

MARINHA DO BRASIL
DIRETORIA DE ENSINO DA MARINHA
CENTRO DE INSTRUÇÃO ALMIRANTE ALEXANDRINO

CURSO DE APERFEIÇOAMENTO AVANÇADO
EM GUERRA ELETRÔNICA

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

ANÁLISE DA ROBUSTEZ DE TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DA FREQUÊNCIA
CENTRAL DE SINAIS RADAR PARA MAGE: Comparação de métodos baseados em
DFT



PRIMEIRO-TENENTE LUIZ GUSTAVO TAVARES DOS SANTOS DIAS

Rio de Janeiro
2025

PRIMEIRO-TENENTE LUIZ GUSTAVO TAVARES DOS SANTOS DIAS

ANÁLISE DA ROBUSTEZ DE TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DA FREQUÊNCIA
CENTRAL DE SINAIS RADAR PARA MAGE: Comparação de métodos baseados em
DFT

Monografia apresentada ao Centro de Instrução
Almirante Alexandrino como requisito parcial à
conclusão do Curso de Aperfeiçoamento Avançado
em Guerra Eletrônica.

Orientadores:

Dra. Aline de Oliveira P. Silva

Dr. Fabian David Backx

Rio de Janeiro
2025

ANÁLISE DA ROBUSTEZ DE TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DA FREQUÊNCIA
CENTRAL DE SINAIS RADAR PARA MAGE: Comparação de métodos baseados em
DFT

Primeiro-Tenente Luiz Gustavo Tavares dos Santos Dias

MONOGRAFIA APRESENTADA AO CENTRO DE INSTRUÇÃO ALMIRANTE
ALEXANDRINO COMO REQUISITO PARCIAL À CONCLUSÃO DO CURSO DE
APERFEIÇOAMENTO AVANÇADO EM GUERRA ELETRÔNICA.

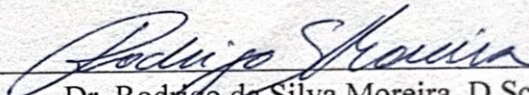
Aprovada por:



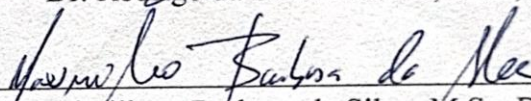
Dra. Aline de Oliveira P. Silva, D.Sc, IPQM



Dr. Fabian David Backx, D.Sc, IPQM



Dr. Rodrigo da Silva Moreira, D.Sc, IPQM



CC Maximiliano Barbosa da Silva, M.Sc, DSAM

Dias, Luiz Gustavo Tavares dos Santos

Análise da robustez de técnicas de estimação de frequência central de sinais radar para MAGE: Comparação de métodos baseados em DFT. – Rio de Janeiro: MB/CIAA, 2025.

XV, 74 p.: il., 29,7 cm.

Orientadores: Dra. Aline de Oliveira P. Silva e Dr. Fabian David Backx.

Trabalho de Conclusão de Curso – MB/CIAA/Curso de Aperfeiçoamento Avançado em Guerra Eletrônica, 2025.

Referências Bibliográficas: p. 73-74.

1. Radar. 2. Guerra Eletrônica. 3. MAGE. 4. Estimação de frequência. 5. DFT.

I. Silva, Aline de Oliveira P. / Backx, Fabian David.

II. Marinha do Brasil, CIAA, Curso de Aperfeiçoamento Avançado em Guerra Eletrônica.

III. Análise da robustez de técnicas de estimação de frequência central de sinais radar para MAGE: Comparação de métodos baseados em DFT.

*Àqueles que me apoiaram,
inspiraram e estiveram ao meu lado nas
batalhas diárias dedico este trabalho com
gratidão e respeito.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por me conceder saúde, sabedoria e perseverança para concluir mais esta etapa, iluminando meus caminhos mesmo nos momentos de incerteza.

À minha família, pelo incentivo constante, pela confiança e por sempre acreditarem no meu potencial, sendo fonte de motivação em todos os momentos. Em especial à minha mulher, Cristiane, por sua compreensão, paciência e apoio incondicional ao longo de toda essa jornada. Em meio à chegada da nossa filha, um momento tão especial de nossas vidas, ela demonstrou amor e força, compreendendo os momentos em que precisei priorizar os estudos em detrimento do lazer e descanso.

Aos meus orientadores, Dra. Aline e Dr. Fabian, pelas orientações precisas, pela disponibilidade e pela dedicação com que acompanharam este trabalho, ajudando-me a concluir algo altamente desafiador.

Ao coordenador do Curso de Aperfeiçoamento Avançado em Guerra Eletrônica, CT Ogioni, pela condução atenta, pela abertura ao diálogo e pela constante preocupação em aprimorar o curso e proporcionar a melhor experiência acadêmica aos alunos.

Ao corpo docente, pelos conhecimentos transmitidos e pela excelência do ensino.

E aos meus colegas de turma, pela amizade e leveza do convívio diário, que tornaram o percurso mais leve e enriquecedor.

Resumo do Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao CIAA/MB como requisito parcial para a conclusão do Curso de Aperfeiçoamento Avançado para Oficiais da Armada

ANÁLISE DA ROBUSTEZ DE TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DA FREQUÊNCIA CENTRAL DE SINAIS RADAR PARA MAGE: Comparação de métodos baseados em DFT

Luiz Gustavo Tavares dos Santos Dias

Novembro/2025

Orientadores: Dra. Aline de Oliveira P. Silva e Dr. Fabian David Backx

Curso de Aperfeiçoamento Avançado em Guerra Eletrônica

O estudo teve como objetivo avaliar a robustez de diferentes técnicas de estimação da frequência central de sinais de radar no contexto das Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica. Foram considerados quatro métodos: a Transformada Discreta de Fourier simples, o método Peak Position, o método Peak Position associado à janela de Hanning e o método Iterativo. A metodologia foi baseada em simulações numéricas realizadas em ambiente MATLAB, abrangendo inicialmente cenários sem ruído e posteriormente situações com diferentes níveis de relação sinal-ruído, modelados por meio de ruído aditivo gaussiano branco. A avaliação foi conduzida por meio do cálculo do erro quadrático médio, considerando a influência do número de pontos da transformada, do alinhamento espectral e da aplicação de funções de janelamento. Os resultados indicaram que a DFT simples apresentou limitações em razão da dependência do alinhamento com os bins de frequência, enquanto o método Peak Position proporcionou uma redução parcial desses erros. A utilização da janela de Hanning no Peak Position resultou em maior robustez, precisão e estabilidade frente à presença de ruído, superando os demais métodos. O método Iterativo demonstrou bom desempenho em condições controladas, mas revelou sensibilidade em faixas de frequência mais amplas. Concluiu-se que o método Peak Position associado à janela de Hanning alcançou o melhor equilíbrio entre precisão e robustez, constituindo-se como a técnica mais adequada para aplicação prática em sistemas de apoio à guerra eletrônica.

Palavras-chave: Radar. Guerra Eletrônica. MAGE. Estimação de frequência. DFT.

Abstract of the Undergraduate Final Work presented to CIAA/MB as a partial fulfillment of the requirements for the conclusion of the Advanced Improvement Course for Navy Officers

ROBUSTNESS ANALYSIS OF CENTRAL FREQUENCY ESTIMATION
TECHNIQUES OF RADAR SIGNALS FOR ES SYSTEMS: A Comparison of DFT-
Based Techniques

Luiz Gustavo Tavares dos Santos Dias

November/2025

Advisors: Dra. Aline de Oliveira P. Silva and Dr. Fabian David Backx

Advanced Improvement Course in Electronic Warfare

The study aimed to evaluate the robustness of different techniques for estimating the central frequency of radar signals in the context of Electronic Warfare Support Measures. Four methods were considered: the basic Discrete Fourier Transform, the Peak Position method, the Peak Position combined with the Hanning window, and the Iterative method. The methodology was based on numerical simulations carried out in MATLAB, initially under noise-free conditions and subsequently with different levels of signal-to-noise ratio, modeled through additive white Gaussian noise. The assessment was conducted using the root mean square error, taking into account the influence of the transform size, spectral alignment, and the application of window functions. The results indicated that the basic DFT showed limitations due to its dependence on bin alignment, while the Peak Position method partially reduced these errors. The use of the Hanning window in the Peak Position method resulted in greater robustness, accuracy, and stability in the presence of noise, surpassing the other methods. The Iterative method demonstrated good performance under controlled conditions but revealed sensitivity across broader frequency ranges. It was concluded that the Peak Position method combined with the Hanning window achieved the best balance between accuracy and robustness, establishing itself as the most suitable technique for practical application in electronic warfare support systems.

Keywords: Radar. Electronic Warfare. MAGE. Frequency estimation. DFT.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1- REPRESENTAÇÃO DE SINAIS NO DOMÍNIO DO TEMPO E SUAS CORRESPONDENTES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.....	12
FIGURA 2 - REPRESENTAÇÃO TEMPO-FREQUÊNCIA.....	14
FIGURA 3 - EXEMPLO DE ALIASING CAUSADO POR SUBAMOSTRAGEM. .	15
FIGURA 4 - FORMA DE ONDA DIGITALIZADA.	16
FIGURA 5 - DEMONSTRAÇÃO GRÁFICA DA DFT.....	20
FIGURA 6 - TRANSFORMADA DE FOURIER DE UMA FUNÇÃO RETANGULAR (SINC).	24
FIGURA 7 - EFEITO DO VAZAMENTO ESPECTRAL (<i>SPECTRAL LEAKAGE</i>)....	25
FIGURA 8 - JANELA DE HANNING.....	27
FIGURA 9 - COMPONENTES DE FREQUÊNCIA DE UMA DFT DE JANELA RETANGULAR.	31
FIGURA 10 - COMPONENTES DE FREQUÊNCIA DE DFT COM JANELA DE HANNING.	34
FIGURA 11 - RELAÇÃO DESEJADA ENTRE AS COMPONENTES X_0 E X_1	35
FIGURA 12 - FREQUÊNCIA ESTIMADA PARA DIFERENTES VALORES DE NFFT E $f_c = 250$ MHZ.	42
FIGURA 13 - ESPECTRO PARA f_c QUE GERARAM MAIOR ERRO.....	43
FIGURA 14 - COMPARAÇÃO DO ESPECTRO AUMENTANDO NFFT.	44
FIGURA 15 - COMPARAÇÃO DO ESPECTRO VARIANDO APLICAÇÃO DE JANELAS.....	45
FIGURA 16 - ERRO DE ESTIMAÇÃO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA CENTRAL DFT SIMPLES.	46
FIGURA 17 - ESPECTRO DO SINAL E ESTIMATIVA PELO MÉTODO PEAK POSITION.....	48
FIGURA 18 - ERRO DE ESTIMAÇÃO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA CENTRAL.	49
FIGURA 19 - ERRO ABSOLUTO DE ESTIMAÇÃO COM PEAK POSITION E JANELA DE HANNING PARA DIFERENTES VALORES DE NFFT.....	51
FIGURA 20 - ERRO ABSOLUTO DE ESTIMAÇÃO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA CENTRAL COM NFFT = 128.	52

FIGURA 21 - COMPARAÇÃO ESPECTRAL ENTRE PEAK POSITION SEM JANELA E COM JANELA DE HANNING.	53
FIGURA 22 - GRÁFICO DE ERRO ABSOLUTO POR f_c PARA DIFERENTES NFFT.	55
FIGURA 23 - GRÁFICO DE ERRO ABSOLUTO POR f_c COM NFFT FIXO.	56
FIGURA 24 - COMPARAÇÃO ESPECTRAL PEAK POSITION COM JANELA DE HANNING E ITERATIVO, $f_c = 200$ MHZ E NFFT = 1024.	57
FIGURA 25 - GRÁFICO COMPARATIVO DOS 4 MÉTODOS SEM RUÍDO.	59
FIGURA 26 - GRÁFICO COMPARATIVO DOS 4 MÉTODOS SEM RUÍDO (AMPLIADO).	60
FIGURA 27 - GRÁFICO DE ERRO ABSOLUTO EM FUNÇÃO DA SNR PARA $f_c = 200$ MHZ E NFFT = 1024.	62
FIGURA 28 – AMPLIAÇÃO DO GRÁFICO COMPARATIVO DAS TÉCNICAS NA PRESENÇA DE RUÍDO.	64
FIGURA 29 - GRÁFICO DE BARRAS RMSE POR MÉTODO.	66
FIGURA 30 - RMSE PARA CADA SNR.	67
FIGURA 31 - DESEMPENHO GLOBAL RMSE.	68
FIGURA 32 - DESEMPENHO GLOBAL RMSE.	69

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - RESULTADOS OBTIDOS PARA $f_c = 200$ MHZ.....	41
TABELA 2 - RESULTADOS OBTIDOS PARA $f_c = 250$ MHZ.....	41
TABELA 3 - ERROS DE ESTIMAÇÃO PELO MÉTODO PEAK POSITION.....	47
TABELA 4 - ANÁLISE DE EQUIVALÊNCIA DE NFFT.....	61

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>	Conversor Analógico-Digital
AOA	<i>Angle of Arrival</i>	Ângulo de Chegada
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>	Ruído Aditivo Gaussiano Branco
C2	–	Comando e Controle
CEMA	<i>Cyber Electromagnetic Activities</i>	Atividades Cibereletromagnéticas
CFT	<i>Continuous Fourier Transform</i>	Transformada Contínua de Fourier
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>	Transformada Discreta de Fourier
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>	Processamento Digital de Sinais
EA	<i>Electronic Attack</i>	Medidas de Ataque Eletrônico
ECCM	<i>Electronic Counter-Counter Measures</i>	Contra-Contramedidas Eletrônicas
ECM	<i>Electronic Countermeasures</i>	Contramedidas Eletrônicas
ELINT	<i>Electronic Intelligence</i>	Inteligência Eletrônica
EP	<i>Electronic Protection</i>	Medidas de Proteção Eletrônica
ES	<i>Electronic Warfare Support Measures</i>	Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica
ESM	<i>Electronic Support Measures</i>	Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica
FI	–	Frequência Intermediária
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>	Transformada Rápida de Fourier
GE	–	Guerra Eletrônica
H/M	–	Homem/Máquina
LFM	<i>Linear Frequency Modulation</i>	Modulação Linear de Frequência
LPI	<i>Low Probability of Interception</i>	Baixa Probabilidade de Intercepção
MAE	<i>EP</i>	Medidas de Ataque Eletrônico
MAGE	<i>ES (previously, ESM)</i>	Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica
MPE	<i>EP</i>	Medidas de Proteção Eletrônica
OTAN	–	Organização do Tratado do Atlântico Norte
PDW	<i>Pulse Descriptor Word</i>	Palavra Descritora de Pulso
POI	<i>Probability of Intercept</i>	Probabilidade de Intercepção

RETRON	–	Reconhecimento Eletrônico
RF	–	Radiofrequência
RMSE	<i>Root Mean Square Error</i>	Raiz do Erro Quadrático Médio
RWR	<i>Radar Warning Receiver</i>	Receptor de Alerta Radar
SIGINT	<i>Signals Intelligence</i>	Inteligência de Sinais
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>	Relação Sinal-Ruído
STFT	<i>Short Time Fourier Transform</i>	Transformada de Fourier de Tempo Curto
TOA	<i>Time of Arrival</i>	Tempo de Chegada

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Contextualização.....	1
1.2 Apresentação do problema	1
1.3 Justificativa e relevância	2
1.3.1 Objetivo Geral	3
1.3.2 Objetivos Específicos	3
1.4 Etapas do Trabalho	3
2 REFERENCIAL TEÓRICO	4
2.1 Fundamentos da Guerra Eletrônica	4
2.1.1 Conceito de Guerra Eletrônica	6
2.1.2 Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica (MAGE)	7
2.1.3 Medidas de Ataque Eletrônico (MAE)	9
2.1.4 Medidas de Proteção Eletrônica (MPE)	10
2.2 Fundamentos de Sinais e Processamento Digital.....	10
2.2.1 Sinais no domínio do tempo	11
2.2.2 Sinais no domínio da frequência	11
2.2.3 Relação tempo–frequência e relevância para MAGE.....	13
2.2.4 Amostragem e Teorema de Nyquist	14
2.2.5 Sinal digitalizado	15
2.2.6 Conversão descendente de frequência (<i>Downconversion</i>) e Frequência Intermediária (FI)	17
2.3 Análise Espectral	18
2.3.1 Transformada Discreta de Fourier (DFT).....	18
2.3.2 Transformada Rápida de Fourier (FFT)	21
2.3.3 Resolução Espectral e Bins	22
2.4 Funções de Janelamento	23
2.4.1 Efeito do Vazamento Espectral	23

2.4.2 Definição e Exemplos de Função de Janelamento	25
2.4.3 Janela Retangular.....	26
2.4.4 Janela de Hanning.....	26
2.5 Estimação de Frequência Central e o Conceito de Robustez	27
2.5.1 Definição de Erro de Estimação e a Robustez.....	28
2.5.2 Método DFT simples	28
2.5.3 Método Peak Position.....	30
2.5.4 Método Peak Position com Janela de Hanning	32
2.5.5 Método Peak Position Iterativo	34
3 METODOLOGIA.....	36
3.1 Classificação da Pesquisa.....	37
3.1.1 Classificação Quanto aos Fins.....	37
3.1.2 Classificação Quanto aos Meios.....	37
3.2 Limitações do Método	37
3.3 Universo e Amostragem	38
3.3.1 Parâmetros e Técnicas Avaliadas	38
3.3.2 Amostragem de Simulação por Fase	38
3.4 Coleta e Tratamento dos Dados	39
4 DESCRIÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS	40
4.1 Análise da Estimação de Frequência Central por DFT de um Sinal Senoidal ..	40
4.2 Análise da Estimação de Frequência Central pelo Método Peak Position.....	46
4.3 Análise da Estimação da Frequência Central pelo Método Peak Position com Janela de Hanning	50
4.4 Análise da Estimação da Frequência Central pelo Método Peak Position Iterativo	54
4.5 Análise Comparativa dos Métodos de Estimação da Frequência Central	58
4.5.1 Comparativo dos métodos na ausência de ruído	58
4.5.2 Comparativo dos métodos na presença de ruído	61

4.6 Análise Consolidada do Desempenho Global por RMSE	65
5 CONCLUSÃO.....	70
5.1 Considerações Finais	70
5.2 Sugestões para Trabalhos Futuros.....	72
REFERÊNCIAS	73

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

A Guerra Eletrônica (GE) consolidou-se como um dos pilares estratégicos da defesa moderna, desempenhando papel fundamental na superioridade informacional e no domínio efetivo do espectro eletromagnético. Dentro desse campo, as Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica (MAGE) destacam-se por detectar, identificar e analisar emissões eletromagnéticas, fornecendo subsídios críticos para a tomada de decisão em cenários operacionais cada vez mais complexos. Nesse contexto, a estimação precisa de parâmetros de sinais de radar — como frequência central, largura de pulso, modulação e características espectrais — é elemento essencial para a eficácia de sistemas de MAGE.

O correto processamento e interpretação dos sinais recebidos dependem da aplicação de técnicas robustas de análise espectral e de estimação de parâmetros. Entre esses parâmetros, a frequência central assume papel de destaque, uma vez que sua determinação impacta diretamente a identificação da forma de onda e a classificação da ameaça. Em ambientes reais, no entanto, a presença de ruído e interferências compromete a acurácia das estimativas, demandando métodos que mantenham desempenho satisfatório mesmo em condições adversas.

1.2 Apresentação do problema

A investigação da robustez dessas técnicas torna-se particularmente relevante no âmbito militar, pois a confiabilidade da estimativa de parâmetros em condições de baixa Relação Sinal-Ruído (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio* - SNR) pode ser determinante para o sucesso ou fracasso de uma operação. Dessa forma, a análise comparativa de métodos de estimação fornece subsídios técnicos não apenas para o entendimento acadêmico, mas também para aplicações práticas em sistemas de MAGE empregados pela Marinha do Brasil.

Neste trabalho, propõe-se a análise sistemática da robustez de diferentes técnicas de estimação de frequência central em sinais de radar, utilizando como base a simulação em ambiente MATLAB. A pesquisa concentra-se na avaliação dos erros de estimação em cenários com Ruído Aditivo Gaussiano Branco (do inglês, *Additive White Gaussian Noise* - AWGN), buscando identificar quais técnicas apresentam maior precisão e acurácia. O estudo almeja, assim, contribuir para o aprimoramento do conhecimento sobre Processamento Digital de Sinais (em inglês, *Digital Signal Processing* – DSP) aplicado

à Guerra Eletrônica e oferecer uma base metodológica sólida para futuras investigações na área.

1.3 Justificativa e relevância

A eficiência dos sistemas de Guerra Eletrônica depende, em grande medida, da capacidade de detectar, identificar e analisar sinais de radar em ambientes eletromagnéticos densos e complexos. A estimação de parâmetros é um elemento central nesse processo, pois possibilita a correta classificação das ameaças e a adoção de medidas adequadas de resposta. No entanto, a presença de ruído, interferências intencionais e efeitos decorrentes da discretização e quantização dos sinais compromete a qualidade das estimativas, tornando imprescindível o estudo da robustez dos métodos empregados.

No caso específico do MAGE, a precisão na determinação da frequência central de sinais é decisiva para a caracterização de emissores e para a identificação de padrões de operação. Erros de estimação podem levar a interpretações equivocadas, afetando diretamente a consciência situacional da plataforma e, em última instância, a eficácia da resposta eletrônica adotada. Assim, métodos que apresentem maior robustez frente a variações de SNR e diferentes condições de sinal são extremamente relevantes tanto do ponto de vista acadêmico quanto para o emprego operativo.

Adicionalmente, embora técnicas clássicas como a Transformada Discreta de Fourier (do inglês, *Discrete Fourier Transform* – DFT) sejam amplamente difundidas, é sabido que sua aplicação direta possui limitações relacionadas à resolução espectral e ao alinhamento de frequências em relação aos bins (intervalos discretos de frequência definidos pela DFT). Tais fatores podem gerar erros de quantização espectral, que se tornam ainda mais expressivos em cenários de baixa relação sinal-ruído. Nesse sentido, métodos baseados na detecção do pico de maior magnitude no espectro (popularmente conhecidos como Peak Position) e suas variações — com aplicação de funções de janelamento ou abordagens iterativas — apresentam potencial para reduzir as limitações da DFT simples, oferecendo resultados mais precisos.

A relevância deste estudo para a Marinha do Brasil decorre da necessidade de aprimorar o conhecimento científico e prático sobre técnicas de estimação aplicadas ao MAGE, questão de significativa relevância. Ao avaliar comparativamente métodos distintos e mensurar sua robustez em condições de cenários encontrados em ambiente operativo, este trabalho busca não apenas atender a requisitos acadêmicos, mas também contribuir para a formação de oficiais com domínio técnico aprofundado em análise de

sinais de radar. Além disso, as conclusões poderão subsidiar estudos futuros e a evolução de sistemas operativos voltados para a GE.

1.3.1 Objetivo Geral

Analisar a robustez de diferentes técnicas de estimação da frequência central de sinais de radar para emprego em equipamentos MAGE, avaliando seu desempenho em termos de acurácia na presença de ruído AWGN.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Estudar os fundamentos teóricos relacionados ao radar, à Guerra Eletrônica e, em particular, às Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica.
- Descrever os conceitos fundamentais de sinais digitais, amostragem, teorema de Nyquist, análise espectral, resolução espectral, bins e funções de janelamento.
- Implementar em ambiente MATLAB as técnicas de estimação de frequência central baseadas em: DFT simples; Peak Position; Peak Position com aplicação de janela de Hanning; e Peak Position iterativo.
- Avaliar o erro de estimação da frequência central em função da presença de ruído AWGN, considerando diferentes condições de SNR e parâmetros de simulação.
- Comparar o desempenho das técnicas em termos de robustez, identificando vantagens e limitações de cada abordagem.
- Apresentar os resultados de forma gráfica e analítica, destacando tendências e implicações práticas para sistemas de MAGE.

1.4 Etapas do Trabalho

Para proporcionar uma compreensão completa do desenvolvimento desta pesquisa, o presente trabalho encontra-se estruturado conforme as etapas descritas a seguir:

O Capítulo 1 apresenta a introdução do estudo, contextualizando o tema no âmbito da GE, definindo o problema de pesquisa e os objetivos que orientam o trabalho.

O Capítulo 2 estabelece o referencial teórico que embasa o estudo. Nele são abordados os fundamentos da GE, os conceitos de sinais e processamento digital, a análise espectral e as técnicas de estimação de frequência central analisadas no trabalho.

O Capítulo 3 descreve a metodologia empregada, apresentando a classificação da pesquisa, os parâmetros de simulação e os procedimentos empregados para obtenção e tratamento dos dados.

O Capítulo 4 é dedicado à apresentação e análise dos resultados, comparando o desempenho das técnicas de estimação quanto à acurácia e robustez frente a diferentes condições de ruído.

O Capítulo 5, por fim, consolida as conclusões do estudo, destacando as principais contribuições e propondo diretrizes para trabalhos futuros.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 Fundamentos da Guerra Eletrônica

Os avanços da ciência e tecnologia no âmbito militar, especialmente na área da eletrônica, têm demonstrado importância crescente nos conflitos atuais. Esses avanços impulsionam novos desenvolvimentos e disponibilizam um vasto arsenal de aplicações em sistemas de armas, comando e controle (C2), comunicação, detecção e rastreamento (Marinha do Brasil, 2023a).

As atividades de GE são fatores cruciais para a sobrevivência e para a vantagem estratégica em um cenário de batalha, estando presentes até mesmo nos ambientes mais simples. As forças militares em campo de batalha produzem, de forma voluntária ou involuntária, alterações no espectro eletromagnético, uma vez que a maioria dos sistemas de armas e de comando e controle depende de equipamentos eletrônicos para suas funções principais (Marinha do Brasil, 2023a).

Os primórdios da Guerra Eletrônica estão relacionados à teoria de Maxwell, que em 1865 descreveu matematicamente os fenômenos elétricos e magnéticos. Desta forma, estabelecendo as bases do eletromagnetismo e produzindo conhecimentos utilizados a posteriori para a invenção do rádio (Marinha do Brasil, 2023a).

Em 1886, Heinrich Hertz realizou experimentos que comprovaram a existência das ondas eletromagnéticas previstas por Maxwell, levando à invenção e rápido progresso da telegrafia sem fios (Marinha do Brasil, 2023a).

A Batalha Naval de Tsushima, em 1905, na guerra russo-japonesa, é considerada um marco inicial da Guerra Eletrônica. Após a detecção visual da frota russa, os japoneses transmitiram a posição da tropa inimiga por telégrafo, comunicação que chegou a ser captada pelos russos. Contudo, devido à ordem de manter silêncio rádio, não houve tentativa de interferência, o que assegurou o sucesso da transmissão. Como resultado, a

frota russa foi fortemente atacada com quase todos os meios abatidos, evidenciando a importância do uso estratégico do espectro eletromagnético em operações militares (Marinha do Brasil, 2023a).

Durante a Primeira Guerra Mundial, interferências em sistemas de comunicações foram feitas com frequência, e o uso de radiogoniometria possibilitou a localização de unidades inimigas. Na Segunda Guerra Mundial, um marco notável foi a introdução dos radares, e as operações envolvendo o espectro eletromagnético foram batizadas de “Batalha dos Feixes de Energia” ou “Guerra Mágica” (Marinha do Brasil, 2023a).

O desenvolvimento de “contramedidas eletrônicas” – nomenclatura antiga de Medidas de Ataque Eletrônico – foi praticamente tão rápido quanto o próprio radar. Técnicas de despistamento foram utilizadas contra sistemas de navegação e o *chaff* ou *window* foi utilizado pela primeira vez em larga escala nos idos de 1943 visando a simulação da presença de aeronaves. Tais situações indicaram um futuro promissor para a GE (Marinha do Brasil, 2023a).

A partir de meados do século XX, a importância estratégica do emprego da Guerra Eletrônica em tempos de paz e não somente em crise, assumiu posição de maior evidência, o que acarreta na necessidade de um trabalho de pesquisa e desenvolvimento tecnológico contínuos para evitar surpresas no campo de batalha. (Marinha do Brasil, 2023a).

