características de canal do tempo.

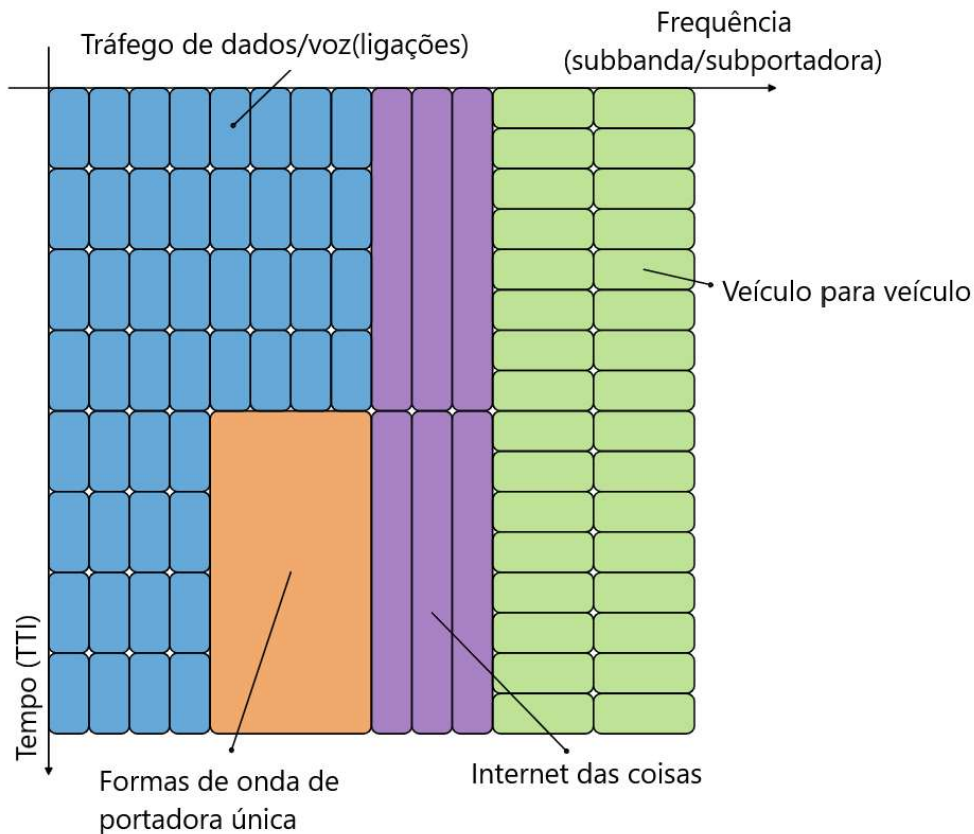


Figura 16 - Idealização de um modelo para as futuras gerações de redes de comunicação baseadas em F-OFDM, onde subbandas são reservadas para utilizações específicas (Adaptado de [4])

Com formas de onda independentes incorporadas em cada subbanda de F-OFDM, uma evolução suave de OFDM para F-OFDM pode ser esperada. A Figura 17 apresenta um plano experimental para a evolução de OFDM em 4G para F-OFDM em 5G. No estágio inicial, a faixa de guarda de 10% das redes 4G será incorporadas para transmissão de dados através da F-OFDM, e nenhuma alteração é necessária para os dispositivos móveis locados em 4G. No longo prazo, a largura de banda alocada para 4G será reduzida, mas provavelmente continuará a existir, enquanto a largura de banda restante e os novos espectros serão alocados para o 5G, fazendo a utilização do espectro de modo mais flexível e eficiente através da F-OFDM. Dessa forma, a F-OFDM oferece compatibilidade com dispositivos que utilizem versões anteriores e posteriores (4G OFDM e 5G F-OFDM respectivamente).

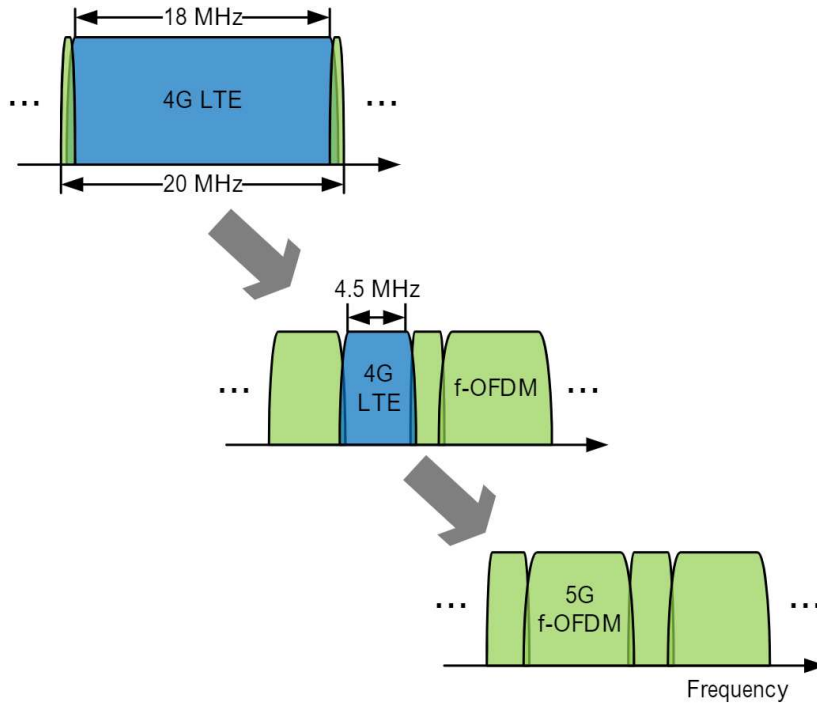


Figura 17 - Progresso gradativo de evolução da estrutura atual para o 5G F-OFDM ([4])

4.3 - Desenvolvimento e implementação da tecnologia

Como mostrado na Figura 16, o transmissor gera seu sinal OFDM com base no bloco atribuído de M subportadoras consecutivas em um número de símbolos consecutivos OFDM.

Para entendermos a criação do sinal F-OFDM, precisamos retomar a equação 2.4 e partiremos a daí. Sabendo que o produto final na criação do sinal OFDM é $s(n)$, a passagem por um filtro de modelagem de espectro apropriadamente projetado (conforme vimos no capítulo anterior), gera o sinal desejado [3].

$$\tilde{s} = s(n) * f(n) \quad (4.1)$$

O filtro de modelagem de espectro $f(n)$ é centrado em frequência nas subportadoras atribuídas, sua largura de banda é igual à largura total de frequência das subportadoras designadas e sua duração de tempo é uma parte de uma duração de símbolo OFDM. No lado do receptor, o sinal recebido é primeiro passado através do filtro $f^*(-n)$ que é compatível com o filtro do transmissor. O sinal resultante é então passado através

do receptor OFDM regular como mostrado na Figura 15. Após dividir o sinal filtrado em símbolos OFDM consecutivos e remoção do prefixo cíclico, uma FFT de comprimento N é aplicada a cada símbolo OFDM e, após a equalização do canal, os símbolos de dados são extraídos das subportadoras correspondentes [3].

Em particular, como já adiantado anteriormente, usaremos o truncamento suave do filtro retangular ideal (no sentido de que não causa distorção na faixa de passagem, enquanto fornece rejeição total fora de banda), ou seja, resposta impulso sinc “ $p_i(n)$ ”, com uma largura de banda apropriada. A estratégia é aplicarmos uma máscara janeladora de tempo $w(n)$ na resposta ao impulso de $p_i(n)$, ou seja:

$$f_i(n) \triangleq p_i(n) \cdot w(n) \quad (4.2)$$

Depois deslocamos o filtro em frequência para ser centralizado na frequência desejada. A máscara de janelamento tem transições suaves para zero em ambas as extremidades, de modo que evita saltos abruptos no início e no final do filtro truncado e, portanto, evita o transbordamento de frequência no filtro truncado. Além disso, o janelamento fornece uma localização de tempo razoável na resposta ao impulso do filtro truncado e, assim, mantém a interferência entre símbolos (ISI - *Inter Símbol Interference*) (induzido no sinal F-OFDM) resultante dentro de um limite aceitável [3].

4.4 – Tecnologias concorrentes

Além da F-OFDM, os candidatos a formas de onda 5G mais discutidos incluem: Banco de filtro multi-portadora (FBMC - *Filter bank multi-carrier*), Multi-portadora universalmente filtrada (UFMC - *Universal filtered multi-carrier*). As motivações para essas formas de onda são semelhantes ao f-OFDM, ou seja, para reduzir o OOBE ou relaxar o requisito na sincronização. Os filtros são aplicados por todas essas formas de onda, mas com metodologia e desempenho diferentes. Uma comparação detalhada entre os candidatos à forma de onda 5G pode ser encontrada na Tabela I e uma breve discussão é dada da seguinte forma:

1) f-OFDM vs. FBMC: Em busca de localização de tempo e frequência, o comprimento do filtro em FBMC é tipicamente muito longo (por exemplo, mais de 3 vezes a duração do símbolo) e, portanto, consome recursos em comparação com os filtros

em f-OFDM. Além disso, a transmissão de antena maciça foi reconhecida como o pilar do 5G. Assim, a dificuldade de combinar o FBMC com a transmissão multi-antenas limitou suas aplicações. Ao contrário, a F-OFDM pode ser combinado com transmissão de múltiplas antenas sem qualquer processamento especial.

2) f-OFDM vs. UFMC: Para evitar o ISI entre símbolos OFDM preventivos, o comprimento do filtro de UFMC é tipicamente limitado pelo comprimento de CP usado em OFDM, com o qual o OOBE próximo pode ser insatisfatório. Em contraste acentuado, usando um comprimento de filtro de até meio símbolo de duração, f-OFDM intencionalmente desiste da ortogonalidade entre símbolos OFDM consecutivos, em troca de um OOBE inferior, e permitindo assim que um número mínimo de tons de guarda seja usado. Com filtros projetados adequadamente (por exemplo, com uma distribuição de energia limitada), a degradação do desempenho resultante do aumento do comprimento do filtro é quase insignificante, em comparação com a economia no consumo da faixa de proteção.

Em geral, a F-OFDM aparece como o mais promissor concorrente de forma de onda para o 5G, fornecendo não apenas as vantagens da OFDM: 1. Multiplexação de frequência flexível, 2. Equalização de canal simples, 3. Fácil combinação com transmissão de múltiplas antenas, mas também muitos novos benefícios: 1. Serviços personalizados para diferentes necessidades, 2. Utilização eficiente do espectro, 3. Baixo OOBE, 4. Complexidade computacional acessível, 5. Possibilidade de incorporar outras formas de onda e, 6. Compatibilidade retroativa e progressiva.

Tabela 1 - Comparação entre as formas de onda dos candidatos ao 5G (Adaptado de [4])

TIPO DE ONDA	GRANULAÇÃO DO FILTRO	LARGURA DO FILTRO	OOBE
OFDM	BANDA INTEIRA	\leq Largura do Prefixo Cíclico	RUIM
F-OFDM	SUBBANDAS	$\leq 1/2 * \text{Duração do símbolo}$	ÓTIMO
FBMC	SUBPORTADORAS	$= (3,4,5) * \text{Duração do símbolo}$	MUITO BOM
UFMC	SUBBANDAS	$=$ Largura do Prefixo Cíclico	BOM

4.5 - Desafios a serem superados

Resultados de ensaios de campo confirmam a viabilidade de numerologias mistas e revelam o impacto de vários parâmetros importantes do sistema, por exemplo, largura de banda de proteção, largura de banda de dados, relação sinal-ruído (SNR) e potência de transmissão. Os resultados também sugerem que a F-OFDM supera o CP-OFDM e o W-OFDM em termos de eficiência de espectro e robustez em um regime de SNR alto. Em alguns cenários específicos, a utilização do espectro ideal pode ser realizada por f-OFDM, que remove completamente a faixa de guarda [7].

