

**MINISTÉRIO DA DEFESA
EXÉRCITO BRASILEIRO
DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE DEFESA**

THALES CURIONI RAIA

**AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DE TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DE
DIREÇÃO DE CHEGADA PARA UM RADAR MULTIFUNÇÃO DE
ARQUITETURA HÍBRIDA**

**RIO DE JANEIRO
2021**

THALES CURIONI RAIA

AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DE TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DE
DIREÇÃO DE CHEGADA PARA UM RADAR MULTIFUNÇÃO DE
ARQUITETURA HÍBRIDA

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia de Defesa do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Ciência em Engenharia de Defesa.

Orientador(es): José Antonio Apolinário Junior, D.Sc.
Mariana Guimarães Pralon Thomas, Dr.

Rio de Janeiro

2021

©2021

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

Praça General Tibúrcio, 80 – Praia Vermelha

Rio de Janeiro – RJ CEP: 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmar ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

Curioni Raia, Thales.

Avaliação do Desempenho de Técnicas de Estimação de Direção de Chegada para um Radar Multifunção de Arquitetura Híbrida / Thales Curioni Raia. – Rio de Janeiro, 2021.

113 f.

Orientador(es): José Antonio Apolinário Junior e Mariana Guimarães Pralon Thomas.

Dissertação (mestrado) – Instituto Militar de Engenharia, Engenharia de Defesa, 2021.

1. Estimação de direção de chegada. 2. Phased array. 3. MPAR. 4. Erro de quantização de fase. 5. Defasadores. 6. Beamforming híbrido. 7. Dados reais. i. Apolinário Junior, José Antonio (orient.) ii. Guimarães Pralon Thomas, Mariana (orient.) iii. Título

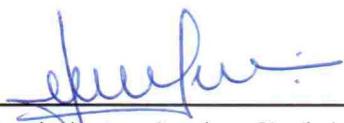
THALES CURIONI RAIA

**Avaliação do Desempenho de Técnicas de Estimação de
Direção de Chegada para um Radar Multifunção de
Arquitetura Híbrida**

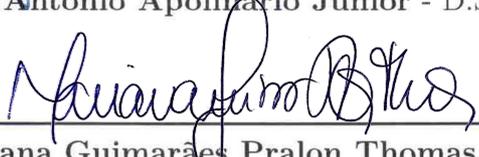
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia de Defesa do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Ciência em Engenharia de Defesa.

Orientador(es): José Antonio Apolinário Junior e Mariana Guimarães Pralon Thomas.

Aprovado em Rio de Janeiro, 02 de agosto de 2021, pela seguinte banca examinadora:



Prof. José Antonio Apolinário Junior - D.Sc. do IME - Presidente



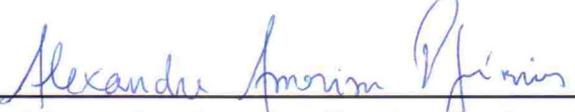
Mariana Guimarães Pralon Thomas - Dr. do DSMEM



Aline Oliveira Pinto Silva - D.Sc. do IPqM



Bruno Cosenza de Carvalho - D.Sc. do CTEEx



Alexandre Amorim Pereira Junior - D.Sc. do IME

Rio de Janeiro

2021

*Este trabalho é dedicado às crianças adultas que,
quando pequenas, sonharam em se tornar cientistas.*

AGRADECIMENTOS

A Deus, por me dar força para superar as dificuldades, mostrar o caminho nas horas incertas e me suprir em todas as minhas necessidades.

Aos meus pais, José e Ilza, por terem me dado a educação e a estrutura familiar para propiciar meu desenvolvimento, e que, com seu amor e dedicação, fizeram com que as dificuldades que tiveram para a minha formação ficassem invisíveis para mim.

À minha esposa, Karina, pelo companheirismo, apoio e paciência que teve comigo durante este período.

Ao meu irmão, Raphael, demais familiares e amigos, pelo incentivo em sempre prosseguir.

Aos meus orientadores, Prof. José Antonio Apolinário Junior e Major QEM Mariana Guimarães Pralon Thomas, pelos ensinamentos e dedicação durante a realização deste trabalho.

Ao Instituto Militar de Engenharia e em especial à seção de Engenharia de Defesa, pelo conhecimento científico transferido.

À Marinha do Brasil e em especial ao Centro de Guerra Acústica e Eletrônica, pela oportunidade da realização de um sonho.

A todos aqueles que de forma direta ou indireta colaboraram para a realização desta dissertação, meu agradecimento.

*“Lembre-se que as pessoas podem tirar tudo de você,
menos o seu conhecimento”.*
(Albert Einstein)

RESUMO

Este trabalho apresenta uma análise do desempenho do zênite obtido por um Radar *Phased Array* Multifunção (MPAR). Um dos tópicos de análise foi em relação ao erro de quantização de fase, presente nos defasadores de b-bit de resolução, usados para escanear a região de visibilidade horizontal no primeiro estágio do sistema. O MPAR é composto por uma geometria planar, não contígua, do arranjo de sensores e uma arquitetura que compreende uma estrutura híbrida dividida em subarranjos. Sinais de banda base complexos obtidos seguindo a arquitetura do MPAR e as características do alvo foram simulados, enquanto dados reais, fornecidos pelo protótipo do radar sob investigação, foram processados. Em experimentos realizados paralelamente, sinais simulados e dados reais, alimentam os algoritmos clássicos de estimação da direção de chegada (DoA) que fornecem as estimativas do zênite. Os resultados das simulações estão de acordo com os resultados obtidos para os dados reais e comprovam a influência direta do erro de quantização do azimute no zênite estimado. Análises do comportamento do sistema para diferentes níveis de SNR e para diferentes tamanhos de arranjo de sensores foram realizadas, para o algoritmo de melhor desempenho nas simulações, demonstrando que a implementação de defasadores de maior resolução permite alcançar resultados tão bons quanto aumentar o número de elementos do arranjo.

Palavras-chave: Estimação de direção de chegada. Phased array. MPAR. Erro de quantização de fase. Defasadores. Beamforming híbrido. Dados reais.

ABSTRACT

This work presents a performance analysis of the zenith obtained by a Multifunction Phased Array Radar (MPAR). An analyzed topic concerns the quantization error of b-bit phase shifters used to scan the horizontal visible region in the first stage of the system. The MPAR is composed by a non-contiguous planar array geometry and an architecture that comprises a hybrid structure, divided in subarrays. Complex baseband signals obtained following the MPAR's architecture and the target characteristics were simulated, while real data, provided by the radar prototype under investigation, were processed. In parallel experiments carried out, both, simulated signals and real data, feed the classical direction of arrival (DoA) algorithms that provide the zenith estimates. The simulation results are in agreement with the results obtained for the real data, and prove the direct influence of the azimuth quantization error on the estimated zenith. Analysis of the system behavior for different SNR levels and sensors array size were carried out for the best performing algorithm in the simulations, demonstrating that the implementation of higher resolution level phase shifters allows achieving results as good as increasing the number of elements in the array.

Keywords: Direction of arrival estimation. Phased array. MPAR. Phase quantization error. Phase shifters. Hybrid beamforming. Real data.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Diagrama em blocos simplificado de um sistema radar monostático.	18
Figura 2.2 – Temporização de um Sistema Radar Pulsado.	21
Figura 2.3 – Ambiguidade em distância.	22
Figura 2.4 – Sinal de transmissão modulado linearmente em frequência: (a) Parte real; (b) Parte imaginária; e (c) Espectro de frequências.	25
Figura 2.5 – Chirps transmitidos em sequência, espaçados por PRT.	26
Figura 2.6 – Diagrama em blocos da cadeia de recepção de um sistema de radar pulsado.	27
Figura 2.7 – Obtenção da envoltória complexa de sinais refletidos.	28
Figura 2.8 – Funções densidades de probabilidade.	30
Figura 2.9 – Curvas Características de Operação do Receptor.	31
Figura 2.10–Diagrama em blocos da cadeia de recepção de um sistema de radar que emprega filtro receptor.	33
Figura 2.11–Módulo do sinal de saída do filtro casado. Amplitude normalizada.	33
Figura 2.12–Geometrias de arranjos de sensores: (a) Arranjo Linear Uniforme (ULA) padrão de $N=8$ elementos; e (b) Arranjo Planar de $M = 12$ e $N = 4$ elementos e geometria retangular ou contígua.	36
Figura 3.1 – Projeções do vetor unitário \mathbf{u} no volume $x - y - z$	41
Figura 3.2 – Diagrama simplificado do processamento de um sinal de interesse (SOI), incidente em um arranjo linear de sensores equiespaçados entre si.	42
Figura 3.3 – Projeção de um sinal de interesse no subspaço dos sinais.	51
Figura 4.1 – Tipos de arquiteturas utilizadas em radares <i>phased array</i> : (a) Beamforming Digital (no nível dos elementos); (b) Beamforming Analógico; e (c) Beamforming Híbrido.	55
Figura 4.2 – <i>Beampattern</i> tipo <i>Fan beam</i>	57
Figura 4.3 – Geometria do arranjo de sensores do radar Multifunção.	59
Figura 4.4 – Estrutura simplificada do radar sob investigação; o arranjo possui MN antenas.	60
Figura 4.5 – <i>Beampattern</i> para o radar PO-1: Ganhos para valores de (a) $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ e (b) $0 \leq \phi \leq 180^\circ$ – para $\theta_{real} = \phi_{real} = 90^\circ$; e ganhos para valores de (c) $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ e (d) $0 \leq \phi \leq 180^\circ$ – para $\theta_{real} = 90^\circ$ e $\phi_{real} = 50^\circ$	64
Figura 4.6 – Erro de fase devido à quantização.	68
Figura 4.7 – Comparação entre <i>beampatterns</i> gerados para sistemas radar com resolução dos defasadores $b \in \{3, 4, 5, \infty\}$ bits: (a) Efeitos totais da quantização de fase; e (b) Visão ampliada, demonstrando os diferentes direcionamentos horizontais e a redução de ganho para cada sistema.	69

Figura 4.8 – Efeitos da quantização de fase para sistemas radar distintos, com resolução dos defasadores, $b \in \{3, 4, 5, \infty\}$ bits: (a) Erros absoluto de direcionamento horizontal do feixe principal; e (b) Redução do ganho do feixe principal de cada sistema radar, em relação ao ponto de máximo ganho (ϕ_{des}) do sistema ideal.	70
Figura 4.9 – Modelo considerado para as simulações.	73
Figura 5.1 – Arranjo planar de sensores utilizado pelos sistemas radar dos cenários 1 e 2. Posições dos elementos, em função do comprimento de onda, representadas pelos pontos.	77
Figura 5.2 – Curvas contendo o erro de estimação do zênite, provenientes de sistemas radar com resoluções distintas para o subcenário 1-A.	79
Figura 5.3 – Curvas contendo o erro de estimação do zênite, provenientes de sistemas radar com resoluções distintas para o subcenário 1-B.	81
Figura 5.4 – Curvas contendo o erro de estimação do zênite, provenientes de sistemas radar com resoluções distintas para o subcenário 1-C.	81
Figura 5.5 – Posição angular dos alvos em cada subcenário.	83
Figura 5.6 – Erro de estimação do zênite para o subcenário 2-A.	84
Figura 5.7 – Erro de estimação do zênite para o subcenário 2-B.	85
Figura 5.8 – Erro de estimação do zênite para o subcenário 2-C.	86
Figura 5.9 – Erro de estimação do zênite para o subcenário 2-D.	87
Figura 5.10 – Erro de estimação do zênite para o cenário 3.	89
Figura 5.11 – Arranjos de sensores considerados para o subcenário 4-A: (a) Arranjo 1, contendo 48 elementos; (b) Arranjo 2, contendo 96 elementos; (c) Arranjo 3, contendo 144 elementos; e Arranjo 4, contendo 192 elementos.	91
Figura 5.12 – Comportamento do erro de zênite, para quatro sistemas radar, com resoluções $b \in \{3, 4, 5, \infty\}$, respectivamente para seus defasadores e alteração do número de sensores por subarranjo.	92
Figura 5.13 – Arranjos de sensores considerados para o subcenário 4-B: (a) Arranjo 1, contendo 96 elementos; (b) Arranjo 2, contendo 144 elementos; e (c) Arranjo 3, contendo 192 elementos.	93
Figura 5.14 – Comportamento do erro de zênite, para quatro sistemas radar, com resoluções $b \in \{3, 4, 5, \infty\}$, respectivamente para seus defasadores e alteração do número de canais de recepção.	94
Figura 6.1 – Distribuição da energia recebida pelo radar para a região de visibilidade horizontal: (a) durante a varredura realizada na volta 1; e (b) durante a varredura realizada na volta 2.	98
Figura 6.2 – Pulso recebido pelo radar PO-1: Possível distância radial do alvo indicada em vermelho, de acordo com o maior pico presente no pulso.	98

Figura 6.3 – Sinal resultante nas saídas dos módulos integradores de cada canal do radar PO-1, para a primeira volta.	99
Figura 6.4 – Sinal resultante nas saídas dos módulos integradores de cada canal do radar PO-1, para a segunda volta.	100
Figura 6.5 – Posição onde são considerados os <i>snapshots</i> para a estimação da DoA. Correspondentes aos picos considerados alvos detectados.	102
Figura 6.6 – Comparação do erro de quantização obtido para os dados reais e para a simulação.	107

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 – Parâmetros do sistema utilizado nas simulações.	76
Tabela 5.2 – Grandezas derivadas do sistema utilizado nas simulações.	78
Tabela 5.3 – Parâmetros de entrada para o Cenário 1.	79
Tabela 5.4 – Parâmetros específicos para cada subcenário.	79
Tabela 5.5 – Valores médios provenientes dos RMSE para os sistemas radar do subcenário 1-A.	80
Tabela 5.6 – Valores médios provenientes dos RMSE para os sistemas radar dos subcenários 1-B e 1-C.	82
Tabela 5.7 – Parâmetros de entrada específicos para os sistemas radar considerados nos subcenários 2-A e 2-B.	83
Tabela 5.8 – Parâmetros de entrada específicos para os sistemas radar considerados nos subcenários 2-C e 2-D.	84
Tabela 5.9 – Parâmetros comuns utilizados nos subcenários 3-A, 3-B e 3-C.	88
Tabela 5.10–Parâmetros específicos dos subcenários.	88
Tabela 5.11–Resultados obtidos para os subcenários 3-A, 3-B e 3-C.	89
Tabela 5.12–Parâmetros utilizados no cenário 4.	90
Tabela 5.13–Números de elementos para o subcenário 4-A.	91
Tabela 5.14–Erros de estimação do zênite, obtidos para o subcenário 4-A.	92
Tabela 5.15–Números de elementos para o subcenário 4-B.	93
Tabela 5.16–Erros de estimação do zênite, obtidos para o subcenário 4-B.	94
Tabela 6.1 – Parâmetros obtidos após a integração de n_p pulsos, nos canais do radar PO-1	101
Tabela 6.2 – Resultados práticos obtidos após o processamento dos dados reais.	103
Tabela 6.3 – Parâmetros presentes na saída de processamento do radar PO-1.	103
Tabela 6.4 – Parâmetros utilizados na obtenção dos erros de elevação.	105

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
2	PRINCÍPIOS DE SISTEMAS RADAR	17
2.1	INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS RADAR	17
2.2	TIPOS DE RADARES	19
2.2.1	CLASSIFICAÇÃO COM BASE NA FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO	19
2.2.2	CLASSIFICAÇÃO COM BASE NA OPERACIONALIDADE	20
2.2.3	CLASSIFICAÇÃO QUANTO AO SINAL TRANSMITIDO	20
2.3	CONCEITOS DE FORMA DE ONDA PULSADA	21
2.3.1	FREQUÊNCIA DE REPETIÇÃO DE PULSOS E AMBIGUIDADE EM DISTÂNCIA	22
2.3.2	RESOLUÇÃO EM DISTÂNCIA	23
2.3.3	MODULAÇÃO LINEAR EM FREQUÊNCIA	23
2.4	EQUAÇÃO RADAR	25
2.5	O RECEPTOR RADAR	27
2.5.1	O DETECTOR	29
2.6	COMPRESSÃO E INTEGRAÇÃO DE PULSOS	31
2.7	OBTENÇÃO DE MEDIDAS	34
2.7.1	DISTÂNCIA RADIAL	34
2.7.2	VELOCIDADE RADIAL	34
2.7.3	MEDIDAS ANGULARES	35
2.8	RADARES PHASED ARRAY	35
3	PROCESSAMENTO DE SINAIS EM UM RADAR PHASED ARRAY	38
3.1	FUNDAMENTOS	38
3.2	ESTIMAÇÃO DA DIREÇÃO DE CHEGADA	45
3.2.1	MÉTODO BEAMFORMING	46
3.2.1.1	MÉTODO DELAY AND SUM	46
3.2.1.2	MÉTODO MINIMUM VARIANCE DISTORTIONLESS RESPONSE	47
3.2.2	MÉTODO BASEADO EM SUBESPAÇOS: MUSIC	49
4	ANÁLISE DOS EFEITOS DA QUANTIZAÇÃO DE FASE NO DESEMPENHO DO RADAR PO-1	53
4.1	TIPOS DE ARQUITETURAS UTILIZADAS EM RADARES PHASED ARRAY	53
4.2	ARQUITETURA DO RADAR PO-1	56
4.2.1	GEOMETRIA DO ARRANJO DE SENSORES	58

4.2.2	MODELAGEM DOS SINAIS	59
4.2.3	SÍNTESE DO BEAMPATTERN	63
4.3	DEFASADORES	65
4.4	EFEITOS DA QUANTIZAÇÃO DE FASE	67
4.5	ESTIMAÇÃO DA DOA EM ELEVAÇÃO NA PRESENÇA DO ERRO DE QUANTIZAÇÃO DE FASE	72
5	SIMULAÇÕES	76
5.1	CENÁRIO 1	78
5.2	CENÁRIO 2	82
5.3	CENÁRIO 3	87
5.4	CENÁRIO 4	90
5.5	CONCLUSÕES PARCIAIS	95
6	ANÁLISE DE DADOS REAIS	96
6.1	DADOS REAIS UTILIZADOS	96
6.2	PROCESSAMENTO COM SINAIS REAIS	97
6.2.1	VERIFICAÇÃO DA PRESENÇA DE UM ALVO	97
6.2.2	OBTENÇÃO DA DISTÂNCIA RADIAL DO ALVO	98
6.2.3	ESTIMAÇÃO DA ELEVAÇÃO DO ALVO	101
6.3	ANÁLISE DA QUANTIZAÇÃO DE FASE PARA OS DADOS REAIS	104
7	CONCLUSÕES	108
7.1	TRABALHOS FUTUROS	109
	REFERÊNCIAS	110

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, um tópico que tem recebido bastante atenção é a estimação de parâmetros relacionados a emissores. Neste contexto, a localização dos emissores, especialmente com respeito à direção de chegada (do inglês *Direction of Arrival* - DoA), tem sido o foco de pesquisas em campos como o de sistemas RADAR aplicados a sistemas autônomos [1], sistemas para aplicações militares e navegação por satélite [2], dentre outros. A fim de estimar parâmetros de direção de chegada de sinais de interesse, várias técnicas, especialmente aquelas baseadas na resposta dos arranjos de sensores para ondas incidentes [3], foram exaustivamente investigadas ao longo dos anos. Modernos sistemas radar vêm sendo desenvolvidos não mais para desempenhar uma única função. Estes, denominados radares Multifunção, têm evoluído rapidamente com a utilização de uma arquitetura capaz de processar enormes quantidades de informações, provenientes de múltiplas entradas, não só provenientes das diversas aplicações multiplexadas que podem exercer, como dos diversos elementos que compõem seu arranjo de sensores.

Um Radar *Phased Array* Multifunção (MPAR), objeto de estudo deste trabalho, é empregado em uma ampla gama de missões civis e militares, como busca e vigilância, designação de alvos para sistemas de armas e controle de tráfego aéreo. A acurácia na estimação da direção de chegada em sistemas MPAR é uma importante questão para a localização de alvos. Neste trabalho, é apresentado o desempenho, em estimar a posição 3-D, de um MPAR com uma arquitetura correspondente a um *beamformer* híbrido, tendo no *front end* um arranjo de sensores de geometria planar, onde os elementos estão dispostos em uma grade triangular. No domínio de radiofrequência (RF), os sinais incidentes nos sensores são atrasados por defasadores e combinados de modo que um menor número de receptores é usado. As fases fornecidas pelos defasadores são quantizadas e o efeito desta quantização na estimativa do ângulo vertical é avaliada. Devido a fatores como custo, peso e parâmetros técnicos desejados (formação de múltiplos feixes, com redução do nível dos lóbulos laterais [4], *direction finding* com superresolução, acompanhamento adaptativo de alvos [5], dentre outros), radares do tipo *Phased Array* (PAR) e principalmente MPAR, frequentemente adotam um arranjo de antenas dividido em subarranjos, conforme exemplificado em [4] e [6]. Enquanto o número de antenas tende a aumentar, o custo de implementação digital do *beamformer*, bem como a complexidade computacional e dos circuitos tornam-se muito altas para aplicações comerciais. Uma arquitetura híbrida para o *beamformer* é uma escolha natural. Para alcançar requisitos satisfatórios, é válido investigar a acurácia do direcionamento do arranjo em vista da quantização de fase nos estágios iniciais do radar.

Em [7], o desempenho de um algoritmo de estimação da direção de chegada proposto foi avaliado para um *beamformer* híbrido, no qual a geometria do arranjo de

sensores era composta por um arranjo linear uniforme (ULA) padrão, com subarranjos não sobrepostos. [8] apresenta os efeitos da quantização de fase e de amplitude na precisão do apontamento do feixe e nos lóbulos secundário emergentes, que aumentam devido à periodicidade do erro. Uma investigação da relação entre a densidade do arranjo, o número de bits usados na quantização, o alcance máximo de varredura e o erro máximo de varredura para o direcionamento do feixe, foi conduzido em [9]. A principal contribuição deste trabalho é a avaliação da influência dos erros de azimute produzidos por defasadores de b -bits de resolução no desempenho dos algoritmos usados para estimar o zênite (complemento da elevação) em um MPAR, cuja arquitetura combina uma estrutura híbrida e uma geometria planar não contígua para o arranjo de sensores. Até onde é sabido, tal estudo não havia sido realizado para a referida arquitetura, sendo esta a motivação para este trabalho.

Considerando um diagrama esquemático reduzido para o MPAR sob investigação, foi implementado um simulador de sinais, baseado em um cenário composto por um alvo aéreo de pequena seção reta radar, permitindo uma análise do desempenho de defasadores de $b \in \{3, 4, 5, \infty\}$ bits de resolução. Os resultados são apresentados para comparar o desempenho dos métodos clássicos de estimação da DOA: *Delay and Sum*, Capon e MUSIC. Dados reais provenientes do radar de testes no qual o estudo baseia-se, foram processados, considerando-se a mesma arquitetura definida para as simulações. Os resultados para os dados reais e para as simulações, no que diz respeito, tanto ao desempenho dos estimadores, quanto à análise da influência da quantização de fase, foram confrontados, de maneira que futuras melhorias possam ser implementadas com maior grau de confiabilidade.

Este trabalho está organizado como a seguir: o capítulo 2, apresenta o embasamento teórico que rege o funcionamento de um radar pulsado, proporcionando um entendimento amplo do processamento dos sinais, desde a recepção pelo sistema, até a disponibilização destes nas aplicações designadas. O capítulo 3, restringe o assunto aos fundamentos do processamento de sinais em arranjos de sensores, descrevendo os métodos de obtenção de medidas angulares, por meio de algoritmos clássicos de estimação da direção de chegada de sinais de interesse. Uma análise do erro de quantização presente nos defasadores – responsáveis por realizar o direcionamento do feixe principal em azimute – é conduzida no capítulo 4, com intuito de verificar sua influência na estimação da DoA em elevação. A arquitetura do radar é detalhada aqui, com ênfase nos defasadores e na quantização de fase intrínseca a estes, proporcionando a modelagem dos sinais quantizados, que serão utilizados na estimação da DoA. O estudo, neste capítulo, é a base para os experimentos realizados neste trabalho. No capítulo 5, são apresentados os resultados de simulações relativas à cenários implementados no software Matlab[®], escolhidos convenientemente para ressaltar as associações entre os erros produzidos em ambas as coordenadas. Os resultados do processamento de sinais reais, provenientes do radar sob investigação, são detalhados no capítulo 6, permitindo confrontá-los aos resultados teóricos e, finalmente, as conclusões são apresentadas no capítulo 7.

2 PRINCÍPIOS DE SISTEMAS RADAR

Este capítulo tem como objetivo apresentar ao leitor o embasamento teórico que rege o funcionamento de um radar pulsado, objeto de estudo deste trabalho. O desenvolvimento gradativo dos conceitos aqui apresentados, proporcionam um entendimento do processamento dos sinais, desde a recepção pelo sistema, até a disponibilização destes para as diversas aplicações nas quais o radar será designado. Na seção 2.1, o princípio de operação e a configuração básica de um radar pulsado são apresentados, sendo seguida, na seção 2.2, pela classificação dos sistemas radar, conforme critérios convenientes para o entendimento gradual dos conceitos utilizados posteriormente. A forma de onda pulsada, utilizada em todo o processamento desenvolvido neste trabalho, é conceituada na seção 2.3, enquanto na seção 2.4, os parâmetros básicos para o desenvolvimento de um projeto radar são relacionados, através da Equação Radar. A partir da seção 2.5, a cadeia de recepção do radar é analisada, desde a incidência dos sinais no sensor, até a detecção de um possível alvo pelo detector, passando pelos processos de Compressão e Integração de Pulsos, demonstrados na seção 2.6. Um resumo sobre a obtenção de medidas, pelo sistema radar, é apresentado na seção 2.7, haja vista seu detalhamento nos capítulos seguintes e, por fim, a seção 2.8, introduz os conceitos de um radar do tipo *Phased Array*.

2.1 Introdução aos Sistemas Radar

Radar, acrônimo para **RA**dio **D**etection **A**nd **R**anging, é um sensor eletromagnético utilizado para a detecção e localização de objetos refletivos que constituem o ambiente ao seu redor. Sua operação pode ser resumida a seguir [8]:

- O radar irradia energia eletromagnética por meio de uma antena que propagar-se-á no meio (espaço livre);
- Parte da energia irradiada é interceptada pelo objeto refletivo, usualmente chamado de alvo, localizado a uma distância radial, R , do radar;
- A energia interceptada pelo objeto refletivo é reirradiada em diversas direções;
- Parte da energia reirradiada (eco) retorna e é recebida pela antena do radar;
- Após a amplificação e com a ajuda do processamento adequado do sinal, é tomada uma decisão na saída do receptor quanto à presença ou não de um sinal de eco de um alvo. Então, a localização e possivelmente outras informações sobre o alvo são adquiridas.

A configuração básica de um sistema radar envolve a geração da forma de onda, a cadeia de radiofrequência de transmissão, uma ou mais antenas (dependendo da configuração), a cadeia de radiofrequência de recepção e o detector de alvos. A Figura 2.1 apresenta o diagrama de blocos contendo a configuração simplificada de um sistema radar monostático, onde a mesma antena é utilizada para a transmissão e recepção dos sinais, por meio de um circulador no módulo T/R, que conecta o transmissor e o receptor à cadeia de radiofrequência (RF).

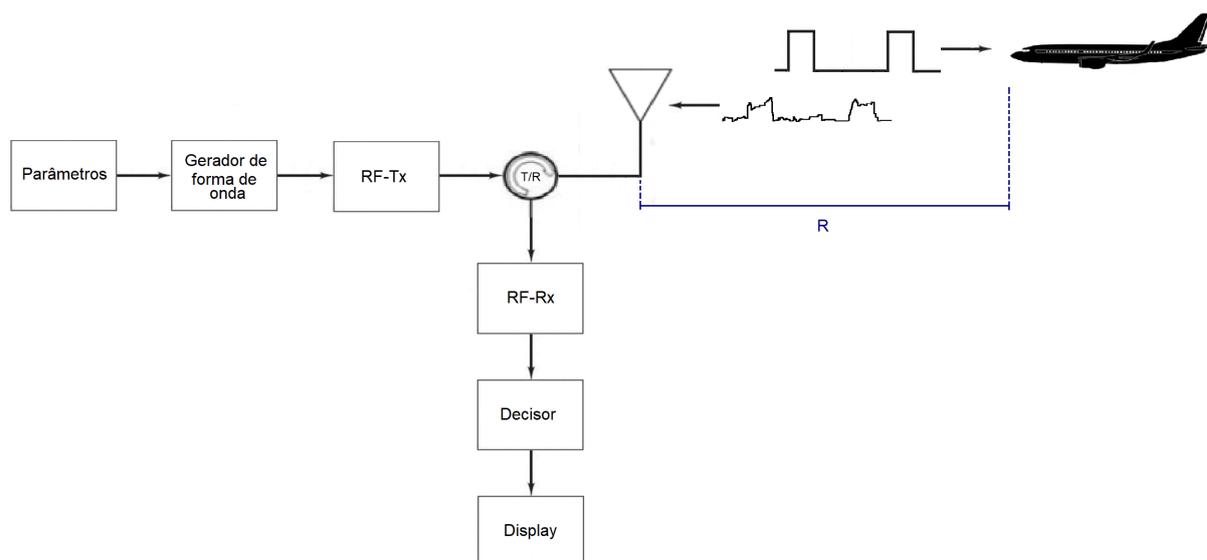


Figura 2.1 – Diagrama em blocos simplificado de um sistema radar monostático.

Com base nesta figura, e nos princípios de funcionamento apontados, é possível observar que a distância radial do alvo, comumente chamada de *Range*, é determinada medindo-se o tempo entre a transmissão do sinal e a recepção proveniente de sua reflexão. Os conceitos relacionados a esta grandeza e o procedimento para sua obtenção serão apresentados, respectivamente, na seção 2.3 e na subseção 2.7.1. Outros parâmetros do alvo, comumente estimados a partir do sinal recebido são a sua posição, composta, além da distância radial, pelo azimute e pela elevação, sua velocidade radial, sua natureza e a direção de seu movimento. No entanto, após um notável desenvolvimento tecnológico obtido durante o século XX, os sistemas radares tornaram-se capazes de extrair inúmeras outras informações da onda refletida além das já citadas, que seguem aumentando com o avanço de pesquisas.

Dentre as diversas evoluções do sistema, ao longo de décadas, destacam-se o uso do efeito doppler [10], o uso da técnica de compressão de pulso [8] que empregam formas de onda de tamanho longo e de alto nível de energia sem perder resolução em distância, o desenvolvimento de antenas do tipo phased array [11] e [12], que permitiram o emprego de multifuncionalidades do sistema de maneira simultânea, e principalmente a evolução da tecnologia digital para processamento de sinais e dados.

Atualmente, algumas das linhas de pesquisa concentram-se em melhorias no uso do efeito doppler para detecção de pequenos movimentos [13]; aperfeiçoamento de sistemas que utilizam arranjo de antenas [14]; radares multifuncionais [15]; novas técnicas para reconhecimento de alvos e sistemas MIMO [16].

2.2 Tipos de Radares

Apesar de não haver uma maneira única de caracterizar um radar, encontra-se em [8] uma classificação dos tipos de radares quanto à sua funcionalidade. No entanto, por motivos didáticos que venham a contribuir com um gradual entendimento dos conceitos básicos do funcionamento de um sistema radar, a categorização neste trabalho foi realizada com base em três diferentes critérios: características específicas do sistema, em que a frequência da portadora da onda transmitida é o principal quesito de classificação; operacionalidade, podendo ser divididos basicamente em aplicações militares ou civis, cada qual abrangendo suas respectivas subdivisões; ou tipo de onda transmitida, que pode ser pulsada ou contínua.

2.2.1 Classificação com Base na Frequência de Operação

Por tratarem-se de equipamentos eletrônicos que emitem radiação eletromagnética para o espaço livre, radares devem operar em faixas de frequências específicas, designadas pela *International Telecommunication Union (ITU)*, que encontram-se subdivididas em bandas de aplicações distintas. Não é conveniente utilizar a faixa exata de frequência em que um tipo particular de radar opera. Em aplicações militares, por exemplo, as faixas de frequências de operação dos radares, normalmente não são divulgadas; então, o uso de letras para designar as bandas de operação é útil. A designação completa de letras para bandas de frequências de radares, além das faixas específicas utilizadas e regiões de aplicação são padronizadas pelo *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, diante das faixas impostas pela ITU, e podem ser consultadas detalhadamente em [17]. Através dela é possível concluir que a tecnologia, a capacidade e a aplicação de um radar deve variar consideravelmente de acordo com a faixa de operação.

Dentre os fatores de maior relevância, relacionados à variação da faixa de frequência utilizada em sistemas radares, estão a atenuação sofrida pelos sinais durante a propagação, devido aos efeitos atmosféricos, sua acurácia na obtenção de medidas e o tamanho dos componentes eletrônicos utilizados no sistema. Os radares que operam nas bandas de frequências mais baixas da tabela apresentada em [17] são considerados radares de longo alcance, podendo detectar alvos em distâncias entre 200 km e 500 km (VHF e UHF) e comumente, mais distantes quando operando nas bandas de HF. Ainda na categoria dos radares de longo alcance, encontram-se os radares que operam na banda L.

Muito utilizada em sistemas radares 3-D, a banda S, é caracterizada pelo excelente

trade-off entre médio alcance para a detecção de alvos (entre 100 km e 200 km) e uma acurada medição da posição do alvo [18]. Na banda X, encontra-se grande quantidade de sistemas radar de utilização militar, no entanto, esta banda é também apropriada para o uso em sistemas de radar do tipo SAR e em radares de navegação marítima e aérea, devido ao reduzido tamanho do hardware utilizado. Os radares que operam nas bandas de frequências mais elevadas, K_u , K e K_a , são considerados de curto alcance devido à maior sensibilidade dos sinais em relação às condições atmosféricas. Sistemas radares são projetados nesta banda quando reduzidos tamanhos de hardware são necessários.

2.2.2 Classificação com Base na Operacionalidade

Radares podem, por exemplo, ser empregados para rastrear, identificar, classificar e gerar imagens. Sua operacionalidade é definida pelo usuário final, estando estes subdivididos basicamente em dois grupos: aplicações civis ou militares (defesa). Requisitos como maior probabilidade de interceptação e menor susceptibilidade a interferências intencionais, são considerados de grande relevância em sistemas radares militares. Destacam-se entre os radares de defesa [19]: Radar de Vigilância, Radar de Busca, Radar de Rastreamento, e Radar de tiro.

Neste ponto é de interesse abordarmos o conceito de Radar Multifunção, tendo em vista que o radar tomado como base neste trabalho é deste tipo. Se for considerado que cada um dos radares acima fornece alguma função específica, então um radar multifunção é aquele projetado para executar mais de uma dessas funções, geralmente executando uma função por vez, em uma base de tempo compartilhada.

Dentre os radares civis destacam-se o Radar de Navegação Marítima, o Radar de Controle de Tráfego Aéreo, o Radar de Mapeamento e o Radar Meteorológico.

Os radares citados anteriormente são do tipo primário. Este tipo de radar não necessita de cooperação do alvo para a obtenção de informação. Radares secundários [20] operam em apoio a radares primários e são utilizados, majoritariamente, no ambiente aéreo para estabelecer comunicação com o alvo e estabelecer informações complementares, usualmente o código de identificação de uma aeronave. Para que a comunicação seja estabelecida, é necessária a instalação de um transponder no objeto de interesse.

2.2.3 Classificação Quanto ao Sinal Transmitido

Os sistemas radar podem ser classificados quanto ao tipo de sinais de transmissão que empregam, abrangendo, basicamente, dois diferentes grupos: radares que utilizam formas onda contínuas (do inglês *Continuous Wave* - CW) e os que empregam formas de onda pulsadas. Os radares CW podem empregar sinais com ou sem modulação e devido à sua simplicidade, possuem limitações em seu funcionamento. Dentre as limitações

dos sistemas CW sem modulação, destaca-se que estes não são capazes de determinar a distância do alvo, determinando, apenas, sua velocidade. Neste trabalho o funcionamento de tais sistemas não será abordado, restringindo-se aos radares do tipo pulsado, cujo funcionamento é melhor detalhado a seguir.