A Guerra Eletrônica, por meio do uso ampliado de aeronaves remotamente pilotadas (ARP) para reconhecimento, simulação de alvos e interceptação de comunicações e emprego de mísseis antirradiação, mostra sua capacidade de dinamizar vitórias e diminuir o período de conflito, com o uso de total informatização e tecnologias furtivas (do inglês, *stealth*) (Marinha do Brasil, 2023a).

O efetivo domínio do espectro eletromagnético é cada vez mais presente na guerra moderna, decorrente disso, a evolução tecnológica constante confere à GE um caráter dinâmico, onde cada tática é rapidamente contrabalançada por uma medida neutralizadora (Marinha do Brasil, 2023a).

A vantagem ou superioridade é mantida por meio da dedicação contínua à Ciência, Tecnologia e Inovação, e pelo acompanhamento da evolução militar. A complexidade e densidade crescentes do ambiente eletromagnético, com emissores multimodo, alta agilidade de sinais e emissões fugazes, exigem sistemas de GE cada vez mais sofisticados (Neri, 2018).

A convergência da Guerra Eletrônica com a Guerra Cibernética, dando origem às Atividades Cibereletromagnéticas (em inglês, *Cyber Electromagnetic Activities* - CEMA), é um exemplo dessa evolução. Essa integração e sincronização das funções de operações no ciberespaço, Guerra Eletrônica e gerenciamento de espectro são essenciais para produzir efeitos complementares que ampliam mutuamente seu impacto (Haig, 2015).

Segundo Greenert (2013, tradução nossa), “Na verdade, os conflitos futuros não serão vencidos simplesmente usando o espectro eletromagnético e o ciberespaço, eles serão vencidos dentro do espectro eletromagnético e do ciberespaço”.

A necessidade de alta sensibilidade e alta Probabilidade de Intercepção (do inglês, *Probability of Interception* - POI) em sistemas de intercepção modernos é crítica, especialmente com o emprego crescente de formas de onda de baixa probabilidade de intercepção (em inglês, *Low Probability of Intercept* - LPI) (Neri, 2018).

2.1.1 Conceito de Guerra Eletrônica

No Glossário das Forças Armadas (Brasil, 2015, p. 135), a Guerra Eletrônica é conceituada como:

Conjunto de ações que visam explorar as emissões do inimigo, em toda a faixa do espectro eletromagnético, com a finalidade de conhecer a sua ordem de batalha, intenções e capacidades e, também, utilizar medidas adequadas para negar o uso efetivo de seus sistemas, enquanto se protege e utiliza, com eficácia os seus próprios sistemas.

O campo de ação da GE abrange todo o espectro eletromagnético, que vai desde o menor raio gama até a maior onda de radiofrequência, incluindo as faixas visível, infravermelha e ultravioleta (Marinha do Brasil, 2023a).

É amplamente aceito na literatura específica que a Guerra Eletrônica possui três vertentes de aplicação, que são: Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica (MAGE), Medidas de Ataque Eletrônico (MAE) e Medidas de Proteção Eletrônica (MPE). Cada uma dessas medidas desempenha um papel distinto e de suma importância no uso e controle do ambiente eletromagnético, sendo detalhadas nas seções seguintes.

2.1.2 Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica (MAGE)

O presente trabalho está inserido mais precisamente no contexto das MAGE, que são as atividades que conferem consciência situacional imediata do ambiente eletromagnético (Marinha do Brasil, 2023a).

Denominadas pela Organização do Tratado do Atlântico Norte (OTAN) como *Electronic Warfare Support Measures* (ES), e anteriormente chamadas de *Electronic Support Measures* (ESM), tem por definição: métodos de coleta de informações de GE se valendo de ações de busca, interceptação, localização das fontes, registro e análise da energia eletromagnética irradiada, visando a permitir não só a identificação imediata de ameaças, como também a posterior exploração das informações coletadas (United States, 2020 *apud* Marinha do Brasil, 2023a).

A principal diferença entre ES (MAGE) e Inteligência de Sinais (do inglês, *Signals Intelligence* – SIGINT) é que a ES é empregada para fins táticos que demandam ações imediatas, enquanto a SIGINT tem uma abordagem mais ampla e pode ser usada para fins estratégicos. No caso específico dos sinais radar, que é o foco deste trabalho, a análise de inteligência para fins estratégicos é denominada Inteligência Eletrônica (do inglês, *Electronic Intelligence* – ELINT) (Marinha do Brasil, 2023a).

As informações obtidas por meio de MAGE podem ser integradas à outras informações de vigilância e inteligência de modo a subsidiar a construção da Ordem de Batalha Eletrônica da ameaça (DECASTRO, 2020 *apud* Marinha do Brasil, 2023a) e sua utilização no planejamento das operações de caráter militar do inimigo (RAHMAN, 2019 *apud* Marinha do Brasil 2023a). Tais informações também são úteis para o desenvolvimento de novas medidas de ataque, tornando as MAGE uma importante fonte de informação de GE para realizar operações subsequentes de MPE e MAE (Marinha do Brasil, 2023a).

As MAGE são consideradas a base da Guerra Eletrônica, sendo a principal fonte das informações que permitirão não somente a imediata identificação e localização de uma ameaça, mas também uma reação oportuna à ameaça identificada, por meio de uma MAE, MPE, engajamento ou outra ação tática julgada adequada (Marinha do Brasil, 2023a).

É de significativa relevância diferenciar MAGE de Reconhecimento Eletrônico (RETRON). Enquanto o RETRON visa o levantamento de conhecimentos estratégicos, operacionais ou táticos para apoio de ações futuras, as MAGE visam apoiar a execução

tática de uma operação em curso. Os dados obtidos nas MAGE visam apoiar o processo decisório dos meios navais quando em operação (Marinha do Brasil, 2023a).

Receptores de Alerta de Radar (*Radar Warning Receiver* - RWR) são equipamentos de MAGE que alertam quando a plataforma está sendo detectada por um radar. Utilizados em aeronaves, navios, submarinos e forças terrestres para reduzir a vulnerabilidade tática do meio, atuam em tempo real e são projetados para reconhecimento/vigilância usados para interceptar, coletar, analisar e localizar sinais de radar em tempo quase real para ajudar na atualização de ameaças presentes no cenário, avisos de aproximação inimiga e fusão de dados com outros sensores (Marinha do Brasil, 2023c; Neri, 2018).

No que tange à arquitetura básica de um sistema MAGE, observa-se a seguinte composição: o receptor, o pré-processador, o processador principal e a interface Humano/Máquina (H/M) (Dargam, 1993 *apud* Marinha do Brasil, 2023c).

De forma sintetizada, o funcionamento dos componentes se dá da seguinte forma: o receptor detecta os pulsos de radar e mede seus parâmetros individuais, como marcação (*Angle of Arrival* - AOA), frequência central, largura do pulso, amplitude e tempo de chegada (*Time of Arrival* - TOA) (Neri, 2018). O pré-processador é um circuito dedicado que opera em altas taxas de pulsos para reduzir a taxa de dados. O processador principal classifica os parâmetros para identificar as cadeias de pulsos dos emissores (Marinha do Brasil, 2023c).

Existem alguns sistemas de MAGE, que são mais sofisticados em comparação com RWRs mais simples e visam à reconstrução quase em tempo real de um cenário eletromagnético que pode ser complexo e previamente desconhecido. Eles demandam alta sensibilidade para capitalizar as vantagens operacionais do conhecimento oportuno do cenário.

Neri (2018) observa que o tráfego nesses sistemas pode ser extremamente denso, atingindo a ordem de alguns milhões de pulsos por segundo, o que exige uma precisão elevada nas medições de parâmetros para as corretas identificação e classificação dos emissores. A sensibilidade do receptor é, portanto, um requisito crítico no projeto de sistemas MAGE, sendo essencial para interceptar sinais de interesse, antecipar e classificar ameaças.

De maneira complementar, encontra-se a abordagem de Wiley (2006) sobre as limitações devido ao ruído e a sensibilidade em sistemas de ELINT, indicando que uma

alta sensibilidade é crucial para interceptar sinais fracos, inclusive aqueles provenientes dos lóbulos secundários da antena emissora.

Neri (2018) destaca também a evolução para os receptores digitais como a melhor solução para os sistemas de interceptação modernos, que buscam sensibilidade crescente para fornecer um cenário completo e confiável aos operadores de GE.

A POI, que indica a probabilidade com que um receptor detecte pelo menos um pulso dado um trem de pulsos, é um tema central para Neri (2018) e Wiley (2006), que inclusive, discute os problemas relacionados à POI e os desenvolvimentos recentes em POI, os quais buscam otimizar as estratégias de busca e o design dos sistemas de GE.

Em suma, a importância dos equipamentos MAGE reside na sua capacidade de alertar as tripulações sobre um perigo iminente e fornecer informações para a execução de uma contramedida eficaz (Marinha do Brasil, 2023c).

As MAGE são a principal fonte de informação para a criação e atualização das bibliotecas utilizadas pelos dispositivos de Guerra Eletrônica. A análise detalhada dos sinais de radar interceptados permite inferir as capacidades dos radares inimigos a partir de seus parâmetros observados e enquadra-se nas atividades de ELINT (Neri, 2018; Wiley, 2006).

2.1.3 Medidas de Ataque Eletrônico (MAE)

As MAE, atualmente também designadas *Electromagnetic Attack (EA)* e anteriormente referidas como *Electronic Countermeasures (ECM)*, representam uma das vertentes da Guerra Eletrônica, com o objetivo de empregar energia eletromagnética, energia direcionada ou armamentos antirradiação para atingir alvos humanos, estruturas ou sistemas, visando a comprometer, reduzir ou eliminar a capacidade combatente do adversário (United States, 2020 *apud* Marinha do Brasil, 2023a).

Segundo Neri (2018), as MAE representam um componente fundamental da Guerra Eletrônica com o objetivo de impedir que um sistema de armas inimigo opere corretamente sem recorrer a armas convencionais.

De acordo com o Glossário das Forças Armadas (Brasil, 2015), as MAE são ações que podem tanto impedir ou reduzir o uso efetivo do espectro eletromagnético pelo inimigo quanto degradar, neutralizar ou até destruir a capacidade de combate adversária utilizando sistemas e armamentos que dependem desse recurso.

É importante ressaltar também que as MAE dependem essencialmente de uma MAGE bem executada, pois sem as informações dos equipamentos e plataformas inimigas, é ineficiente aplicar ações ofensivas (Marinha do Brasil, 2023b).

Vale ressaltar ainda que as MAE podem ser subdivididas em destrutivas (*hard kill*), que incorporam letalidade à Guerra Eletrônica com armas que possuem potência suficiente para causar destruição física; e não-destrutivas (*soft kill*), que por sua vez, fazem uso do espectro eletromagnético para atingir os propósitos do ataque eletrônico sem causar destruição física (Marinha do Brasil, 2023b).

2.1.4 Medidas de Proteção Eletrônica (MPE)

As MPE, também denominadas atualmente *Electromagnetic Protection* (EP), conhecidas anteriormente como *Electronic Counter-Counter Measures* (ECCM), correspondem à vertente da GE voltada à defesa dos sistemas e da plataforma. Seu objetivo central é proteger pessoal, instalações e os equipamentos contra os efeitos adversos do espectro eletromagnético, tanto de origem inimiga quanto amiga. Em termos práticos, isso inclui ações destinadas a impedir que a radiação eletromagnética comprometa a capacidade operativa das forças, seja por degradação, neutralização ou destruição de seus recursos (United States, 2020 *apud* Marinha do Brasil, 2023a).

As MPE abrangem, entre outras, ações que visam a proteção contra radiação eletromagnética, isolamento de sistemas críticos, diminuição de emissões eletromagnéticas, seleção de materiais adequados para a construção dos sistemas, e utilização de técnicas de criptografia (Marinha do Brasil, 2023a).

Em termos gerais, as Medidas de Proteção Eletrônica englobam ações destinadas a assegurar o uso efetivo, tanto ativo quanto passivo, do espectro eletromagnético, mesmo que existam ações de GE sendo empreendidas pelo oponente, pelas forças amigas ou por formas de interferência não intencionais. Elas se dividem em medidas Anti-MAE e medidas Anti-MAGE (Marinha do Brasil, 2023a).

2.2 Fundamentos de Sinais e Processamento Digital

Para a análise de sinais de radar em um sistema de detecção passiva, é fundamental entender os conceitos de sinais e as etapas de sua conversão para o domínio digital, onde podem ser processados usando avançadas técnicas de processamento digital de sinais. Esta seção estabelece a base teórica para a compreensão do processamento dos dados brutos capturados por um sistema de Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica.

2.2.1 Sinais no domínio do tempo

Um sinal no domínio do tempo é uma função $x(t)$ que descreve a variação de uma grandeza física (tensão, corrente, pressão) ao longo do tempo contínuo t (Smith, 1997).

A representação temporal é essencial para entender a evolução do sinal ao longo do tempo, revelando informações como sua presença, duração, intensidade e a distribuição de sua energia ao longo do tempo (Boashash, 2015).

O tipo de sinal determina as características que devem ser analisadas e as ferramentas de processamento digital de sinais mais apropriadas para a tarefa (Boashash, 2015). Em receptores MAGE, o sinal captado é tipicamente uma onda eletromagnética recebida pela antena.

Matematicamente, sinais contínuos podem ser periódicos, aperiódicos ou impulsivos. Um exemplo simples, apresentado na equação 1, é a onda senoidal, que pode representar a componente fundamental de uma onda portadora de radar:

$$x(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi) \quad (1)$$

onde A é a amplitude, f_c a frequência central e φ a fase inicial. Esse tipo de representação é fundamental para compreender a natureza periódica dos sinais de radar e serve como base para o estudo de sinais modulados, que são empregados em diversas formas de onda radar (Skolnik, 2001).

2.2.2 Sinais no domínio da frequência

O domínio da frequência descreve como a energia ou potência de um sinal está distribuída em função da frequência. Essa representação complementa a do domínio do tempo, revelando quais frequências estão presentes no sinal, suas magnitudes relativas, frequências mínima e máxima, e a largura de banda (Boashash, 2015, tradução nossa).

A Transformada Contínua de Fourier (do inglês, *Continuous Fourier Transform* - CFT) converte um sinal no domínio do tempo, $x(t)$, em sua representação espectral $X(f)$:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2)$$

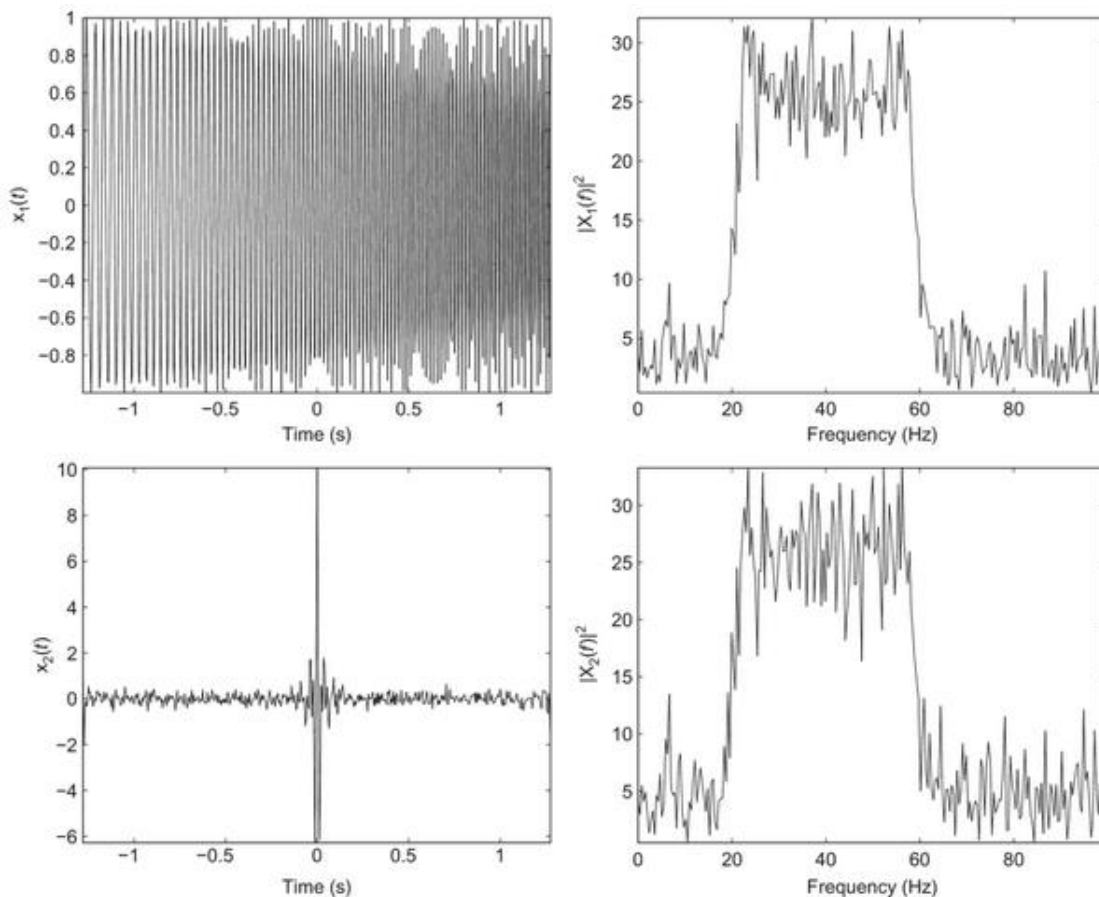
Essa representação, como exposta na equação 2, é particularmente útil para identificar componentes espectrais, como a frequência central, largura de banda e

possíveis interferências (Cheng; Tsui, 2016). Para sinais periódicos, o espectro consiste em raias discretas; para sinais aperiódicos, é contínuo. Essa estimativa permite classificá-los e identificar seus padrões de operação, o que é um passo fundamental para o sistema MAGE.

A parte superior esquerda da Figura 1 ilustra a representação temporal (isto é, no domínio do tempo) de um sinal modulado em frequência corrompido por ruído gaussiano aditivo branco. A parte superior direita da Figura 1 ilustra a representação espectral (isto é, no domínio da frequência) do mesmo sinal. A parte inferior da Figura 1 apresenta as representações temporal e espectral, respectivamente à esquerda e à direita, de um sinal que é uma função sinc corrompida por ruído gaussiano aditivo branco. Essa função representa a resposta ideal de sistemas limitados em banda, sendo a transformada de Fourier de um pulso retangular.

Segundo Oppenheim e Willsky (2010), a função sinc é fundamental no contexto de processamento de sinais e é definida matematicamente como $\text{sinc}(\theta) = \frac{\sin(\pi\theta)}{\pi\theta}$.

Figura 1- Representação de sinais no domínio do tempo e suas correspondentes no domínio da frequência.



Fonte: Boashash (2015).

2.2.3 Relação tempo–frequência e relevância para MAGE

O domínio do tempo é mais intuitivo para visualizar modulações e variações de amplitude; o domínio da frequência é mais adequado para medir parâmetros espectrais (Cheng; Tsui, 2016).

A análise conjunta dos domínios do tempo e da frequência, como apresenta Boashash (2015) revela informações "ocultas" que não são facilmente perceptíveis nas representações tradicionais de domínio do tempo ou de frequência. Essa abordagem combina ambas as dimensões para fornecer uma visão completa do sinal e permite compreender sinais modulados ou pulsados, característicos de radares.

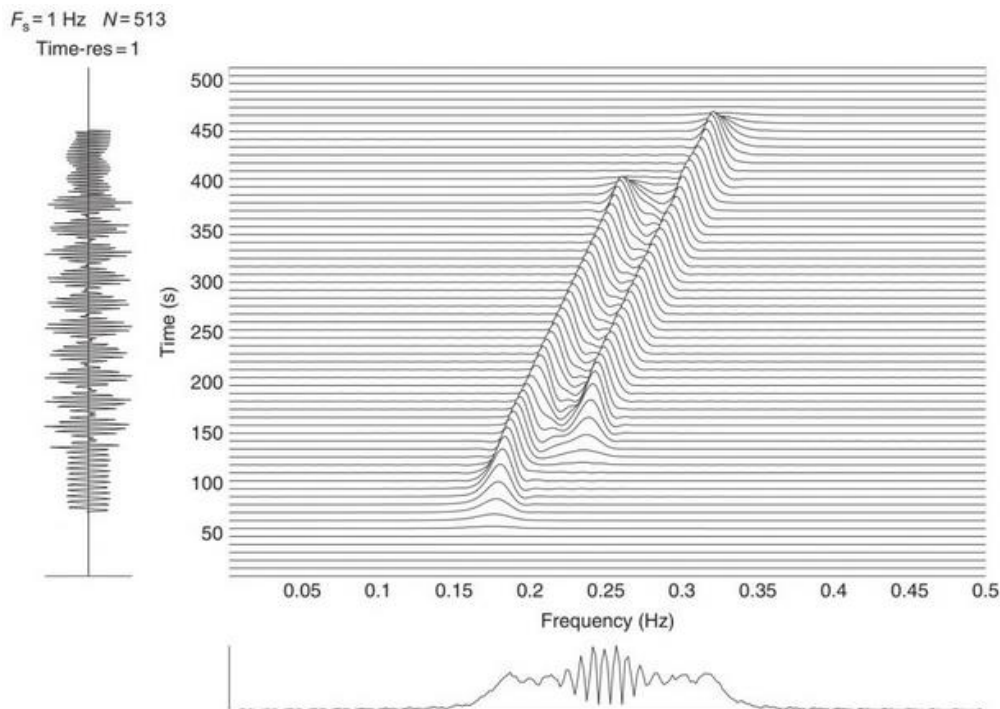
A largura de pulso (τ) no tempo está associada à largura de banda (B) no espectro, obedecendo aproximadamente à relação inversa: $B \approx \frac{1}{\tau}$.

Conforme discutido por Skolnik (2001), esse princípio é fundamental para entender as limitações práticas da resolução espectral, ao evidenciar a relação entre as características temporais do sinal e o detalhamento obtido no domínio da frequência. Em sistemas MAGE, essa relação é especialmente relevante, pois a escolha dos parâmetros de observação e processamento – como a duração da janela e o tamanho da DFT – afeta diretamente a capacidade de detectar, identificar e analisar as emissões interceptadas.

A representação tempo-frequência exhibe de forma clara a dependência temporal da frequência, permitindo a visualização de detalhes como o início, o fim e a variação da frequência de cada componente do sinal ao longo do tempo (Boashash, 2015). Em aplicações práticas, ela é valiosa para a detecção, classificação e identificação de sinais – passos importantes no funcionamento de um equipamento MAGE.

A Figura 2 apresenta uma representação tempo-frequência de dois sinais cuja frequência varia linearmente ao longo do tempo. Observa-se que esse comportamento não seria evidente apenas nas representações temporal ou espectral isoladas, sendo a análise tempo-frequência a que permite visualizar simultaneamente a evolução das componentes no tempo e na frequência. Seu objetivo é apenas ilustrar o conceito descrito anteriormente, sem relação direta com os experimentos realizados neste estudo.

Figura 2 - Representação tempo-frequência.



Fonte: Boashash (2015).

2.2.4 Amostragem e Teorema de Nyquist

Para processar sinais em sistemas digitais, o primeiro passo é a amostragem, que consiste na captura de amostras em intervalos regulares T_s , onde T_s é o período de amostragem (geralmente medido em segundos), inverso da taxa de amostragem f_s (geralmente medida em hertz). Conforme abordado em Rodrigues (2022), a amostragem é a porta de entrada do mundo contínuo para o mundo digital.

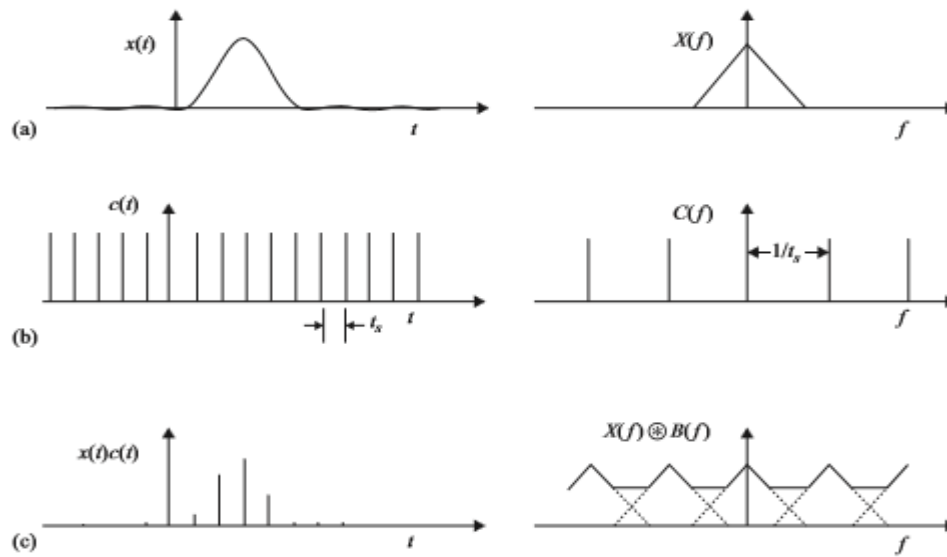
A importância desse processo é justificada pelo Teorema da Amostragem, um dos fundamentos do processamento digital de sinais. De acordo com Oppenheim e Willsky (2010, p. 305), "Sob certas condições, um sinal de tempo contínuo pode ser completamente representado por seus valores ou amostras uniformemente espaçadas no tempo. Essa propriedade um tanto surpreendente vem de um resultado básico que é conhecido como o teorema da amostragem."

Esse princípio é complementado pelo Teorema de Nyquist, que define quantitativamente a condição expressa pelo Teorema da Amostragem. De acordo com essa formulação, a frequência de amostragem $f_s = \frac{1}{T_s}$ deve ser no mínimo o dobro da maior frequência presente no sinal (f_{max}):

$$f_s \geq 2f_{max} \quad (3)$$

Caso essa condição não seja respeitada – isto é, quando a frequência de amostragem for inferior a duas vezes a frequência máxima do sinal – ocorre o fenômeno conhecido como subamostragem. Nesse caso, há sobreposição de componentes espectrais no domínio da frequência, produzindo distorções conhecidas como *aliasing* que comprometem a correta reconstrução e a análise espectral do sinal (Cheng; Tsui, 2016).

Figura 3 - Exemplo de aliasing causado por subamostragem.



Fonte: Cheng; Tsui (2016).

A Figura 3 ilustra o efeito de *aliasing* que compromete a análise de sinais digitalizados quando a frequência de amostragem é insuficiente. Em (a), é apresentado o sinal contínuo original e seu espectro real. Em (b), é mostrada a amostragem por uma função de pente $c(t)$, que no domínio da frequência gera repetições do espectro original, espaçadas pela frequência de amostragem f_s . A sobreposição desses espectros repetidos, visível em (c), à direita, ocorre quando a largura de banda do sinal de entrada é maior que $\frac{f_s}{2}$, resultando na distorção do espectro de saída.

2.2.5 Sinal digitalizado

No contexto dos receptores digitais, a digitalização de um sinal é um processo fundamental que o distingue dos receptores analógicos. Em vez de utilizar um detector de cristal, dispositivo que atua como diodo para retificar e demodular o sinal de rádio-

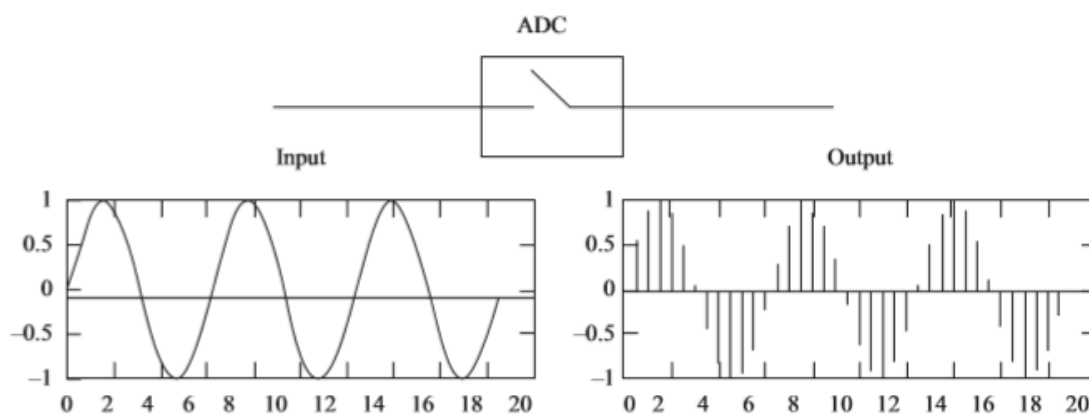
frequência, o receptor digital emprega um Conversor Analógico-Digital (do inglês, *Analog-to-Digital Converter* - ADC) para transformar o sinal de radiofrequência em dados digitalizados. Um sinal digitalizado resulta da conversão de uma tensão de entrada contínua em níveis de saída discretos (Cheng; Tsui, 2016).