A filtragem apropriada para a F-OFDM satisfaz os seguintes critérios [9]:

Deve ter uma banda passante plana sobre as subportadoras na subbanda.

Deve ter uma banda de transição nítida para minimizar bandas de guarda.

Deve ter atenuação suficiente na faixa de rejeição.

Um filtro com uma resposta de frequência retangular, isto é, uma resposta de impulso sinc, atende a esses critérios. Para tornar isso causal, o filtro passa-baixo é realizado usando uma janela, que trunca efetivamente a resposta ao impulso e oferece transições suaves para zero em ambas as extremidades.

No F-OFDM, o sinal CP-OFDM da subbanda é passado através do filtro projetado. Como a faixa de passagem do filtro corresponde à largura de banda do sinal, somente as poucas sub-portadoras próximas à borda são afetadas. Uma consideração importante é que o comprimento do filtro pode exceder o comprimento do prefixo cíclico para a F-OFDM.

5 - Processamento de Imagens

5.1 - Introdução

Uma imagem pode ser definida como uma função bidimensional $f(x, y)$, onde x e y são coordenadas espaciais e a amplitude de f em qualquer par de coordenadas (x, y) é chamada intensidade imagem nesse ponto. Quando x, y e os valores de f são quantidades discretas e finitas a imagem é chamada de digital. Uma imagem digital é composta de um número finito de elementos tendo cada elemento um valor e uma localização particular, como podemos ver na Figura 18. Cada elemento da imagem é chamado de pixel. O processamento digital de imagem refere-se ao processamento de imagem usando um computador digital.



Figura 18 - Observação do detalhamento de uma imagem e sua composição por pixels com intensidade de cores diferentes (Autoria da imagem [5])

A visão é o sentido mais avançado de todos os sentidos humanos e por isso as imagens têm um papel muito importante na percepção humana. Contudo, ao contrário da visão humana que é limitada à banda visível do espectro eletromagnético, os computadores e aparelhos imagiológicos cobrem quase todo o espectro eletromagnético desde ondas Gama até às ondas rádio. Assim os aparelhos imagiológicos podem processar

imagens geradas a partir de ultrassons, microscopia electrónica e imagens geradas por computador, entre outras técnicas. Sendo assim, o processamento digital de imagem comporta um largo e variado campo de aplicações.

O processamento de imagem pode ser dividido em três grupos diferentes: baixo, médio e alto nível.

Baixo nível

Este tipo de processamento, que atua ao nível do pixel, envolve operações primitivas tais como pré-processamento de imagem para redução de ruído, aumento de contraste e suavização de imagem. É caracterizado pelo facto de que ambos os objetos de entrada e de saída serem imagens [5].

Médio nível

Este processamento envolve tarefas mais avançadas tais como segmentação, partição de uma imagem em regiões ou objetos, e reconhecimento de objetos individuais. O objeto de entrada é uma imagem, mas a saída pode ser constituída por um conjunto de atributos extraídos das imagens, como por exemplo contornos e bordas.

Alto nível

Este grupo envolve a interpretação do conteúdo da imagem, numa tentativa de executar funções cognitivas normalmente associadas com a visão humana. Este tipo de processamento está geralmente associado à análise de imagem.

5.2 - Aquisição de imagem

Cada tipo de imagem é adquirido utilizando diferentes sensores e técnicas. Com poucas exceções, todas as técnicas imagiológicas envolvem um mapeamento de uma cena 3D num espaço 2D. O resultado final da maioria dos sensores utilizados para produção de imagem é uma voltagem contínua em forma de onda cuja amplitude e comportamento espacial estão relacionadas com o fenómeno físico sendo estudado. Para criar uma imagem, é necessária a conversão da informação contínua adquirida em formato digital.

Uma imagem pode ser contínua em relação às coordenadas x e y e também em amplitude. Para a converter em formato digital, é necessário ter uma amostra da função quer em ambas as coordenadas, quer em amplitude. Sendo assim, uma imagem digital é obtida através de uma operação de amostragem espacial 2-D e quantificação de intensidade de uma função contínua. O número de pixels usados para representar a imagem e o número de níveis de quantificação usados para representar a intensidade dos pixels são as principais características de uma imagem.

5.3 - Amostragem

Amostragem é a definição de instantes temporais ou locais onde os valores da imagem são gravados. É a desratização do domínio contínuo, muitas vezes definido em x , y , z , e t . Uma imagem estática é um sinal bidimensional que varia espacialmente. O período de amostragem, de acordo com o critério de Maquis, deve ser menor ou, no máximo, igual a metade do período do mais fino detalhe presente numa imagem. Se a imagem é sobre-a mostrada ou exatamente amostrada é possível reconstruir a imagem sem perdas. Se a imagem é sub-amostrada, haverá sobreposição espectral, o que resulta num efeito de suavização. Se uma função $f(t)$ não contem frequências maior que w , esta é completamente determinada dando as suas ordenadas a uma serie de pontos espaçados por $1/(2w)$ segundos. Ou seja, se uma imagem tem uma amostragem com uma taxa maior que a frequência de Maquis, uma imagem analógica pode ser recuperada a partir da imagem amostrada com um erro convergente para zero à medida que o número de amostras se aproxima do infinito [5].

A resolução adequada depende do tipo de informação que necessitamos extrair da imagem. Se tecnologicamente possível, pode-se adquirir e armazenar com a maior resolução possível. Contudo, uma redução da resolução pode ser desejável não apenas para aumentar a eficiência e reduzir custos, mas para não dificultar a sua análise.



Figura 19 - Exemplo de imagem com taxas de amostragem diferentes, perceba que a qualidade é proporcional ao aumento do nível de amostragem (Autoria da imagem desconhecida)

5.4 - Quantização

A discretização consiste na observação de um sinal contínuo no espaço ou tempo em posições ou instantes discretos, evento já explicado anteriormente. A quantização de imagens se trata do processo de discretização de cor, permitindo a conversão de uma imagem com um conjunto contínuo de cores numa imagem com um conjunto discreto de cores. Esta envolve a atribuição de um valor a cada amostra, de maneira que as imagens reconstruídas a partir de um número de amostras quantizadas generosas, serão de boa qualidade e o erro induzido pela quantização é bem reduzido [5].

A gama dinâmica de valores que as amostras da imagem podem assumir é dividido num número finito de intervalos e cada intervalo é atribuído a um único nível. Tipicamente, o número de níveis de cada pixel de uma imagem de tons cinza é representada por 8 bits, correspondendo a 256 níveis de quantização, embora algumas aplicações usem 16 bits, onde o realce de intervalos de níveis de cinza seja necessário.

5.5 - Segmentação de imagens

A segmentação de imagem tem como finalidade subdividir uma imagem nos objetos ou regiões que a constituem, para que os pixels em cada região possuam um conjunto idêntico de propriedades ou atributos. Estes atributos podem incluir níveis de contraste, valores espectrais ou propriedades de textura. A imagem segmentada será então definida por um conjunto de regiões que estão ligadas, mas não sobrepostas, de forma a cada pixel na imagem pertence a apenas uma região.

Os algoritmos clássicos utilizados em segmentação de imagem são baseados em uma das duas propriedades básicas dos valores de intensidade, descontinuidade e similaridade. No primeiro caso, a segmentação é baseada em mudanças bruscas nos valores de intensidade dos pixels da imagem, no segundo caso, a segmentação de imagem é baseada na sua partição em regiões semelhantes de acordo com um conjunto de critérios predefinidos.

São vários os processos disponíveis para a segmentação de imagens, podem ser citados, alguns processos mais comuns como: Detecção de Pontos e Linhas, Detecção de contornos e orlas.

Para detectar estruturas em imagens, tais como orlas e linhas, são usados filtros de forma a extrair as derivadas da imagem. Os operadores de Roberts, Prewitt e Sobel são exemplos de tipos de filtros que fornecem o valor absoluto de um gradiente de várias formas [5]. O operador Laplaciano é um filtro isotrópico baseado na derivada de segunda ordem de uma função. A resposta deste operador é independente da orientação das descontinuidades da imagem processada, mas muito sensível ao ruído, para contornar este problema aplica-se inicialmente um filtro passa-baixo. A sua expressão num espaço bidimensional é:

$$\nabla^2 f = \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} \quad (5.1)$$

Este operador evidencia descontinuidades em níveis de cinza numa imagem e mascara regiões na imagem com pequenas variações, produzindo imagens com linhas de contorno acentuadas sobrepostas num fundo escuro. As restantes características da imagem podem

ser recuperadas através da adição da imagem original à imagem tratada com este operador.

5.6 - *Thresholding*

Um método simples para a segmentação de imagem é o *thresholding*, que faz com uma imagem de tons cinzas se torne numa imagem binária. A forma mais simples de *thresholding* é feita através da partição do histograma da imagem pelo uso do único parâmetro de *threshold*, T . A segmentação da imagem é feita em seguida, mapeando a imagem pixel a pixel como objeto ou fundo (“*background*”), se o valor de intensidade de nível de cinza é maior ou menor que o valor de T . Este método pode ser definido por:

$$z(x, y) = \begin{cases} 1, & \text{se } f(x, y) > T \\ 0, & \text{em outros casos} \end{cases} \quad (5.2)$$

Onde $f(x,y)$ representa a função original, $z(x,y)$ a função binária e T o valor de *threshold*. O valor do *threshold* tem que ser determinado consoante a imagem em questão, existindo várias possibilidades de atribuir valores a esta variável.

A forma mais simples é um valor estático: cada valor de cinza menor que um determinado valor T fica com o valor zero na imagem final e qualquer outro valor fica como 1 na imagem final.

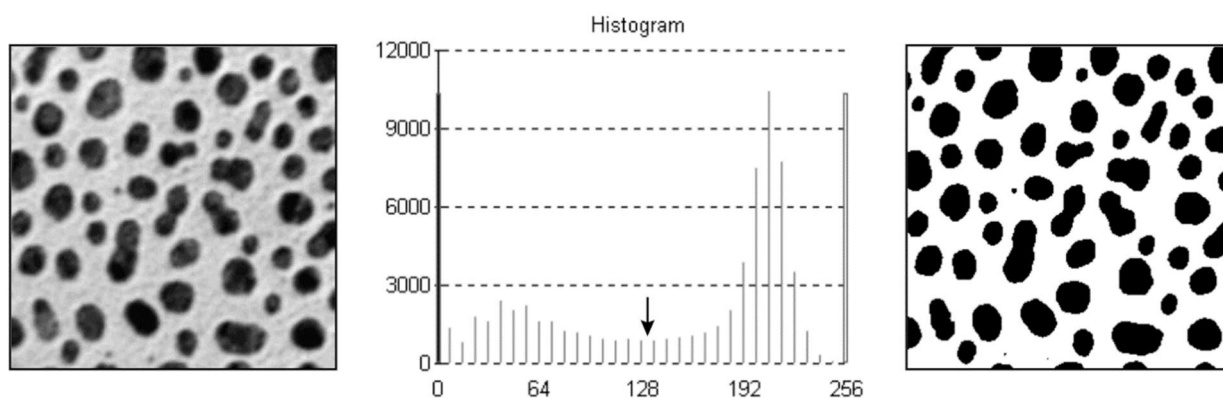


Figura 20- Exemplo de *thresholding* (binário) (Autoria da imagem desconhecida)

Existem ainda técnicas de *threshold* que utilizam uma gama maior de valores, subdividindo a imagem em vários segmentos. Os histogramas destas imagens são

multimodais, com picos acentuados na sua distribuição, sendo estes escolhidos como valores de *threshold* na segmentação de imagem como notamos na Figura 21. Se os pixels de uma dada imagem forem representados por L níveis de cinza, então o número de pixels com nível i é descrito por n_i e o número total de pixels por $N = n_1 + n_2 + \dots + n_L$. O histograma normalizado é uma função de distribuição de probabilidade (Equação 5.3). As Equações 5.4, 5.5 e 5.6 mostram a probabilidade de ocorrência, o nível médio e o desvio padrão por classe, ou região segmentada, respectivamente, onde d representa a classes e T_d são os limites dos níveis de cada classe [6].

$$p_i = \frac{n_i}{N}; p_i \geq 0; \sum_{i=1}^L p_i = 1 \quad (5.3)$$

$$q_d = \sum_{i=T_{d-1}+1}^{T_d} p_i \quad (5.4)$$

$$\mu_d = \sum_{i=T_{d-1}+1}^{T_d} \frac{i \cdot p_i}{q_d} \quad (5.5)$$

$$\sigma_d^2 = \sum_{i=T_{d-1}+1}^{T_d} \frac{(i - \mu_d)^2 \cdot p_i}{q_d} \quad (5.6)$$

Assim, o critério de seleção do limite dos níveis de cinza ou tons ótimos é baseado na minimização da expressão da variância intra-grupo (Equação 5.7).

$$\text{Min } f(T_1, T_2, \dots, T_{d-1}) = \sum_{i=1}^d q_i \cdot \sigma_i^2 \quad (5.7)$$

6 - Resultados

6.1 - Ferramenta MATLAB

A contribuição científica do nosso trabalho gira em torno da simulação e comparação da rede OFDM e F-OFDM, ambas com os parâmetros idênticos definidos, porém, com a característica que os define, o janelamento, ou truncamento suave do sinal sinc.