2.3 Conceitos de Forma de Onda Pulsada

Os radares que empregam formas de onda pulsadas, apesar de apresentarem maior grau de complexidade, são capazes de extrair maior quantidade de informações úteis do sinal refletido, quando comparados aos radares CW. Os conceitos referentes à forma de onda pulsada merecem destaque, pois servirão de base para o desenvolvimento deste estudo. Por este motivo, este assunto será abordado em uma seção à parte. As subseções 2.3.1, 2.3.2 e 2.3.3 referem-se exclusivamente aos radares que empregam formas de ondas pulsadas.

Radares do tipo pulsado são sistemas cujas formas de onda de transmissão, $s_i(t)$, são sinais de duração finita, l_s [21]. A Figura 2.2 apresenta a temporização de um sistema pulsado, onde observa-se que durante a operação, os períodos de transmissão (Tx) e recepção (Rx) são distintos. O período de repetição de pulso (do inglês *Pulse Repetition Time*), PRT, define o intervalo entre pulsos consecutivos.

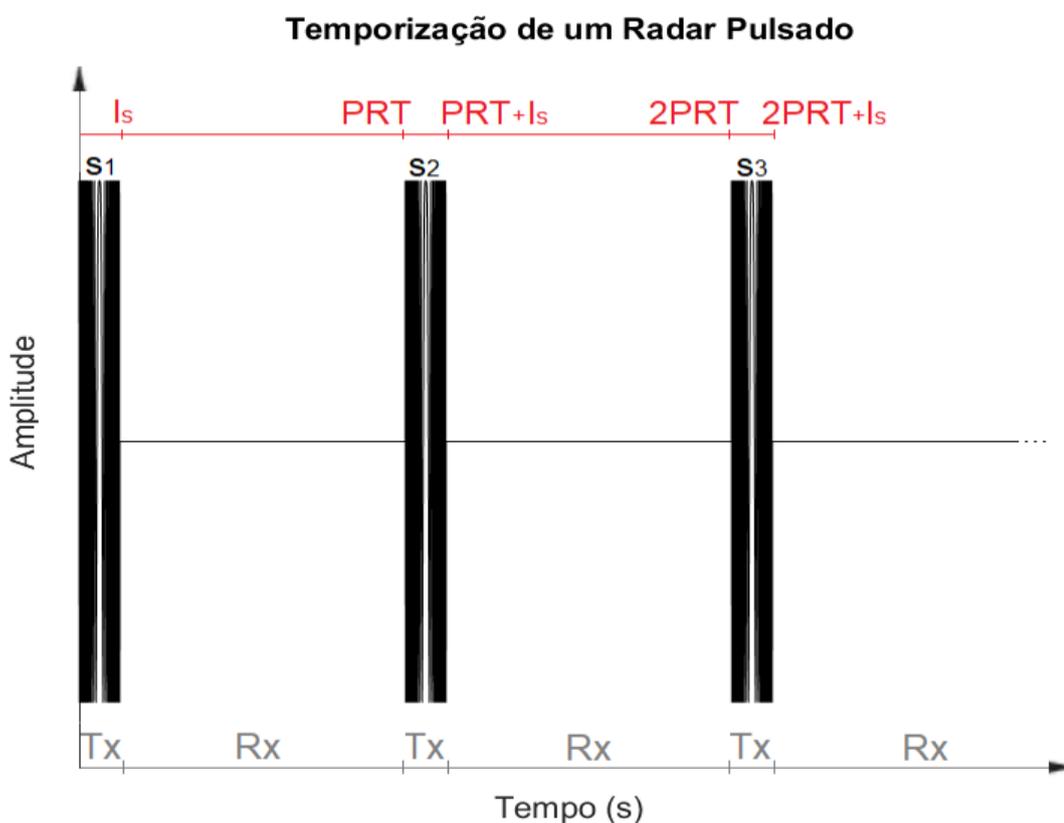


Figura 2.2 – Temporização de um Sistema Radar Pulsado.

Note no esquema apresentado pela Figura 2.1 que o tempo, T_0 , que o i -ésimo pulso leva para viajar até o alvo e retornar, contado a partir do instante inicial da transmissão deste, determina a distância radial, R , deste alvo que pode ser expressa por

$$R = \frac{cT_0}{2}, \tag{2.1}$$

onde c é a velocidade de propagação da onda eletromagnética no meio e o fator 2 é devido à onda propagar-se no sentido do alvo e posteriormente, no sentido do sistema radar (onda refletida).

2.3.1 Frequência de Repetição de Pulsos e Ambiguidade em Distância

A frequência de repetição de pulso (do inglês *Pulse Repetition Frequency*), PRF, é determinada principalmente pelo range máximo, R_{unamb} , em que alvos são esperados. Se a PRF for muito alta, ou seja, o intervalo de repetição de pulso, PRT, for baixo, a probabilidade de obter ecos provenientes de alvos correspondentes a pulsos de transmissão errados aumenta. Ecos recebidos após um intervalo que exceda o período de repetição de pulso podem resultar em erros ou medidas de distâncias radiais confusas. Sendo assim, após um pulso ser transmitido, um tempo, PRT, suficientemente grande deve ser esperado antes que outro pulso seja transmitido, para que os sinais refletidos em todos os objetos de interesse, presentes no volume a ser observado, sejam recebidos. Este efeito é apresentado na Figura 2.3, onde, o eco recebido do Alvo 2 referente ao pulso 1 retorna ao receptor após a transmissão do pulso 2. Para este instante de tempo, há dois sinais retornando ao receptor, que não é capaz de distinguir seus pulsos originais, resultando na posição aparente do Alvo 2, diferente de sua posição real.

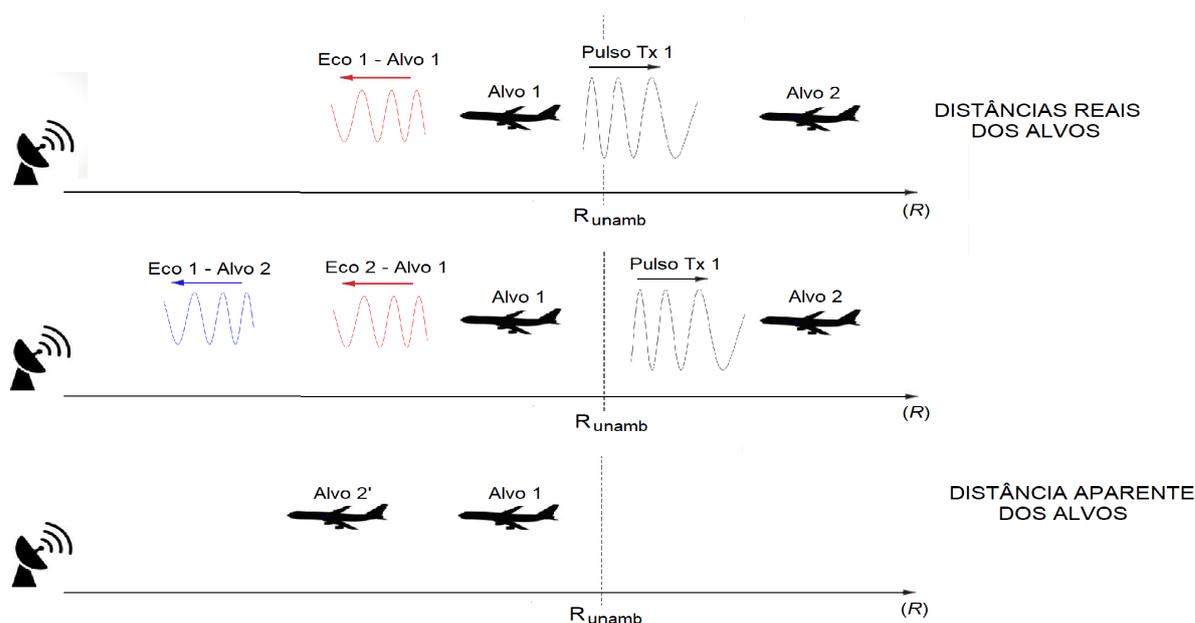


Figura 2.3 – Ambiguidade em distância.

A PRF máxima é dada por

$$\text{PRF}_{max} = \frac{c}{2R_{max}}, \quad (2.2)$$

bem como a distância máxima sem ambiguidade, por

$$R_{unamb} = \frac{cPRT}{2} = \frac{c}{2\text{PRF}}. \quad (2.3)$$

Observe, na Eq. 2.3 que a ambiguidade em distância ocorrerá sempre que um sinal refletido em um alvo, a uma distância superior a R_{unamb} , tenha energia para ser detectado. Uma solução comumente adotada para o problema da ambiguidade em distância é a transmissão de rajadas de pulsos com diferentes valores de PRF entre elas.

2.3.2 Resolução em Distância

Resolução em distância, ΔR , é a capacidade do radar distinguir dois alvos próximos, entre si, em distância. Para que ocorra distinção de dois ou mais alvos, estes devem encontrar-se à uma distância, no mínimo, igual à distância que o pulso estende-se no espaço, dada por

$$R_{l_s} = cl_s, \quad (2.4)$$

onde l_s é a duração do pulso. Considerando o trajeto de ida e volta percorrido pelo pulso, tem-se

$$\Delta R_{l_s} = \frac{R_{l_s}}{2} = \frac{cl_s}{2}. \quad (2.5)$$

Dada esta condição, os sinais refletidos nos alvos chegam ao receptor com uma diferença de tempo, $\Delta\tau = \frac{R_{l_s}}{c}$, não havendo superposição entre os pulsos recebidos. Observa-se, então, que a resolução em distância é inversamente proporcional à duração do pulso transmitido.

2.3.3 Modulação Linear em Frequência

Sistemas radar pulsados, comumente, usam formas de ondas caracterizadas por portadoras moduladas em fase ou frequência, devido a menor sensibilidade a distorções. Em [22], é apresentada uma expressão que representa um sinal analógico caracterizado por uma portadora modulada em fase ou em frequência, sendo dada por

$$s(t) = A_s \cos(2\pi f_0 t + \gamma(t)), \quad (2.6)$$

onde f_0 é a frequência central de transmissão e A_s é a amplitude do sinal, que possui valor absoluto máximo $A_s = \sqrt{2P}$. $\gamma(t)$ representa o tipo de modulação utilizada, e é dado por

$$\gamma(t) = \begin{cases} \int_{-\infty}^t K_p a(\alpha) d\alpha, & \text{para modulação em frequência; e} \\ K_p a(t), & \text{para modulação em fase,} \end{cases} \quad (2.7)$$

onde K_p é a constante de modulação e, $a(t)$, o sinal modulador.

Considerando a relação trigonométrica

$$e^{j\phi} = \cos(\phi) + j\text{sen}(\phi),$$

a Eq. 2.6 pode ser expressa por

$$s(t) = \text{Re}\{A_s e^{j\gamma(t)} e^{j2\pi f_0 t}\} \quad (2.8)$$

ou, ainda

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{s}(t) e^{j2\pi f_0 t}\}, \quad (2.9)$$

onde a forma de onda $\tilde{s}(t)$, dada por

$$\tilde{s}(t) = A_s e^{j\gamma(t)} \quad (2.10)$$

é a envoltória complexa do sinal $s(t)$ com respeito à frequência central de transmissão f_0 .

Devido ao radar utilizado como base neste estudo utilizar sinais modulados linearmente em frequência (do inglês *Linear Frequency Modulation* - LFM), as análises apresentadas a partir deste ponto serão restritas a estas formas de onda. Sinais de transmissão desta natureza foram empregados mais do que qualquer outra forma de onda em sistemas radar devido à sua grande popularidade, fácil geração e imunidade a desvios Doppler, que podem deteriorar a resolução em distância ou alterar os níveis do lóbulo secundário do sinal de saída. A aplicação de formas de onda de transmissão moduladas linearmente em frequência, conhecidas como *chirps*, juntamente à técnica conhecida como compressão de pulso na recepção, foi primeiramente proposta em 1945. Nestes sistemas, o sinal modulador, $a(t)$, segue uma função linear com o tempo, sendo dado por

$$K_p a(t) = K_p \left(t - \frac{l_s}{2}\right); \quad 0 < t < l_s, \quad (2.11)$$

onde l_s representa a duração do pulso de transmissão. Conseqüentemente, a fase do sinal de transmissão é dada, a partir da Eq. 2.7, por uma função quadrática definida como

$$\gamma(t) = \frac{K_p t^2}{2} - \frac{K_p l_s t}{2}; \quad 0 < t < l_s, \quad (2.12)$$

onde K_p é a constante de modulação.

Por fim, o sinal de transmissão, $s(t)$, é dado, conforme a Eq. 2.6, por

$$s(t) = A_s \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{K_p t^2}{2} - \frac{K_p l_s t}{2}\right); \quad 0 < t < l_s. \quad (2.13)$$

Com a frequência instantânea variando entre $f_0 - \frac{K_p l_s}{2}$ e $f_0 + \frac{K_p l_s}{2}$, a largura de banda, B_s , do sinal é

$$B_s = K_p l_s. \quad (2.14)$$

Torna-se de interesse definir que largura de banda do sinal, B_s , é a faixa de frequências que este ocupa no espectro. De acordo a propriedade básica da análise de Fourier, na qual sinais limitados no tempo são ilimitados na frequência, um sinal pulsado com duração, l_s – situação descrita aqui – terá sua largura de banda, definida pela faixa de frequências que concentra determinada quantidade de energia. Em sistemas radar considera-se, comumente, a faixa de energia compreendida entre 90%, 95% ou 99%.

As componentes reais e imaginárias da envoltória complexa de um sinal de transmissão modulado linearmente em frequência são apresentadas, respectivamente, na Figura 2.4a e Figura 2.4b. Foram considerados uma largura de banda, $B_s = 3$ MHz e duração do pulso, $l_s = 40\mu s$; a Figura 2.4c apresenta a densidade espectral de potência deste mesmo sinal.

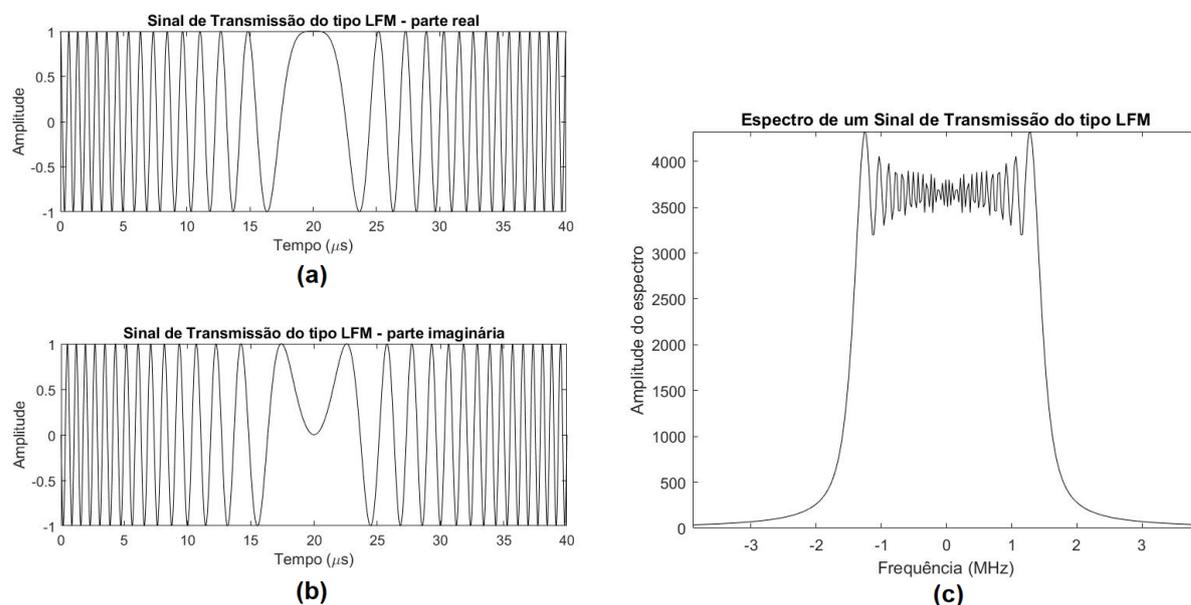


Figura 2.4 – Sinal de transmissão modulado linearmente em frequência: (a) Parte real; (b) Parte imaginária; e (c) Espectro de frequências.

Na Figura 2.5, são ilustrados dois sinais consecutivos, expressos pela Eq. 2.13.

2.4 Equação Radar

A equação do radar relaciona o alcance de um radar às características do transmissor, receptor, antena, alvo e ambiente [18]. É útil não apenas como um meio para determinar o range máximo entre o radar e o alvo, mas pode servir tanto como uma ferramenta para entender a operação do radar, quanto como uma base para o seu projeto. Nesta seção, a forma simples de a equação do radar é derivada.

Considere a relação sinal-ruído (do inglês *signal-to-noise ratio* - SNR) na saída do receptor, definida pela razão entre a potência média do sinal recebido, P_r , e a potência

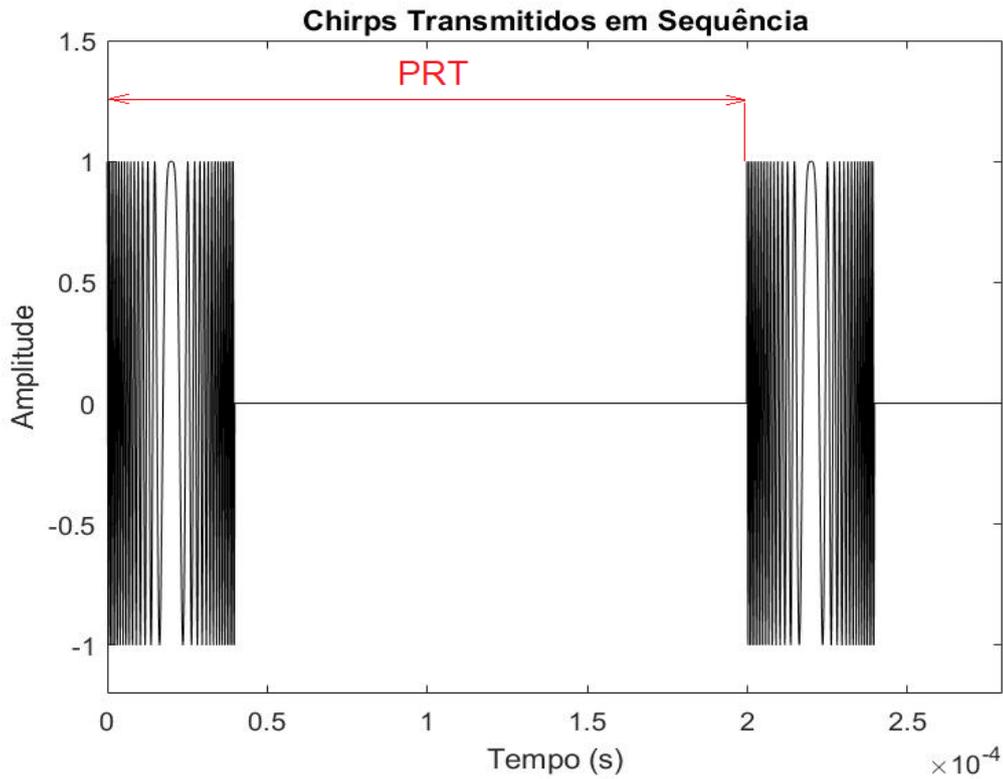


Figura 2.5 – Chirps transmitidos em sequência, espaçados por PRT.

média do ruído existente no sistema, P_n , dada por

$$\text{SNR} = \frac{P_r}{P_n}. \quad (2.15)$$

A partir da Eq. 2.15, é possível saber se um determinado alvo conseguirá ser detectado ou não pelo radar, dada sua distância a ele, sua seção reta radar e parâmetros de projeto do sistema.

Em [18] a potência média do sinal incidente na antena de recepção, P_r , relativo a reflexão do sinal de transmissão em um alvo à uma distância R é dada por

$$P_r = \frac{P_t G_t(\theta, \phi) G_r(\theta, \phi) \nu \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4}, \quad (2.16)$$

onde P_t é a potência de pico da onda eletromagnética transmitida, $G_t(\theta, \phi)$ é o ganho de transmissão, em função do azimute e da elevação do alvo em relação ao radar, $G_r(\theta, \phi)$ é o ganho de recepção da antena, ν é a seção reta radar [8] do alvo, e λ , o comprimento de onda do sinal.

Na maioria dos sistemas de radar monostáticos os ganhos $G_t(\theta, \phi)$ e $G_r(\theta, \phi)$, mostrados na Eq. 2.16, são os mesmos e esse produto é substituído por $G(\theta, \phi)^2$, com $G(\theta, \phi)$ sendo o ganho da antena. Omitindo os argumentos das funções ganho, a potência do sinal na entrada do receptor é finalmente dada por

$$P_r = \frac{P_t G^2 \nu \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4}. \quad (2.17)$$

Normalmente, para o cálculo da potência média do ruído considera-se somente a contribuição do ruído térmico presente no receptor, sendo esta dada por

$$P_n = \kappa T_k B_n F, \quad (2.18)$$

sendo κ a constante de Boltzmann dada por $1.38 \times 10^{-23} J/K$, T_k a temperatura efetiva de ruído do receptor em Kelvin, B_n a largura de banda equivalente de ruído do receptor em Hertz (em geral aproximadamente igual a largura de banda do sinal) e F a figura de ruído [23] do receptor. Dividindo a Eq. 2.16 pela Eq. 2.18 encontra-se a razão Sinal-Ruído do sinal recebido que é dada pela Eq. 2.19.

$$\text{SNR} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \nu}{(4\pi)^3 R^4 \kappa T_k B F L}, \quad (2.19)$$

sendo L , em decibéis, a perda total do sistema.

Na prática, a Eq. 2.19 não indica a SNR real [21]. Isso se dá devido à natureza estatística do sinal que chega no receptor, às flutuações e incertezas quanto a seção reta radar de cada alvo e aos efeitos causados pela atmosfera e pela superfície da Terra no sinal propagado.

2.5 O Receptor Radar

A função do receptor radar é detectar sinais de eco desejados na presença de ruído, interferência ou reflexões indesejadas (*clutters*) [8]. Deve ser capaz de separar os sinais desejados dos indesejados e amplificar os sinais desejados para um nível onde as informações do alvo podem ser exibidas para um operador ou usadas em um processador de dados. A Figura 2.6 ilustra o diagrama em blocos simplificado da cadeia de recepção de um sistema radar pulsado.

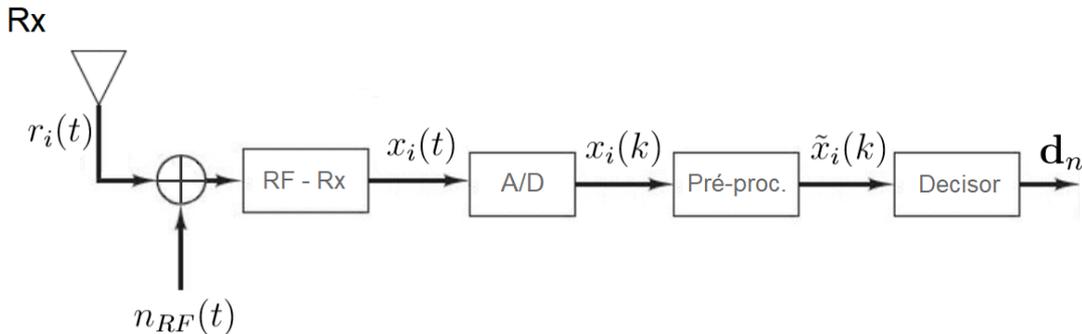


Figura 2.6 – Diagrama em blocos da cadeia de recepção de um sistema de radar pulsado.

Na Figura 2.6, as reflexões provenientes dos \mathcal{N} objetos presentes no cenário de observação, referentes ao i -ésimo sinal transmitido, $s_i(t)$, são representadas por $r_i(t)$, que são somadas ao ruído térmico, $n_{RF}(t)$, na entrada do receptor. O módulo RF-Rx

é composto por filtros de RF, que realizam a sintonia do sinal recebido, na frequência central de operação do radar, por amplificadores de baixo nível de ruído, por osciladores locais, responsáveis pela redução da frequência central do sinal para a faixa de FI, e por filtros de frequência intermediária (FI). Após sair do módulo RF-Rx, o sinal $x_i(t)$, com frequência central FI, entra em um conversor analógico-digital (A/D), onde é digitalizado, sendo dado por $x_i(k)$. A envoltória complexa do sinal de saída do conversor A/D provém das componentes de fase (I) e quadratura (Q) obtidas pelo módulo de pré-processamento empregando-se a Transformada de Hilbert (HT). Em seguida, o sinal analítico resultante é transladado pela multiplicação de uma exponencial complexa $e^{j2\pi f_{FI}k}$, de maneira que o sinal banda-base complexo (CBB) é obtido após a filtragem passa-baixas. É ainda usual diminuir a frequência de amostragem do sinal CBB. O processo simplificado da operação realizada no módulo de pré-processamento é ilustrado na Figura 2.7.

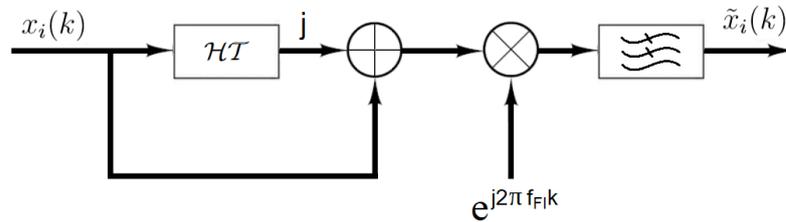


Figura 2.7 – Obtenção da envoltória complexa de sinais refletidos.

Após sair do módulo de pré-processamento, a envoltória complexa $\tilde{x}_i(k)$ é, então, encaminhada ao decisor sem qualquer processamento adicional. Por fim, $\mathbf{d}_n = [1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1 \ 1]^T$, de dimensões $\mathcal{N} \times 1$, representa o vetor que contém os alvos detectados pelo n -ésimo canal de recepção.

O sinal recebido pelo sistema radar, $r_i(t)$, proveniente de um único objeto refletor localizado a uma distância R_0 do sistema é dado por

$$r_i(t) = \epsilon_i(t)s_i(t - T_0) \quad (2.20)$$

onde $\epsilon_i(t)$ representa os ganhos e as distorções relativos à cadeia de transmissão e ao desvanecimento sofrido tanto pelo sinal transmitido, $s_i(t)$, quanto pelo sinal refletido durante as suas respectivas propagações. O intervalo de tempo T_0 é contado a partir do momento em que o sinal $s_i(t)$ começou a ser transmitido e é dado, conforme a Eq. 2.1. Após o processo de digitalização, a Eq. 2.20 é melhor apresentada por

$$r_i(k) = \epsilon_i(k)s_i(k - k_0), \quad (2.21)$$

onde k_0 é o número de amostras, correspondentes ao tempo que o sinal refletido em um alvo levou para retornar ao receptor, sendo dada por $k_0 = T_0/T_s$, com T_s sendo o período de amostragem do sinal.

O sinal complexo na saída do módulo pré-processamento, representa a envoltória complexa do sinal de entrada $x_i(k)$ em relação à frequência intermediária, f_{FI} , e é expresso por

$$\tilde{x}_i(k) = \bar{x}_i(k) + \tilde{n}_i(k) \quad (2.22)$$

onde $\tilde{n}_i(k)$ é a envoltória complexa do ruído presente na saída da cadeia de radiofrequência com respeito à frequência intermediária que, conhecidamente, também é gaussiano e plano em uma determinada faixa de frequências; $\bar{x}_i(k)$ é dado por

$$\bar{x}_i(k) = A_i \tilde{s}_i(k - k_0) e^{j2\pi \frac{f_0}{f_s} k_0}, \quad (2.23)$$

onde A_i representa os ganhos e as distorções introduzidos pela cadeia de radiofrequência de recepção, e f_s é a frequência de amostragem. Por fim, $\tilde{s}_i(k)$ representa a envoltória complexa do i -ésimo sinal em banda-base, com respeito à f_0 .

Dado que a potência do sinal de saída do módulo RF-Rx é dada por $P_{\tilde{x}_i}(t) = |\bar{x}_i(t)|^2 = A_i^2 |\tilde{s}_i(t - T_0)|^2$ e $P_{\tilde{n}_i}(t) = |n_i(t)|^2 = \frac{N_0}{2} B$, onde $\frac{N_0}{2}$ é o nível espectral do ruído de saída do módulo RF-Rx e B a largura de banda do receptor, é possível definir a relação sinal-ruído no instante t , na saída do módulo RF-Rx, por

$$\text{SNR}_i(t) = \frac{P_{\tilde{x}_i}(t)}{P_{\tilde{n}_i}(t)} = \frac{|\bar{x}_i(t)|^2}{|\tilde{n}_i(t)|^2}, \quad (2.24)$$

que pode ser considerada equivalente à Eq. 2.19 [21].

2.5.1 O Detector

O decisor, comumente chamado de detector na área de radares, é o módulo responsável por indicar se há um alvo presente no cenário de observação. Seu desempenho está diretamente relacionado à potência do sinal recebido, bem como às distorções que este sofre. Tais distorções dificultam a detecção do sinal de retorno, tanto mascarando o alvo, ou seja, ocasionando uma não detecção, quanto enganando o detector, levando-o a indicar um alvo inexistente, ocasionando o que na terminologia de sistemas de radar dá-se o nome de falso alarme. Uma das abordagens mais empregadas em problemas deste tipo é o teste de hipóteses baseada nos eventos ocorridos. Em sistemas radar ocorrem comumente duas hipóteses, a primeira considera que, no instante t , não existe sinal de retorno de um alvo, ou seja, o sinal de entrada no detector é formado apenas pela envoltória complexa do ruído. A segunda considera que existe um alvo localizado a uma distância $R = \frac{ct}{2}$. Nesta situação, o sinal de entrada no decisor, no instante t , é formado pela soma da envoltória complexa do pulso referente ao sinal de retorno do alvo e a envoltória complexa do ruído, $\tilde{n}_i(t)$. Cada hipótese possui uma descrição probabilística associada, as quais são aplicadas juntamente com um critério de decisão, caracterizando o processo de detecção. Em sistemas de radar, tanto as probabilidades a priori quanto o custo de cada tipo de erro são difíceis de serem determinados. Sendo assim, o critério de Neyman-Pearson, é

comumente utilizado. Este critério estabelece que em todo instante de tempo t em que o valor do módulo do sinal de entrada no detector exceder o limiar de detecção (*threshold*), um alvo é considerado presente na distância $R = \frac{ct}{2}$. Desta forma, tem-se que, sempre que o valor do módulo da envoltória complexa do ruído por si só exceder o limiar de detecção, um alvo será erroneamente considerado (falso alarme). A Fig. 2.8, ilustra as funções Densidade de Probabilidade para o caso em que não há presença de alvo (curva A) e para o caso em que um alvo se faz presente (curva B). Nesta figura, as quatro possíveis hipóteses são apresentadas, onde a área delimitada pela curva B, à direita do limite de detecção, L_{det} , corresponde à probabilidade de detecção do alvo, P_{det} . A probabilidade de perda, P_{mis} , complemento da curva B, corresponde a assumir que não há a presença de um alvo no cenário de observação, dada sua presença. A hipótese de haver a presença de um alvo, dada sua ausência é representada pela probabilidade de falso alarme, P_{fal} , indicada pela área da curva A, em cinza, á direita de L_{det} .

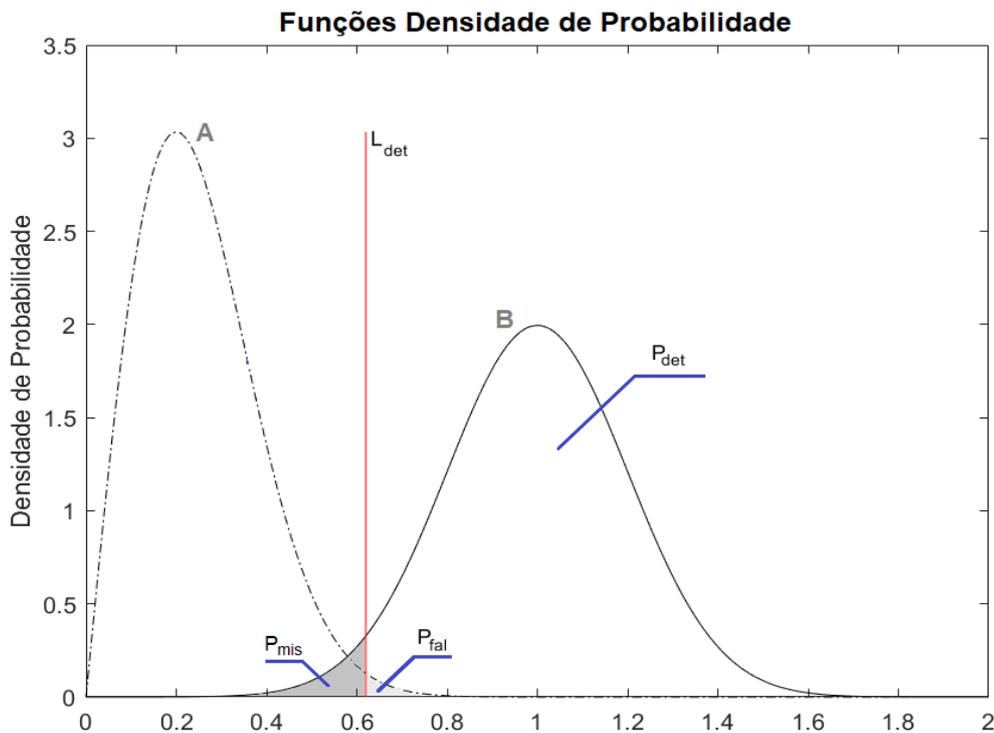


Figura 2.8 – Funções densidades de probabilidade.

Destaca-se que, quanto maior for o limiar de detecção, L_{det} , para uma determinada probabilidade de falso alarme, menor será a probabilidade de detecção. Em radares modernos, esse limiar é adaptativo, sendo ajustado automaticamente de modo coerente com o local onde está inserido o sistema de radar. A Fig. 2.9, apresenta as Curvas Características de Operação do Receptor (do inglês *Receiver Operation Characteristic* - ROC) [24] que descrevem a relação entre a SNR, a P_{fal} e a P_{det} , para um sinal que retorna de um alvo, sendo entregue ao decisor.

O estudo abordado no capítulo 4, bem como as simulações realizadas no capítulo 5 consideram que sempre há um sinal de amplitude maior que o *threshold* selecionado, indicando a detecção de um alvo, ou seja, $\mathcal{N} = 1$ e, conseqüentemente, $d = 1$.

