

**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**

**DETECÇÃO DE SINAIS RADAR *CHIRP* POR RECEPTORES MAGE DIGITAIS DE**  
**BANDA LARGA**



**PRIMEIRO-TENENTE FERNANDO GUEDES DE MELO**

Rio de Janeiro  
2023

PRIMEIRO-TENENTE FERNANDO GUEDES DE MELO

DETECÇÃO DE SINAIS RADAR *CHIRP* POR RECEPTORES MAGE DIGITAIS DE  
BANDA LARGA

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

Orientadores:

Dra. Sc. Aline de Oliveira P. Silva

Dr. Sc. Rodrigo da Silva Moreira

CIAA

Rio de Janeiro

2023

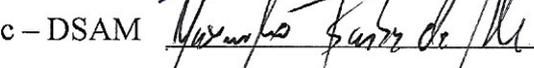
PRIMEIRO-TENENTE FERNANDO GUEDES DE MELO

DETECÇÃO DE SINAIS RADAR *CHIRP* POR RECEPTORES MAGE DIGITAIS DE  
BANDA LARGA

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

Aprovada em 24 de NOVEMBRO de 2023

Banca Examinadora:

Aline de Oliveira P. Silva, D. Sc – IPqM   
Jorge Costa Pires Filho, D. Sc – IPqM   
Rodrigo da Silva Moreira, D. Sc – IPqM   
CT Maximiliano Barbosa da Silva, M. Sc – DSAM 

CIAA

Rio de Janeiro

2023

*Dedico este trabalho à minha querida avó Marilda (in memoriam), quem despertou em mim o apreço pela Ciência.*

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, Angela e Artur, pela dádiva da vida, por terem inculcido em mim valores morais e por terem me proporcionado uma educação de qualidade.

Às minhas irmãs, Flávia e Marcela, agradeço o amor incondicional, escusando-me por não ter podido estar tão presente neste ano desafiador.

Agradeço à minha companheira Nirelle, por ter sido o sustentáculo vital para a consecução dos desafios a mim impostos no decorrer deste ano.

Aos meus familiares e amigos agradeço por terem sempre acreditado em mim e por todo apoio a que sempre me prestaram, rendendo um agradecimento especial ao meu primo Lucas que dispendeu tempo para me ajudar na revisão desta monografia.

Agradeço à minha sogra Jeane pelo carinho e por todo suporte a que me prestou, permitindo que eu pudesse me dedicar mais intensamente aos estudos.

À Marinha do Brasil (MB), nas figuras do Centro de Instrução Almirante Alexandrino (CIAA), do Centro de Guerra Acústica e Eletrônica da Marinha (CGAEM) e do Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM), agradeço a oportunidade de ter podido realizar um curso de tão valorosos ensinamentos.

Aos professores que ministraram no Curso de Aperfeiçoamento Avançado em Guerra Eletrônica (CApA-GE), à coordenação do curso e à Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio) agradeço a qualidade do material e as vultosas lições, contributos fundamentais para a minha formação profissional e pessoal.

Por fim, gostaria de agradecer especialmente aos meus orientadores Dra. Aline Silva e Dr. Rodrigo Moreira a disponibilidade, a paciência, o material sugerido e a preocupação constante com a elaboração desta monografia, sem os quais um caminho arresado a mim teria sido imposto ao descortinar os meandros do tema em questão.

*“O estudo profundo da natureza é a fonte mais fértil de descobertas matemáticas”.*

*(Joseph Fourier)*

# DETECÇÃO DE SINAIS RADAR *CHIRP* POR RECEPTORES MAGE DIGITAIS DE BANDA LARGA

## RESUMO

Frente ao complexo cenário eletromagnético a que estão submetidos os sistemas e equipamentos de Guerra Eletrônica (GE); agravado ainda pelo desenvolvimento e aprimoramento dos radares de baixa probabilidade de interceptação (*Low Probability of Intercept - LPI*), faz-se necessário progressivamente implementar novas tecnologias nos receptores de interceptação passiva. Os radares *LPI* dispõem de técnicas que podem envolver a diminuição/supressão dos lóbulos laterais irradiados no tempo, a distribuição da potência irradiada transmitida, codificação/modulação intrapulso e interpulso, dentre outros. Essas técnicas impõem desafios constantes no dimensionamento e na arquitetura dos receptores MAGE. Nesse contexto, este trabalho apresenta os receptores MAGE analógicos, entretanto, concentra-se nos que utilizam o circuito de Medição da Frequência Instantânea (*Instantaneous Frequency Measurement - IFM*) em conjunto a um receptor digital (*Digital Radio Receiver - DRX*) de banda larga. Essa configuração de receptores aparece como uma boa alternativa para a detecção de sinais radar *LPI*. Tendo em vista que sinais com modulação linear em frequência (*Linear Frequency Modulation - LFM*) são amplamente utilizados em radares *LPI*, técnicas, métodos e algoritmos têm sido desenvolvidos a fim de detectar, extrair e explorar as características desses sinais. Portanto, este trabalho objetiva analisar o desempenho de diferentes detectores no contexto de GE, especialmente no que diz respeito à detecção de sinais radar *chirp*. Os detectores avaliados foram: um detector baseado na Transformada de Fourier de tempo curto (*Short-Time Fourier Transform - STFT*); um detector de envoltória, que emula o desempenho de detecção de um MAGE analógico; um detector de Energia Total (*Total Energy Detector - TED*) e um detector de energia canalizado em frequência (*Channelized Energy Detector - CED*). Um enfoque especial é direcionado ao *CED*, cujo desempenho tem se demonstrado superior, quando comparado ao de alternativas no contexto de GE. Entretanto, o desempenho do *CED*, principalmente em relação aos sinais *LFM*, é bastante afetado pela seleção de alguns parâmetros internos e pela faixa de variação do *chirp*, carecendo, portanto, de uma metodologia para seleção de seus parâmetros e consequente otimização de seu desempenho. Este trabalho também busca fornecer uma análise estruturada do desempenho do *CED* para que uma melhor compreensão da complexa interação entre os parâmetros e os sinais de entrada sirva de base para o desenvolvimento de uma metodologia de seleção de parâmetros.

**Palavras - chave:** *Chirp*; *CED*; *LPI*; DRX; MAGE.

# DETECTION OF CHIRP RADAR SIGNALS BY WIDEBAND DIGITAL ESM RECEIVERS

## ABSTRACT

Faced with the complex electromagnetic scenario to which Electronic Warfare (EW) systems and equipment are subjected, further aggravated by the development and improvement of Low Probability of Intercept (LPI) radars, it is progressively necessary to implement new technologies in ESM receivers. LPI radars have techniques that may involve the reduction or suppression of irradiated side lobes in time, the distribution of transmitted radiated power, intrapulse and interpulse encoding or modulation, among others. These techniques pose constant challenges to the sizing and architecture of ESM receivers. In this context, this work presents the analog ESM receivers, however, it focuses on those that use the Instantaneous Frequency Measurement (IFM) circuit in conjunction with a broadband digital receiver (DRX). This configuration of receivers appears as a good alternative for the detection of LPI radar signals. Considering that Linear Frequency Modulation (LFM) signals are widely used in LPI radars, techniques, methods and algorithms have been developed in order to detect, extract and exploit the characteristics of these signals. Therefore, this work aims to analyze the performance of different detectors in the context of EW, especially with regard to the detection of chirp signals. The detectors evaluated were: a detector based on the Short Time Fourier Transform (STFT), an envelope detector, which emulates the detection performance of an analog ESM, and a frequency-channeled energy (CED) detector. A special focus is directed to CED, whose performance has been shown to be superior to that of other alternatives in the EW context. However, the performance of the CED, especially in relation to the LFM signals, is greatly affected by the selection of some internal parameters and by the variation range of the chirp, thus lacking a methodology for the selection of its parameters and consequent optimization of its performance. This work also seeks to provide a structured analysis of the performance of the CED so that a better understanding of the complex interaction between the parameters and the input signals serves as a basis for the development of a parameter selection methodology.

**Keywords:** Chirp; CED; LPI; DRX; ESM.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Organograma com base na CGE.....	18
Figura 2 – Modulação <i>LFM</i> .....	20
Figura 3 – Diagrama simplificado de um MAGE analógico com <i>DRX</i> .....	22
Figura 4 – Comprimentos de onda e intervalos de frequência para a operação radar.....	25
Figura 5 – Diagrama em blocos de um radar pulsado monostático.....	26
Figura 6 – Amplitude do sinal radar convencional de um <i>LPI</i> detecção.....	28
Figura 7 – Exemplo de codificação em fase e seu espectro.....	29
Figura 8 – Exemplo de um pulso com modulação <i>chirp</i> e seu espectro.....	29
Figura 9 – Formas de onda <i>LFM</i> típicas: (a) <i>up-chirp</i> e (b) <i>down-chirp</i> .....	30
Figura 10 – Sinal passa-banda <i>LFM</i> (para $T = 10 \mu\text{s}$ , $B = 1 \text{ MHz}$ e $f_0 = 2 \text{ MHz}$ ) .....	31
Figura 11 – Diagrama em blocos de um MAGE analógico com <i>IFM</i> .....	32
Figura 12 – Configuração básica de um correlator no receptor <i>IFM</i> .....	33
Figura 13 – Possível arquitetura de um receptor digital de banda larga para MAGEs.....	35
Figura 14 – Circuito de detecção em um receptor MAGE.....	36
Figura 15 – Representação de um receptor canalizado utilizando <i>STFT</i> .....	43
Figura 16 – Diagrama da estratégia de detecção: integração binária sobre as saídas da coluna lógica-OR.....	45
Figura 17 – Espectrogramas de <i>Chirp</i> de $f_c = 125 \text{ MHz}$ e $B=250 \text{ MHz}$ .....	48
Figura 18 – Espectrogramas para <i>Chirp</i> de $f_c = 250\text{MHz}$ e $B=250 \text{ MHz}$ .....	48
Figura 19– Apresentação da interface com o usuário do aplicativo “MetodosdeDeteccao.mlapp” .....	50
Figura 20 – Comparação das curvas $P_d$ vs $SNR$ - Envoltória vs <i>GLRT</i> ( $N_{FFT} = 64, 128, 256, 512$ ) para sinal sem modulação.....	52
Figura 21 – Espectrograma de sinal sem modulação para a $SNR$ de 3,75 dB.....	53
Figura 22 – Representação do sinal sem modulação no domínio do tempo para a $SNR$ de 3,75 dB.....	53
Figura 23 – Espectrograma de sinal sem modulação para a $SNR$ de -8,75 dB.....	54
Figura 24 – Sinal sem modulação no domínio do tempo para a $SNR$ de -8,75 dB.....	54
Figura 25 – Espectrograma de <i>Chirp</i> de excursão de 250MHz, $N_{FFT} = 64$ .....	55

Figura 26 – Comparação das curvas $Pd$ vs $SNR$ de <i>Chirp</i> de $B = 250$ MHz no <i>CED</i> , para $N_c = 2, 4$ e $8$ ; $N_{FFT} = 64$ .....	55
Figura 27 – Espectrograma de um <i>chirp</i> de excursão de 250 MHz, $N_{FFT} = 128$ .....	56
Figura 28 – Comparação das curvas $Pd$ vs $SNR$ de <i>Chirp</i> de $BW=250$ MHz no <i>CED</i> , para $N_c = 2, 4$ e $8$ ; $N_{FFT} = 128$ .....	56
Figura 29 – Desempenho do <i>CED</i> para $N_c = 2$ e $N_{FFTs} = 64, 128$ e $256$ .....	57
Figura 30 – Comparação das curvas $Pd$ vs $SNR$ : <i>CED</i> ; <i>TED</i> ; <i>GLRT</i> ; e Envolvória, para um <i>chirp</i> de $B = 250$ MHz, com $N_{FFT} = 256$ para o <i>GLRT</i> e para o <i>CED</i> e $N_c = 2$ para o <i>CED</i> .....	57
Figura 31 – Espectrograma de um <i>chirp</i> de excursão de 125 MHz, $N_{FFT} = 64$ .....	58
Figura 32 – Comparação das curvas $Pd$ vs $SNR$ de <i>Chirp</i> de $B = 125$ MHz para $N_c = 2, 4$ e $8$ ; $N_{FFT} = 64$ .....	58
Figura 33 – Espectrograma de um <i>chirp</i> de excursão de 61.25 MHz, $N_{FFT} = 64$ .....	59
Figura 34 – Comparação das curvas $Pd$ vs $SNR$ de <i>Chirp</i> de $B=62,5$ MHz para $N_c = 2, 4$ e $8$ ; $N_{FFT}=64$ .....	59
Figura 35 – Comparação das curvas $Pd$ vs $SNR$ de <i>Chirp</i> de $B = 62.5$ MHz, para $N_c = 8$ no <i>CED</i> ; $N_{FFT} = 512$ , para o <i>CED</i> e para o <i>GLRT</i> .....	60
Figura 36 – Espectrograma de sinal sem modulação com $f_c = 31,25$ MHz; duração= 1 $\mu s$ .....	61
Figura 37 – Comparação das curvas $Pd$ vs $SNR$ de sinal sem modulação, $f_c = 31,25$ MHz para $N_c = 2, 4$ e $8$ ; $N_{FFT} = 64$ .....	61
Figura 38 – Comparação entre os métodos das curvas $Pd$ vs $SNR$ de sinal sem modulação, para $N_{FFT} = 64$ .....	62
Figura 39 – Espectrograma de sinal com modulação Barker 13; duração = 6,56 $\mu s$ , $f_c = 31,25$ MHz.....	62
Figura 40 – Comparação das curvas $Pd$ vs $SNR$ de sinal com codificação Barker 13; $f_c = 31,25$ para $N_c = 2, 4$ e $8$ ; $N_{FFT} = 64$ .....	63

## LISTAS DE SIGLAS E ABREVIATURAS

<i>ADC</i>	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
<i>ACF</i>	<i>Autocorrelation Function</i>
<i>AM</i>	<i>Amplitude Modulation</i>
<i>AOA</i>	<i>Angle of Arrival</i>
<i>AWGN</i>	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
<i>CW</i>	<i>Continuous waveform</i>
<i>CED</i>	<i>Channelized Energy Detector</i>
<i>DF</i>	<i>Direction Finding</i>
<i>DFT</i>	<i>Discrete Fourier Transform</i>
<i>DPF</i>	<i>Data Processing Frame</i>
<i>DRX</i>	<i>Digital Receiver</i>
<i>ELINT</i>	<i>Electronic Intelligence</i>
<i>FFT</i>	<i>Fast Fourier Transform</i>
<i>FM</i>	<i>Frequency Modulation</i>
<i>FMCW</i>	<i>Frequency Modulation CW</i>
<i>FMOP</i>	<i>Frequency Modulation On-Pulse</i>
<i>FrFT</i>	<i>Fractional Fourier Transform</i>

GE	Guerra Eletrônica
<i>GLRT</i>	<i>Generalized Likelihood Ratio Test</i>
FI	Frequência Intermediária
<i>IFM</i>	<i>Intermediate Frequency Measurement</i>
<i>LFM</i>	<i>Linear Frequency Modulation</i>
<i>LO</i>	<i>Local Oscillator</i>
<i>LPI</i>	<i>Low Probability of Intercept</i>
<i>LPID</i>	<i>Low Probability of Identification</i>
MAE	Medidas de Ataque Eletrônico
MAGE	Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica
MATLAB	<i>Software</i> da empresa MathWorks
<i>MOP</i>	<i>Modulation On-Pulse</i>
OBE	Ordem de Batalha Eletrônica
<i>PDW</i>	<i>Pulse Descriptor Word</i>
<i>PMOP</i>	<i>Phase Modulated On-Pulse</i>
<i>PRF</i>	<i>Pulse Repetition Frequency</i>
<i>PW</i>	<i>Pulse Width</i>
<i>RF</i>	<i>Radio Frequency</i>

<i>SNR</i>	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
<i>STFT</i>	<i>Short-Time Fourier Transform</i>
<i>TOA</i>	<i>Time of Arrival</i>
<i>TED</i>	<i>Total Energy Detector</i>
<i>TFR</i>	<i>Time-frequency representation</i>

## LISTAS DE SÍMBOLOS

$t$	Tempo
$\pi$	Constante matemática com valor aproximado de 3,1415
B	Largura de banda
A	Amplitude
T	Largura de pulso
$f_c$	Frequência da portadora
$a$	Inclinação <i>LFM</i>
$x(t)$	Sinal passa-banda de pulso único
$f_s$	Taxa de amostragem do <i>ADC</i>
$P_{fas}$	Probabilidade de falso alarme especificada pelos requisitos do sistema
$T_f$	Tempo de falso alarme em uma única amostra
$V_{i,j}$	Teste estatístico
$S_{i,j}$	Soma dos valores do espectrograma dentro da região particionada
$I_{nl}(f_m)$	Entradas da matriz do espectrograma
$N_{FFT}$	Número de pontos <i>FFT</i>
$f_m$	m-ésimo compartimento de frequência <i>FFT</i>
$n_l$	l-ésimo intervalo de tempo
$\ln(\cdot)$	Logaritmo natural
$F_{\chi^2}$	Função de distribuição cumulativa qui-quadrado
[k]	k-ésimo componente do vetor recebido digitalizado

$\eta$	Limiar do TED
$\nu$	Número dos graus de liberdade da $F\chi^2(x; \nu)$
$M$	Número de somas no teste estatístico $V_{i,j}$
$\Gamma(\cdot)$	Função gama
$N_C$	Número total de células de tempo-frequência
$b$	Intervalos de integração
$V$	Teste estatístico do TED

# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>17</b>
<b>1.1 Panorama sobre radares modernos e MAGEs</b> .....	<b>19</b>
<b>1.2 Apresentação do Problema</b> .....	<b>21</b>
<b>1.3 Justificativa e Relevância</b> .....	<b>22</b>
<b>1.4 Objetivos</b> .....	<b>22</b>
1.4.1 Objetivo Geral .....	23
1.4.2 Objetivos Específicos .....	23
<b>2 REFERENCIAL TEÓRICO</b> .....	<b>24</b>
<b>2.1. Radar</b> .....	<b>24</b>
2.1.1 Radares pulsados .....	26
2.1.2 Radares <i>CW</i> .....	27
2.1.3 Radares LPI .....	27
<b>2.2 Sinais LFM</b> .....	<b>30</b>
<b>2.3 Receptores MAGE com IFM</b> .....	<b>31</b>
<b>2.4 Receptor IFM canalizado</b> .....	<b>33</b>
<b>2.5 DRX em receptores de interceptação passiva</b> .....	<b>34</b>
<b>2.6 Detecção em receptores MAGE</b> .....	<b>35</b>
<b>2.7 Vantagem potencial de detecção em um receptor MAGE digital</b> .....	<b>37</b>
<b>2.8 Problema de detecção binária de sinais</b> .....	<b>38</b>
<b>2.9 Tempo de falso alarme e probabilidade de falso alarme para uma amostra única de dados</b> .....	<b>39</b>
<b>2.10 Detectores abordados</b> .....	<b>40</b>
2.10.1 Detector de envoltória .....	40
2.10.2 GLRT .....	41

2.10.3 TED.....	42
2.10.4 CED.....	42
<b>3 METODOLOGIA DA PESQUISA .....</b>	<b>46</b>
<b>3.1 Classificação da Pesquisa .....</b>	<b>46</b>
3.1.1 Classificação Quanto aos Fins .....	46
3.1.2 Classificação Quanto aos Meios .....	47
<b>3.2 Limitações do Método .....</b>	<b>47</b>
<b>3.3 Universo e Amostragem.....</b>	<b>49</b>
<b>3.4 Coleta e Tratamento dos Dados.....</b>	<b>50</b>
<b>4 DESCRIÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS.....</b>	<b>52</b>
4.1 Descrição e análise dos resultados da simulação 1.....	52
4.2 Descrição e análise dos resultados da simulação 2.....	54
4.3 Descrição e análise dos resultados da simulação 3.....	60
<b>5 CONCLUSÃO .....</b>	<b>64</b>
5.1 Sugestões para futuros trabalhos .....	65
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>66</b>

## 1. INTRODUÇÃO

A Guerra Eletrônica (GE) é uma área crucial da guerra moderna que envolve o uso de sistemas que atuam no espectro eletromagnético (EEM) para ganhar vantagem tática e estratégica no combate. As principais funções da GE incluem a interferência nos sistemas de comunicação e navegação do inimigo, a detecção e supressão de ameaças eletrônicas, a proteção das próprias comunicações e sistemas eletrônicos e a obtenção de informações de inteligência de sinais por meio da interceptação destes.