Todo o ambiente de simulações, geração de gráficos e apresentação de variáveis acontece no MATLAB®, software desenvolvido pela MATHWORKS®. O processamento de sinal é essencial para uma ampla gama de aplicações, desde ciência de dados até sistemas embarcados em tempo real. Os produtos MATLAB® e Simulink® facilitam o uso de técnicas de processamento de sinais para explorar e analisar dados de séries temporais e fornecem um fluxo de trabalho unificado para o desenvolvimento de sistemas embarcados e aplicativos de *streaming*. Utilizamos algumas ferramentas da toolbox 5G para o software.

6.2 - Parâmetros e análise

Para investigarmos o quão eficiente poderia ser essa filtragem do sinal OFDM, fizemos simulações com parâmetros distintos, analisando a eficiência da tecnologia defendida perante a praticada atualmente. Das simulações feitas, apresentaremos 3 cenários distintos: com uma única banda, sem divisões ou reservas para setores de serviço e dados (bits) gerados aleatoriamente, onde analisaremos o PAPR, o BER, a atenuação do lóbulo lateral; uma transmissão de imagem utilizando o filtro em toda extensão da banda, onde será apresentada os mesmos parâmetros de eficiência já citados, porém, variaremos o número de amostras do filtro utilizados, além de uma janela inédita; será analisado também, a transmissão por subbandas em *frames*, onde além dos parâmetros citados, será analisado o uso de janelas distintas e se há evidência de melhoria do uso destas entre si.

Vale a pena lembrar que para uma análise mais livre abrangente, não será levado em consideração a modulação adaptativa presente no 4G, onde dependendo do nível da

relação sinal-ruído, a modulação transita de uma para outra, encontrando a melhor situação para a comunicação, assim poderemos explorar além dos parâmetros do 4G.

6.3 - 1º Cenário

6.3.1 - 1º Caso

Para o 1º caso os parâmetros utilizados são:

Número de pontos FFT = 1024

Número de bloco de recursos = 50

Número de subportadoras por bloco de recurso = 12

Prefixo cíclico = 72

Número de subportadoras em *offset* ou em excesso de banda = 2.5

Número de amostras do filtro = 513

O filtro utilizado é chamado sinc – Hanning e a função matemática que o descreve é:

$$w(n) = 0,5 - 0,5\cos\left(\frac{2\pi n}{L-1}\right), \quad -\frac{(L-1)}{2} \leq n \leq \frac{(L-1)}{2} \quad (6.1)$$

O 1º cenário está subdividido em 5 casos, com mudança de um único parâmetro entre eles. Sentimos a necessidade de gradativamente alterarmos as simulações rumo ao caso mais complexo. No caso 1, os dados de entrada serão modulados em QPSK e o canal de transmissão sofrerá adição de ruído gaussiano com uma relação de sinal ruído de 4 dB. O resultado do filtro (sinc janelado) com sua frequência de corte é apresentado a seguir:

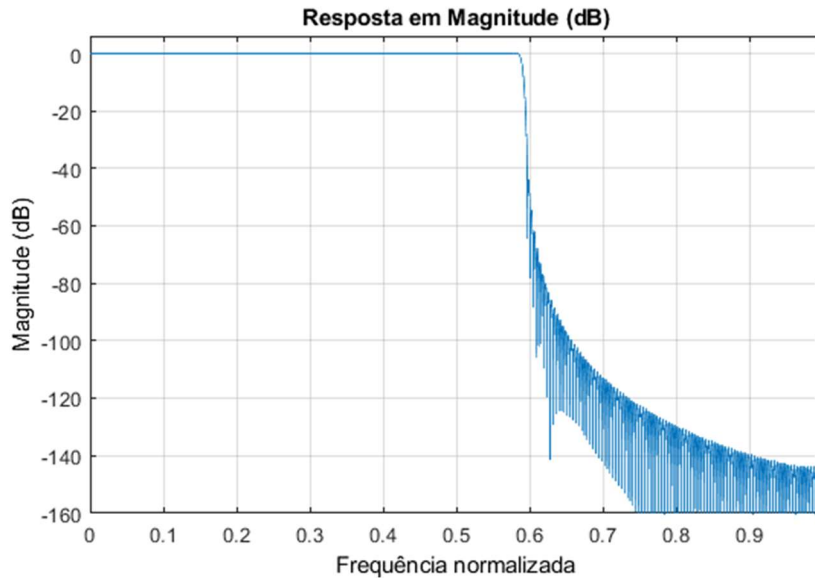


Figura 21 - Resposta em Magnitude do filtro ao impulso

Podemos ver a faixa principal da janela utilizada para truncar e permitir uma transição mais suave para zero:

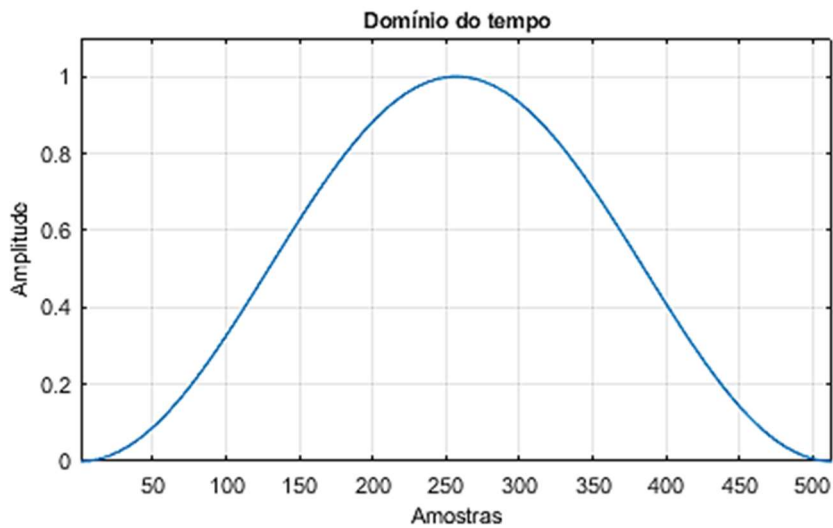


Figura 22 - Visão da janela utilizada no 1º caso

Algumas informações que podemos obter do *software* de análise de janelas e seus valores são: Atenuação do lóbulo lateral = - 31,5 dB, Largura do lóbulo Principal (-3 dB) = 0,0056152.

Adiante é apresentado o gráfico de Densidade Espectral de Potência (“*Power Spectral Density*” em inglês) de ambos sinais, imediatamente antes da transmissão:

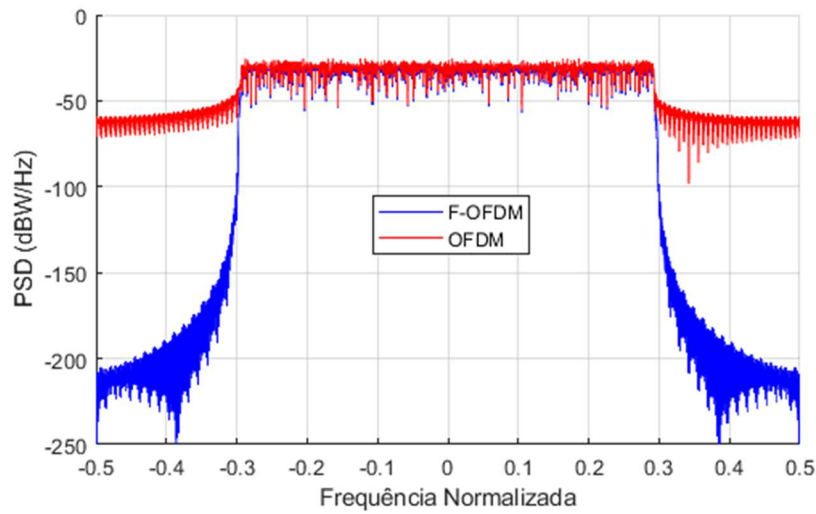


Figura 23 – Densidade Espectral de Potência do sinal OFDM em vermelho e do sinal F-OFDM em azul

Nesta primeira simulação, foram transmitidos 1200 bits em uma única banda, contendo 600 subportadoras com 2 bits por símbolo. Os bits foram gerados aleatoriamente. A seguir, a constelação dos símbolos recebidos, perceba como ambos os diagramas têm grande espalhamento dos símbolos recepcionados, porém, a F-OFDM têm menos interferência entre símbolos:

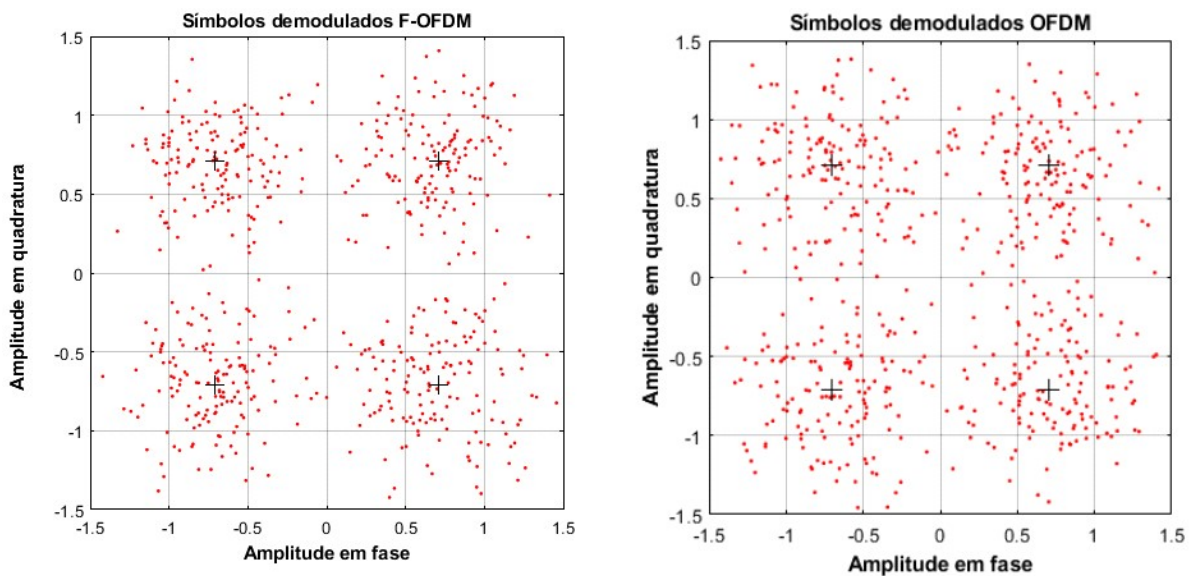


Figura 24 - Gráfico de constelação do 1º caso com modulação QPSK, SNR = 4dB

Para o gráfico acima, os valores correspondentes de PAPR são: F-OFDM = 9,6041 dB, OFDM = 7,9283 dB. Para o BER, há uma melhoria expressiva, onde os números de

bits errados na recepção são 3 vezes menores no F-OFDM: $BER_{F-OFDM} = 9$ bits (0,75%), $BER_{OFDM} = 27$ bits (2,25%).