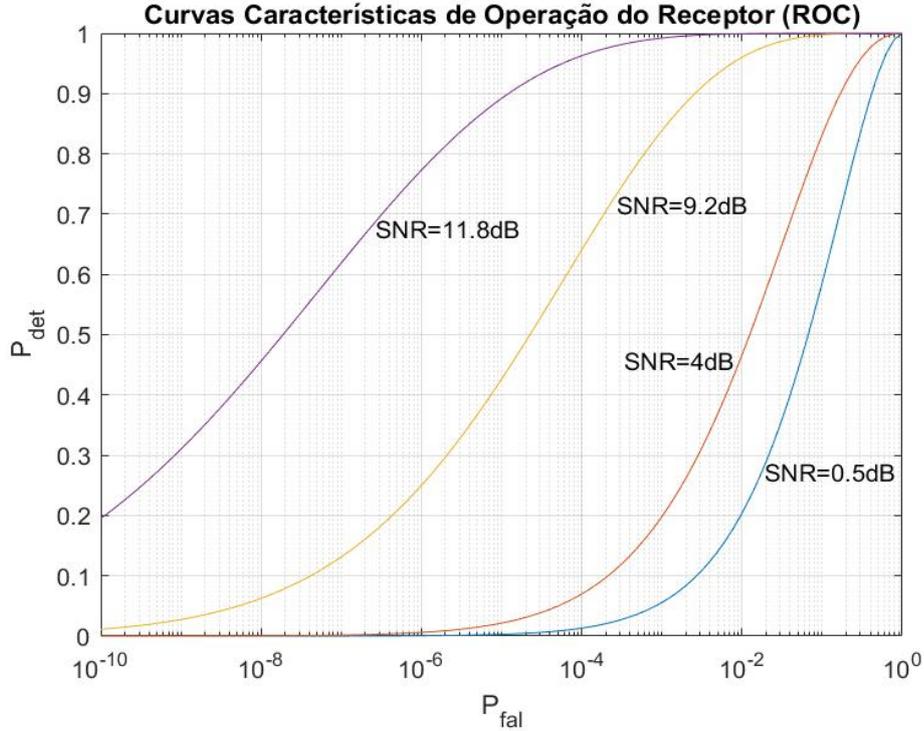


Figura 2.9 – Curvas Características de Operação do Receptor.

2.6 Compressão e Integração de Pulsos

O número de pulsos, n_p , que retornam de um determinado alvo pontual, em uma única volta da antena, para sistemas que empregam algum tipo de varredura do espaço, é dado por

$$n_p = \frac{\Theta_a \text{PRF}}{\omega_a}, \quad (2.25)$$

onde Θ_a e ω_a são, respectivamente, o ângulo de abertura e a velocidade de rotação da antena. Esta grande quantidade de pulsos pode ser utilizada para melhorar a relação sinal-ruído na entrada do detector e, conseqüentemente, o desempenho do mesmo.

Para alcançar tal melhoria de desempenho, os radares pulsados utilizam um conjunto de filtros, por canal, na recepção. O sinal de saída do i -ésimo filtro de recepção, quando a entrada é $\tilde{x}_i(k)$, pode ser dado por

$$\tilde{x}'_i(k) = \sum_{\alpha=-\infty}^{\infty} \tilde{x}_i(\alpha) \tilde{h}_i^*(k - \alpha) = \tilde{x}_i(k) * \tilde{h}_i(k), \quad (2.26)$$

onde $\tilde{h}_i(k)$ é a resposta ao impulso do i -ésimo filtro. Após a filtragem, a SNR máxima é atingida quando a resposta ao impulso corresponde a $\tilde{h}_i(k) = \tilde{s}_i^*(-k)$, ou seja, ao filtro casado [25]. O procedimento apresentado é denominado Compressão de Pulso.

Para $k = k_0$, que representa o momento exato em que o i -ésimo pulso refletido de um alvo chega ao receptor, definimos a relação sinal-ruído, $\text{SNR}_i(k_0)$. Após a compressão de pulso, o ganho no SNR é dado por

$$G_{\text{PC}} = \frac{\text{SNR}_{\text{PC}_i}(k_0)}{\text{SNR}_i(k_0)} = l_{s_i} B_{s_i}, \quad (2.27)$$

que é referido como “Ganho de Código” ou “Time-Bandwidth Product” [25], l_{s_i} e B_{s_i} correspondem, respectivamente, à duração do pulso e à largura de banda do i -ésimo pulso transmitido. O índice PC refere-se à compressão do i -ésimo pulso. A compressão de pulso permite que o sistema de radar multimissão detecte alvos que estão a grandes distâncias do radar (baixa SNR) sem aumentar a potência de transmissão

A melhoria da SNR também é obtida somando-se as reflexões de n_p pulsos (sinais de banda base complexos). Este procedimento é conhecido como Integração de Pulso e pode ser do tipo coerente [25] ou não coerente, dependendo da maneira em que são integrados. Os sinais de saída dos filtros casados, $\tilde{x}'_i(t)$, $0 < i \leq n_p$, são armazenados em um buffer e adicionados após o recebimento do n_p -ésimo pulso. O caso mais simples, Integração Não-coerente de Pulsos, consiste na soma linear de n_p pulsos recebidos do alvo iluminado, de modo que o envelope complexo dos pulsos integrados em cada canal seja dado por

$$x_{\text{PI}}(k) = \sum_{i=1}^{n_p} \tilde{x}'_i(k) = s_{\text{PI}}(k) + n_{\text{PI}}(k), \quad (2.28)$$

onde PI denota integração de pulso em cada canal de recepção, $s_{\text{PI}}(k)$ é a soma das porções do sinal e $n_{\text{PI}}(k)$ é a soma das porções de ruído.

Após a compressão e a integração de pulsos serem aplicadas, a distância radial, R , de um único alvo é obtida do máximo valor de amplitude extraído de $x_{\text{PI}}(k)$, ou seja, no instante $T_0 = \max_k |x_{\text{PI}}(k)|/f_s$. Na Subseção 2.7.1 a obtenção desta medida será detalhada.

Considerando que o pulso de transmissão não muda entre as transmissões e que a distorção sofrida pelos n_p pulsos recebidos é invariante no tempo, é fácil mostrar que a integração do pulso resulta em um ganho de SNR igual à $G_{\text{PI}} = n_p$.

Portanto, assumindo o mesmo ganho de código para todos os canais, o ganho geral de SNR, após compressão e integração de pulsos, é dado como

$$G_{\text{PCPI}} = \frac{\text{SNR}_{\text{PI}}(T_0)}{\text{SNR}_i(T_0)} = n_p B_s l_s. \quad (2.29)$$

Os sistemas radares modernos realizam todo o processamento digital descrito acima por meio de uma FPGA [8], acrônimo para *Field Programmable Gate Array*. FPGA são circuitos integrados capazes de realizar o processamento de sinais digitais de radar em tempo real, isto é, possuem enorme capacidade de processamento, quando comparado aos processadores de usos gerais. Além disto, são mais programáveis e, portanto, mais fáceis

de projetar e de serem alterados. Estes, possuem um grande número de elementos lógicos configuráveis que são conectados por uma estrutura de interconexão programável.

A Figura 2.10 apresenta o diagrama em blocos da cadeia de recepção de um sistema radar pulsado que emprega a FPGA para a realização do processamento digital desde o módulo pré-processamento, passando pela compressão de pulsos e a integração coerente dos mesmos, até a detecção de alvos.

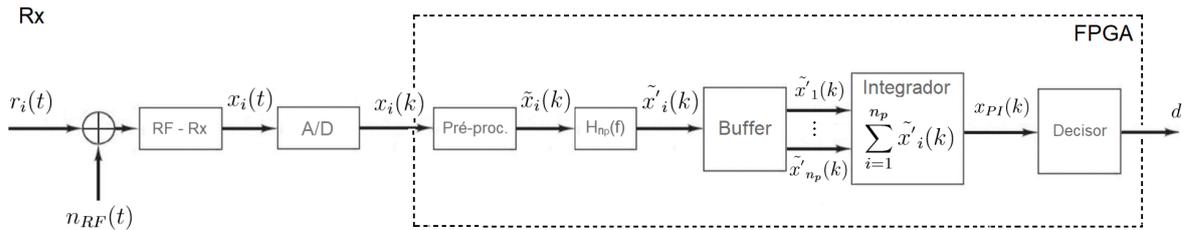


Figura 2.10 – Diagrama em blocos da cadeia de recepção de um sistema de radar que emprega filtro receptor.

Após introduzido o conceito de compressão de pulso, é de interesse conhecer o sinal relativo ao i -ésimo sinal na saída do filtro receptor, $\tilde{x}'(k)$, que pode ser expresso pela Eq. 2.26. Nesta, o ruído de recepção foi desconsiderado, ficando a compressão do pulso restrita somente ao sinal. Com base nesta equação, com algumas manipulações matemáticas, [21] demonstrou que o módulo da saída da compressão de pulsos segue uma função $|\text{sinc}(k)|$. A Figura 2.11 apresenta o módulo do sinal de saída do filtro casado normalizado.

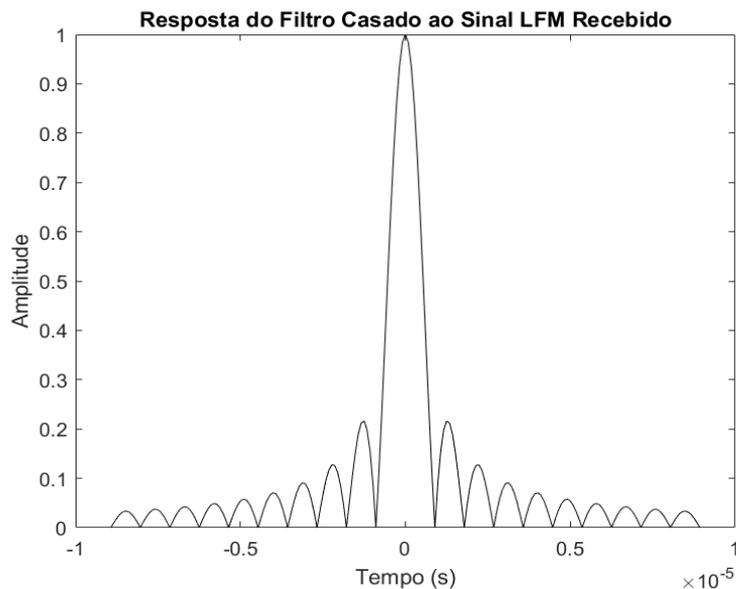


Figura 2.11 – Módulo do sinal de saída do filtro casado. Amplitude normalizada.

2.7 Obtenção de Medidas

Nessa seção serão abordados métodos para estimação da posição e velocidade radial do alvo. A direção de seu movimento e sua natureza necessitam de algoritmos mais complexos para serem extraídas e não serão abordadas neste trabalho.

2.7.1 Distância Radial

O range ou distância radial entre o radar e o alvo, é medida através do período entre a transmissão de um sinal e a recepção deste sinal refletido no alvo, conforme a Eq. 2.1. Considerando um único alvo presente no cenário de observação, o intervalo de tempo T_0 é dado por [23]

$$T_0 = \max_t [x_{PI}(t)/f_s]. \quad (2.30)$$

A precisão da medida de distância radial do alvo depende da célula de distância do sistema. Sistemas atuais apresentam sua cadeia de processamento implementada digitalmente, sendo assim, a célula de distância é uma função da frequência de amostragem utilizada, f_s , dada por [8]

$$\Delta_R = c \frac{1}{f_s}. \quad (2.31)$$

Em sistemas que empregam compressão de pulso, a resolução em distância, dada pela Eq. 2.4, é calculada considerando-se l_s igual à largura de 3 dB no tempo (l_{3dB}) do sinal de saída do filtro utilizado. Assim, a resolução em distância do sistema passa a ser dada pela equação a seguir [23]:

$$\Delta R_{l_{3dB}} = \frac{cl_{3dB}}{2}. \quad (2.32)$$

Desta forma, conclui-se que o processo de detecção indica de maneira direta a posição do alvo e a resolução em distância do sistema.

2.7.2 Velocidade Radial

A velocidade radial de um alvo é obtida pela taxa de variação da distância radial durante um período de tempo observado. No entanto, ela é comumente obtida por meio da medição do desvio da frequência Doppler [8]. Uma medição acurada da velocidade radial requer tempo, parâmetro na qualidade da medição da velocidade radial. Por tratar-se de um parâmetro secundário neste estudo, a obtenção da velocidade radial não será detalhada, podendo ser melhor compreendida em [25], onde esta é dada por

$$v_{rad} = \frac{f_d \lambda}{2}, \quad (2.33)$$

com f_d sendo o desvio de frequência Doppler.

2.7.3 Medidas Angulares

Além da distância radial, a posição de um alvo é composta pelas medidas angulares horizontal, comumente referida como azimute e a vertical, correspondente a elevação. Em um sistema tridimensional, o azimute e a elevação compõem a direção de chegada (do inglês *Direction of Arrival* - DoA) ao radar, da onda eletromagnética referente ao sinal refletido pelo alvo. Métodos robustos para estimação da direção de chegada, como a técnica de monopulso [8], requerem que o sistema empregue mais de um feixe em sua recepção, sendo capazes de estimar tais grandezas utilizando apenas um único sinal recebido.

Como o escopo deste trabalho consiste na utilização direta das medidas angulares de um radar pulsado, os algoritmos de estimação de DoA utilizados serão descritos detalhadamente no capítulo 3.

2.8 Radares Phased Array

Um arranjo de antenas consiste de uma série de sensores individuais, adequadamente espaçados, um em relação ao outro [18]. A amplitude e a fase relativa dos sinais aplicados a cada um dos sensores são controlados para obter o padrão de radiação desejado a partir da ação combinada de todos os sensores. Duas formas geométricas comuns de arranjos de antenas de interesse em sistemas radar são os arranjos lineares e os arranjos planares. Um arranjo linear consiste em sensores dispostos em linha reta, em uma dimensão, conforme ilustrado na Figura 2.12a, onde o espaçamento equidistante, $d = \frac{\lambda}{2}$, entre os elementos que compõem o arranjo, caracterizam-no um arranjo linear uniforme (do inglês *Uniform Linear Array* - ULA) vertical, padrão de $N = 8$ elementos. Uma das vantagens apresentadas em [26] em relação ao espaçamento padrão, $d = \frac{\lambda}{2}$, é o não surgimento de *aliasing* espacial na região de visibilidade, $0 \leq \theta \leq 2\pi$. Este tipo de *aliasing* é comumente conhecido nas literaturas que abordam o processamento de sinais em arranjo de sensores como *grating lobe*. O problema dos *grating lobes* é idêntico ao problema do *aliasing* em séries temporais, que ocorre quando há subamostragem das formas de onda no domínio do tempo.

Um arranjo planar, apresentado na Figura 2.12b, é uma configuração bidimensional de elementos dispostos em um plano em que o número total de elementos é dado por MN , onde M é a quantidade de sensores horizontais que compõem uma determinada linha e N os sensores que compõem uma coluna. A geometria planar apresentada é denominada Grade Retangular em [27] ou contígua [28], devido à disposição dos elementos. Outros tipos de grades são comumente encontrados na literatura, como a grade triangular e a grade hexagonal. No Capítulo 4 a geometria planar com grade triangular de sensores é apresentada detalhadamente para a arquitetura do radar estudado neste trabalho.

No caso mais abrangente, apresentado na Figura. 2.12b, o elemento EL_1 , por exemplo, terá sua posição definida por $\mathbf{p}_1^T = [\chi_{EL_1} \quad \zeta_{EL_1} \quad \xi_{EL_1}]^T$, onde χ_{EL_1} , ζ_{EL_1} e ξ_{EL_1}

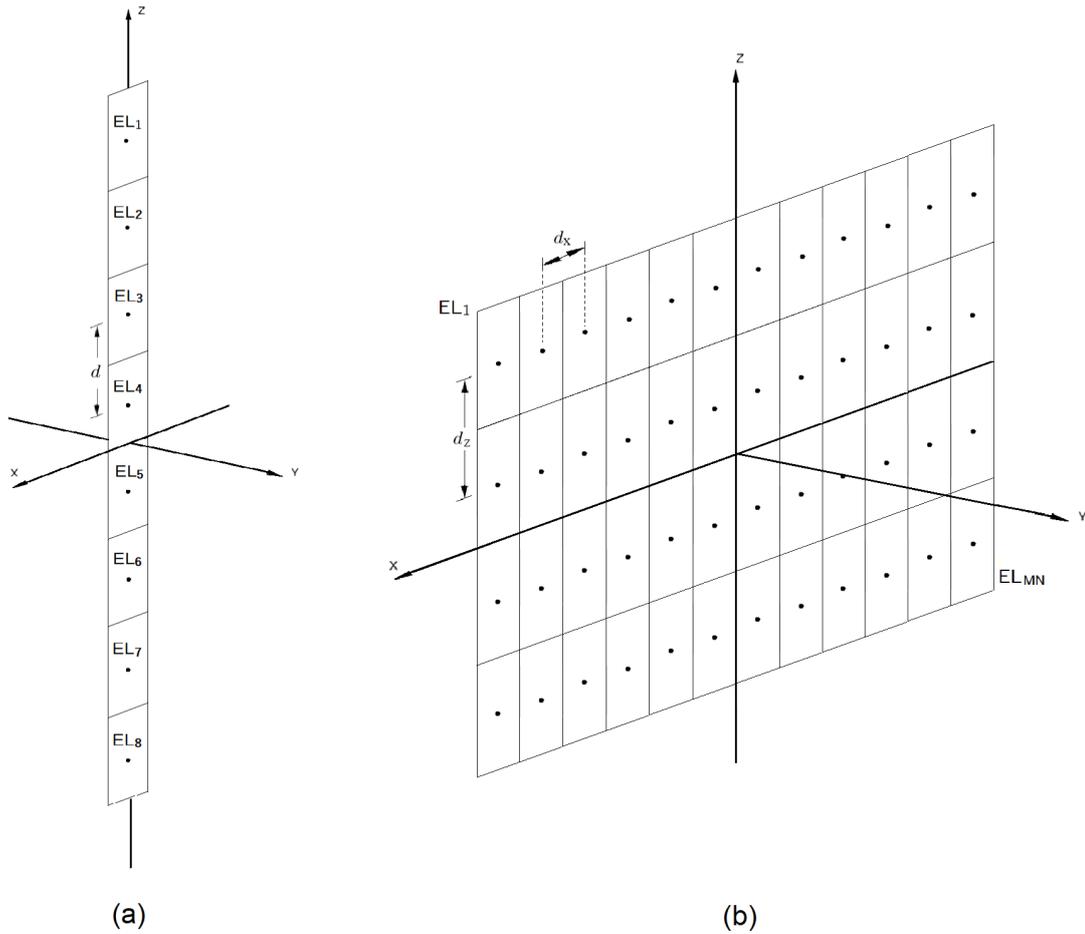


Figura 2.12 – Geometrias de arranjos de sensores: (a) Arranjo Linear Uniforme (ULA) padrão de $N=8$ elementos; e (b) Arranjo Planar de $M = 12$ e $N = 4$ elementos e geometria retangular ou contígua.

são, respectivamente, as posições do centro do elemento nos eixos x , y e z , e a matriz \mathbf{P} que contém as posições de cada elemento será dada por

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1^T \\ \mathbf{p}_2^T \\ \mathbf{p}_3^T \\ \vdots \\ \mathbf{p}_{MN}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \chi_{EL_1} & \zeta_{EL_1} & \xi_{EL_1} \\ \chi_{EL_2} & \zeta_{EL_2} & \xi_{EL_2} \\ \chi_{EL_3} & \zeta_{EL_3} & \xi_{EL_3} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \chi_{EL_{MN}} & \zeta_{EL_{MN}} & \xi_{EL_{MN}} \end{bmatrix}. \quad (2.34)$$

Por tratar-se de um arranjo planar em que os centros dos elementos estão contidos no plano $x - z$, as posições dos elementos em y serão todas iguais a zero, ou seja, $\zeta_{EL_i} = 0$, $1 \leq i \leq MN$. De maneira similar, em arranjos lineares, as posições dos elementos em x e y serão todas iguais a zero, ou seja, $\chi_{EL_i} = 0$ e $\xi_{EL_i} = 0$, $1 \leq i \leq N$. Radares que utilizam a tecnologia descrita acima são capazes de gerar feixes de alto ganho, ágeis e comandáveis, o que é vantajoso para aplicações militares e civis. Em contraste com as antenas mecânicas, que direcionam mecanicamente o feixe, os arranjos de sensores realizam

varredura eletrônica do feixe no espaço sem movimento físico das antenas. A varredura eletrônica pode ser realizada em microssegundos em oposição a milissegundos para uma antena de varredura mecânica [14]. Radares do tipo *phased array*, permitem maiores taxas de digitalização, além de flexibilidade para comandar a posição do feixe no espaço para modos de operação personalizados.

Alguns fundamentos de processamento de sinais em arranjos de sensores serão apresentados, no capítulo 3, com a finalidade de explicar ao leitor o funcionamento dos algoritmos de estimação da DoA selecionados para o estudo realizado neste trabalho.

3 PROCESSAMENTO DE SINAIS EM UM RADAR PHASED ARRAY

Este capítulo tem por finalidade apresentar os fundamentos de processamento de sinais empregados em arranjos de sensores, que geram informação necessária para a realização do processo de estimação da direção de chegada de sinais de interesse, os ecos provenientes de alvos inseridos no volume de observação do sistema radar em questão, por meio de algoritmos clássicos difundidos na literatura. A seção 3.1 apresenta a fundamentação teórica do processo de recepção de um sinal banda estreita pelo arranjo de sensores, estabelecendo uma relação entre os sinais de saída à geometria do arranjo, definindo, por fim, o vetor que contém os sinais úteis para a estimação da DoA pelos algoritmos selecionados. Os conceitos, o mecanismo de funcionamento e as nuances dos algoritmos clássicos de estimação da DoA selecionados – Delay and Sum, Capon (MVDR) e MUSIC – são detalhados na seção 3.2.

3.1 Fundamentos

O processamento de sinais em arranjos de sensores tem desempenhado um papel importante em diversas áreas de aplicação. A maioria dos sistemas de radar modernos consideram os arranjos de antenas como um componente essencial do sistema [26]. Dentre diversas aplicações do processamento de sinais em sistemas radar, merece grande destaque a estimação da direção de chegada (DoA), que tem como objetivo obter as medidas angulares que compõem a posição de um alvo detectado, por meio da onda refletida que incide em um arranjo de, ao menos, duas antenas espaçadas entre si por uma distância apropriada.

Em sistemas radar, a direção de um alvo é medida em termos do ângulo entre a linha de visada (do inglês *Line of Sight* - LOS) formado entre o sistema radar e o alvo e uma linha de referência. Quando capazes de realizar estimação da posição do alvo em três dimensões, sua direção é formada pelas componentes horizontal e vertical. O ângulo horizontal, denominado azimute, normalmente tem como linha de referência para sua medição, o norte verdadeiro ou o eixo longitudinal da plataforma que contém o sistema radar. O ângulo vertical, denominado elevação, é referenciado à linha horizontal da superfície da Terra, normalmente desconsiderando sua curvatura. Pelo fato do desenvolvimento teórico e computacional deste trabalho ter baseado-se em literaturas consagradas utilizadas na área de processamento de sinais digitais, optou-se por utilizar o sistemas de coordenadas esféricas, conforme [26], onde o zênite, complemento da elevação, é a componente vertical da direção de um alvo. O início da contagem do zênite coincide com 90° do círculo

trigonométrico, alcançando 90° no plano $x-y$. O azimute e o zênite são, aqui, representados, respectivamente, pelas letras gregas ϕ e θ .

Com o intuito de gerar um entendimento amplo sobre o procedimento de estimação da direção de chegada realizado por algoritmos utilizados em sistemas radar de arquitetura *phased array*, considere inicialmente um sinal, $s(t)$, transmitido com frequência central f_0 e largura de banda Δf , de maneira que $\frac{\Delta f}{f_0} \ll 1$, caracterizando um sinal do tipo banda estreita. Este sinal pode ser expresso por $s(t) = \tilde{s}(t)e^{j\Omega_0 t}$, onde $\Omega_0 = 2\pi f_0$ e $\tilde{s}(t)$ é um sinal de baixa frequência que respeita a razão considerada anteriormente. Ao multiplicar o sinal $s(t)$ por uma exponencial complexa $e^{-j\Omega_0 \tau}$, é possível obter sua versão atrasada de um período de tempo τ , dada por

$$\begin{aligned} s(t - \tau) &\approx s(t)e^{-j\Omega_0 \tau} \\ &= \tilde{s}(t)e^{(j\Omega_0 t - j\Omega_0 \tau)} \\ &= \tilde{s}(t)e^{j\Omega_0(t - \tau)}. \end{aligned} \quad (3.1)$$

Esta aproximação é válida para sinais banda estreita e analíticos, pois o sinal $\tilde{s}(t)$ não possui uma variação considerável para o período de tempo τ ; desta maneira, a relação $\tilde{s}(t) \approx \tilde{s}(t - \tau)$ é verdadeira. Além disto, é necessário assumir que, após determinada distância, a frente de onda pode ser considerada plana. Sinais que possuem apenas frequências não negativas, como o apresentado na Eq. 3.1, são conhecidos na literatura como sinais analíticos, e suas partes reais e imaginárias são interrelacionadas pela transformada de Hilbert [8].

A Eq. 3.1 permite que o problema seja analisado de maneira simplificada, pois sinais analíticos e de banda estreita podem ser facilmente manipulados com relação ao atraso. Para que esta aproximação, essencial para o correto processamento dos sinais durante a recepção, seja viabilizada em um sistema radar, sinais conforme os definidos na Eq. 2.9 devem passar por um banco de filtros digitais, no módulo de pré-processamento, de maneira que, após este processo, os sinais tornam-se analíticos e de banda estreita. O procedimento equivale à aplicação da Transformada de Hilbert ao sinal, conforme apresentado na Figura 2.7. Como o processamento de estimação da DoA ocorre somente após os sinais serem disponibilizados na saída de cada canal, em banda-base e discretizados, tal operação é aplicada no módulo de pré-processamento de cada canal de recepção, aos sinais não analíticos que incidem no arranjo, sem qualquer prejuízo à estimação da DoA. Neste trabalho, os sinais transmitidos e, conseqüentemente, os sinais recebidos pelo sistema radar são considerados banda estreita, o que permite a realização do procedimento descrito acima. A Eq. 2.20 representa um sinal do tipo banda estreita recebido pelo radar. Além disto, considera-se que os sensores possuem parâmetros idênticos, o que faz com que os ganhos e distorções $\epsilon_i(t)$ presentes na Eq. 2.20 sejam iguais na saída de módulos RF-Rx. Adicionalmente, para este estudo, foi adotada uma iluminação com amplitude uniforme [8] dos sensores, fazendo com que a mesma potência de saída dos sensores seja considerada

na transmissão, de maneira que a interferência construtiva da frente de onda gerada em uma determinada direção é realizada somente por meio das defasagens implementadas em cada canal. Após tais considerações, o sinal recebido $r_i(t)$ pode ser normalizado de maneira que o seu módulo tenha valor unitário, e a Eq. 2.20 seja melhor representada por

$$r_i(t) = s_i(t - T_0). \quad (3.2)$$

Por simplicidade de notação, será considerado, exceto quando indicado o contrário, que o sinal de interesse (do inglês *Signal of Interest* - SOI) é composto por somente um pulso. O índice, i , presente no sinal recebido, a partir daqui referir-se-á aos sinais presentes em cada um dos EL_i , $1 \leq i \leq MN$, sensores do arranjo. Após tais considerações, o sinal na saída do módulo RF-Rx de cada canal, é dados por

$$r_{EL_i}(t) = s_{EL_i}(t - T_0 - \tau_{EL_i}). \quad (3.3)$$

Como o tempo de retorno do sinal ao sistema, T_0 é comum a todos os canais, este pode ser desprezado e as diferenças entre os instantes de chegada do sinal aos elementos serão dados somente por τ_{EL_i} . Então, o SOI, ou seja, o sinal recebido de um alvo pelo sistema radar, em cada elemento do arranjo de sensores, poderá ser expresso por

$$r_{EL_i}(t) = s_{EL_i}(t - \tau_{EL_i}). \quad (3.4)$$

A modelagem dos sinais que incidem em um arranjo qualquer pode ser realizada desde que conheçamos sua geometria. O instante de chegada do SOI a um determinado sensor dependerá da posição deste, ou seja, da geometria do arranjo e dos ângulos vertical e horizontal que compõem a sua direção de chegada. Para um sensor posicionado na origem dos eixos $x - y - z$, as projeções de um sinal que propaga-se na direção do vetor unitário \mathbf{a} , contrário ao vetor unitário \mathbf{u} , e incide neste sensor, são apresentadas na Figura 3.1.

Logo, o vetor \mathbf{a} na direção de propagação da frente de onda é dado por

$$\mathbf{a} = -\mathbf{u} = - \begin{bmatrix} u_x \\ u_y \\ u_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\text{sen}(\theta)\cos(\phi) \\ -\text{sen}(\theta)\text{sen}(\phi) \\ -\cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

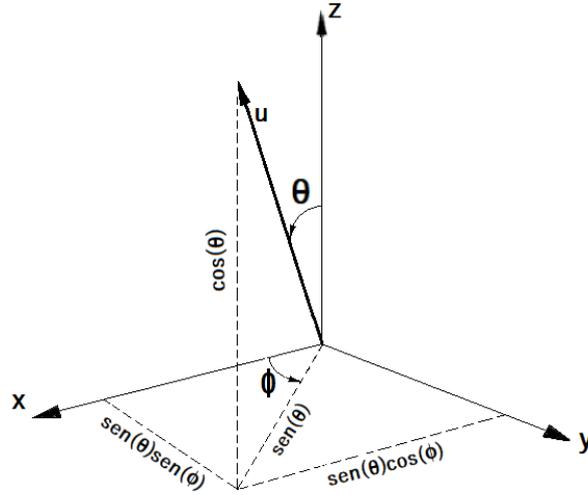


Figura 3.1 – Projeções do vetor unitário \mathbf{u} no volume $x - y - z$.

A Fig. 3.2 exemplifica a distância percorrida por uma onda plana ao passar pelos sensores que compõem uma ULA vertical. A diferença de distância percorrida pela frente de onda entre dois sensores consecutivos é $\Delta d = d \cos(\theta)$ e o correspondente intervalo de tempo é dado por $\tau = \frac{\Delta d}{c}$. Então, ao adotar um ponto do arranjo como referência, versões atrasadas ou adiantadas de um sinal podem ser modeladas, dependendo da posição \mathbf{p}_i , do elemento no arranjo, dada pela Eq. 2.34. Em processamento de sinais, o termo atraso é comumente utilizado para caracterizar a diferença entre o tempo de chegada dos sinais aos sensores. Ainda na Fig. 3.2, o processamento dos sinais em cada um dos N canais ocorre conforme detalhado nas seções 2.5 e 2.6, de maneira que ao entrar no processador possam ser utilizados para as aplicações das quais o radar será designado. Neste trabalho, é de interesse específico o processamento destes para a estimação da DoA. $\tilde{\mathbf{x}}_{\text{EL}}(k)$ representa o *snapshot*, o vetor contendo as amostras dos N canais para um determinado instante k , que será utilizado para formar a matriz de correlação. Ambos serão detalhados adiante.

Com base nas Eq. 3.1 e Eq. 3.4, o vetor $\mathbf{r}(t)$, contendo os sinais incidentes nos N elementos do arranjo ilustrado na Figura 3.2, pode ser expresso por

$$\mathbf{r}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{s}(t - \tau_{\text{EL}_1}) e^{j\Omega_0 t} e^{-j\Omega_0 \tau_{\text{EL}_1}} \\ \tilde{s}(t - \tau_{\text{EL}_2}) e^{j\Omega_0 t} e^{-j\Omega_0 \tau_{\text{EL}_2}} \\ \tilde{s}(t - \tau_{\text{EL}_3}) e^{j\Omega_0 t} e^{-j\Omega_0 \tau_{\text{EL}_3}} \\ \vdots \\ \tilde{s}(t - \tau_{\text{EL}_N}) e^{j\Omega_0 t} e^{-j\Omega_0 \tau_{\text{EL}_N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{s}(t - \tau_{\text{EL}_1}) e^{j\Omega_0(t - \tau_{\text{EL}_1})} \\ \tilde{s}(t - \tau_{\text{EL}_2}) e^{j\Omega_0(t - \tau_{\text{EL}_2})} \\ \tilde{s}(t - \tau_{\text{EL}_3}) e^{j\Omega_0(t - \tau_{\text{EL}_3})} \\ \vdots \\ \tilde{s}(t - \tau_{\text{EL}_N}) e^{j\Omega_0(t - \tau_{\text{EL}_N})} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

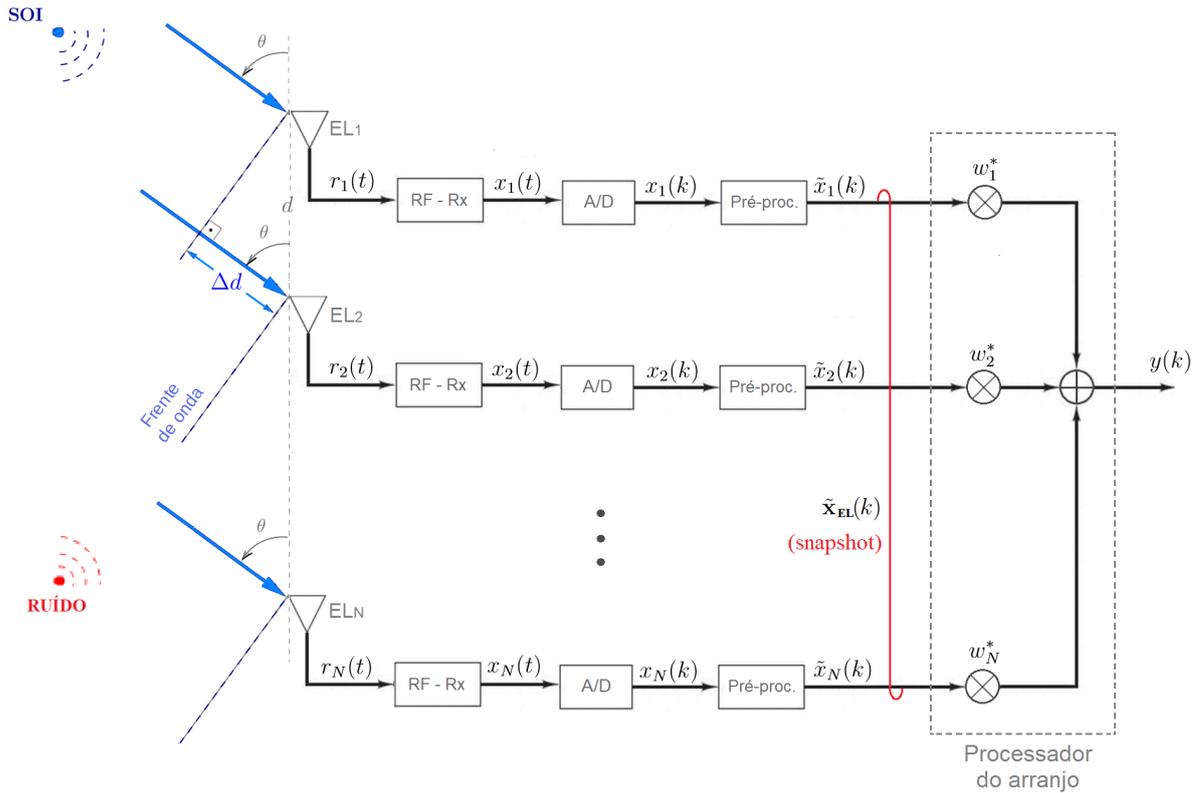


Figura 3.2 – Diagrama simplificado do processamento de um sinal de interesse (SOI), incidente em um arranjo linear de sensores equiespaçados entre si.

Assumindo que $\tilde{s}(t - \tau_{EL_i}) \approx \tilde{s}(t)$, a Eq.3.6 pode ser melhor expressa por

$$\mathbf{r}(t) = r(t) \begin{bmatrix} e^{-j\Omega_0\tau_{EL_1}} \\ e^{-j\Omega_0\tau_{EL_2}} \\ e^{-j\Omega_0\tau_{EL_3}} \\ \vdots \\ e^{-j\Omega_0\tau_{EL_N}} \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

O estudo realizado neste trabalho baseou-se em um arranjo planar, utilizado por um sistema radar detalhado no capítulo 4, o que nos conduz a restringir a análise adiante a este tipo de arranjo.