De acordo com o glossário das Forças Armadas, a GE pode ser compreendida pela parte do emprego militar da eletrônica que diz respeito às ações que envolvem o uso de energia eletromagnética para determinar, explorar, impedir, reduzir ou prevenir o uso efetivo pelo inimigo do EEM, e para assegurar o uso desse espectro pelas próprias forças.

Nas guerras recentes, como a Guerra do Golfo (1990-1991), a Guerra do Afeganistão (2001-2021) e a Guerra Civil Síria (2011-presente), a GE desempenhou um papel significativo. Radares e MAGEs foram usados para detectar, rastrear e neutralizar ameaças aéreas e terrestres, incluindo aeronaves inimigas e mísseis. Além do mais, a interferência nos sistemas de comunicação inimigos, juntamente com a proteção das próprias comunicações, também foi uma estratégia fundamental nas operações militares.

Já na guerra na Ucrânia — iniciada em 2014 quando a Rússia anexou a Crimeia e apoiou grupos separatistas pró-russos no leste da Ucrânia, estendendo-se até hoje em dia — a GE desempenhou um papel significativo. (Shapiro, 2023).

Durante a anexação da Crimeia, houve relatos de que a Rússia usou sistemas de GE para neutralizar as comunicações e sistemas de defesa da Ucrânia, facilitando assim suas operações militares. A Ucrânia também investiu em sistemas de Medidas de Ataque Eletrônico (MAE) para tentar neutralizar o impacto da superioridade tecnológica russa. As forças ucranianas têm se esforçado para proteger suas comunicações e sistemas eletrônicos contra interferência russa, além de tentar detectar e rastrear sistemas de artilharia do oponente.

O desenvolvimento tecnológico na GE continua avançando rapidamente e está se expandindo para o domínio cibernético, com a capacidade de atacar e defender redes de computadores e sistemas de controle, onde a inteligência artificial (IA) está sendo aplicada para melhorar a tomada de decisões e a automação de sistemas de GE. (Sharma, Sarma e Mastorakis, 2020).

Logo, o desenvolvimento tecnológico na GE é crucial para a soberania de qualquer país e desempenha um papel significativo nos confrontos. Capacidades avançadas nessa área mantêm a vantagem estratégica nos conflitos modernos.

O campo da GE abrange três principais componentes:

**MAGE (Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica):** “São o conjunto de ações visando à busca, interceptação, identificação e localização eletrônica das fontes de energia eletromagnética irradiada no ambiente eletrônico de uma Força ou unidade, a fim de permitir a análise, o imediato reconhecimento de uma ameaça ou sua posterior exploração.” (ComOpNav 521 - Manual de Guerra Eletrônica).

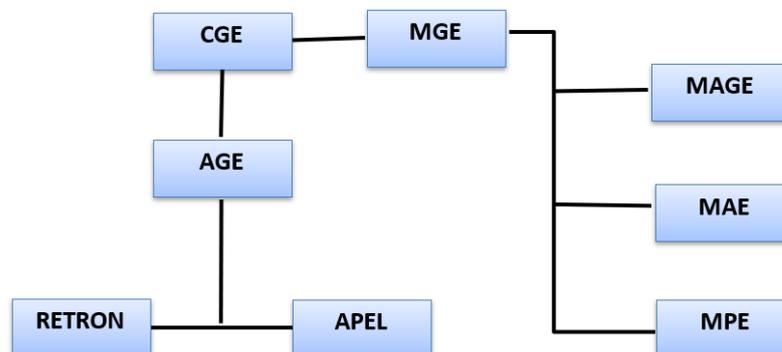
**MAE (Medidas de Ataque Eletrônico):** “São o conjunto de ações tomadas para evitar ou reduzir o uso efetivo do espectro eletromagnético pelo oponente, bem como degradar, neutralizar ou destruir sua capacidade de combate por meio de equipamentos e armamentos que utilizem este espectro.” (ComOpNav 521 - Manual de Guerra Eletrônica).

**MPE (Medidas de Proteção Eletrônica):** “São o conjunto de ações tomadas para proteção de meios, sistemas, equipamentos, pessoal e instalações, a fim de assegurar o uso efetivo do espectro eletromagnético, diante do emprego de Ações de GE por Forças Amigas ou Inimigas.” (ComOpNav 521 - Manual de Guerra Eletrônica).

Unidos, esses três conjuntos de ações (MAGE, MAE e MPE) formam as chamadas Medidas de Guerra Eletrônica (MGE), que são ações que caracterizam o emprego de uma Capacidade de Guerra Eletrônica (CGE) em apoio direto a uma operação militar. (ComOpNav 521 - Manual de Guerra Eletrônica).

O organograma apresentado abaixo na Figura 1 esclarece os vínculos estabelecidos entre os conceitos apresentados.

Figura 1: Organograma com base na CGE



Fonte: Elaborado pelo autor

De acordo com Tsui e Cheng (2016), os sistemas de interceptação de GE podem ser divididos em cinco categorias:

- i. Sistemas de Detecção Acústica;
- ii. Sistemas de Detecção de Comunicações;
- iii. Sistemas de Detecção Radar;
- iv. Sistemas de Detecção Infravermelho; e
- v. Sistemas de Detecção Laser.

Este trabalho se concentra na área de suporte à GE, mais especificamente na parte de interceptação de sinais Radar (MAGE RADAR). (Tsui e Cheng, 2016).

Os equipamentos MAGE RADAR, doravante MAGE, por simplicidade, possuem a função de interceptar as emissões Radar existentes no cenário eletromagnético, ou Ordem de Batalha Eletrônica (OBE<sup>1</sup>), e processá-las com o objetivo de identificar ameaças e, assim, fornecer aos operadores informações fortuitas para que as decisões a nível tático possam ser tomadas assertivamente. (Tsui e Cheng, 2016).

### **1.1. Panorama sobre radares modernos e MAGEs**

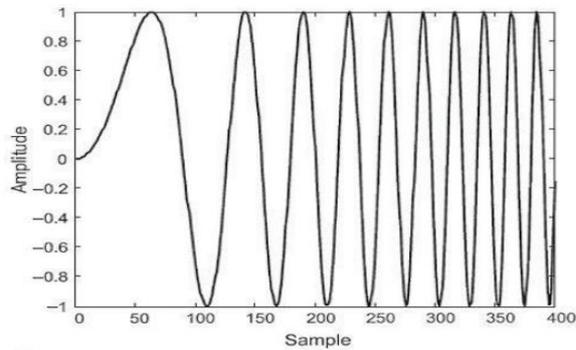
Muitos radares hoje são especificados para serem de baixa probabilidade de interceptação (*LPI*) ou de baixa probabilidade de identificação (*LPID*). Uma modulação muito comum utilizada nos radares *LPI* é a forma de onda com modulação linear na frequência (*LFM* ou "*chirp*"), mostrada na figura 2. (Pace, 2009).

A frequência instantânea de um pulso *LFM* é varrida sobre a largura de banda (*BW*) desejada durante a transmissão do pulso; a frequência pode aumentar ou reduzir, mas a taxa de variação de frequência é constante. (Richards, 2014).

---

<sup>1</sup> OBE: A Ordem de Batalha Eletrônica (OBE) compreende a organização e coordenação dos recursos eletrônicos em uma operação de combate. Isso inclui sistemas de comunicação, vigilância, GE, inteligência eletrônica (*ELINT*), MAGE e outras tecnologias eletrônicas utilizadas em cenários de guerra modernos.

Figura 2: Forma de onda LFM



Fonte: Richards (2014).

Os receptores MAGE analógicos, também conhecidos como MAGEs de 1ª geração, são tradicionalmente compreendidos em seis categorias dadas suas estruturas: receptores de cristal vídeo, super-heteródino, *IFM*, canalizados, compressivos (*microscan*) e de células de Bragg. Neles os sinais de entrada são convertidos em sinais de vídeo através de detectores de cristal. Esses sinais de vídeo são processados para gerar a palavra descritora de pulso (*PDW*), que inclui todos os parâmetros desejados. (Tsui e Cheng, 2016).

Um tipo de MAGE analógico bastante utilizado é o que utiliza o circuito *IFM*. As placas *IFM* são muito atrativas em termos de banda instantânea, acurácia da medida de frequência, dimensões, peso e custo. A banda instantânea do *IFM* chega a 16 GHz (de 2 a 18 GHz) e sua acurácia é de 1 MHz para pulsos de 0,1 microssegundo. Por possuírem características tão satisfatórias, os *IFMs* são amplamente empregados nos MAGEs. (Tsui e Cheng, 2016).

Os MAGEs analógicos, inclusive os que empregam *IFMs*, possuem um mecanismo para transformar o sinal de radiofrequência (RF), de 2 a 18 GHz, em um sinal de vídeo, em banda base, análogo ao processo de detecção de envoltória, no qual as oscilações inerentes aos sinais são suprimidas, restando apenas a envoltória do pulso. (Neri, 2018)

No caso dos *IFMs*, são utilizados detectores de cristal no processo de conversão do sinal de RF em vídeo. Neste processo de conversão para o sinal de vídeo, importantes informações sobre o sinal, como as informações da portadora e da fase do sinal, são perdidas. (Tsui e Cheng, 2016).

O excelente desempenho já alcançado dos conversores analógico-digitais (*ADCs*) e do processamento digital de sinais de alta velocidade programáveis em hardware (*FPGA*) inaugurou uma nova era no projeto de receptores MAGE. Em certas arquiteturas o *ADC* pode substituir o detector de cristal e fornecer acesso a uma grande quantidade de informações que, de outra maneira, seriam perdidas após a detecção. O processamento de sinais de alta velocidade

dos dados fornecidos pelo *ADC* possibilita a implementação de sofisticadas medições de parâmetros de sinais, mesmo que sobrepostos no tempo, quase em tempo real. (Neri, 2018).

Os MAGEs modernos, conhecidos como MAGEs de 2ª geração, por sua vez, devem hoje contar com receptores digitais (*DRXs*) — que podem ser entendidos como receptores instantâneos de banda larga (por exemplo, de 500 a 2.000 MHz) capazes de processar digitalmente os sinais presentes, mesmo se recebidos simultaneamente — nas configurações tradicionais de receptores, a fim de serem capazes de detectar, identificar, localizar e rastrear sinais eletromagnéticos emitidos pelos radares modernos. (Neri, 2018).

## 1.2. Apresentação do problema

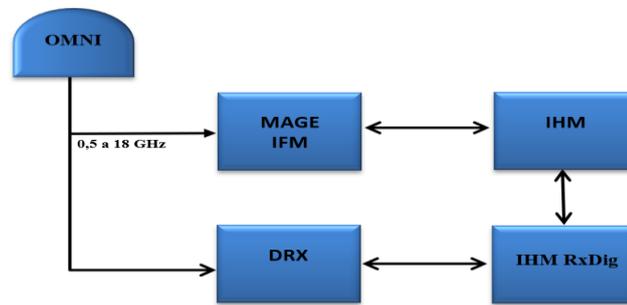
A grande complexidade de fatores que interferem no eficaz funcionamento de um equipamento MAGE e a contínua evolução dos radares torna imprescindível a presença de receptores digitais de banda larga nos equipamentos MAGE.

O MAGE DEFENSOR Mk3, fabricado pela empresa Omnisys e desenvolvido pelo Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM), que breve comporá a dotação de sensores das Fragatas Classe Tamandaré (FCT), conta com esta funcionalidade.

Nele o *DRX* é utilizado combinado com o MAGE analógico *IFM* para realizar detecções de ameaças mais sofisticadas, como radares *LPI*, que empregam modulação intrapulso. Dessa maneira, é imprescindível que o *DRX* seja capaz de, em tempo-real, ou próximo disso, detectar tais ameaças.

Dessa maneira, este trabalho concentra-se no estudo e análise das técnicas de detecção de sinais *LFM*, haja vista a ampla utilização desse tipo de modulação nos radares *LPI*. A Figura 3 apresenta um diagrama simplificado de um MAGE analógico combinado com o *DRX*, que é uma possível configuração desta operação conjunta e é a aplicada na solução do MAGE DEFENSOR Mk3.

Figura 3: Diagrama simplificado de um MAGE analógico com *DRX*.



Fonte: Elaborado pelo autor

### 1.3 Justificativa e Relevância

Os sistemas e equipamentos que envolvem o uso do espectro eletromagnético (EEM) no contexto de GE estão em constante desenvolvimento e os MAGEs revestem-se de especial importância uma vez que podem fornecer informações relevantes quanto às características dos sinais emitidos pelos sistemas oponentes, bem como, possivelmente, obter a posição e identificação da plataforma emissora.

Diante das características dos radares *LPI* tornou-se imperativo aos MAGEs incorporarem novas tecnologias. Dessa forma, os MAGEs exclusivamente analógicos tornaram-se obsoletos e mesmo os que utilizam *DRXs* necessitam de bons algoritmos no processamento de sinais para a detecção antecipada dessas ameaças.

As técnicas, métodos e algoritmos de detecção envolvidos têm de ser rápidos, com baixa complexidade computacional, genéricos, para detectar uma ampla gama de sinais, contudo, devem prover excelente desempenho no que diz respeito aos sinais *LFM*.

Assim, ao abordar essas questões, com vistas também nos desenvolvimentos dos MAGEs DEFENSOR Mk3 e Mk4<sup>2</sup>, este trabalho destina-se a contribuir para o desenvolvimento tecnológico e para o fomento da pesquisa científica que cingem o tema em questão.

### 1.4. Objetivos

Este trabalho apresenta de forma abrangente a detecção de sinais radar por receptores MAGE digitais, contudo, tem por objetivos principais: apresentar a obsolescência dos MAGEs

<sup>2</sup>MAGE Mk4: Equipamento MAGE, em desenvolvimento pelo IPqM que visa prover capacidade de interceptação de emissões radar a submarinos, a serem implementados na dotação de sensores de submarinos.

inteiramente analógicos e a premência de implementar receptores digitais (DRXs) na arquitetura moderna de receptores MAGE; evidenciar a adequabilidade do CED diante dos outros métodos de detecção abordados, através da análise das curvas comparadas  $Pd$  vs  $SNR$  dos métodos de detecção, especialmente quanto aos sinais radar *chirp*, para diferentes configurações; e, por fim, contribuir para a fundamentação e para o desenvolvimento de uma metodologia de escolha de parâmetros do CED.

#### 1.4.1 Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho consiste em apresentar as configurações e a evolução dos receptores envolvidos na detecção de sinais radar, salientando a importância do *DRX*, além de realizar um estudo comparativo entre as técnicas de detecção envolvidas em pulsos com modulação *chirp*. Assim é apresentado o funcionamento de um *DRX* em consonância a um MAGE analógico *IFM*, com foco na etapa de detecção dos sinais por meio de técnicas de processamento digital de sinais.

Neste trabalho, busca-se maximizar a capacidade de detecção de um *DRX* para sinais radar, especialmente aqueles com modulação intrapulso do tipo *LFM*, por meio da escolha adequada da técnica de processamento de sinais.

Os resultados deste trabalho permitem demonstrar de forma clara a melhoria na sensibilidade de sistemas MAGE combinados com *DRX*, e assim, evidenciar a importância dos Receptores Digitais para a MB.

#### 1.4.2 Objetivos Específicos

De forma específica, este trabalho tem por objetivo avaliar o desempenho de diversas técnicas de detecção para sinais recebidos por um *DRX*. O objetivo principal é comparar o desempenho dos detectores, principalmente no que diz respeito a sinais radar *chirp*, que é o tipo de modulação mais usual para radares *LPI*, mas sem desconsiderar o desempenho com relação a outros tipos de sinais, como sinais sem modulação e com codificação Barker 13. A complexidade computacional destas técnicas também deve ser levada em consideração para a escolha da melhor técnica de detecção.

## 2. REFERENCIAL TEÓRICO

A fim de que fiquem mais claros os conceitos que envolvem o tema e para que os métodos de detecção possam ser compreendidos juntamente com a análise do problema de detecção, faz-se necessária uma recapitulação que será apresentada no início desta seção.

Inicialmente ambienta-se o tema, retomando a abordagem dos radares; passando pelos radares pulsados, pelos radares *FMCW* (que não fazem parte do escopo da análise abordada neste trabalho) e, pelos radares LPI, de maneira geral.

Em seguida são abordados os receptores MAGE digitais com circuito *IFM* e a vantagem potencial dos MAGEs digitais. As seções finais deste capítulo visam a explicar as questões afetas mais especificamente à detecção de sinais radar e os assuntos que a cercam; por fim, serão apresentados os métodos de detecção explorados neste trabalho.

### 2.1. Radar

A história do radar (*Radio Detection And Ranging*) é repleta de desenvolvimentos e avanços significativos ao longo do século XX. De forma genérica, o radar baseia-se em um sistema de detecção e localização baseado em ondas de rádio. (Skolnik, 2008).

Primordialmente, os pulsos radar eram transmitidos em sinais RF de curta duração não modulados. Portanto, os valores de amplitude do sinal e a portadora eram assumidos como estáveis durante o pulso, e não se esperava que houvesse qualquer tipo de modulação. O que, é claro, era apenas um pressuposto teórico; na realidade, os transmissores de radar nunca foram perfeitos e os pulsos de radar não eram absolutamente estáveis em frequência nem perfeitamente retangulares em amplitude. (Neri, 2018).

Até certo ponto, todos os pulsos foram afetados por imperfeições, consistindo em irregularidades tanto na amplitude (a forma do pulso não era retangular) quanto na frequência. A presença de uma pequena quantidade de modulação de amplitude (*AM*), modulação de frequência (*FM*) ou modulação de fase (*PM*) nos pulsos de radar foi considerada inevitável, mas isso foi difícil de medir e (mais importante) não afetou o desempenho básico dos primeiros modelos de radar. (Neri, 2018).

Por esta razão, foi simplesmente aceito como inevitável pelos projetistas de equipamentos de radar e ignorado pelos projetistas de equipamentos MAGE.

Quando a função de indicação de alvo móvel (*Moving Target Indication- MTI*) se tornou uma característica padrão da maioria dos radares modernos, a estabilidade do sinal de radar em

amplitude e fase tornou-se uma característica importante e os projetistas começaram a envidar esforços para minimizar a quantidade dessas modulações de forma de onda de pulso indesejadas. (Neri, 2018).

Anos depois, no entanto, eles perceberam que o uso da modulação intencional sobre o pulso (*Intencional Modulation on Pulse - IMOP*) estava abrindo caminho para uma técnica inovadora de radar chamada compressão de pulso. (Neri, 2018).

De acordo com Skolnik apud Richards (2014), os sistemas de radar têm sido operados de frequências tão baixas quanto 2 MHz a tão altas quanto 220 GHz. No entanto, a maioria dos radares opera na região de frequência de micro-ondas de cerca de 200 MHz a cerca de 95 GHz, com comprimentos de onda correspondentes de 0,67 m a 3,16 mm.