6.3.2 - 2º Caso

Olhando a Figura 24, fica difícil entender visualmente o quanto a filtragem melhorou o desempenho da OFDM, logo, foi simulado o caso onde aproveitamos todos os parâmetros do 1º caso com exceção do SNR, onde utilizamos 7dB, onde através da Figura 25, é perceptível a melhora na concentração dos pontos próximo aos alvos em forma de “+”, o que se relaciona com a melhora no BER:

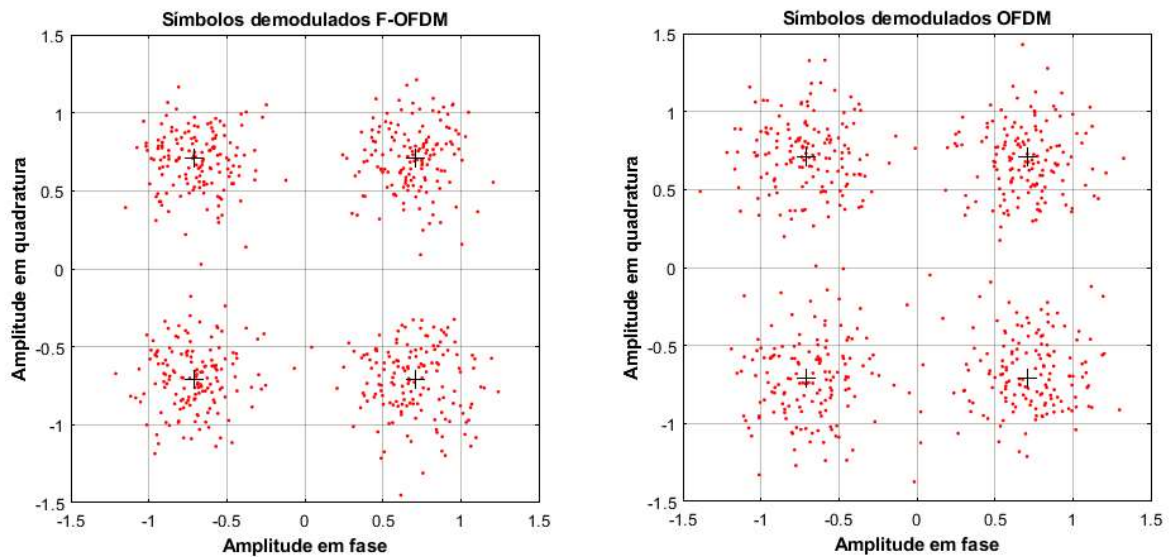


Figura 25 - Gráfico de constelação do 2º caso com modulação QPSK, SNR = 7dB

Os valores do BER foram: $BER_{F-OFDM} = 0$ bits (0%), $BER_{OFDM} = 3$ bits (0,25%) enquanto o PAPR foi de 9,6041 dB para a F-OFDM e 7,9283 dB para a OFDM.

6.3.3 - 3º caso

Simulamos também o mesmo cenário utilizando modulação 16-QAM, mantendo a relação sinal-ruído em 7 dB. A Análise dos gráficos do sinal filtro (Sinc janelado) no

domínio da frequência, da visão da janela e da comparação do Densidade Espectral de Potência do sinal OFDM e F-OFDM mudaram muito pouco, porém os valores do BER, PAPR, além do gráfico da constelação dos símbolos recebidos são diferenciais importantes e são apresentados a seguir. Olhando somente para o gráfico da recepção dos símbolos F-OFDM e OFDM, não é nítida a diferença entre eles, isto porque o aumento do número de bits por símbolo decorre em uma maior sensibilidade de erro de bit quando o sinal interage com um canal AWG, logo uma modulação 16-QAM com um SNR de 7 dB é fraco para ambos sinais, porém a F-OFDM se mantém levemente superior.

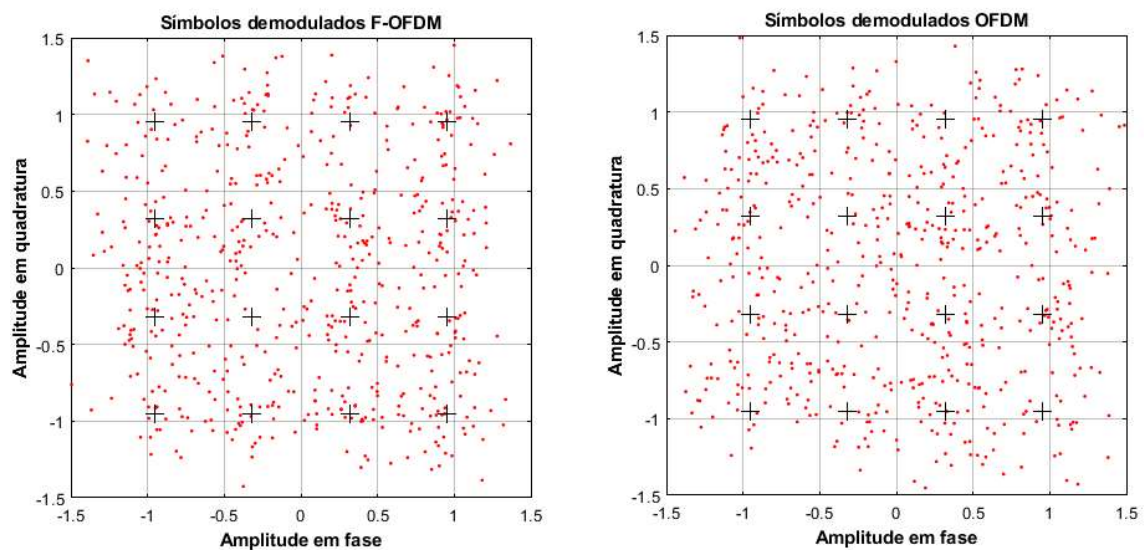


Figura 26 - Gráfico de constelação do 3º caso com modulação 16 – QAM, SNR = 7dB

Para esta terceira condição, os valores correspondentes de PAPR são: F-OFDM = 9,5388 dB, OFDM = 7,8622 dB. Para o BER: $BER_{F-OFDM} = 116$ bits (4,83%), $BER_{OFDM} = 163$ bits (6,79%).

6.3.4 - 4º caso

O próximo passo da pesquisa é aumentar o SNR de tal forma que o BER da recepção F-OFDM seja muito superior à do seu concorrente, então a relação sinal-ruído é aumentado para 11 dB, veja os resultados:

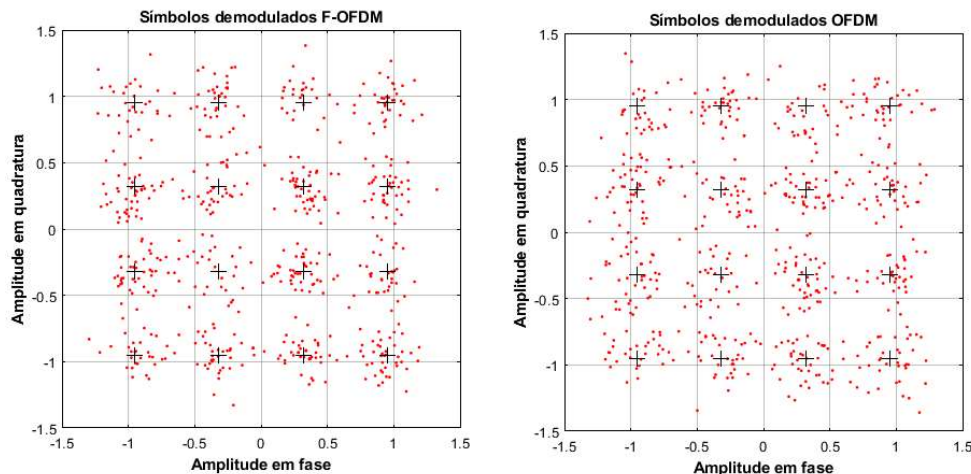


Figura 27- Gráfico de constelação do 4º caso com modulação 16-QAM, SNR = 11dB

É perceptível a diferença entre os dois últimos casos, porém, o sinal OFDM teve 4 vezes mais erros de bits que seu concorrente. Para esta quarta condição, os valores correspondentes de PAPR são: F-OFDM = 9,5388 dB, OFDM = 7,8622 dB. Para o BER: $BER_{F-OFDM} = 8$ bits (0,33%), $BER_{OFDM} = 32$ bits (1,33%).

6.3.5 - 5º caso

Enfim, para uma análise completa, sentimos a necessidade de simularmos este 1º cenário em condições de canal com baixa adição de ruído gaussiano, a figura a seguir se refere a simulação com modulação 16 – QAM, com SNR = 14 dB, perceba que os símbolos recepcionados estão muito mais precisos na constelação, perceba que não há interferência entre eles:

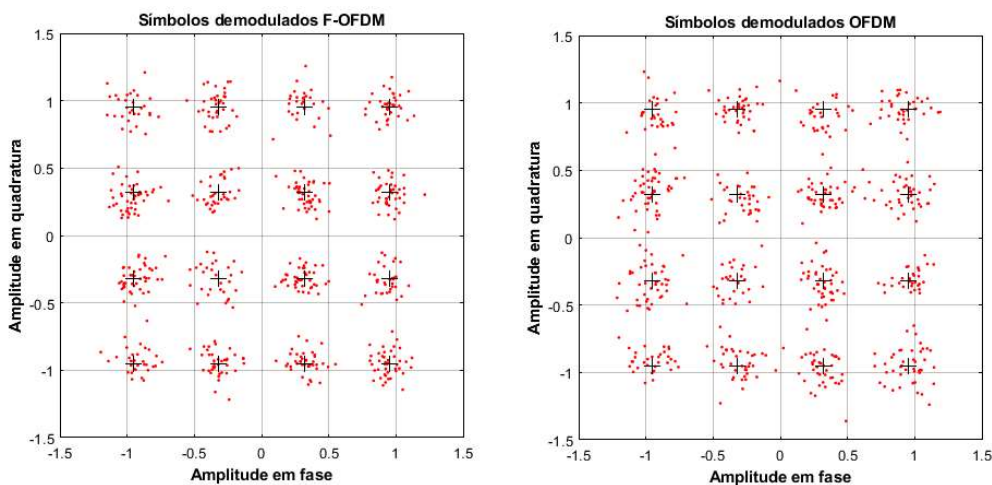


Figura 28 - Gráfico de constelação do 3º caso com modulação 16 – QAM e SNR = 14 dB

Para esta quinta condição, os valores correspondentes de PAPR são: F-OFDM = 9,5388 dB, OFDM = 7,8622 dB. Uma novidade aqui é o BER, onde ineditamente, não há nenhum bit errado na recepção do sinal F-OFDM: $BER_{F-OFDM} = 0$ bits (0%), $BER_{OFDM} = 3$ bits (0,125%).

A conclusão que tiramos do 1º cenário é que como vemos na Figura 23, o janelamento do filtro sinc proporciona uma definição da frequência de corte muito mais eficiente que torna o sinal F-OFDM mais resiliente ao ser exposto ao canal com adição de ruído gaussiano que o sinal OFDM, refletindo no menor número de bits errados na recepção após a demodulação. Vemos também que o nível de modulação aumenta o BER e degrada o PAPR, enquanto uma melhoria na relação sinal-ruído canal melhora o primeiro parâmetro e não interfere no segundo.

É importante relatar o comportamento da curva do BER em relação a mudança da SNR. A Figura 29 demonstra o comportamento desta curva para este cenário simulado.