As Equações 3.6 e 3.7 apresentam um número total de elementos, N , que corresponde à estrutura de um arranjo do tipo linear, conforme apresentado na Figura 3.2. Este modelo torna-se viável para efeito didático. Em um arranjo planar, conforme ilustrado na Figura 2.12 b, o número total de elementos é dado por MN , e o vetor $\mathbf{r}(t)$ contendo os

sinais incidentes nos MN elementos do arranjo é dado por

$$\mathbf{r}(t) = r(t) \begin{bmatrix} e^{-j\Omega_0\tau_{\text{EL}_1}} \\ e^{-j\Omega_0\tau_{\text{EL}_2}} \\ e^{-j\Omega_0\tau_{\text{EL}_3}} \\ \vdots \\ e^{-j\Omega_0\tau_{\text{EL}_{\text{MN}}}} \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

O atraso de chegada do SOI no i -ésimo sensor do arranjo planar, com relação à origem, pode ser expresso por

$$\tau_{\text{EL}_i} = \frac{\mathbf{p}_i^T \mathbf{a}}{c}, \quad (3.9)$$

onde \mathbf{p}_i^T é dado pela Eq. 2.34. Note que o sinal da Eq. 3.9 poderá ser alterado, dependendo da direção de chegada do sinal de interesse. Conhecendo a velocidade de propagação da onda no meio, $c = \lambda f_0$, e computando o produto interno dos vetores \mathbf{p}_i e \mathbf{a} , a Eq. 3.9 fica

$$\tau_{\text{EL}_i} = \frac{1}{\lambda f_0} (\chi_{\text{EL}_i} \sin(\theta) \cos(\phi) + \xi_{\text{EL}_i} \cos(\theta)). \quad (3.10)$$

Como $f_0 = \frac{\Omega_0}{2\pi}$, temos

$$\tau_{\text{EL}_i} = \frac{2\pi}{\lambda \Omega_0} (\chi_{\text{EL}_i} \sin(\theta) \cos(\phi) + \xi_{\text{EL}_i} \cos(\theta)). \quad (3.11)$$

Substituindo a Eq. 3.11 na Eq. 3.8, os sinais em cada sensor do arranjo planar serão dados por

$$\mathbf{r}(t) = r(t) \underbrace{\begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\chi_{\text{EL}_1} \sin(\theta) \cos(\phi) + \xi_{\text{EL}_1} \cos(\theta))} \\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\chi_{\text{EL}_2} \sin(\theta) \cos(\phi) + \xi_{\text{EL}_2} \cos(\theta))} \\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\chi_{\text{EL}_3} \sin(\theta) \cos(\phi) + \xi_{\text{EL}_3} \cos(\theta))} \\ \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\chi_{\text{EL}_{\text{MN}}} \sin(\theta) \cos(\phi) + \xi_{\text{EL}_{\text{MN}}} \cos(\theta))} \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi)}. \quad (3.12)$$

onde $\mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi)$ é o vetor que relaciona a geometria do arranjo à direção de chegada do SOI. Este contém os atrasos do sinal incidente nos MN elementos do arranjo e é conhecido na literatura como *Array Manifold Vector* (AMV).

Na presença de ruído Gaussiano branco (RGB), $n(t)$, os sinais na saída de cada

módulo RF-Rx são modelados, no domínio do tempo contínuo, por

$$\mathbf{x}_{\text{EL}}(t) = \begin{bmatrix} x_{\text{EL}_1}(t) \\ x_{\text{EL}_2}(t) \\ x_{\text{EL}_3}(t) \\ \vdots \\ x_{\text{EL}_{\text{MN}}}(t) \end{bmatrix} = r(t)\mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi) + \mathbf{n}_{\text{EL}}(t), \quad (3.13)$$

onde $\mathbf{n}_{\text{EL}}(t)$ corresponde a um vetor de tamanho $\text{MN} \times 1$, contendo o ruído em cada sensor. O vetor contendo os sinais discretizados e em banda-base será, então, definido por

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\text{EL}}(k) = \begin{bmatrix} x_{\text{EL}_1}(k) \\ x_{\text{EL}_2}(k) \\ x_{\text{EL}_3}(k) \\ \vdots \\ x_{\text{EL}_{\text{MN}}}(k) \end{bmatrix} = \tilde{s}(k)\mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi) + \tilde{\mathbf{n}}_{\text{EL}}(k), \quad (3.14)$$

O caso generalizado, considera D sinais de interesse incidindo no arranjo. De maneira análoga, o vetor $\tilde{\mathbf{x}}_{\text{EL}}(k)$ pode ser escrito como

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\text{EL}}(k) = \begin{bmatrix} x_{\text{EL}_1}(k) \\ x_{\text{EL}_2}(k) \\ x_{\text{EL}_3}(k) \\ \vdots \\ x_{\text{EL}_{\text{MN}}}(k) \end{bmatrix} = \tilde{s}_1(k)\mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta_1, \phi_1) + \dots + \tilde{s}_D(k)\mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta_D, \phi_D) + \tilde{\mathbf{n}}_{\text{EL}}(k), \quad (3.15)$$

e, de maneira simplificada, por

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\text{EL}}(k) = \mathbf{V}_{\text{EL}}\tilde{\mathbf{s}}(k) + \tilde{\mathbf{n}}_{\text{EL}}(k), \quad (3.16)$$

onde $\mathbf{V}_{\text{EL}} = [\mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta_1, \phi_1) \dots \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta_D, \phi_D)]$ é uma matriz de dimensão $\text{MN} \times D$ e $\tilde{\mathbf{s}}(k) = [\tilde{s}_1(k) \dots \tilde{s}_D(k)]^T$ um vetor $D \times 1$.

As representações matriciais dos sinais, conforme apresentadas na Eq. 3.14 e, de maneira generalizada na Eq. 3.15, são importantes pois o processo de estimação da DoA pelos algoritmos é realizado conhecendo-se a geometria do arranjo e as respectivas interações das séries temporais (sinais incidentes) com esta. A Eq. 3.16 organiza estas informações necessárias a fim de facilitar a compreensão das técnicas que serão apresentadas a seguir para a estimação da DoA.

O vetor $\tilde{\mathbf{x}}_{\text{EL}}(k)$, definido pela Eq. 3.16, contém as amostras dos sinais incidentes nos MN elementos, para o instante k e é denominado *snapshot*. A partir do *snapshot*, o processamento digital de um radar é realizado. A saída de processamento, indicada na Figura 3.2 por $y(k)$, é obtida pelo *snapshot* em um instante k e pelo vetor $\mathbf{w} =$

$[w_1 w_2 \dots w_N]^T$, que contém os coeficientes que melhor ajustam os sinais em cada canal para um alinhamento de fases entre eles e, por conseguinte, geram a maior potência, tal que:

$$y(k) = \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{x}}_{\text{EL}}(k). \quad (3.17)$$

Assumindo média nula, a variância do sinal de saída, $P(\theta, \phi)$ em um determinado instante k , é dada por

$$\begin{aligned} P(\theta, \phi) &= \mathbb{E}\{|y(k)|^2\} \\ &= \mathbb{E}\{|\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{x}}(k)|^2\} \\ &= \mathbf{w}^H \mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{x}}(k) \tilde{\mathbf{x}}^H(k)\} \mathbf{w} \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}}}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

onde $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}}}$ é a matriz de covariância espacial [29]. Aqui assume-se que os parâmetros relacionados aos sinais são de natureza espacial, e então, necessitam da informação da covariância cruzada entre os sensores, a matriz de covariância espacial, apresentada na Eq. 3.19, composta pelo vetor dos sinais $\tilde{\mathbf{s}}(k)$ e pelo vetor de ruído, $\mathbf{n}(k)$, onde $\mathbf{n}(k)$ é Gaussiano, de média zero e matriz covariância, $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{I}$. Esta última, sendo uma reflexão do ruído com uma variância comum, σ_n^2 em todos os sensores, não correlatados entre eles, fazendo com que possa ser denominado espacialmente branco. De acordo com a Eq. 3.16, podemos expressar a matriz covariância por

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{x}}(k) \tilde{\mathbf{x}}^H(k)\} \\ &= \mathbb{E}\left\{ \left[\mathbf{V}_{\text{EL}} \tilde{\mathbf{s}}(k) + \mathbf{n}(k) \right] \left[\mathbf{V}_{\text{EL}} \tilde{\mathbf{s}}(k) + \mathbf{n}(k) \right]^H \right\} \\ &= \mathbf{V}_{\text{EL}} \mathbb{E}\left\{ \tilde{\mathbf{s}}(k) \tilde{\mathbf{s}}^H(k) \right\} \mathbf{V}_{\text{EL}}^H + \mathbb{E}\left\{ \mathbf{n}(k) \mathbf{n}^H(k) \right\} \\ &= \mathbf{V}_{\text{EL}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} \mathbf{V}_{\text{EL}}^H + \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}} \\ &= \mathbf{V}_{\text{EL}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} \mathbf{V}_{\text{EL}}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}, \end{aligned} \quad (3.19)$$

onde $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}}$ é a matriz covariância dos sinais.

O vetor de coeficientes, \mathbf{w} , presente na Eq. 3.18 é específico para cada algoritmo de estimação de DoA, e será definido na seção 3.2.

3.2 Estimação da Direção de Chegada

O pré-processamento apresentado na seção 3.1 é realizado com a finalidade de que os sinais digitalizados e em banda-base estejam disponíveis em cada canal de saída durante o modo de recepção. De posse destes sinais, um sistema radar pode processá-los conforme a aplicação de interesse. Uma das aplicações mais comuns é a estimação da direção de chegada de sinais de interesse; em sistemas, radar representados pelas medidas angulares que compõem a posição de um alvo. Por meio de algoritmos, que podem ser baseados em diferente técnicas, estes parâmetros podem ser obtidos.

As técnicas de estimação da direção de chegada podem ser classificadas em duas categorias principais: as não-paramétricas, exemplificadas pelos métodos *Delay and Sum*, Capon (MVDR) e MUSIC, baseadas no espectro (do inglês *spectral-based*) e as paramétricas, que utilizam, por exemplo, os métodos *Deterministic Maximum Likelihood* (DML) e *Stochastic Maximum Likelihood* (SML) [30]. As técnicas não-paramétricas formam uma função em que o parâmetro de interesse a ser estimado, neste caso, a DoA, é analisada em todo o espectro utilizado, isto é, em todas as possíveis direções de chegada. Como resultado, os maiores valores obtidos para a função, os picos, são considerados as direções de chegada dos sinais de interesse. Técnicas paramétricas, realizam uma busca simultânea para todos os parâmetros de interesse. Esta última abordagem, normalmente, resulta em estimações mais acuradas, no entanto, ao custo de maior complexidade computacional. Os algoritmos selecionados neste trabalho, são do tipo não-paramétricos e podem ser classificados em métodos beamforming ou em métodos baseados em subespaços [30].

3.2.1 Método Beamforming

A ideia básica do método beamforming é apontar o arranjo em uma determinada direção em um determinado instante e medir a potência na saída do processador. A maior potência indica a DoA. Nesta seção serão abordados os métodos *Delay and Sum* e *Minimum Variance Distortionless Response* (MVDR).

3.2.1.1 Método Delay and Sum

O *Beamformer* Convencional, conhecido na literatura como *Delay and Sum* (DS) ou ainda *Bartlett Approach*, foi a primeira abordagem a realizar o processamento de sinais em arranjos de sensores [30]. Este método estima a DoA medindo a intensidade do sinal em cada ângulo de chegada possível, isto é, realizando uma varredura e apresentando os ângulos de chegada em picos de potência. Quanto mais próximo o vetor de coeficientes, \mathbf{w} estiver de $\mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi)$, maior será a potência recebida estimada. Quando o vetor de coeficientes \mathbf{w} iguala-se à $\mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi)$, ocorre o pico de potência correspondente ao ângulo de chegada estimado. A potência média de saída do *beamformer* apresentado na Figura 3.2, ao utilizar este método, é dada por:

$$\begin{aligned} P_{DS}(\theta, \phi) &= \mathbb{E}\{|y(k)|^2\} \\ &= \mathbb{E}\{|\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{x}}(k)|^2\} \\ &= \mathbf{w}^H \mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{x}}(k) \tilde{\mathbf{x}}^H(k)\} \mathbf{w} \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}}} \mathbf{w}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

A matriz covariância pode ser estimado por

$$\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{x}}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K [\tilde{\mathbf{x}}(k) \tilde{\mathbf{x}}^H(k)], \quad (3.21)$$

de maneira que, para um grande número de amostras, $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{x}}$ converge para $\mathbf{R}_{\tilde{x}}$.

Ao considerar D sinais de interesse incidentes no arranjo de sensores, provenientes de direções arbitrárias, $(\theta_{\text{SOI}_D}, \phi_{\text{SOI}_D})$, e que os sinais contidos no vetor $\tilde{\mathbf{s}}(k) = [\tilde{s}_1(k) \ \tilde{s}_2(k) \ \dots \ \tilde{s}_{MN}(k)]^T$, para cada direção D , são descorrelacionados e de mesma variância, a potência média recebida, com base no modelo expresso pela Eq. 3.16, pode ser definida como [29]:

$$\begin{aligned} P_{\text{DS}}(\theta_{\text{SOI}_D}, \phi_{\text{SOI}_D}) &= \mathbb{E}\{|\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{x}}_{\text{SOI}}(k)|^2\} \\ &= \mathbb{E}\left\{\left|\mathbf{w}^H [\mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta_{\text{SOI}_D}, \phi_{\text{SOI}_D}) \tilde{\mathbf{s}}(k) + \mathbf{n}(k)]\right|^2\right\} \\ &= \sigma_s^2 \left| \mathbf{v}_{\text{EL}}^H(\theta_{\text{SOI}_D}, \phi_{\text{SOI}_D}) \mathbf{w} \right|^2 + \sigma_n^2 \left| \mathbf{w} \right|^2, \end{aligned} \quad (3.22)$$

onde $\mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta_{\text{SOI}_D}, \phi_{\text{SOI}_D})$ é a matriz de direção associada às direções $(\theta_{\text{SOI}_D}, \phi_{\text{SOI}_D})$ dos sinais de interesse, σ_s^2 e σ_n^2 são a variância do sinal e a variância do ruído, respectivamente. Note na Eq. 3.22 que, para um determinado sinal de interesse, de todos os vetores de peso, \mathbf{w} , possíveis, o arranjo de sensores terá o maior ganho em sua direção, quando $\mathbf{w} = \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta_{\text{SOI}}, \phi_{\text{SOI}})$. Isso ocorre devido ao alinhamento das fases dos componentes do sinal de chegada nos sensores. No método DS, uma varredura é realizada em todos os ângulos de chegada possíveis e a medição de potência é realizada em todos eles. A potência média do ângulo de direção é:

$$\begin{aligned} P_{\text{DS}}(\theta, \phi) &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \\ &= \mathbf{v}_{\text{EL}}^H(\theta, \phi) \mathbf{R}_x \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Portanto, os ângulos de chegada (θ, ϕ) são determinados avaliando os picos de potência.

Apesar de ser computacionalmente mais simples, $P_{\text{DS}}(\theta, \phi)$ possui largura de feixe relativamente grande, implicando em uma limitação de resolução. Tomando como exemplo a largura de feixe padrão de uma ULA, $B_{3dB} = 2\pi/N$ [30], sinais de interesse que possuam ângulo elétrico [30] (definido de maneira equivalente a diferença de fase entre os elementos de um arranjo), $\gamma < \frac{\omega_0}{c} d \cos(\theta)$, com $\omega_0 = 2\pi f_0/f_s$, não serão resolvidos, independentemente da qualidade dos sinais incidentes. Uma maneira de melhorá-lo consiste em aumentar o número de sensores, aumentando assim os elementos do vetor $\mathbf{v}_{\text{EL}}^H(\theta, \phi)$ e, conseqüentemente, reduzindo o ângulo elétrico, o que por outro lado, aumenta o processamento e a complexidade do algoritmo.

3.2.1.2 Método Minimum Variance Distortionless Response

De modo a tentar superar a limitação da resolução apresentada pelo *Beamformer* Convencional, Capon [31] apresentou uma nova técnica que continha a solução para um novo problema de otimização, o *Minimum Variance Distortionless Response* (MVDR),

conhecido como Método de Capon. O MVDR é semelhante à técnica DS, uma vez que avalia a potência do sinal recebido em todas as direções possíveis. A potência do SOI é medida restringindo o *beamformer* a ter ganho igual a 1 nesta direção e usando os graus de liberdade restantes para minimizar as contribuições de potência de saída provenientes de sinais em outras direções. Na prática, para cada possível ângulo de busca, a potência da função de custo deve ser minimizada, sujeita a uma única restrição:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \quad & \mathbb{E}\{|y^2(k)|\} = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\hat{x}} \mathbf{w} \\ \text{sujeito à} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi) = 1. \end{aligned} \quad (3.24)$$

A função-custo à ser minimizada é dada por [26]:

$$\begin{aligned} F[\mathbb{E}\{|y^2(k)|\}] &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\hat{x}} \mathbf{w} + 2\text{Re}\left[\lambda(\mathbf{w}^H \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi) - 1)\right] \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\hat{x}} \mathbf{w} + \lambda(\mathbf{w}^H \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi) - 1) + \lambda^*(\mathbf{w}^H \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi) - 1^*), \end{aligned} \quad (3.25)$$

onde λ é o multiplicador de Lagrange. Tomando o gradiente complexo de F em relação a \mathbf{w}^H e igualando o resultado a zero, tem-se

$$\mathbf{g}_{\mathbf{w}^H}\{F[\mathbb{E}\{|y^2(k)|\}]\} = \mathbf{R}_{\hat{x}} \mathbf{w}_o + \lambda \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi) = 0, \quad (3.26)$$

e teremos

$$\mathbf{w}_o = -\lambda \mathbf{R}_{\hat{x}}^{-1} \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi), \quad (3.27)$$

que corresponde ao vetor de coeficientes ótimos.

A seguinte equação de restrição é usada para encontrar λ :

$$\mathbf{v}_{\text{EL}}^H(\theta, \phi) \mathbf{w}_o = -\lambda \mathbf{v}_{\text{EL}}^H(\theta, \phi) \mathbf{R}_{\hat{x}}^{-1} \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi) = 1, \quad (3.28)$$

e, então, λ será dado por

$$\lambda = -[\mathbf{v}_{\text{EL}}^H(\theta, \phi) \mathbf{R}_{\hat{x}}^{-1} \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi)]^{-1}. \quad (3.29)$$

Após encontrar λ e substituí-lo na Eq. 3.27, podemos expressar o vetor de coeficientes ótimos \mathbf{w}_o por

$$\mathbf{w}_o = \frac{\mathbf{R}_{\hat{x}}^{-1} \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi)}{\mathbf{v}_{\text{EL}}^H(\theta, \phi) \mathbf{R}_{\hat{x}}^{-1} \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi)}. \quad (3.30)$$

A saída do *beamformer*, apresentada na Eq. 3.24 será maximizada quando $\mathbf{w} = \mathbf{w}_o$, resultando na solução ótima para a potência recebida pelo MVDR, dada por:

$$P_{\text{MVDR}}(\theta, \phi) = \frac{1}{\mathbf{v}_{\text{EL}}^H(\theta, \phi) \mathbf{R}_{\hat{x}}^{-1} \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi)} \quad (3.31)$$

Uma desvantagem desse método é que uma computação de matriz inversa, $\mathbf{R}_{\hat{x}}^{-1}$, é necessária, a qual pode se tornar pouco condicionada se sinais altamente correlacionados

estiverem presentes. Além do mais, a restrição imposta pode ser vista como um sacrifício da capacidade de suprimir ruídos em detrimento de gerar nulos em direções de fontes que não sejam a do SOI (interferidores), tornando-o dependente da SNR. Ainda assim, o MVDR oferece melhor resolução angular, quando comparado ao DS.

3.2.2 Método baseado em subespaços: MUSIC

Os métodos baseados em subespaços, têm como essência a autodecomposição da matriz de covariância espacial para realizarem a estimação da DoA. Dentre outros métodos, o método *Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation*, ou ainda *MUltiple Signal Classification* (MUSIC) [32], obteve destaque não somente dentro desta classe de algoritmos, mas em meio aos demais algoritmos desenvolvidos nas últimas décadas, devido ao alto nível de resolução alcançado. Uma avaliação detalhada foi realizada em [33], baseada em inúmeras simulações, concluindo que, entre os algoritmos propostos até então, o MUSIC era o mais promissor e um dos principais candidatos para estudos adicionais e implementação real de hardware. No entanto, embora as vantagens de desempenho do MUSIC sejam substanciais, elas são alcançadas com um elevado custo computacional.

O desempenho deste algoritmo foi avaliado neste trabalho, mediante as condições estabelecidas no capítulo 4. Para que o leitor possa ter uma compreensão de seu funcionamento, este é detalhado a seguir.

Relembremos o modelo do sinal representado pela Eq. 3.16, considerando aqui, D sinais de interesses provenientes de diferentes direções, que incidem em uma ULA vertical padrão de N elementos, na presença de ruído Gaussiano branco, $n(k)$. Então podemos expressar o *snapshot* deste modelo, em um determinado instante k , por

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{V}_{\text{EL}}\tilde{\mathbf{s}}(k) + \tilde{\mathbf{n}}(k). \quad (3.32)$$

A matriz de covariância espacial, conforme a Eq. 3.19, é dada por

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{V}_{\text{EL}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} \mathbf{V}_{\text{EL}}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}. \quad (3.33)$$

Note que a dimensão do vetor $\tilde{\mathbf{s}}(k)$ é $D \times 1$ e, conseqüentemente, da matriz $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}}$ é $D \times D$, enquanto que a dimensão da matriz \mathbf{V}_{EL} é $N \times D$.

Uma suposição primordial para o método MUSIC é que o número de sinais de interesse é sempre menor que o número de elementos que compõem o arranjo de sensores, isto é, $D < N$. Considerada verdadeira esta desigualdade e que o produto $\mathbf{V}_{\text{EL}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} \mathbf{V}_{\text{EL}}^H$ é uma matriz *full rank* [26], de dimensões $N \times N$, é possível afirmar que a Eq. 3.34 é verdadeira:

$$\text{Det}[\mathbf{V}_{\text{EL}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} \mathbf{V}_{\text{EL}}^H] = 0. \quad (3.34)$$

Subtraindo $\sigma_n^2 \mathbf{I}$ em ambos os lados da Eq. 3.33 e substituindo na Eq. 3.34, temos

$$\text{Det}[\mathbf{R}_{\tilde{x}} - \sigma_n^2 \mathbf{I}] = 0. \quad (3.35)$$

Baseado na autodecomposição de matrizes [26], é possível afirmar que σ_n^2 é um autovalor da matriz $\mathbf{R}_{\tilde{x}}$. Ainda com base na autodecomposição de matrizes, para uma situação geral, se o vetor \mathbf{e}_i é um autovetor de $\mathbf{R}_{\tilde{x}}$, então

$$\mathbf{R}_{\tilde{x}} \mathbf{e}_i = \lambda_i \mathbf{e}_i, \quad (3.36)$$

onde λ_i é um autovalor de $\mathbf{R}_{\tilde{x}}$.

De maneira similar, ao coletarmos todos os autovetores de $\mathbf{R}_{\tilde{x}}$, separando os D primeiros em um subespaço dos sinais e os $N-D$ últimos autovetores em um subespaço do ruído, temos

$$\mathbf{R}_{\tilde{x}} \underbrace{[\mathbf{e}_1 \ \mathbf{e}_2 \ \dots \ \mathbf{e}_D]}_{\text{subespaço sinais}} \underbrace{[\mathbf{e}_{(D+1)} \ \dots \ \mathbf{e}_N]}_{\text{subespaço ruído}} = \mathbf{R}_{\tilde{x}} \underbrace{[\mathbf{E}_{\tilde{s}} \ | \ \mathbf{E}_{\tilde{n}}]}_{\mathbf{E}} = \mathbf{E} \underbrace{\begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \lambda_N \end{bmatrix}}_{\mathbf{\Lambda}}, \quad (3.37)$$

onde \mathbf{E} e $\mathbf{\Lambda}$ são as matrizes que contêm, respectivamente, todos os autovetores e autovalores de $\mathbf{R}_{\tilde{x}}$.

Pós multiplicando ambos as parcelas da equação por \mathbf{E}^H , $\mathbf{R}_{\tilde{x}}$ pode ser dado por

$$\mathbf{R}_{\tilde{x}} = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^H. \quad (3.38)$$

Note que

$$\mathbf{E} \mathbf{E}^H = [\mathbf{E}_{\tilde{s}} \ | \ \mathbf{E}_{\tilde{n}}] \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{\tilde{s}}^H \\ - \\ \mathbf{E}_{\tilde{n}}^H \end{bmatrix} = \mathbf{E}_{\tilde{s}} \mathbf{E}_{\tilde{s}}^H + \mathbf{E}_{\tilde{n}} \mathbf{E}_{\tilde{n}}^H = \mathbf{I}, \quad (3.39)$$

e, por conseguinte,

$$\mathbf{E}_{\tilde{n}} \mathbf{E}_{\tilde{n}}^H = \mathbf{I} - \mathbf{E}_{\tilde{s}} \mathbf{E}_{\tilde{s}}^H. \quad (3.40)$$

Para um arranjo de $N = 3$ sensores, onde incidem $D = 2$ sinais de interesse. A Figura 3.3 ilustra o subespaço dos sinais formado pelos autovetores \mathbf{e}_1 e $\mathbf{e}_2 = \mathbf{e}_D$. A distância, entre o vetor \mathbf{v}_{EL} e o subespaço dos sinais, $\mathbf{E}_{\tilde{s}}$ é dada por d . A projeção, \mathbf{v}_p de \mathbf{v}_{EL} neste subespaço, pode ser representada por uma combinação linear dada por

$$\mathbf{v}_p = \alpha_1 \mathbf{e}_1 + \alpha_2 \mathbf{e}_2 = \mathbf{E}_{\tilde{s}} \boldsymbol{\alpha}, \quad (3.41)$$

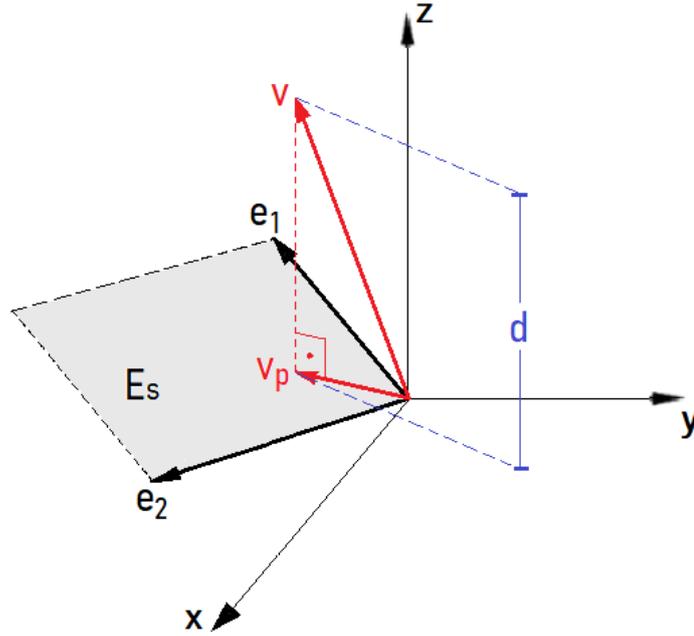


Figura 3.3 – Projeção de um sinal de interesse no subespaço dos sinais.

e a distância d mínima entre \mathbf{v}_{EL} e \mathbf{v}_p será dada pela norma quadrática entre estes, isto é

$$d^2 = \min_{\alpha} |\mathbf{v}_{\text{EL}} - \mathbf{v}_p|^2 = \min_{\alpha} |\mathbf{v}_{\text{EL}} - \mathbf{E}_{\bar{s}} \alpha|^2. \quad (3.42)$$

Aplicando o gradiente à função a ser minimizada e igualando o resultado a zero, $\alpha = \mathbf{E}_{\bar{s}}^H \mathbf{v}_{\text{EL}}$, e a Eq. 3.42 pode ser expressa por

$$d^2 = \left(\mathbf{v}_{\text{EL}} - \mathbf{E}_{\bar{s}} \mathbf{E}_{\bar{s}}^H \mathbf{v}_{\text{EL}} \right)^H \left(\mathbf{v}_{\text{EL}} - \mathbf{E}_{\bar{s}} \mathbf{E}_{\bar{s}}^H \mathbf{v}_{\text{EL}} \right). \quad (3.43)$$

Manipulando a Eq. 3.43 de maneira a colocar \mathbf{v} em evidência em ambas as parcelas da equação, podemos expressá-la como

$$d^2 = \mathbf{v}_{\text{EL}}^H \left(\mathbf{I} - \mathbf{E}_{\bar{s}} \mathbf{E}_{\bar{s}}^H \right)^H \left(\mathbf{I} - \mathbf{E}_{\bar{s}} \mathbf{E}_{\bar{s}}^H \right) \mathbf{v}_{\text{EL}}. \quad (3.44)$$

Substituindo a Eq. 3.40 na Eq. 3.44, d^2 é dado por

$$d^2 = \mathbf{v}_{\text{EL}}^H \left(\mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \right)^H \left(\mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \right) \mathbf{v}_{\text{EL}} = \mathbf{v}_{\text{EL}}^H \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \mathbf{v}_{\text{EL}}. \quad (3.45)$$

Como os *steering vectors* correspondentes aos sinais de interesse pertencem ao subespaço dos sinais, eles são ortogonais ao subespaço do ruído. Do conjunto de todos os *steering vectors* possíveis são de interesse somente os que são ortogonais ao subespaço do ruído. Para o problema de estimação apresentado neste exemplo, onde ϕ é considerado conhecido, $\mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi)$ é o *steering vector* correspondente a um dos sinais de interesse, então $\mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi) \mathbf{E}_n = 0$.

Então $d^2 = 0$, sempre que $\theta \in \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D\}$, e a função custo, com respeito à θ , para o algoritmo MUSIC, é dada por

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{v}_{\text{EL}}^{\text{H}}(\theta, \phi) \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^{\text{H}} \mathbf{v}_{\text{EL}}(\theta, \phi)}. \quad (3.46)$$

Embora a arquitetura do radar em que este estudo se baseia tenha algumas especificidades que não foram apresentadas neste capítulo, todo o processamento realizado por este, segue os conceitos e métodos, aqui apresentados. No capítulo 4, as nuances da arquitetura do MPAR investigado (baseado no protótipo aqui denominado PO-1) serão apresentadas com ênfase nos defasadores que o compõem, assumindo como principal tópico para o desenvolvimento da análise realizadas nos capítulos 5 e 6, o erro de quantização de fase presente nestes. Os métodos de estimação da DoA, aqui detalhados, serão adaptados à arquitetura do radar para que o erro de estimação do zênite seja caracterizado.

4 ANÁLISE DOS EFEITOS DA QUANTIZAÇÃO DE FASE NO DESEMPENHO DO RADAR PO-1

O capítulo 2 apresentou, de maneira ampla, o funcionamento de um radar pulsado, enquanto o capítulo 3 restringe este amplo assunto ao processamento de sinais em um radar composto por um arranjo de sensores, de maneira a proporcionar um entendimento dos métodos de obtenção de medidas angulares por meio de algoritmos de estimação da direção de chegada de sinais de interesse. No presente capítulo, é realizada uma análise do erro de quantização presente nos defasadores – responsáveis por realizar o direcionamento do feixe principal em azimute – com intuito de verificar sua influência na estimação da DoA em elevação, em um sistema de radar de arquitetura híbrida, composta por um arranjo de geometria planar, com grade triangular de sensores, dividido em subarranjos horizontais.

Este capítulo é dividido em cinco seções. A seção 4.1, apresenta os tipos de arquiteturas utilizadas em radares *phased array*. A organização do arranjo de sensores, dos módulos de controle, amplificação e alimentação são brevemente apresentados, possibilitando uma classificação das principais arquiteturas utilizadas atualmente e direcionando o leitor para a arquitetura do radar sob investigação. Na seção 4.2, o radar sob investigação, denominado PO-1, é classificado conforme sua arquitetura e é definida a sua funcionalidade que serve de base para este estudo. A geometria do arranjo de sensores é mapeada de maneira apropriada e os sinais de interesse incidentes são modelados considerando as particularidades da arquitetura do radar, de maneira que os sinais disponíveis na saída dos receptores em um instante k , o *snapshot* contendo informações relativas ao erro de quantização, possam ser analisados. Ainda nesta seção, é apresentada a conformação do *beam pattern* gerado para a funcionalidade de busca e vigilância. Na seção 4.3, uma descrição dos tipos e características dos defasadores utilizados em sistemas radar do tipo *Phased Array* são apresentadas, deixando o leitor interado do principal assunto abordado neste trabalho. Uma visão geral do funcionamento e as particularidades dos defasadores são apresentadas na seção 4.4; e por fim, a seção 4.5 relaciona o erro, proveniente da quantização dos defasadores, à estimação da DoA de um sinal de interesse, em relação à elevação.

4.1 Tipos de Arquiteturas Utilizadas em Radares Phased Array

A arquitetura de um sistema radar abrange todas as escolhas que um projetista realiza para integrar dispositivos eletromagnéticos, arranjo de sensores e, conseqüentemente, sua alimentação e controle, de maneira que este seja capaz de realizar as funções requisitadas [12]. Com relação ao arranjo de sensores, a quantidade e a maneira como os elementos

devem ser agrupados e alimentados dependerá de fatores operacionais, como faixa de frequência utilizada e efeitos relativos ao acoplamento [8], bem como de requisitos do sistema, como ganho, diretividade, superresolução [34] e custo. Sua geometria poderá ser do tipo linear, planar – entre as mais comuns encontram-se a retangular e a circular – ou não planar, como por exemplo: cilíndrica, esférica, e arranjo conforme [12]. Com exceção dos arranjos lineares, as grades de elementos podem ser dispostas de maneira retangular, triangular e hexagonal, dentre outras.

O tipo da rede de alimentação definirá a combinação da potência nos diversos sensores, incluindo a topologia de amplificação e dos coeficientes relacionados à iluminação (*amplitude tapering*) dos elementos, além da aplicação de time delays [12], se necessários. A escolha do posicionamento do módulo de amplificação determina se a arquitetura é classificada como ativa – *Active Electronic Scanned Array* (AESA) ou passiva – *Passive Electronic Scanned Array* (PESA) [35]. O módulo de amplificação é composto de um amplificador de potência (PA) na transmissão e um amplificador de baixo nível de ruído (LNA) na recepção. Em um PESA, os defasadores encontram-se logo após os sensores, fazendo com que carreguem toda a potência de transmissão gerada pelos amplificadores ou recebam diretamente os sinais com excesso de ruído [36]. Adicionalmente as perdas geradas nos defasadores são somadas às perdas nas antenas. Para que as perdas sejam mantidas baixas, estes, numa arquitetura passiva, devem utilizar a menor quantidade possível de estados de fases, ou seja, bits de resolução. O conceito de resolução de fase é detalhado nas seções 4.3 e 4.4. Arquiteturas deste tipo tem seus custos minimizados, devido à baixa quantidade de amplificadores utilizados. Em contrapartida, um AESA tem a cadeia de amplificação posicionada logo após os sensores do arranjo, seguidas, então, pelos defasadores, o que reduz sobremaneira as perdas inseridas no canal, aumentando, no entanto, os custos do projeto.

Os aspectos relacionados ao controle, começam com os defasadores (*phase shifters*), que tem sido o ponto focal de sistemas radar baseados em arranjo com varredura eletrônica (do inglês *Electronic Scanned Array* - ESA) [14], desde os primeiros sistemas implementados. Quanto ao controle, a arquitetura pode ser categorizada como *Beamforming* Digital (do inglês *Digital Beamforming* - DBF), *Beamforming* Analógico (do inglês *Analog Beamforming* - ABF) e *Beamforming* Híbrido (do inglês *Hybrid Beamforming* - HBF). A integração entre alimentação, amplificação e controle pode ser observada, nas Figuras 4.1a, 4.1b e 4.1c.