Considerando que os sistemas atuais baseiam-se em sua grande parte no processamento de informações digitais e que a informação digital possui dois aspectos relevantes que se diferem do seu correspondente contínuo, a saber, ela é amostrada e quantizada (Smith, 1997), compreende-se que o processo de digitalização de um sinal implica que após a amostragem, o sinal contínuo $x(t)$ passa a ser representado por uma sequência discreta de amostras igualmente espaçadas, múltiplas do intervalo de amostragem (T_s):

$$x[n] = x(nT_s), n = 0, 1, 2 \dots \quad (4)$$

O processo de digitalização engloba ainda as etapas de quantização e codificação, onde cada amostra contínua é aproximada por um valor pertencente a um conjunto finito de níveis, definidos pela resolução do ADC. Esse processo introduz um erro de quantização, que pode ser modelado como um ruído aditivo de distribuição aproximadamente uniforme. O número de bits (b) de um ADC determina a quantidade de níveis de quantização discretos (2^b), impactando diretamente a fidelidade do sinal (Cheng; Tsui, 2016).

Figura 4 - Forma de onda digitalizada.



Fonte: Cheng; Tsui (2016).

A Figura 4 ilustra a operação de digitalização, mostrando um sinal de entrada contínuo (onda senoidal) e a saída do ADC como um trem de pulsos com um envelope que segue a entrada. Ela destaca que nem toda a informação do sinal é transferida para a saída, e a informação entre os pontos de amostragem é perdida.

Em resumo, um sinal digitalizado é a representação discreta (no tempo) e quantizada (em amplitude) de um sinal analógico contínuo, realizada por um ADC, sendo um componente chave para o processamento digital de sinais em receptores modernos. A escolha de ADCs com maior resolução (mais bits) é um fator determinante para a sensibilidade e a faixa dinâmica do receptor, enquanto parâmetros como a frequência de amostragem e a banda instantânea definem a faixa de frequências que pode ser corretamente adquirida e analisada. Em sistemas como os MAGE, a capacidade de amostrar e processar sinais de forma digital, resultando em Palavras Descritoras de Pulso (do inglês, *Pulse Descriptor Words* - PDW), é um objetivo primordial para a obtenção de informações críticas em tempo real (Cheng; Tsui, 2016).

2.2.6 Conversão descendente de frequência (*Downconversion*) e Frequência Intermediária (FI)

A conversão descendente de frequência (*downconversion*) é uma etapa fundamental nos receptores utilizados em sistemas de detecção passiva, como os sistemas MAGE que empregam arquitetura de receptor digital. Seu objetivo é converter o sinal de radiofrequência (RF) de entrada sinal radar para uma frequência mais baixa denominada frequência intermediária (FI) a fim de permitir o processamento subsequente com maior eficiência e menor demanda sobre o ADC (Cheng; Tsui, 2016).

O conceito de FI é de suma importância quando se trata de receptores, sendo o receptor super-heteródino um dos modelos tradicionais que o emprega. Neles, o sinal de RF é misturado com o sinal de um oscilador local, gerando componentes de frequência correspondentes à soma e à diferença das frequências envolvidas. Quando a frequência resultante é inferior à frequência de entrada, o processo é denominado *downconversion* (Cheng; Tsui, 2016).

Nos receptores digitais modernos, o mesmo conceito é aplicado de forma adaptada, permitindo que o sinal seja convertido, digitalizado e posteriormente processado por técnicas de processamento digital de sinais tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, utilizadas na estimação de parâmetros de interesse como a frequência central por exemplo (Cheng; Tsui, 2016).

2.3 Análise Espectral

Tendo em vista que os sistemas de detecção passiva buscam a identificação do emissor de um sinal eletromagnético (sinal radar), surge a necessidade de analisar estes sinais de maneira mais aprofundada.

Menezes (2014) em sua tese menciona que as técnicas de processamento de sinais geralmente têm sua aplicação focadas em obter informações dos sinais que por vezes estão ocultas levando em consideração apenas uma avaliação visual no domínio do tempo, onde o sinal é representado por sua amplitude em função do tempo.

Joseph Fourier demonstrou que os sinais periódicos no domínio do tempo podem ser representados por meio de um somatório de funções senoidais com amplitudes diferentes e frequências inteiras, múltiplas da frequência fundamental do sinal original. É essa representação, conhecida como espectro do sinal, que possibilita o mapeamento do sinal no domínio da frequência, permitindo explicitar de forma mais evidente as informações que se deseja.

A análise espectral destes sinais será realizada por meio de técnicas de mapeamento entre os domínios do tempo e frequência baseadas na Transformada Discreta de Fourier.

2.3.1 Transformada Discreta de Fourier (DFT)

Para a análise de sinais digitais, é fundamental compreender a natureza da DFT e suas diferenças em relação à transformada contínua.

Smith (1997) apresenta-a como parte de uma família de técnicas matemáticas que decompõem sinais em senóides, sendo o membro dessa família utilizado especificamente com sinais digitalizados, uma vez que computadores digitais operam apenas com informações discretas e de comprimento finito.

Na perspectiva de Cheng e Tsui (2016), a DFT representa uma abordagem prática para aproximar a Transformada de Fourier contínua. No entanto, é crucial compreender que algumas informações são inerentemente perdidas durante esse processo. Diferente do que ocorre na transformada contínua, a DFT assume uma periodicidade implícita no sinal, tratando amostras de sinais não periódicos como se fossem periódicas (Menezes, 2014).

Para uma sequência de tempo limitado $x[n]$, onde $n = 0, 1, \dots, N - 1$, a Transformada Discreta de Fourier, $X[K]$, é definida como:

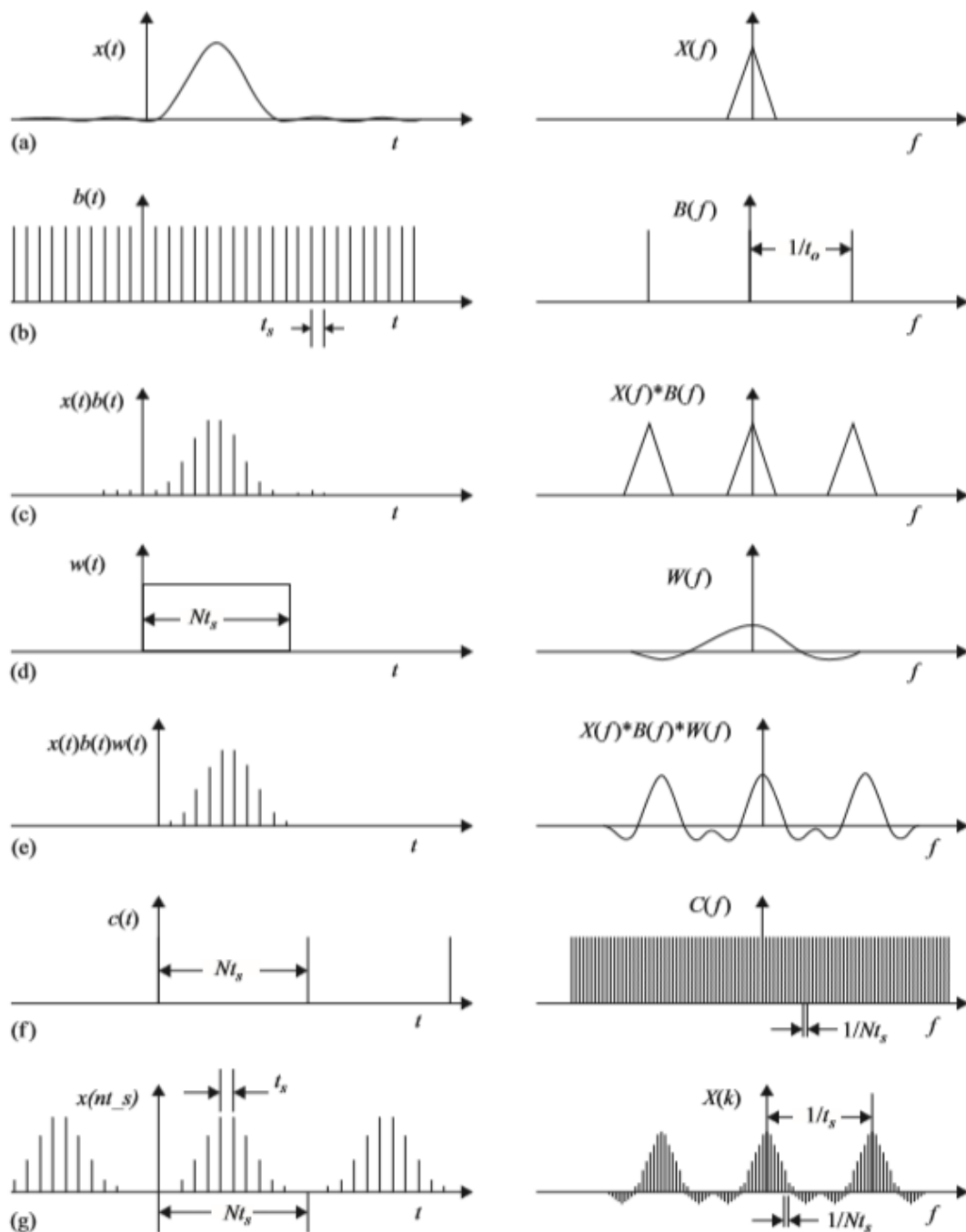
$$X[K] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-i \frac{2\pi}{N} kn} \quad (5)$$

em que $k = 0, 1, \dots, N - 1$. Esta formulação é análoga à série de Fourier discreta.

O processo de obtenção da DFT pode ser descrito graficamente através de uma abordagem passo a passo, iniciando com a digitalização do sinal. Este processo transforma um sinal contínuo aperiódico, com um espectro contínuo aperiódico, em um sinal digitalizado periódico com um espectro discreto e periódico.

Como visto em Cheng e Tsui (2016) tais etapas, de forma resumida, incluem: a amostragem de um sinal contínuo, resultando em um espectro de frequência periódico. Na sequência, a duração dos dados é limitada pela multiplicação das amostras por uma função de janela retangular. Este passo modifica as componentes de frequência do sinal e a última etapa se dá pela amostragem deste espectro, gerando uma sequência periódica.

Figura 5 - Demonstração gráfica da DFT.



Fonte: Cheng; Tsui (2016).

As etapas da DFT são descritas graficamente na Figura 5. Primeiramente, em (a), o sinal de entrada $x(t)$, com transformada de Fourier contínua $X(f)$, é amostrado no domínio do tempo usando uma função “comb” (trem de impulsos), $b(t)$, cuja transformada é $B(f)$ como ilustrado em (b). Essa amostragem temporal resulta na multiplicação de $x(t)$ por $b(t)$, o que, no domínio da frequência corresponde à convolução de suas transformadas $X(f) * B(f)$, gerando réplicas periódicas do espectro

original espaçadas pela frequência de amostragem f_s , conforme pode ser visto em (c). Em seguida, em (d), o sinal amostrado tem sua duração limitada pela aplicação de uma janela retangular, $w(t)$, de transformada $W(f)$, o que resulta, no domínio da frequência, na convolução de suas transformadas $X(f) * B(f) * W(f)$, ilustrado em (e). A etapa final é a amostragem no domínio da frequência, realizada por uma segunda função, $c(t)$, cuja transformada, $C(f)$ é uma função comb, conforme ilustrado em (f). O sinal resultante na saída é $x(nt_s)$ com Transformada Discreta de Fourier $X(k)$, ambos ilustrados em (g).

2.3.2 Transformada Rápida de Fourier (FFT)

A FFT é um algoritmo altamente eficiente para o cálculo da Transformada Discreta de Fourier (Cheng; Tsui, 2016). Embora produza o mesmo resultado que outros métodos para calcular a DFT, como a solução de equações lineares simultâneas ou o método de correlação, a FFT é bem mais eficiente, frequentemente reduzindo o tempo de computação por centenas de vezes (Smith, 1997).

Sem a disponibilidade da FFT, muitas das técnicas de processamento digital de sinais teriam seu emprego prático inviabilizado. Por sua importância, a FFT é considerada para o DSP o que o transistor é para a eletrônica, sendo uma base da tecnologia (Smith, 1997).

O cálculo direto da DFT de N pontos requer N^2 multiplicações complexas. Em contraste, a FFT reduz drasticamente este custo computacional. Por exemplo, para uma DFT de 32 pontos, a economia de tempo de cálculo é significativa (Oppenheim; Willsky, 2010). A complexidade computacional da DFT, quando calculada usando a FFT, é de $N \log_2(N)$ multiplicações complexas e $N \log_2(N)$ adições complexas para N pontos (Menezes, 2014). Essa redução na complexidade é o que torna a FFT tão valiosa para aplicações em tempo real (Cheng; Tsui, 2016).

A eficiência da FFT é crucial para diversas aplicações em DSP, onde o custo computacional seria proibitivo com o cálculo direto da DFT. Sua aplicação é fundamental, entre outros, na análise de sinais e no processamento em tempo real, pois permite a rápida obtenção do conteúdo espectral de sinais digitalizados, sendo essencial para sistemas que necessitam de resposta imediata, como em receptores de banda larga (Cheng; Tsui, 2016).

2.3.3 Resolução Espectral e Bins

A resolução espectral é um conceito fundamental na análise de sinais digitais, referindo-se à capacidade de distinguir componentes de frequência próximas em um espectro.

Segundo Menezes (2014), na DFT, a faixa de frequência é dividida uniformemente em N pontos, formando $N-1$ intervalos de frequência. Cada um desses intervalos representa a resolução em frequência da transformada (Oppenheim; Willsky, 2010).

A partir do exposto por Cheng e Tsui (2016), tem-se que a resolução de frequência da DFT é definida como $\frac{1}{T}$, onde T é a duração total do sinal analisado. Como a duração do sinal T é equivalente ao número de amostras N dividido pela frequência de amostragem f_s , a resolução de frequência pode ser expressa como:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (6)$$

Em receptores de Guerra Eletrônica, um tamanho longo de DFT oferece maior sensibilidade e uma resolução de frequência mais fina, mas compromete a resolução no domínio do tempo. Em contrapartida, um tamanho curto de DFT melhora a resolução temporal, porém a resolução de frequência é mais grosseira (Cheng; Tsui, 2016).

Os resultados da DFT são apresentados em termos de bins, que podem ser entendidos como os intervalos de frequência discretos nos quais o espectro é dividido (Smith, 1997). O espectro de um sinal no domínio da frequência, obtido através da DFT, evidencia a localização de suas componentes (Rodrigues, 2022).

É crucial que a frequência de amostragem seja suficientemente alta para evitar o *aliasing*, cuja consequência é uma reconstrução do sinal completamente distinta de sua forma original (Oppenheim; Willsky, 2010).

Técnicas de Interpolação podem ser empregadas para refinar estimadores de frequência, utilizando as amostras em frequência no entorno de um índice de pico da DFT (Menezes, 2014). Essas abordagens serão retomadas com maior detalhamento na Seção 2.5, quando serão apresentadas diferentes técnicas de refinamento aplicadas à estimação de frequência.

2.4 Funções de Janelamento

As funções de janelamento são usadas para suavizar as transições nas extremidades do intervalo de observação. Quando se aplica uma janela retangular e o recorte não coincide com um número inteiro de períodos do sinal, surgem descontinuidades nas bordas; no espectro, isso se manifesta como raias espúrias que não pertencem à verdadeira transformada de Fourier do sinal (*leakage*) (Cheng; Tsui, 2016).

Para mitigar o problema, a ideia central é reduzir as amplitudes nas extremidades da janela no tempo, substituindo a janela retangular por outras janelas “suavizadas” (p. ex., do tipo cosseno/Hanning), o que diminui a severidade da descontinuidade nas bordas (Cheng; Tsui, 2016).

Uma forma complementar de interpretar o *leakage* é via convolução: selecionar um trecho finito de dados equivale a multiplicar por uma janela retangular no tempo, o que no domínio da frequência corresponde a convoluir o espectro do sinal com uma função sinc. Como a sinc possui muitos lóbulos laterais, esses lóbulos aparecem no espectro e só desaparecem quando a janela “casa” exatamente com o período do seno de entrada — algo raro na prática (Cheng; Tsui, 2016). Por isso, costuma-se projetar janelas cuja resposta espectral tenha lóbulos laterais baixos (melhorando alcance dinâmico), mesmo sabendo que isso alarga o lóbulo principal (piorando a resolução em frequência); a escolha da janela é, portanto, um compromisso entre resolução e dinâmica.

No conjunto, “a janela determina a resposta em frequência”, mas a resposta no tempo também é relevante por estabelecer o comportamento transitório; ambas se relacionam pela transformada de Fourier (Cheng; Tsui, 2016).

2.4.1 Efeito do Vazamento Espectral

O fenômeno conhecido como *leakage*, ou vazamento espectral, consiste no espalhamento da energia do espectro de um sinal entre diferentes componentes de frequência, comprometendo a precisão da análise espectral. (I. Santamaría et al, 2000).

Conforme discutido anteriormente, esse efeito está diretamente relacionado à forma da janela de observação: quando o sinal é truncado abruptamente no tempo — situação equivalente ao uso de uma janela retangular — surgem descontinuidades nas bordas que se traduzem, no domínio da frequência, em interferências entre componentes senoidais adjacentes (Cheng; Tsui, 2016).

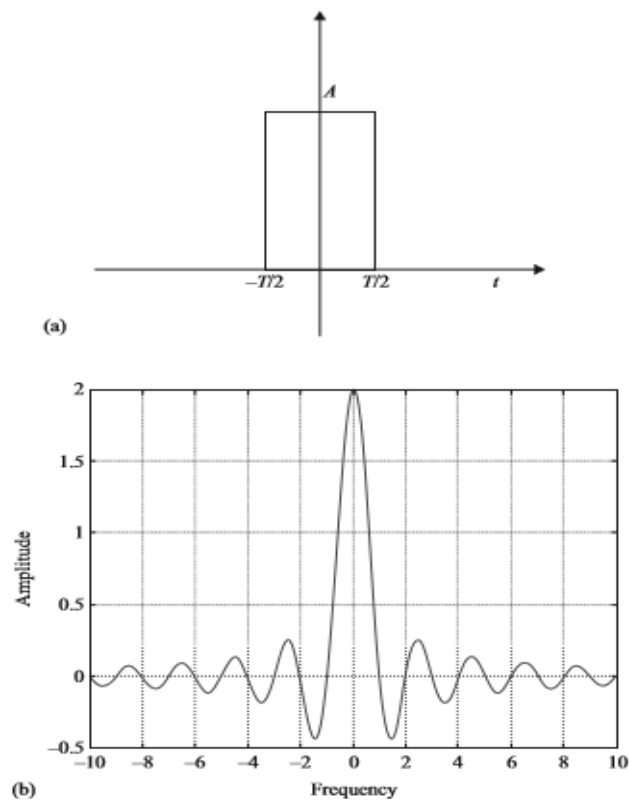
Em termos matemáticos, como apontam Cheng e Tsui (2016), quando analisamos um sinal por um período limitado (o que equivale a usar uma janela retangular $w(t)$), o

resultado no domínio da frequência é a convolução entre o espectro do sinal e a Transformada de Fourier da janela, que assume a forma de uma função sinc. Essa relação é expressa por:

$$W(f) = T \text{sinc}(\pi f T) \quad (7)$$

Assim, o espectro real do sinal aparece “espalhado” pela sinc, produzindo lóbulos laterais que só desaparecem quando a janela temporal coincide exatamente com um número inteiro de períodos do sinal. A Figura 6 ilustra esta relação, onde (a) representa a janela retangular no domínio do tempo e (b) exibe o seu espectro correspondente no domínio da frequência, a função sinc.

Figura 6 - Transformada de Fourier de uma função retangular (sinc).



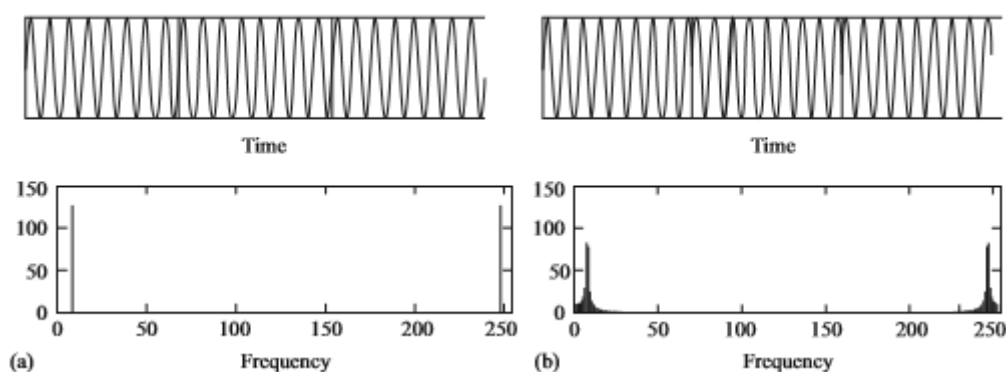
Fonte: Cheng; Tsui (2016).

A presença dessa função faz com que, além do lóbulo principal, apareçam também lóbulos laterais no espectro calculado. Esses lóbulos não correspondem a frequências reais do sinal, mas são artefatos introduzidos pelo processo de janelamento, dando a impressão de componentes espúrias (Cheng;Tsui, 2016).

Essa distorção indesejada só não ocorre em uma situação muito específica: quando a duração da janela de análise coincide exatamente com um número inteiro de ciclos do sinal de entrada. Nesses casos, a frequência central assume um valor que é múltiplo exato dos bins da DFT. O conceito é que, se o sinal não for capturado por um período inteiro de ciclos, ele "vaza" para as frequências vizinhas.

A Figura 7 ilustra o fenômeno do vazamento espectral na análise de um sinal senoidal. Em (a), a duração da janela de amostragem coincide com um número inteiro de ciclos do sinal, resultando em uma representação no domínio da frequência que exibe apenas o lóbulo principal. Por outro lado, em (b), a duração da janela não se alinha com o período do sinal, o que leva à presença de lóbulos secundários, caracterizando o efeito de vazamento espectral.

Figura 7 - Efeito do vazamento espectral (*spectral leakage*).



Fonte: Cheng; Tsui (2016).

2.4.2 Definição e Exemplos de Função de Janelamento

Dando continuidade ao que foi discutido na seção anterior, as funções de janelamento podem ser compreendidas como ferramentas que controlam a forma temporal dos dados analisados, influenciando diretamente a resposta no domínio da frequência.

Segundo Cheng e Tsui (2016), diferentes tipos de janelas apresentam desempenhos distintos quanto à largura do lóbulo principal e à atenuação dos lóbulos laterais, o que caracteriza um compromisso entre resolução espectral e rejeição de interferências.

Alguns exemplos de funções de janelamento são: Janela Retangular, Janela Gaussiana e Janela de Cosseno Elevada à Ordem "a" que inclui a janela de Hanning e a janela de Hamming. As janelas retangular e de Hanning serão abordadas de maneira mais aprofundada nas seções subsequentes.

2.4.3 Janela Retangular

A janela retangular, frequentemente utilizada como referência para avaliar outras funções de janelamento, tem sua resposta no domínio da frequência obtida a partir da Transformada de Fourier de uma função retangular.

Cheng & Tsui (2016) apresentam as principais características da janela retangular, onde observa-se que a largura do lóbulo principal corresponde a $\frac{N}{2}$, sendo N a largura da janela (em número de amostras), e esta é a resposta de frequência mais estreita em comparação com outras janelas. Quando se trata dos lóbulos laterais, o lóbulo lateral mais alto é aproximadamente 13dB abaixo do lóbulo principal.

Essencialmente, o uso desta janela é o mesmo que não aplicar nenhuma janela, pois o sinal original é preservado sem modificação (Smith, 1997). A janela retangular é a forma mais elementar de janelamento, uma vez que o sinal de entrada é mantido inalterado ao longo de sua duração e forçado a zero fora desse intervalo.

2.4.4 Janela de Hanning

A Janela de Hanning, como visto no livro de Cheng & Tsui (2016), é uma forma específica da janela de cosseno elevada à ordem “a”, onde “a” é igual a 2. A equação geral da janela cosseno é dada por:

$$w(n) = \cos^a \left[\frac{\pi - \left(n - \frac{N}{2}\right)}{N} \right] \quad (8)$$

No caso particular da Janela de Hanning, com $a = 2$, aplica-se a identidade trigonométrica:

$$\cos^2(x) = \frac{1 + \cos(2x)}{2} \quad (9)$$

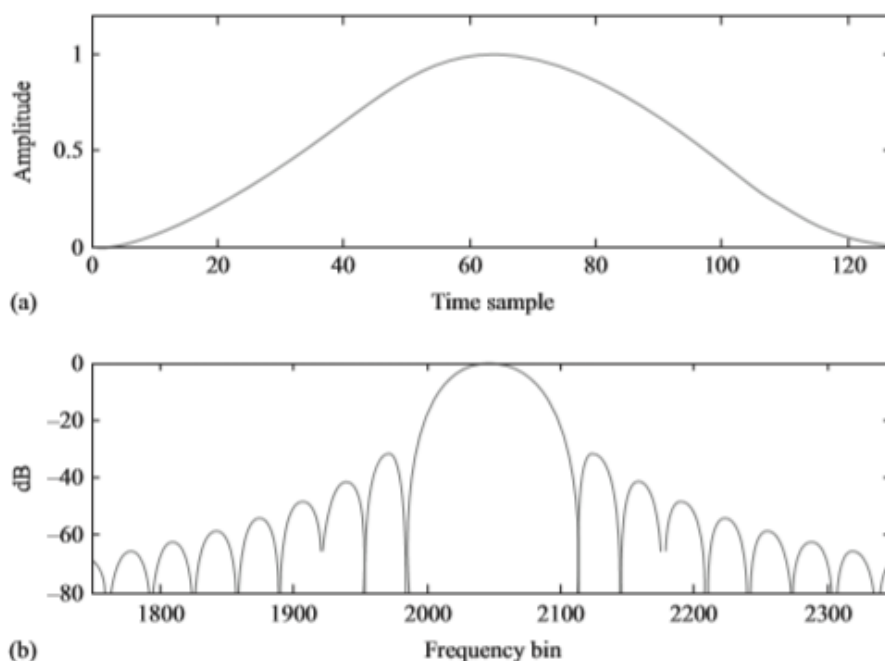
Substituindo na expressão anterior, obtém-se:

$$w(n) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{2\pi \left(n - \frac{N}{2}\right)}{N} \right) \right] \quad (10)$$

Dessa forma, observa-se que a janela de Hanning contém um termo constante e um termo cosseno, o que explica sua influência característica sobre o espectro – suavizando as extremidades do sinal no tempo e reduzindo os lóbulos laterais no domínio da frequência. A Figura 8 apresenta a aplicação da Janela de Hanning nos domínios do tempo (a) e da frequência (b).

Em comparação ao observado no comportamento da janela retangular, a de Hanning possui lóbulo principal mais largo, sendo 1.5 vezes maior. Isso acarreta em uma menor resolução em frequência (que é a capacidade de discernir dois sinais próximos, no domínio da frequência). Entretanto, ao analisar os lóbulos laterais, o mais alto gerado pela janela de Hanning é de -32 dB em relação ao lóbulo principal, sendo significativamente melhor atenuado do que na janela retangular (-13dB).

Figura 8 - Janela de Hanning.



Fonte: Cheng; Tsui (2016).