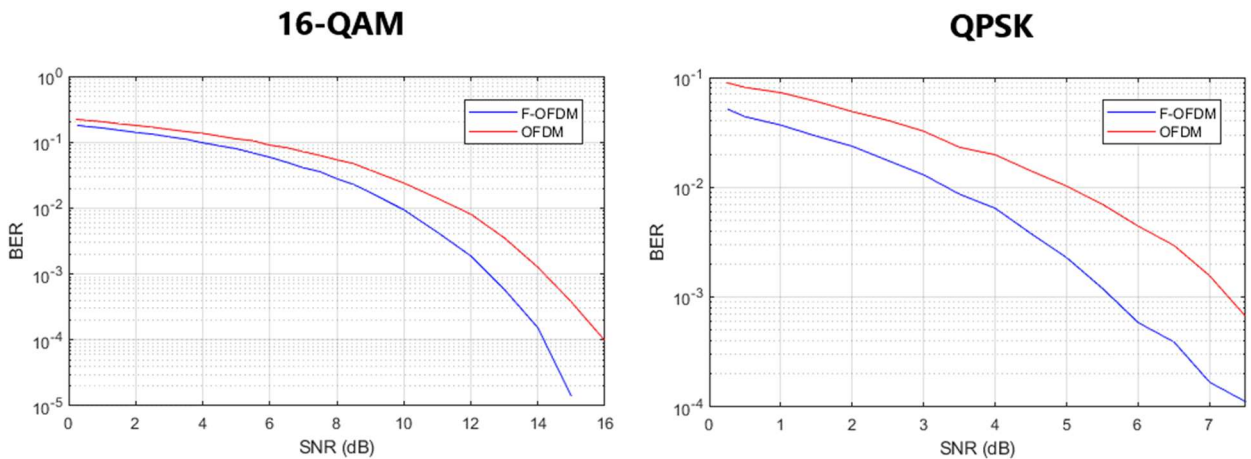


Figura 29 - Curva BER x SNR(dB) do cenário 1 gerada por rotina de colhimento e plotagem de valores

6.4 - 2º Cenário

6.4.1 - 1º Caso

As particularidades do 2º cenário são: afim de aumentar a complexidade, os dados transmitidos serão bits que representam uma imagem “.bmp” em escala de cinza; estudaremos algumas das janelas apresentadas na seção “*Finite Impulse Response Filter*” e o grau de eficiência delas; modificaremos o número de amostras do filtro.

Como o número de dados que compõem uma imagem é muito maior que as 600 subportadoras do cenário anterior podiam transportar em uma única vez, mesmo com modulações mais refinadas, serão necessários mais de um *frame*, ou seja, mais de um intervalo de transmissão para que toda a informação seja enviada. A Figura 30 apresenta a imagem que utilizaremos para estudo no 2º cenário.



Figura 30 – Figura em escala de cinza utilizada no 2º cenário, com vários frames de transmissão.

Os parâmetros fixos utilizados na transmissão foram:

Número de pontos FFT = 1024

Número de bloco de recursos = 50

Número de subportadoras por bloco de recurso = 12

Prefixo cíclico = 72

Relação sinal-ruído = 12 dB

Modulação = 16-QAM

Número de subportadoras em *offset* ou em excesso de banda = 2.5

O 1º caso do 2º cenário inova em utilizar as janelas Blackman e Hamming, apresentadas nas equações 2.3 e 2.5 respectivamente, recapituladas adiante:

$$w(i) = 0,42 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) + 0,08 \cos\left(\frac{4\pi i}{M}\right) \quad (3.3)$$

$i = M + 1$ pontos de 0 a M

$$w(i) = 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \quad (3.5)$$

Utilizaremos o filtro com 512 amostras + 1. É importante informar que os gráficos a seguir se referem a 1 frame de transmissão e os valores de BER e PAPR são médias de todas os frames de transmissão:

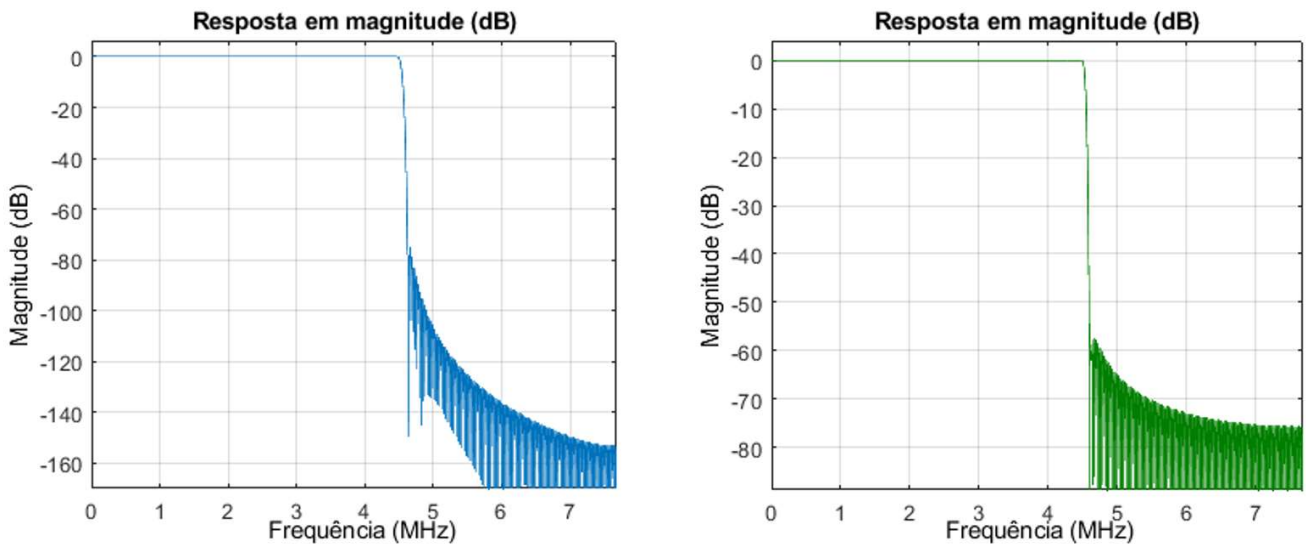


Figura 31 – Resposta em magnitude no domínio da frequência dos filtros sinc-Blackman (azul) e sinc-Hamming (verde)

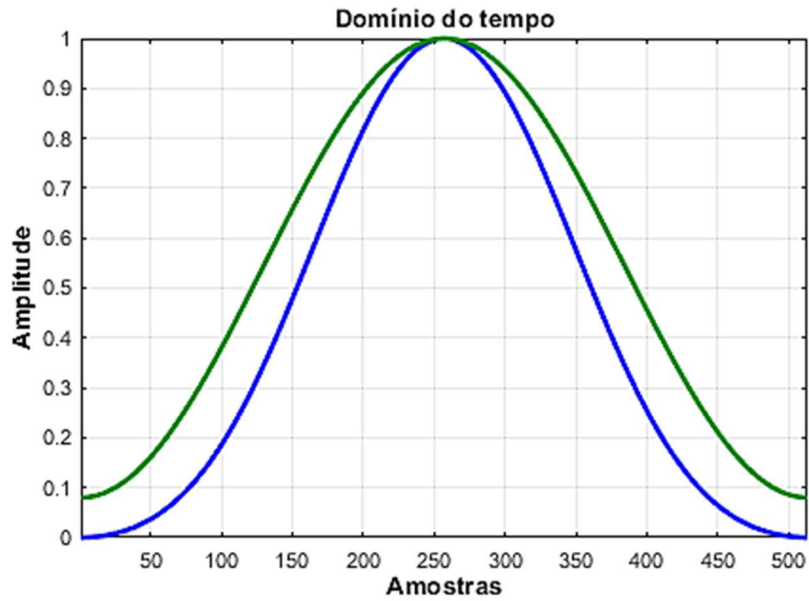


Figura 32 - Visão das janelas Blackman (azul) e Hamming (verde)

A função *window viver* informa que a atenuação dos lóbulos laterais e a largura do lóbulo principal (-3 dB) são -58,1 dB e -42,7 dB, 0,0063477 e 0,0048828 para as janelas Blackman e Hamming respectivamente.

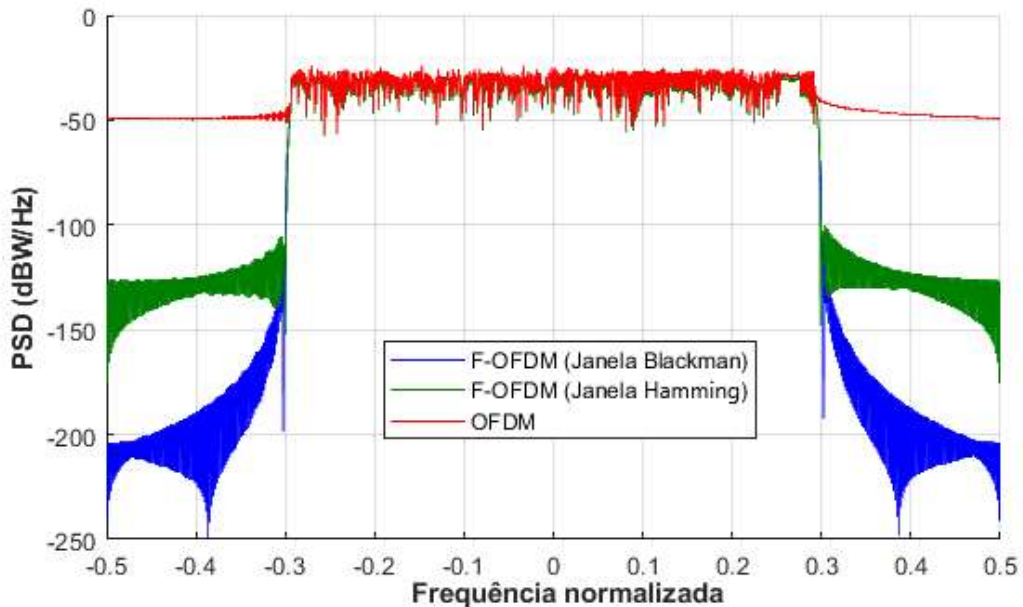


Figura 33 – Densidade Espectral de Potência dos sinais OFDM em vermelho , F-OFDM sinc-Blackman em azul e F-OFDM sinc-Hamming em verde

Vemos que a Figura 33 mostra claramente que a janela Blackman tem maior definição da frequência de corte e um decaimento mais suave dos lóbulos laterais que a janela Hamming, comprovados pelos dados citados acima.

Após 578 frames necessários para enviar toda matriz de bits da imagem, a média do BER por frame foi de 11,3253 bits errados (0,47188%) utilizando a janela Blackman enquanto para a janela Hamming foi de 10,6886 bits errados (0,44536%), sem a filtragem e janelamento, a OFDM errou 26,1626 bits na recepção (1,0903%). As médias do PAPR foram 20,6244 dB, 20,6241 dB e 18.9038 dB para a F-OFDM_{Blackman}, F-OFDM_{Hamming} e OFDM respectivamente.

É mais interessante analisarmos o estado da imagem recebida em cada modelo, como segue a Figura 34, percebemos que a mais nítida é a segunda:



Figura 34- Imagens recebidas após todo o processo de transmissão e recepção; SNR = 12dB, modulação 16-QAM

6.4.2 - 2º caso

O que difere o 2º caso do 1º é a qualidade de amostra do filtro que será reduzida pela metade.