A Figura 4 apresenta a nomenclatura usada para as bandas de radar nominais comuns, de acordo com as especificações do *Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE)*. A banda de ondas milimétricas é às vezes decomposta em sub-bandas aproximadas de 36 a 46 GHz (banda Q), 46 a 56 GHz (banda V) e 56 a 100 GHz (banda W). (Richards, 2014).

Dentro das bandas HF a Ka, frequências específicas são atribuídas por acordo internacional à operação de radar. Além disso, em frequências acima da banda X, a atenuação atmosférica das ondas eletromagnéticas torna-se significativa.

A figura abaixo ilustra mais especificamente os intervalos das faixas de frequência destinadas à operação radar, com as denominações da *IEEE* e da Organização do Tratado do Atlântico Norte (OTAN). Para este trabalho as nomenclaturas adotadas pela *IEEE* serão as utilizadas.



Fonte: HOEL, K. Radartutorial<sup>3</sup>.

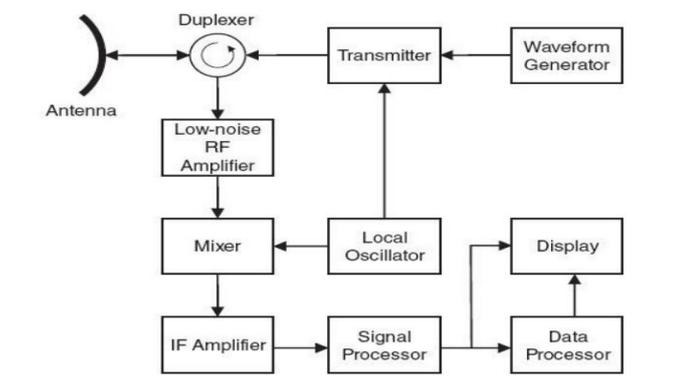
<sup>3</sup>Disponível em: <https://www.radartutorial.eu/07.waves/Waves%20and%20Frequency%20Ranges.en.html>. Acesso em: 23 ago. 2023.

### 2.1.1. Radares pulsados

Os radares pulsados emitem pulsos de RF por um curto período de tempo e, em seguida, aguardam a recepção dos ecos refletidos. A distância ao objeto é calculada medindo-se o tempo entre a transmissão do pulso e a recepção do eco refletido. Isso é feito usando a fórmula:  $\text{Distância} = (\text{Velocidade da Luz} \times \text{Tempo de Viagem}) / 2$ . A velocidade do objeto é calculada pela análise da mudança na frequência do eco refletido (*Doppler*). Isso permite que os radares pulsados determinem a velocidade do objeto em relação ao radar.

A Figura 4 é um possível diagrama de blocos de um radar monostático pulsado simples. A saída do gerador de forma de onda é a forma de onda de pulso desejada. O transmissor modula esta forma de onda para a radiofrequência (RF) desejada e a amplifica para um nível de potência útil. A saída do transmissor é roteada para a antena através de um duplexador, também chamado de circulador ou interruptor T/R (para transmissão/recepção). (Richards, 2014).

Figura 5: Diagrama em blocos de um radar pulsado monostático



Fonte: Richards (2014)

Os radares pulsados usam trens de pulso coerentes para medir o alcance e o Doppler. No entanto, os trens de pulso exibem uma relação de potência pico-média maior do que a unidade. A potência média determina as características de detecção de um radar.

Os ecos de retorno são encaminhados, novamente pelo duplexador, para o receptor de radar. O receptor é geralmente um super-heteródino, e muitas vezes o primeiro estágio é um amplificador de RF de baixo ruído, seguido por um ou mais estágios de *down-conversão* do sinal recebido para frequências intermediárias (FIs) sucessivamente mais baixas, chegando, na banda base. (Richards, 2014).

Cada *down-conversão* é realizada com um misturador e um oscilador local (*Local Oscillator - LO*). O sinal de banda base é enviado em seguida para o processador de sinal, que executa algumas ou todas as várias funções, como compressão de pulso, filtragem casada, filtragem Doppler, integração e compensação de movimento. A saída do processador de sinal assume várias formas, dependendo da finalidade do radar. (Richards, 2014).

### 2.1.2. Radares *CW*

Os radares de onda contínua (*Continuous Wave – CW*) emitem uma onda contínua de frequência constante, sem interrupção. Eles não emitem pulsos distintos. Os radares *CW* não podem medir a distância diretamente, pois não emitem pulsos. Portanto, eles são geralmente usados em combinação com outros radares ou sistemas para obter informações de alcance. Jankiraman (2018).

A principal aplicação desses radares é a medição de velocidade de objetos em movimento, usando o efeito Doppler. Como a transmissão é contínua, a potência média é igual à potência de pico, uma situação mais propícia ao uso de estado sólido ou outras fontes de transmissão limitadas de potência de pico. Dadas essas e outras características, o radar *CW* é popular para uma variedade de aplicações de baixa potência e curto alcance. Jankiraman (2018).

Como forma de superar as desvantagens apresentadas e manter a vantagem de baixa potência de pico, começou-se a investigar a utilização de ondas contínuas com modulação. Alguns exemplos de modulação que podem ser utilizados por radares *CW* são: *LFM* e *FM* não-linear, codificação bifásica e polifásica e codificação de frequência, chaveamento de mudança de frequência (*FSK*), modulação senoidal e modulação de ruído. Conforme Jankiraman (2018), a forma de onda *CW* mais comum encontrada em radares de onda contínua é o (*Frequency Modulated Continuous Wave – FMCW*).

### 2.1.3. Radares *LPI*

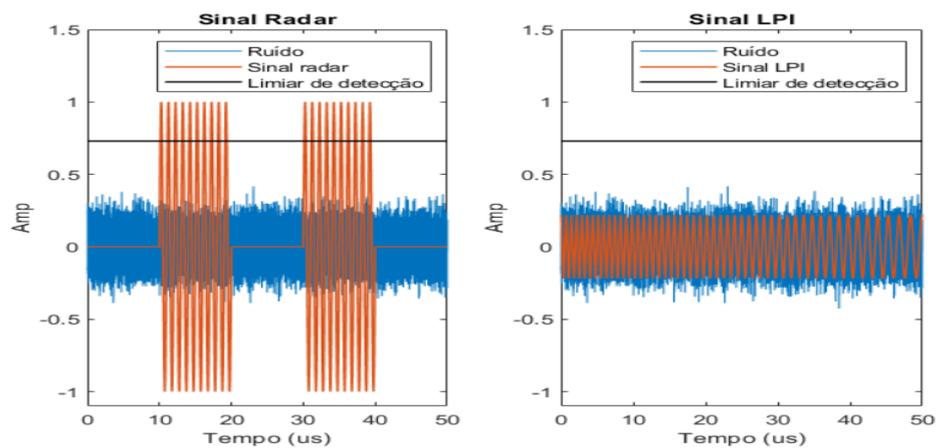
Os radares *LPI* dispõem de recursos como baixa potência, grandes larguras de banda e agilidade de frequência que os tornam imensamente difíceis de detectar por meio de um receptor de interceptação passivo. O sucesso de um radar *LPI* é medido pela dificuldade que é para o receptor de interceptação detectar/interceptar suas emissões. (Pace, 2009).

Um dos principais objetivos dos radares *LPI*, como foi abordado, é evitar a detecção por receptores de interceptação inimigos. Esses radares podem controlar sua potência de radiação ou gerar sinais ágeis de banda larga (espectro espalhado) ou frequência. (Pace, 2009).

Um radar com capacidade de controle de energia só irradia energia suficiente para a detecção de alvos. Seu principal objetivo é fornecer apenas energia suficiente para manter o alvo detectado no alcance. Esta operação reduz a probabilidade de ser detectado por um receptor de interceptação. (Figueiredo, 2019).

A Figura 6 ilustra a comparação das amplitudes do sinal de um radar pulsado convencional com o de um radar CW ou pulso longo *LPI*, dada a presença de ruído, para um determinado limiar de detecção. É possível perceber pelo gráfico da esquerda que a amplitude do sinal radar bem superior à do ruído térmico, enquanto no gráfico à direita o sinal encontra-se imerso em ruído térmico.

Figura 6: Amplitudes do sinal radar convencional e a de um radar *LPI*

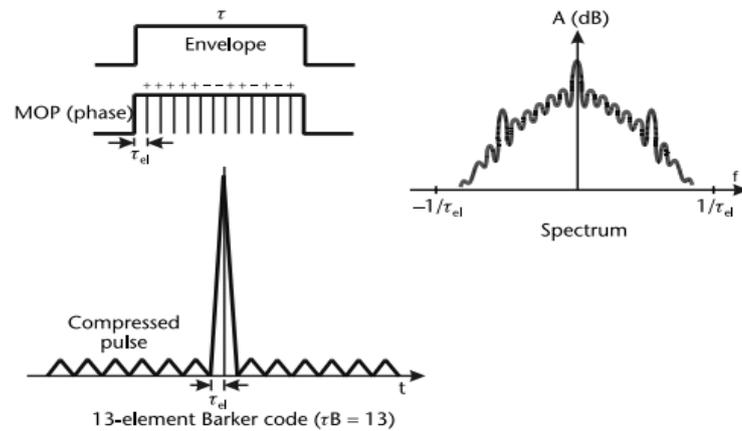


Fonte: Elaborado pelo autor

De acordo com Neri (2018), é possível recorrer à técnica de compressão de pulso para a redução da potência de pico mantendo resolução e alcance desejados. É necessário recorrer à compressão de pulso quando, por exemplo, o radar deve ter características de *LPI* para evitar a detecção por equipamentos MAE hostis. (Pace apud Neri, 2018).

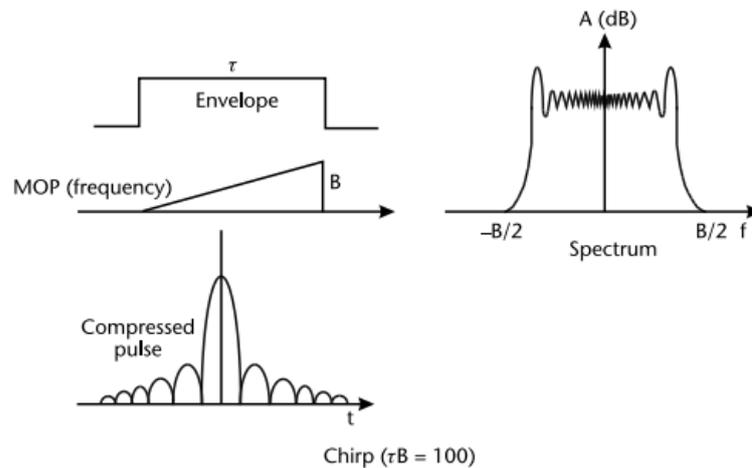
Em radares *LPI* os pulsos podem conter uma modulação de fase ou um código de frequência, onde, na prática, uma forma de onda *chirp* é bastante usada, e o compressor é uma linha dispersiva. As figuras 7 e 8 mostram, respectivamente, exemplos de um pulso codificado em fase e um com modulação *chirp*.

Figura 7: Exemplo de codificação em fase e seu espectro



Fonte: Neri (2018)

Em ambos os casos é possível verificar como o espectro é espalhado, muito diferente de um pulso sem modulação, cuja energia é extremamente concentrada na frequência da portadora. A vantagem de uso da compressão de pulso também pode ser observada nessas figuras, pois após o processamento no receptor do radar é possível concentrar a energia do sinal que antes parecia espalhada, implicando em um grande ganho de processamento.

Figura 8: Exemplo de um pulso com modulação *chirp* e seu espectro.

Fonte: Neri (2018)

Há um grande número de formas de onda de compressão de pulso na literatura. Neste trabalho, apenas os tipos mais comumente usados serão descritos, os quais incluem abrangentemente as formas de onda *LFM* e os códigos bifásicos.

## 2.2. Sinais *LFM*

De acordo com Skolnik (2008), a forma de onda *LFM* é um sinal passa-banda de pulso único definido como

$$x(t) = A \text{rect}(t/T) \cos[2\pi f_c t + \pi \alpha t^2] \quad (01)$$

onde  $T$  é a largura de pulso,  $f_c$  é a frequência da portadora,  $\alpha$  é a inclinação, ou *slope*, do *LFM* e a função  $\text{rect}$  é definida como

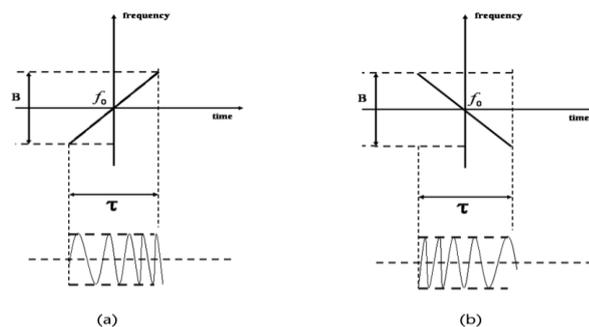
$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| < 1/2 \\ 0, & |x| > 1/2 \end{cases} \quad (02)$$

O *slope* do pulso *LFM*, é dado por

$$\alpha = \pm B/T \quad (03)$$

onde  $B$  é a largura de banda, que dá a medida da extensão em frequência de um sinal, representando a faixa de frequências dentro das quais as componentes de um sinal ocorrem; o sinal “+” se aplica para uma inclinação *LFM* positiva (denominada de *up-chirp*); e o sinal “-” para uma inclinação *LFM* negativa (um *down-chirp*). Abaixo, na Figura 9(a) e (b) estão ilustrados os casos de forma de onda *LFM up-chirp* e *down-chirp*, respectivamente.

Figura 9: Formas de onda *LFM* típicas: (a) *up-chirp* e (b) *down-chirp*

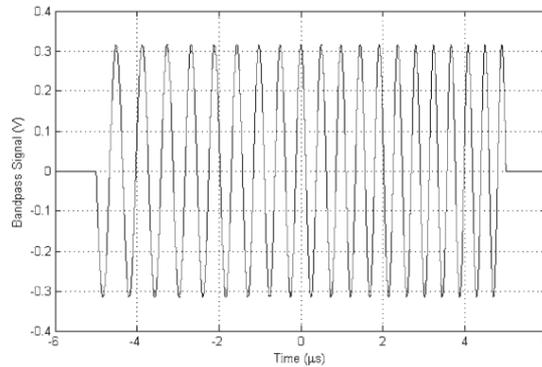


Fonte: Jankiraman (2018)

A figura 10 mostra um sinal passa-banda *LFM* com largura de pulso  $T = 10 \mu\text{s}$ , largura de banda varrida  $B = 1 \text{ MHz}$ . A inclinação do *LFM*, “*slope*”,  $\alpha$ , é  $B/T = 0,1 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ . A frequência instantânea da *LFM* varia entre 1,5 e 2,5 MHz ao longo da duração do pulso, como

indicado pela redução no espaçamento de cruzamentos sucessivos positivos de zero do sinal. (Skolnik, 2008).

Figura 10: Exemplo de sinal passa-banda LFM (para  $T = 10 \mu\text{s}$ ,  $B = 1 \text{ MHz}$  e  $f_c = 2 \text{ MHz}$ )



Fonte: Skolnik (2008)

O espectro da forma de onda LFM tem uma variação significativa de amplitude por frequência para produtos de largura de banda de tempo pequena:

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\pi\alpha t^2}. \quad (04)$$

Para grandes valores de produto da largura de banda pelo tempo, a magnitude do espectro se aproxima de  $\text{rect}\left(\frac{f}{B}\right)$ :

$$|U(f)| \approx \text{rect}\left(\frac{f}{B}\right) \text{ para } TB \gg 1. \quad (05)$$

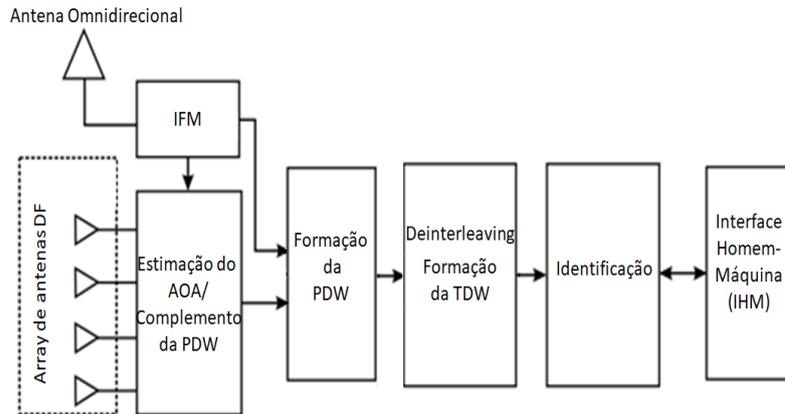
O espectro do LFM é expresso em termos da integral complexa de Fresnel<sup>4</sup>, e a variação da amplitude presente para baixos valores de TB é denominada ripple de Fresnel. (Skolnik, 2008).

### 2.3. Receptores MAGE com IFM

Uma configuração usual de um sistema MAGE, a partir de um diagrama em blocos, caracterizando os vários módulos do equipamento é mostrada na Figura 11. Nesta configuração usual apresentada, a antena é banda-larga, com banda de 2 a 18 GHz, e omnidirecional, com um diagrama de radiação horizontal de 360 graus.

<sup>4</sup> As integrais complexas de Fresnel são generalizações das integrais de Fresnel senoidal e cossenoidal para argumentos complexos.

Figura 11: Diagrama em blocos de um MAGE analógico com IFM



Fonte: Adaptado e traduzido de Neri (2018)

Conforme Neri (2018), no bloco “*IFM*”, no caminho da antena “omni”, ocorrem as detecções e as medições de frequência e largura de pulso,  $T$ . Estas são realizadas pelo circuito de *IFM*.

O parâmetro de direção de chegada é derivado dos canais de *Direction Finding (DF)*. Por meio da comparação das amplitudes recebidas dos diferentes canais de *DF* determina-se a direção de origem de um sinal no bloco “Estimativa do *AOA*”.

No bloco “Formação da *PDW*”, as características de cada pulso, são traduzidas em mensagens digitais, as *PDWs*. Usualmente os parâmetros contidos nas *PDWs* são: tempo de chegada do pulso (*TOA*); largura de pulso; frequência da portadora ( $f_c$ ); ângulo de chegada do pulso (*AOA*) e amplitude,  $A$ . (Robertson, 2019).

As *PDW* são enviadas ao bloco “*deinterleaving*”, onde são agrupadas em conjuntos com características semelhantes. Cada grupo é formado, portanto, por pulsos que possuem uma probabilidade alta de terem sido transmitidos por um mesmo emissor. O resultado do *deinterleaving* são as palavras descritoras de ameaças (*TDWs*). Elas, por sua vez, seguem para o bloco “identificação”, onde são acompanhadas para a posterior formação dos emissores. Neste bloco determina-se o modo operacional de cada emissor, e, compara-se os seus parâmetros àqueles memorizados na biblioteca de emissores. (Robertson, 2019).

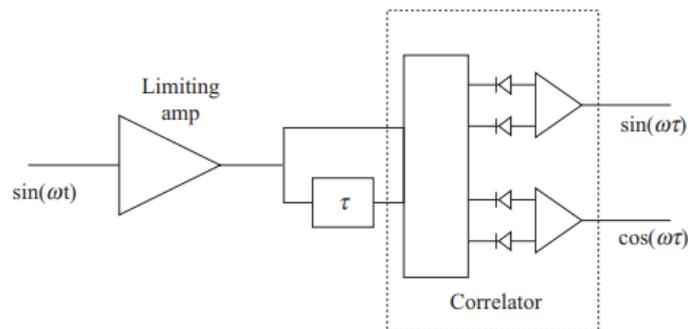
Na biblioteca de emissores, um grande número de emissores é armazenado junto com suas características. Os emissores detectados são encaminhados ao bloco de “Interface Homem Máquina” (IHM), no qual suas características são conformadas para serem apresentadas em display gráfico. (Neri, 2018).