2.5 Estimação de Frequência Central e o Conceito de Robustez

A estimação precisa da frequência central de sinais é um aspecto fundamental no projeto de receptores de Guerra Eletrônica e sistemas de comunicação. Receptores GE, em particular, requerem uma largura de banda de entrada instantânea muito ampla, de aproximadamente 1 GHz, para atender aos seus requisitos operacionais (Cheng; Tsui, 2016). Isso significa que qualquer sinal dentro dessa largura de banda de entrada deve ser recebido continuamente, sem a necessidade de ajuste do receptor.

2.5.1 Definição de Erro de Estimação e a Robustez

No contexto da estimação de frequência, o erro de frequência é definido como a diferença entre a frequência medida e a frequência de entrada. A acurácia da medição de frequência (*accuracy of frequency measurement*) é uma das características fundamentais a serem avaliadas em receptores GE. Fatores como o número total de pontos de dados afetam diretamente essa precisão (Cheng; Tsui, 2016).

A robustez na estimação de frequência refere-se à capacidade de um método de fornecer resultados precisos e consistentes, mesmo na presença de ruído ou outras imperfeições no sinal.

Como apresentado por Cheng e Tsui (2016), alguns métodos de estimação de pico de espectro são sensíveis a diferentes fontes de erro. Um dos efeitos mais comuns é o vazamento espectral (*leakage*), já discutido na Seção 2.4.1, que ocorre quando a frequência de entrada não está exatamente alinhada com um bin da DFT. Nessa condição, parte da energia do sinal se distribui entre bins adjacentes, o que faz com que o pico máximo medido (X_0) se desloque levemente em relação ao pico real, comprometendo a precisão da estimação de frequência.

Outro fator relevante é a presença de ruído, que pode distorcer a amplitude das componentes espectrais e, em casos extremos, inverter a ordem dos bins adjacentes (X_1 e X_2), direcionando a estimativa de pico para a posição errada.

Assim, observa-se que o erro de estimação pode resultar tanto de efeitos determinísticos – como o *leakage* – quanto de efeitos aleatórios, como o ruído, sendo a robustez do método medida pela sua capacidade de manter resultados consistentes diante dessas perturbações.

2.5.2 Método DFT simples

Um problema central no contexto de processamento de sinais é a estimação de frequência de um sinal. O Método de estimação por DFT simples oferece uma abordagem fundamental e direta para identificar a frequência central de um sinal monocomponente, isto é, um sinal que contém apenas uma componente senoidal predominante, sem sobreposição de outras frequências significativas, sendo considerada a maneira mais simples de estimar a frequência de um sinal (Menezes, 2014).

Em receptores digitais, a DFT é utilizada para converter a saída do conversor analógico-digital do domínio do tempo para o domínio da frequência. Essa operação é

crucial para extrair parâmetros de interesse, como a frequência da portadora e a amplitude do pulso dos sinais radar interceptados (Cheng;Tsui, 2016).

Conforme apresentado por Cheng e Tsui (2016), o processo de estimação da frequência central de um sinal radar utilizando a DFT simples envolve algumas etapas, descritas a seguir.

Inicialmente o sinal de radar analógico recebido é convertido em uma sequência de dados discretos por um ADC a uma taxa de amostragem f_s . Realizada a digitalização, separa-se apenas um segmento de N pontos do sinal digitalizado para análise, o que equivale a multiplicar a sequência de dados por uma janela retangular de duração $T = N \cdot T_s$.

A DFT, implementada usualmente por meio da FFT, é então aplicada à esta sequência de N pontos de dados janelados, produzindo um espectro de frequência discreto com N componentes complexas $X(k)$, onde cada $X(k)$ é um bin de frequência, que representa a energia do sinal em uma frequência específica, f_k . Lembrando da necessidade de respeitar o Teorema de Nyquist visando evitar que ocorra *aliasing*.

O processo de estimação da frequência central envolve uma busca pelo valor máximo de $|X(k)|$ para todos os bins de 0 a $N - 1$ (para sinais complexos) ou, de 0 a $N/2$ (para sinais reais, tendo em vista que a segunda metade do espectro é conjugado-simétrica). Após identificar o bin de maior magnitude, (k_{peak}), a frequência do sinal pode ser determinada pela fórmula:

$$f_k = k_{peak} \frac{f_s}{N} \quad (11)$$

Apesar da simplicidade do método, existem algumas limitações que comprometem a acurácia e robustez da estimação de frequência em cenários reais de processamento de sinais como por exemplo o vazamento espectral quando a janela de tempo da DFT não coincide com um número inteiro de ciclos do sinal de entrada.

Além do *leakage*, outra limitação está relacionada à resolução espectral Δf , que como visto anteriormente depende do número de pontos da DFT. Se a frequência do sinal de entrada cair exatamente em um bin, a estimativa será exata, mas se estiver entre dois bins, o de maior amplitude será escolhido, podendo introduzir um erro de até $\Delta f/2$.

Diante do exposto, é notória a necessidade de métodos de refinamento da estimação da frequência central que viabilizem sua aplicabilidade em termos de acurácia

e robustez. Tendo em vista que, além das limitações já discutidas, o método descrito não faz qualquer consideração sobre a presença de ruído – aspecto crítico em cenários reais de GE – torna-se ainda mais evidente a importância de abordagens capazes de manter desempenho satisfatório mesmo em ambientes ruidosos.

2.5.3 Método Peak Position

Este método oferece uma forma simples de estimar a posição do pico da componente de frequência a partir das saídas da DFT, preservando o tamanho original da transformada. Conforme exposto por Cheng e Tsui (2016), a fundamentação está na análise de janelas retangulares e no comportamento da função sinc que surge no domínio da frequência.

Ao se calcular o espectro via DFT, as componentes passam a ser discretas. Nesse contexto, o ponto de máxima amplitude do espectro de potência pode não coincidir exatamente com o máximo da função sinc contínua. De acordo com os autores, “o objetivo deste método é determinar a verdadeira posição do máximo a partir das componentes discretas da DFT” (Cheng; Tsui, 2016, p.88, tradução nossa).

Há espaçamentos iguais entre as componentes de frequência, sendo a distância entre elas igual a $1/T$. A partir deste ponto, a variável X , será utilizada para representar as magnitudes $|X|$ das componentes de frequência, simplificando a notação sem prejuízo conceitual.

As amplitudes (magnitudes) das componentes de frequência são representadas por X_i , sendo X_0 a maior, X_1 a segunda maior, e assim sucessivamente. Quando se define k como a distância entre o pico verdadeiro e X_0 , considerando ainda que o espaçamento entre componentes adjacentes é $1/T$, essa quantidade pode ser usada como unidade de distância. Segundo Cheng e Tsui (2016), a partir dessas relações obtém-se:

$$k = \frac{X_1}{(X_0 + X_1)} \quad (12)$$

Alternativamente, a distância k pode ser estimada a partir de X_1 e X_2 , conforme demonstrado no mesmo capítulo (Cheng;Tsui, 2016):

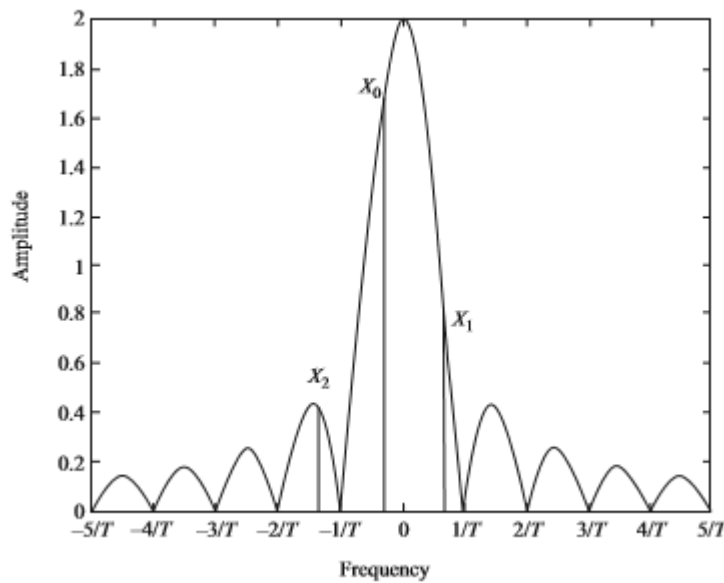
$$k = \frac{(X_1 - X_2)}{(X_1 + X_2)} \quad (13)$$

Em resumo, este procedimento permite estimar a posição do pico verdadeiro no espectro de potência a partir de pontos discretos da DFT, proporcionando uma estimação mais precisa da frequência central — resultado que, como destacam Cheng e Tsui (2016), é especialmente útil em receptores de Guerra Eletrônica.

Essas duas formas são alternativas equivalentes para estimar o mesmo deslocamento fracionário k , representando a distância entre o pico real e o bin de maior magnitude. Ambas podem ser empregadas, e o valor médio entre as duas fornece boa robustez em condições de ruído (Cheng;Tsui, 2016).

A Figura 9 permite observar as componentes de frequência de uma DFT conforme abordado nesta seção, em que X_0 é o pico de maior amplitude, seguido por X_1 e X_2 , onde X_0 não coincide com o pico de frequência do sinal de entrada.

Figura 9 - Componentes de frequência de uma DFT de janela retangular.



Fonte: Cheng; Tsui (2016).

A partir de k , a frequência central do sinal pode ser determinada. Conforme Cheng e Tsui (2016) discutem, sejam k_0 e k_1 as frequências associadas a X_0 e X_1 , respectivamente, então a frequência central (f_c) é dada por:

$$f_c = k_0 \pm k \quad (14)$$

O sinal positivo é usado se $k_1 > k_0$ e o negativo se $k_1 < k_0$. Como k_0 e k_1 representam índices de frequência (bins), o valor de f_c é adimensional. Convertendo para frequência em hertz, obtém-se a forma prática utilizada nas simulações:

$$f_{hertz} = (k_0 \pm k) \frac{f_s}{N} = f_{bin} \pm k\Delta f \quad (15)$$

Embora este método seja altamente eficaz, ele pode ser sensível ao ruído, uma vez que, assim como o método anterior, sua formulação não faz qualquer consideração sobre a eventual presença de ruído. Quando o pico de amplitude, X_0 , se encontra muito próximo do pico real do sinal, as componentes adjacentes (X_1 e X_2) são pequenas, tornando-as suscetíveis a distorções causadas pelo ruído. Isso pode levar a erros significativos na estimação da frequência, um fator crucial para a análise da robustez do método.

Em resumo, o procedimento permite ajustar a posição do pico verdadeiro no espectro de potência a partir de pontos discretos da DFT, proporcionando uma estimação mais precisa da frequência central — um resultado especialmente útil em receptores de Guerra Eletrônica (Cheng;Tsui, 2016).

2.5.4 Método Peak Position com Janela de Hanning

Este método estende a abordagem de estimação da posição do pico para sinais de entrada que utilizam a janela de Hanning. Conforme descrevem Cheng e Tsui (2016), a principal diferença em relação à janela retangular está no formato da função de janelamento e em sua resposta espectral.

Essa mesma forma de janela foi apresentada anteriormente na Seção 2.4.4, onde se evidenciou que a janela de Hanning contém um termo constante e um termo cosseno, responsáveis por suavizar as extremidades do sinal no tempo e reduzir os lóbulos laterais no domínio da frequência.

A função da janela de Hanning, no domínio do tempo, é definida como:

$$w(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \quad (16)$$

em que T representa o comprimento total dos dados. Neste contexto, t corresponde à variável no domínio do tempo contínuo e T representa a duração total do sinal nesse domínio. O equivalente discreto dessa formulação é dado pela Equação 10, apresentada

na Seção 2.4.4, que expressa a janela de Hanning em termos do índice discreto n e o número total de amostras N .

A resposta em frequência dessa janela é obtida por meio da Transformada de Fourier dos termos constante e cosseno, resultando em um espectro suavizado (Cheng;Tsui, 2016).

Cálculo da distância do pico (k): de forma análoga ao método com janela retangular, sejam X_0 a amplitude mais alta e X_1 a segunda mais alta (assumindo $\frac{1}{T} = 1$). Essa suposição é uma normalização adotada para simplificar a análise, considerando o espaçamento entre componentes adjacentes igual a uma unidade de distância.

Nesse caso, a distância k pode ser estimada pela expressão:

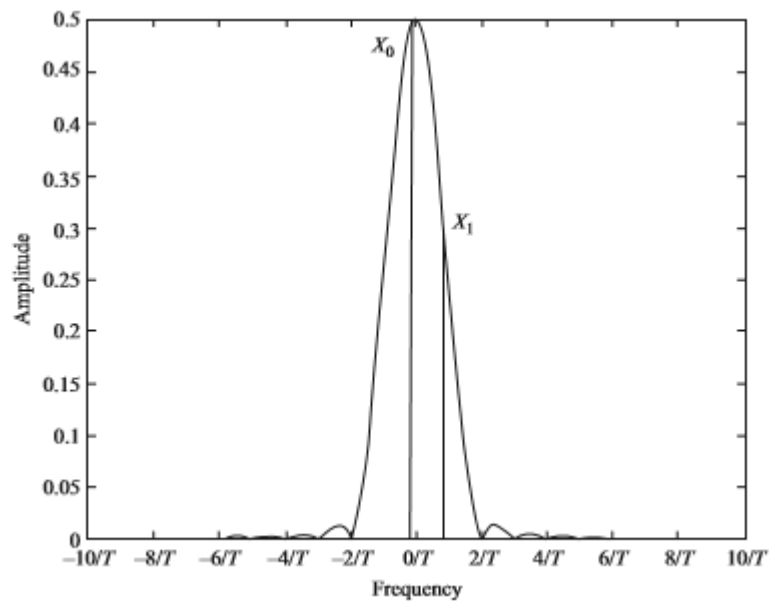
$$k = \frac{(2X_1 - X_0)}{(X_0 + X_1)} \quad (17)$$

Segundo Cheng e Tsui (2016), essa relação busca corrigir a posição do pico verdadeiro quando a janela de Hanning é aplicada ao sinal. Embora a expressão para a janela de Hanning envolva apenas X_0 e X_1 , os autores mantêm a análise de sensibilidade ao ruído considerando também X_2 . Isso ocorre porque, em presença de ruído, a ordem das amplitudes das componentes adjacentes (X_1 e X_2) podem ser invertidas, deslocando o pico estimado na direção errada, conduzindo a erros de estimação.

Uma vez determinado o valor de k , a frequência central estimada é calculada pela mesma relação empregada no caso da janela retangular, apresentadas aqui por meio das Equações 14 e 15.

A Figura 10 ilustra o espectro de frequência de um sinal analisado com a janela de Hanning. De forma distinta da que se observa na janela retangular, a aplicação desta resulta em um lóbulo principal mais largo ($2/T$), entretanto, ela apresenta uma atenuação significativamente maior dos lóbulos laterais. O método de estimação de pico utiliza as amplitudes dos componentes discretos da DFT, como X_0 e X_1 , para localizar com precisão o pico da curva suavizada, obtendo uma estimativa de frequência mais robusta.

Figura 10 - Componentes de frequência de DFT com janela de Hanning.



Fonte: Cheng; Tsui (2016).

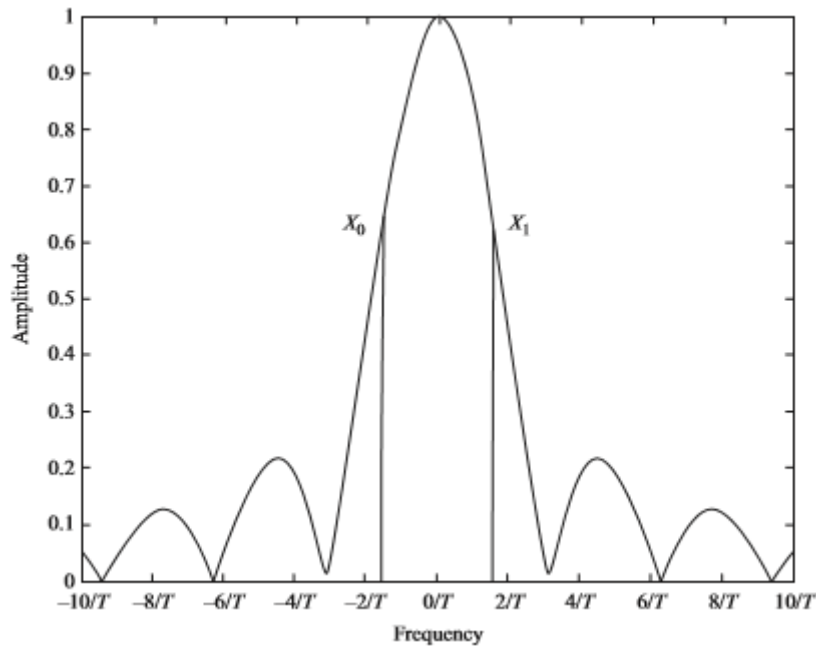
2.5.5 Método Peak Position Iterativo

Esta abordagem de Cheng e Tsui (2016) busca estimar a posição do pico de frequência por meio de um processo iterativo, considerado menos sensível a ruído do que os métodos diretos de estimação para janelas retangulares ou de Hanning.

A ideia principal é gerar as componentes X_0 e X_1 (as duas amplitudes mais altas) por meio de iterações a partir dos dados de entrada, com o objetivo de torná-los iguais ($X_0 = X_1$). Se for possível encontrar duas frequências com as mesmas amplitudes adjacentes ao pico principal, a frequência central do pico real estará localizada entre esses dois valores (Cheng; Tsui, 2016).

A Figura 11 ilustra a resposta espectral de uma janela retangular e as componentes discretas X_0 e X_1 . Por meio desta, verifica-se visualmente a relação entre o pico real da frequência e as duas componentes de maior amplitude da DFT.

Figura 11 - Relação desejada entre as componentes X_0 e X_1 .



Fonte: Cheng; Tsui (2016).

Descrevendo de forma detalhada o processo iterativo, onde os números sobrescritos indicam a ordem da iteração:

1. Estimativa inicial: uma estimativa inicial da distância k pode ser obtida a partir da relação:

$$k^{(1)} = \frac{X_1}{(X_0 + X_1)} \quad (18)$$

onde X_0 e X_1 são as duas componentes de maior amplitude no domínio da frequência.

2. Cálculo da frequência central: a frequência central inicial (f_c) é calculada com base em k :

$$f_c^1 = k_0 \pm k^1 \quad (19)$$

O sinal “ $\pm$ ” indica o sentido do deslocamento em relação ao bin de maior magnitude (k_0), onde o sinal positivo é usado quando o pico está à direita e o sinal negativo, quando o pico está à esquerda. Essa relação é expressa em termos de índices de bins; o valor de f_c em hertz é obtido multiplicando pela resolução espectral Δf .

3. Seleção de novas frequências: duas novas componentes de frequência são selecionadas, uma de cada lado da frequência central estimada, com uma separação de $\frac{1}{T}$, sendo T a largura da janela (no domínio do tempo contínuo).

4. Cálculo de novas amplitudes: as amplitudes correspondentes a essas novas frequências são calculadas aplicando a DFT sobre os dados de entrada.

5. Iteração: o processo é repetido ajustando a posição do pico até que as amplitudes X_0 e X_1 convirjam para valores iguais ou muito próximos, indicando que o centro de frequência do pico foi encontrado. Em simulações, o processo tende a convergir rapidamente, geralmente em cerca de três ciclos iterativos, fornecendo uma estimativa precisa da frequência (Cheng;Tsui, 2016). O método foi originalmente descrito para sinais sem ruído, mas sua formulação iterativa apresenta maior robustez em presença de ruído quando comparada às abordagens diretas.

Uma vez que são conhecidos os valores de $X_0^{(3)}$ e $X_1^{(3)}$, pode-se chegar ao valor estimado da frequência central final da seguinte forma:

$$f_c = \frac{k_0^{(4)} + k_1^{(4)}}{2} \quad (20)$$

para se obter o valor de f_c em hertz, é necessário multiplicar o valor encontrado na Equação 20 pela resolução espectral Δf .

Este método, apesar de ser eficaz na estimação, carece de algumas considerações práticas. Os cálculos envolvidos são complexos, uma vez que o procedimento exige a utilização da DFT sobre os dados de entrada para cada iteração. Além disso, se a distância entre as duas componentes de frequência em análise for menor que $1/T$, uma aproximação linear pode ser utilizada na estimação da frequência central. Uma potencial deficiência do método é que, se as duas componentes escolhidas estiverem no mesmo lado do lóbulo principal, o processo de convergência pode passar a ser lento.

3 METODOLOGIA

Este capítulo tem como objetivo apresentar o método científico e as etapas práticas que foram adotadas para a execução da pesquisa. A metodologia detalha a abordagem utilizada para avaliar o desempenho e a robustez das técnicas de estimação de frequência central de sinais em um cenário de simulação, criando o roteiro para a replicação do experimento e a validação dos resultados obtidos.

3.1 Classificação da Pesquisa

A pesquisa realizada ao longo da produção deste Trabalho de Conclusão de Curso se enquadra em duas classificações metodológicas principais, de acordo com o apresentado em Gil (2017).

3.1.1 Classificação Quanto aos Fins

O presente estudo é classificado como uma pesquisa aplicada. Isso se deve ao fato de que o conhecimento gerado procura resolver um problema prático e direto no contexto da Guerra Eletrônica, com o objetivo de avaliar e comparar o desempenho de técnicas de processamento de sinais, mais precisamente na estimação de frequência central de sinais radar.

Outra classificação em que este estudo se enquadra é de uma pesquisa de caráter explicativo, já que busca não somente mensurar os resultados, mas também compreender e justificar o motivo das diferenças de desempenhos obtidos pelas técnicas de estimação avaliadas.

3.1.2 Classificação Quanto aos Meios

A pesquisa, levando-se em consideração os meios, é caracterizada como experimental, uma vez que os resultados foram obtidos por meio de um experimento controlado, com a variação de parâmetros independentes, como a Relação Sinal-Ruído (SNR), para observar o impacto em uma variável dependente, o erro de estimação.

Além disso, a pesquisa pode ser classificada como um estudo bibliográfico, visto que toda a sua base teórica e as técnicas de simulação utilizadas foram construídas a partir de levantamento de literatura especializada em processamento digital de sinais e Guerra Eletrônica, como por exemplo a obra de Cheng e Tsui, *Digital Techniques for Wideband Receivers*.

3.2 Limitações do Método

O ambiente de simulação, por mais que represente um cenário de interesse prático, opera com modelos de sinais e ruídos idealizados, como o sinal representado por um cosseno, e o ruído modelado como ruído aditivo branco (AWGN).

Levando em consideração que, em um ambiente real no contexto da Guerra Eletrônica, o espectro eletromagnético se apresenta de forma dinâmica e complexa, com

inúmeros sinais que geram interferência capazes de introduzir comportamentos não previstos no modelo de simulação, tornou-se necessário adotar simplificações. Essas simplificações foram necessárias para possibilitar uma análise focada no desempenho intrínseco de cada técnica de estimação de frequência.

3.3 Universo e Amostragem

O universo do estudo foi composto por uma faixa de interesse para sistemas MAGE, modelados como senóides de frequência central f_c variando entre 0 e 500 MHz, compatível com restrições práticas de aquisição e processamento digital. Essa escolha reflete a metodologia real, onde sinais originalmente em faixas de GHz são submetidos a processos de downconversion para frequências intermediárias antes da digitalização, permitindo uma análise computacional robusta e alinhada aos limites dos ADC.

3.3.1 Parâmetros e Técnicas Avaliadas

No presente estudo foram avaliadas quatro técnicas de estimação da frequência central, todas baseadas na DFT. As técnicas são: DFT simples, Peak Position, Peak Position com Janela de Hanning e Peak Position Iterativo.

A robustez de cada método foi analisada a partir da variação de alguns parâmetros fundamentais, como a frequência central do sinal, o número de pontos da DFT (NFFT), a função de janelamento aplicada e a presença de ruído AWGN. Os parâmetros foram escolhidos por influenciarem diretamente a resolução espectral, o erro de estimação e a sensibilidade das técnicas ao ruído.

De forma geral, cada parâmetro foi submetido a diferentes condições de teste, cujos valores específicos são apresentados nas seções de resultados correspondentes. Dessa forma, garante-se clareza na exposição e evita-se redundância na descrição metodológica.

3.3.2 Amostragem de Simulação por Fase

Para o propósito deste trabalho, a amostragem do universo se deu de forma sistemática, com sinais sintetizados para diferentes valores de NFFT, abrangendo desde resoluções espectrais mais baixas até valores adequados para análise em receptores de banda larga.

As análises foram executadas em três fases sequenciais, justificando a variação dos parâmetros. A fase 1 caracterizada pela análise de fundamentos, foi desenvolvida nas

Seções 4.1 a 4.4 com o objetivo de validar o modelo matemático e ilustrar graficamente os comportamentos individuais das técnicas variando parâmetros como f_c e NFFT.

A faixa de 0 a 500 MHz foi usada para que a resolução espectral de DFT e os desvios de erro fossem visualmente mais amplos e claros, comprovando a teoria antes da aplicação final.

A fase 2 já apresenta uma análise de acurácia intrínseca, realizada na Seção 4.5, visando estabelecer o limite teórico de erro na faixa utilizada até então. Nesta etapa, foi realizada a comparação dos 4 métodos, com e sem ruído, mediante a variação de f_c na faixa de 0 a 500 MHz, utilizando passo de 1 MHz. Esse procedimento possibilitou verificar o comportamento de erro absoluto em função da frequência e em função da SNR (numa faixa de -10 dB a 10 dB com passo de 2 dB).

Na fase 3, desenvolvida na seção 4.6, é realizada de fato a análise de robustez dos métodos, avaliando e quantificando os resultados que mostram a estabilidade e a taxa de falha dos métodos sem e com ruído, o critério definitivo. A amostragem nesta fase se deu pela variação de SNR de -10 dB a 10 dB, com 10 pontos no intervalo e 1000 iterações por ponto de dado para calcular a raiz do erro quadrático médio.

3.4 Coleta e Tratamento dos Dados

A coleta e o tratamento dos dados foram realizados de forma automatizada no ambiente de programação MATLAB Online (Versões R2025A e R2025B), onde o tratamento dos dados focou na métrica Raiz do Erro Quadrático Médio (em inglês, *Root Mean Squared Error* - RMSE), que fornece uma medida do erro médio de estimação em MHz e penaliza mais os erros maiores, fornecendo a evidência estatística fundamental do trabalho. Geração e Acumulação de Erro: Em cada iteração da Fase 3, o ruído AWGN foi adicionado e o erro de estimação ($f_{est} - f_c$) foi elevado ao quadrado e acumulado ao longo das simulações.

O RMSE final foi calculado sobre o erro acumulado e expresso em MHz e no que tange à visualização gráfica, os dados foram tratados para gerar gráficos para a sustentação das conclusões, com foco na comparação entre RMSE vs. SNR (Global): Avaliação da robustez na faixa de 0 a 500 MHz; e RMSE vs. Frequência: Verificação da uniformidade do erro na faixa de 0 GHz a 500 MHz em cenários de baixa e alta SNR.

4 DESCRIÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS

Este capítulo apresenta a análise detalhada dos resultados obtidos nas simulações, de acordo com a metodologia descrita no capítulo 3. A discussão dos dados é organizada em subseções, cada uma abordando as análises realizadas das simulações, permitindo uma compreensão clara do comportamento de cada técnica de estimação de frequência central sob diferentes condições.

4.1 Análise da Estimação de Frequência Central por DFT de um Sinal Senoidal

A análise desenvolvida neste tópico tem o objetivo de estudar o comportamento da estimação do valor de frequência central f_c de um sinal senoidal sem ruído, por meio da DFT. Busca-se compreender a influência da variação da frequência central f_c , do número de pontos da DFT (NFFT) e do tipo de janela utilizada sobre a acurácia da estimativa, relacionando os resultados obtidos com os fundamentos teóricos apresentados neste trabalho. Essa compreensão servirá de base para análises mais avançadas, incluindo a presença de ruído, por exemplo.

O sinal utilizado para esta análise foi um cosseno puro, de frequência central f_c , amplitude A e fase inicial φ . O sinal é amostrado a uma frequência de amostragem f_s . Os valores utilizados foram: $f_s=1000$ MHz, $A=1$ V e $\varphi=0$ rad.