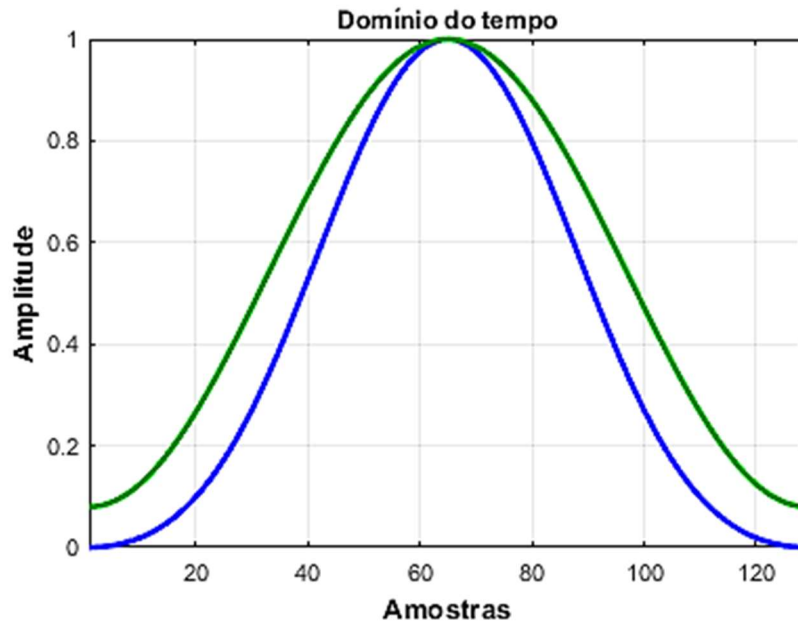


Figura 35 – Filtros com número de amostras reduzida pela metade

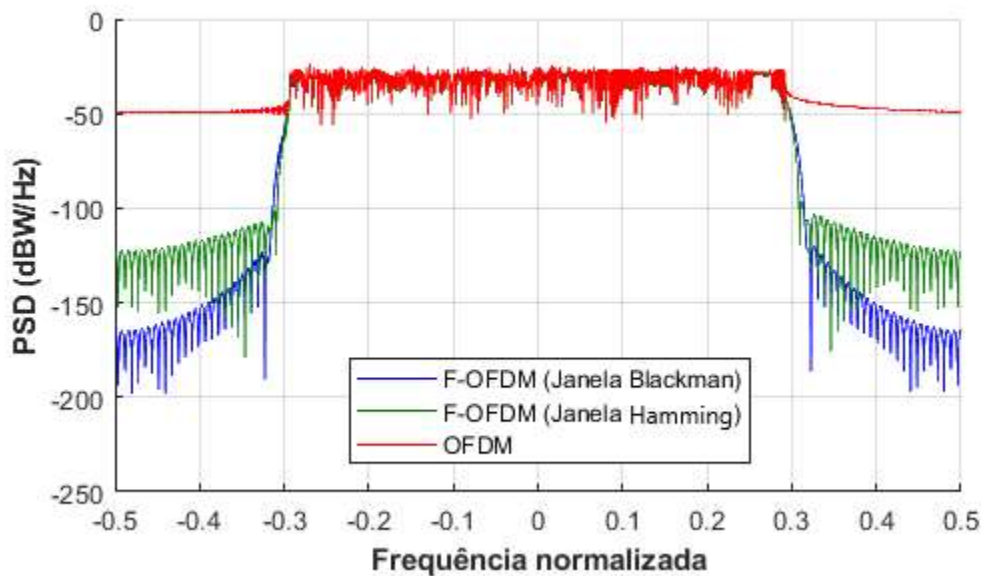


Figura 36 – PSD para o caso 2

Para a condição apresentada, as informações colhidas são: BER para F-OFDM_{Blackman}, = 36,0242 (1,5010%), para F-OFDM_{Hamming} = 32,0381 (1,3349%) e para a OFDM = 26,1626 bits errados (1,0903%) por frame. O PAPR são: 19,4383 dB, 19,4391 dB e 18,9038 dB seguindo a mesma ordem anterior.

Notamos claramente o aumento de erros de bit recepcionados analisando a Figura abaixo, que necessitou de 578 frames para transmissão total. Neste caso, o OFDM obteve o melhor desempenho, o que mostra a necessidade que a F-OFDM têm em ter o filtro com uma ordem muito superior ao CP.

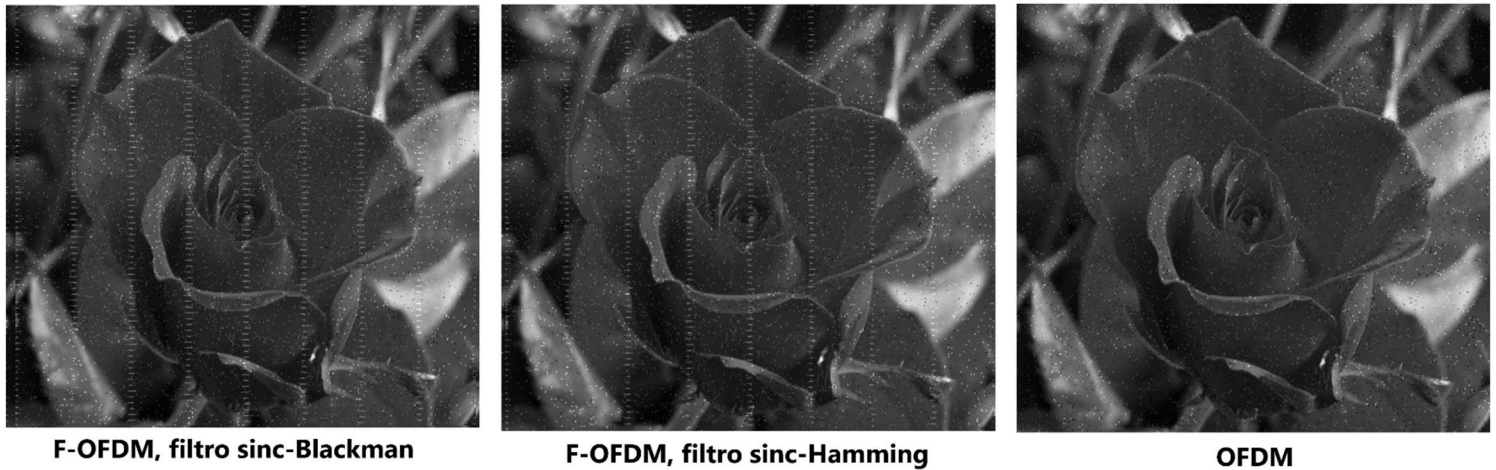


Figura 37 - Imagens recebidas na condição da ordem do filtro reduzida

O gráfico da relação BER x SNR (dB) é apresentado na Figura a seguir:

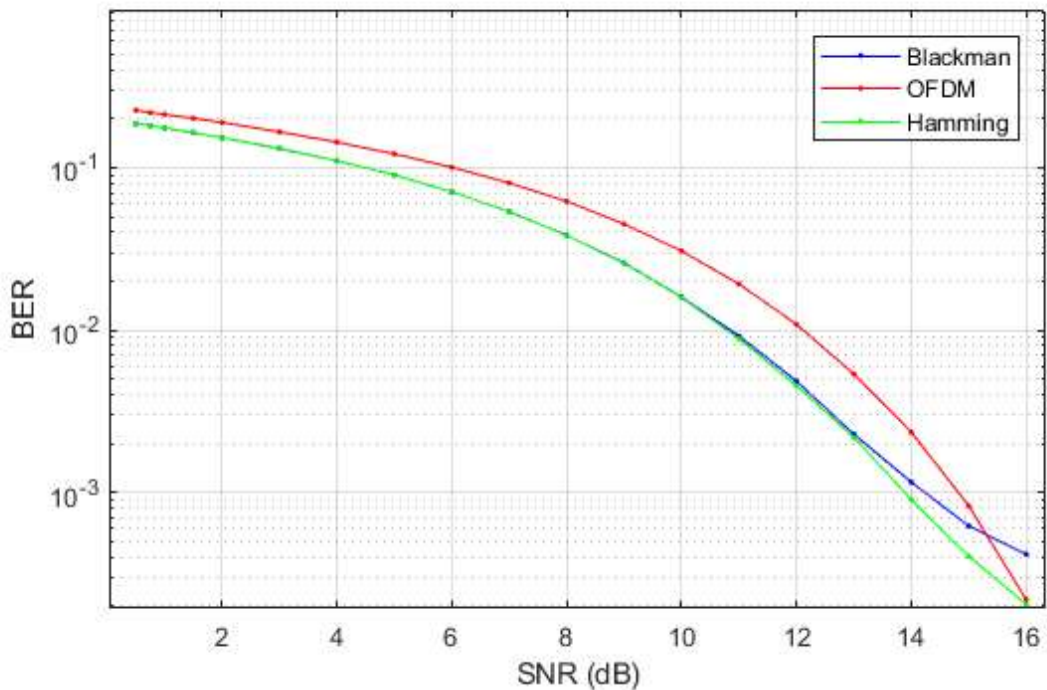


Figura 38 - BER x SNR (dB) para o caso 1 e 2, com modulação 16-QAM

6.4.3 - 3º Caso

O terceiro caso tratará de identificar as alterações sofridas nas variáveis de eficiência quando alteramos a modulação com QPSK. É conhecido do 1º cenário que os valores de BER e PAPR são agravados quando aumentamos o número de bits por símbolo, o que acontece quando fazemos o inverso?

Os valores do BER mostram que praticamente nenhum bit foi entregue erroneamente ($\approx 0\%$ em todos os casos). Enquanto houve um decréscimo do PAPR, os valores são: 17,5171 dB, 17,515 dB e 17,0139 dB para a F-OFDM_{Blackman}, F-OFDM_{Hamming} e OFDM respectivamente, enquanto foram necessitados o dobro de frames para a transmissão, o que mostra a relação inversa da sofisticação da modulação, quanto a velocidade de transmissão da informação, porém, em compensação há uma melhoria significativa no erro de informações.



Figura 39 – Imagens recebidas após a redução do número de bits por símbolo da modulação 16-QAM para QPSK

Como no 1º caso, a Figura 340 mostra o comportamento da curva BER x SNR (dB) para a modulação QPSK.

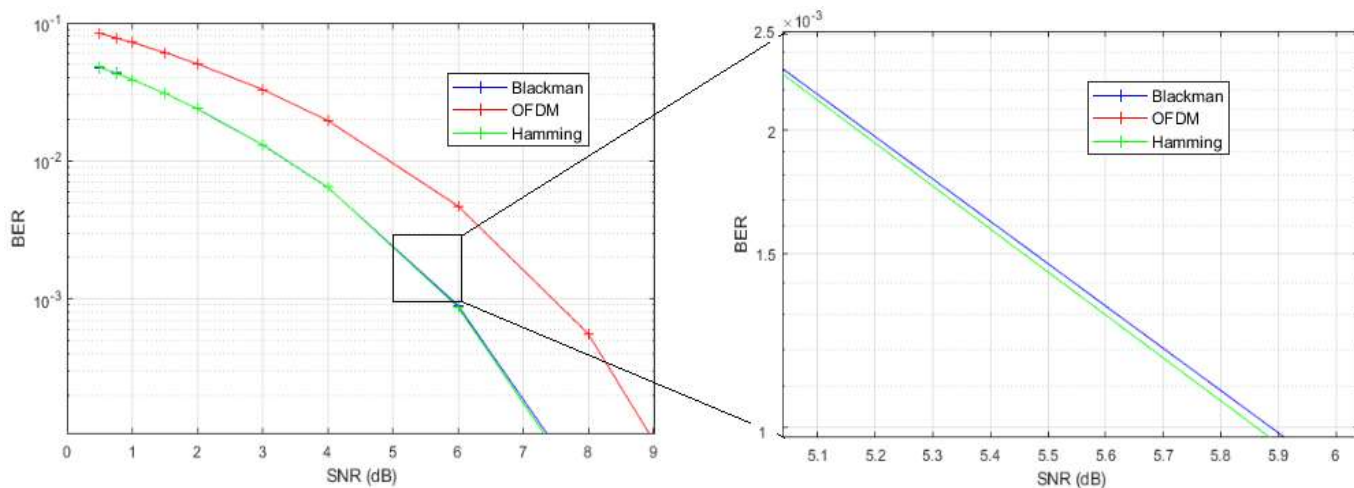


Figura 40 - Curva BER x SNR para modulação QPSK, com destaque em zoom

6.5 - 3º Cenário

Até aqui foram estudados a mudança de modulação, da relação sinal ruído, da mudança da função truncadora (janela), da redução da ordem (amostras) do filtro. O terceiro cenário tratará de inserir um novo degrau de complexidade, a divisão em subbandas. Neste cenário, todas as subbandas serão ocupadas com a transmissão da imagem, o que poderia ser diferente, pois como já foi dito, poderiam ser bandas reservadas para serviços como comunicação de aparelhos domésticos, automóveis, e, ainda poderia utilizar filtros diferentes para cada subbanda. A imagem estudada neste cenário é a exposta na Figura 41:



Figura 41 – Figura em escala de cinza utilizada no 3º cenário

Neste cenário fixaremos os seguintes parâmetros:

Número de pontos FFT = 1024

Número de bloco de recursos = 50

Número de subportadoras por bloco de recurso = 12

Prefixo cíclico = 72

Relação sinal-ruído = 10 dB

Modulação = 64-QAM

6.5.1 - 1º caso

Utilizaremos uma janela nova, denominada Nuttall e parece super promissora por ter uma atenuação do lóbulo lateral muito superior a aquelas mostradas até então, com -93,2 dB e com Largura de lóbulo principal (-3 dB) = 0,0073242.