Os MAGEs analógicos, inclusive os que empregam *IFMs*, como já foi dito, possuem um mecanismo para transformar o sinal de RF, de 2 a 18 GHz, em um sinal de vídeo, em banda base, similar ao processo de detecção de envoltória, no qual as oscilações inerentes aos sinais são suprimidas, sobrando apenas a envoltória do pulso que modula a portadora em RF. (Neri, 2018).

No caso dos *IFMs*, são utilizados detectores de cristal na conversão do sinal de RF em vídeo. Neste processo de conversão para o sinal de vídeo, importantes informações sobre o sinal, como a informação da portadora e da fase do sinal, são perdidas. (Robertson, 2019).

Basicamente, um receptor *IFM* usa a propriedade não-linear dos detectores de cristal para gerar a autocorrelação do sinal de entrada. O correlator (ou discriminador de frequência) é o coração de um receptor *IFM*. Uma configuração básica de um correlator é mostrada na Figura 12.

Figura 12: Configuração básica de um correlator no receptor *IFM*



Fonte: Tsui e Cheng (2016)

## 2.4. Receptor IFM canalizado

Um receptor *IFM* pode ser muito pequeno e medir a frequência com precisão em um pulso curto, mas não pode processar sinais simultâneos. Colocar um filtro de banda estreita na frente do receptor para limitar a probabilidade de ocorrência simultânea do sinal parece ser uma solução óbvia. No entanto, o filtro de banda estreita causará transientes no sinal pulsado. (Tsui e Cheng, 2016).

A largura de banda dos filtros precisa ser determinada com base no número total de canais e na largura de pulso mínima prevista. O grande problema desse conceito está nos

codificadores de parâmetros. Um sinal forte pode ser detectado em vários canais, mas o receptor deve relatar a frequência corretamente. (Tsui e Cheng, 2016).

Por outro lado, dois sinais simultâneos atingindo dois canais adjacentes devem ser relatados como dois sinais com a informação de frequência correta. Normalmente, quando dois sinais simultâneos atingem o mesmo canal, deve-se esperar alguma probabilidade de dados de frequência errôneos. (Tsui e Cheng, 2016).

## 2.5. DRX em receptores de interceptação passiva

O Receptor Digital (*DRX*) surge como uma possibilidade real para os sistemas MAGE devido aos avanços tecnológicos observados nos conversores de frequência, nos conversores analógico-digitais (*ADCs*) e ao aumento da velocidade de processamento digital de sinais. Neste tipo de receptor, a entrada é convertida para uma frequência intermediária (IF) com uma banda *BW*, que é então digitalizada pelos *ADCs*. (Neri, 2018).

O aumento das larguras de banda (*BW*) dos conversores de frequência associado ao aumento das taxas de amostragem dos *ADCs* permite a observação de grandes faixas do espectro, o que é crucial em GE e o aumento do número de níveis de quantização dos *ADCs* permite uma faixa dinâmica adequada à GE. (Neri, 2018).

O principal problema em um receptor MAGE digital é processar a saída do *ADC* a uma taxa tão alta quanto 2 GHz a 8 bits, por isso a necessidade de se observar a complexidade dos algoritmos estudados. Um receptor digital não tem um detector de vídeo de cristal, o processo de detecção é realizado por meio de processamento digital de sinais. Além da detecção, o processamento digital de sinais é também utilizado para extrair as informações desejadas dos sinais de entrada. (Tsui e Cheng, 2016).

Em muitos esquemas de estimativa de espectro, os resultados são comparáveis com o limite de Cramer-Rao<sup>5</sup> em altas *SNR*, que os receptores analógicos não conseguem alcançar. O processamento dos *DRXs* é usualmente mais robusto devido à menor necessidade de calibração, pois a quantidade de hardware e circuitos envolvidos é menor, o que reduz os efeitos da variação

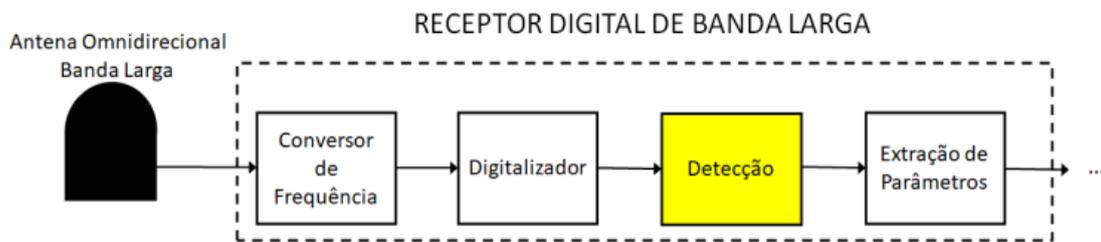
---

<sup>5</sup> O limite de Cramér-Rao é um limite inferior para a variância de um estimador não enviesado. Em altas *SNR*, ele pode ser usado para fornecer uma estimativa da precisão teórica máxima que um estimador pode alcançar.

de temperatura, de ganho ou mudança de nível dc, como comumente ocorre em circuitos analógicos. (Tsui e Cheng, 2016).

Uma possível arquitetura de um *DRX* é apresentada na figura 13. Nesta arquitetura, o sinal que vem da antena omnidirecional é, primeiramente, downconvertido para uma frequência intermediária (FI). Esta downconversão é realizada por um conversor de frequência de banda larga (500 a 2000 MHz) sintonizável, para varrer o espectro de 2 a 18 GHz. Em seguida o sinal é digitalizado por um *ADC* de alta velocidade. A sequência de bits resultante do *ADC* é então processada digitalmente.

Figura 13: Possível arquitetura de um receptor digital de banda larga para MAGEs.



Fonte: Elaborado pelo autor

A primeira etapa do processamento é representada na Figura 13 pelo bloco de detecção, preenchido em amarelo. As sequências seguem para a extração de parâmetros caso tenha sido detectada presença de sinal na etapa de detecção. Depois da etapa de extração de parâmetros a palavra digital do sinal pode ser composta e outros processamentos podem ser realizados. O foco deste trabalho se atém à etapa de detecção.

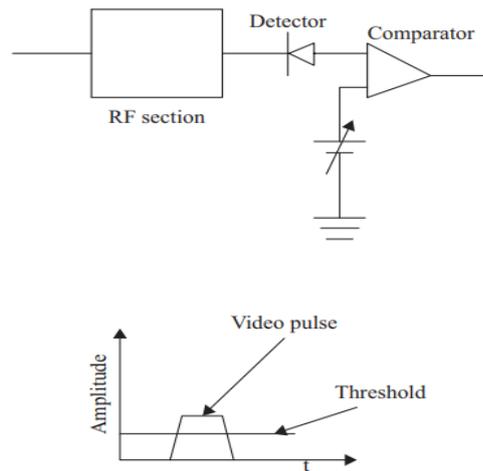
Um MAGE totalmente digital pode combinar vários desses receptores descritos na Figura 13 para cobrir uma ampla largura de banda instantânea. Todas as saídas devem ser adequadamente combinadas para determinar o número de sinais de entrada e suas frequências centrais. Em essência essa abordagem pode ter critérios de projeto semelhantes a um receptor canalizado analógico.

## 2.6. Detecção em receptores MAGE

A detecção é baseada em sinais pulsados para a maioria dos receptores MAGE. Em um receptor analógico, o sinal de RF de entrada é convertido em um sinal de vídeo, removendo a RF através de um detector de vídeo de cristal.

Às vezes o sinal é convertido em uma FI e, em seguida, convertido em um sinal de vídeo através de um detector de vídeo de cristal. Um simples comparador de limiar é usado na saída do detector de vídeo. Se o sinal de vídeo for maior que o limiar, o receptor detectará o sinal como mostrado na Figura 14. Esse tipo de detecção é obtido no domínio do tempo porque o sinal de vídeo está no domínio do tempo.

Figura 14: Circuito de detecção em um receptor MAGE



Fonte: Tsui e Cheng (2016)

Em um receptor de radar, uma vez que a forma de onda do sinal de entrada é conhecida, é possível projetar o receptor com um filtro casado para correlacionar ao sinal de entrada e maximizar a sensibilidade do receptor, como já foi apresentado. O receptor também pode integrar muitos pulsos para melhorar ainda mais a sensibilidade do receptor. (Richards, 2014)

Em um receptor MAGE, uma vez que o sinal de entrada é imprevisível, é impossível projetar um receptor com um filtro casado para obter uma sensibilidade ótima. Normalmente, um receptor MAGE é projetado para correlacionar ao pulso mais curto previsto. (Neri, 2018)

Um receptor MAGE é geralmente projetado para receber o sinal de entrada em uma base pulso a pulso e converter a informação de um pulso em uma *PDW*. As *PDWs* dos pulsos recebidos são comparadas através de um processador digital de sinais onde é realizado o processo de *deinterleaving* nos pulsos de um trem de pulsos emitido por um determinado radar. Assim, é incomum projetar um receptor MAGE com integração de pulsos múltiplos para melhorar a sensibilidade. (Tsui e Cheng, 2016).

## 2.7. Vantagem potencial de detecção em um receptor MAGE digital

Em um receptor digital a saída FI é digitalizada em altíssima velocidade. Dentro de um pulso, muito pontos de dados podem ser coletados. A transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform – *FFT*), implementação eficiente da transformada discreta de Fourier (Discrete Fourier Transform – *DFT*), pode então ser aplicada aos dados para converter a saída *ADC* para o domínio da frequência. Portanto, a saída pode ser analisada no domínio do tempo e no domínio da frequência. (Tsui e Cheng, 2016).

Em um receptor MAGE digital a saída é feita em todas as amostras digitalizadas do sinal recebido. Para executar a *FFT*, o número de amostras deve ser predeterminado e igual a uma potência de dois.

A detecção no domínio da frequência pode ser definida como a detecção realizada em cada resultado de operação da *FFT* individualmente. Mais sobreposição em saídas *FFT* consecutivas requer mais operações, contudo com menos sobreposição pode-se perder informações. Por exemplo, se um sinal pulsado tiver 64 pontos de dados de comprimento e for dividido em dois conjuntos de dados consecutivos não sobrepostos, as saídas *FFT* serão espalhadas em vários compartimentos de frequência e a amplitude será menor do que o valor esperado. (Tsui e Cheng, 2016).

A principal vantagem da detecção no domínio da frequência é que a *FFT* operando em um grande número de pontos de dados extrai o sinal do ruído. As desvantagens são que muitas operações *FFT* são necessárias e o número de pontos *FFT* é predeterminado. Em outras palavras, a velocidade da *FFT* deve corresponder à velocidade da amostragem. Como o número de pontos da *FFT* é predeterminado, quando o comprimento do sinal não corresponde ao da *FFT*, o receptor não atinge máximo ganho. Teoricamente, é possível realizar a *FFT* com muitos comprimentos diferentes. (Tsui e Cheng, 2016).

A *STFT* (Short-Time Fourier Transform) aparece nesse contexto como uma forma de representação tempo-frequência (*Time-frequency representation - TFR*), a técnica baseia-se em uma análise espectral que depende do tempo; assim, o intervalo de suporte da função é dividido em pequenos intervalos, de forma que o espectro possa ser considerado constante dentro deles, sendo interessante assim para representar funções cujo espectro varia com o tempo (não-estacionárias). O resultado da aplicação da *STFT* é conhecido também por espectrograma. (Braz, 2021).

## 2.8. Problema da detecção binária de sinais

O problema de detecção em MAGEs digitais pode ser modelado como um problema de detecção binária de sinais:

$$H_0: r(t) = n(t), \quad (06)$$

$$H_1: r(t) = s(t, \theta) + n(t), \quad (07)$$

em que  $n(t)$  é um processo de ruído aditivo branco gaussiano (*Additive White Gaussian Noise - AWGN*) e  $s(t, \theta)$  em GE é definido de forma genérica como:

$$s(t, \theta) = \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \theta(t) + \theta_0), \quad (08)$$

em que  $P$  é a potência do sinal,  $f_c$  é a frequência da portadora,  $\theta_0$  é a fase inicial e  $\theta(t)$  representa a modulação intrapulso, que pode ser tanto em frequência, quanto em fase, ou pode nem existir.

Após a digitalização a uma taxa de amostragem  $f_s$ , forma-se uma sequência de  $N$  amostras, que vão compor o vetor  $\vec{r} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ , combinação do sinal em fase (I) e em quadratura (Q).

Na detecção compara-se uma variável de decisão  $y$ , que é resultado de uma transformação  $T(\cdot)$  aplicada ao vetor  $\vec{r}$ ,

$$y = T(\vec{r}), \quad (09)$$

com um limiar  $\gamma$ , tal que, decide-se pelas hipóteses:

$$H_0 \text{ para o caso de } y < \gamma \quad (10)$$

e

$$H_1 \text{ para o caso de } y > \gamma. \quad (11)$$

O limiar é calculado de forma a atender ao requisito que é imprescindível em qualquer sistema MAGE, que é a probabilidade ou taxa de falso alarme. Um falso alarme ocorre sempre

que a variável de decisão está acima do limiar dado que a hipótese  $H_0$  é a verdadeira, cenário de ruído apenas.

## 2.9. Tempo de falso alarme e probabilidade de falso alarme para uma amostra de dados

Em um receptor de interceptação passiva, o tempo de falso alarme é sempre especificado. O tempo de falso alarme é o tempo médio que o receptor leva para produzir um falso alarme quando não há sinal de entrada. (Tsui e Cheng, 2016).

Por exemplo, se o tempo de falso alarme é de 100s, isso significa que o receptor produzirá em média um falso alarme a cada 100s. Se a taxa de amostragem do *ADC* for  $f_s$  e a probabilidade de falso alarme em uma única amostra for  $P_{fas}$ , o tempo de falso alarme,  $T_f$ , pode ser escrito como

$$T_f = \frac{1}{P_{fas}f_s} \quad (12)$$

ou

$$P_{fas} = \frac{1}{T_f f_s}. \quad (13)$$

Na equação acima, assume-se que cada amostra de saída do *ADC* é comparada com o limiar. Se alguma saída ultrapassar o limite, é considerado um falso alarme. Uma vez que a probabilidade permitida de falso alarme tenha sido determinada, o próximo passo é definir o limite na saída para gerar tal probabilidade de falso alarme.

Uma probabilidade de falso alarme alta pode ter impactos significativos nos equipamentos MAGE, sobrecarregando o processamento.

Em termos de credibilidade, caso a probabilidade de falso alarme seja elevada, ou seja, quando o equipamento gerar alvos erroneamente com certa frequência, isso minará a confiança dos operadores quanto ao real desempenho do equipamento, o que pode ser crítico em combate. Além disso uma probabilidade alta de falso alarme também pode resultar numa sobrecarga de processamento e comprometer significativamente a compilação do cenário tático, demandando tempo e recursos que muitas vezes são a nível tático para uma Força militar em operação.

## 2.10. Detectores abordados

Neste trabalho comparou-se o desempenho de diferentes métodos de detecção, nominalmente, o método de detecção por envoltória, por energia total, baseado no espectrograma e por energia canalizado.

O método de detecção por envoltória, é um método de detecção no domínio do tempo, semelhante à técnica utilizada nos MAGEs analógicos. O método por energia total (*Total Energy Detector - TED*) também é um método adotado no domínio do tempo, principalmente implementado em radiômetros. O método baseado no espectrograma, chamado aqui de método *GLRT*, de *Generalized Likelihood Ratio Test*, é o detector obtido através da maximização da razão de verossimilhança para sinais sem modulação. A detecção do *GLRT* é feita no domínio da frequência.

O método de energia canalizado utilizado nas simulações deste trabalho é baseado em Dillard (1996), cuja aplicação foi avaliada para o contexto de GE, conforme Oliveira, Pires e Moreira (2023), apresentado um desempenho superior aos demais métodos. Uma das desvantagens deste método é a seleção de parâmetros que é feita de maneira empírica. No sentido de trazer uma contribuição na área de GE, este trabalho se propõe a fazer um estudo sobre a influência dos parâmetros do CED e do *slope* dos *chirps* na probabilidade de detecção.

### 2.10.1. Detecção por Envoltória

Neste trabalho um detector de envoltória, que emula o desempenho de detecção de um MAGE será explorado, a fim de que seja comparada sua performance com a dos outros detectores para as configurações criadas. Esta técnica foca na amplitude do sinal recebido, ignorando a fase e outras informações detalhadas.

A detecção por envoltória envolve comparar a amplitude do sinal com um limiar predefinido. Quando a amplitude do sinal ultrapassa esse limiar, um evento de detecção é registrado.

A envoltória de um sinal de radar  $x(t)$  é calculada pela retificação de onda completa seguida por uma suavização usando um filtro de média móvel ou outro filtro adequado. Para um sinal aleatório discreto  $x[n]$ , com distribuição gaussiana complexa, a envoltória  $V[n]$  pode ser calculada como:

$$V[n] = \sqrt{x_R^2[n] + x_I^2[n]}, \quad (14)$$

onde  $x_R[n]$  é a componente real e  $x_I[n]$  a componente imaginária, são variáveis aleatórias independentes e com distribuição gaussiana; tal que,  $n = (0, \dots, N-1)$ , em que  $N$  é o comprimento do sinal,  $V$  tem distribuição de Rayleigh e o limiar  $\eta$  é calculado da seguinte forma

$$\eta = \sqrt{-2\sigma_n^2 \ln(p_0)}, \quad (15)$$

onde o termo  $\sigma_n^2$  representa a variância do ruído e  $p_0$  é a probabilidade de uma amostra do vetor estar acima do limiar, o qual é definido como

$$p_0 = 1 - \sqrt{(1 - P_{fa})}, \quad (16)$$

sendo que  $P_{fa}$  é a probabilidade de falso alarme especificada pelos requisitos do sistema.

### 2.10.2. Detector GLRT

O GLRT é uma técnica usada em estatística e detecção de sinais para tomar decisões com base em uma relação de verossimilhança entre duas hipóteses.

O teste para detecção de pulsos senoidais com parâmetros desconhecidos corrompidos por ruído branco (AWG) alude à comparação com o teste estatístico STFT, ou espectrograma, para um limiar  $\eta$ . (Oliveira Pires e Moreira, 2023).

Este detector vai comparar todas as saídas do espectrograma com um limiar, fazendo a busca nas  $f_m$  ( $m$ -ésimo compartimento de frequência  $FFT$ ),  $m = (1, \dots, M)$  linhas e  $n_l = (1, \dots, L)$  colunas do espectrograma, resultando numa busca em  $N_{TOTAL}$  de bins. O detector GLRT decide pela hipótese  $H_1$  (presença de pulso) se

$$\max_{\eta, f_m} |I_{nl}(f_m)| > \eta, \quad (17)$$

onde  $I_{nl}(f_m)$  são as entradas da matriz do espectrograma, definidas por:

$$I_{nl}(f_m) = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} r((l-1)N_{FFT} + k) \exp\left\{\frac{-j2\pi km}{N_{FFT}}\right\}. \quad (18)$$

De forma que  $N_{FFT}$  é o número de pontos  $FFT$ ,  $f_m = mf_s/N_{FFT}$  e  $l$  corresponde ao  $l$ -ésimo intervalo de tempo.

O limiar  $\eta$  é descrito por

$$\eta = \sqrt{-\sigma_n^2 \ln(1 - \sqrt{1 - P_{fa}})^{N_{total}}}, \quad (19)$$

onde  $\ln(\cdot)$  é o logaritmo natural e  $P_{fa}$  é a probabilidade de falso alarme especificada pelos requisitos do sistema.

### 2.10.3 Detector de Energia Total (*TED*)

Neste trabalho considerou-se o teste estatístico do TED

$$V = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=0}^{N-1} |r[k]|^2, \quad (20)$$

onde  $r[k]$  é o  $k$ -ésimo componente do vetor recebido digitalizado  $\vec{r} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ .

Assumindo as distribuições de Urkowitz (1967) apud Oliveira, Pires e Moreira (2023), o teste estatístico  $V$  no caso somente ruído,  $p(v|H_0)$  segue a distribuição qui-quadrado,  $\chi_v^2(v)$ , onde  $v = 2N$ . Dada uma probabilidade total do sistema de falso alarme,  $P_{fa}$ , o limiar do detector de energia total,  $\eta$ , é dado pelo inverso da função de distribuição cumulativa qui-quadrado,  $F_{\chi^2}(x; v)$ , como

$$\eta = F_{\chi^2}^{-1}(1 - P_{fa}; 2N). \quad (21)$$

### 2.10.4. Detector de Energia canalizado em Frequência (*CED*)

O *CED* pode ser utilizado em receptores MAGE para identificar e classificar sinais de interesse dentro de um amplo espectro de frequências. A ideia básica por trás dele é dividir o espectro de frequências em canais estreitos e monitorar a energia presente em cada canal. A presença de energia significativa em um canal específico pode indicar a presença de um sinal de interesse nessa faixa de frequência.

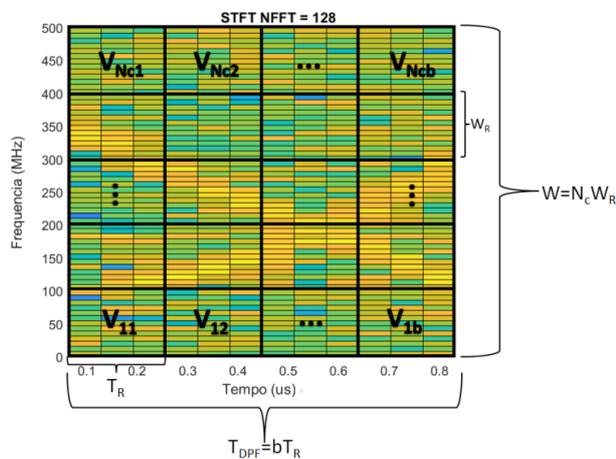
O *CED* baseado em *FFT* pode trabalhar com integração de tempo. A estratégia de detecção para a integração de tempo emprega integração lógica-OR e binária. De forma abrangente, o *CED* é um esquema de detecção empregado em receptores com de banco de filtros, no qual a saída de vários filtros de recepção de banda estreita paralelos são combinados para resultar em uma decisão final.

Um intervalo de integração,  $TR$ , que é uma fração do intervalo total de observação, também pode ser aplicado, o que permite que muitas estratégias de decisão diferentes combinem a saída dos receptores individuais. (Oliveira, Pires e Moreira 2023).

O receptor canalizado pode ser implementado de forma semelhante com o pré-processador front-end  $FFT$ , somando alguns bins de espectrograma de tempo e/ou frequência adjacentes.

A Figura 15 ilustra a ideia de um detector de energia canalizada implementado com FFTs, que pode ser visto como uma partição do espectrograma.

Figura 15: Representação de um receptor canalizado utilizando STFT



Fonte: Oliveira, Pires e Moreira (2023)

Como pode ser visto na Figura 15, cada grande retângulo corresponde a uma célula tempo-frequência do receptor canalizado.

De acordo com Oliveira, Pires e Moreira (2023), a estatística de teste,  $V_{i,j}$ , de cada célula de tempo-frequência individual é a soma dos valores do espectrograma dentro da região particionada  $S_{i,j}$ , correspondente ao  $i$ -ésimo canal e  $j$ -ésimo intervalo:

$$V_{i,j} = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{(m,l) \in S_{i,j}} |I_{n_l}(f_m)|^2, \quad (22)$$

As partes real e imaginária de  $I_{n_l}(f_m)$  são conjuntamente variáveis independentes gaussianas com variância  $\sigma_n^2$ ; na hipótese  $H_0$ , a média das partes real e imaginária é zero.

Na hipótese  $H_1$ , a média das partes real e imaginária do  $I_{n_l}(f_m)$  depende do tipo de sinal presente durante o intervalo de observação. (Oliveira, Pires e Moreira, 2023).

O melhor cenário, em termos de concentração de energia na célula *STFT*, é a presença de um sinal não modulado com frequência da portadora  $f_c = f_m$  ocupando o intervalo  $n_l$  completo. Neste caso, o valor esperado da magnitude ao quadrado de  $I_{n_l}(f_m)$  é

$$E [|I_{n_l}(f_m)|^2] = N_{FFT} A^2, \quad (23)$$

onde  $A$  é a amplitude do pulso.

Assumindo as distribuições de Urkowitz (1967) apud Oliveira, Moreira e Pires (2023), a estatística de teste  $V_{ij}$ , no caso somente ruído,  $p(v_{ij} | H_0)$ , segue a distribuição qui-quadrado,  $\chi_v^2(v)$ , onde  $v = 2M$  é o número dos graus de liberdade qui-quadrado e  $M$  é o número de somas em (22). Deixando cair os índices, já que no caso somente de ruído,  $V_{ij}$  são independentes e identicamente distribuídos,  $p(v|H_0)$ , é dado

$$\chi_v^2(v) = \frac{v^{\frac{v-2}{2}} e^{-\frac{v}{2}}}{(2)^{\frac{v}{2}} \Gamma(v/2)}, \quad (24)$$

onde  $\Gamma(\cdot)$  é a função gama. A probabilidade de falso alarme de uma célula de tempo-frequência,  $Q$ , é a probabilidade da estatística de teste,  $V_{ij}$ , estando acima de um limiar  $\eta$  para o caso da hipótese verdadeira ser a  $H_0$ , ou seja,

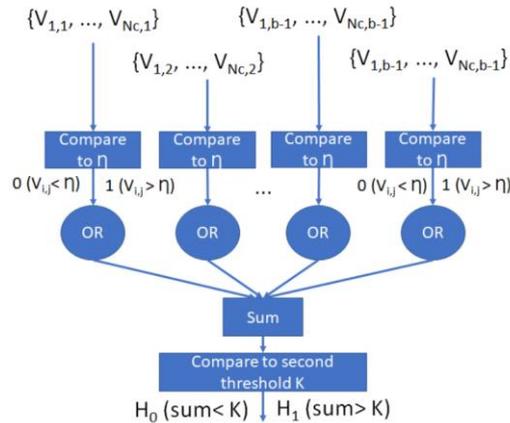
$$Q = F_{\chi^2}(\eta; 2M). \quad (25)$$

Embora a estratégia de detecção ótima para combinar a saída dos canais do receptor e os intervalos de integração seja o detector *Average Likelihood Ratio (ALR)*, Dillard (1996) apud Oliveira, Pires e Moreira (2023), ou equivalentemente, para este caso, o detector *Woodrington-Edell (WE)*, Cheng et al (1994) apud Oliveira, Pires e Moreira (2023), adotou-se um método subótimo baseado em lógica OR e integração binária que é mais facilmente analisado, implementado e não é dependente de *SNR* como o detector ótimo.

A estratégia de detecção adotada em Oliveira, Pires e Moreira (2023), é descrita em Dillard (1979) sob o nome *OR/BMWD (logical-OR and Binary Moving Window Detector)*, que tem desempenho semelhante ao detector *ALR*, Beaulieu, McLane e Hopkins (1990) apud Oliveira, Pires e Moreira (2023). A comparação de desempenho dos métodos neste trabalho é feita em um esquema de detecção de blocos, portanto, a estratégia de detecção de Dillard (1979) é explicada aqui para uma janela de tempo fixa de duração  $T_{DPF}$ .

Na Figura 15, existem canais de frequência  $N_C$ , e intervalos de integrações  $b$ ,  $b = T_{DPF}/TR$ , assim, o número total de células de tempo-frequência é  $N_{total} = N_C b$ . Cada célula é testada com o limiar  $\eta$ , o que implica em uma certa probabilidade de alarme falso,  $Q$ . A Figura 16 ilustra a estratégia de detecção:

Figura 16: Diagrama da estratégia de detecção: integração binária sobre as saídas da coluna lógica-OR



Fonte: Oliveira, Pires e Moreira (2023)

- Uma decisão difícil é tomada para cada  $V_{i,j}$ ;
- Uma lógica OR é implementada em coluna;
- se pelo menos  $K$  colunas forem "positivas" para detecção, então a decisão sobre o bloco em teste é para a hipótese  $H_1$ , presença de pulso.

A probabilidade de falso alarme de uma coluna,  $p_0$ , é a probabilidade de pelo menos uma das células  $N_c$  da coluna estar acima do limiar em um cenário somente de ruído,

$$p_0 = 1 - (1 - Q)^{N_c}. \quad (26)$$

A probabilidade final de falso alarme,  $P_f$  pode ser calculada como

$$P_f = \sum_{k=L}^N \binom{N}{k} p_0^k (1 - p_0)^{N-k}. \quad (27)$$

Dada a probabilidade de falso alarme do sistema,  $P_{f\hat{a}}$ , pode-se calcular  $p_0$  iterativamente. Após calcular  $p_0$ , pode-se calcular a probabilidade de falso alarme de cada célula,  $Q$ , usando a Eq. (26) e o limiar,  $\eta$  usando o inverso da Eq. (25).

### 3. METODOLOGIA DA PESQUISA

Neste trabalho duas linhas de pesquisa foram utilizadas. A pesquisa exploratória cerca e conceitua alguns pontos de interesse do tema, tais a obsolescência dos receptores de interceptação passiva inteiramente analógicos e a premência de arquiteturas que empreguem o *DRX*; também é apresentada a arquitetura do receptor *MAGE* de interesse; findando na abordagem da detecção propriamente dita. Os detectores e métodos de detecção apresentados, que serão utilizados nas simulações, são embasados em livros de autores consagrados e artigos científicos de relevância no tema.

As ilustrações e explicações das ferramentas que envolvem a *ELINT* dos *MAGE MK3* podem ser encontradas mais detalhadamente em Braz (2021); neste trabalho serão explorados os desempenhos dos métodos de detecção abrangidos pelo escopo delimitado, quais sejam: sinais *chirps* de *slopes* variados; sinais com codificação Barker 13 e sinais sem modulação. É traçado um perfil de detecção do *CED* para algumas configurações das diversas que podem ser combinadas e melhor observadas. empenho do *CED* em especial para o desempenho do *CED* alterando-se os seus parâmetros e medindo a magnitude em desempenho das curvas *Pd vs SNR* envolvidas.

Já a pesquisa explicativa deu-se justamente pela apresentação da interface do aplicativo em Matlab utilizado nas simulações, “MetodosdeDeteccao.mlapp”, desenvolvido pela Dra. Aline de Oliveira, pesquisadora do Instituto de Pesquisas da Marinha, Grupo de Sistemas de Guerra Eletrônica e Radar, orientadora deste trabalho de conclusão de curso, abordando as suas funcionalidades, além da realização e explicação acerca dos resultados das simulações apresentados.

#### 3.1. Classificação da Pesquisa

Quanto à natureza da Pesquisa, este trabalho emprega uma Pesquisa Mista, que combina métodos qualitativos e quantitativos para expressar e fundamentar o tema.

##### 3.1.1. Quanto aos fins:

Neste trabalho foram aplicadas duas linhas de pesquisa. A primeira exploratória, com caráter documental e de revisão bibliográfica, que situa os pulsos *chirp* e a arquitetura empregada no receptor *MAGE* digital com circuito *IFM*, apresentando também a etapa de detecção, culminando na apresentação dos detectores de interesse. Já a pesquisa explicativa

parte da apresentação do funcionamento do aplicativo em Matlab utilizado para as simulações “MetododeDeteccao.mlapp” e estende-se à análise dos resultados das simulações.

### 3.1. 2. Quanto aos Meios:

Quanto aos meios foram utilizadas a Pesquisa Bibliográfica, a Pesquisa Documental e a Pesquisa Experimental: a primeira, a partir da revisão da literatura existente sobre o tema; a segunda pelos documentos normativos; e a terceira através de simulações em software MATLAB que teve como ferramenta principal o aplicativo em Matlab “MetodosdeDeteccao.mlapp”, a partir do qual foram gerados os gráficos analisados.

## 3.2 Limitações do Método

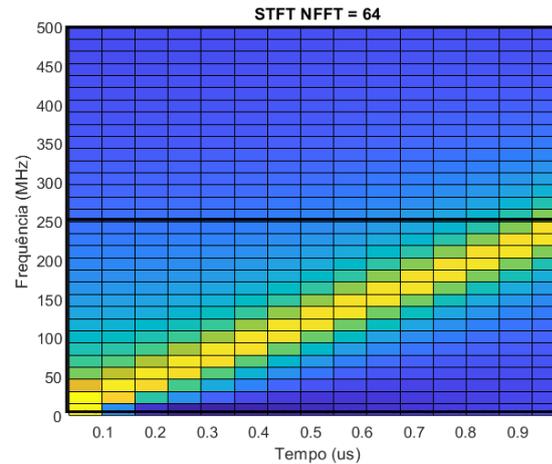
Inicialmente, há de se considerar que as simulações foram feitas a nível computacional, em software Matlab. Tendo em vista a natureza aleatória dos sinais de interesse concernentes às OBEs atuais, considerou-se configurações genéricas para os detectores analisados.

Este trabalho investiga com um pouco mais de detalhe o desempenho do *CED* em algumas configurações alternando-se  $N_c$  entre 2, 4 e 8 e o  $N_{FFT}$  entre 64, 128, 256 e 512, com o intuito de investigar e conferir alguns comportamentos das curvas de *Pd vs SNR* e encontrar uma relação entre o número de canais e o *slope* do *chirp*.

É necessário esclarecer que as conformações utilizadas para a medição de desempenho da alternância do canal compreenderam o caso ótimo, ou seja, quando todo o sinal está contido na banda que aquele canal compreende. Dessa forma, foram utilizados chirps de excursões 250MHz, 125MHz e 62.5MHz, a fim de compatibilizar com a detecção que otimiza o desempenho de  $N_c=2, 4$  e 8, respectivamente, no *CED*.

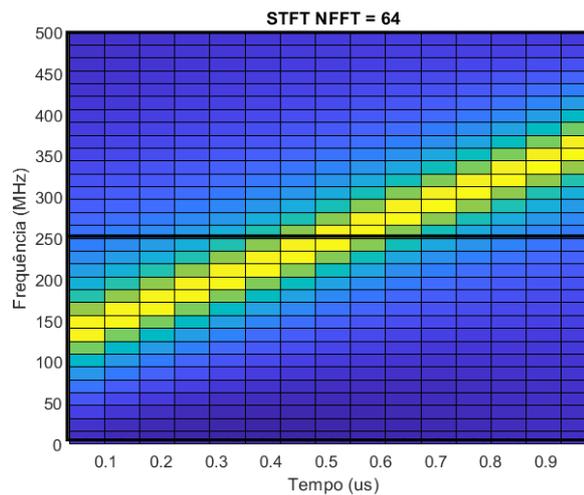
As Figura 17 e 18 ilustram essas conformações para os casos de *chirps* com  $f_c = 125$  MHz e  $f_c = 250$  MHz para a mesma excursão, de 250 MHz, na situação em que o espectrograma foi dividido em dois canais,  $N_c = 2$ .

Figura 17: Espectrogramas de *Chirp* com  $f_c = 125$  MHz e  $B = 250$  MHz



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 18: Espectrogramas para *Chirps* com  $f_c = 250$  MHz e  $B = 250$  MHz



Fonte: Elaborado pelo autor

É fácil perceber que na Figura 17 a energia do sinal está inteiramente contida no canal inferior, enquanto na Figura 18, o sinal atravessa os dois canais e tem a energia distribuída entre eles; esse efeito tem relação direta com o desempenho das curvas de  $Pd$  vs  $SNR$ , como será visto no capítulo 4.

O desempenho do detector para o caso da Figura 18 é prejudicado, já que o sinal não está casado em largura de banda (excursão do *chirp*) com a largura de banda do canal, pode-se perceber no espectrograma uma grande quantidade de *bins* constantes somente de ruído, tanto no canal superior, quanto no inferior. Dessa forma, é importante notar que tanto a  $f_c$  como a

excursão do *chirp* são parâmetros fundamentais para se analisar a otimização do CED quanto ao número de canais.

Outra questão importante é que para balizar a fundamentação de uma metodologia para a escolha de parâmetros do *CED* ainda seria preciso investigar muitas outras combinações de parâmetros, que extrapolariam o escopo deste trabalho.

### 3.3. Universo e Amostragem

A largura de banda dos sinais de radar pulsados pode variar consideravelmente, dependendo dos requisitos da aplicação e do design do sistema. A largura de banda está diretamente relacionada à duração do pulso e ao *slope* do *Chirp*. Em sistemas de radar, a largura de banda do sinal *chirp* é uma consideração crítica, pois está diretamente relacionada à resolução em distância e à capacidade de distinguir entre alvos próximos uns dos outros. Em geral, quanto maior a largura de banda, melhor será a resolução em distância do radar.

Para radar de alta resolução, a largura de banda pode ser bastante ampla, na faixa de vários megahertz (MHz) a gigahertz (GHz), dependendo da aplicação. Por exemplo, em radares de imagem de alta resolução (como *SAR - Synthetic Aperture Radar*), a largura de banda pode ser muito ampla para fornecer detalhes precisos de objetos na superfície da Terra.

Por outro lado, em aplicações onde a resolução de alcance não é tão crítica, a largura de banda do sinal *chirp* pode ser menor, na faixa de centenas de kilohertz (kHz) ou menos. Essa variação na largura de banda permite que os sistemas de radar sejam adaptados para atender aos requisitos específicos de cada aplicação, equilibrando a resolução de alcance com a eficiência espectral e os recursos de processamento de sinais disponíveis.

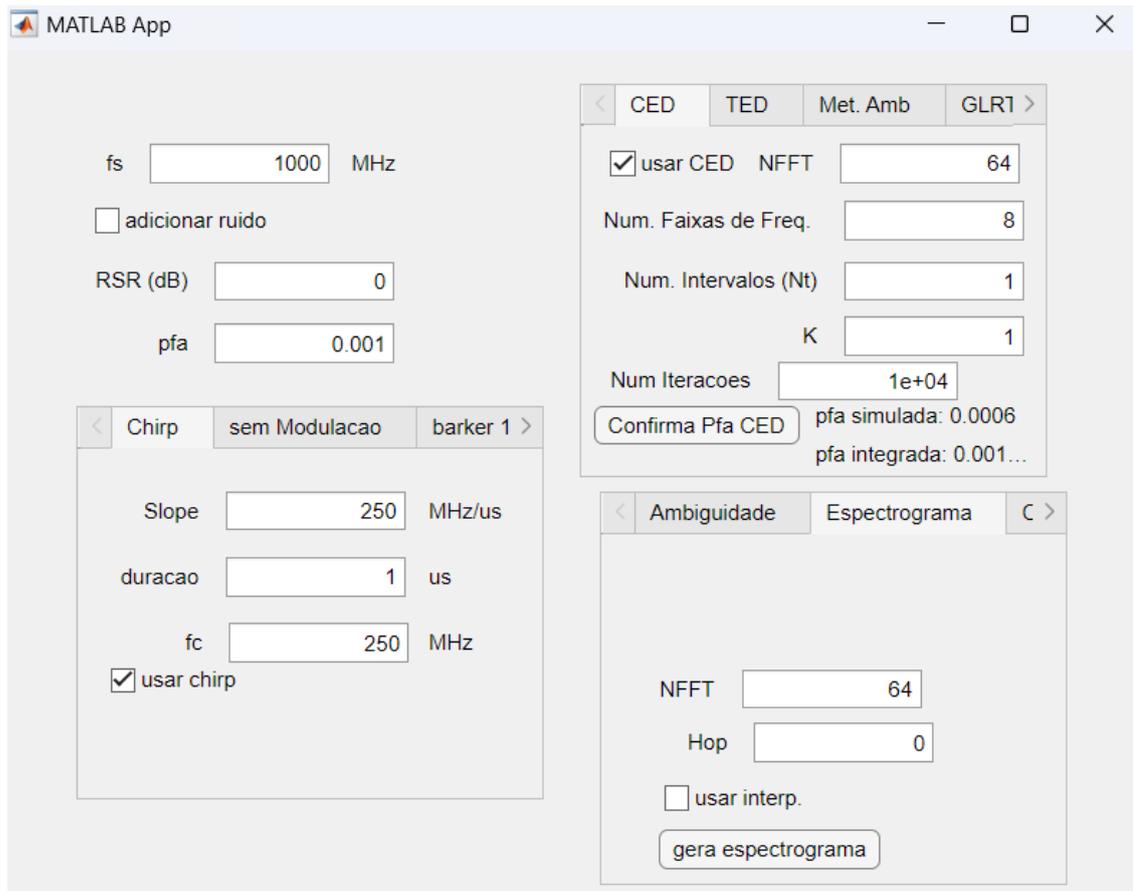
Quando se trata de pulsos *LFM*, a largura de banda na detecção está mais relacionada à excursão em frequência promovida pela modulação do que pelo inverso da duração. Dessa maneira foram utilizadas configurações genéricas apresentadas mais à frente. Para os códigos Barker 13 foi considerada uma duração de pulso de 6,56  $\mu$ s.