Em um DBF, cada elemento irradiador (antena) possui um módulo de transmissão e recepção, TRM, responsável pela amplificação e chaveamento entre modos e um conversor analógico-digital. Os sinais em cada canal são digitalizados e um processador digital gerencia as diversas configurações de feixe necessárias à cada função do radar. Essa arquitetura oferece vantagens como enorme flexibilidade de controle, possibilitando, por exemplo, a geração de múltiplos feixes independentes simultâneos, que podem ser apontados para

qualquer direção da região de visibilidade. A estrutura simplificada do DBF pode ser observada na Figura 4.1a.

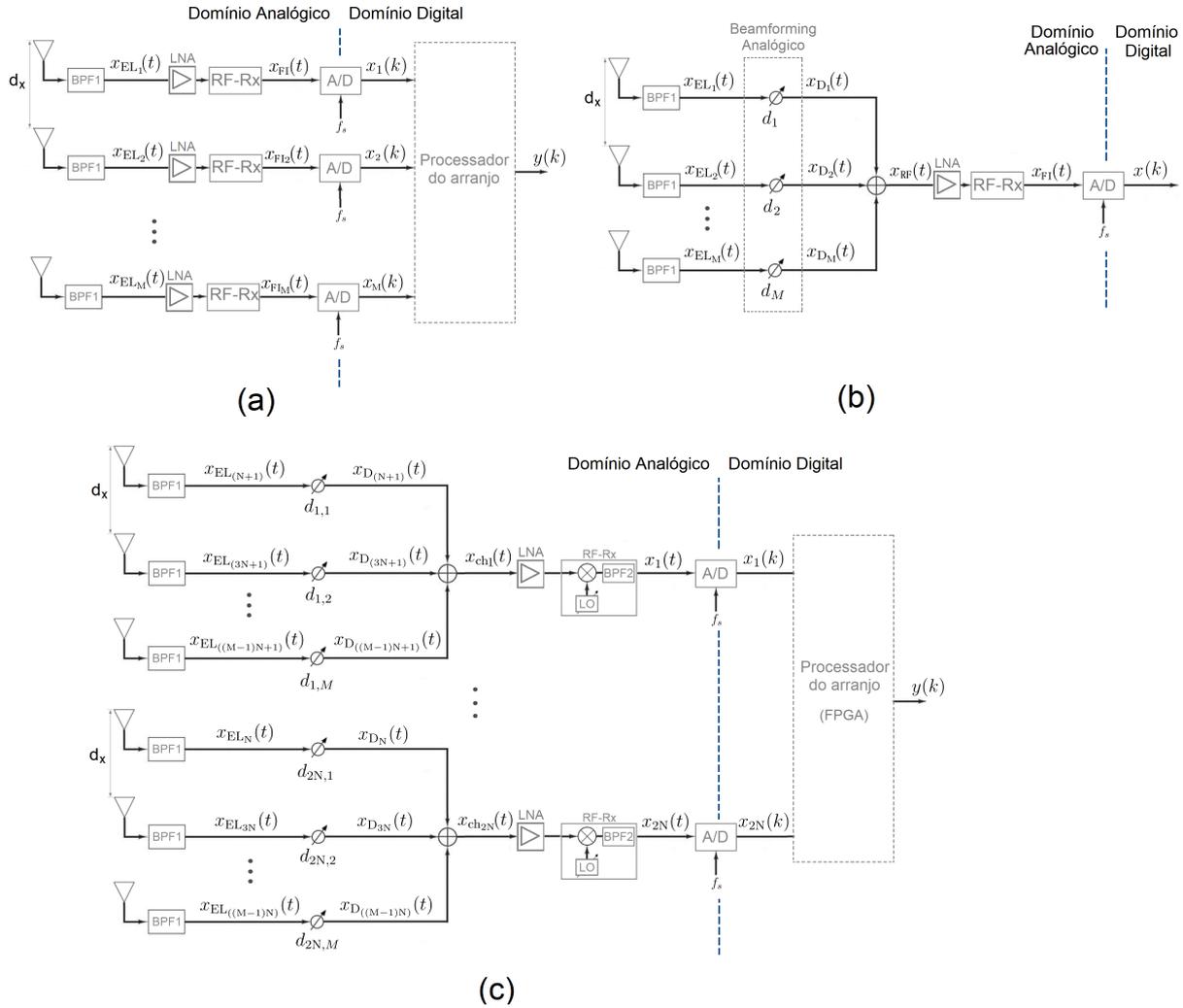


Figura 4.1 – Tipos de arquiteturas utilizadas em radares *phased array*: (a) Beamforming Digital (no nível dos elementos); (b) Beamforming Analógico; e (c) Beamforming Híbrido.

Um ABF não é necessariamente um PESA; no entanto, um PESA somente será concebido para uma arquitetura de *beamforming* analógico. A arquitetura de um ABF é comumente caracterizada pela alimentação e amplificação serem realizadas de maneira concentrada, após a saída dos sinais em um subarranjo de sensores [4] e [6]. Em sua configuração mais simples, um ABF, tal como ilustrado na Figura 4.1b, é composto de um subarranjo de pelo menos dois sensores, cada qual seguido por um defasador, responsável por prover progressivamente a fase necessária aos sensores ao longo do subarranjo, de maneira que, juntamente possam atender ao direcionamento do feixe demandado. Nesta estrutura, os sinais na saída de cada defasador são somado em RF, amplificados por um amplificador de baixo nível de ruído durante o modo de recepção. A seguir, o sinal amplificado passa por um *downconverter* responsável por transladá-lo para uma frequência

intermediária, FI. Em seguida, ele é digitalizado por um conversor A/D central presente no subarranjo.

À medida em que o número de antenas de um DBF tende a aumentar, a complexidade computacional e eletrônica, assim como o custo da implementação digital tornam-se muito altos para aplicações comerciais. Portanto, dependendo dos requisitos do sistema, uma arquitetura híbrida, que une as arquiteturas anteriores pode ser uma escolha natural. Comumente utilizado em projetos que exigem parâmetros técnicos restritos aliados a baixo custo, peso e espaço, um *beamforming* híbrido consiste em uma arquitetura em que os sinais na saída de cada *beamforming* analógico são combinados digitalmente por um processador de sinais (um FPGA pode ser usado para esta tarefa), conforme apresentado na Figura 4.1c. A arquitetura de subarranjos proporciona uma redução na complexidade computacional dos dados produzidos pelo arranjo (quando comparado ao DBF) juntamente a uma utilização eficiente de energia devido à flexibilidade na utilização dos canais [34].

4.2 Arquitetura do Radar PO-1

Um projeto de um sistema radar tem início com base em atender aos requisitos especificados pelo cliente. Dependendo da aplicação para a qual o radar será destinado, as escolhas entre diferentes parâmetros intrínsecos ao sistema, aliadas às diferentes características de *hardwares* e *softwares* irão definir o tipo de arquitetura a ser utilizada. Na seção 2.2, foram apresentadas algumas aplicações de sistemas radar e definiu-se que um radar multifunção é capaz de realizar mais de uma aplicação simultaneamente (limitado à capacidade de multiplexação no tempo).

O protótipo do sistema radar sob investigação neste trabalho, o qual é denominado “PO-1”, é capaz de realizar multifunções, como busca e vigilância, designação de alvos para sistemas de armas e controle de tráfego aéreo. Uma arquitetura compatível com tais aplicações, deve ser capaz de, dentre outras tarefas, realizar uma varredura do volume de observação em curto período de tempo e, simultaneamente, acompanhar e identificar alvos detectados, obtendo, para cada um destes, informações de velocidade e de direção do movimento. A implementação deste tipo de arquitetura torna-se viável mediante a utilização de um *beamformer* capaz de realizar o pré-processamento digital dos sinais, associado a um arranjo de antenas controlado eletronicamente que seja flexível para realizar as tarefas selecionadas, e uma enorme capacidade de processamento das múltiplas entradas e múltiplas saídas (do inglês *Multiple Input Multiple Output* - MIMO) [37] de dados gerados.

De maneira abrangente, o sistema radar analisado aqui, pode ser definido como um Radar *Phased Array* Multifunção (do inglês *Multifunction Phased Array Radar* - MPAR) [38] baseado na arquitetura de um *beamforming* híbrido, com arranjo de sensores

de geometria planar, dividido em subarranjos lineares horizontais e disposição dos elementos em grade triangular (*Triangular Grid*) [27].

Apesar da multifuncionalidade do sistema apresentado, a análise realizada neste capítulo é restrita à função de busca e vigilância, que possui funcionamento menos complexo, quando comparado às técnicas aplicadas às demais funcionalidades, permitindo que a estimação de parâmetros seja obtida de maneira simplificada.

A primeira tarefa que o sistema radar realiza é uma varredura contínua em um volume especificado, procurando por alvos de interesse. Uma vez que a detecção é estabelecida, as informações do alvo podem ser obtidas, dentre estas, as medidas angulares. Dependendo do projeto do radar e da antena, diferentes padrões de busca podem ser adotados. O radar PO-1 utiliza para a busca um beampattern em formato de leque, apresentado na Figura 4.2, conhecido na literatura como *fan beam* [39], [40] e [23]. Em um *fan beam*, a largura de feixe é grande o suficiente em elevação para cobrir o volume de busca desejado ao longo dessa coordenada, no entanto, deve ser direcionado em azimute.

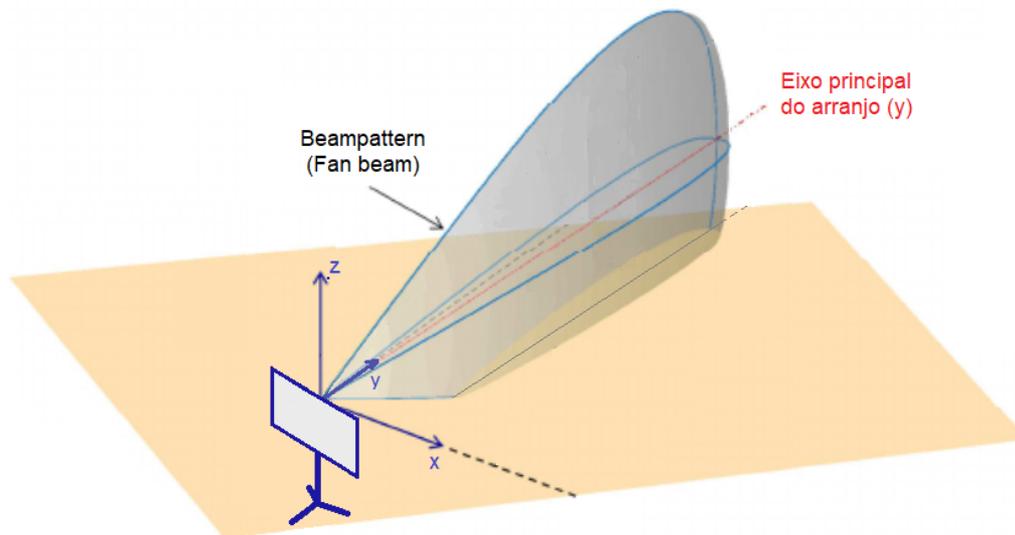


Figura 4.2 – Beampattern tipo *Fan beam*.

Durante o modo de transmissão, o *fan beam* é direcionado eletronicamente por meio dos defasadores, de maneira que a região de visibilidade horizontal seja varrida. Como o azimute de transmissão é predeterminado, a posição angular de um alvo presente no azimute atual, ϕ_{real} , terá sua componente vertical estimada por algoritmos que utilizam os sinais disponíveis na saída de cada canal, enquanto o azimute do alvo, devido à utilização de defasadores recíprocos [8], é considerado igual ao azimute atual, ϕ_{atual} . Esta categoria de defasadores será detalhada na seção 4.3. Para que possa ser obtida uma expressão que avalie o erro de estimação em elevação, devido à quantização dos defasadores, será considerado, daqui por diante, que o azimute do SOI é determinístico e igual à ϕ_{atual} .

4.2.1 Geometria do Arranjo de Sensores

O arranjo de sensores presente no radar *phased array* multifunção sob investigação possui geometria planar, onde os elementos estão dispostos em uma grade triangular, conhecida na literatura como *triangular grid* [14] ou ainda *quasi-contiguous array* [27], conforme apresentado na Figura 4.3. Note que os subarranjos horizontais nos quais o arranjo encontra-se dividido está associado à maneira como os sinais em cada sensor são processados pelo *beamforming*, não sendo uma divisão aparente na geometria do arranjo.

Para um arranjo planar de MN sensores, a posição do centro do elemento m, n ($m \in \mathbb{Z} \mid m = \{-\frac{M}{2}, \dots, -1\} \cup \{1, \dots, \frac{M}{2}\}$ e $n \in \mathbb{Z} \mid n = \{-\frac{N}{2}, \dots, -1\} \cup \{1, \dots, \frac{N}{2}\}$) em um plano $x - z$ é dada por

$$x = \begin{cases} \frac{(2m-1)}{2}d_x, & \text{para } m \text{ positivo; e} \\ \frac{(2m+1)}{2}d_x, & \text{para } m \text{ negativo;} \end{cases} \quad \text{e} \quad z = \begin{cases} \frac{(2n-1)}{2}d_z + \Delta_m, & \text{para } n \text{ positivo; e} \\ \frac{(2n+1)}{2}d_z + \Delta_m, & \text{para } n \text{ negativo;} \end{cases} \quad (4.1)$$

onde $\Delta_m = \{\Delta_{\frac{M}{2}}, \Delta_{(\frac{M}{2}-1)}, \dots, \Delta_1, \Delta_{-1}, \dots, \Delta_{(-\frac{M}{2}+1)}, \Delta_{-\frac{M}{2}}\} = \{0, \frac{d_z}{2}, \dots, 0, \frac{d_z}{2}\}$. A distância entre elementos adjacentes em uma mesma linha ou em uma mesma coluna, d_z , é igual ao comprimento de onda e a distância entre elementos de duas colunas consecutivas, $d_x = \frac{d_z}{2}$, é de meio comprimento de onda.

De maneira generalizada, considera-se que o arranjo de sensores é composto de M elementos horizontais e N elementos verticais, deslocados verticalmente de Δ_m , conforme a coluna m em que se encontram. Devido às interconexões do *beamforming* para a formação de subarranjos horizontais, a quantidade de canais de saída é dada por $2N$, implicando que cada par de colunas adjacentes de N sensores seja agrupada, formando uma única coluna de $2N$ sensores. Com a finalidade de simplificar a visualização dos elementos no arranjo, cada elemento recebe uma numeração entre EL_1 e EL_{MN} . Tomando como base a Fig. 4.3, a contagem dos elementos será em colunas, iniciando no canto superior esquerdo e terminando no canto inferior direito do arranjo. Nesta configuração, como os subarranjos horizontais são enumerados de cima para baixo, $EL_{(N+1)}$ é o primeiro sensor do primeiro subarranjo, EL_1 é o primeiro sensor do segundo subarranjo, e assim por diante. A divisão em subarranjos é melhor apresentada na Fig. 4.4. Assim, conforme a Eq. 2.34, que será repetida aqui por conveniência, a matriz \mathbf{P} , que contém as posições do centro de cada elemento ilustrado na Figura 4.3, será dada por

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1^T \\ \mathbf{p}_2^T \\ \mathbf{p}_3^T \\ \vdots \\ \mathbf{p}_{MN}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \chi_{EL_1} & \zeta_{EL_1} & \xi_{EL_1} \\ \chi_{EL_2} & \zeta_{EL_2} & \xi_{EL_2} \\ \chi_{EL_3} & \zeta_{EL_3} & \xi_{EL_3} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \chi_{EL_{MN}} & \zeta_{EL_{MN}} & \xi_{EL_{MN}} \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

onde as posições dos elementos no eixo y serão todas iguais a zero, ou seja, $\zeta_{EL_i} = 0$, $1 \leq i \leq MN$.

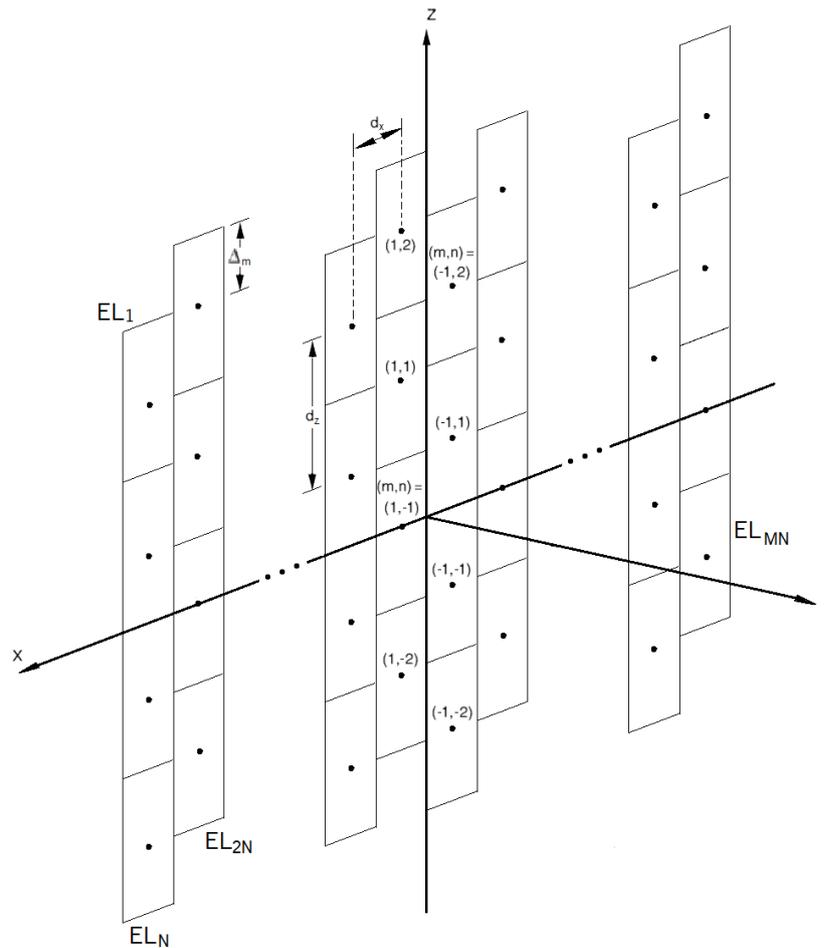


Figura 4.3 – Geometria do arranjo de sensores do radar Multifunção.

Grades triangulares fornecem uma maneira de reduzir a quantidade de elementos no arranjo, enquanto mantém o desempenho da varredura. A redução do número de elementos tem principal impacto no custo total do projeto. Para cumprir este requisito, seja em um ESA passivo ou ativo, os sensores devem ser espaçados o máximo possível, sem gerar *grating lobes* [35]. Para uma grade retangular, a área por elemento é $d_x d_z$, enquanto em uma grade triangular, a área por elemento é $2d_x d_z$. Portanto, para um tamanho de abertura [18] fixo, menos elementos são necessários para uma grade triangular. Pode, ainda, ser mostrado em [41] e em [14] que, para a mesma quantidade de supressão de *grating lobes*, uma grade retangular requer 16 % mais elementos do que uma grade triangular.

4.2.2 Modelagem dos Sinais

Para que seja possível avaliar o desempenho do MPAR investigado em relação à estimação da DoA e à influencia direta de defasadores, é necessário que seja compreendido o funcionamento dos módulos de recepção que o constituem. Na seção 2.6, a cadeia de recepção de um radar que emprega compressão e integração coerente de pulsos foi apresentada. Seus módulos, ilustrados na Figura 2.6, no entanto, constituem a cadeia de

recepção de somente um canal. Adicionalmente, será considerado que o vetor contendo os sinais resultantes na saída dos canais, $\mathbf{x}_{PI}(k)$, sempre contém um, e somente um SOI detectado, não sendo necessária a notação aplicada naquela pelo vetor \mathbf{d} , correspondente aos alvos detectados.

A estrutura simplificada do MPAR é representada na Figura 4.4. Considere um sinal refletido em um alvo, $r(t)$, dado pela Eq. 3.2 na presença de ruído Gaussiano branco, $n(t)$, incidindo no arranjo apresentado pela Figura 4.3. O sinal incidente no i -ésimo sensor, com base na Eq. 3.4 é dado por

$$\begin{aligned} x_{EL_i}(t) &= r_{EL_i}(t) + n_{EL_i}(t) \\ &= \tilde{s}(t - \tau_{EL_i})e^{j\Omega_0(t - \tau_{EL_i})} + n_{EL_i}(t), \end{aligned} \quad (4.3)$$

com a frequência centrada em $\Omega_0 = 2\pi f_0$ e atraso τ_{EL_i} dado em segundos. Para sinais de banda estreita, $\tilde{s}(t - \tau_{EL_i})$, o *chirp* representado pela Eq. 2.10, pode ser aproximado por $\tilde{s}(t)$, e a Eq. 4.3 pode ser melhor expressa por

$$x_{EL_i}(t) = \tilde{s}(t)e^{j\Omega_0(t - \tau_{EL_i})} + n_{EL_i}(t). \quad (4.4)$$

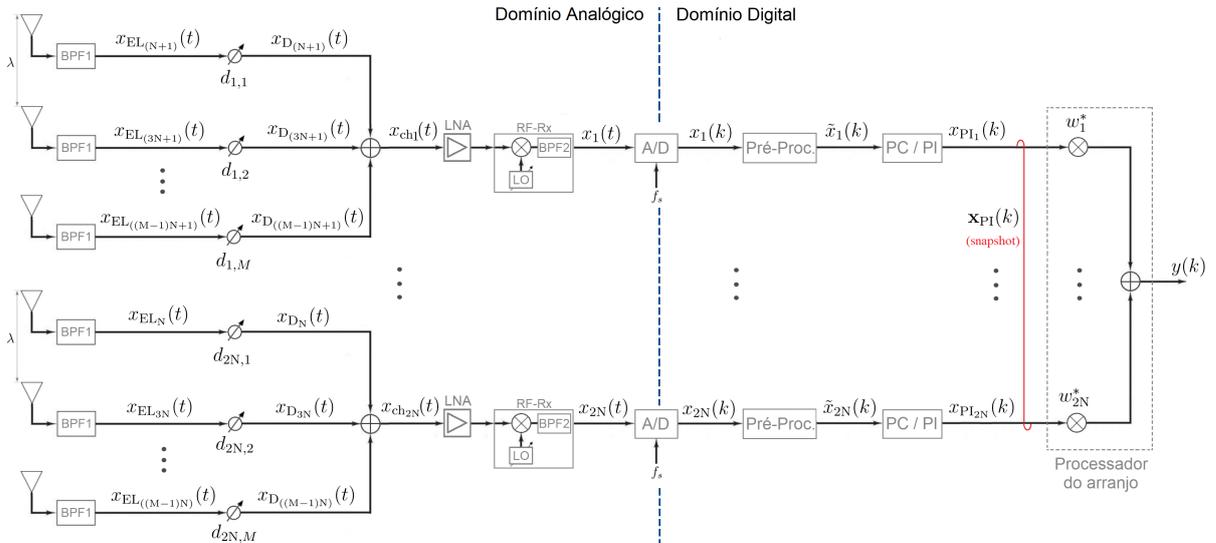


Figura 4.4 – Estrutura simplificada do radar sob investigação; o arranjo possui MN antenas.

Na Figura 4.4, o primeiro conjunto de filtros, representado por BPF1, é responsável por receber os sinais nas antenas e filtrá-los na frequência de operação do radar. Então, o sinal $x_{EL_i}(t)$ passa por um defasador recíproco [8], $d_{n,m} = e^{-j\Omega_0\beta_{n,m}}$, de b -bits de resolução, produzindo o sinal defasado, $x_{EL_i}(t - d_{n,m})$ que, então, pode ser expresso por

$$x_{D_i}(t) = \tilde{s}(t)e^{j\Omega_0(t - \tau_{EL_i} - \beta_{n,m})} + n_{D_i}(t). \quad (4.5)$$

Na Eq. 4.5, $\beta_{n,m}$, em função dos ângulos atuais de direcionamento do feixe principal, θ_{real} e ϕ_{real} , é a fase proveniente do m -ésimo defasador, do subarranjo n , com $1 \leq m \leq M$

e $1 \leq n \leq 2N$. Um defasador recíproco não é sensível ao sentido do sinal, e a fase inserida durante a transmissão é a mesma para a recepção. Nas seções 4.3 e 4.4, os defasadores e suas particularidades são apresentados detalhadamente.

O procedimento ocorre igualmente para todos os elementos do arranjo e, após a defasagem, os sinais nos sensores do n -ésimo subarranjo horizontal são somados, resultando no sinal $x_{\text{ch}_n}(t)$, $1 \leq n \leq 2N$, dado por

$$x_{\text{ch}_n}(t) = \left[\sum_{m=1}^M e^{j\Omega_0(t-\tau_{n,m}+\beta_{n,m})} \right] \tilde{s}(t) + \bar{n}_n(t), \quad (4.6)$$

onde $\bar{n}_n(t)$ é soma dos ruídos defasados na n -ésima linha.

Neste ponto, a relação sinal-ruído de $x_{\text{ch}_n}(t)$, é dada pela relação entre a variância da soma dos sinais em cada elemento do n -ésimo subarranjo e a variância da soma dos ruídos nestes mesmos elementos. Considerando que os elementos têm ganhos iguais, a SNR no canal n é dada por

$$\text{SNR}_{\text{ch}_n} = \frac{\text{var} \left\{ \sum_{m=1}^M [\tilde{s}(t)e^{j\Omega_0(t-\tau_{n,m}-\beta_{n,m})}] \right\}}{\text{var} \left\{ \sum_{m=1}^M [n_{\text{EL}_{n,m}}(t)] \right\}} = \frac{\text{var} \left\{ \sum_{m=1}^M [\tilde{s}(t)e^{j\Omega_0(t-\tau_{n,m}-\beta_{n,m})}] \right\}}{M\sigma_n^2}, \quad (4.7)$$

onde var é a variância de $\{\cdot\}$, σ_n^2 é a variância do ruído e $m \in \{\text{sensores da } n\text{-ésima linha}\}$.

A Eq. (4.7) pode ser expressa em decibéis por

$$\text{SNR}_{\text{ch}_n}(\text{dB}) = 10 \log \left\{ \frac{\text{var} \left\{ \sum_{m=1}^M [\tilde{s}(t)e^{j\Omega_0(t-\tau_{n,m}-\beta_{n,m})}] \right\}}{M\sigma_n^2} \right\}, \quad (4.8)$$

Na média, a SNR estimada para cada canal, SNR_{ch_n} , é igual ao produto entre o número de elementos que compõe o n -ésimo subarranjo e a SNR em cada elemento após passar pelo respectivo defasador, SNR_{D_i} , dada por

$$\text{SNR}_{\text{ch}_n} = M\text{SNR}_{\text{D}_i} \quad (4.9)$$

ou em decibéis

$$\text{SNR}_{\text{ch}_n}(\text{dB}) = \text{SNR}_{\text{D}_i}(\text{dB}) + 10 \log(M), \quad (4.10)$$

demonstrando um aumento da relação sinal-ruído após a soma dos sinais.

Em seguida, os sinais passam por um amplificador de baixo nível de ruído, são misturados ao sinal de um oscilador local (LO) e, então, passam por um segundo conjunto de filtros, BPF2, presentes no módulo RF-Rx. Este processamento é responsável por elevar o nível de potência do sinal e reduzir a frequência de operação do radar para uma frequência intermediária (FI) que entrará no conversor analógico-digital (A/D), com taxa de amostragem f_s . Ao entrar no módulo de pré-processamento, o sinal em tempo discreto

é multiplicado por uma exponencial complexa, $e^{j\omega_{FI}k}$, com $\omega_{FI} = \frac{2\pi f_0}{f_s}$ que, após passar por um filtro passa-baixa, produz o sinal em banda base. A frequência de amostragem é então reduzida por um fator de decimação conveniente (20, neste caso). O sinal resultante, na saída do módulo, é um sinal complexo em banda base (CBB), dado por

$$\tilde{x}_n(k) = \left\{ \left[\sum_{m=1}^M e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} x_{ELm} (\sin(\theta)\cos(\phi) + \beta_{n,m})} \right] e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} z_{ELn} \cos(\theta)} \right\} \tilde{s}(k) + \tilde{n}_n(k), \quad (4.11)$$

onde $\tilde{n}_n(k)$ é o ruído associado ao atraso total no n -ésimo canal. Na Eq. 4.11, a fase, $\beta_{n,m}$ é inserida somente na primeira parcela da equação, pois durante a varredura o direcionamento do feixe é realizado horizontalmente, de maneira que para qualquer azimute, a fase vertical, proveniente do defazador, é considerada 0.

Para que a relação sinal-ruído (SNR) seja aumentada, cada canal tem seus n_p pulsos comprimidos e integrados de forma coerente, conforme apresentado na seção 2.6. O vetor, $\mathbf{x}_{PI}(k)$, contendo os sinais integrados, é representado por

$$\mathbf{x}_{PI}(k) = \mathbf{D}^H \mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi) \tilde{s}_{PI}(k) + \tilde{\mathbf{n}}(k), \quad (4.12)$$

onde $\mathbf{D}^H_{[2N \times MN]}$ é uma matriz de blocos, diagonal, dada por

$$\mathbf{D}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_1 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{d}_2 & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{d}_{2N} \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

com $\mathbf{d}_n = \frac{1}{\sqrt{M}} [e^{j\beta_{n,1}} \ e^{j\beta_{n,2}} \ \dots \ e^{j\beta_{n,M}}]^T$, $1 \leq n \leq 2N$, correspondendo às defasagens aplicadas pelos defasadores da n -ésima linha. A combinação de fases de \mathbf{d}_n , pode variar para cada subarranjo, de acordo com a funcionalidade demandada pelo radar; no entanto, neste trabalho, como citado anteriormente, somente a operação do radar no modo vigilância (ou busca) é de interesse. Para atender a esta condição, as defasagens empregadas nos $2N$ conjuntos de defasadores deve ser tal que o azimute resultante, ϕ_{real} , seja o mesmo para todos os canais. Como a posição dos elementos que pertencem à mesma coluna não é alterada no eixo x , o vetor \mathbf{d}_n é o mesmo a cada duas linhas subsequentes. Ainda na Eq. 4.12, $\tilde{\mathbf{n}}(k)$ é um vetor que contém o ruído resultante nos $2N$ canais de saída e $\mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi)$ é o Vetor Diretor (*Array Manifold Vector*), definido por

$$\mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\chi_{EL1} \sin(\theta)\cos(\phi) + \xi_{EL1} \cos(\theta))} \\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\chi_{EL2} \sin(\theta)\cos(\phi) + \xi_{EL2} \cos(\theta))} \\ \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\chi_{ELMN} \sin(\theta)\cos(\phi) + \xi_{ELMN} \cos(\theta))} \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

A SNR em cada canal, após a compressão e a integração coerente de pulsos, é dada conforme a Eq. 2.29, por $\text{SNR}_{PI_n} = n_p B I \text{SNR}_{ch_n}$.

A Eq. 4.11 pode ser vista como o sinal de saída de um *beamforming* analógico. À medida que sinais provenientes de mais de um *beamforming* analógico chegam a um processador de arranjo onde coeficientes w_n são empregados, um *beamforming* híbrido, é formado. A saída do processamento do *beamforming* híbrido, $y(k)$, pode ser observada na Figura 4.4, e é dada por

$$y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{D}^H \mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi) \tilde{s}_{PI}(k) + \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{n}}(k), \quad (4.15)$$

sendo a resposta, em tempo discreto, da arquitetura do radar sob investigação aos sinais de entrada.

4.2.3 Síntese do Beampattern

Uma das principais vantagens dos arranjos de sensores é a sua diretividade, quando comparada aos sistemas que utilizam refletores [18]. A capacidade de produzir *beampatterns* [26], nos quais o lóbulo principal possua alto ganho e pequena largura de feixe, simultaneamente a lóbulos laterais que permaneçam em níveis baixos, é um dos principais requisitos em um sistema radar. Com o desenvolvimento dos sistemas digitais, diversos procedimentos para a síntese de *beampatterns* apropriados para sistemas radar, como o Método da Transformada de Fourier, a Técnica de Síntese de Woodward, de Dolph-Chebyshev, Método de Taylor, dentre outros, podem ser aplicados com esta finalidade. No entanto, antes mesmo destas técnicas precisarem ser empregadas, a própria arquitetura do *beamforming* híbrido contribui sobremaneira para o cumprimento deste requisito.

O *beampattern* do MPAR é definido como a resposta do *beamforming* a uma onda plana e é definido como

$$B(\theta, \phi) = \left| \mathbf{w}^H \mathbf{D}^H \mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi) \right|^2. \quad (4.16)$$

Conforme mencionado na seção 4.2, durante o modo de busca faz-se necessário que um *beampattern* em formato de *fan beam* seja produzido, de maneira a varrer uma grande área em menor tempo. Como não há alteração do ângulo vertical durante a varredura, o zênite permanece igual a 90° durante o modo de transmissão, e então os coeficientes do vetor \mathbf{w} serão iguais; dados por

$$\begin{aligned} w_{ch_n}(\theta_{real}) &= e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (\xi_{ch_n} \cos(\theta_{real}))} \\ &= e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (\xi_{ch_n} \cos(90^\circ))} \\ &= 1, \end{aligned} \quad (4.17)$$

que estabelece simplesmente uma soma dos sinais em cada canal.

A Figura 4.5, apresenta o *beampattern* para o radar PO-1. Para um direcionamento de feixe em $\theta_{real} = \phi_{real} = 90^\circ$, é possível observar, nas Figuras 4.5a e 4.5b, que a largura de feixe vertical é aproximadamente quatro vezes maior que a largura de feixe horizontal, coincidindo com o requisito apresentado pelo radar durante o modo de vigilância. Ainda

na Figura 4.5b, o surgimento de *grating lobes* em $0^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$ ocorre pois a razão entre o comprimento de onda, λ , e a distância horizontal entre elementos do n -ésimo subarranjo, é $\frac{\lambda}{2d_x} = 1$. Nas Figuras 4.5c e 4.5d, o direcionamento do feixe principal permanece em $\theta_{real} = 90^\circ$, e portanto os coeficientes de \mathbf{w} serão dados conforme a Eq. 4.17, enquanto o ângulo horizontal é $\phi_{real} = 50^\circ$. A razão entre a largura de feixe vertical e horizontal para o segundo caso é reduzida, devido ao crescimento da largura de feixe horizontal ao aproximar da extremidade da região de visibilidade.