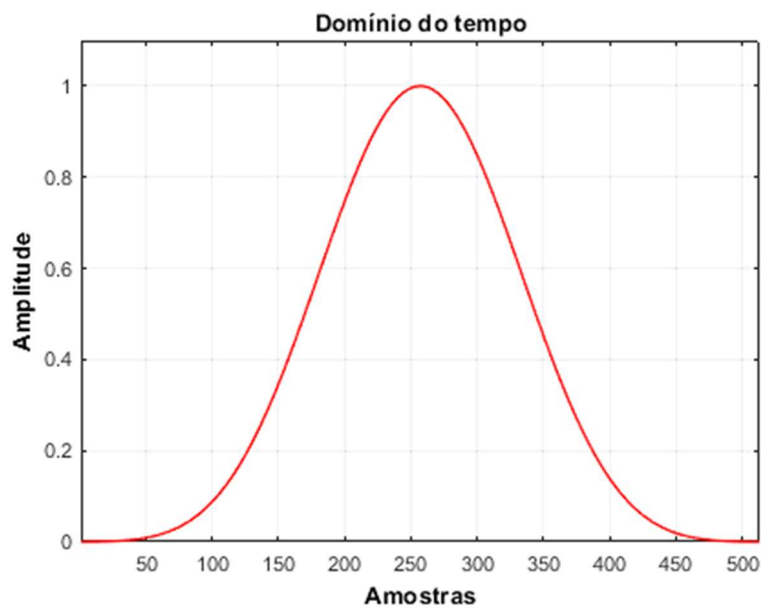


Figura 42 – Visão da janela Nuttall no domínio do tempo

Sua função matemática é:

$$w(n) = 0,355768 - 0,487396 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{L-1}\right) + 0,144232 \cdot \cos\left(\frac{4\pi n}{L-1}\right) - 0,012604 \cdot \cos\left(\frac{6\pi n}{L-1}\right) \quad (6.2)$$

É muito interessante ver e comparar a resposta em frequência do filtro sinc-Nuttall ao impulso. Comparando com aqueles já apresentados até agora, vemos que ela reúne a definição da frequência de corte da Blackman e uma atenuação rápida no lóbulo lateral:

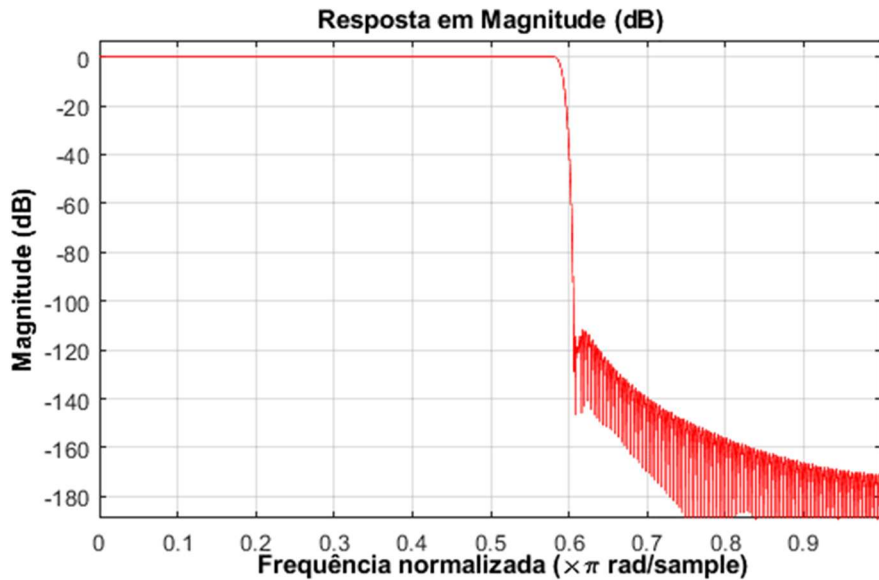


Figura 43 - Resposta em magnitude no domínio da frequência do filtro sinc-Nuttall

A particularidade deste caso será transmitir toda a informação com 5 subbandas, ou seja, 5 divisões da banda de 10MB (50 blocos de recurso) [7]. A seguir podemos ver como se comportam as subbandas. São 5 subbandas transportando 60 bits de informação cada.

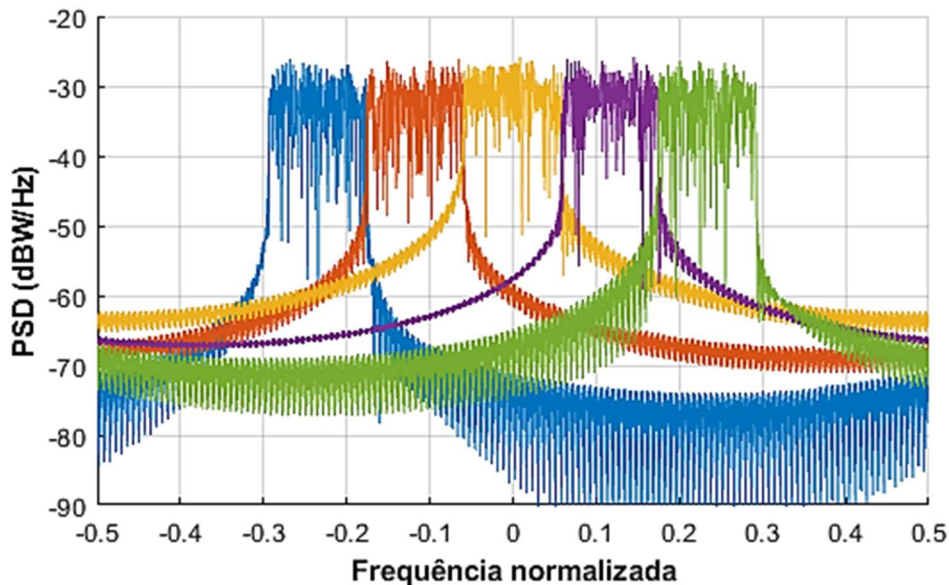


Figura 44 – PSD do 1º caso com 5 subbandas

Para demonstrar que realmente ocorre a redução do OOBE, a Figura a seguir mostra em destaque a diferença entre as transmissões F-OFDM e OFDM.

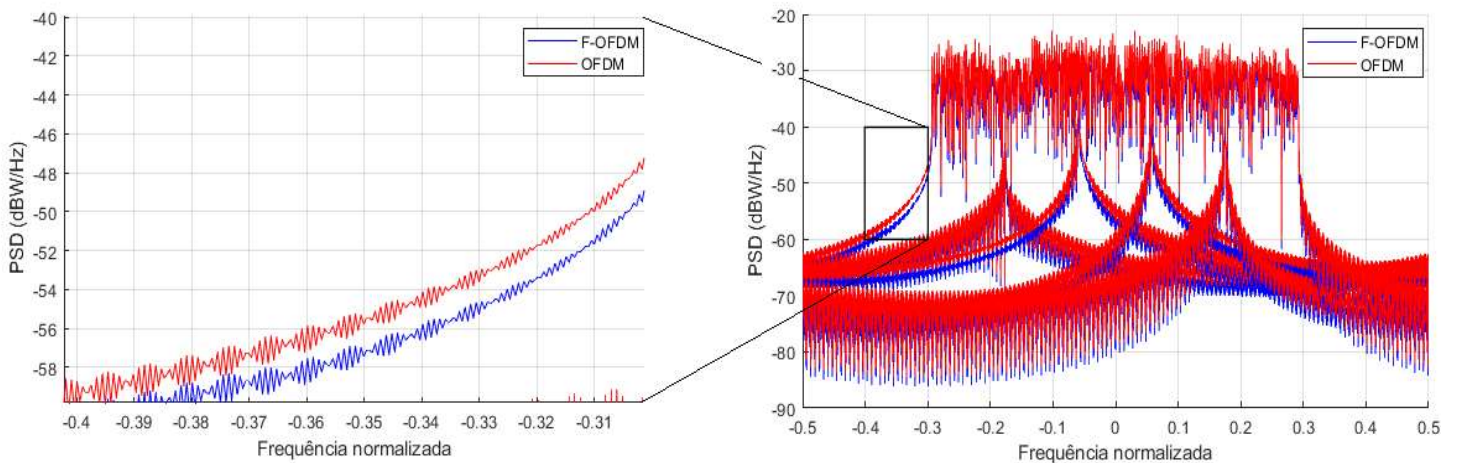


Figura 45 - Em destaque a diferença entre as transmissões F-OFDM e OFDM

Após todos os processos de recepção, obtemos a imagem a seguir, notem em destaque o zoom dado em um ponto da imagem para vermos os pixels que foram mal interpretados após passarem pelo canal AWG (“Atenuation White Gaussian Chanel”):



Figura 46 - Imagem recebida, utilizando a janela Nuttall; notem em destaque os pixels errados

Para fazermos uma comparação visual, testamos também como chegaria uma imagem sem filtro sinc-janelado, ou seja, através da OFDM. O resultado que obtemos está exposta na Figura 47:



Figura 47 - Imagem recebida OFDM; notem em destaque os pixels errados

Para este primeiro caso, a média do BER registrados em 533 frames de transmissão foram: 16,4709 bits errados para a F-OFDM_{Nuttall}, enquanto 44,6998 bits errados para a OFDM, o que significa que em OFDM, seriam necessários que fosse reenviada a imagem para a correção dos pixels errados, gerando lentidão no serviço. Os valores de média do PAPR foram: 11,5385 dB e 9,8736 dB para a F-OFDM_{Nuttall} e OFDM respectivamente.

6.5.2 - 2º Caso

No 2º caso, aumentaremos o número de subbandas, investigaremos assim o que aconteceria caso no futuro uns números variados de serviços tentassem reservar bandas do sinal 5G, e qual seria o desafio caso acontecesse. Usaremos aqui 10 subbandas, o dobro do caso anterior. A função janeladora, será a mesma (Nuttall).

Para este caso, o gráfico PSD com as 10 subbandas é apresentado na Figura 48.