Reforça-se que este trabalho não objetiva a análise de sinais *CW*, atendo-se ao: pulso *chirp* linear, chamado "linear", pois a frequência do sinal varia de maneira linear em relação ao tempo; sinais com codificação Barker 13 e sinais não modulados.

### 3.4. Coleta e Tratamento de Dados

As simulações foram realizadas através do aplicativo em Matlab “MetodosdeDeteccao.mlapp”, a partir do qual foram gerados os gráficos do sinal no domínio do tempo, os espectrogramas e as curvas de Probabilidade de Detecção por Relação Sinal-Ruído ( $P_d$  vs  $SNR$ ), que serviram como subsídio para a análise dos métodos de detecção. Abaixo a Figura 17 ilustra a interface com o usuário do aplicativo “MetodosdeDeteccao.mlapp”.

Figura 19: Apresentação da interface com o usuário do aplicativo “MetodosdeDeteccao.mlapp”



Fonte: Elaborado pelo autor

A fim de esclarecer o funcionamento do aplicativo, segue uma breve explicação orientada a partir dos quadrantes da janela de interface com o usuário destacada acima.

No quadrante superior esquerdo são inseridas a taxa de amostragem ( $f_s$ ) em (MHz); a Relação Sinal-Ruído, denotada pelo acrônimo em português “RSR” em (dB) e a opção de adicionar ou não ruído, além de a probabilidade de falso alarme ( $P_{fa}$ ) preestabelecida.

No quadrante inferior esquerdo é possível escolher dentre os seguintes sinais: *Chirp*, devendo ser inserido o *slope* (MHz/ $\mu$ s), a duração do pulso ( $\mu$ s) e a frequência da portadora (MHz); sem modulação e Barker 13, inserindo-se a duração do pulso ( $\mu$ s) e a frequência da portadora (MHz); e, ainda, sinal com codificação em fase, para o qual, além desses dois parâmetros de entrada, deverá ser informado também o vetor referente à codificação do sinal.

No quadrante inferior direito estão disponíveis as seguintes funcionalidades: gerar gráficos da figura de Ambiguidade, com opções de corte em frequência e corte no tempo; gerar espectrogramas a partir do número de pontos  $N_{FFT}$ ; como também, criar curvas de  $Pd$  vs  $SNR$ , que refletem o desempenho dos métodos de detecção, aplicando um intervalo de “RSR”, que delimita a abscissa, e o número de pontos a serem plotados na curva, para mais facilmente identificar pontos de interesse; e, por último, a possibilidade de criar o gráfico do sinal no domínio do tempo apresentando as suas partes real e imaginária.

No quadrante superior direito são apresentados diversos métodos de detecção, dos quais serão utilizados apenas aqueles já abordados neste trabalho: *CED*; *TED*; *GLRT*; e método de detecção de envoltória. Para o *CED* devem ser inseridos os seguintes parâmetros de entrada:  $N_{FFT}$ ; número de faixas de frequência/canais ( $N_c$ ), número de intervalos ( $N_t$ ), e o  $K$ ; no *TED* e no método de detecção por envoltória apenas o número de iterações; e no *GLRT* apenas o  $N_{FFT}$ . Também deve-se inserir o número de iterações para confirmar a probabilidade de falso alarme.

As simulações propostas consideram um quadro de processamento de dados (*DPF*) de 1  $\mu$ s,  $T_{DPF} = 1 \mu$ s e a  $SNR$  é definida como  $A^2/2\sigma^2$ . Os parâmetros do *CED* foram otimizados para  $N_{FFT} = 64$ ,  $T_{DPF} = 1 \mu$ s e  $f_s = 1$  GHz. A arquitetura *CED* que resulta em melhor desempenho é, na verdade, sem a divisão do eixo temporal,  $T_R = T_{DPF}$ . Para a plotagem dos espectrogramas o *AWGN* foi desconsiderado.

O número de pontos *FFT*,  $N_{FFT}$ , para o *GLRT* e para o *CED* são iguais a 64 pontos. O limiar de todos os detectores é estabelecido para uma taxa de alarme falso de  $R_f = 0,001 \mu s^{-1}$ , o que implica em uma probabilidade de falso alarme de  $P_{fa} = 0,001$  por DPF. É utilizado um alto falso alarme para facilitar as simulações.

## 4. DESCRIÇÃO E ANÁLISE DOS RESULTADOS

Este capítulo foi subdividido entre a descrição e a análise das três simulações realizadas, as quais serão mais detalhadamente abordadas nas subseções subsequentes.

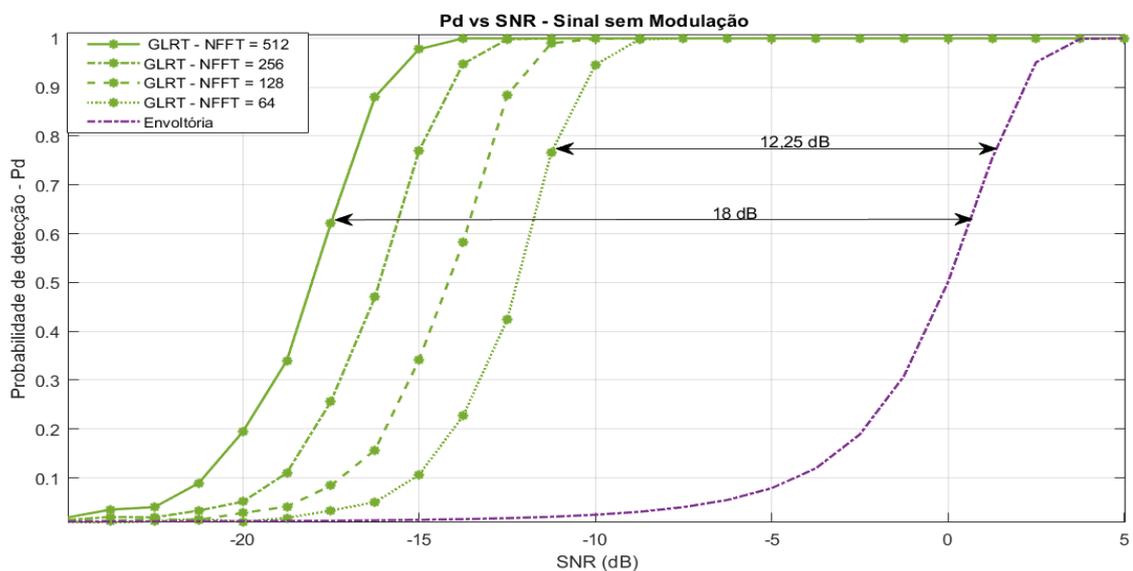
### 4.1. Descrição e análise dos resultados da simulação 1

A simulação 1 consiste em simulações subsidiárias que têm por objetivo apresentar quanto expressivo é o aumento de desempenho, observados nas curvas  $Pd$  vs  $SNR$ , dos MAGEs que empregam  $DRX$ 's, com relação aos inteiramente analógicos.

Para exemplificar de forma quantitativa a vantagem de se empregar  $DRX$ s em MAGEs, foi feita a simulação de  $Pd$  vs  $SNR$  para um sinal sem modulação, com  $T = 1 \mu s$ ,  $f_c = 250$  MHz, utilizando as técnicas de detecção:  $GLRT$  e Envolvória.

O método de envoltória representa o desempenho em detecção dos MAGEs analógicos, enquanto o  $GLRT$ , realiza a detecção no domínio da frequência e representa o desempenho em detecção alcançável para MAGEs digitais.

Figura 20: Comparação das curvas  $Pd$  vs  $SNR$  - Envolvória vs  $GLRT$  ( $N_{FFT}=64, 128, 256, 512$ ) para sinal sem modulação.



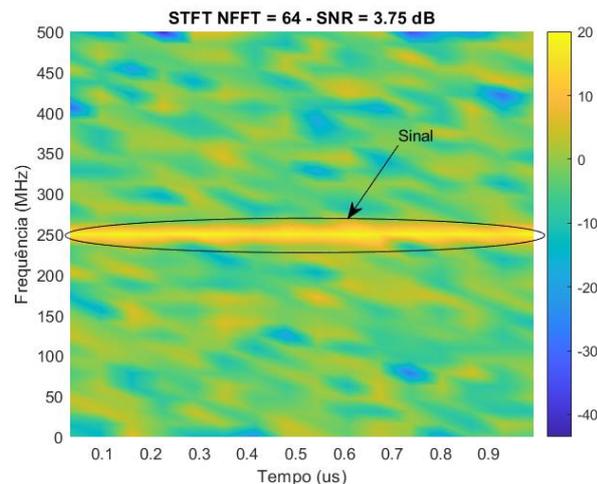
Pela Figura 20, percebe-se que o método da envoltória, atinente aos MAGEs analógicos, só chega ao patamar de 100% de probabilidade de detecção para  $SNRs$  superiores a 3,75 dB. Já o  $GLRT$  com o menor ganho de processamento ( $N_{FFT} = 64$ ) alcança o patamar de 100% de  $Pd$

para  $SNRs$  superiores a  $-8,75$  dB. Sendo que, para o maior ganho de processamento simulado ( $N_{FFT} = 512$ ), essa  $SNR$  já cai para  $-13,75$  dB.

Esses resultados ilustram, claramente, o efeito do número de pontos de  $FFT$ , que está intrinsicamente relacionado com o ganho de processamento e com a consequente melhora no desempenho, e apresenta também a expressiva vantagem em termos de detecção por se utilizar um MAGE digital, haja vista a criticidade em se utilizar detectores de ótimo desempenho.

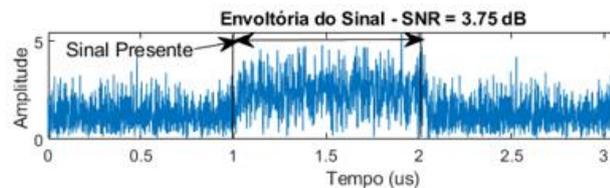
Nas Figura 21 e 22, para  $STFT N_{FFT} = 64$ , vemos, respectivamente, o espectrograma e a representação do sinal no domínio do tempo de um sinal sem modulação, como utilizado nas simulações para a  $SNR$  de  $3,75$  dB, que corresponde a uma  $P_d$  de  $100\%$  para o método da Envoltória. Na Figura 22 é possível perceber a diferença de amplitude no intervalo onde o sinal está presente e nos intervalos referentes apenas a ruído. Na Figura 21, fica evidente a presença do sinal, observando-se a concentração alta de energia na raia da portadora.

Figura 21: Espectrograma de sinal sem modulação para a  $SNR$  de  $3,75$  dB



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 22: Representação do sinal sem modulação no domínio do tempo para a  $SNR$  de  $3,75$  dB

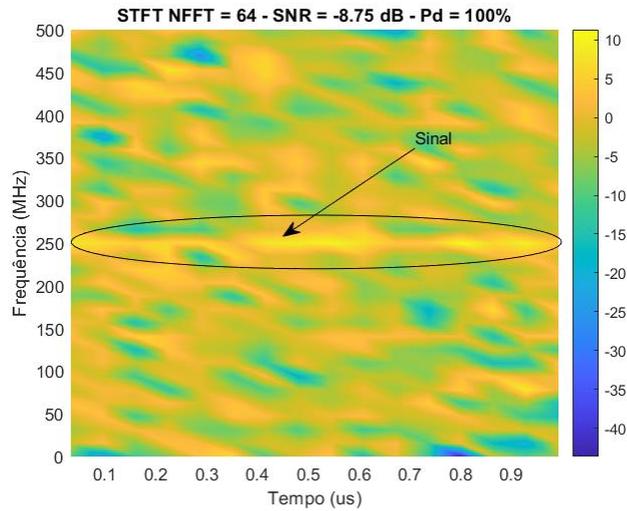


Fonte: Elaborado pelo autor

Nas Figuras 23 e 24, que se seguem, para  $STFT N_{FFT} = 64$ , podemos perceber que para o sinal em questão, mesmo para uma  $SNR$  tão baixa quanto  $-8,75$  dB, ainda assim é possível

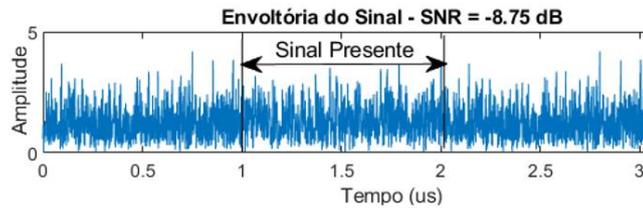
verificar a presença de energia concentrada na raia da portadora do sinal, o que garante uma  $Pd$  de 100%, como evidenciado na Figura 20 para o  $GLRT$ . Já a Envoltória desse sinal para esta mesma  $SNR$  é indistinguível do ruído como pode-se perceber na Figura 24.

Figura 23: Espectrograma de sinal sem modulação para a  $SNR$  de -8,75 dB



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 24: Representação de sinal sem modulação no domínio do tempo para a  $SNR$  de -8,75 dB



Fonte: Elaborado pelo autor

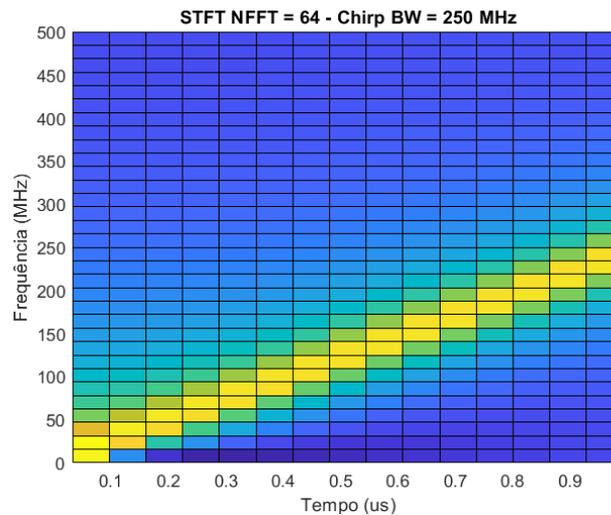
## 4.2. Descrição e análise dos resultados da simulação 2

A simulação 2 consiste em simulações subsidiárias que têm por objetivo principal analisar a influência do número de canais ( $N_c = 2$ ,  $N_c = 4$  e  $N_c = 8$ ) e do  $N_{FFT}$  (64, 128, 256 e 512) no  $CED$ . Para isso recorreu-se à simplificação apresentada em “Limitações do Método” que apontam para a impossibilidade de se prever os sinais que serão recebidos; assim, foram consideradas as condições ótimas, onde o sinal está completamente contido na banda de um canal, ou seja, toda energia do sinal está comportada dentro do canal. As simulações envolveram *chirps* de excursões 250 MHz, 125 MHz e 62,5 MHz.

A partir do espectrograma apresentado na Figura 25, pode-se depreender que o sinal do *chirp* está todo contido na metade inferior do espectrograma, ou seja, com banda casada à

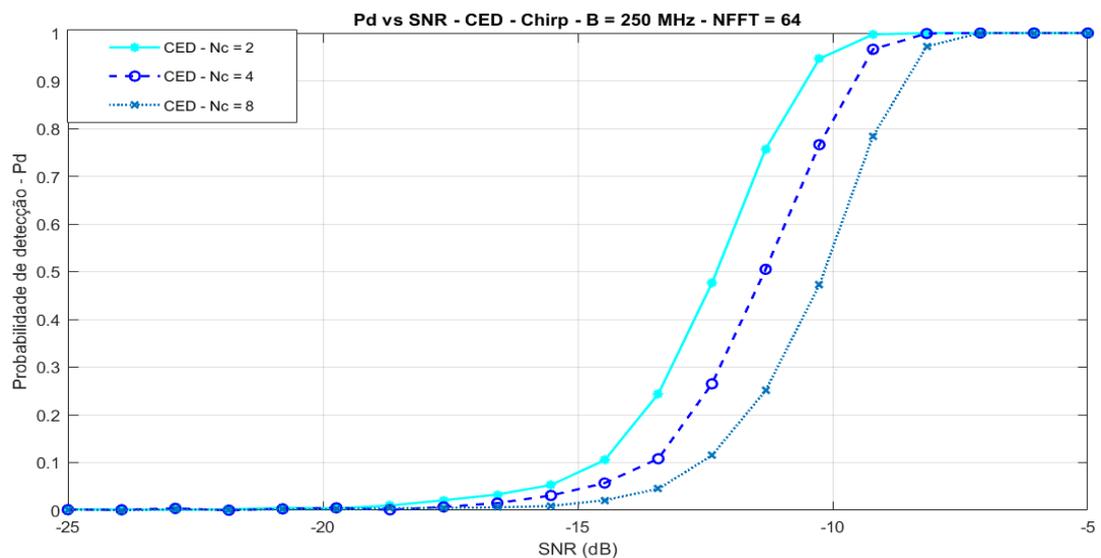
configuração que envolve  $N_c=2$ ; desta maneira, espera-se que a divisão do *CED* em dois canais consiga a maior concentração da energia do *chirp* e, portanto, produza a curva de  $P_d$  vs  $SNR$  com melhor desempenho; isso pode ser depreendido da Figura 26, analisando o melhor desempenho da curva relativa à  $N_c=2$  (mais à esquerda), no gráfico que compara as curvas  $P_d$  vs  $SNR$ , no *CED*, para 2, 4 e 8 canais, com  $N_{FFT} = 64$ .