Beampattern para o radar PO-1

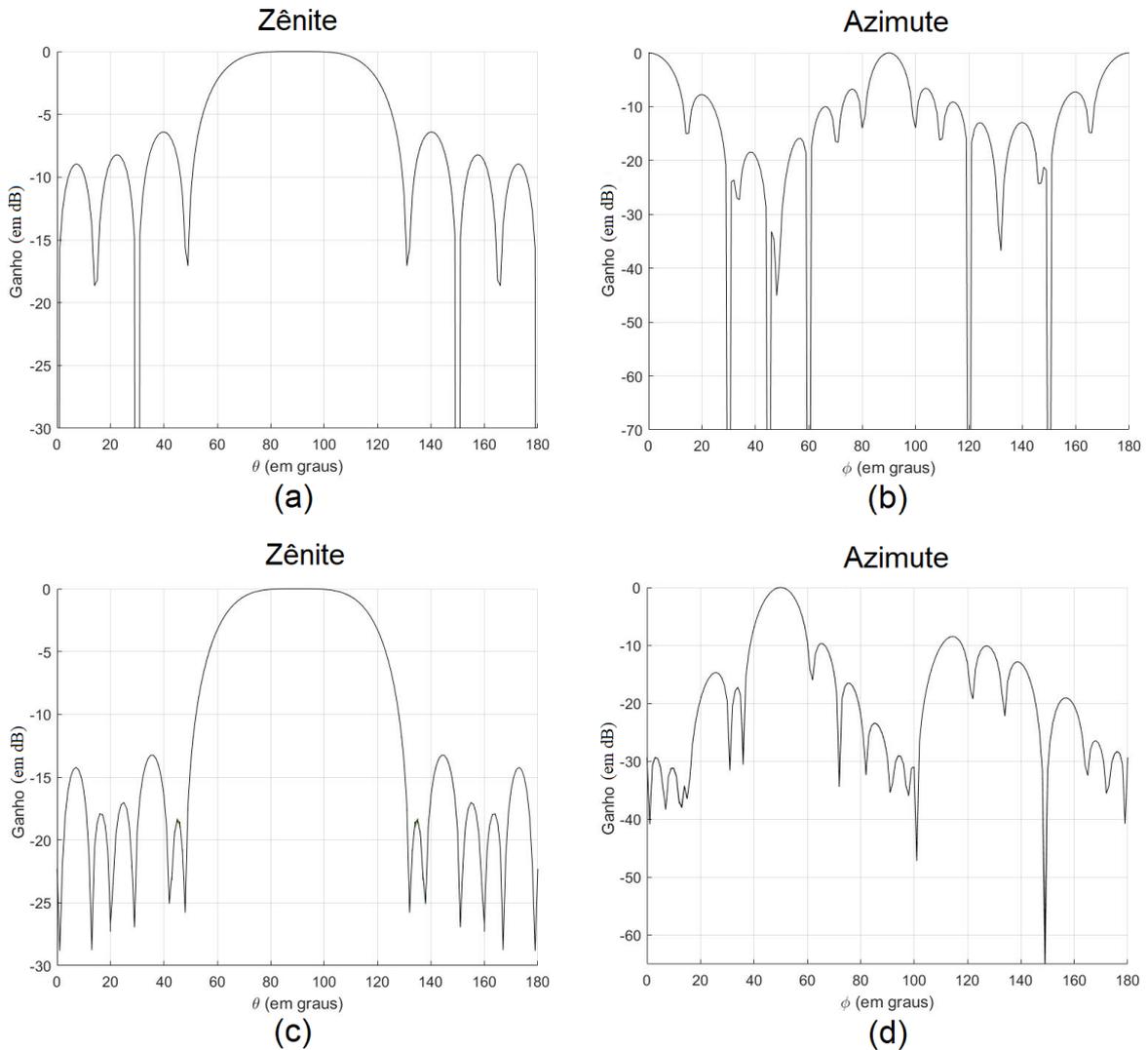


Figura 4.5 – Beampattern para o radar PO-1: Ganhos para valores de (a) $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ e (b) $0 \leq \phi \leq 180^\circ$ – para $\theta_{real} = \phi_{real} = 90^\circ$; e ganhos para valores de (c) $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ e (d) $0 \leq \phi \leq 180^\circ$ – para $\theta_{real} = 90^\circ$ e $\phi_{real} = 50^\circ$.

Uma investigação de bastante interesse sobre as características de *beamformers* baseados em subarranjos foi realizada por Nickel, pioneiro na área de processamento de sinais em subarranjos (SASP), em [42] e [34]. Nickel demonstra que uma configuração em

subarranjos pode ser pensada como um arranjo equivalente de elementos em que cada centro de fase é dado pelo centro do subarranjo. O *beam pattern*, $B(\theta, \phi)$ pode, então, ser escrito como

$$B(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^{2N} B_n(\theta, \phi) \left[e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\rho_{x,n} \sin(\theta) \cos(\phi) + \rho_{z,n} \cos(\theta))} \right], \quad (4.18)$$

onde $\rho_{x,n}$ e $\rho_{z,n}$ são os centros de fase dos subarranjos que podem ser calculados por

$$\rho_{x,n} = \frac{\sum_{m \in U_n} a_m x_m}{\sum_{m \in U_n} a_m} \quad \text{e} \quad \rho_{z,n} = \frac{\sum_{m \in U_n} a_m z_m}{\sum_{m \in U_n} a_m}, \quad (4.19)$$

onde x e z são as posições dos elementos originais do arranjo, a_m são os coeficientes relativos às amplitudes de cada elemento, que aqui serão considerados unitários e U_n é o conjunto dos elementos pertencentes ao n -ésimo subarranjo. $B_n(\theta, \phi)$ é o *beam pattern* do n -ésimo subarranjo, com $1 \leq m \leq 2N$. O arranjo que contém os centros dos subarranjos é denominado superarranjo. A aproximação apresentada a seguir pela Eq. 4.20 é válida, sendo dada por

$$|B(\theta, \phi)| \approx |\bar{B}_{sub}(\theta, \phi)| \cdot |B_{super}(\theta, \phi)|, \quad (4.20)$$

onde o *beam pattern* do superarranjo é definido por

$$B_{super}(\theta, \phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{v}_{super}(\theta, \phi), \quad (4.21)$$

que, para a consideração anterior de \mathbf{w} , gera

$$B_{super}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^{2N} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\rho_{x,n} \sin(\theta) \cos(\phi) + \rho_{z,n} \cos(\theta))}, \quad (4.22)$$

e $\bar{B}_{sub}(\theta, \phi)$ denota a média dos *beam patterns* dos subarranjos.

4.3 Defasadores

Note na Figura 4.1b e na Figura 4.1c, respectivamente, que o *beamforming* analógico e o *beamforming* híbrido possuem defasadores antes de cada sensor do arranjo, no modo de transmissão. Estes provêm as fases necessárias ao direcionamento horizontal do feixe. Das três técnicas básicas de direcionamento de feixe – varredura em frequência, *beam switching* e deslocamento de fase por meio de defasadores – a última, é a mais utilizada [8]. [35] classifica os defasadores como os principais elementos de um BF passivo. Juntamente aos conversores A/D, eles respondem por mais da metade do peso e do custo da estrutura, portanto, devem ser leves e de baixo custo. Os defasadores são desenvolvidos, comumente, contendo diferentes estados, isto é, fases pré-determinadas e não contínuas que irão influenciar na acurácia do direcionamento do feixe. Os estados são atribuídos de maneira binária, onde o menor estado define a sua resolução. Um defasador de 2 *bits*, por exemplo, possui os estados 0° , 90° , 180° e 270° , dados por $\beta = \frac{360}{2^b}$, em graus.

Estes dispositivos são divididos em duas categorias: recíprocos e não-recíprocos. Em um defasador recíproco, a fase atribuída permanece a mesma em ambos os sentidos, isto é, são inalteradas durante a transmissão e a recepção. De maneira oposta, os defasadores não-recíprocos, quando usados, necessitam alternar a fase atribuída, do modo de transmissão para o modo de recepção, o que, para uma baixa PRF, pode gerar um período de impossibilidade de detecção (período cego) de alvos.

Há três tipos de defasadores comumente encontrados em sistemas radar: defasadores recíprocos baseados em diodos, defasadores recíprocos de ferrite e defasadores não-recíprocos de ferrite. Devido às suas propriedades magnéticas, defasadores de ferrite apresentam grandes perdas quando usados em sistemas cuja frequência de operação é menor que 3GHz. Estes possuem a vantagem de fácil implementação de mais números de bits de resolução, haja vista que basta inserir trechos de toróides de ferrite ao corpo do defasador. Em contrapartida, são mais sensíveis à temperatura, quando comparados aos defasadores compostos por diodos, o que possibilita o surgimento de erro na fase entregue pelo defasador. Outra desvantagem é o grande volume e peso deste tipo de defasador.

Algumas arquiteturas de defasadores baseados em diodos, possuem destaque [8] – *switched line*, *hybrid couple* e *loaded-line* – e possuem uma boa resposta à medida em que a frequência de operação é reduzida. Um defasador do tipo *switched line*, altera o comprimento da linha de transmissão em incrementos binários, de acordo com a combinação de estados necessários, enquanto um *hybrid-couple* altera a distância onde a onda eletromagnética é refletida em um guia de onda. Ambas as técnicas possuem limitação quanto à potência aplicada e, dependendo da frequência, seu uso é recomendado para potências de pico de até 1 kW. Para altas potências, defasadores do tipo *loaded-line* são recomendados. Estes adotam alterações nas capacitâncias e indutâncias do circuito interno para que sejam geradas as fases requeridas.

Independentemente do tipo de defasador utilizado, a resolução depende diretamente da quantidade de estados utilizados na confecção, sejam estes conjuntos de diodos ou toróides de ferrite. Dependendo dos requisitos do projeto, para que os desvios de apontamento de feixe ou baixos níveis de lóbulos laterais em um MPAR, sejam atendidos, um alto nível de resolução é necessário, conseqüentemente aumentando o número de bits requerido, as perdas inseridas, caso a arquitetura seja passiva, e o seu custo.

O estudo em lide, baseia-se em avaliar os efeitos da quantização dos defasadores na estimação da direção de chegada de SOIs, em relação à elevação e até-m-se ao processamento digital de sinais, de maneira que, independentemente do tipo de defasador utilizado, é considerado que as fases quantizadas requisitadas sejam coincidentes com as fases entregues pelos defasadores à respectiva antena. Na arquitetura do radar sob investigação, defasadores recíprocos de 4 bits são utilizados. Para alcançar requisitos satisfatórios, mantendo um custo viável, vale a pena investigar o desempenho dos defasadores em vista da quantização

de fase nos estágios iniciais do radar. No capítulo 5, defasadores com $b \in \{3, 4, 5 \text{ e } \infty\}$ terão seus desempenhos avaliados para um simulador do radar PO-1.

4.4 Efeitos da Quantização de Fase

Quando erros de amplitude e fase ocorrem, seus efeitos são apresentados diretamente no *beam pattern*. Estes erros podem ser de natureza ramdômica, não associada ao projeto do radar ou periódicos, em que durante o projeto já são conhecidos e aceitos, podendo ser controlados e mitigados em determinadas situações. Podemos citar a *amplitude tapering* [8] utilizada para iluminar os sensores ou a fase demandada ao longo de um arranjo periódico para controlar um determinado direcionamento, que são consideradas funções cíclicas. Baseado no fato de que antenas são dispositivos lineares, [8] relaciona o *beam pattern* resultante, como sendo a soma entre o *beam pattern* de projeto e o *beam pattern* gerado pela energia referente aos erros, sendo dado por $BP_T(\theta, \phi) = BP_{(proj)}(\theta, \phi) + BP_{(erros)}(\theta, \phi)$. Ambos os tipos de erros geram anomalias aos lóbulos laterais, no entanto, os erros periódicos gerados pela quantização de fase dos defasadores são o objeto de estudo deste trabalho, devido a tais erros estarem relacionados diretamente à acurácia do apontamento do lóbulo principal e, de maneira análoga, à acurácia da estimação da direção de chegada.

Em um beamformer que dispõe da arquitetura apresentada na seção 4.2, a seleção da fase, β , é limitada pelo número de bits. A resolução em fase, ou seja, a separação entre dois níveis de fase disponibilizados pelos defasadores é limitada pelo bit menos significativo. Para o beamformer de b -bits em questão, a resolução em fase, β_{res} , em um defasador conectado à um elemento qualquer, em radianos, é dada por [12]

$$\beta_{res} = \frac{2\pi}{2^b}. \quad (4.23)$$

A fase quantizada, β_q , portanto, contém a fase desejada, β_{des} , mais o erro de quantização de fase, β_{erro} , sendo dada por [9]

$$\beta_q = \beta_{des} + \beta_{erro}, \quad (4.24)$$

de tal maneira que o máximo erro de fase ocorre quando β_{des} está exatamente entre dois níveis de quantização, ou seja,

$$\beta_{erro_max} = \beta_q - \beta_{des} \Big|_{\beta_{des} = \frac{\beta_{res}}{2} = \frac{\pi}{2^b}}. \quad (4.25)$$

Em [8] e em [12] a Eq. 4.24 é representada de maneira gráfica, conforme ilustrado na Figura 4.6, onde o eixo das abscissas refere-se à posição do n -ésimo elemento de um subarranjo de M elementos, enquanto o eixo das ordenadas possui a escala referente às fases, normalizadas. A curva uniforme, diagonal, refere-se aos valores contínuos, desejados, de fases necessárias para atender à um determinado direcionamento quando não ocorre quantização, isto é, quando $b = \infty$. A distribuição de fases nos elementos do arranjo,

considerando-se a quantização em b -bits, para $b \neq \infty$, é dada pelos níveis interruptos que acompanham a curva de valores desejados, enquanto o erro resultante, $\beta_{erro} = \beta_q - \beta_{des}$, é traçado sobre o eixo das abscissas.

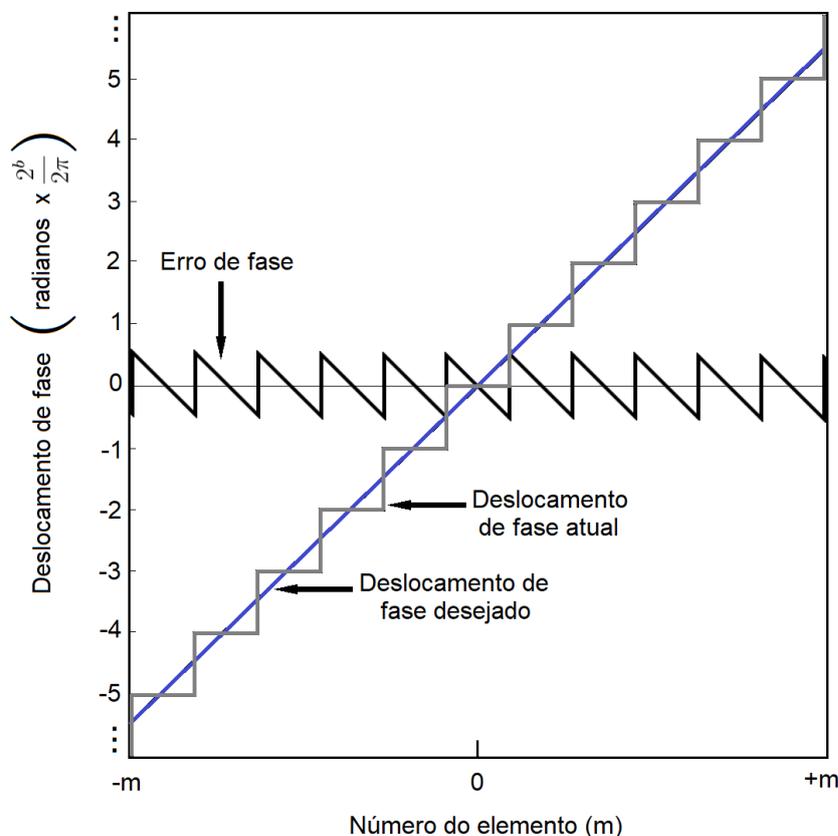


Figura 4.6 – Erro de fase devido à quantização.

Como resultado do alinhamento das fases distribuídas, tem-se o direcionamento do feixe principal do ESA. As Figuras 4.7a e 4.7b, apresentam de maneira gráfica o efeito da quantização de fase para o MPAR. São ilustrados os *beam patterns* gerados para a direção, $\phi_{real} = 84^\circ$, dadas situações distintas em que o beamforming utiliza defasadores de resolução $b \in \{3, 4, 5, \infty\}$. A vista dos eixos $x - y$ é apresentada. Note que quanto menor a resolução dos defasadores, e por conseguinte, maior o erro gerado pela quantização de fase, maior a distribuição de energia do feixe principal aos lóbulos secundários. Apesar do crescimento dos lóbulos secundários ser de grande importância em estudos nesta área, o interesse neste ponto consiste no erro de direcionamento horizontal e na redução do ganho do feixe principal, que pode ser observado de maneira clara na Figura 4.7b.

Faz-se necessário esclarecer que os deslocamentos de fase atribuídos ao arranjo na Figura 4.6 e o erro de direcionamento para um determinado ângulo horizontal, ϕ_{real} , são parâmetros distintos, não seguindo uma relação linear entre eles.

Com o intuito de verificar os efeitos da quantização de fase para a região de visibilidade horizontal do MPAR, foram geradas as curvas contendo os valores das reduções

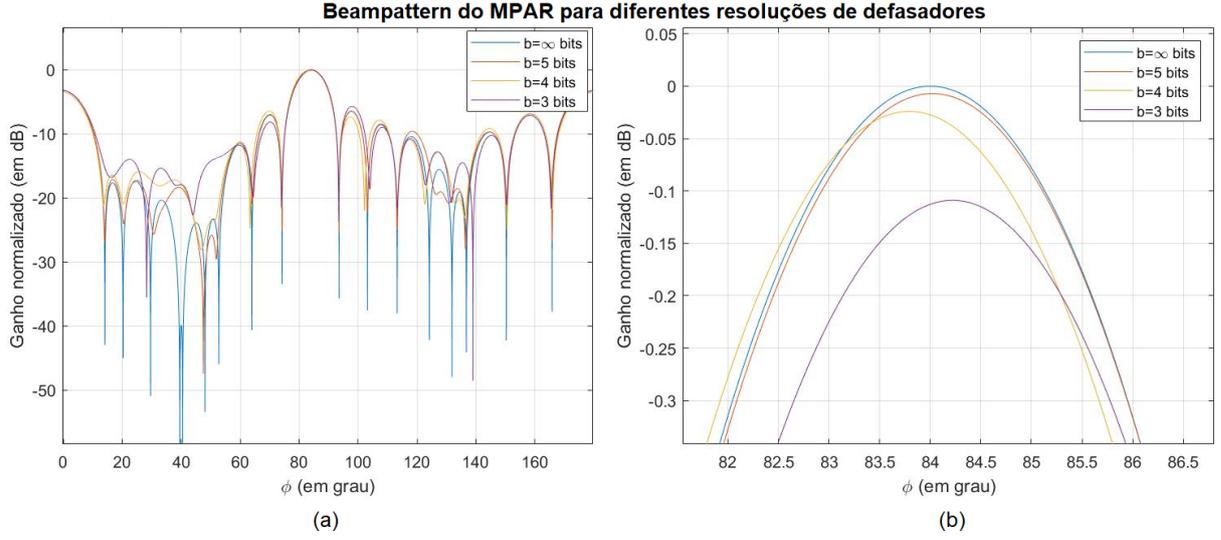


Figura 4.7 – Comparação entre *beampatterns* gerados para sistemas radar com resolução dos defasadores $b \in \{3, 4, 5, \infty\}$ bits: (a) Efeitos totais da quantização de fase; e (b) Visão ampliada, demonstrando os diferentes direcionamentos horizontais e a redução de ganho para cada sistema.

dos ganhos e dos erros de direcionamento horizontais do feixe principal. A Figura 4.8a contém os valores absolutos dos erros de direcionamento do feixe principal de cada sistema, considerando como correto o ângulo horizontal desejado para transmissão, ϕ_{des} . A Figura 4.8b demonstra os valores relativos à redução do ganho (perda) de cada sistema, para o ponto em que o sistema ideal ($b = \infty$ bits), possui máximo ganho. Para obtenção das curvas apresentadas em ambas as figuras, utilizou-se valores inteiros para os ângulos horizontais, tal que $45^\circ \leq \phi_{des} \leq 135^\circ$.

Considerando a abordagem realizada em [43], somada aos conceitos de quantização de fase apresentados nesta seção, uma análise matemática pode ser realizada para a arquitetura do *beamforming* híbrido abordado neste estudo. Com base na Eq. 4.12, consideremos o sinal CBB fornecido pelo n -ésimo canal, em que a fase quantizada, β_q , é inserida pelo EL -ésimo defasador

$$x_{PI_n}(k) = \left\{ \left[\sum_{m=1}^M e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \chi_{ELm} (\sin(\theta_{des}) \cos(\phi_{des}) - \beta_q)} \right] e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \xi_{ELn} \cos(\theta_{des})} \right\} \tilde{s}_{PI_n}(k) + \tilde{n}_n(k), \quad (4.26)$$

onde, $\tilde{n}_n(k)$ é o ruído resultante quando aplicadas as fases provenientes de cada defasador, e θ_{des} e ϕ_{des} são, respectivamente, o zênite, θ_{SOI} , e o azimuth, ϕ_{SOI} , do sinal de interesse que incide no arranjo antes de passar pelos defasadores. Utilizando a Eq. 4.24, a Eq. 4.26 pode ser expressa em função das fases desejadas e do erro por

$$x_{PI_n}(k) = \left\{ \left[\sum_{m=1}^M e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \chi_{ELm} (\sin(\theta_{des}) \cos(\phi_{des}) - (\beta_{des} + \beta_{erro}))} \right] e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \xi_{ELn} \cos(\theta_{des})} \right\} \tilde{s}_{PI_n}(k) + \tilde{n}_n(k). \quad (4.27)$$

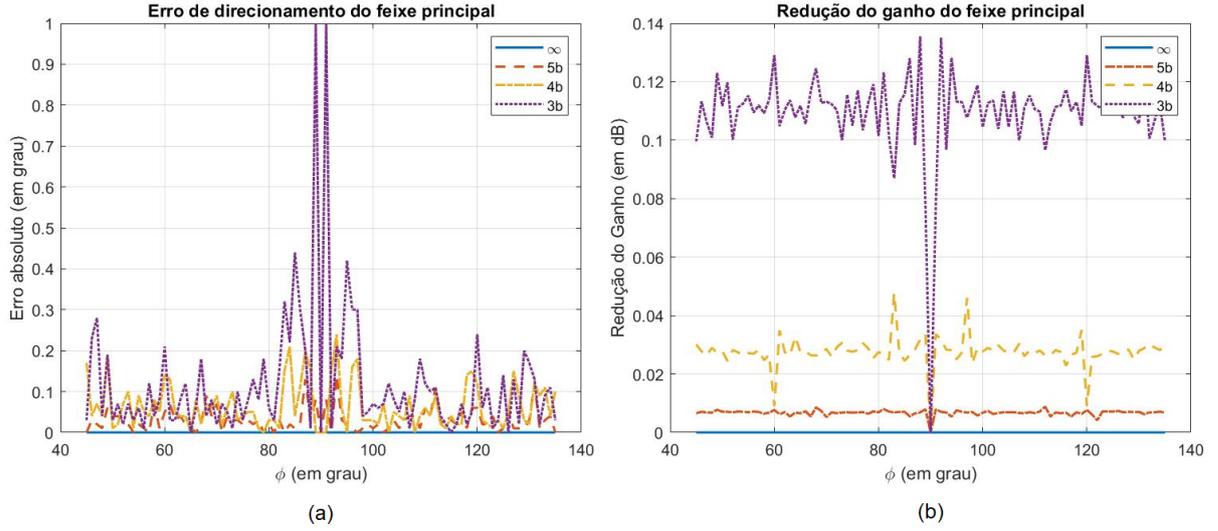


Figura 4.8 – Efeitos da quantização de fase para sistemas radar distintos, com resolução dos defasadores, $b \in \{3, 4, 5, \infty\}$ bits: (a) Erros absolutos de direcionamento horizontal do feixe principal; e (b) Redução do ganho do feixe principal de cada sistema radar, em relação ao ponto de máximo ganho (ϕ_{des}) do sistema ideal.

Para que a máxima potência do sinal $x_{PI_n}(k)$ seja obtida na recepção, é necessário que ocorra o alinhamento entre a fase do sinal incidente e a fase gerada pelo respectivo defasador, tal que

$$\text{sen}(\theta_{des})\cos(\phi_{des}) - (\beta_{des} + \beta_{erro}) = \pm 2\alpha\pi, \quad \alpha = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (4.28)$$

que leva à

$$\text{sen}(\theta_{des})\cos(\phi_{des}) = (\beta_{des} + \beta_{erro}) \pm 2\alpha\pi, \quad (4.29)$$

onde $\alpha = 0$ é a posição do feixe principal e $\alpha \neq 0$ está associado aos *grating lobes*. No entanto, conforme discutido na seção 4.2, ao considerar determinístico e por conseguinte conhecido o azimuth em que um alvo se encontra, os *grating lobes* que surgem na região de visibilidade horizontal, podem ser descartados, e a Eq. 4.29 pode ser melhor expressa por

$$\text{sen}(\theta_{des})\cos(\phi_{des}) = (\beta_{des} + \beta_{erro}). \quad (4.30)$$

No modo de transmissão, os sinais são transmitidos em um ângulo vertical, $\theta_{des} = 90^\circ$, para que o *fan beam* seja formado, e os defasadores entregam efetivamente aos seus respectivos sensores somente a fase horizontal, relativa à ϕ_q . Cada defasador do n -ésimo subarranjo pode, então, ser representado por

$$d_{n,m} = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\chi_{EL_m}\text{sen}(\theta_q)\cos(\phi_q) + \xi_{EL_m}\cos(\theta_q))}, \quad (4.31)$$

com $\theta_q = 90^\circ$, que resulta em

$$d_{n,m} = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\chi_{EL_m}\cos(\phi_q)} = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\chi_{EL_m}\beta_q} = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\chi_{EL_m}(\beta_{des} + \beta_{erro})}. \quad (4.32)$$

Como os defasadores são recíprocos, suas fases são inalteradas na recepção. β_q , expresso na Eq. 4.26, refere-se a fase dos respectivos defasadores, e com base nas Eq. 4.32 e 4.29, encontra-se a seguinte equação:

$$\text{sen}(\theta_{des})\cos(\phi_{des}) = \cos(\phi_q), \quad (4.33)$$

e o ângulo horizontal, quantizado, ϕ_q poderá ser expresso por

$$\phi_q = \arccos(\text{sen}(\theta_{des})\cos(\phi_{des})). \quad (4.34)$$

A relação entre ϕ_q e ϕ_{des} é dada por

$$\phi_q = \phi_{des} + \phi_{erro}, \quad (4.35)$$

e a expressão para o erro do ângulo horizontal é dada por

$$\phi_{erro} = \arccos(\text{sen}(\theta_{des})\cos(\phi_{des})) - \phi_{des}. \quad (4.36)$$

A Eq. 4.30 permite que o erro do ângulo horizontal seja expresso por

$$\phi_{erro} = \arccos(\beta_{des} + \beta_{erro}) - \phi_{des}. \quad (4.37)$$

A expressão anterior indica o desvio do ângulo horizontal em relação à ϕ_{des} , predeterminado pelo *beamforming*.

Note agora, que, para um azimute predeterminado durante a varredura, a fase nos quantizadores não se altera, e portanto, ϕ_{erro} , deve ser igual na transmissão e na recepção. Em contrapartida, θ_{des} , durante o modo de transmissão, é sempre igual à 90° , enquanto na recepção, $\theta_{des} = \theta_{SOI}$. A condição imposta no presente capítulo, de que o azimute do alvo é conhecido inicialmente, e considerado correto para ϕ_{des} , implica em considerar que não há erro horizontal, ϕ_{erro} ; logo, o erro pode ser considerado contido no ângulo vertical, $\theta_q = \theta_{SOI} + \theta_{erro}$. Mediante esta consideração, é estabelecida a seguinte igualdade:

$$d_{n,m}|_{situação1} = d_{n,m}|_{situação2}, \quad (4.38)$$

que corresponde à

$$e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\chi_{ELm}\text{sen}(90^\circ)\cos(\phi_q) + \xi_{ELm}\cos(90^\circ))} = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\chi_{ELm}\text{sen}(\theta_q)\cos(\phi_{des}) + \xi_{ELm}\cos(\theta_q))}. \quad (4.39)$$

Aplicando-se o logaritmo neperiano e dividindo ambas as parcelas da equação, por $j\frac{2\pi}{\lambda}$, obtem-se:

$$\chi_{ELm}\text{sen}(90^\circ)\cos(\phi_q) + \xi_{ELm}\cos(90^\circ) = \chi_{ELm}\text{sen}(\theta_q)\cos(\phi_{des}) + \xi_{ELm}\cos(\theta_q), \quad (4.40)$$

que é equivalente à

$$\chi_{ELm}\cos(\phi_q) = \chi_{ELm}\text{sen}(\theta_q)\cos(\phi_{des}) + \xi_{ELm}\cos(\theta_q), \quad (4.41)$$

e por fim, temos

$$\chi_{EL_m} \cos(\phi_{des} + \phi_{erro}) = \chi_{EL_m} \sin(\theta_{des} + \theta_{erro}) \cos(\phi_{des}) + \xi_{EL_m} \cos(\theta_{des} + \theta_{erro}). \quad (4.42)$$

Observe, na Eq. 4.42, que a relação entre θ_{erro} e ϕ_{erro} não é linear. Diferentemente de ϕ_{erro} , que é considerado determinístico neste trabalho, θ_{erro} será composto de uma parcela determinística e uma parcela estatística, que dependem da geometria do arranjo. A obtenção de uma solução fechada para a parcela determinística de θ_{erro} pode ser alcançada com o conhecimento da geometria do arranjo, e será demonstrada por meio dos experimentos realizados no capítulo 5, enquanto sua parcela estatística dependerá da relação sinal-ruído e poderá ser obtida com a utilização de algoritmos de estimação da DoA. A seção 4.5, apresenta o desenvolvimento do processo de estimação da DoA para os algoritmos selecionados.

4.5 Estimação da DoA em Elevação na Presença do Erro de Quantização de Fase

Para que seja compreendido o desenvolvimento de cada método de estimação de DoA aplicado à arquitetura híbrida, é necessário explicar o modelo de cenário considerado.

O processamento do sistema radar é realizado para que os sinais sejam transmitidos em ϕ_{des} , no entanto, estes assumem, após passarem pelos defasadores, uma fase quantizada, de maneira que a combinação de fases gerada no n -ésimo subarranjo produz um ângulo horizontal $\phi_{real} = \phi_q$, no qual os sinais são transmitidos pelos sensores do arranjo. O alvo, posicionado em $P_{alvo} = (\theta_{SOI}, \phi_{SOI}, R_{SOI})$, terá posição angular coincidente com a posição desejada, conforme apresentado na Figura 4.9, sendo desconsiderado o erro estatístico para o ângulo horizontal – premissa desse estudo – tal que, para defasadores de resolução infinita, $\phi_{SOI} = \phi_{des} + \xi$, onde $\xi = 0$ é o erro estatístico. Ademais, o máximo ganho é obtido para ϕ_{real} e ϕ_{erro} está contido na largura de feixe à 3 dB, possibilitando a detecção do sinal refletido no alvo, durante a recepção. Ainda na Figura 4.9, para qualquer posição horizontal do alvo, contida na largura de feixe de 3 dB, isto é $\phi_{des} \leq \phi_{SOI} \leq \phi_{real}$, os sinais banda estreita e analíticos de retorno, $r(t, \theta_{SOI}, \phi_{SOI})$, baseados na Eq. 2.19, incidem no arranjo de sensores com posição horizontal ϕ_{SOI} , onde receberão dos defasadores uma fase quantizada, ϕ_q , sendo encaminhados para o processador.

Em seguida, o processamento do sinal recebido é realizado conforme descrito na subseção 4.2.2, tomando como base a cadeia de recepção descrita na Figura 4.4. Como o sistema considera correta a posição horizontal do alvo, ϕ_{des} , a estimação do zênite é realizada utilizando-se, para as funções-custo dos algoritmos selecionados, *steering vectors* sem a presença do erro de quantização, isto é, $\mathbf{v}(\theta_{des}, \phi_{des}) = \mathbf{D}^H \mathbf{v}_{EL}(\theta_{des}, \phi_{des})$, onde os elementos de \mathbf{D} possuem resolução $b = \infty$ bits.

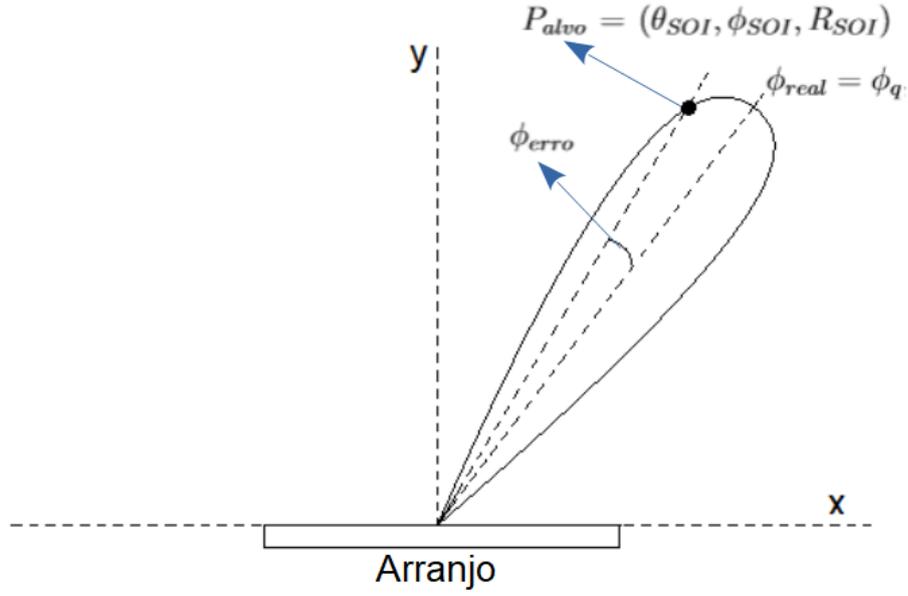


Figura 4.9 – Modelo considerado para as simulações.

Uma vez que o *beam pattern* do MPAR, no modo de busca, tem ganho horizontal máximo para ϕ_{real} , o ganho para ϕ_{des} é reduzido e, conseqüentemente, a relação sinal-ruído é reduzida para o sinal de retorno proveniente da direção ϕ_{SOI} . O ganho do sinal de retorno, $G_{\phi_{des}}$, é obtido definindo o argumento da função, igual a ϕ_{des} para o *beam pattern*, considerando o plano $x-y$, isto é,

$$G_{\phi_{des}} = BP(\phi)|_{\phi=\phi_{des}}. \quad (4.43)$$

A SNR, na saída do receptor, está relacionada ao ganho obtido em uma determinada direção, por [23]

$$SNR = G(\phi) \frac{P_r}{P_n}, \quad (4.44)$$

onde P_r é a potência média do sinal, P_n é a potência média do ruído, dadas respectivamente pelas Eq. 2.17 e 2.18 e o ganho normalizado para ϕ_{real} é igual a 1. Portanto, para um dado ϕ , especificamente, ϕ_{des} , a SNR pode ser expressa, em termo das variâncias do sinal e do ruído, σ_s^2 e σ_n^2 , respectivamente, por:

$$SNR_{\phi_{des}} = G_{\phi_{des}} \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}. \quad (4.45)$$

A Eq. 4.45, implica diretamente na parcela estatística de θ_{erro} e será considerada para as derivações das equações relativas aos algoritmos de estimação da DoA, por diante.

Para o caso em que não há erro de quantização, a matriz covariância do vetor $\mathbf{x}_{PI}(k)$ é dada por

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{x_{PI}} &= \mathbb{E}\{\mathbf{x}_{PI}(k)\mathbf{x}_{PI}^H(k)\} \\ &= \mathbf{v}(\theta_{des}, \phi_{des})\mathbf{R}_{\bar{s}}\mathbf{v}^H(\theta_{des}, \phi_{des}) + \mathbf{R}_n \\ &= \sigma_{\bar{s}}^2\mathbf{v}(\theta_{des}, \phi_{des})\mathbf{v}^H(\theta_{des}, \phi_{des}) + \sigma_n^2\mathbf{I}, \end{aligned} \quad (4.46)$$

onde $\mathbf{R}_{\tilde{s}}$ e \mathbf{R}_n são, respectivamente, as matrizes covariância do sinal e do ruído, e $\mathbf{v}(\theta_{des}, \phi_{des}) = \mathbf{D}^H \mathbf{v}_{EL}(\theta_{des}, \phi_{des})$. De maneira análoga, e com base na Eq. 4.45, a matriz covariância de um sinal quantizado, $\mathbf{R}'_{x_{PI}}$, pode ser expressa por

$$\begin{aligned} \mathbf{R}'_{x_{PI}} &= \mathbb{E}\{\mathbf{x}_{PI}(k)\mathbf{x}_{PI}^H(k)\} \\ &= \mathbf{v}(\theta_{real}, \phi_{real})\mathbf{R}'_{\tilde{s}}\mathbf{v}^H(\theta_{real}, \phi_{real}) + \mathbf{R}'_n \\ &= \varepsilon\sigma_{\tilde{s}}^2\mathbf{v}(\theta_{real}, \phi_{real})\mathbf{v}^H(\theta_{real}, \phi_{real}) + \sigma_n^2\mathbf{I}, \end{aligned} \quad (4.47)$$

onde $\mathbf{v}(\theta_{real}, \phi_{real}) = \mathbf{D}^H \mathbf{v}_{EL}(\theta_{des}, \phi_{des})$, com a matriz \mathbf{D} , neste caso específico, sendo composta pelos defasadores de resolução $b \neq \infty$ bits, definidos na Eq. 4.32, e ε é o fator de redução do ganho para $G(\phi)|_{\phi_{des}}$.