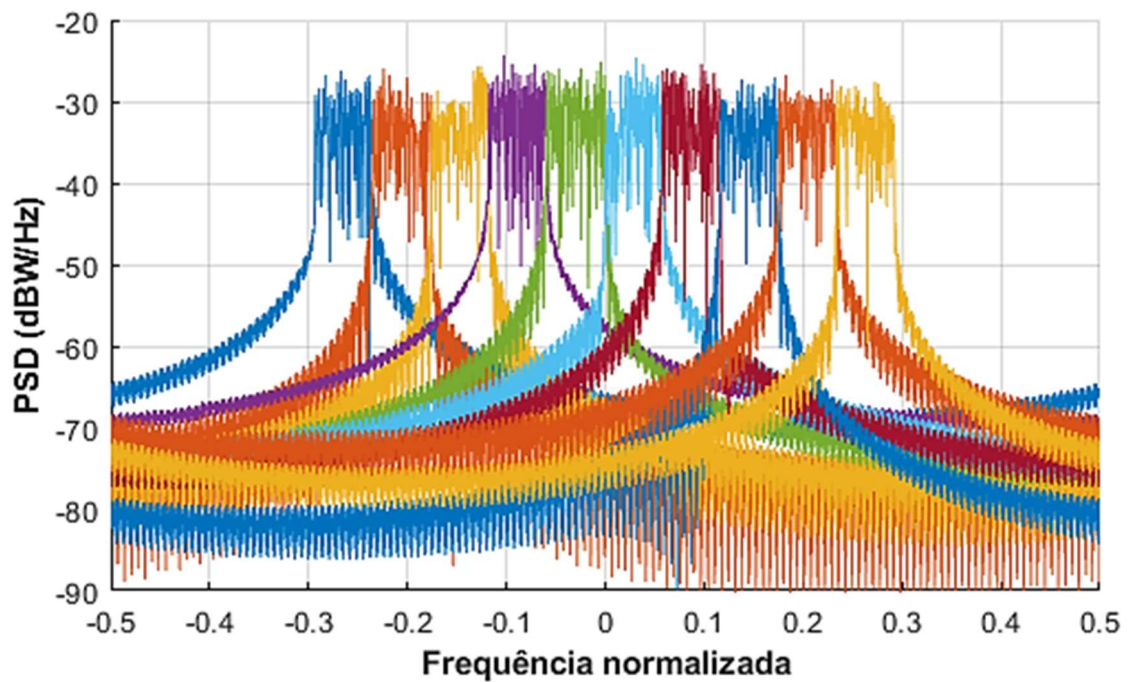


Figura 48 – PSD do 2º caso com 10 subbandas

Os valores das médias de BER registrados em 533 frames foram: 0,92871 bits errados (0,025797%) para a F-OFDM_{Nuttall} enquanto 4,2927 bits errados (0,11924%) em OFDM. Para o PAPR: F-OFDM_{Nuttall} = 10,4738 dB , OFDM = 8,8086 dB.

Podemos ver a seguir a Figura 49, comparando a transmissão em F-OFDM com a OFDM para vermos a redução do OOB.

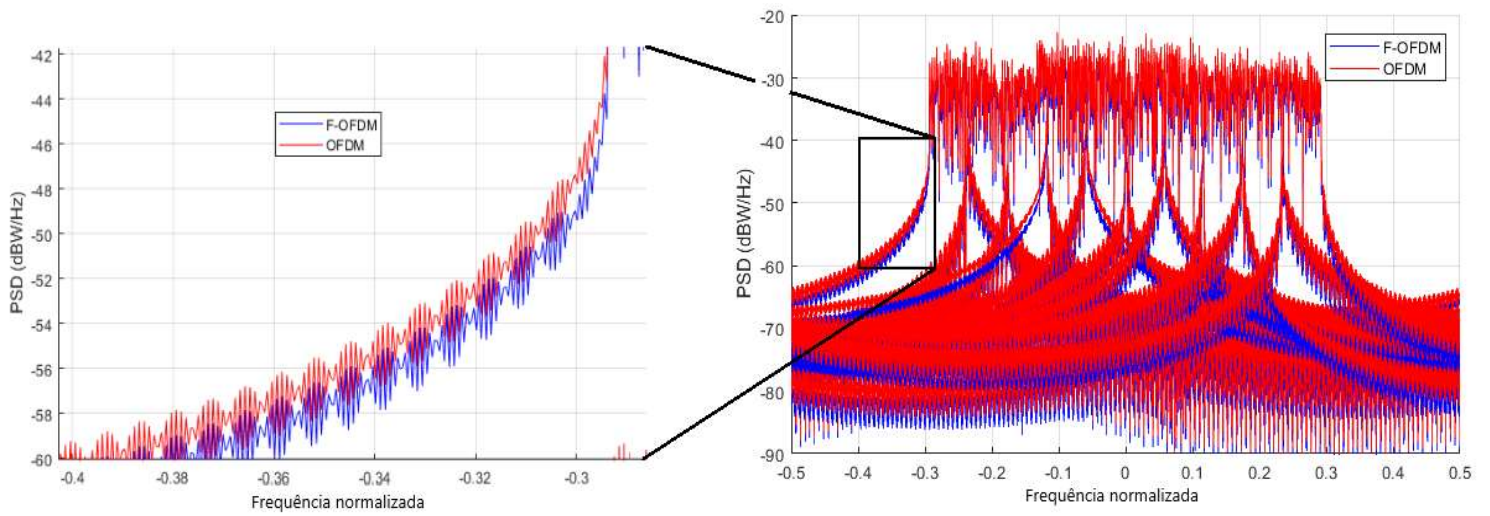


Figura 49 - Comparação das transmissões em F-OFDM e OFDM, veja no zoom a redução do OOBE

Analisando as imagens recebidas, em ambos modelos de multiplexação, vemos que a filtragem de pequenas faixas de banda será bem recebida no novo sinal 5G, pois não degradam o sinal, enquanto a filtragem de grandes faixas de banda, reunindo muitas subportadoras sim.



Figura 50 - Imagem recebidas utilizando 10 subbandas, simulando a F-OFDM



Figura 51 - Imagem recebida, utilizando a OFDM

Para uma breve comparação a fim de testarmos a eficiência de uma janela muito utilizada em pesquisas, denominada janela de Hanning cuja função é mostrada na Equação (6.1) frente a janela Nuttall, foi executado o algoritmo com os mesmos parâmetros do 2º caso, obtemos os seguintes parâmetros de BER e PAPR: 0,94687 bits errados (0,026302%) por frame (533 frames para transmitir toda imagem), enquanto PAPR de 10,4738 dB (o mesmo da janela Nuttall). Enfim, pelos resultados, ambas janelas têm eficiências semelhantes (considerando um certo grau de incerteza relativo ao canal).



Figura 52 - Imagem recebida utilizando a janela Hanning

Fazendo a mesma análise dos cenários 1 e 2, a relação BER x SNR (dB) para a modulação utilizada (64-QAM), é apresentado na Figura 53.

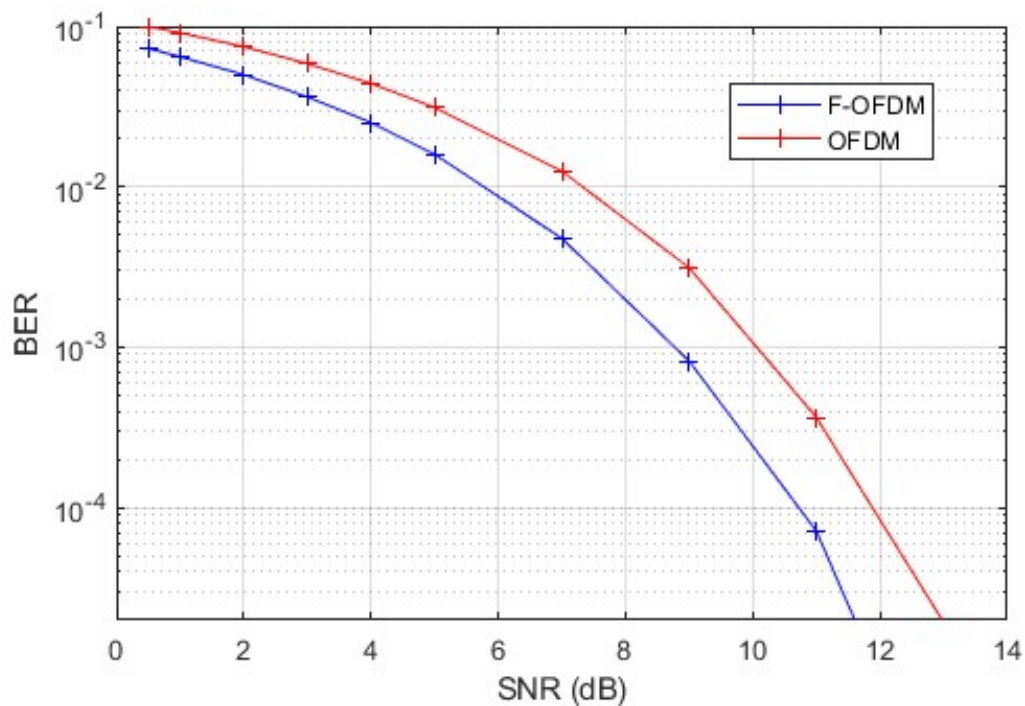


Figura 53 - Relação BER x SNR para a modulação 64-QAM utilizada no 3º cenário

7 - Conclusão

Ao final do trabalho de pesquisa, podemos concluir que de maneira muito promissora e simples, o uso de filtros sinc-janelados poderá sim encabeçar a tecnologia de comunicação wireless. Através dos testes feitos, podemos concluir que a filtragem em fatias menores de banda é efetivo e aponta que a utilização de filtros diversos para interesses específicos é promissora. Através dos testes podemos concluir também que a escolha assertiva de um filtro fará diferença expressiva na qualidade da transmissão e recepção.

Analisando os resultados entregados pelas janelas testadas, vemos que as janelas Blackman e Hamming assim como aponta as literaturas [1], são promissoras e tem desempenhos diferentes, onde a Blackman se sobressai. O teste da janela Nuttall mostrou que as vantagens apontadas por [8] realmente a tornam uma escolha interessante para a transmissão de informações, por exemplo, imagens.

8 - Referências bibliográficas

- [1] - VAN NEE, Richard DJ; PRASAD, Ramjee. OFDM for wireless multimedia communications. 2000.
- [2] - PIETIKÄINEN, Kari. Orthogonal frequency division multiplexing. Internet presentation, 2005.
- [3] ABDOLI, Javad; JIA, Ming; MA, Jianglei. Filtered OFDM: A new waveform for future wireless systems. In: Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), 2015 IEEE 16th International Workshop on. IEEE, 2015. p. 66-70.
- [4] - ZHANG, Xi et al. Filtered-OFDM-enabler for flexible waveform in the 5th generation cellular networks. In: Global Communications Conference (GLOBECOM), 2015 IEEE. IEEE, 2015. p. 1-6.
- [5] - FARIA, Diogo. Trabalhos Práticos: Análise e Processamento de Imagem. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2010.
- [6] - SEIXAS, Flávio L. et al. Avaliação dos Métodos para a Segmentação Automática dos Tecidos do Encéfalo em Ressonância Magnética. XI Simpósio de Pesquisa Operacional e Logística da Marinha, Escola de Guerra Naval, Rio de Janeiro, SPOLM 2008, Book of abstract, p. 53-54, 2008.
- [7] - GUAN, Peng et al. 5G field trials: OFDM-based waveforms and mixed numerologies. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, v. 35, n. 6, p. 1234-1243, 2017.
- [8] - NUTTALL, Albert. Some windows with very good sidelobe behavior. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, v. 29, n. 1, p. 84-91, 1981.
- [9] - "F-OFDM scheme and filter design." 3GPP TSG RAN WG1 meeting 85. Huawei; HiSilicon. May 2016.

- [10] – SMITH, Steven. Digital signal processing: a practical guide for engineers and scientists. Chapter 16. Elsevier, 2013.
- [11] - MHATRE, Kavita; KHOT, Uday Pandit. Efficient selective mapping PAPR reduction technique. Procedia Computer Science, v. 45, p. 620-627, 2015.
- [12] - GEPKO, Igor. Out-of-Band Emission Reduction Technique for OFDM and MC-CDMA Systems. Advances in Signal Processing, v. 2, n. 1, p. 1-7, 2014.
- [13] - HAMPTON, J. R. Introduction to MIMO Communications. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2014. ISBN 1107042836, 9781107042834. 22, 27