Foram realizadas 60 simulações em MATLAB com variação dos parâmetros conforme a seguinte configuração:

- Frequência Central (f_c): Foram utilizados os valores 100, 200, 250, 300 e 400 MHz. Esta seleção respeitou o Teorema de Nyquist, que impõe um limite máximo de $f_s/2$ (isto é, 500 MHz) para evitar o fenômeno de *aliasing*.
- Número de Pontos da DFT (NFFT): Os valores testados foram 32, 64, 128 e 256.
- Tipos de Janela: As funções de janela aplicadas foram Retangular, Hamming e Hanning.

Para facilitar a visualização e análise dos resultados das simulações, foram gerados gráficos do erro de estimação em função da frequência central, bem como a Tabela 1, que para fins de síntese, apresenta apenas os resultados obtidos para as frequências centrais 200 MHz e a Tabela 2 para 250 MHz, correspondentes, respectivamente, ao erro máximo e mínimo observado nas simulações.

Tabela 1 - Resultados obtidos para $f_c = 200$ MHz.

f_c (MHz)	NFFT	Janela	Erro (MHz)
200	32	Retangular	12.5
200	32	Hamming	12.5
200	32	Hanning	12.5
200	64	Retangular	3.125
200	64	Hamming	3.125
200	64	Hanning	3.125
200	128	Retangular	3.125
200	128	Hamming	3.125
200	128	Hanning	3.125
200	256	Retangular	0.7812
200	256	Hamming	0.7812
200	256	Hanning	0.7812

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Tabela 2 - Resultados obtidos para $f_c = 250$ MHz.

f_c (MHz)	NFFT	Janela	Erro (MHz)
250	32	Retangular	0
250	32	Hamming	0
250	32	Hanning	0
250	64	Retangular	0
250	64	Hamming	0
250	64	Hanning	0
250	128	Retangular	0
250	128	Hamming	0
250	128	Hanning	0
250	256	Retangular	0
250	256	Hamming	0
250	256	Hanning	0

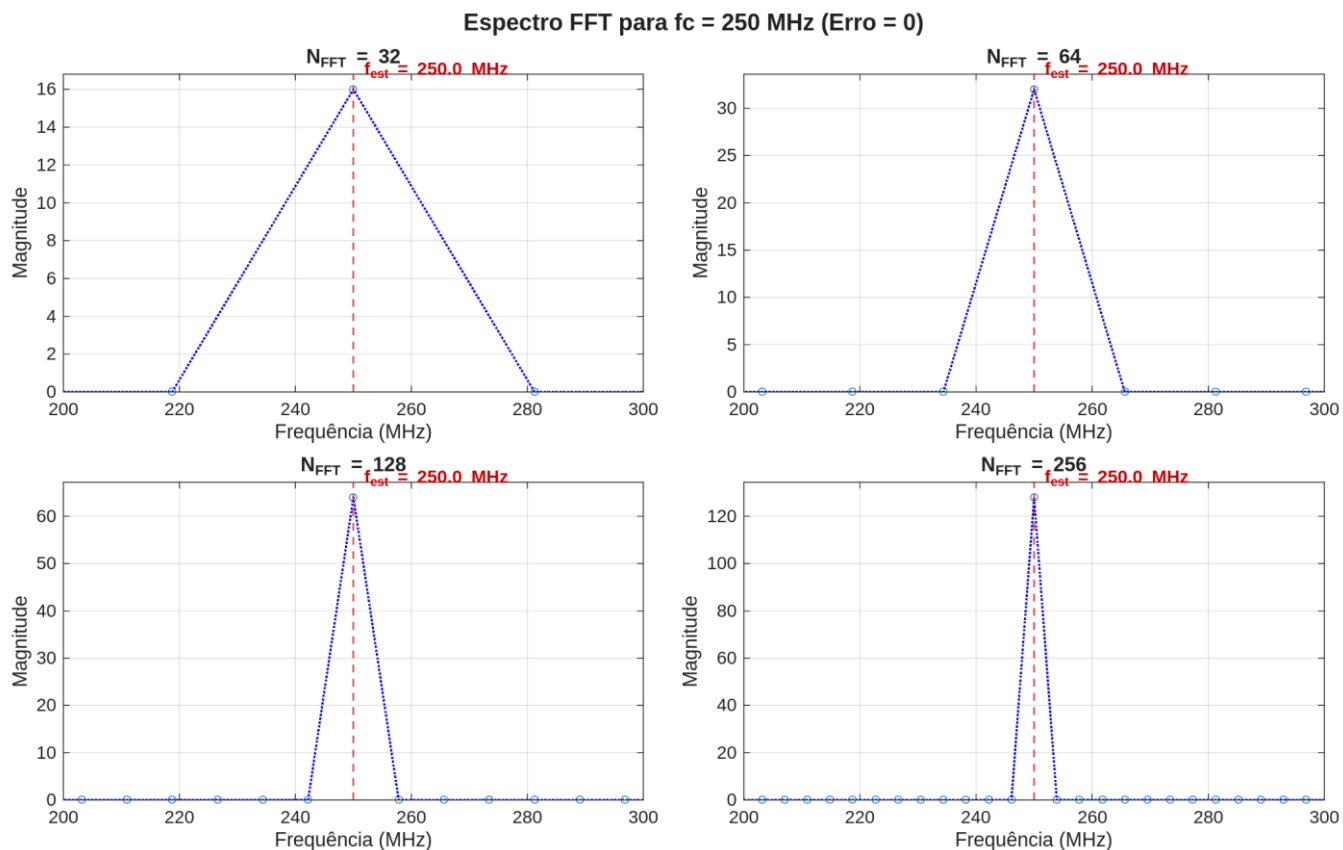
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Foi observado que a precisão do valor da frequência estimada depende do valor de f_c em relação ao bin considerado e, consequentemente, da resolução espectral (Δf), que, conforme explicado em Cheng e Tsui (2016), é determinada por $f_s/NFFT$.

As situações em que foi obtido erro zero ocorreram quando a frequência central considerada coincidiu exatamente com um múltiplo da resolução espectral. No caso de $f_c = 250$ MHz, verificou-se que para todos os valores de NFFT empregados, a razão

$f_c/\Delta f$ resultou em um número inteiro. Assim, f_c coincidiu com um bin da DFT, levando o erro de estimação a zero, como pode ser observado na Figura 12.

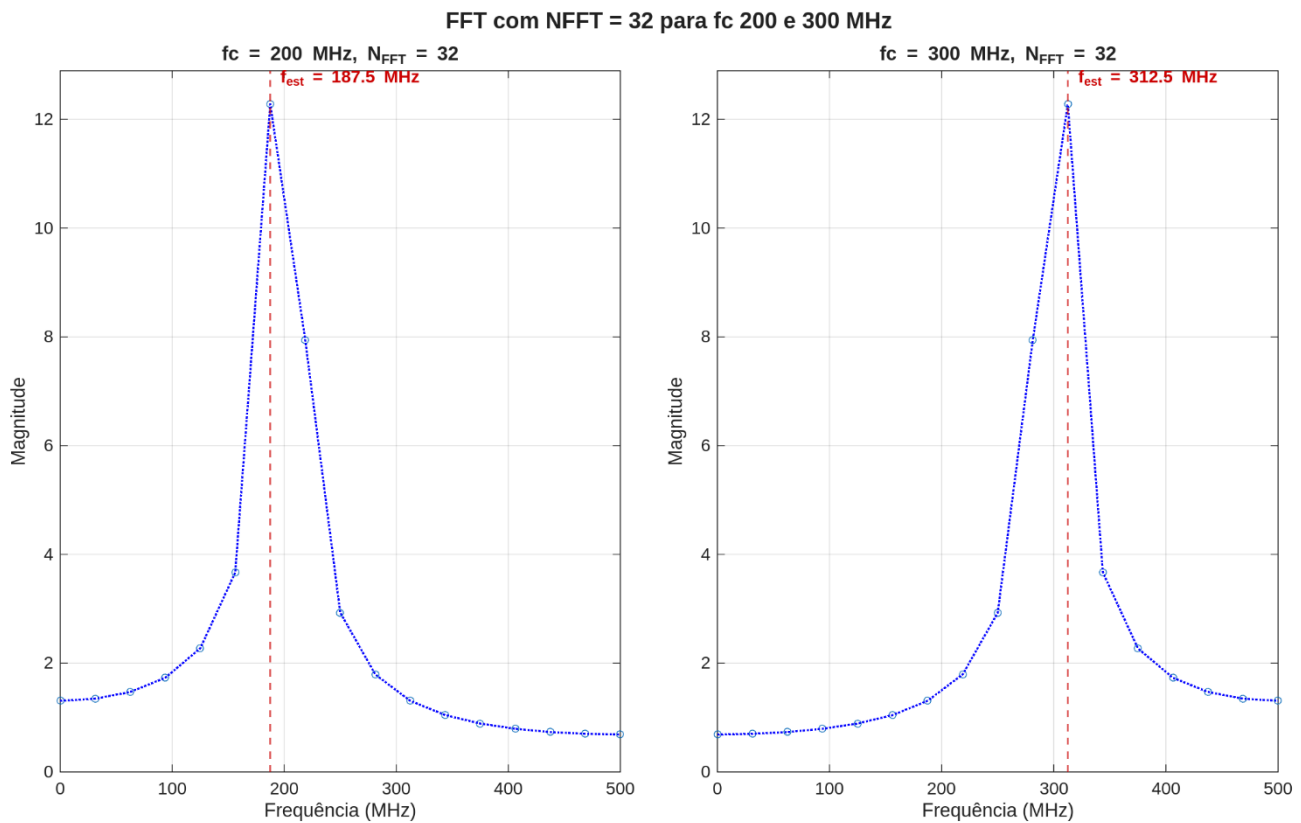
Figura 12 - Frequência estimada para diferentes valores de NFFT e $f_c = 250$ MHz.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A variação de f_c influencia, seguindo a mesma lógica, nas situações em que se obteve o maior valor de erro. Quando esta frequência não correspondia a um múltiplo de Δf e estava entre dois bins, o erro observado era maior. Esse comportamento foi mais evidente para as frequências de 200 e 300 MHz, que estão equidistantes de 250 MHz – caso em que o erro é nulo. Nessas condições, a frequência do sinal fica equidistante de dois bins adjacentes e resulta no erro máximo de 12,5 MHz, conforme ilustrado na Figura 13.

Figura 13 - Espectro para f_c que geraram maior erro.



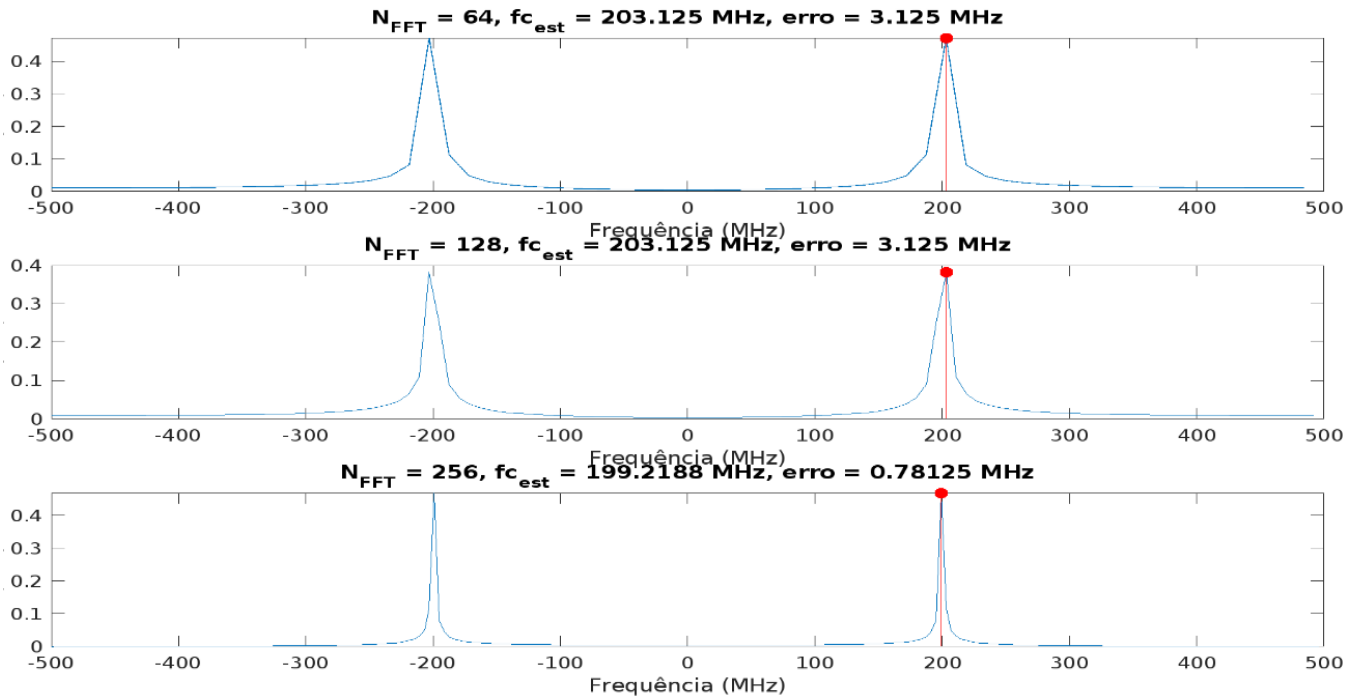
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Levando em consideração agora a variação de NFFT, observa-se que a alteração deste parâmetro influencia diretamente na resolução espectral, entendida como a “distância entre bins”. Sendo assim, quanto menor o valor de NFFT, maior será essa distância e, conseqüentemente, maior o intervalo de possíveis erros.

Por outro lado, à medida que NFFT aumenta, menor será Δf , os bins ficam mais próximos, diminuindo os intervalos possíveis de erro. Esse comportamento é corroborado pelos resultados obtidos com $N_{FFT} = 32$, o menor utilizado nas simulações, que apresentam os maiores valores de erro, o efeito do aumento no número de pontos da DFT sobre o erro é ilustrado na Figura 14.

Figura 14 - Comparação do espectro aumentando NFFT.

Efeito do aumento do N_{FFT} na estimativa da frequência central ($f_c = 200$ MHz)



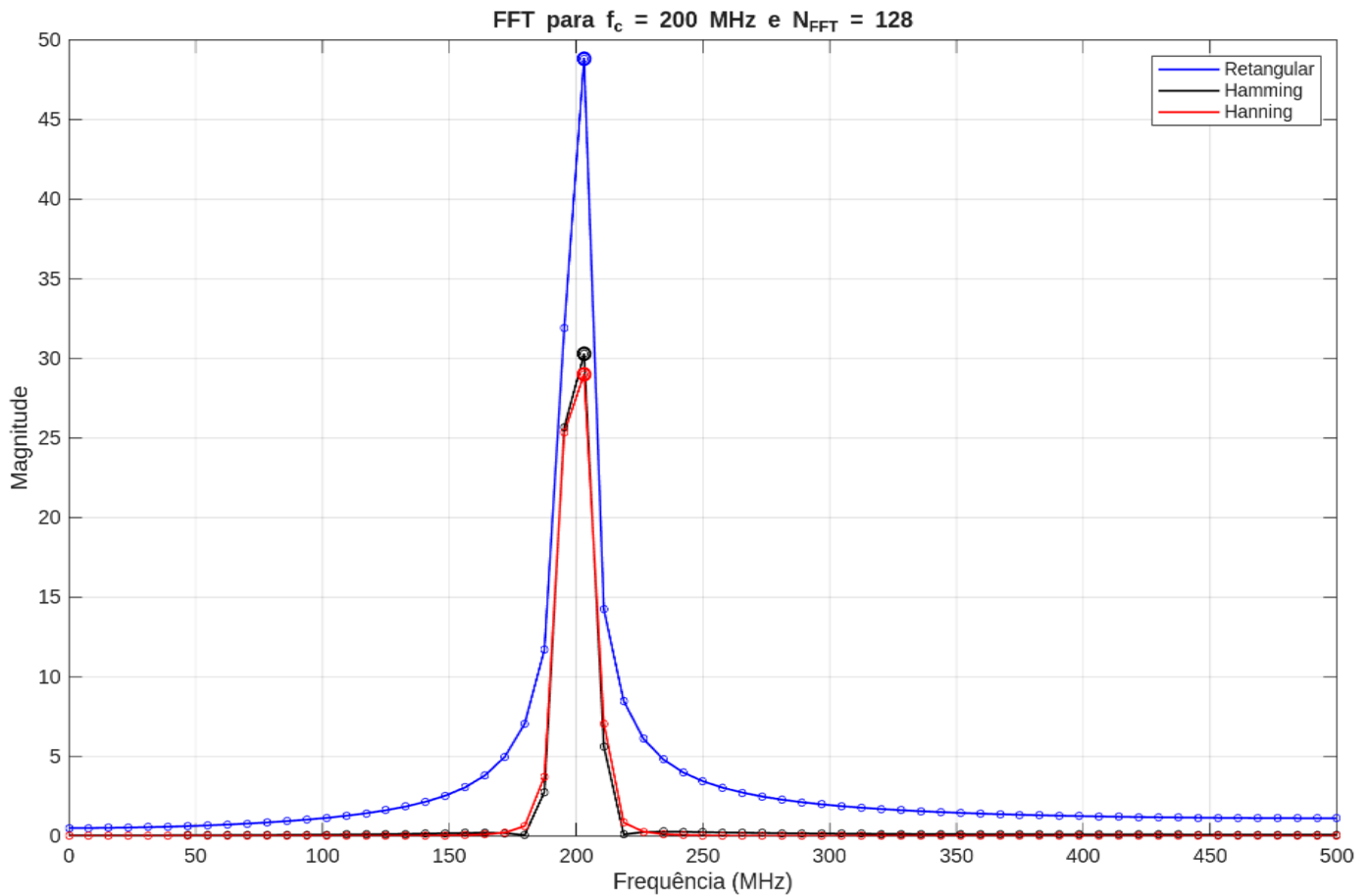
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Na observação do efeito das janelas, ilustrada pela Figura 15, nota-se que elas não afetaram o valor da estimativa, mas tiveram impacto significativo no espectro obtido pela DFT. Aplicando a janela retangular, o gráfico apresenta diversos picos, tendo em vista que ela funciona como um “corte” do sinal, que inicia e encerra de forma abrupta.

Já nas janelas de Hamming e de Hanning, observa-se que os picos são reduzidos e as extremidades atenuadas. A janela de Hamming produz um lóbulo principal mais largo, indicando menor resolução em frequência. A principal vantagem é a redução drástica da amplitude dos lóbulos laterais, mitigando o efeito do vazamento espectral.

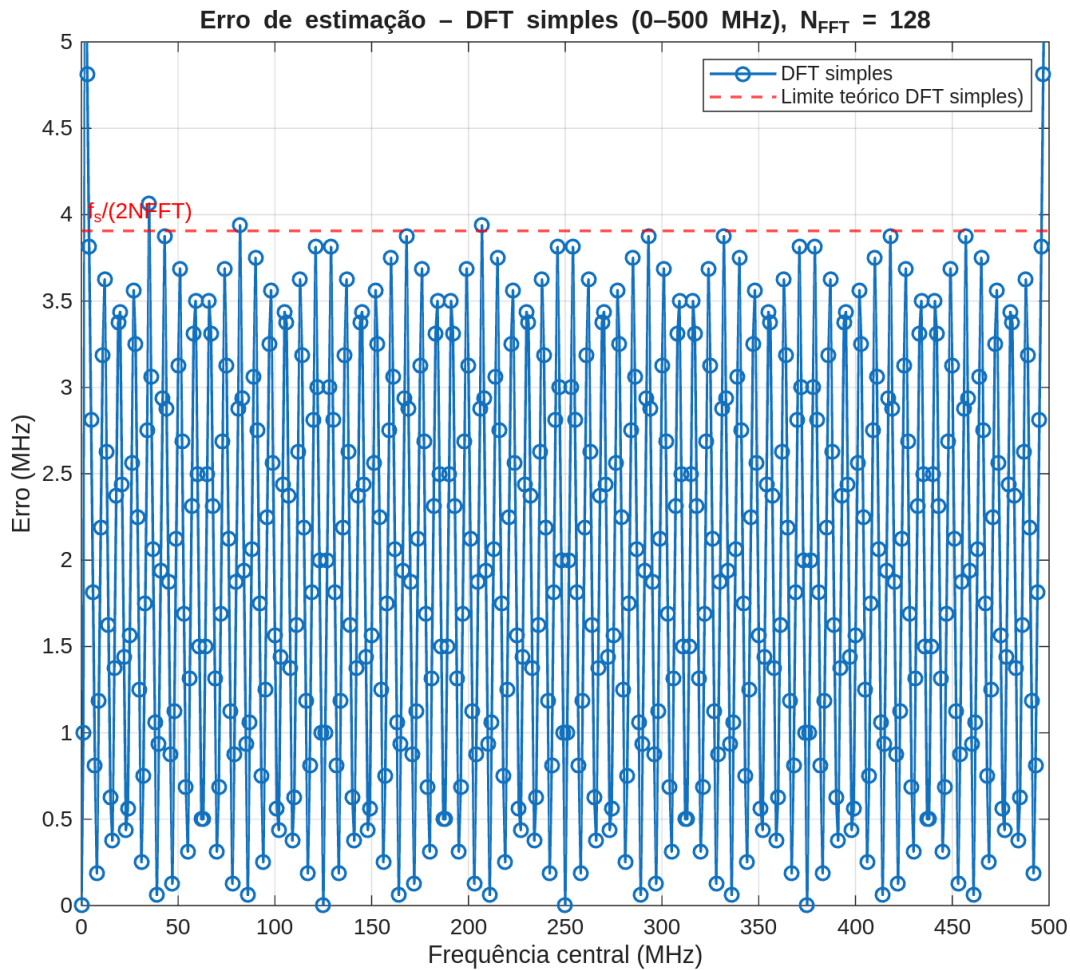
De maneira semelhante, aplicando a janela de Hanning, as extremidades do sinal são ainda mais atenuadas, ressaltando o efeito mitigador do vazamento espectral, embora com leve perda adicional no que tange à resolução em frequência.

Figura 15 - Comparação do espectro variando aplicação de janelas.



A Figura 16 apresenta o erro absoluto na estimação da frequência central utilizando a DFT simples, para a variação de f_c na faixa de 0 a 500 MHz em passos de 1 MHz, com $N_{FFT} = 128$. Observa-se que o erro varia em função da frequência central, atingindo valores próximos ao limite teórico $\Delta f/2$, indicado pela linha tracejada em vermelho. Esse limite representa o erro máximo esperado quando a frequência do sinal não está alinhada a um bin, o que mostra que a acurácia da estimativa é condicionada à resolução espectral.

Figura 16 - Erro de estimação em função da frequência central DFT simples.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Em suma, as simulações confirmaram os fundamentos teóricos da DFT, destacando a relevância da resolução espectral, onde observa-se que a maior precisão na estimativa por DFT, implementada nas simulações por FFT, foi alcançada quando a frequência central coincidiu com o bin de maior magnitude, bem como o aumento de N_{FFT} resultou na redução dos erros de estimativa.

Verificou-se ainda que a seleção do tipo de janela afetou a forma do espectro, reduzindo o vazamento espectral, mas não teve influência sobre o valor estimado de f_c . Esses resultados demonstram que a DFT pode fornecer estimativas precisas, desde que os parâmetros sejam escolhidos de forma adequada.

4.2 Análise da Estimação de Frequência Central pelo Método Peak Position

Nesta seção, é analisada a estimação da frequência central pelo método Peak Position, que busca refinar a estimação por meio da interpolação entre o pico principal e

seus vizinhos imediatos do espectro gerado pela DFT, implementada por meio da FFT. A formulação teórica do método já foi apresentada na seção 2.5.3 deste trabalho.

O objetivo é verificar a acurácia do método em condições ideais, identificando a melhoria na estimativa, principalmente quando a f_c não coincide exatamente com algum bin da DFT, mantendo constantes NFFT e f_s .

As simulações foram conduzidas em ambiente MATLAB, utilizando sinais senoidais de frequência central assumindo valores diferentes (100, 200, 250, 300 e 400 MHz), com frequência de amostragem de 1000 MHz. Foram considerados diferentes tamanhos de DFT (32, 64, 128 e 256 pontos), sempre com janela retangular, a fim de avaliar a evolução da acurácia da estimativa. Para cada condição, foi calculada a frequência estimada pelo método Peak Position e comparada ao valor real, obtendo-se o erro absoluto.

A Tabela 3 apresenta os resultados pontuais obtidos pela estimação com a aplicação do peak position, permitindo observar que o erro absoluto se mantém consistentemente abaixo do valor da resolução espectral e que mesmo para valores mais baixos de NFFT a acurácia na estimação é melhor em comparação à observada com o método de DFT simples.

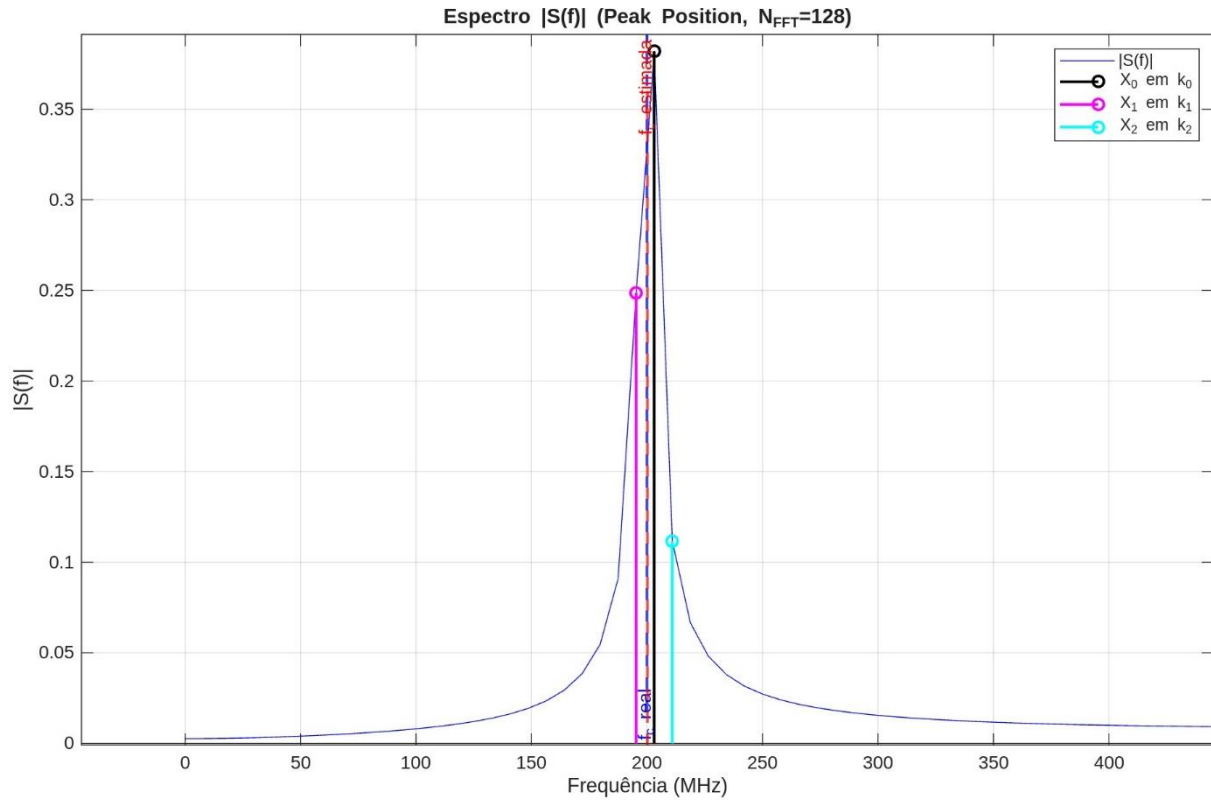
Tabela 3 - Erros de estimação pelo método Peak Position.

f_c (MHz)	N_{FFT}	f_c estimada (MHz)	Erro (MHz)	Δf
100	128	99,7948	0,2051	7,8125
200	128	200,1546	0,1546	7,8125
250	128	250,3256	0,3256	7,8125
300	128	300,0153	0,1537	7,8125
400	128	399,6965	0,3034	7,8125

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Figura 17 ilustra o espectro de um dos casos simulados, $f_c = 200\text{MHz}$ e $N_{FFT} = 128$, destacando o bin de maior magnitude e os vizinhos utilizados na interpolação do método. A frequência estimada é representada por uma linha vertical vermelha tracejada, próxima à frequência real, representada por uma linha vertical azul tracejada.