Para um alvo com posição angular $(\theta_{SOI}, \phi_{SOI})$, a função-custo para o algoritmo *Delay and Sum*, por exemplo, considerando-se a arquitetura do MPAR, pode ser expressa por

$$\begin{aligned} P_{DS}(\hat{\theta}) &= \mathbf{v}^H(\theta, \phi)\mathbf{R}'_{x_{PI}}\mathbf{v}(\theta, \phi) \\ &= \mathbf{v}^H(\theta, \phi) \left[\varepsilon\sigma_{\tilde{s}}^2\mathbf{v}(\theta_{real}, \phi_{real})\mathbf{v}^H(\theta_{real}, \phi_{real}) + \sigma_n^2\mathbf{I} \right] \mathbf{v}(\theta, \phi) \\ &= \mathbf{v}_{EL}^H(\theta, \phi)\mathbf{D} \left[\varepsilon\sigma_{\tilde{s}}^2\mathbf{v}(\theta_{real}, \phi_{real})\mathbf{v}^H(\theta_{real}, \phi_{real}) + \sigma_n^2\mathbf{I} \right] \mathbf{D}^H \mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi), \end{aligned} \quad (4.48)$$

onde o ângulo vertical estimado, $\hat{\theta} = \theta_{SOI} + \theta_{erro}$, com θ_{erro} composto pelos erros estatístico e determinístico, conforme apresentado na seção 4.4.

De maneira semelhante, baseado na Eq. 3.31, a função-custo para o algoritmo MVDR (Capon's), aplicada à arquitetura do MPAR é dada por

$$\begin{aligned} P_{MVDR}(\hat{\theta}) &= \frac{1}{\mathbf{v}^H(\theta, \phi)\mathbf{R}'_{x_{PI}}\mathbf{v}(\theta, \phi)} \\ &= \frac{1}{\mathbf{v}_{EL}^H(\theta, \phi)\mathbf{D} \left[\varepsilon\sigma_{\tilde{s}}^2\mathbf{v}(\theta_{real}, \phi_{real})\mathbf{v}^H(\theta_{real}, \phi_{real}) + \sigma_n^2\mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{D}^H \mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi)}. \end{aligned} \quad (4.49)$$

Por fim, para o algoritmo MUSIC, o zênite será estimado com base na Eq. 4.50, cuja a função-custo, para a estrutura em questão, pode ser expressa por

$$\begin{aligned} P_{MUSIC}(\hat{\theta}) &= \frac{1}{\mathbf{v}^H(\theta, \phi)\mathbf{E}_n\mathbf{E}_n^H\mathbf{v}(\theta, \phi)} \\ &= \frac{1}{\mathbf{v}_{EL}^H(\theta, \phi)\mathbf{D}\mathbf{E}_n\mathbf{E}_n^H\mathbf{D}^H\mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi)}, \end{aligned} \quad (4.50)$$

onde \mathbf{E}_n contém os autovetores correspondentes aos $2N-1$ menores autovalores, e a matriz $\mathbf{\Lambda}$ proveniente da autodecomposição da matriz $\mathbf{R}'_{x_{PI}} = \mathbf{E}\mathbf{\Lambda}\mathbf{E}^H$, conforme apresentada na

Eq. 3.38, é dada por

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \varepsilon\sigma_s^2 + \sigma_n^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_n^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_n^2 \end{bmatrix}. \quad (4.51)$$

Maximizando a função-custo de cada algoritmo, o zênite estimado do alvo é obtido.

No capítulo 5, o erro relacionado à quantização é comparado para diferentes cenários, considerando geometrias de arranjos com diferentes valores para MN e em diferentes pontos horizontais da região de visibilidade, proporcionando uma análise gráfica de θ_{erro} .

5 SIMULAÇÕES

Com o objetivo de avaliar os efeitos dos erros em azimute produzidos por defasadores quantizados no desempenho dos algoritmos usados para estimar o zênite, este capítulo apresenta resultados de simulações relativos a cenários específicos. Utilizou-se nestas simulações o *software* Matlab[©], versão 9.4.0.813654, release R2018a. Os cenários foram escolhidos convenientemente para ressaltar as associações entre os erros produzidos em ambas as coordenadas. Os parâmetros do sistema, descritos na Tabela 5.1, não são alterados entre cenários. A diferença entre estes está na posição do alvo, na resolução dos defasadores e no tamanho do arranjo de sensores considerado.

Tabela 5.1 – Parâmetros do sistema utilizado nas simulações.

Parâmetro	Variável	Valor	Unidade
Frequência de amostragem sem decimação	f_s	100	MHz
Frequência de amostragem com decimação	f_s	5	MHz
Frequência da portadora	f_c	3	GHz
Largura do pulso de transmissão (LFM)	l_s	40	μs
Frequência de repetição de pulso	PRF	1,7699	kHz
Largura de banda do sinal de transmissão	B_s	3	MHz
Largura de banda do ruído térmico	B_n	3	MHz
Potência de transmissão	P_t	800	kW
Ganho de transmissão	G_t	45	dB
Ganho de recepção	G_r	45	dB
Perdas do sistema	L	6	dB
Figura de ruído	F	3	dB
Alcance máximo	R_{max}	84,75	km
Alcance mínimo (zona cega)	R_{min}	6	km
Número de pulsos integrados	n_p	41	adimensional
Seção reta radar	RCS	8	m^2
Espaçamento vertical entre elementos da mesma coluna	d_z	0,10	m
Espaçamento horizontal entre elementos em um subarranjo	d_z	0,10	m
Espaçamento horizontal e vertical entre elementos de colunas consecutivas	d_x	0,05	m

Para a realização dos experimentos, foi considerado inicialmente que o ângulo horizontal, ϕ_{des} , pertence à grade dos azimutes definidos pelo sistema radar para a realização de uma varredura completa da região de visibilidade horizontal definida no capítulo 4, tal que $45^\circ \leq \phi_{des} \leq 135^\circ$ em incrementos de 1° , para qualquer valor de zênite. O modelo de cenário considerado segue exatamente as considerações citadas na seção 4.5, para a estimação da DoA, enfatizando, novamente, que o único alvo considerado em todos os

cenários, posicionado em $P_{alvo} = (\theta_{SOI}, \phi_{SOI}, R_{SOI})$, terá posição angular coincidente com a posição desejada, conforme apresentado na Figura 4.9, sendo desconsiderado o erro estatístico para o ângulo horizontal e o máximo ganho sendo obtido para ϕ_{real} .

O arranjo de sensores utilizado para a realização das simulações possui geometria planar retangular, com grade triangular de elementos, conforme apresentado na Figura 4.3. Para os cenários 1, 2 e 3, os números de elementos vertical e horizontal serão dados, respectivamente, por $2N = 8$ e $M = 6$, conforme apresentado na Figura 5.1. Para o Cenário 4, devido ao objetivo do experimento, estes valores alteram-se, sendo oportunamente definidos.

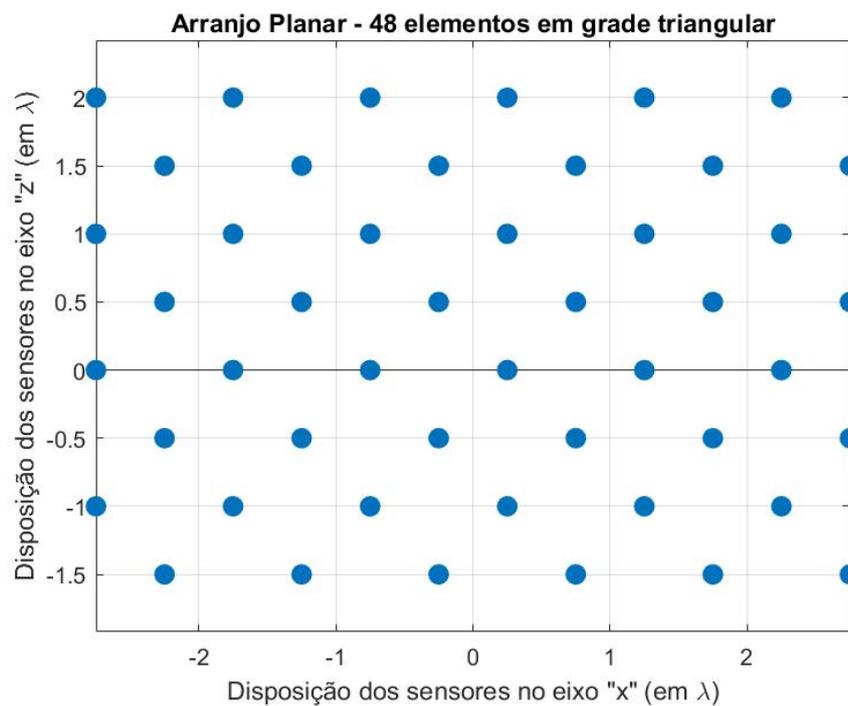


Figura 5.1 – Arranjo planar de sensores utilizado pelos sistemas radar dos cenários 1 e 2. Posições dos elementos, em função do comprimento de onda, representadas pelos pontos.

Os cenários considerados são descritos a seguir:

– Cenário 1: Tem por objetivo verificar a presença do erro de estimação do zênite proveniente da quantização dos defasadores, por meio da alteração da posição do alvo em azimute, mantendo-se o zênite e distância radial;

– Cenário 2: Nesta simulação deseja-se observar o comportamento do erro de zênite para sinais com diferentes relações sinal-ruído, obtidas através da variação da distância radial do alvo, sem alteração da sua posição angular;

– Cenário 3: O foco neste experimento é observar a contribuição da parcela estatística de erro obtido para o zênite, devido ao ganho do *beam pattern* na posição horizontal, ϕ_{SOI} , do alvo, em sistemas nos quais os defasadores são quantizados em fase.

– Cenário 4: O objetivo neste cenário é observar o comportamento do erro de estimação do zênite diante de sistemas com diferentes tamanhos de arranjos de sensores, mantendo-se os parâmetros já descritos anteriormente;

Outras grandezas do sistema podem ser derivadas a partir das especificações da Tabela 5.1. As resoluções em tempo e em distância do sistema são dadas por

$$T_s = \frac{1}{f_s}; \text{ e } \Delta R = \frac{cT_s}{2} = \frac{c}{2f_s}. \quad (5.1)$$

O número de amostras do sinal transmitido e do sinal recebido são dados, respectivamente, por

$$N_{tx} = \frac{l_s}{T_s} \text{ e } N_{rx} = \frac{R_{max}}{\Delta R}. \quad (5.2)$$

A Tabela 5.2 apresenta os valores obtidos para as grandezas citadas.

Tabela 5.2 – Grandezas derivadas do sistema utilizado nas simulações.

Parâmetro	Variável	Valor	Unidade
Resolução em tempo	T_s	2×10^{-7}	s
Resolução em distância	ΔR	30	m
Número de amostras do sinal transmitido	N_{Tx}	200	amostras
Número de amostras do sinal recebido	N_{Rx}	2825	amostras
Número de amostras do sinal após a integração coerente de pulsos (por canal)	N_{PI}	1	amostra

A grade de busca vertical, apresentada no capítulo 3, possui incrementos de $\theta = 0.001^\circ$ para as funções-custo de todos os algoritmos. Adicionalmente, foram realizados 50 experimentos em todos os cenários.

5.1 Cenário 1

O Cenário 1 tem como objetivo constatar o surgimento do erro do zênite relativo à quantização de fase horizontal, proveniente dos defasadores. Este cenário é dividido em 3 subcenários que diferenciam-se, pela posição vertical do alvo, θ_{SOI} . Em cada subcenário, a posição horizontal do alvo, ϕ_{SOI} é alterada a cada rodada do algoritmo, mantendo-se sua posição vertical e a distância radial. Com a finalidade de avaliar o desempenho dos defasadores encontrados no mercado, foram comparados quatro sistemas radar de iguais parâmetros apresentados na Tabela 5.1, e defasadores de resoluções $b \in \{3, 4, 5, \infty\}$ bits, respectivamente, onde o último defasador ($b = \infty$ bits) é tido como referência. Em todos os casos, a estimação do zênite foi realizada pelo algoritmo MUSIC. Os parâmetros comuns aos quatro sistemas radar considerados são apresentados na Tabela 5.3, bem como os parâmetros de cada subcenário, na Tabela 5.4.

Tabela 5.3 – Parâmetros de entrada para o Cenário 1.

Identificação	Posição horizontal do alvo (°)	Resolução dos defasadores	Distância radial (km)	SNR na entrada do receptor (dB)
Sistema 1		∞		
Sistema 2	$45 \leq \phi_{SOI} \leq 135$ (incremento de 1°)	5	12	11,51
Sistema 3		4		
Sistema 4		3		

Tabela 5.4 – Parâmetros específicos para cada subcenário.

Subcenário	Posição vertical do alvo (°)	Grade de busca vertical (°)	SNR na saída do integrador (dB)
1-A	$\theta_{SOI_1} = 86$	$0 \leq \theta \leq 180$ (incremento de 0,001°)	32,30
1-B	$\theta_{SOI_2} = 74$		
1-C	$\theta_{SOI_3} = 63$		

A Figura 5.2, apresenta os valores dos erros expressos por meio da raiz da média quadrática (RMSE), obtidos para cada posição do alvo, $P_{alvo} = (\theta_{SOI}, \phi_{SOI}, R_{SOI})$, para o subcenário 1-A, após a realização de cinquenta experimentos.

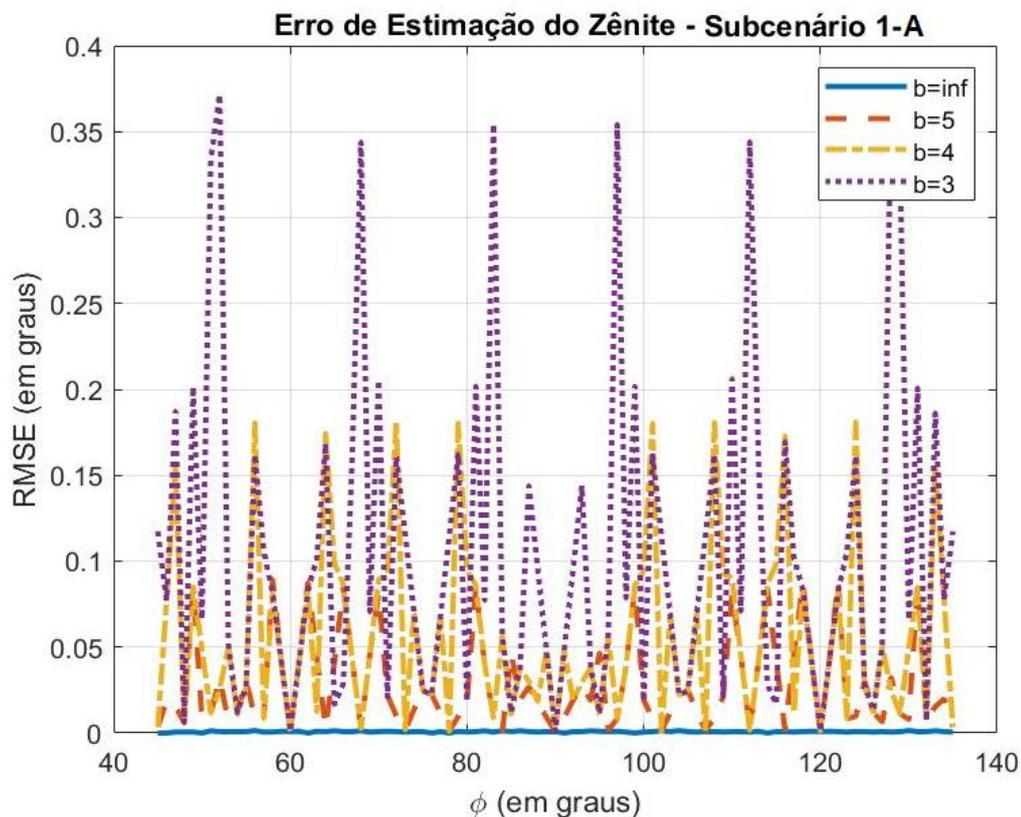


Figura 5.2 – Curvas contendo o erro de estimação do zênite, provenientes de sistemas radar com resoluções distintas para o subcenário 1-A.

A curva na cor azul, proveniente do sistema radar 1, que utiliza defasadores de resolução infinita, $b = \infty$ bits, representa os erros de estimação do zênite para o caso de quantização de fase ideal, em que as posições horizontais $\phi_{SOI} = \phi_{real}$ e somente o erro de estimação vertical faz-se presente. Para o sistema radar número 2, cuja curva é apresentada na cor marrom, observa-se que os erros de quantização horizontal presentes nos defasadores de resolução $b = 5$ bits permanecem presentes nos sinais, $\mathbf{x}_{PI}(k)$, disponibilizados para a estimação da DoA. Isto é devido ao fato de o sinal, ao incidir no EL-ésimo elemento, ter sua fase deslocada horizontalmente pelo defasador recíproco. No entanto, após a aplicação de uma fase quantizada, a parcela

$$\text{sen}(\theta_{des})\cos(\phi_{des}) - \beta_q, \quad (5.3)$$

da Eq. 4.26, permanece com uma fase relativa à diferença entre ϕ_{SOI} e ϕ_{real} , que contribui para o erro de estimação do zênite. Os sistemas 3 e 4, cujas curvas são apresentadas na cor amarela e roxa, confirmam, com base na Eq. 4.25 que, apesar da relação entre os erros horizontal e vertical não ser linear – que pode ser observado comparando as Figuras 4.8a e 5.2 – o erro de estimação do zênite, na média, cresce inversamente proporcional à resolução de fase dos defasadores. A simetria observada é devida ao módulo da Eq. 5.3 possuir mesmo valor para ambos os quadrantes da região de visibilidade horizontal, isto é,

$$|\text{sen}(\theta_{des})\cos(\phi_{des}) - \beta_q|_{45^\circ \leq \phi_{SOI} < 90^\circ} = |\text{sen}(\theta_{SOI})\cos(\phi_{des}) - \beta_q|_{90^\circ < \phi_{des} \leq 135^\circ}. \quad (5.4)$$

Os valores de RMSEs estimados para os zênites em cada posição horizontal considerada para o alvo, permitem estabelecer um valor médio para o erro de zênite em toda a região de visibilidade. A Tabela 5.5 apresenta este erro para cada sistema radar empregado na simulação anterior. O intervalo de confiança, com base em [44] é apresentado para cada sistema do Subcenário 1-A, considerando uma probabilidade de 95%.

Tabela 5.5 – Valores médios provenientes dos RMSE para os sistemas radar do subcenário 1-A.

Identificação	Resolução dos defasadores (bits)	Média para os RMSE em cada posição horizontal do alvo (°)	Intervalo de confiança (95%)
Sistema 1	∞	0,0014	0,0017 ~ 0,0011
Sistema 2	5	0,0272	0,0267 ~ 0,0277
Sistema 3	4	0,0562	0,0567 ~ 0,0557
Sistema 4	3	0,1068	0,1073 ~ 0,1063

Os subcenários 1-B e 1-C, conforme mencionado anteriormente, possuem parâmetros idênticos ao subcenário 1-A, com exceção da posição vertical do alvo, selecionada de maneira aleatória, dada em cada caso, respectivamente, por $\theta_{SOI_2} = 74^\circ$ e $\theta_{SOI_3} = 63^\circ$. As Figuras 5.3 e 5.4 apresentam o erro de zênite estimado para ambos os casos.

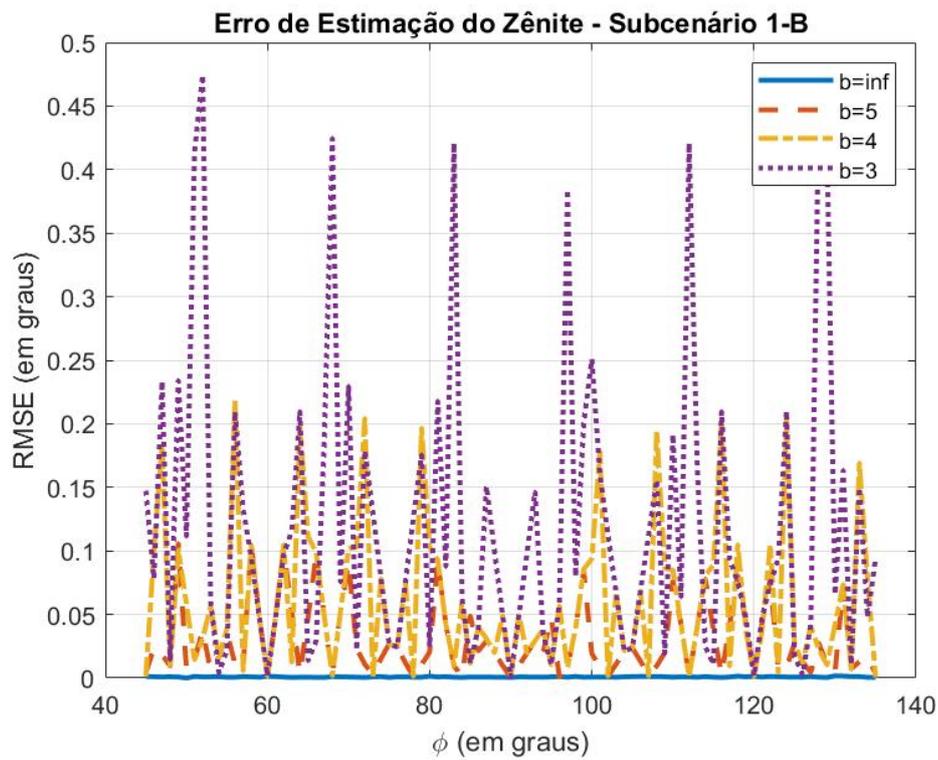


Figura 5.3 – Curvas contendo o erro de estimação do zênite, provenientes de sistemas radar com resoluções distintas para o subcenário 1-B.

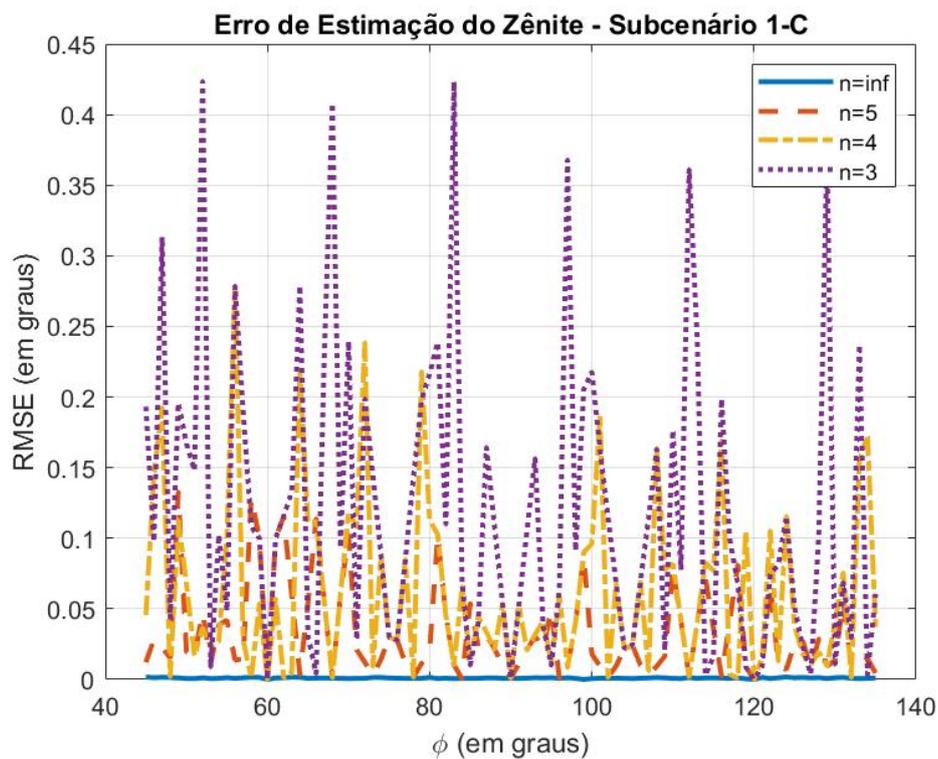


Figura 5.4 – Curvas contendo o erro de estimação do zênite, provenientes de sistemas radar com resoluções distintas para o subcenário 1-C.

Os valores das médias para os RMSE obtidos em cada uma das posições horizontais dos alvos dos subcenários 1-B e 1-C são demonstrados na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 – Valores médios provenientes dos RMSE para os sistemas radar dos subcenários 1-B e 1-C.

Identificação	Resolução dos defasadores (bits)	Valor médio para os RMSE obtidos (°)	
		subcenário 1-B	subcenário 1-C
Sistema 1	∞	0,00095	0,0010
Sistema 2	5	0,0274	0,0288
Sistema 3	4	0,0553	0,0600
Sistema 4	3	0,1136	0,1094

Note, nas Figuras 5.2, 5.3 e 5.4, bem como nas Tabelas 5.5 e 5.6, que os erros de estimação de zênite permanecem inalterados com o aumento da elevação do alvo, ou de maneira análoga, com a redução do zênite do SOI.

As curvas apresentadas nas Figuras 5.2, 5.3 e 5.4, comprovam o efeito do erro horizontal, proveniente da quantização dos defasadores, no surgimento do erro vertical. Isto é demonstrado pelo nível excedente de erro presente no zênite estimado pelos sistemas 2, 3 e 4, quando comparados à curva do sistema 1, onde somente o erro estatístico é considerado.

5.2 Cenário 2

Este cenário verifica o erro de estimação do zênite para um alvo variando sua distância radial e mantendo sua posição angular. O objetivo é observar o comportamento do erro para sinais com diferentes relações sinal-ruído, estabelecida através da Eq. 2.19. Com base nos resultados obtidos na Figura 5.2, dois diferentes tipos de análises serão realizadas: Uma avaliação do desempenho dos algoritmos Delay and Sum, MVDR e MUSIC, quando aplicados à arquitetura do MPAR e, posteriormente, uma comparação entre os desempenhos de cada um dos sistemas radar utilizados no subcenário 1-A, utilizando o algoritmo de melhor desempenho para para a estimação do zênite nos subcenários 2-B e 2-D. Em cada subcenário, é estabelecida uma posição angular distinta para o alvo. Nos subcenários 2-A e 2-B, o alvo possui posição angular $P_{alvo} = (\theta_{SOI_1}, \phi_{SOI_1})$, onde ocorrem grandes variações de erros, de acordo com a resolução dos defasadores utilizados em cada um dos sistema radar utilizados no subcenário 1-A; os subcenários 2-C e 2-D, simulam o alvo na posição $P_{alvo} = (\theta_{SOI_2}, \phi_{SOI_2})$, que possui pequena variação para o erro do zênite estimado. Os parâmetros considerados para os subcenários 2A à 2D são apresentados nas Tabelas 5.7 e 5.8, assim como a posição angular para ambos os casos é ilustrada na Figura 5.5.

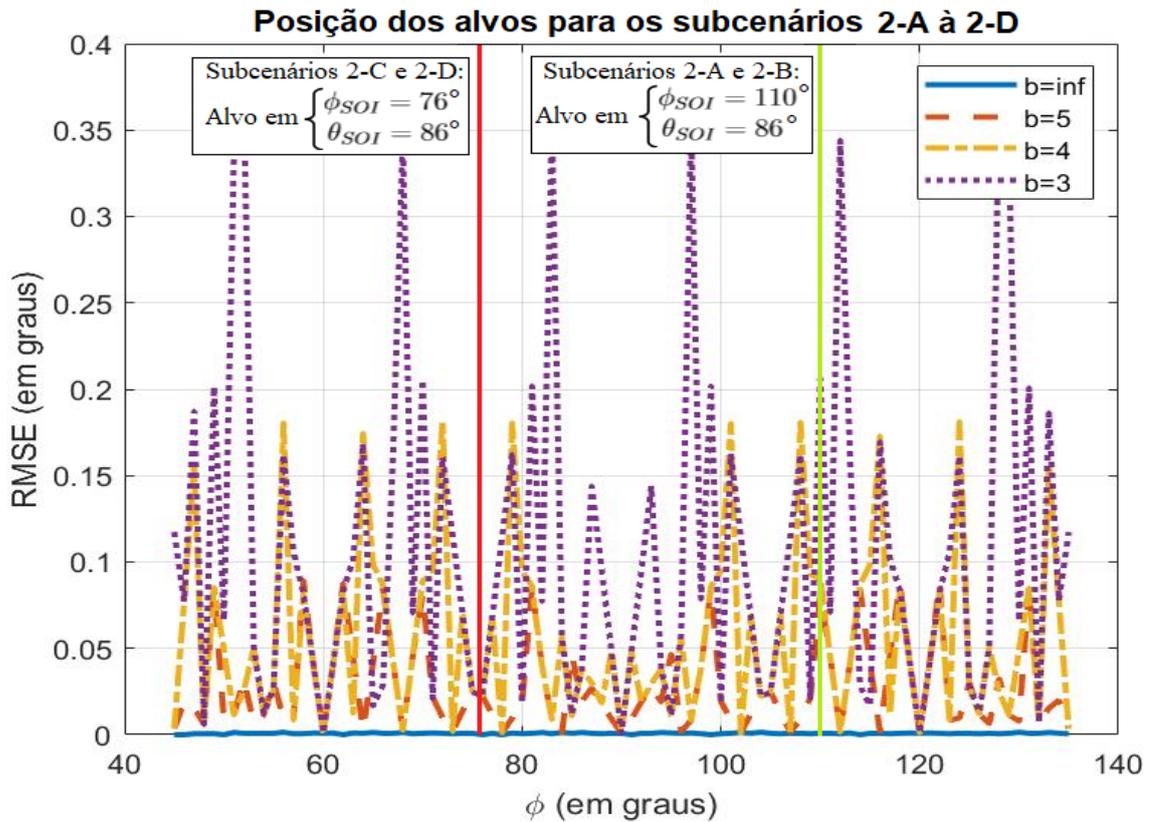


Figura 5.5 – Posição angular dos alvos em cada subcenário.

Tabela 5.7 – Parâmetros de entrada específicos para os sistemas radar considerados nos subcenários 2-A e 2-B.

Algoritmos utilizados	Posição angular do alvo ($^\circ$)	Resolução dos defasadores (bits)	Distância radial (km)	SNR (dB) na entrada do receptor	SNR (dB) na saída do integrador			
Subcenário 2-A: Delay & Sum; MVDR; e MUSIC.	$\phi_{SOI} = 110$; e $\theta_{SOI} = 86$	Subcenário 2-A: 4	8	18,55	55,47			
			12	11,51	48,43			
			16	6,51	43,43			
			20	2,64	39,56			
			24	-0,52	36,39			
			28	-3,20	33,71			
			32	-5,52	31,39			
			36	-7,56	29,35			
			Subcenário 2-B: MUSIC.		Subcenário 2-B: 3, 4, 5, ∞	40	-9,39	27,51
						44	-11,05	25,86
48	-12,56	24,35						
52	-13,95	22,96						
56	-15,24	21,67						
60	-16,44	20,47						

Tabela 5.8 – Parâmetros de entrada específicos para os sistemas radar considerados nos subcenários 2-C e 2-D.

Algoritmo utilizado	Posição angular do alvo (°)	Resolução dos defasadores (bits)	Distância radial (km)	SNR (dB) na entrada do receptor	SNR (dB) na saída do integrador
Subcenário 2-C: Delay & Sum; MVDR; e MUSIC.	$\phi_{SOI} = 76$; e $\theta_{SOI} = 86$	Subcenário 2-C: 4	8	18,55	55,47
			12	11,51	48,43
			16	6,51	43,43
			20	2,64	39,56
			24	-0,52	36,39
			28	-3,20	33,71
Subcenário 2-D: MUSIC.		Subcenário 2-D: 3, 4, 5, ∞	32	-5,52	31,39
			36	-7,56	29,35
			40	-9,39	27,51
			44	-11,05	25,86
			48	-12,56	24,35
			52	-13,95	22,96
			56	-15,24	21,67
			60	-16,44	20,47

O comportamento do erro de zênite para as distâncias radiais do alvo e seus respectivos valores de SNR são apresentados nas Figuras 5.6 à 5.9.

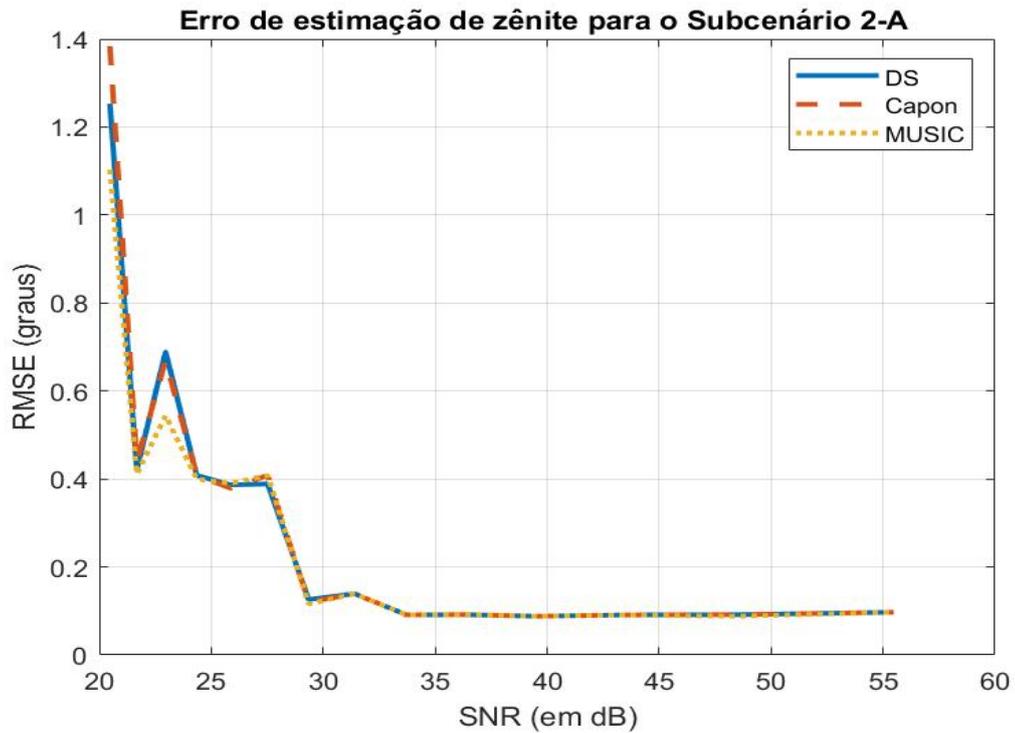


Figura 5.6 – Erro de estimação do zênite para o subcenário 2-A.

Para o alvo com posição angular $P = (\theta_{SOI}, \phi_{SOI}) = (86^\circ, 110^\circ)$ e distância radial dada de acordo com a Tabela 5.7, o erro de estimação do zênite, estimado pelos algoritmos selecionados, é ilustrado na Figura 5.6. Note que para altos valores de SNR, os estimadores possuem desempenhos equivalentes, apresentando maior diferença de desempenho para SNR menores que 24 dB, onde o algoritmo MUSIC demonstra alguma vantagem em relação aos demais. Isto pode ser justificado pois a restrição imposta pelo algoritmo de Capon, sacrifica a capacidade de suprimir ruídos em detrimento de gerar nulos em direções de fontes que não sejam a do SOI (interferidores), tornando-o dependente da SNR. Para o algoritmo Delay and Sum, a função $P_{DS}(\theta)$, possui largura de feixe relativamente grande, podendo gerar maiores erros que os demais algoritmos. Os resultados apresentados demonstram que o algoritmo MUSIC obtém o melhor desempenho para o subcenário 2-A. O desempenho do algoritmo para os quatro sistemas radar testados, é demonstrado na Figura 5.7.