Figura 25: Espectrograma de *Chirp* de excursão de 250 MHz,  $N_{FFT} = 64$



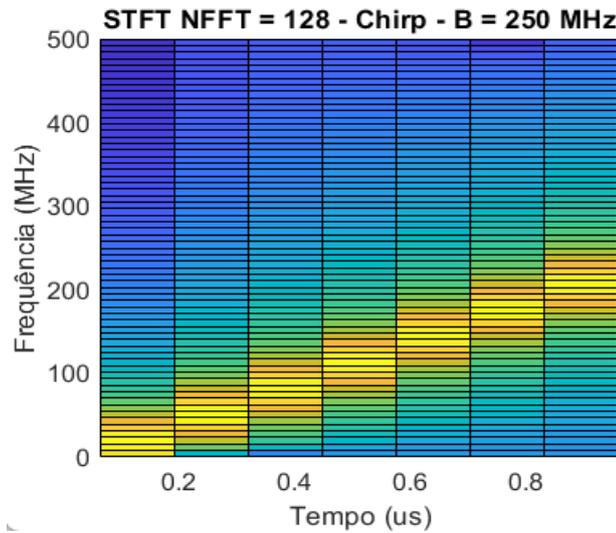
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 26: Comparação das curvas  $P_d$  vs  $SNR$  de *chirp* de  $B = 250$  MHz, no *CED*, para  $N_c = 2, 4$  e  $8$ ;  $N_{FFT} = 64$



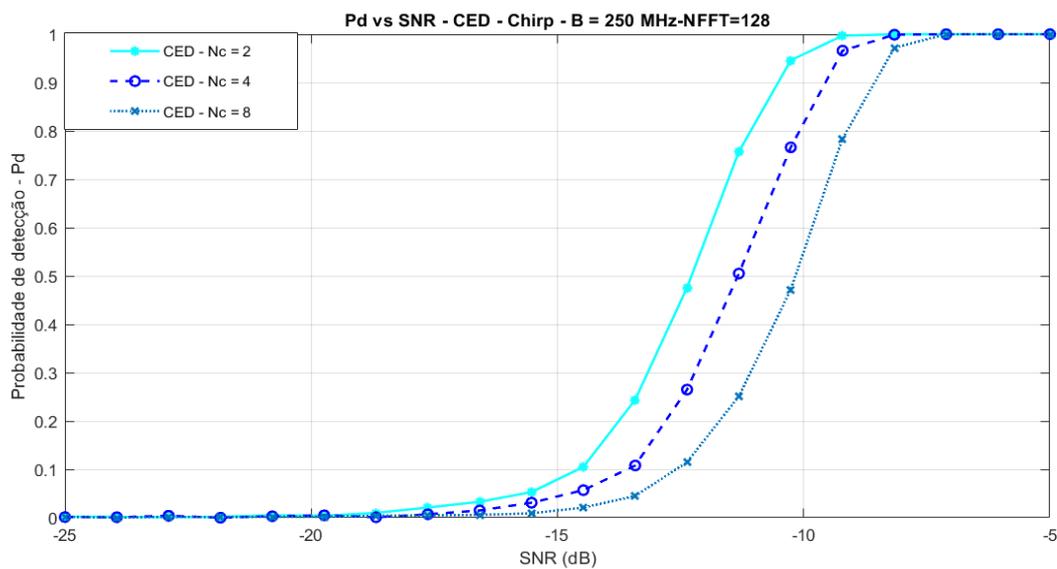
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 27: Espectrograma de um *chirp* de excursão de 250 MHz,  $N_{\text{FFT}} = 128$



Fonte: Elaborado pelo autor

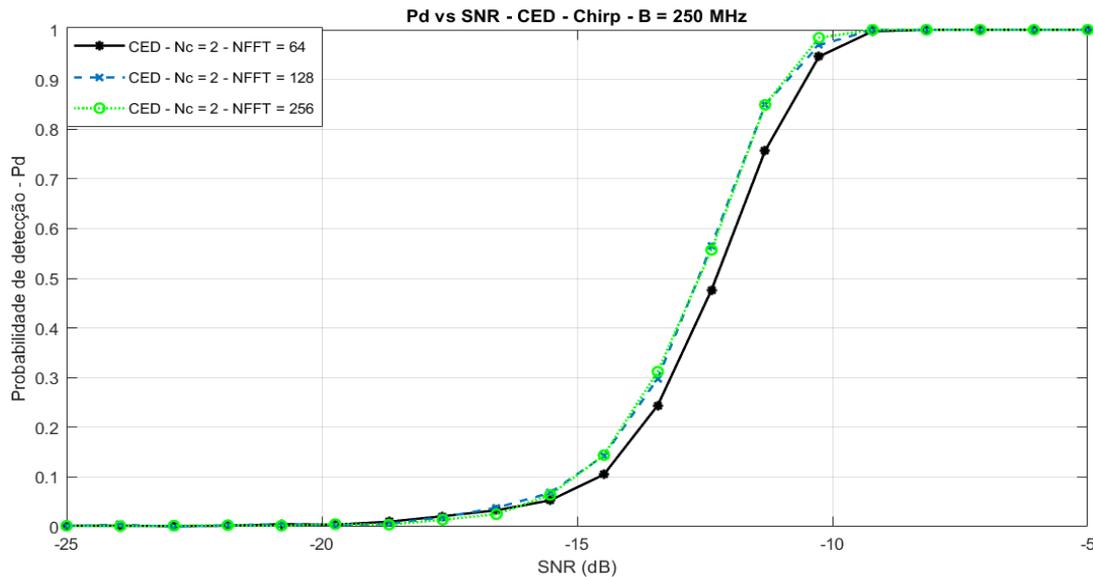
Figura 28: Comparação das curvas  $P_d$  vs  $SNR$  de *chirp* de  $B = 250$  MHz, no CED, para  $N_c = 2, 4$  e  $8$ ;  $N_{\text{FFT}} = 128$ .



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 28, nota-se que o número de pontos da *FFT* não muda a ordem de desempenho das curvas de  $P_d$  vs  $SNR$ , como visto na Figura 26, já que para  $N_{\text{FFT}} = 128$ , assim como para  $N_{\text{FFT}} = 64$ , toda a energia do *Chirp* fica concentrada na metade inferior do espectrograma, o que pode ser visto na Figura 27. Esse mesmo comportamento se repete para  $N_{\text{FFT}} = 256$  e para  $N_{\text{FFT}}$  mais altos.

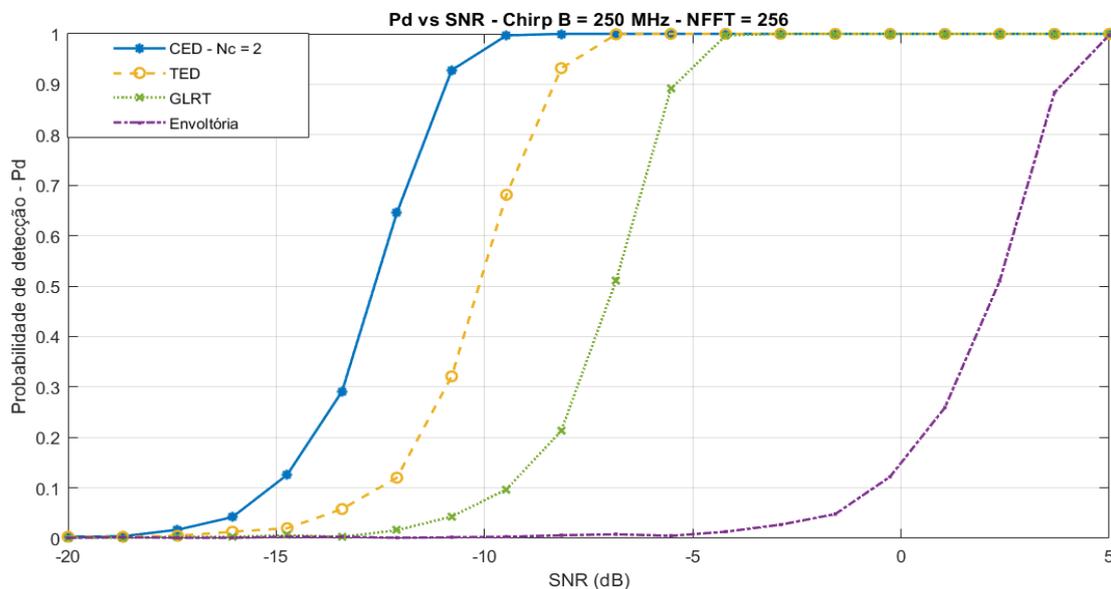
Figura 29: Desempenho do *CED* para  $N_c=2$  e  $N_{FFT_s} = 64, 128$  e  $256$



Fonte: Elaborado pelo autor

Na figura 29, observa-se que o desempenho do *CED* para diferentes  $N_{FFT_s}$ , para  $N_c=2$ , é muito semelhante. Sendo que as curvas para  $N_{FFT}=128$  e  $256$  ficaram praticamente idênticas e ligeiramente melhores do que para  $N_{FFT}=64$ .

Figura 30: Comparação das curvas  $P_d$  vs  $SNR$ : *CED*; *TED*; *GLRT*; e *Envoltória*, para um *chirp* de  $B = 250$  MHz, com  $N_{FFT} = 256$  para o *GLRT* e para o *CED* e  $N_c = 2$  para o *CED*.



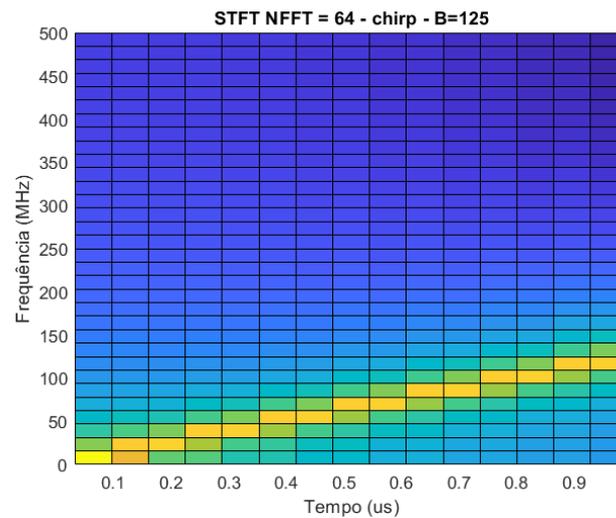
Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 30 vemos as curvas de detecção para os métodos avaliados: *CED*; *TED*; *GLRT*; e *Envoltória*, para um *chirp* de 250 MHz de excursão. Para essas curvas foi utilizado  $N_{FFT}=256$ , tanto para o *CED*, quanto para o *GLRT*. Para o *CED* foi utilizada a divisão em dois

canais, pois como confirmado nas Figuras 26 e 27, é o parâmetro que resulta em melhor desempenho.

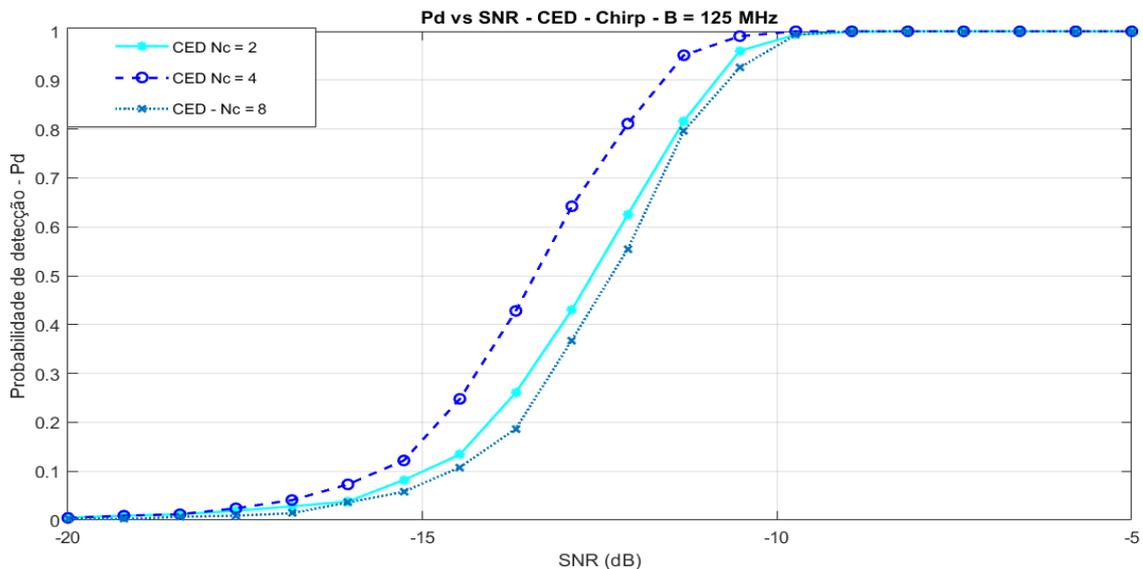
A partir da análise da Figura 30, fica patente o melhor desempenho do *CED* em relação aos demais métodos para essa configuração. Cabe ressaltar a magnitude da diferença de desempenho em relação ao método da envoltória, como medido na simulação 1.

Figura 31: Espectrograma de um *chirp* de excursão de 125 MHz,  $N_{\text{FFT}} = 64$



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 32: Comparação das curvas  $P_d$  vs  $SNR$  de *Chirp* de  $B = 125$  MHz para  $N_c = 2, 4$  e  $8$ ;  $N_{\text{FFT}} = 64$ .

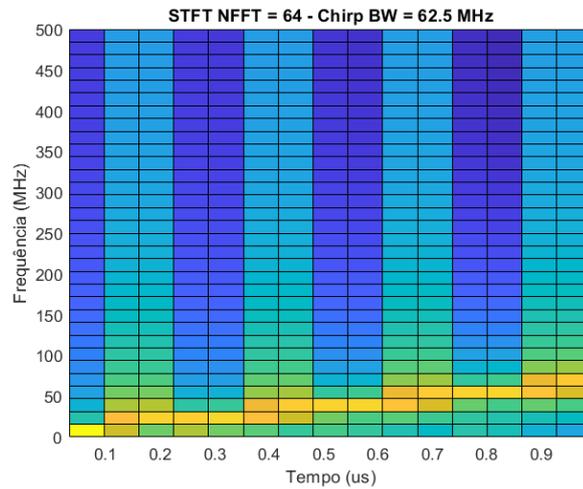


Fonte: Elaborado pelo autor

Como esperado, para o *chirp* de excursão 125 MHz, apresentado no espectrograma da Figura 31 a divisão do *CED* em 4 canais é a configuração que resulta em melhor desempenho,

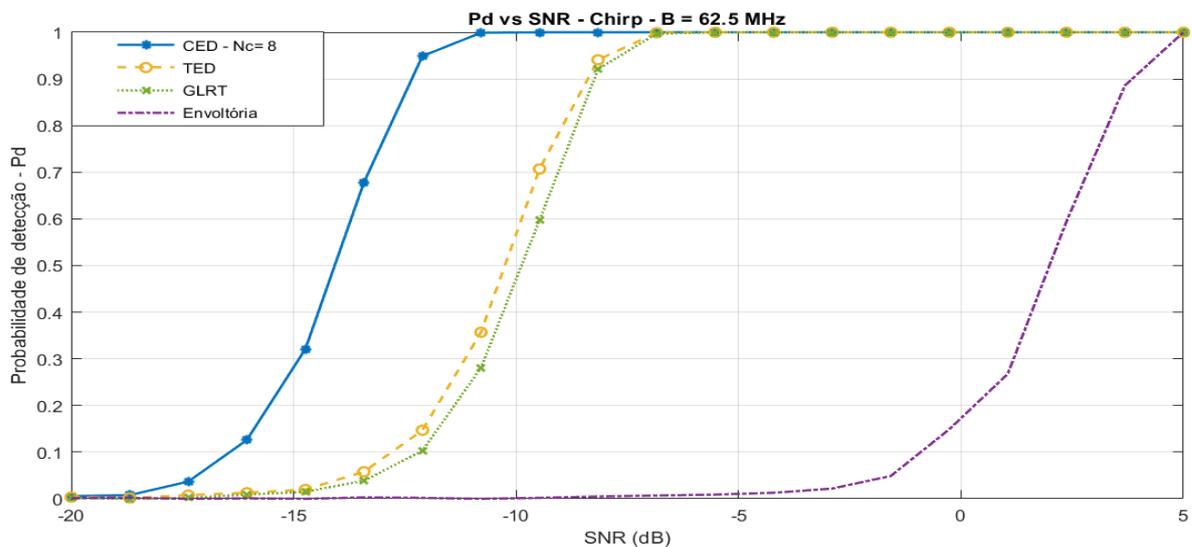
pois a largura de banda do *chirp* está casada com a largura de banda do canal para  $N_c = 4$ ; já as outras configurações de  $N_c$ ,  $N_c = 2$  e  $8$ , resultaram em pior desempenho, como podemos observar ao compararmos o desempenho das curvas de detecção na Figura 32.

Figura 33: Espectrograma de um *chirp* de excursão de 62.5 MHz,  $N_{FFT} = 64$



Fonte: Elaborado pelo autor

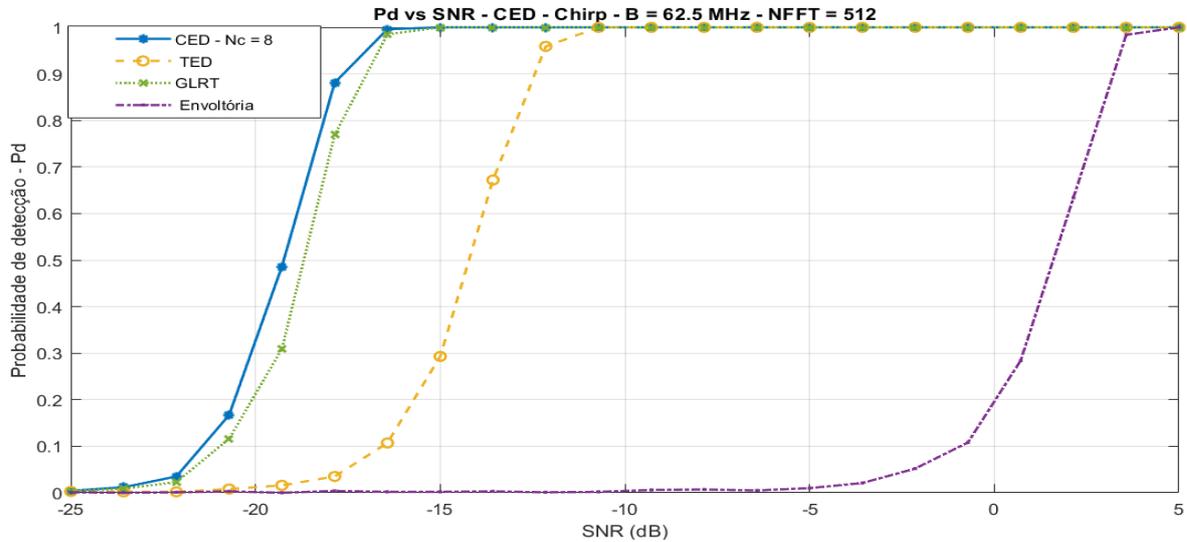
Figura 34: Comparação das curvas  $P_d$  vs  $SNR$  de *Chirp* de  $B=62,5$  MHz para  $N_c = 2, 4$  e  $8$ ;  $N_{FFT} = 64$ , para o *CED* e para o *GLRT*



Fonte: Elaborado pelo autor

Para o *chirp* de excursão 62.5 MHz, apresentado no espectrograma da Figura 33, a divisão do *CED* em 8 canais é a configuração que resulta em melhor desempenho, pois a largura de banda do *chirp* está casada com a largura de banda do canal para  $N_c = 8$ ; já as outras configurações de  $N_c$ ,  $N_c = 2$  e  $4$ , resultaram em pior desempenho.