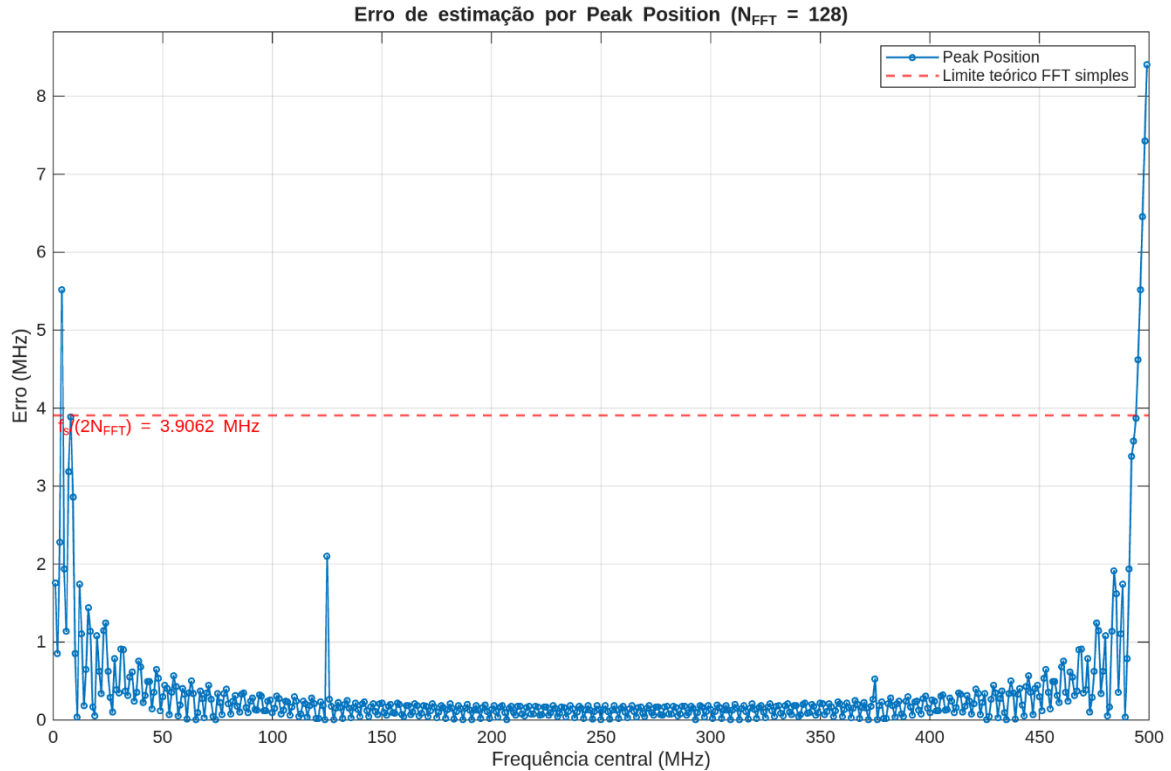
Figura 17 - Espectro do sinal e estimativa pelo método Peak Position.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Já a Figura 18 mostra o erro de estimação em função da variação contínua da frequência central, entre 0 e $f_s/2$ com passo de 1 MHz, evidenciando o comportamento suavizado do erro obtido pelo método Peak Position, em contraste com o padrão da DFT simples que varia entre 0 MHz e $\Delta f/2$, como ilustrado pela Figura 16.

Figura 18 - Erro de estimação em função da frequência central.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Os resultados analisados confirmam que o método Peak Position reduz significativamente os erros de estimação em relação ao método baseado apenas no bin de maior magnitude da DFT. A interpolação entre o pico e seus vizinhos permite obter estimativas bem mais próximas à frequência real, atenuando o efeito do desalinhamento entre esta e os bins da DFT.

Diferentemente do observado na Seção 4.1, em que o erro apresentava comportamento de variação que atingia valores próximos à metade da resolução espectral (Δf), no método Peak Position esse padrão é suavizado, resultando em erros sistematicamente inferiores a $\Delta f/2$.

Além disso, enquanto na DFT simples era necessário aumentar significativamente o número de pontos da transformada para reduzir o erro, o Peak Position já alcança precisão satisfatória com valores moderados de N_{FFT} , mantendo baixo custo computacional.

Fica em evidência o fato de que o método Peak Position representa uma evolução natural em relação à DFT simples, mitigando limitações discutidas na Seção 4.1 e servindo como base para métodos mais avançados que serão explorados nas próximas seções.

Conclui-se que o método Peak Position apresenta maior precisão em comparação à DFT simples, sendo capaz de fornecer estimativas mais finas que o limite imposto pelo espaçamento entre bins da DFT, com baixo custo computacional. Essa característica torna o método particularmente relevante em cenários de Guerra Eletrônica, em que a detecção rápida e precisa da frequência é fundamental. As próximas seções avaliarão variações do método, como o uso de janelas de suavização e versões iterativas, para verificar ganhos adicionais de desempenho.

4.3 Análise da Estimação da Frequência Central pelo Método Peak Position com Janela de Hanning

A presente seção analisa a aplicação da janela de Hanning ao método Peak Position, que é realizada visando principalmente reduzir o efeito do vazamento espectral, por meio da atenuação dos lóbulos laterais do espectro de frequência. Essa característica confere maior confiabilidade ao processo de interpolação, tendo em vista que os bins vizinhos ao de maior magnitude possuem amplitudes mais estáveis e menos influenciadas pela energia residual de frequências próximas.

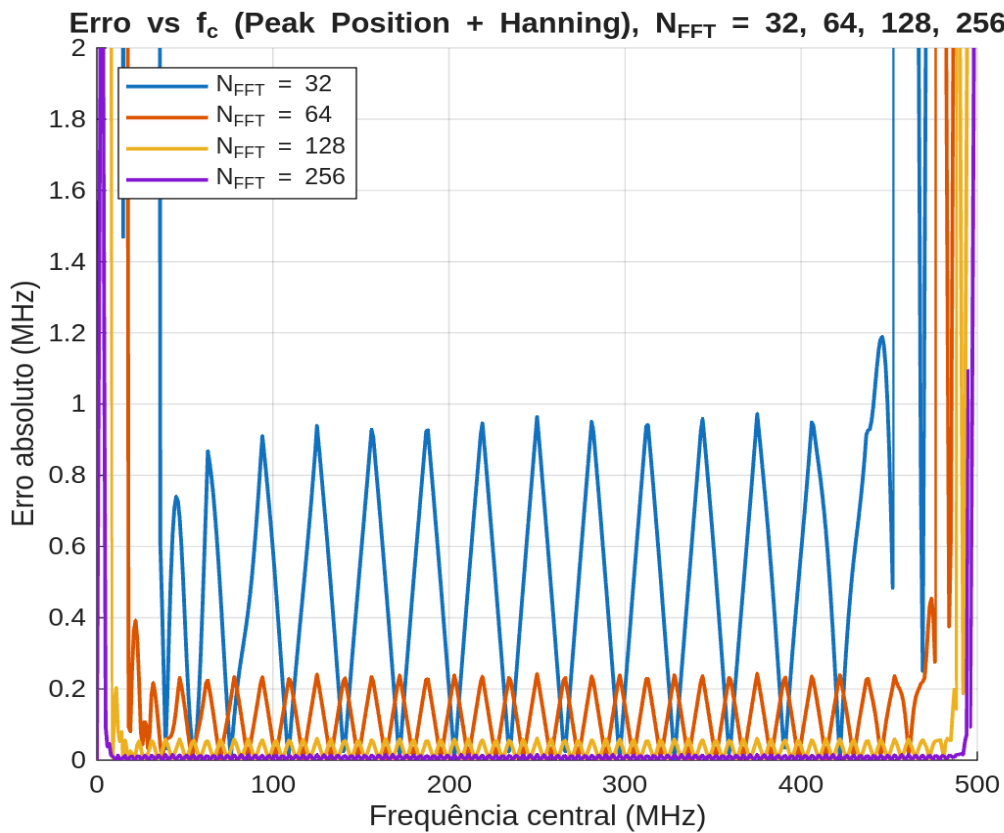
As simulações, realizadas em MATLAB, com sinais senoidais de cosseno com frequências variando de 100 a 500 MHz, mantida a f_s em 1000 MHz. Para padronização das figuras, adotou-se $NFFT = 128$.

O procedimento de estimação consistiu em aplicar a janela de Hanning no domínio do tempo antes da DFT e, após isso, utilizar a fórmula de interpolação específica para janela de Hanning, conforme abordado na seção 2.5.4. Os resultados das simulações foram organizados em três gráficos, de forma a facilitar a visualização.

A Figura 19 apresenta a forma como o erro absoluto varia em função da frequência central para diferentes valores de $NFFT$, mediante a aplicação da janela de Hanning ao sinal. Para isso, considerou-se f_c variando no intervalo entre 0 e 500MHz, em passos de 1 MHz, e implementados quatro tamanhos de DFT para análise: 32, 64, 128 e 256 pontos.

Cada curva representa o comportamento do erro para um valor de $NFFT$, permitindo observar diretamente como a resolução espectral influencia na acurácia do método que inclui agora a redução do vazamento espectral por conta da janela aplicada.

Figura 19 - Erro absoluto de estimação com Peak Position e janela de Hanning para diferentes valores de N_{FFT} .

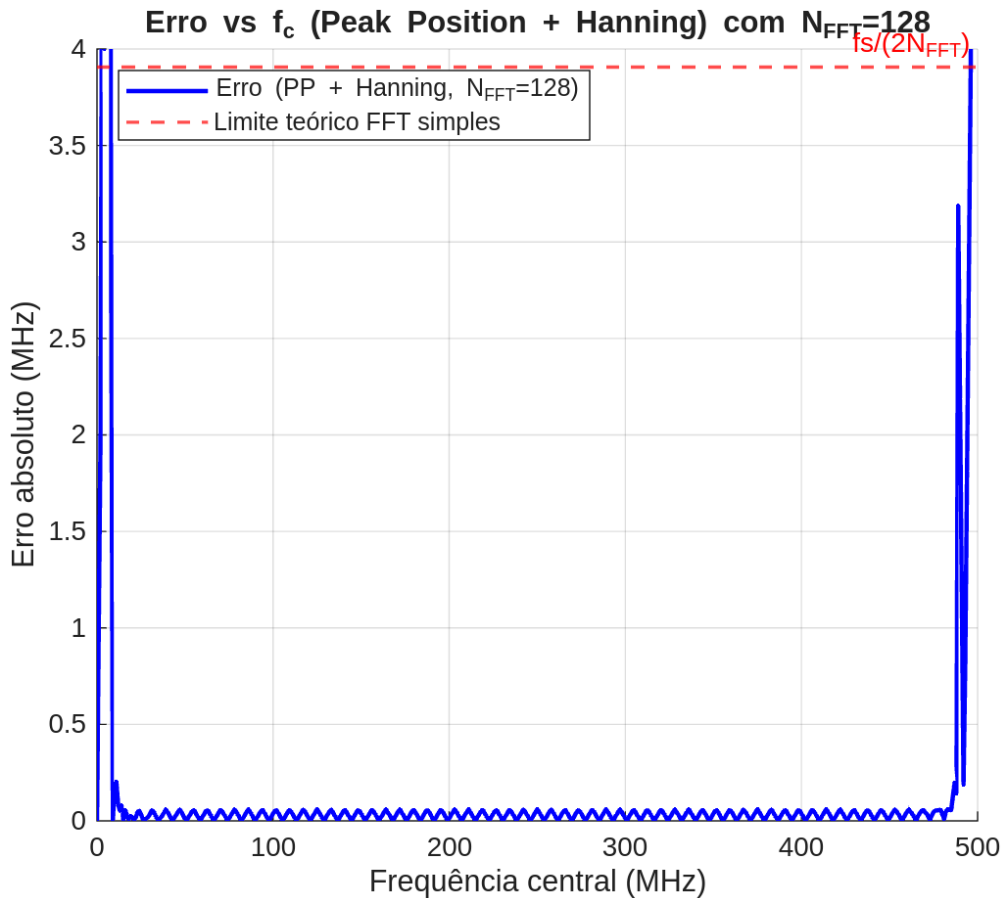


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Nota-se que há uma diminuição do erro conforme o número de pontos da DFT aumenta, confirmando a expectativa teórica de que uma resolução espectral mais fina conduz a estimativas mais acuradas. Além disso, a implementação da janela de Hanning suaviza a curva de erro ao longo da faixa de frequências, de modo a evitar variações abruptas associadas ao efeito de vazamento espectral, o que reforça a melhoria implementada pela técnica em condições práticas de análise espectral.

Na Figura 20, é detalhado o desempenho do método em análise fixando o tamanho da DFT em 128 pontos e, da mesma forma que na Figura 19, para f_c no intervalo entre 0 e 500 MHz em passos de 1 MHz, permitindo observar o comportamento ao longo da faixa de frequência selecionada. Foi inserida ainda uma linha tracejada que representa o limite teórico de erro do método por DFT simples, correspondente a $\Delta f/2$. Esse limite indica a incerteza máxima encontrada pela resolução espectral nas situações em que não se utiliza a interpolação.

Figura 20 - Erro absoluto de estimação em função da frequência central com $N_{FFT} = 128$.

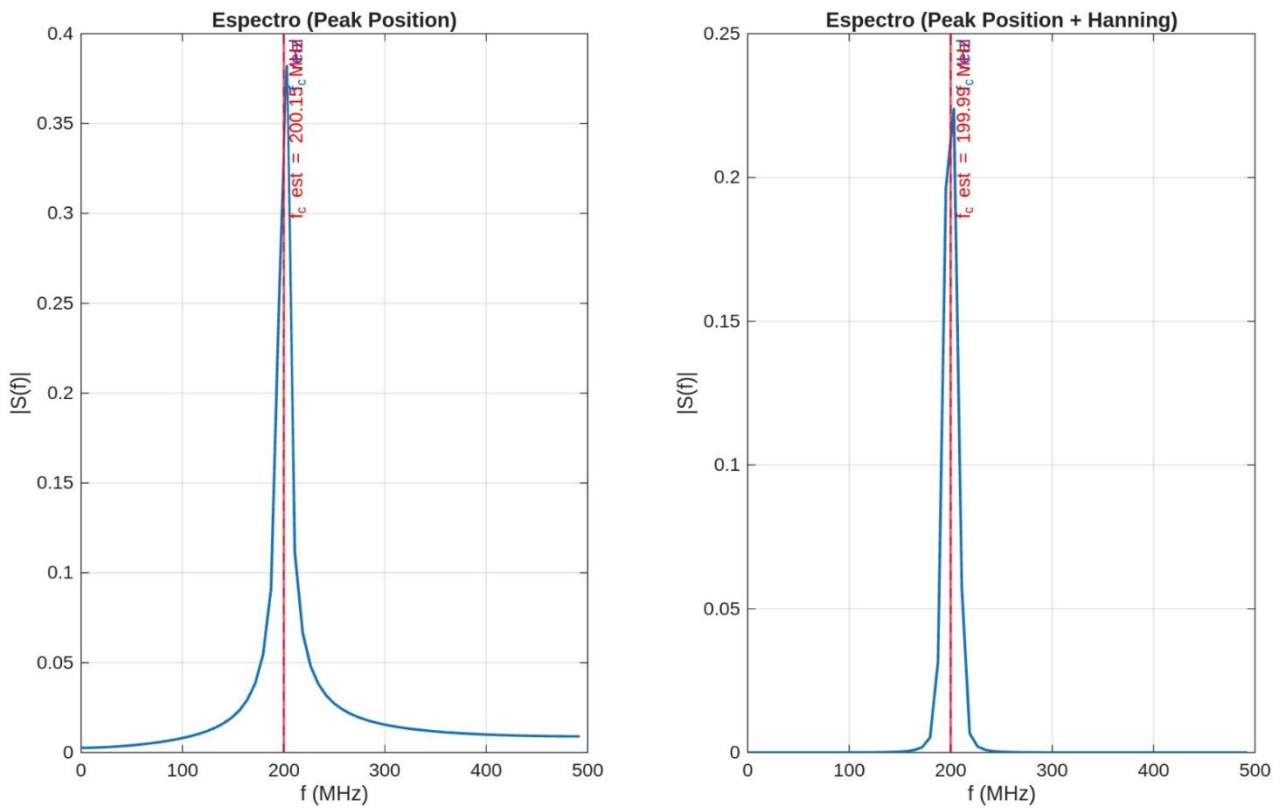


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Quando se compara a curva do método Peak Position com janela de Hanning e a linha de referência, fica evidente que o método proposto apresenta desempenho consistentemente superior, com erros bem abaixo em praticamente toda a faixa de análise, devido à combinação entre a interpolação e a redução de lóbulos laterais promovida pela janela. Dessa forma, a estimação mantém sua confiabilidade mesmo quando a frequência central não coincide com múltiplos da resolução espectral.

A Figura 21 apresenta exemplos representativos dos espectros de magnitude obtidos para $f_c = 200$ MHz e $N_{FFT} = 128$, comparando a forma espectral com e sem a aplicação da janela de Hanning. O gráfico da esquerda mostra o resultado da estimação pelo método Peak Position sem aplicação de janela, enquanto o da direita apresenta o mesmo procedimento, mas com aplicação da janela de Hanning e em ambos os casos, a linha azul tracejada indica f_c real e a linha vermelha indica a f_c estimada.

Figura 21 - Comparação espectral entre Peak Position sem janela e com janela de Hanning.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Tanto no espectro sem janela, como no com janela, o lóbulo principal é bem definido, sendo o segundo um pouco mais e embora os lóbulos laterais não sejam visualmente proeminentes devido ao ambiente de simulação idealizado, a aplicação da janela garante sua atenuação, o que aumenta a robustez na estimação em cenários de múltiplos emissores ou na presença de ruído.

Os gráficos apresentam, em vermelho, os valores estimados de f_c para cada método, evidenciando de forma mais direta a superioridade do método com janela, ainda que as diferenças sejam sutis em condições sem ruído.

O método Peak Position associado à janela de Hanning mantém a precisão alcançada da ordem de frações de bin, com erros inferiores a $\Delta f/2$, já observado na Seção 4.2 e adiciona uma camada de robustez frente a efeitos de vazamento espectral. Embora a diferença em ambiente sem ruído seja discreta, os ganhos tornam-se mais evidentes em situações práticas de Guerra Eletrônica, onde a coexistência de múltiplos emissores e níveis variáveis de ruído é comum. Dessa forma, a combinação do Peak Position com a janela de Hanning se mostra uma alternativa eficiente e confiável para aplicações reais.

4.4 Análise da Estimação da Frequência Central pelo Método Peak Position Iterativo

O método de interpolação por meio de iterações até a convergência, objeto de análise desta seção, foi desenvolvido com o objetivo de superar limitações dos métodos anteriores, principalmente quando em presença de ruído.

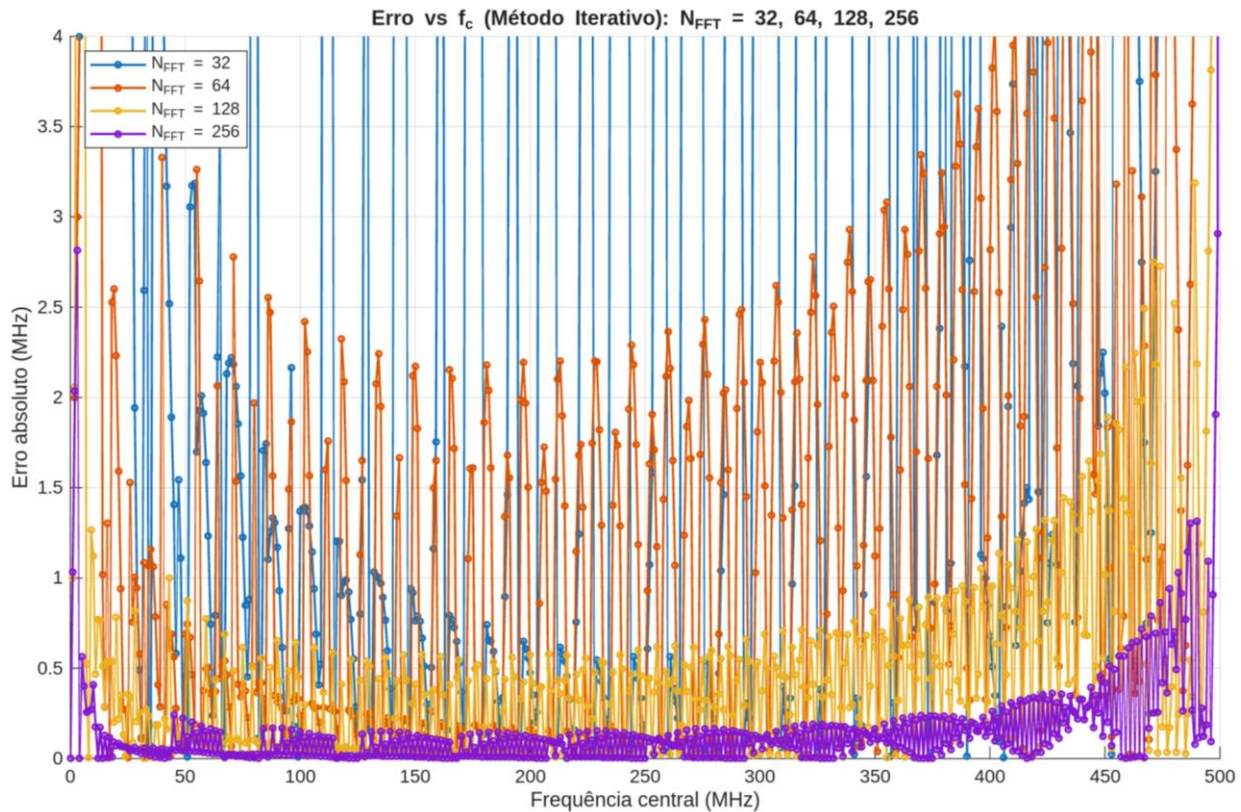
A ideia principal consiste na aplicação de refinamentos sucessivos à estimativa inicial, ajustando a localização do pico no espectro a cada iteração, processo que busca aproximar a frequência estimada da real progressivamente.

As simulações foram conduzidas em MATLAB, empregando sinais senoidais puros sem ruído, com frequência de amostragem de 1000 MHz e duração fixa. Os sinais foram analisados por meio de DFT com diferentes tamanhos ($NFFT = 32, 64, 128, 256$), de forma a avaliar o comportamento do erro ao longo da faixa de 0 a 500 MHz, em incrementos de 1 MHz.

O método iterativo foi implementado com quatro iterações. Conforme descrito no referencial teórico (Seção 2.5.5), o processo tende a convergir em até três iterações, entretanto, a fim de aumentar a possibilidade do algoritmo ter atingido a convergência teórica, optou-se por realizar quatro iterações (não sendo possível contudo afirmar de fato que o algoritmo efetivamente convergiu com este número de iterações). A cada passo, a frequência estimada pelo Peak Position é refinada por meio do cálculo da DFT em torno do valor atual, até que seja atingido o número máximo de iterações (no caso, quatro).

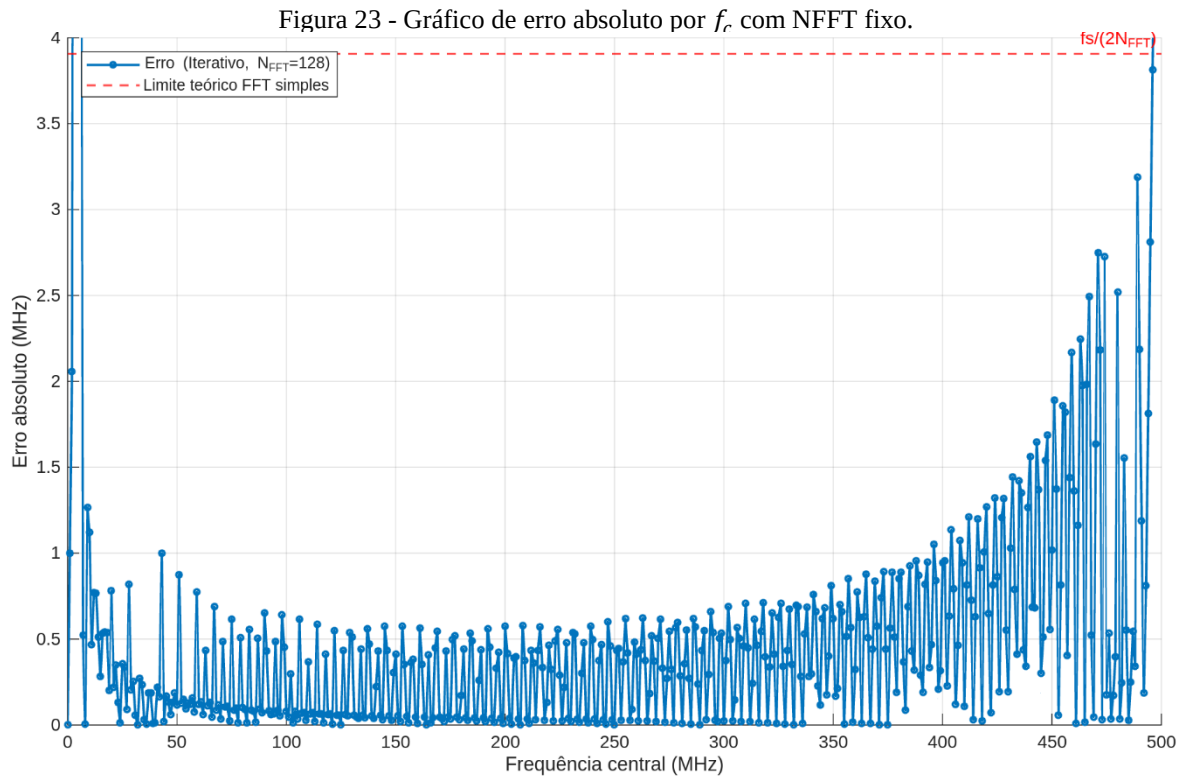
A Figura 22 apresenta o erro absoluto em função da frequência central para diferentes valores de $NFFT$.

Figura 22 - Gráfico de erro absoluto por f_c para diferentes NFFT.



Nota-se que, apesar de o erro ser reduzido pelo refinamento iterativo, ele ainda apresenta variações maiores que as observadas no método com janela de Hanning, sobretudo para NFFT pequenos, enquanto que à medida que se aumenta o número de pontos da DFT, os valores de erro ficam cada vez mais consistentes e convergindo para próximo de zero. Observa-se também que para valores de f_c mais elevados, próximos das bordas, o comportamento fica mais instável ainda que com baixas magnitudes.

A Figura 23 mostra o erro absoluto do método iterativo com NFFT fixado em 128 para podermos observar de forma mais nítida o comportamento do método de acordo com a variação de f_c , comparado ao limite teórico de meio bin da DFT simples (linha tracejada).

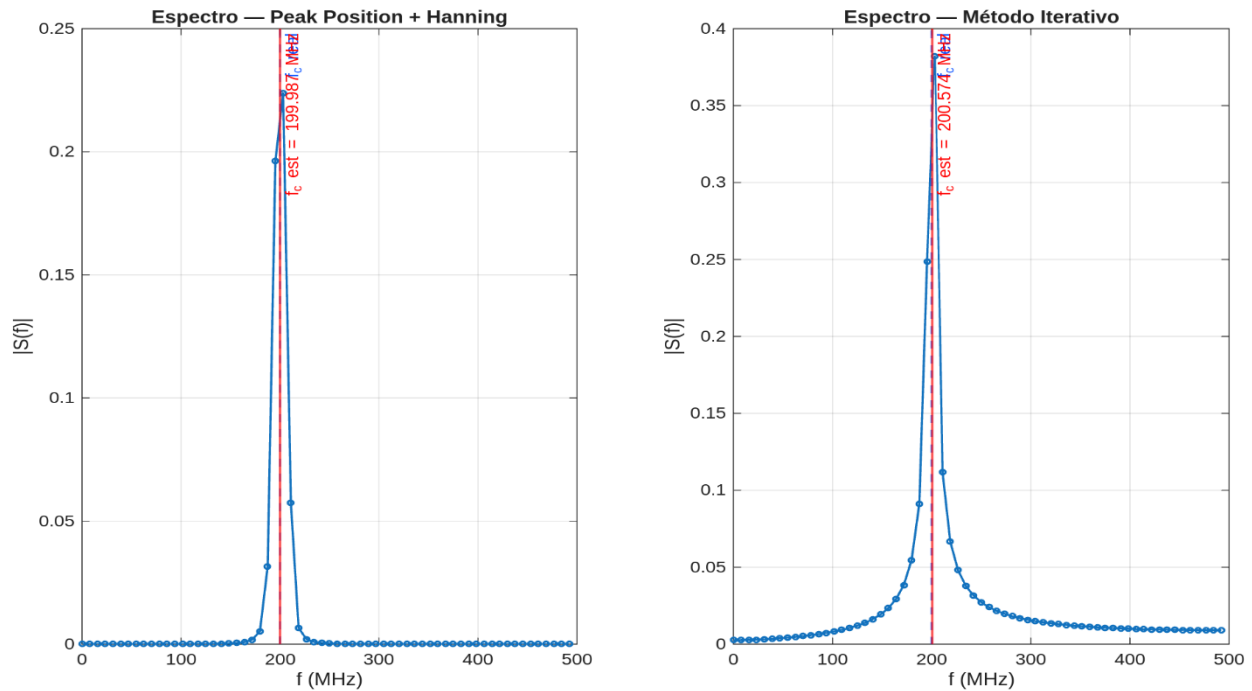


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Observa-se que o método mantém o erro consistentemente abaixo do limite teórico, o que confirma seu caráter sub-binário. Entretanto, os valores permanecem, em geral, superiores aos alcançados pelo método com janela de Hanning, mostrado na Figura 20, indicando que o método iterativo não representa um ganho universal em todas as situações e fica mais evidente a instabilidade nas estimativas com f_c real próximo das bordas.

Já a Figura 24 ilustra a comparação dos espectros de frequência obtidos para $f_c = 200$ MHz e $N_{FFT} = 128$ nos métodos Peak Position com janela de Hanning e por iterações, onde as linhas tracejadas azuis marcam a frequência real, enquanto as linhas vermelhas indicam as estimativas. O valor de frequência central foi mantido igual ao utilizado nas seções anteriores, de modo a permitir uma comparação direta entre os métodos. Essa escolha tem caráter meramente ilustrativo, não estando associada a um caso específico de desempenho do método iterativo na Figura 23.

Figura 24 - Comparação espectral Peak Position com janela de Hanning e Iterativo, $f_c = 200$ MHz e NFFT = 1024.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Nota-se que ambos os métodos aproximam-se bastante da frequência central, mas o iterativo apresenta um pequeno desvio em relação ao método com Hanning, evidenciando que seu desempenho não é necessariamente superior neste caso. Em análises complementares apresentadas em seções posteriores, verifica-se que o método iterativo supera o Peak Position com Hanning em alguns casos específicos, embora não represente uma tendência geral.

Os resultados das simulações demonstram que o método iterativo se mostra eficaz na redução dos erros causados pela discretização da DFT, garantindo um desempenho sub-binário consistente. Contudo, em uma análise comparativa, o método com janela de Hanning apresentou resultados mais precisos nas condições avaliadas.

Isso sugere que a escolha da técnica ideal deve considerar o equilíbrio entre a precisão, a simplicidade e o custo computacional. Embora o método iterativo seja em tese menos suscetível ao efeito de ruídos, conforme será analisado em seções posteriores, e não dependa de janelas específicas, ele demanda um esforço computacional maior sem necessariamente proporcionar um ganho de precisão proporcional em relação à janela de Hanning.

Em aplicações práticas de Guerra Eletrônica, onde a velocidade de processamento é crucial, a combinação do método Peak Position com janelamento de Hanning emerge como uma alternativa mais vantajosa. Sua simplicidade e eficácia em mitigar o vazamento

espectral a tornam uma solução de pré-processamento poderosa. O método iterativo, por sua vez, pode ser considerado uma alternativa robusta e confiável, especialmente em cenários que exigem o mais alto nível de precisão, mas seu uso deve ser ponderado frente aos recursos computacionais disponíveis.

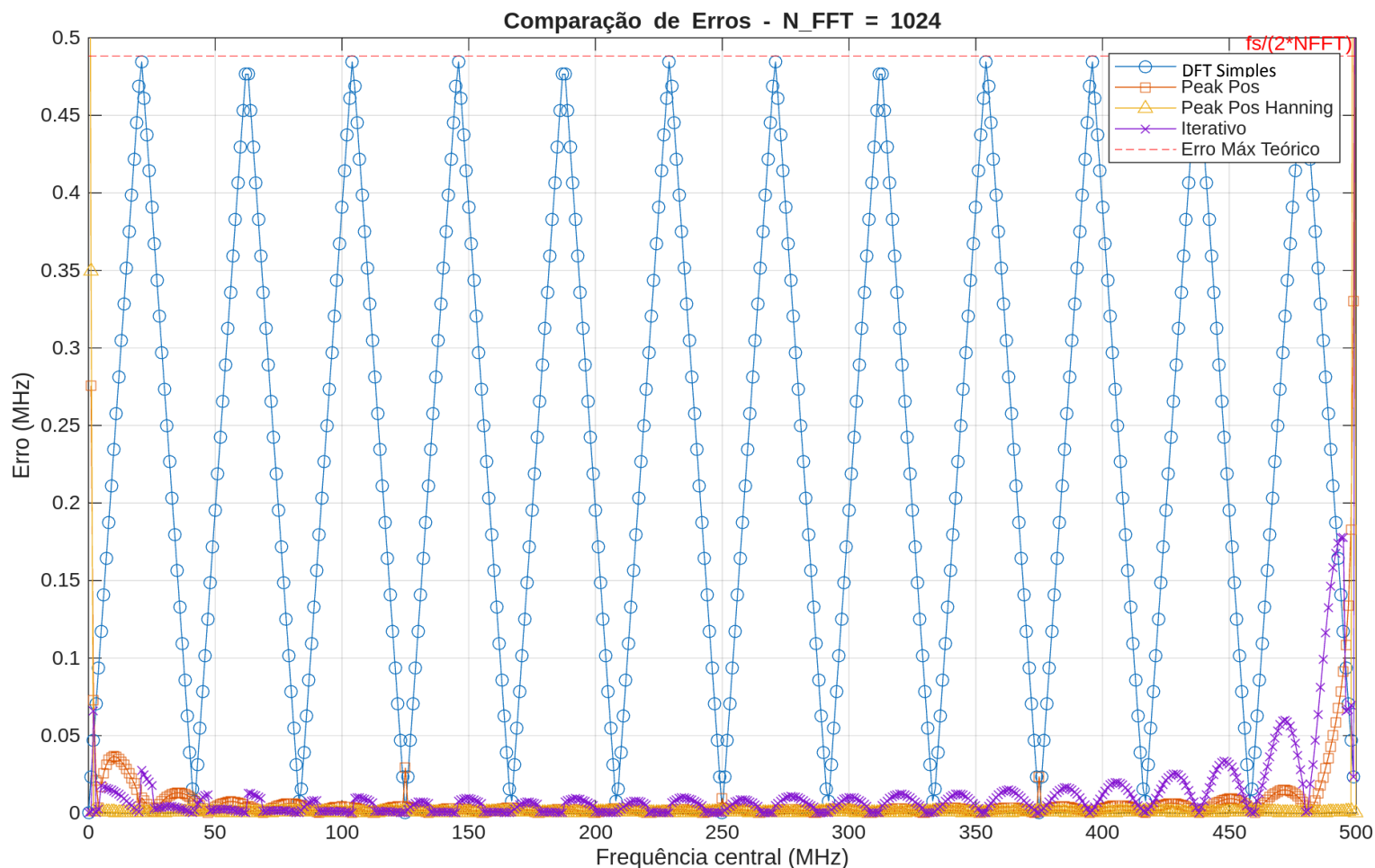
4.5 Análise Comparativa dos Métodos de Estimação da Frequência Central

Esta seção apresenta um estudo comparativo detalhado do desempenho das quatro técnicas de estimação de frequência central – DFT simples, Peak Position, Peak Position com janela de Hanning e Método Peak Position Iterativo – com o objetivo de demonstrar a eficácia de cada método e quantificar seus desempenhos. A análise é conduzida em dois cenários: inicialmente sem a presença de ruído (Seção 4.5.1) e, em seguida, considerando diferentes níveis de SNR (Seção 4.5.2).

4.5.1 Comparativo dos métodos na ausência de ruído

Uma análise inicial, por meio de simulação em ambiente MATLAB, variou a frequência central dentro da faixa de 0 a 500 MHz em passos de 1 MHz em um sinal de cosseno, gerando uma curva de erro para cada técnica de estimação. A Figura 25 ilustra como se comportou cada curva de erro mantendo-se fixado o número de pontos da DFT em 1024, de modo a obter uma resolução espectral um pouco mais apurada do que a que estava sendo utilizada nas seções anteriores e possibilitar a observação de erros em ordem de grandeza menor.

Figura 25 - Gráfico comparativo dos 4 métodos sem ruído.

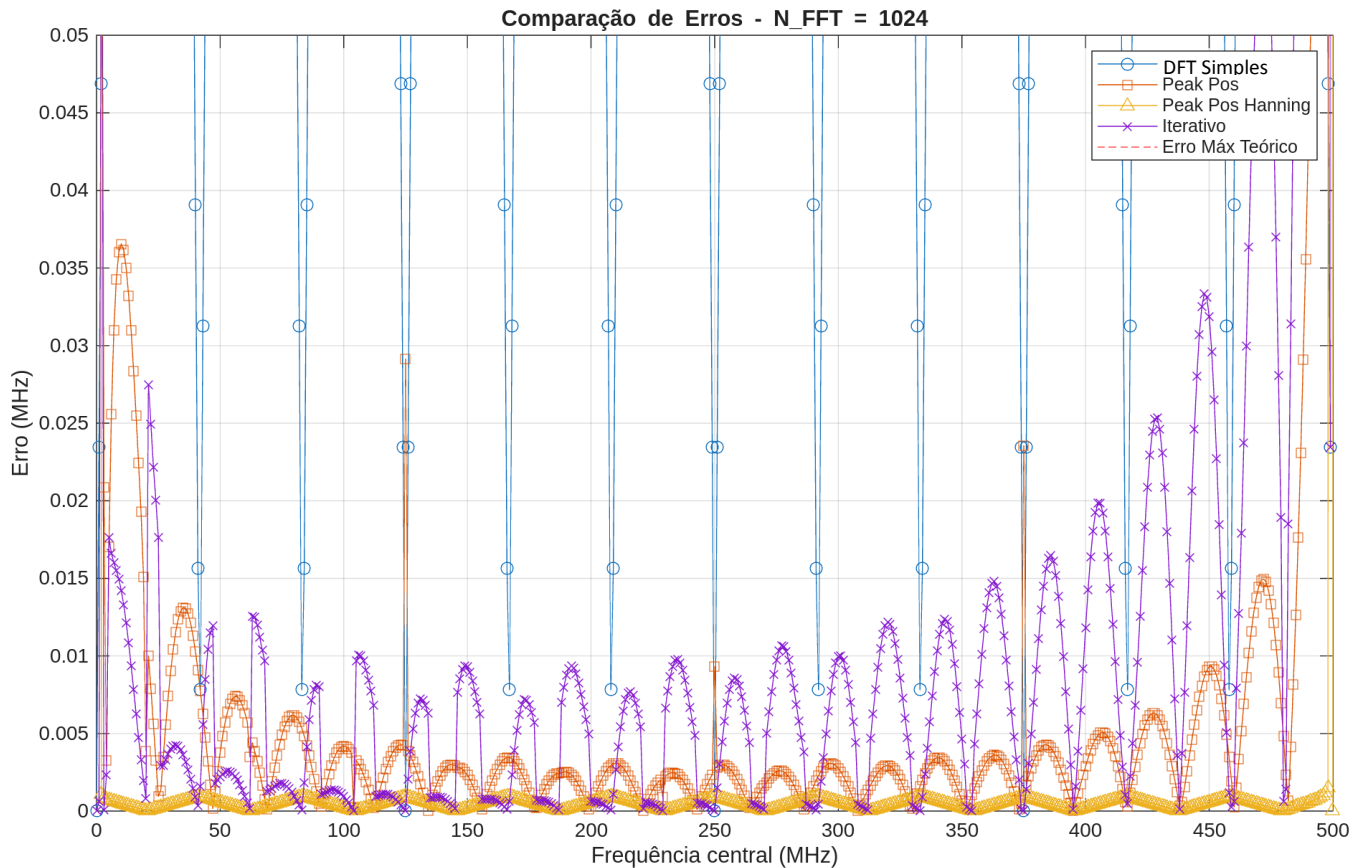


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Observa-se que a DFT simples apresenta um erro máximo que se repete em intervalos regulares, o que confirma a dependência do método em relação à resolução espectral. O erro máximo, aproximadamente 0,49 MHz, é alcançado quando a frequência do sinal cai no meio de dois bins e nulo quando a frequência coincide exatamente com um bin.

Em contrapartida, as três técnicas de refinamento proporcionam uma redução drástica do erro, mantendo-se consistentemente em um valor abaixo de 10% do erro máximo obtido por DFT simples, como pode ser observado na Figura 26, que apresenta exatamente a mesma simulação, mas com foco na faixa de erro de estimação entre 0 e 0.05 MHz.

Figura 26 - Gráfico comparativo dos 4 métodos sem ruído (ampliado).



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

É possível notar que o método Peak Position (com janela retangular) consegue interpolar a frequência com base nos picos vizinhos, reduzindo o erro para valores sub-binários. A técnica Peak Position com Janela Hanning apresenta um desempenho similar, mas se destaca pela consistência dos valores de erro muito próximos de zero e mantendo-se abaixo de 1% do erro máximo obtido por DFT simples em praticamente toda a faixa de frequência analisada, validando o uso da janela para refinar a análise.

Já quando se observa a curva do método iterativo, embora seja mais complexo, também converge para uma solução de erro sub-binário, chegando a apresentar-se por vezes como mais acurado, mas não tão consistente como o anterior.

Uma análise mais aprofundada foi realizada para quantificar a vantagem de cada método de refinamento em termos de eficiência computacional. O estudo, feito por meio de simulações em MATLAB mantendo-se f_c em 200 MHz, buscou responder à pergunta: “Qual seria o número de pontos equivalente necessário em cada técnica de refinamento para alcançar a mesma acurácia obtida por DFT simples com um determinado número de pontos e erro associado?” A Tabela 4 resume os resultados.

Tabela 4 - Análise de equivalência de NFFT considerando $f_c = 200$ MHz.

DFT simples		Peak Position		Peak Position + Hanning		Iterativo	
NFFT	Erro	NFFT Equivalente	Erro	NFFT Equivalente	Erro	NFFT Equivalente	Erro
32	12.5	32	0.8352	32	0.1983	32	0.4763
64	3.125	32	0.8352	32	0.1983	32	0.4763
128	3.125	32	0.8352	32	0.1983	32	0.4763
256	0.7813	64	0.0707	32	0.1983	32	0.4763
512	0.7813	64	0.0707	32	0.1983	32	0.4763
1024	0.1953	64	0.0707	64	0.1485	64	0.1661
2048	0.1953	64	0.0707	64	0.1485	64	0.1661
4096	0.0488	256	0.0244	128	0.0126	512	0.0019

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Tabela 4 demonstra a superioridade das técnicas de refinamento em termos de eficiência. Para atingir um erro de 0,0488 MHz, a DFT simples demandou um NFFT de 4096 pontos, enquanto o método Peak Position alcançou precisão similar com apenas 256 pontos e a técnica com Janela Hanning com 128.

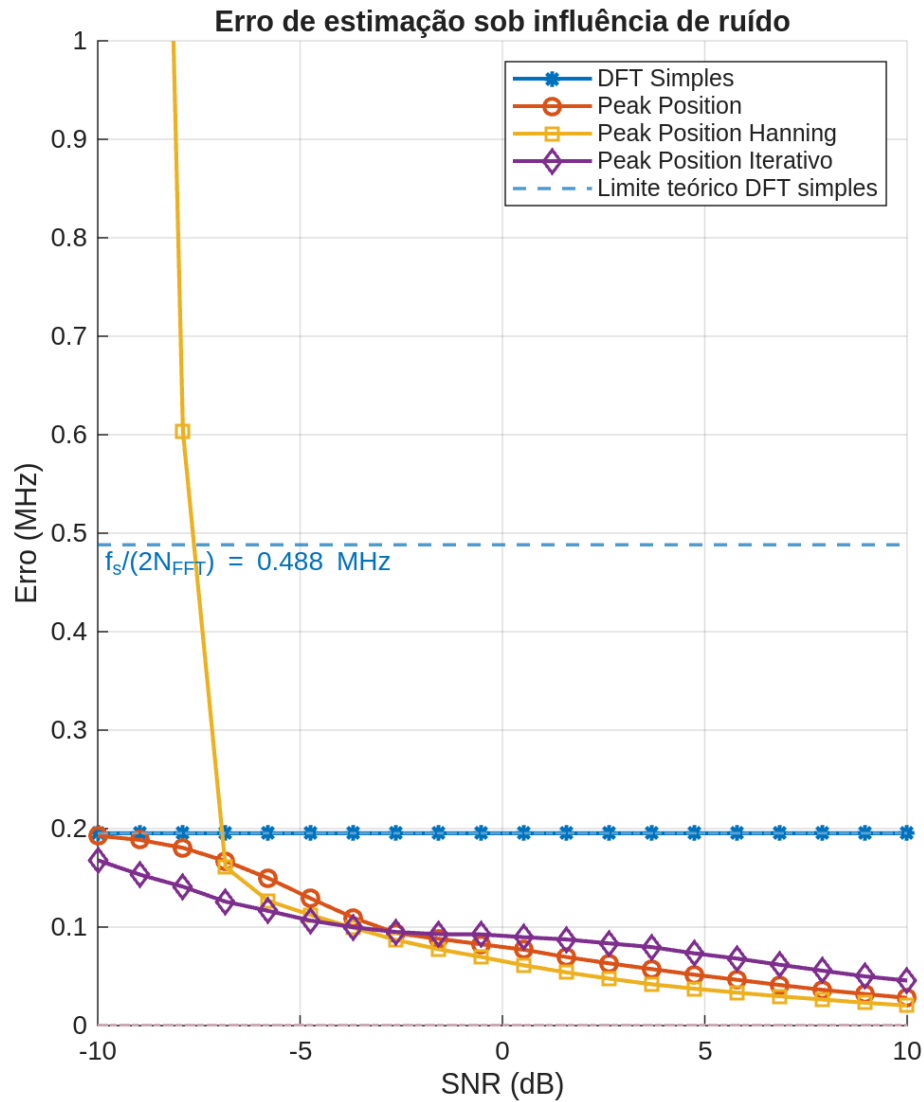
Em contrapartida, o método iterativo o superou somente com 512 pontos de NFFT mostrando seu comportamento muitas vezes inconstante. Essa análise ressalta que as técnicas de refinamento são cruciais para sistemas que exigem alta precisão, mas com recursos computacionais limitados.

4.5.2 Comparativo dos métodos na presença de ruído

A análise anterior elucidou a superioridade das técnicas de estimação da frequência central refinadas sobre a DFT simples em um ambiente ideal, sem ruído. Entretanto, em aplicações reais de GE, o sinal de interesse está invariavelmente imerso em ruído e esta seção tem como objetivo avaliar a robustez de cada método em presença de ruído AWGN, simulando diferentes valores de SNR para avaliar o desempenho.

A Figura 27 apresenta o comportamento do erro absoluto médio de estimação para os quatro métodos (DFT simples, Peak Position, Peak Position com Janela de Hanning e Iterativo) em função da variação da SNR. As simulações foram realizadas com um sinal de cosseno de $f_c = 200$ MHz, NFFT = 1024 e SNR variando de -10dB a 10 dB em 20 pontos e com 10000 realizações.

Figura 27 - Gráfico de erro absoluto em função da SNR para $f_c = 200$ MHz e $N_{FFT} = 1024$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A estimativa por DFT simples, baseada no bin de maior magnitude, é facilmente distorcida pelo ruído, que pode causar picos aleatórios no espectro. Como sua precisão é limitada pela resolução espectral, o erro de estimação permaneceu alto e relativamente constante, não se beneficiando do aumento da SNR.

O método Peak Position demonstrou um desempenho superior ao da DFT simples. Para pequenas SNR, o erro de estimação é alto, uma vez que o ruído afeta os bins vizinhos ao pico principal, comprometendo o cálculo de interpolação. No entanto, com o aumento da SNR, o erro diminui drasticamente à medida que o ruído de fundo se torna insignificante em relação ao pico do sinal.

A técnica Peak Position com Janela de Hanning apresentou um desempenho notavelmente melhor em comparação aos métodos anteriores, embora tenha sido o

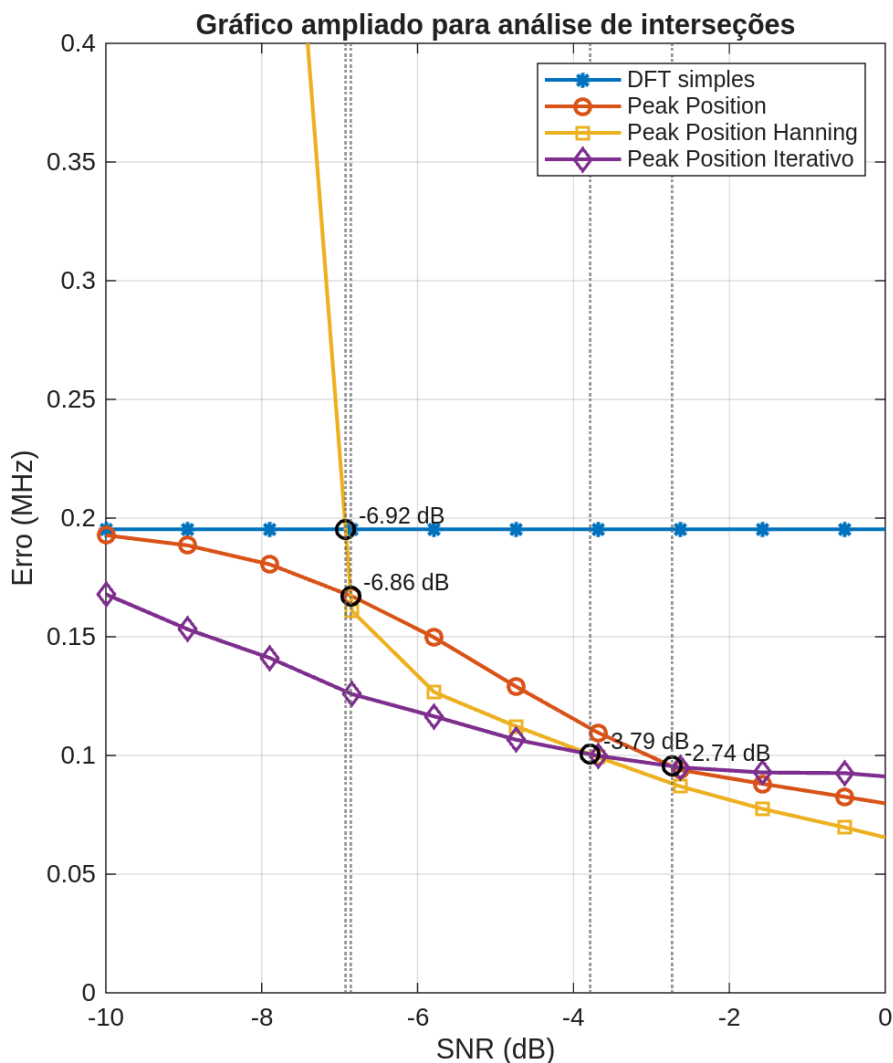
método mais afetado num nível de ruído mais elevado. Ao atenuar os lóbulos laterais, a janela de Hanning concentra a maior parte da energia do sinal no lóbulo principal, tendendo a tornar a interpolação menos suscetível ao ruído nos bins adjacentes.

A título de comparação, foi realizada também uma simulação pontual nas mesmas condições de $f_c = 200$ MHz e NFFT = 1024, porém sem ruído, para se ter um parâmetro de desempenho ideal de cada método. Nessas condições os valores obtidos foram de aproximadamente 0,195 MHz para a DFT simples, 0,003 MHz para o Peak Position, 0,005 MHz para o Peak Position com janela de Hanning e 0,006 MHz para o método iterativo. A comparação com os resultados da Figura 27 evidencia que o ruído provoca um aumento no erro de estimação dos métodos interpolados, que em ambas situações tiveram desempenho superior ao DFT simples.

Por fim, o método Iterativo mostrou-se o mais robusto de todos, exibindo o menor erro de estimação em condições de baixíssima SNR. Sua capacidade de refinar a busca da frequência ideal em uma vizinhança local o torna altamente resistente à flutuação de ruído, garantindo uma estimativa precisa mesmo quando o sinal está quase imperceptível no espectro. Com o aumento da SNR, seu desempenho converge para os outros métodos de refinamento, confirmando sua eficácia em todos os cenários e apresentando um resultado bem mais consistente do que quando analisado sem ruído.

A Figura 28 permite visualizar melhor os pontos de convergência dos métodos em análise, destacando as interseções entre as curvas dos métodos, o que indica na prática, em quais valores de SNR uma técnica supera a outra. O gráfico foca na região de SNR entre -10 e 0 dB, onde as transições de desempenho são mais evidentes.

Figura 28 – Ampliação do gráfico comparativo das técnicas na presença de ruído.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A análise do gráfico ampliado revela os pontos críticos de comparação das técnicas em diferentes regimes de ruído. É possível observar quatro interseções relevantes: a primeira em -6.92 dB, onde a curva do Peak Position com janela de Hanning, que inicia apresentando o pior desempenho supera a de DFT simples; a segunda em -6.86 dB, ponto em que o mesmo método supera a curva referente ao Peak Position; a terceira em -3.79 dB que é o ponto a partir do qual o método passa a apresentar o menor valor de erro, superando a do método iterativo; e, por fim, em -2.74 dB, ponto a partir do qual o método iterativo é superado pelo Peak Position.

Estes resultados, demonstram que nas condições simuladas de $f_c = 200\text{MHz}$ e $\text{NFFT} = 1024$, em regimes de ruído elevados, (SNR menor que -3.79 dB) o método Peak Position Iterativo oferece melhor desempenho, sendo o mais robusto. Em regimes de

ruído com SNR superior a -3.79 dB, a técnica de peak position com aplicação da janela de Hanning resulta no menor erro de estimação de frequência.

4.6 Análise Consolidada do Desempenho Global por RMSE

Para fornecer uma avaliação quantitativa e robusta do desempenho de cada técnica de estimação de frequência, esta seção utiliza a métrica de Raiz do Erro Quadrático Médio (RMSE).