Figura 35: Comparação das curvas  $P_d$  vs  $SNR$  de *Chirp* de  $B = 62.5$  MHz, para  $N_c = 8$  no *CED*;  $N_{FFT} = 512$ , para o *CED* e para o *GLRT*



Fonte: Elaborado pelo autor

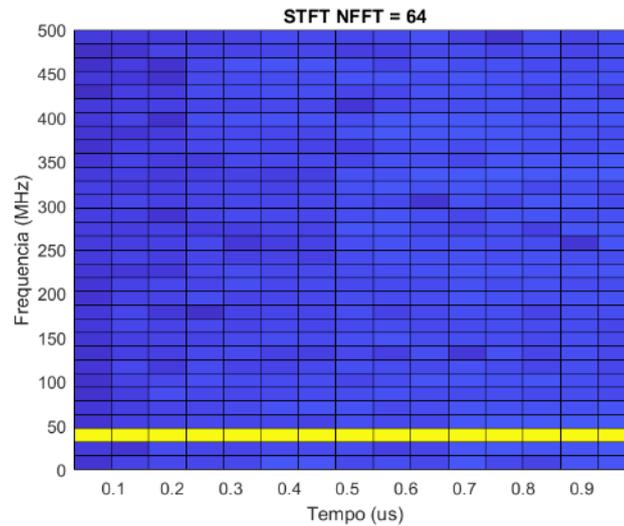
A Figura 35 ilustra a comparação entre os métodos, para  $N_{FFT} = 512$  no *GLRT* e no *CED*, de um *chirp* de excursão de 62.5 MHz. Observa-se que, como apontado nos resultados anteriores, o *CED* com  $N_c=8$  tem desempenho superior a todos os outros para a dada excursão; nota-se também que a curva de  $P_d$  vs  $SNR$  do *GLRT* melhora significativamente com a redução do *slope* do *chirp*, uma vez que este método utiliza todos os pontos da *FFT*, já o método da envoltória e o *TED* não variam muito para a alternância deste parâmetro.

Pelas simulações realizadas, a alternância do  $N_{FFT}$  no *CED* não altera significativamente as curvas, pelo menos não na magnitude em que isso acontece no *GLRT*.

### 4.3. Descrição e análise dos resultados da simulação 3

Na simulação 3 foram realizadas simulações subsidiárias, a fim de avaliar os desempenhos dos métodos de detecção para sinais sem modulação e sinais com codificação Barker 13. Para os sinais Barker 13 foi considerada a duração do pulso de 6.56  $\mu$ s.

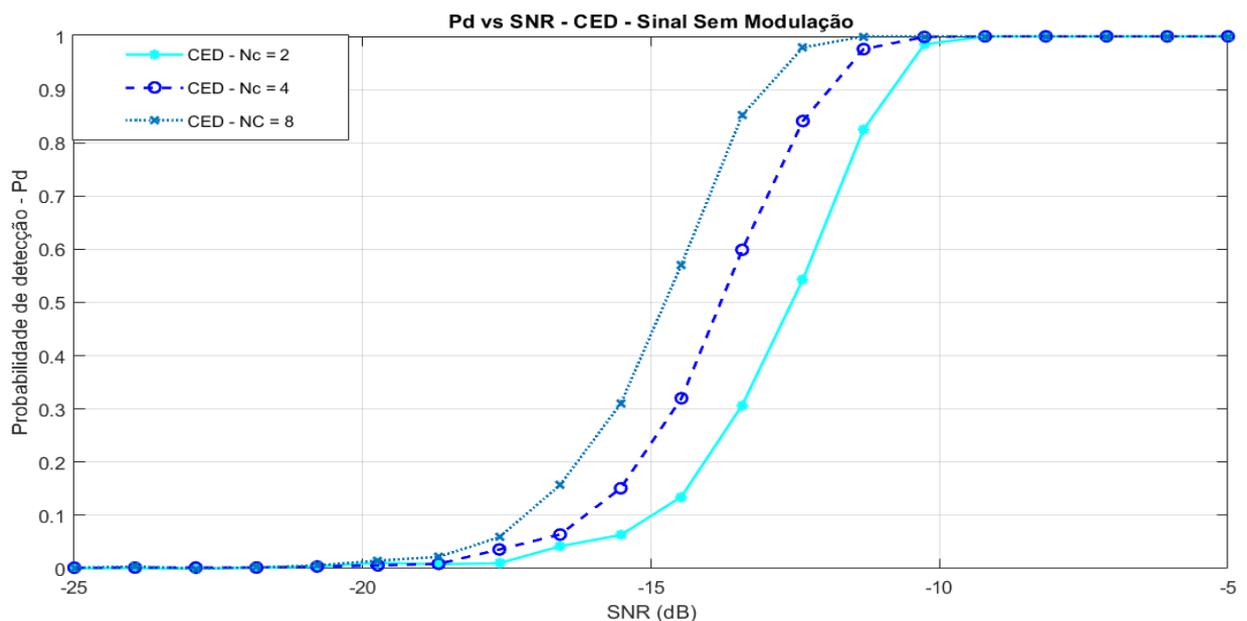
Figura 36: Espectrograma de sinal sem modulação com  $f_c = 31,25$  MHz; duração =  $1 \mu s$



Fonte: Elaborado pelo autor

Para sinais sem modulação, como esperado, canais mais estreitos no *CED* produzem melhor resultado, o que é ilustrado na Figura 37. Isto se dá por grande parte da energia estar concentrada na raia da portadora, logo um número menor de *bins* do canal será preenchido por sinais referente a ruído no espectrograma, o que reflete no melhor desempenho da configuração. Nota-se também que o *CED* de  $N_c = 8$ , de acordo com a Figura 37, é o que tem o melhor desempenho quanto as curvas  $P_d$  vs  $SNR$ .

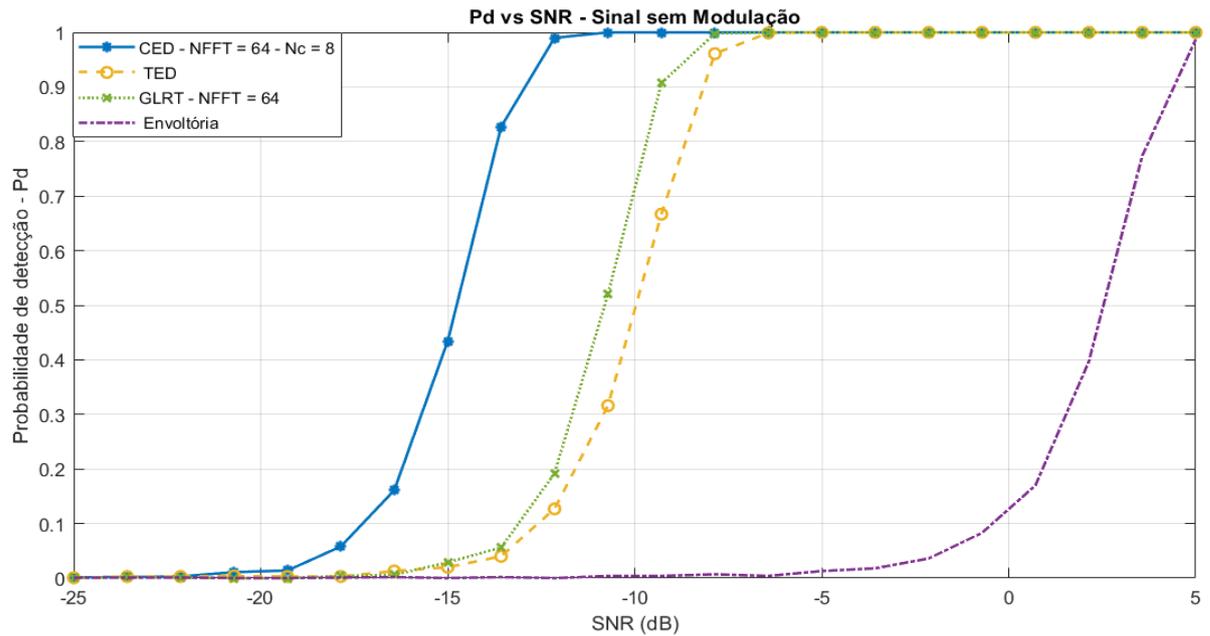
Figura 37: Comparação das curvas  $P_d$  vs  $SNR$  de sinal sem modulação,  $f_c = 31,25$  MHz para  $N_c = 2, 4$  e  $8$ ;  $N_{FFT} = 64$



Fonte: Elaborado pelo autor

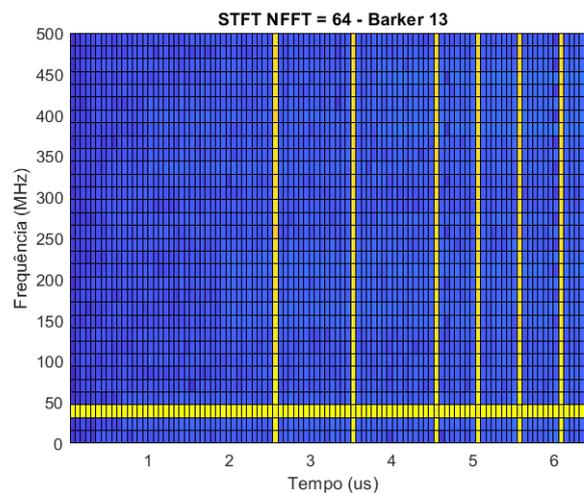
Através da análise da Figura 38 fica perceptível o melhor desempenho do *CED* com  $N_c=8$  frente aos outros métodos de detecção, utilizando-se  $N_{FFT} = 64$  no *CED* e no *GLRT*. Contudo, cabe observar que, para o caso de sinais sem modulação, aumentar o  $N_{FFT}$  no *GLRT* implica em melhorar consideravelmente seu desempenho, como foi avaliado na simulação 1 e ilustrado na Figura 20; e a partir de  $N_{FFT} = 512$  o desempenho do *GLRT* começa a se assemelhar ao do *CED*.

Figura 38: Comparação entre os métodos das curvas  $P_d$  vs  $SNR$  de sinal sem modulação, para  $N_{FFT}=64$



Fonte Elaborado pelo autor

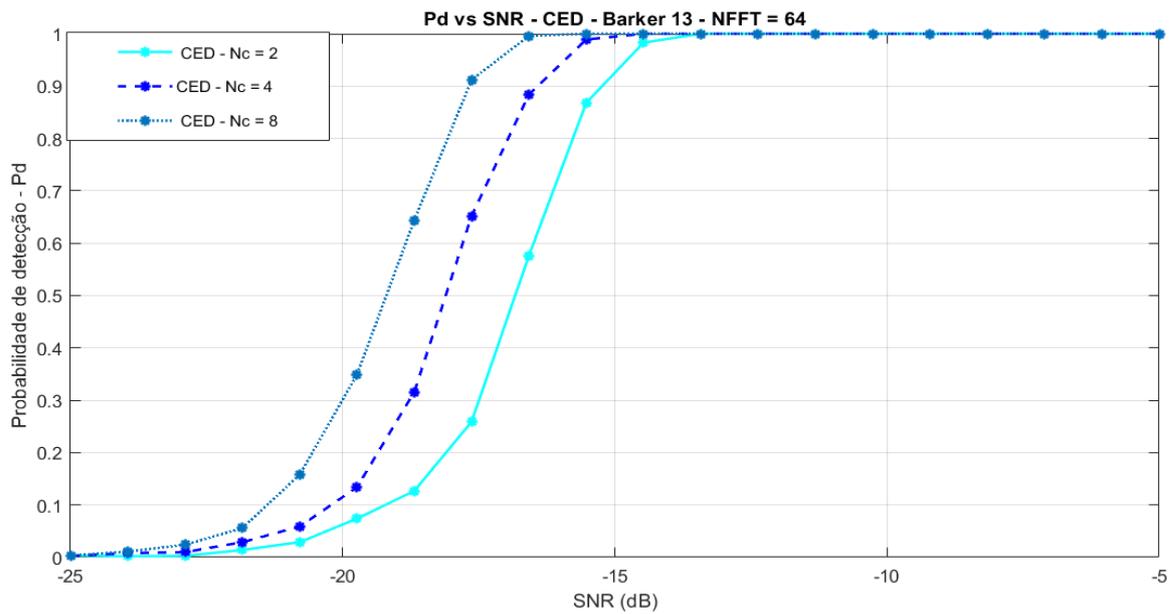
Figura 39: Espectrograma de sinal com modulação Barker 13; duração= 6,56  $\mu$ s,  $f_c= 31,25$ MHz.



Fonte: Elaborado pelo autor

Para os sinais com codificação Barker 13, como esperado, canais mais estreitos para o *CED* também produzem melhor resultado e isso deve-se ao mesmo argumento ilustrado nos resultados para o sinal sem modulação, já que grande parte da energia do sinal com esta codificação concentra-se na raia da portadora, o que pode ser notado no espectrograma da Figura 39. Ratifica esta sugestão a Figura 40, que apresenta as curvas de detecção no *CED* para  $N_c = 2, 4$  e  $8$ .

Figura 40: Comparação das curvas  $P_d$  vs  $SNR$  de sinal com codificação Barker 13;  $f_c = 31,25$  para  $N_c = 2, 4$  e  $8$ ;  $N_{FFT} = 64$



Elaborado pelo autor

Percebe-se, que os efeitos relativos ao não casamento do sinal, apresentado em “Limitações do Método” e nas simulações anteriores permanece para o caso destes sinais pelas razões já apontadas.

## 5. CONCLUSÃO

As OBEs modernas impõem cada vez mais desafios aos MAGEs. A utilização dos MAGEs inteiramente analógicos já não é uma opção vigente. Ainda assim, as arquiteturas que implementam o *DRX* precisam de bons algoritmos de processamento de sinais, a fim de que tenham seu desempenho otimizado. Neste trabalho foram exploradas algumas configurações, especialmente para o *CED* para sinais radar *chirp*. Para a análise da influência do número de canais, primeiramente conformou-se a situação para o caso ótimo, como foi explicado em “Limitações do Método”.

Quanto ao desempenho dos métodos de detecção avaliados pôde-se observar primeiramente que o método da Envoltória, que representa a técnica utilizada pelos MAGEs analógicos, demonstrou desempenho muito inferior ao dos outros detectores analisados.

Ademais, o *CED* demonstrou-se adequado, uma vez que apresentou desempenho melhor que os outros detectores em todas as simulações. A investigação quanto ao  $N_c$ , no *CED*, e do  $N_{FFT}$ , no *GLRT* e no *CED*, levaram aos seguintes resultados: para a análise de  $N_c$ , a  $f_c$  e a excursão do *chirp* são os parâmetros que refletem o quanto da energia do sinal contida dentro do canal. Quanto ao *GLRT*, pôde-se notar um ganho expressivo com o aumento do  $N_{FFT}$ , o que não se observou na mesma magnitude para o *CED*. O *TED* apresentou desempenho um pouco superior ao *GLRT*, quando utilizado  $N_{FFT}$  baixo.

Tendo em vista as simulações apresentadas fica perceptível a importância da implementação dos *DRXs* e ainda que, de forma geral, o *CED*, utilizando  $N_c=8$  canais, abarca um amplo perfil de detecção e mostra-se como uma técnica promissora. Contudo mais estudos envolvendo mais parâmetros do *CED* tem de ser realizados, a fim de que se construa uma metodologia para a escolha assertiva desses parâmetros de maneira a otimizar o desempenho desse detector.

Os resultados deste trabalho têm como intuito descortinar e incentivar mais pesquisas que simulem o desempenho do *CED*, principalmente quanto às possíveis configurações que otimizam o *CED* para sinais *chirp*. Abordagens distintas também vêm a calhar, como as que se relacionam com complexidade computacional e custo envolvidos nos métodos de detecção aqui abordados e em outros.

### 5.1 Sugestões Para Futuros Trabalhos

Além de pesquisas relacionadas à fundamentação de uma metodologia para escolha dos parâmetros do CED, é interessante também analisar novas técnicas e métodos que possam ser avaliados na tarefa de detecção de sinais radar *chirp*. Nesse contexto, aparece a transformada fracionada de Fourier (*fractional Fourier transform - FrFT*), que, de acordo com Kapus e Brown (2003), foi introduzida como uma abordagem ótima para a análise de sinais lineares de *chirp* e pode ser também uma possível abordagem para trabalhos futuros.

## REFERÊNCIAS

- ALVES, Edgard Braz. **Emprego da STFT e da ACF na Identificação de Codificações Intrapulso de Sinais Radar e seu Emprego nos Futuros Sistemas de ELINT**. São Paulo: Sige, 2022. Disponível em: [https://www.sige.ita.br/edicoes-anteriores/2022/st/225717\\_1](https://www.sige.ita.br/edicoes-anteriores/2022/st/225717_1). Acesso em: 15 de setembro de 2023.
- BLUNT, S; D.; MOKOLE, E. L. Overview of radar waveform diversity. **IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine**. V.31, N.11, P.2–42, 2016. Acesso em: 05 de maio de 2023.
- BRASIL. Comando de Operacoes Navais. **ComOpNav-521. Manual de Guerra Eletrônica**. Rio de Janeiro, 2003. Confidencial.
- FOUCAULT, A. et. al. **Detection of Linear Frequency Modulation, Phase-Coded and Multicarrier Radar Waveforms in Electronic Warfare Context**. IEEE. Edinburgh, UK, 2020. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9272129>. Acesso em: 05 de outubro de 2023.
- FIGUEIREDO, R. S. de. **Abordagens para Análise e Extração de Características de Radares LPI**. Orientadores: Eduardo Antônio Barros da Silva e Sergio Rodrigues Neves. 2019. 130 f. Dissertação (Mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro, 2019. Acesso em: 10 de agosto de 2023.
- NERI, F. **“Introduction to Electronic Defense Systems”**, 3ª Ed., Londres, UK: Ed. ArtechHouse, 2018.
- OLIVEIRA, A., PIRES, J. e MOREIRA, R. Application of a Channelized Energy Detector for Digital Wideband ESM Receivers. **XLI brazilian symposium on telecommunications and signal processing – SBrT**. São José dos Campos, 2023.
- PACE, P. E., **Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar**. 2ª Ed., Norwood, USA: ArtechHouse, 2009.
- RICHARDS, M.A., **Fundamentals of Radar Signal Processing**. 2ª Ed., Norwood, USA: Ed. McGraw-Hill Education, 2005.
- ROBERTSON, S. **Practical ESM analysis.**, 1 ed. Norwood, USA: Ed. ArtechHouse, 2019.
- SHARMA, P., SARMA, K e MASTORAKIS, N. E. Artificial Intelligence Aided Electronic Warfare Systems- Recent Trends and Evolving Applications. **IEEE**. V.8. 2020. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9292960>. Acesso em: 23 de setembro de 2023.
- SHPIRO, DR. S. **Intelligence and the Ukraine war: Early lessons and research roadmap**. National Security And The Future. V.1, N.24, 2023. Disponível em: <https://hrcak.srce.hr/file/420747>. Acesso em: 23 de setembro de 2023.

SKOLNIK, M. I. Radar Handbook. 2ª Ed. New York, USA: Ed. McGraw-Hill, 2002.

STOVE, A. G., HUME, A. L. e Baker C. J., Low probability of intercept radar strategies. **IEE**. West Sussex UK, V.151. P.249-260., out. 2004. Disponível em: IET Digital Library: Low probability of intercept radar strategies (theiet.org). Acesso em 15 de outubro de 2023.

TAO, R., LI, Yan Lei. e WANG, Y., Short-Time Fractional Fourier Transform and Its Applications. **IEEE transactions on signal processing**. V. 58. N.5, 2010. Acesso em 14 de outubro de 2023.

SWIERCZ, E., KONOPKO, K. e JANCZAK, D. Time-chirp Distribution for Detection and Estimation of LPI Radar Signals. **International Radar Symposium (IRS)**. 2020. Disponível em: Time-chirp Distribution for Detection and Estimation of LPI Radar Signals in 21st International Radar Symposium (IRS). Acesso em 15 de outubro de 2023.

WILEY, R. G., **ELINT: The Interception and Analysis of Radar Signals**, Norwood, USA: Ed. ArtechHouse, 2006.

TSUI e CHENG, J. **Digital Techniques for Wideband Receivers**, 3ed., HRTS, UK: ScitechPublishing, 2016.

LEHTOMÄKI, J. **Analysis of energy based signal detection**. 2005. 99 f. Dissertação (Mestrado) - Faculdade de Tecnologia da Universidade de Oulu, Oulu, 2005. Acesso em: 15 de outubro de 2023.