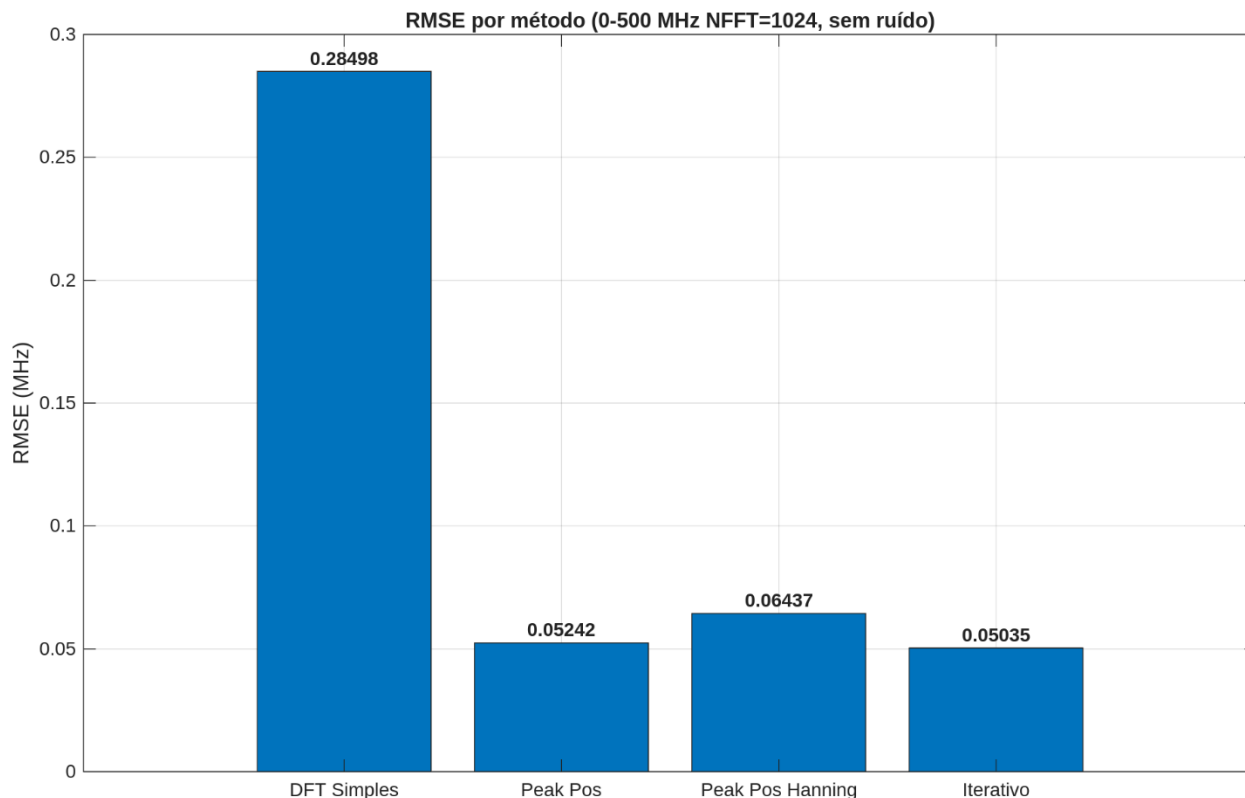
A análise é dividida em dois cenários: o desempenho intrínseco no cenário ideal (sem ruído), que estabelece um limite de precisão teórica, e a robustez na presença de ruído, que simula condições operacionais mais próximas da realidade. O objetivo final é definir qual técnica oferece melhor equilíbrio entre precisão e estabilidade na faixa de frequência de 0 MHz a 500 MHz.

4.6.1 RMSE em cenário sem ruído

O desempenho inicial dos métodos foi avaliado em um cenário ideal, sem a presença de ruído e na faixa de frequência de 0 a 500 MHz, contexto que faz o erro de estimação ser limitado intrinsecamente pelo efeito de vazamento espectral e pela resolução de bin da DFT, que para a simulação atual com $f_s = 1$ GHz e $N_{FFT} = 1024$ pontos, é de aproximadamente 0.98 MHz.

Para quantificar a diferença existente entre os métodos, a Figura 29 consolida os valores da raiz do erro quadrático médio (ou seja, o RMSE) de estimação da frequência central em toda a faixa, o que nos permite constatar de fato, quem apresenta melhor comportamento considerando-se toda a faixa de interesse.

Figura 29 - Gráfico de barras RMSE por método.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

O Gráfico de Barras da Figura 29 permite concluir que todos os métodos apresentaram um desempenho superior em relação à DFT simples, com o método iterativo apresentando o menor RMSE e estabelecendo o limite de precisão dos algoritmos antes da inserção da incerteza do ruído. Nota-se também que os métodos Peak Position e Iterativo apresentam desempenho RMSE semelhantes.

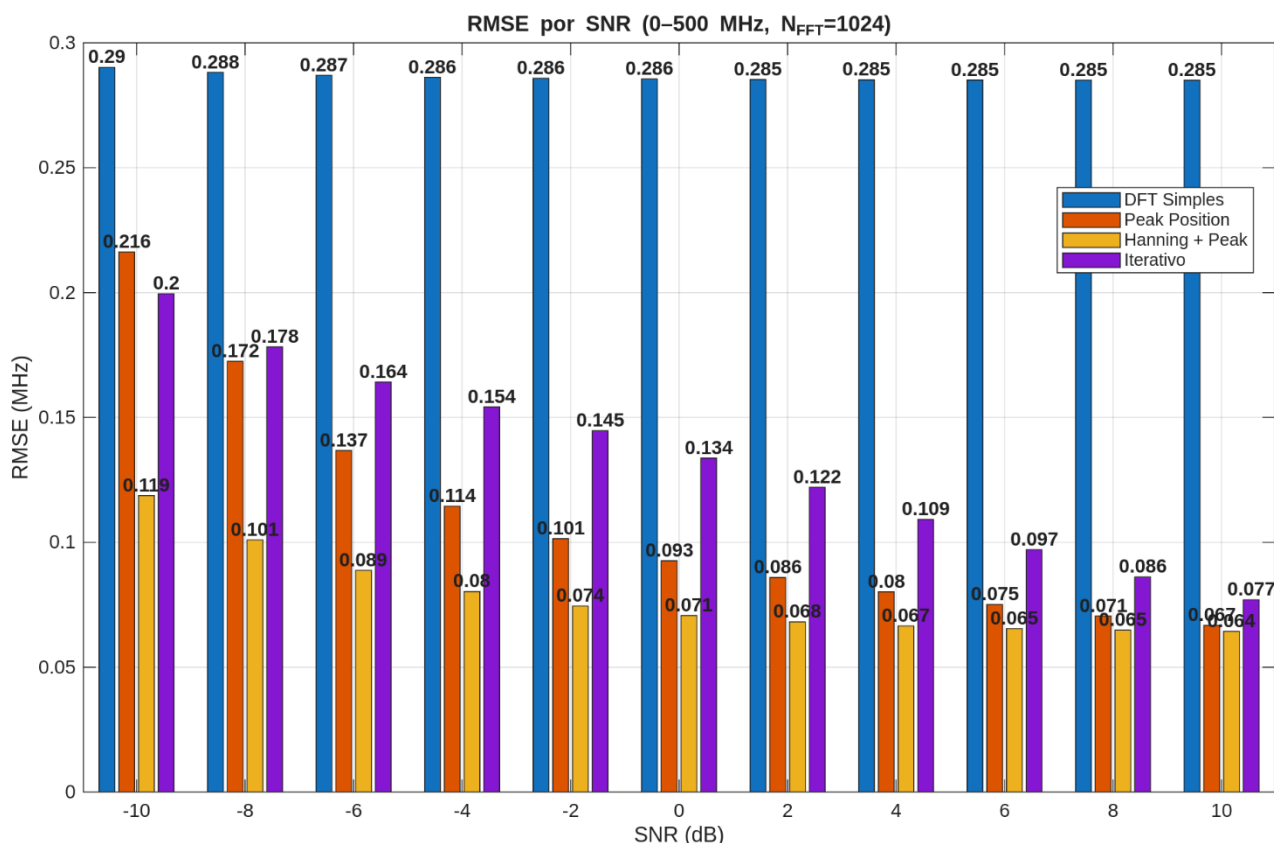
4.6.2 Robustez e RMSE na Presença de Ruído

Embora o cenário ideal da seção 4.6.1 tenha estabelecido o limite de precisão dos algoritmos de implementação dos métodos sem ruído e para as condições consideradas, a aplicação prática exige que as técnicas demonstrem robustez sob condições de degradação. Nesta seção, foram realizadas simulações com a introdução de ruído AWGN, considerando valores de SNR de -10dB a 10dB, para mesma faixa de frequência e NFFT utilizados na Seção anterior, quantificando o desempenho de cada método por meio do RMSE, métrica que avalia a raiz do desvio quadrático médio entre a frequência estimada e a frequência real, penalizando mais fortemente os erros de maior magnitude.

A Figura 31 apresenta os valores globais de RMSE consolidados para os quatro métodos, levando em conta toda a faixa de frequência e de SNR. De forma complementar,

realiza-se uma análise adicional sob dois pontos de vista. O primeiro diz respeito à variação do RMSE em função da SNR representado na Figura 30, que ilustra o comportamento do RMSE em função da SNR. O segundo, apresentado na Figura 32, evidencia a variação do RMSE em função da frequência.

Figura 30 - RMSE para cada SNR.



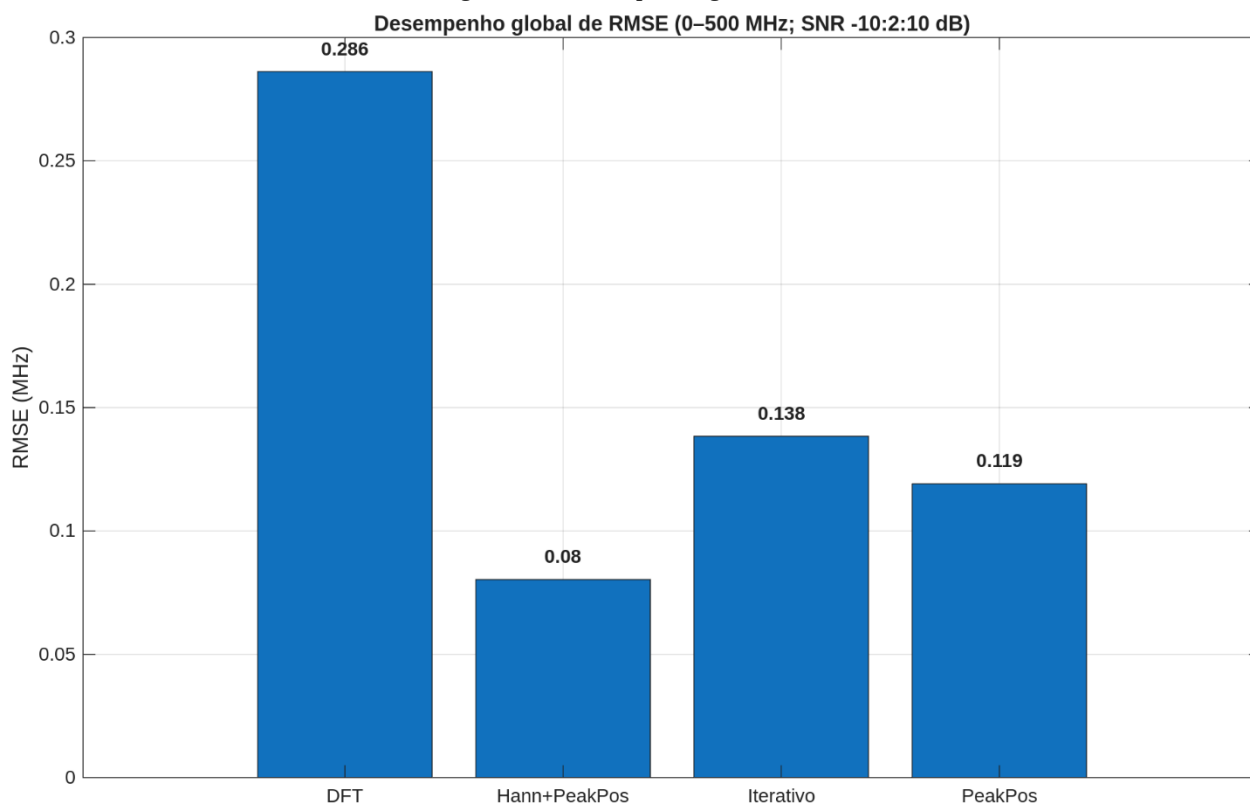
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Observa-se na Figura 30 que o método DFT simples apresenta RMSE praticamente constante e em torno de 0.29 MHz, confirmando a limitação estrutural da resolução espectral, independente do nível de ruído, enquanto que o Peak Position com Janela de Hanning é o que apresenta melhor desempenho, com RMSE consistentemente baixo desde os níveis de maior degradação do sinal, (decrecendo de 0.119 MHz com SNR -10 dB até 0.064 MHz em 10 dB) superando então os demais métodos em toda a faixa de SNR considerada.

O método Peak Position sem janela mantém desempenho intermediário, para condições mais degradadas (SNR = -10 dB) superou apenas o método DFT simples, mas a partir de -8 dB, onde superou ligeiramente o método iterativo, foi apresentando um desempenho melhor, se aproximando cada vez mais do Peak Position com janela de Hanning. O método iterativo, mostra-se sensível em SNRs baixas, (embora tenha sido um

pouco melhor do que o Peak Position na condição de ruído mais degradada) convergindo para resultados próximos aos melhores métodos à medida que a relação SNR aumenta.

Figura 31 - Desempenho global RMSE.

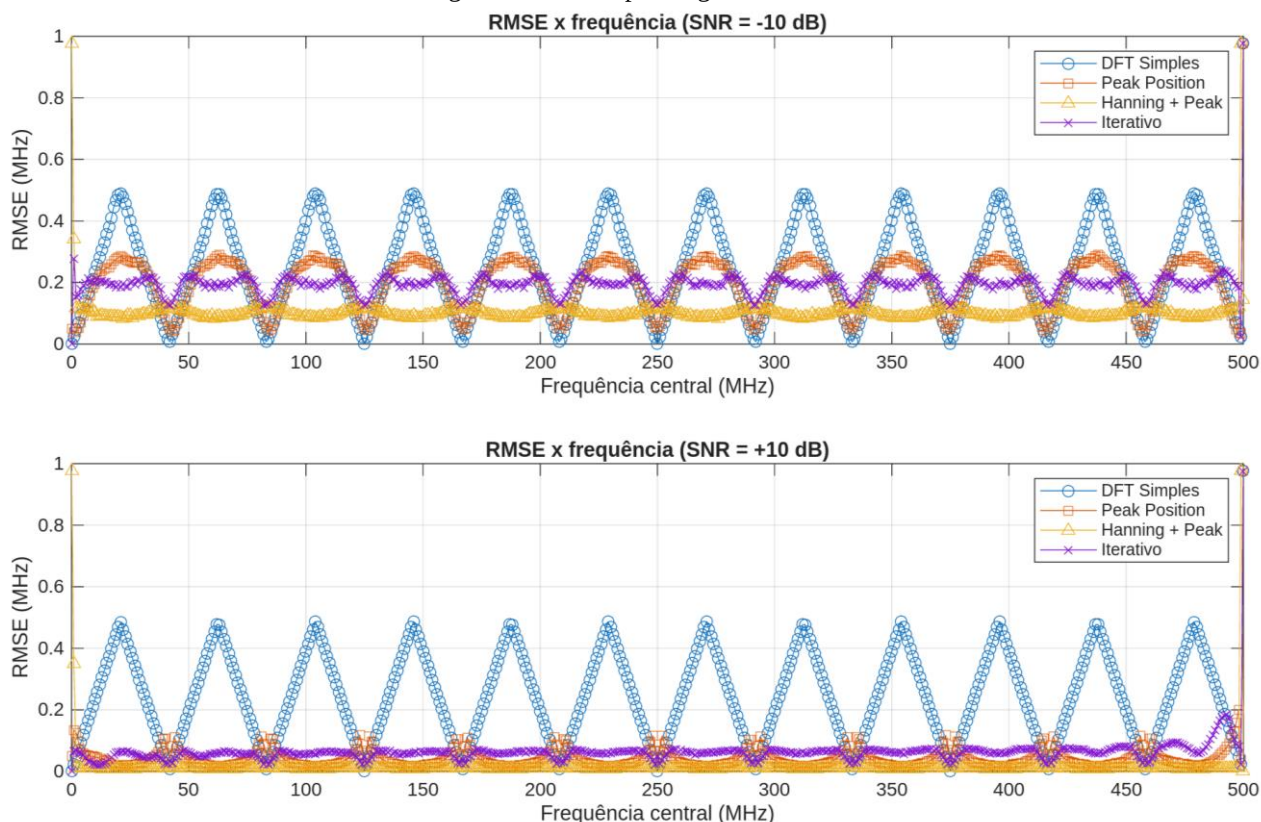


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Pode-se notar na Figura 31 a evidente diferença de desempenho entre os métodos, destacando a DFT simples como a menos robusta, com um desempenho em termos de RMSE de cerca de 0.286 MHz. O método Peak Position com aplicação de Janela de Hanning apresentou-se como o mais robusto a ruído com RMSE global em torno de 0.08 MHz. Os métodos Iterativo e Peak Position apresentaram desempenhos intermediários com valores de 0.138 e 0.119 MHz respectivamente de RMSE global.

O segundo nível complementa a análise, sendo voltado à consistência do desempenho em toda a faixa de frequências de interesse, verificando se o desempenho dos métodos se mantém consistentes em toda a faixa, tanto em cenários de baixo quanto de alto ruído. A Figura 32 apresenta o RMSE em função da frequência central para dois cenários de SNR representativos: -10 dB e 10 dB.

Figura 32 - Desempenho global RMSE.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Observa-se na Figura 32 que para a SNR mais baixa (-10 dB), todos os métodos sofrem degradação ao longo de toda a faixa de frequência. Convém destacar que o método peak position com janela de Hanning mantém desempenho mais estável com RMSE consistente entre 0 e 0.2 MHz, embora por vezes outros métodos apresentem RMSE mais baixo.

Já para a SNR mais alta (10 dB), os valores de RMSE convergem para níveis mais baixos, sendo possível observar que o método peak position com janela de Hanning continua se destacando como o mais robusto e consistente. Vale ressaltar o comportamento do método iterativo que, embora melhore com o aumento da SNR, apresenta variação considerável, principalmente na faixa de frequências superiores a 450 MHz, o que certamente tem grande influência negativa no seu resultado global.

De forma geral, os resultados confirmam que a DFT simples é limitada pela resolução espectral e, portanto, não se mostra adequada em cenários práticos com ruído, apresentando RMSE elevado e praticamente constante. O método Peak Position sem janela tem desempenho comparativamente melhor, mas ainda apresenta erros significativos em baixas SNRs.

O método iterativo consegue ganhos progressivos à medida que a SNR aumenta e embora tenha apresentado o melhor resultado em termos de RMSE sem ruído, mostrou que em um ambiente com ruído não reage muito bem, situação que se degrada ainda mais no intervalo entre 450 e 500 MHz, fato que o torna menos confiável em aplicações práticas.

Entre todos, o Peak Position com janela de Hanning demonstrou ser o mais robusto, apresentando o menor RMSE tanto em baixos quanto em altos valores de SNR, além de manter consistência em toda a faixa de 0 a 500 MHz. Assim, fica evidenciado que esta técnica, no contexto da análise que é amplamente aplicável a sistemas MAGE, é a escolha mais robusta na estimação de frequência central.

5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresenta as considerações finais do trabalho, sintetizando o cumprimento dos objetivos e sua principal contribuição. Por fim, são propostas sugestões para trabalhos futuros na área de Guerra Eletrônica.

5.1 Considerações Finais

O presente Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) atingiu seu objetivo geral ao analisar a robustez de diferentes técnicas de estimação da frequência central de sinais de radar no contexto das Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica (MAGE), avaliando seu desempenho em precisão e acurácia na presença de Ruído Aditivo Gaussiano Branco (AWGN).

A estimação precisa de parâmetros de sinais de radar, como a frequência central, é um elemento essencial para a eficácia dos sistemas de MAGE. A análise sistemática e comparativa entre a Transformada Rápida de Fourier Simples e os métodos de refinamento (Peak Position, Peak Position com Janela de Hanning e Peak Position Iterativo) forneceu subsídios técnicos para a compreensão e aplicação dessas técnicas.

A metodologia baseada em simulação numérica progressiva foi desenvolvida utilizando sinais com frequências centrais na faixa de 0 a 500 MHz e evoluiu para uma análise rigorosa nessa faixa, que representa cenários típicos em sistemas MAGE e é compatível com os processos de conversão de frequência presentes nos mesmos. Tal abordagem permitiu consolidar os resultados obtidos e chegar às conclusões apresentadas a seguir.

A acurácia da estimativa por DFT simples depende fundamentalmente do valor da frequência central em relação ao bin e da resolução espectral. O erro de estimação é nulo apenas quando a f_c coincide exatamente com um múltiplo da resolução espectral, como observado no caso de 250 MHz nas simulações. Em cenários sem ruído, o erro máximo atinge valores próximos à metade da resolução espectral quando a f_c se encontra entre dois bins.

O aumento do número de pontos da DFT demonstrou reduzir o erro de estimação, pois diminui a distância entre os bins. O método demonstrou não ser robusto na presença de ruído, uma vez que sua estimativa é facilmente distorcida, e o erro de estimação permaneceu alto e relativamente constante, sem se beneficiar do aumento da Relação Sinal-Ruído.

No tocante aos Métodos de Refinamento, tem-se que os três métodos de refinamento (Peak Position, Hanning e Iterativo) demonstraram uma redução drástica e consistente do erro na ausência de ruído, mantendo-se em valores sub-binários.

Em termos de eficiência computacional, para atingir um erro de 0,0488 MHz, a DFT simples demandou o uso de uma DFT de 4096 pontos, enquanto o método Peak Position alcançou precisão similar com apenas 256 pontos, e a técnica com Janela de Hanning com 128 pontos. Isso ressalta a importância dessas técnicas para sistemas que exigem alta precisão, mas com recursos computacionais limitados.

A análise da robustez na presença de ruído AWGN evidenciou diferenças significativas entre os métodos avaliados. O método Peak Position com janela retangular mostrou desempenho limitado em baixos valores de SNR, resultando em erros elevados devido à influência do ruído sobre os bins vizinhos, o que compromete a interpolação. Contudo, o erro diminui drasticamente com o aumento da SNR.

O Peak Position com Janela de Hanning, por sua vez, apresentou desempenho substancialmente superior, pois a Janela de Hanning concentra a energia no lóbulo principal, tornando a interpolação menos suscetível ao ruído nos bins adjacentes. Na análise do RMSE global, este método demonstrou ser o mais robusto, obtendo o menor erro de estimação de frequência, mantendo desempenho estável na faixa de frequência de 0 a 500 MHz.

O método iterativo demonstrou ser particularmente eficaz em condições específicas, este foi o método mais robusto em condições de baixíssima SNR (regimes de ruído elevados, menores que -3.79 dB) na simulação realizada para $f_c = 200$ MHz com NFFT = 1024.

No entanto, quando a investigação foi ampliada para a faixa de 0 a 500 MHz, mantendo o mesmo intervalo de SNR, o comportamento do método não se manteve uniforme. Verificou-se maior sensibilidade às variações de frequência, principalmente acima de 450 MHz, o que impactou negativamente seu resultado global em comparação com o método Hanning.

Dessa forma, o estudo realizado permite concluir que, embora cada técnica apresente vantagens específicas em determinados regimes de SNR, frequência ou NFFT, o método Peak Position com janela de Hanning oferece o melhor equilíbrio entre robustez, precisão e estabilidade, sendo a alternativa mais recomendada para aplicação prática em sistemas MAGE.

5.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Com base nos resultados obtidos e nas limitações do presente estudo, é possível delinear algumas direções relevantes para pesquisas futuras. Uma primeira possibilidade consiste em expandir a análise de robustez para outros parâmetros de sinais de radar, além da frequência central, incluindo largura de pulso, modulação e características espectrais adicionais.

Outra linha de investigação envolve a análise de sinais modulados, tendo em vista a evolução contínua dos radares modernos, que cada vez mais empregam características que visam dificultar sua interceptação e identificação por parte dos dispositivos de detecção passiva, como modulação linear de frequência (do inglês, *Linear Frequency Modulation* - LFM) por exemplo.

Por fim, destaca-se a relevância de estender o estudo para técnicas baseadas na Transformada de Fourier de Tempo Curto (do inglês, *Short Time Fourier Transform* - STFT). Esse tipo de abordagem possibilita a análise conjunta no tempo e na frequência, oferecendo uma alternativa promissora para cenários em que os sinais apresentam variabilidade temporal significativa.

Essas linhas de pesquisa podem não apenas complementar os resultados obtidos neste estudo, mas também oferecer contribuições relevantes para o desenvolvimento de sistemas de Guerra Eletrônica cada vez mais eficientes e robustos, alinhados às necessidades operacionais da Marinha do Brasil.

REFERÊNCIAS

- BOASHASH, B., 2016, **Time-Frequency Signal Analysis and Processing: a comprehensive reference**. 2. ed. Oxford: Elsevier. Disponível em: <https://www.google.com.br/books/edition/Time_Frequency_Signal_Analysis_and_Processing/WbYoRC1-lMkC?hl=pt-BR&gbpv=1&dq=time-frequency+signal+analysis+and+processing&pg=PA965&printsec=frontcover>. Acesso em: 10 set. 2025.
- BRASIL. Ministério da Defesa. Estado-Maior Conjunto das Forças Armadas. **Glossário das Forças Armadas (MD35-G-01)**. 5. ed. Brasília, DF: MD/EMCFA, 2015. Disponível em: <<https://gov.br/defesa/pt-br/arquivos/ajuste-01/legislacao/emcfa/publicacoes/doutrina/md35-G-01-glossario-das-forcas-armadas-5-ed-2015-com-alteracoes.pdf/view>>. Acesso em: 15 set. 2025.
- CHENG, C.; TSUI, J. B.-Y., 2016, **Digital Techniques for Wideband Receivers**. 2. ed. Raleigh: SciTech Publishing.
- GIL, Antônio Carlos, 2017, **Como elaborar projetos de pesquisa.**, 6ª ed. São Paulo: Atlas.
- GREENERT, Jonathan. Adm. Greenert., 2013, “Wireless cyberwar, the EM spectrum, and the changing Navy.” **Breaking Defense**, Disponível em: <<https://breakingdefense.com/2013/04/adm-greenert-wireless-cyber-em-spectrum-changing-navy/>>. Acesso em: 17 set. 2025
- HAIG, Zsolt., 2015, “Electronic warfare in cyberspace.” **Security and Defence Quarterly**, v. 7, n. 2, p. 22-35. Disponível em: < <https://securityanddefence.pl/pdf-103299-36215?filename=Electronic%20warfare%20in.pdf> >. Acesso em: 17 set. 2025.
- MARINHA DO BRASIL. **GE-101 – Introdução à Guerra Eletrônica: Fundamentos**. 2. ed. Niterói, RJ: Centro de Guerra Acústica e Eletrônica da Marinha, 2023a.
- MARINHA DO BRASIL. **GE-201 – Medidas de Guerra Eletrônica: Medidas de Ataque Eletrônico**. 2. ed. Niterói, RJ: Centro de Guerra Acústica e Eletrônica da Marinha, 2023b.
- MARINHA DO BRASIL. **GE-201-1 – Medidas de Guerra Eletrônica: Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica**. 2. ed. Niterói, RJ: Centro de Guerra Acústica e Eletrônica da Marinha, 2023c.
- MENEZES, A. S., 2014, **Uma contribuição à análise espectral de sinais estacionários e não estacionários**. 232 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora,.
- NERI, F., 2018, **Introduction to electronic defense systems**. 3. ed. Norwood, MA: Artech House. ISBN 978-1-63081-534-9
- OPPENHEIM, A. V.; WILLSKY, A. S., 2010, **Sinais e sistemas**. 2. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall.

RODRIGUES, M. C., 2022, **Amostragem de sinais e processamento digital: estudo comparativo entre a teoria clássica de amostragem e a nova técnica de compressed sensing**. 61 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Fundação Universidade Federal de Rondônia, Porto Velho, 2022.

SANTAMARÍA, Ignacio; PANTALEÓN, Carlos; IBANEZ, Jesús., 2000, “A comparative study of high-accuracy frequency estimation methods.” **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 14, n. 5, p. 819-834. DOI: 10.1006/mssp.2000.1321.

SKOLNIK, M. I., 2001, **Introduction to Radar Systems**. 3. ed. New York: McGraw-Hill.

SMITH, S. W., 1997, **The scientist and engineer’s guide to digital signal processing**. San Diego: California Technical Publishing.
Disponível em: <<http://www.dspguide.com/pdfbook.htm>>. Acesso em: 27 ago. 2025.

WILEY, R. G., 2006, **ELINT: the interception and analysis of radar signals**. Norwood, MA: Artech House. ISBN 1-58053-925-4