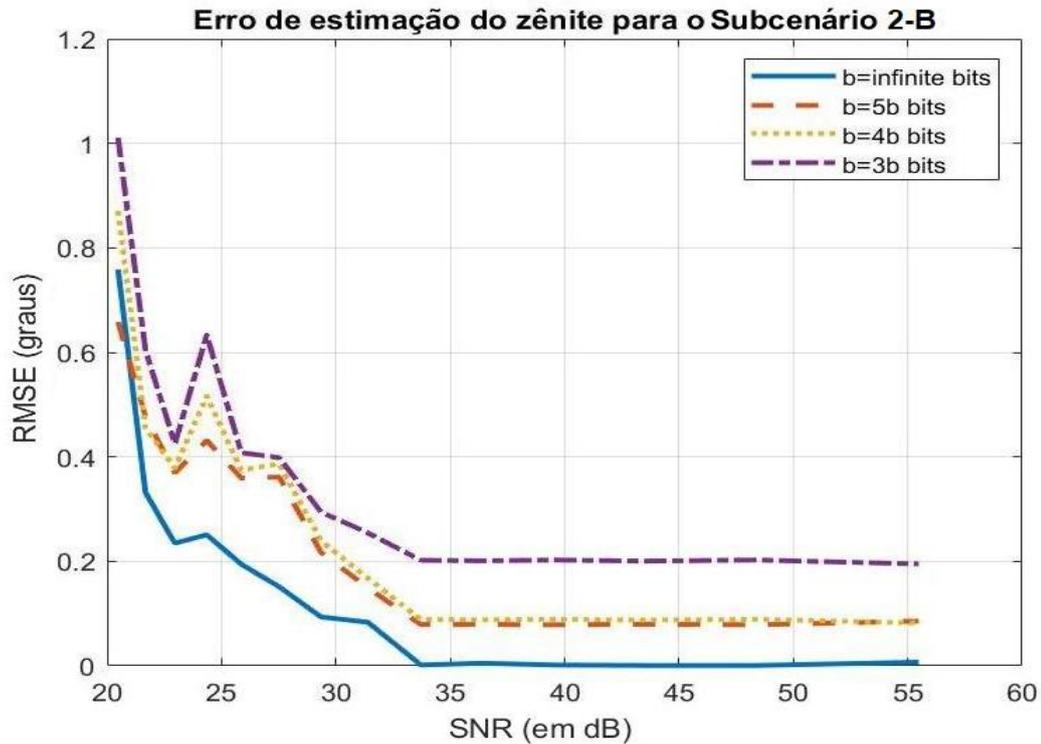


Figura 5.7 – Erro de estimação do zênite para o subcenário 2-B.

Note na Figura 5.7 que, para a curva do sistema que utiliza defasadores com resolução de 4 bits, os resultados para o erro estão de acordo com a curva da figura 5.6 estimada pelo algoritmo MUSIC, salvo o fato de serem experimentos realizados separadamente. A diferença entre os valores dos erros obtidos para cada sistema é mantida de maneira quase constante entre os valores de SNR iguais à 33 dB e 55 dB, havendo uma influência da SNR no desempenho do estimador para níveis mais baixos de SNR, independentemente da resolução do defasador utilizado.

As Figuras 5.8 e 5.9 apresentam, respectivamente, os resultados obtidos para os subcenários 2-C e 2-D, em que o alvo é posicionado em $P = (\theta_{SOI}, \phi_{SOI}) = (86^\circ, 76^\circ)$ e R conforme a Tabela 5.8. Neste azimuth, as fases resultantes provenientes dos defasadores dos sistemas radar 2, 3 e 4 são iguais e, por conseguinte, erros semelhantes são obtidos para o zênite.

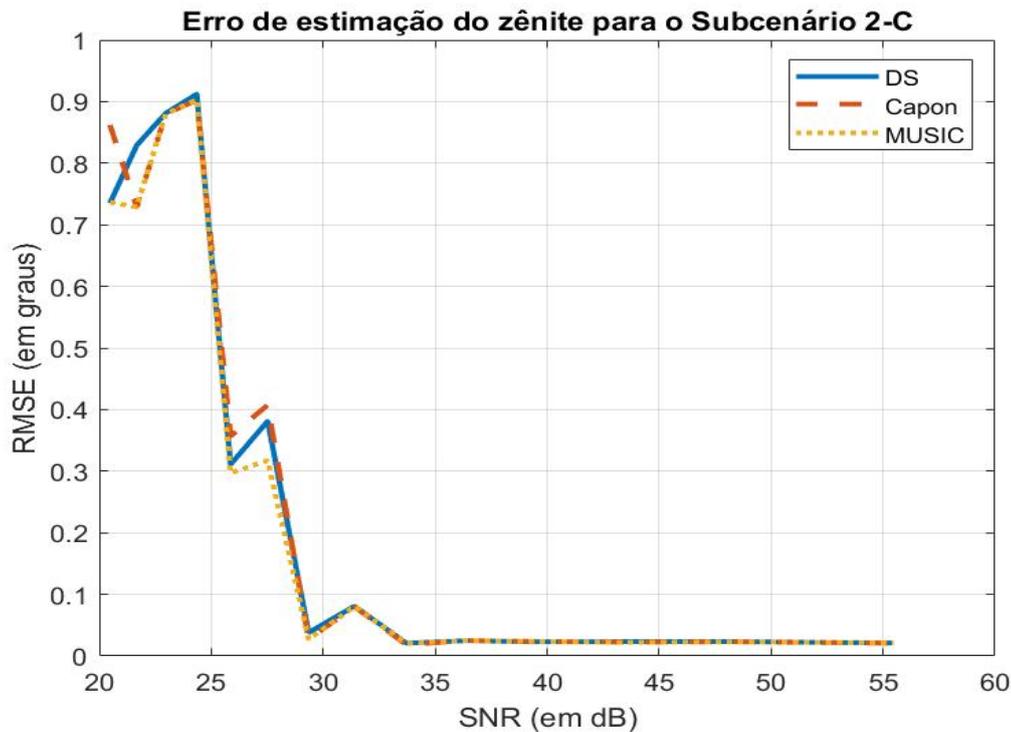


Figura 5.8 – Erro de estimação do zênite para o subcenário 2-C.

De maneira semelhante ao subcenário 2-A, pode ser observado na Figura 5.8 que, apesar do alvo estar posicionado numa região de menor erro de fase, o melhor desempenho é obtido para o algoritmo MUSIC. A mesma observação pode ser feita em relação aos subcenários 2-B e 2-D. A seguir, os erros de estimação do zênite são demonstrados de maneira gráfica na Figura 5.9.

Apesar das diferenças de fase obtidas para cada sistema radar quando altera-se a posição horizontal do alvo, os resultados apresentados em cada experimento do cenário 2, são consistentes entre si, demonstrando que o MUSIC é o estimador de melhor desempenho.

Nas Figuras 5.7 e 5.9, observa-se que as diferenças entre os erros de estimação do zênite para as distintas resoluções de defasadores permanecem bem definidas, em um nível quase inalterado, para altos níveis de SNR. É possível associar os pontos das curvas onde o erro tem um aumento abrupto aos valores das Tabelas 5.7 e 5.8 onde a SNR do sinal na entrada do receptor é menor que -3 dB. A partir deste ponto, há uma contribuição maior da SNR para o surgimento de erros do que da quantização dos defasadores.

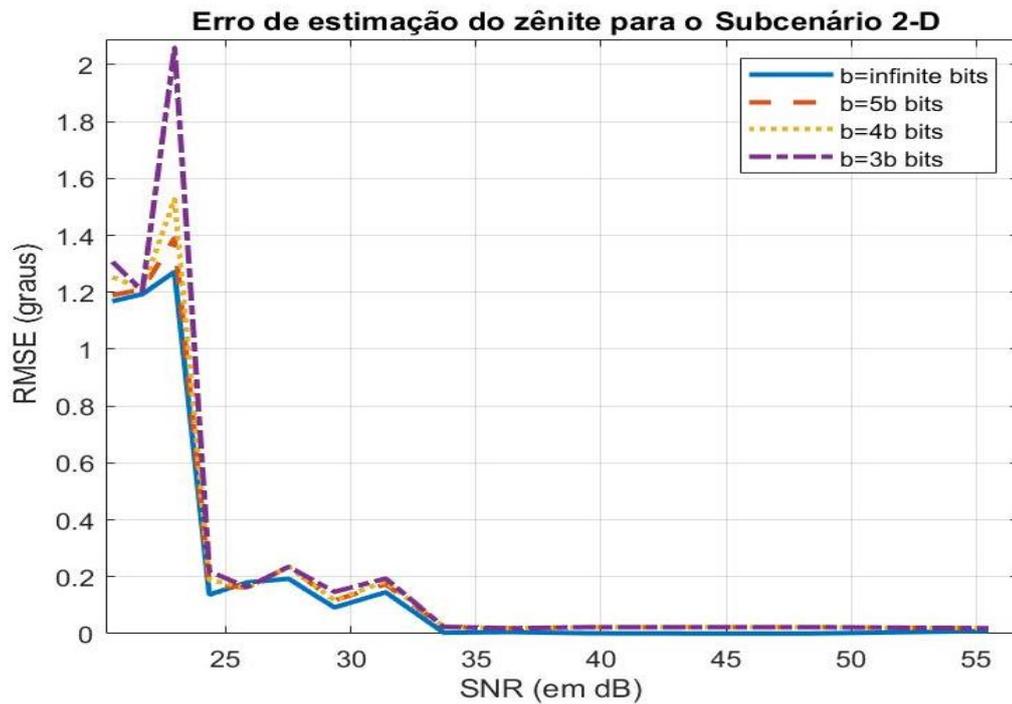


Figura 5.9 – Erro de estimação do zênite para o subcenário 2-D.

5.3 Cenário 3

Este cenário baseia-se no efeito da quantização de fase apresentado na Figuras 4.7, 4.8a e 4.8b, onde o ganho do *beam pattern* dos sistemas que possuem defasadores de resolução $b \neq \infty$ bits, apresentam uma redução em relação ao *beam pattern* do sistema ideal, para a posição horizontal do alvo, ϕ_{SOI} . O objetivo é observar a contribuição da parcela estatística de erro para o zênite estimado, devido à esta redução de ganho.

Para conduzir estes experimento, estimou-se o zênite do alvo em diferentes posições, tal que $\theta_{SOI} = 86^\circ$ e $45^\circ \leq \phi_{SOI} \leq 135^\circ$, alterando-se ϕ_{SOI} em incrementos de 1° , de maneira semelhante ao experimento realizado no subcenário 1-A, no entanto, utilizando somente o sistema radar que possui defasadores de resolução $b = 3$ bits, por apresentar dentre os sistemas, as maiores variações de ganho e deslocamentos horizontais do feixe principal. O sistema de 3 bits, sem qualquer alteração em relação aos parâmetros utilizados anteriormente, é considerado nos experimentos deste cenário como o sistema de referência.

Três subcenários foram simulados, tomando como principal diferença a distância radial, e conseqüentemente, o nível de SNR em cada situação. No subcenário 3-A, a distância radial do alvo para o sistema de referência, é de 12 quilômetros, e provê um nível de SNR alto, tal que, conforme apresentado nos experimentos dos subcenários 1-A, 1-B e 1-C, que utilizam este mesmo nível, o erro de estimação do zênite é relativamente pequeno. Para o segundo subcenário, posicionou-se o alvo em uma região de transição, à 28 quilômetros do sistema radar de referência, em que o valor de SNR, 33.71 dB,

estimada está na eminência de acarretar um aumento abrupto do erro estimado, conforme apresentado nas Figuras 5.6 à 5.9. O último subcenário, 3-C, tem o alvo posicionado em 30 quilômetros, região em que o nível de SNR encontra-se abaixo de -3,20 dB na entrada do filtro receptor, ou de maneira correspondente, abaixo de 33.71 dB na saída do integrador, como demonstrado nos experimentos anteriores, propiciando um erro de estimação de zênite grande em comparação à região escolhida para o cenário 3-A.

Note, que uma comparação entre o sistema de referência utilizado neste cenário e o sistema ideal, onde $b = \infty$ bits, não apresentaria de maneira objetiva somente o erro estatístico. Para comparar somente o erro devido à redução do ganho, foram considerados dois sistemas idênticos, no que diz respeito aos parâmetros apresentados na Tabela 5.1, no entanto a diferença de ganho entre o sistema “ideal” e o sistema de referência, foi atribuída ao sistema de teste, de maneira que para a mesma posição, ϕ_{SOI} , do alvo, diferentes níveis de SNR fossem obtidos. Como pode ser observado na Eq. 4.45, a SNR diretamente proporcional ao ganho. Assim a diferença de ganho entre o sistema ideal e o sistema de referência também pode ser considerada para o sistema de teste.

Baseado na curva de redução de ganho para defasadores de 3 bits, apresentada na Figura 4.8b, foi obtido um valor correspondente à sua média, e então, utilizada como valor padrão de perda em todas as posições horizontais testadas para o alvo. O valor médio para a redução da SNR atribuído ao sistema de teste foi de -0.113 dB. A Tabela 5.9 apresenta os parâmetros de entrada, comuns aos subcenários 3-A, 3-B e 3-C, enquanto a Tabela 5.10 apresenta os seus parâmetros particulares.

Tabela 5.9 – Parâmetros comuns utilizados nos subcenários 3-A, 3-B e 3-C.

Identificação	Posição angular do alvo ($^{\circ}$)	Resolução dos defasadores (bits)
Sistema de referência	$45 \leq \phi_{SOI} \leq 135$ (incremento de 1°); $\theta_{SOI} = 86$	3
Sistema de teste de		3

Tabela 5.10 – Parâmetros específicos dos subcenários.

Subcenário	Redução média de SNR (dB)	Sistema de referência			Sistema de teste		
		Range (km)	SNR _{ch} (dB)	SNR _{PI} (dB)	Range equivalente (km)	SNR _{ch} (dB)	SNR _{PI} (dB)
3-A	0,113	12	11,515	48,434	12,078	11,402	48,322
3-B		28	-3,203	33,719	28,182	-3,316	33,603
3-C		30	-4,402	32,517	30,196	-4,515	32,405

Na Tabela 5.10, SNR_{ch} representa o nível da SNR de cada canal, após a passagem pelos defasadores, para um único pulso e SNR_{PI}, a SNR na saída do integrador coerente

de pulsos. Ainda na mesma tabela, o range do alvo em relação ao sistema de teste aparece como a distância radial que o alvo estaria com a redução de SNR considerada.

A Figura 5.10, apresenta, graficamente, os RMSEs para os zênites estimados ao longo da região de visibilidade horizontal, enquanto na Tabela 5.11, são expostos os parâmetros de saída para os três subcenários.

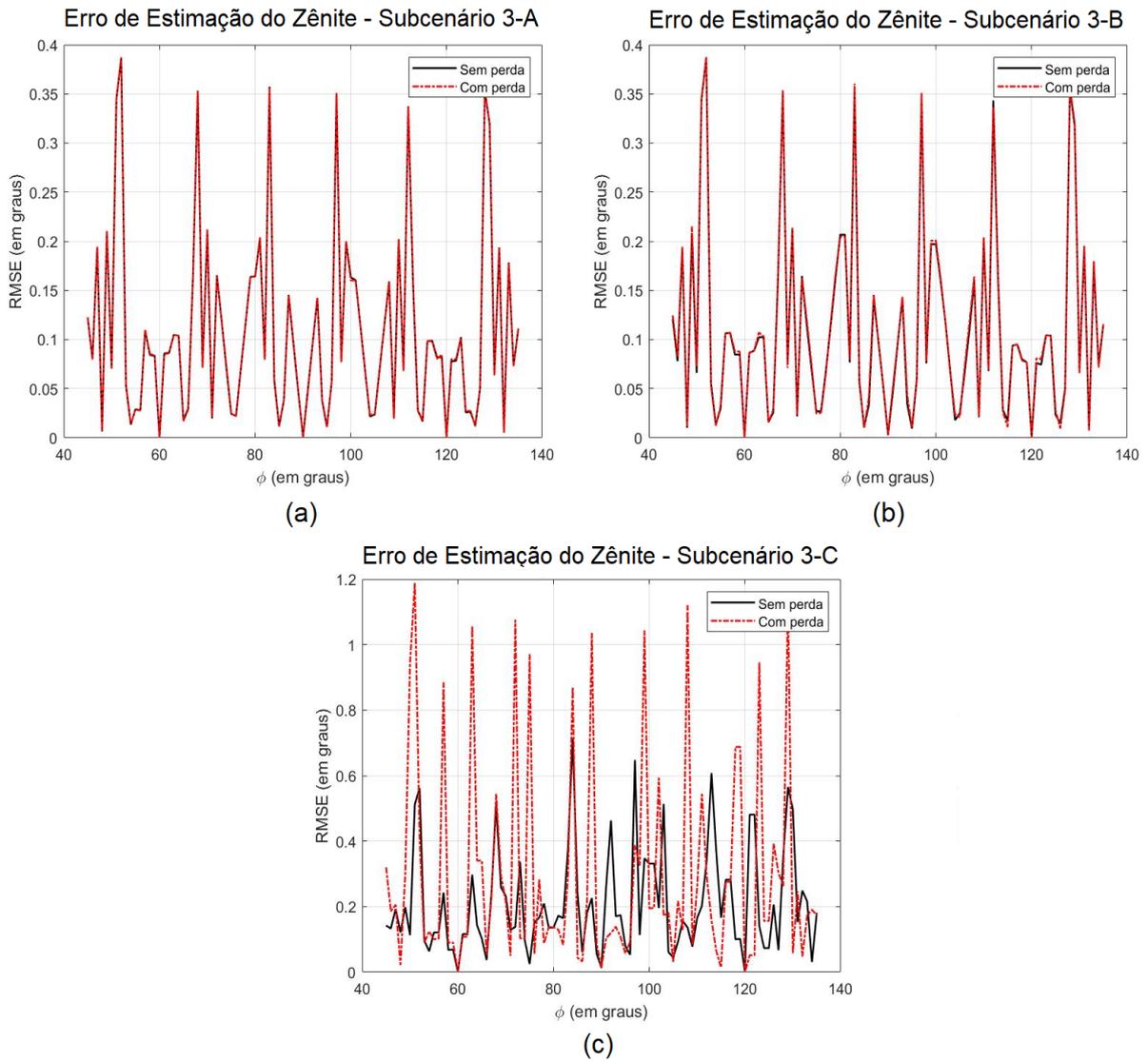


Figura 5.10 – Erro de estimação do zênite para o cenário 3.

Tabela 5.11 – Resultados obtidos para os subcenários 3-A, 3-B e 3-C.

Subcenário	RMSE (°)		Erro médio estatístico (°)	Maior erro estatístico (°)	Azimute do maior erro (°)
	Sistema de referência	Sistema de teste			
3-A	0,1075	0,1076	0,0001	0,0032	101
3-B	0,1098	0,1110	0,0012	0,0093	95
3-C	0,2107	0,2972	0,0866	0,9843	109

Uma análise da Figura 5.10a, bem como dos parâmetros resultantes para o subcenário 3-A, permite observar que o erro de estimação do zênite para altos níveis de SNR, provém basicamente da parcela determinística do erro, proveniente da diferença apontada na Eq. 5.3. Mesmo após uma grande redução da SNR, realizada para o experimento do subcenário 3-B, observa-se, na Figura 5.10b que não houve alteração significativa entre o sistema de referência e o sistema de teste, permanecendo a quantização de fase, responsável pela parcela de maior contribuição para o erro de estimação do zênite do alvo. No subcenário 3-C, o nível da SNR na entrada no filtro de recepção foi selecionado com base nos cenários anteriores, onde é observado um aumento abrupto do erro. Apesar de pequena a diferença entre as SNR do sistema de referência e de teste, o erro estatístico apresentou uma parcela significativa do erro total estimado, demonstrando o proposto nas seções 4.4 e 4.5. É necessário esclarecer que, apesar de ter sido demonstrado um valor para a distância radial equivalente na Tabela 5.10, a redução do nível de SNR para o sistema de teste não é proveniente de um afastamento do alvo, e sim da própria redistribuição de energia do *beam pattern* para os lóbulos secundários após a quantização de fase. Em ambos os sistemas comparados, o alvo encontra-se em igual posição.

5.4 Cenário 4

Por fim, variações do número de elementos foram realizadas de duas maneiras distintas, a fim de avaliar o comportamento do erro obtido para o zênite diante da quantização de fase horizontal, quando associada a diferentes tamanhos de arranjo. As simulações realizadas para este cenário baseiam-se nos parâmetros do subcenário 1-A, com a particularidade da alteração do número de sensores do arranjo para comparação. Assim como nos cenários anteriores, quatro sistemas radar com resoluções distintas de defasadores foram comparados. A Tabela 5.12 apresenta os parâmetros comuns de entrada para os subcenários 4-A e 4-B.

Tabela 5.12 – Parâmetros utilizados no cenário 4.

Identificação	Posição angular do alvo ($^{\circ}$)	Resolução dos defasadores (bits)	Distância radial (km)	SNR (dB) na entrada do receptor	SNR (dB) na saída do integrador
Sistema 1		∞			
Sistema 2	$45 \leq \phi_{SOI} \leq 135$	5	12	11,51	48,43
Sistema 3	(incremento de 1°);	4			
Sistema 4	$\theta_{SOI} = 86$	3			

No primeiro subcenário, mantém-se o mesmo número de canais de saída, $2N = 8$, e varia-se o número de sensores, M , em cada subarranjo, tal que $M \in \{6, 12, 18, 24\}$. Os arranjos considerados neste experimento são ilustrados na Figura 5.11.

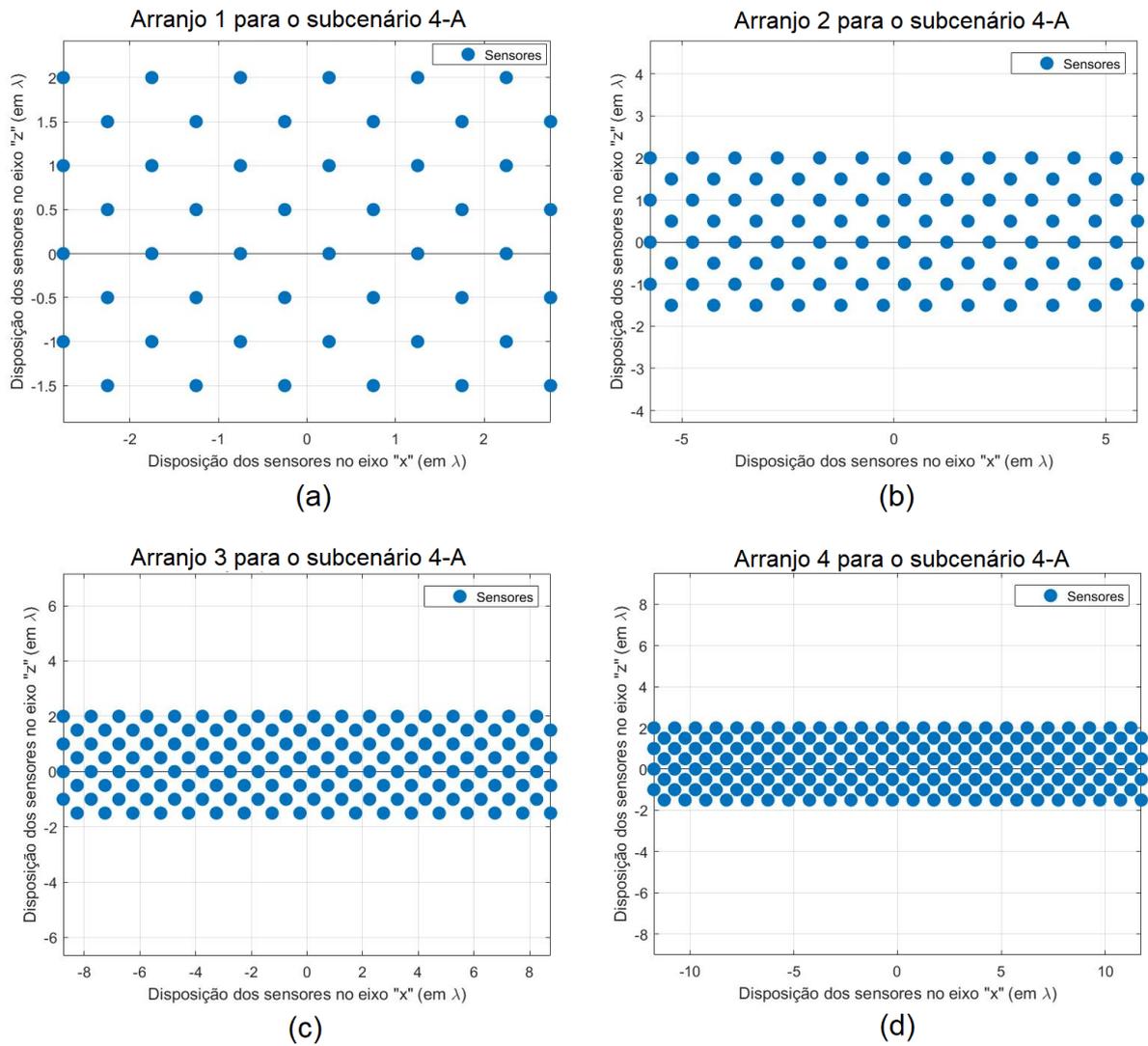


Figura 5.11 – Arranjos de sensores considerados para o subcenário 4-A: (a) Arranjo 1, contendo 48 elementos; (b) Arranjo 2, contendo 96 elementos; (c) Arranjo 3, contendo 144 elementos; e Arranjo 4, contendo 192 elementos.

Para cada sistema radar indicado na Tabela 5.12, os arranjos possuem as variações do número de elementos apresentados na Tabela 5.13.

Tabela 5.13 – Números de elementos para o subcenário 4-A.

Identificação	Número de canais	Número de elementos por subarranjo	Número total de elementos
Arranjo 1		6	48
Arranjo 2	8	12	96
Arranjo 3		18	144
Arranjo 4		24	192

Os valores médios para os erros de cada sistema e suas distintas configurações de

arranjos são apresentados, a seguir, na Tabela 5.14.

Tabela 5.14 – Erros de estimação do zênite, obtidos para o subcenário 4-A.

Identificação	Valor médio obtido para os RMSEs			
	Arranjo 1	Arranjo 2	Arranjo 3	Arranjo 4
Sistema 1 (∞ bits)	0,0014	$3,5906 \times 10^{-4}$	$2,2916 \times 10^{-4}$	$1,4490 \times 10^{-4}$
Sistema 2 (5 bits)	0,0272	0,0231	0,0181	0,0153
Sistema 3 (4 bits)	0,0562	0,0353	0,0267	0,0257
Sistema 4 (3 bits)	0,1068	0,0798	0,0617	0,0547

A Figura 5.12 apresenta, de maneira gráfica, os valores apresentados na Tabela 5.14, para cada sistema radar e suas respectivas variações nas configurações do arranjo de sensores.

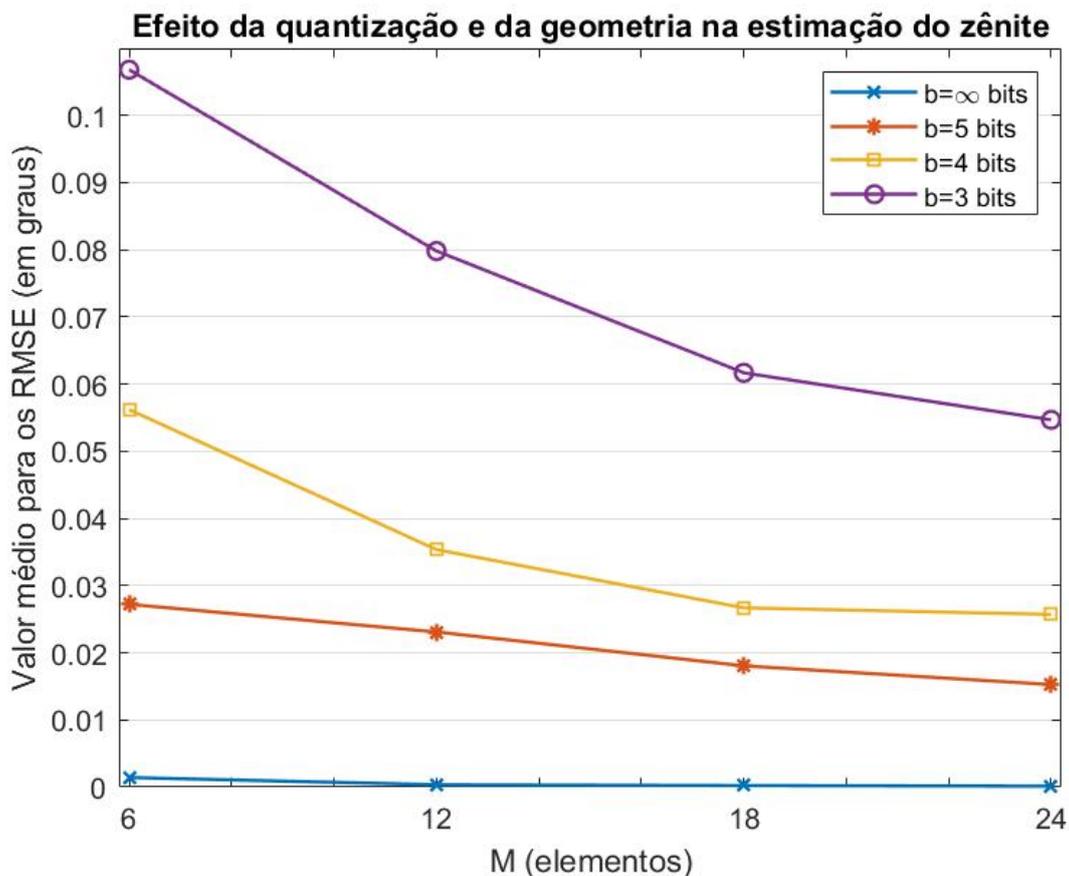


Figura 5.12 – Comportamento do erro de zênite, para quatro sistemas radar, com resoluções $b \in \{3, 4, 5, \infty\}$, respectivamente para seus defasadores e alteração do número de sensores por subarranjo.

Note na Figura 5.12 que, com exceção da curva de referência, um aumento do número de elementos no subarranjo em quatro vezes, produz uma redução do erro de estimação do zênite equivalente ao erro estimado para o defasador de resolução imediatamente superior.

Para os experimentos do subcenário 4-B, variou-se o número de canais de recepção, tal que $2N \in \{8, 12, 16\}$, mantendo o número de sensores, $M = 12$, em cada subarranjo, conforme apresentado na Tabela 5.15.

Tabela 5.15 – Números de elementos para o subcenário 4-B.

Identificação	Número de canais	Número de elementos por subarranjo	Número total de elementos
Arranjo 1	8		96
Arranjo 2	12	12	144
Arranjo 3	16		192

A Figura 5.13, ilustra os arranjos especificados na Tabela 5.15.

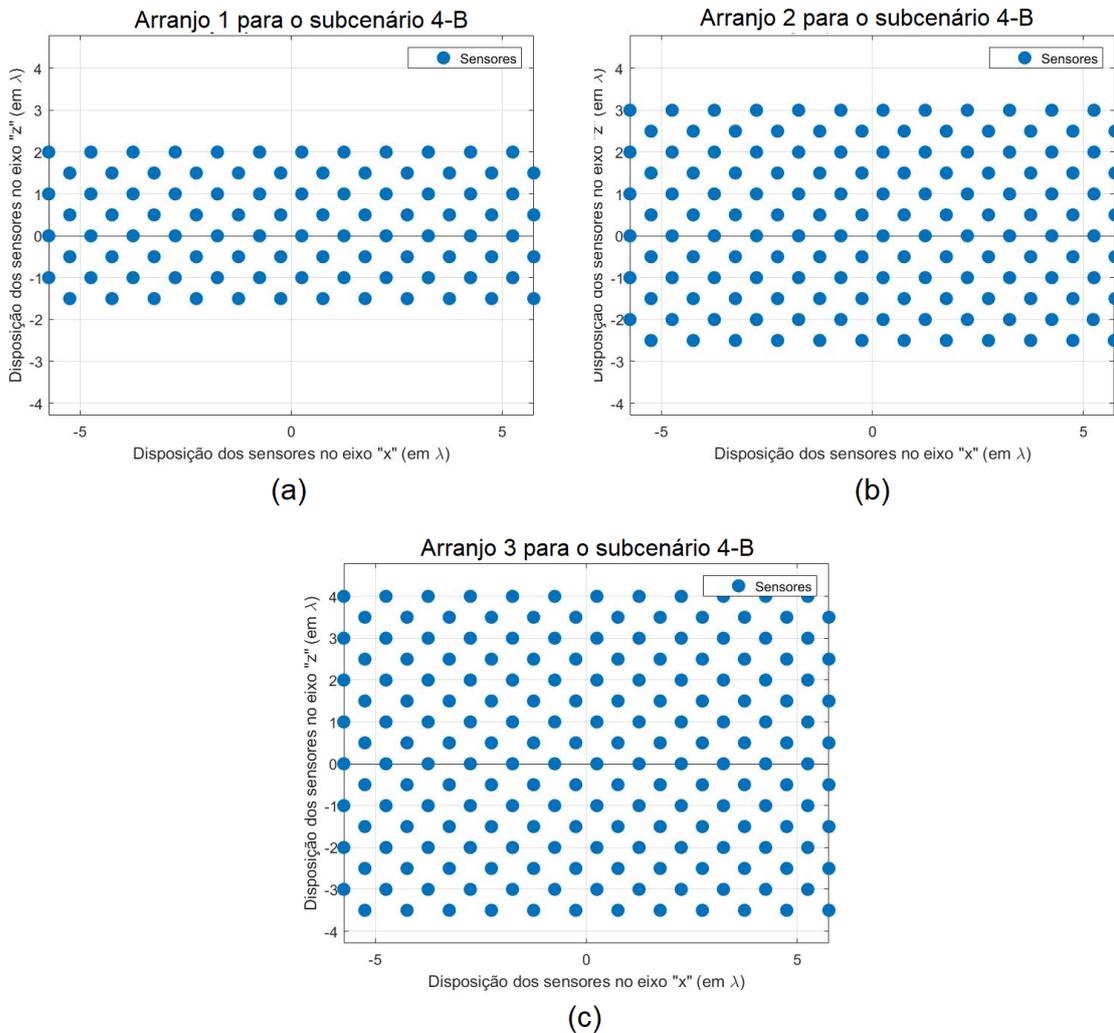


Figura 5.13 – Arranjos de sensores considerados para o subcenário 4-B: (a) Arranjo 1, contendo 96 elementos; (b) Arranjo 2, contendo 144 elementos; e (c) Arranjo 3, contendo 192 elementos.

Os valores médios para os erros de cada sistema e suas distintas configurações de arranjos são apresentados, a seguir, na Tabela 5.16:

Tabela 5.16 – Erros de estimação do zênite, obtidos para o subcenário 4-B.

Identificação Arranjo 4	Valor médio obtido para os RMSEs		
	Arranjo 1	Arranjo 2	Arranjo 3
Sistema 1 (∞ bits)	$3,5906 \times 10^{-4}$	$7,9823 \times 10^{-5}$	$1,0129 \times 10^{-5}$
Sistema 2 (5 bits)	0,0231	0,0101	0,0056
Sistema 3 (4 bits)	0,0353	0,0155	0,0087
Sistema 4 (3 bits)	0,0798	0,0351	0,0196

A Figura 5.14 apresenta o RMSE (média para a região visibilidade) para o subcenário 4-B.

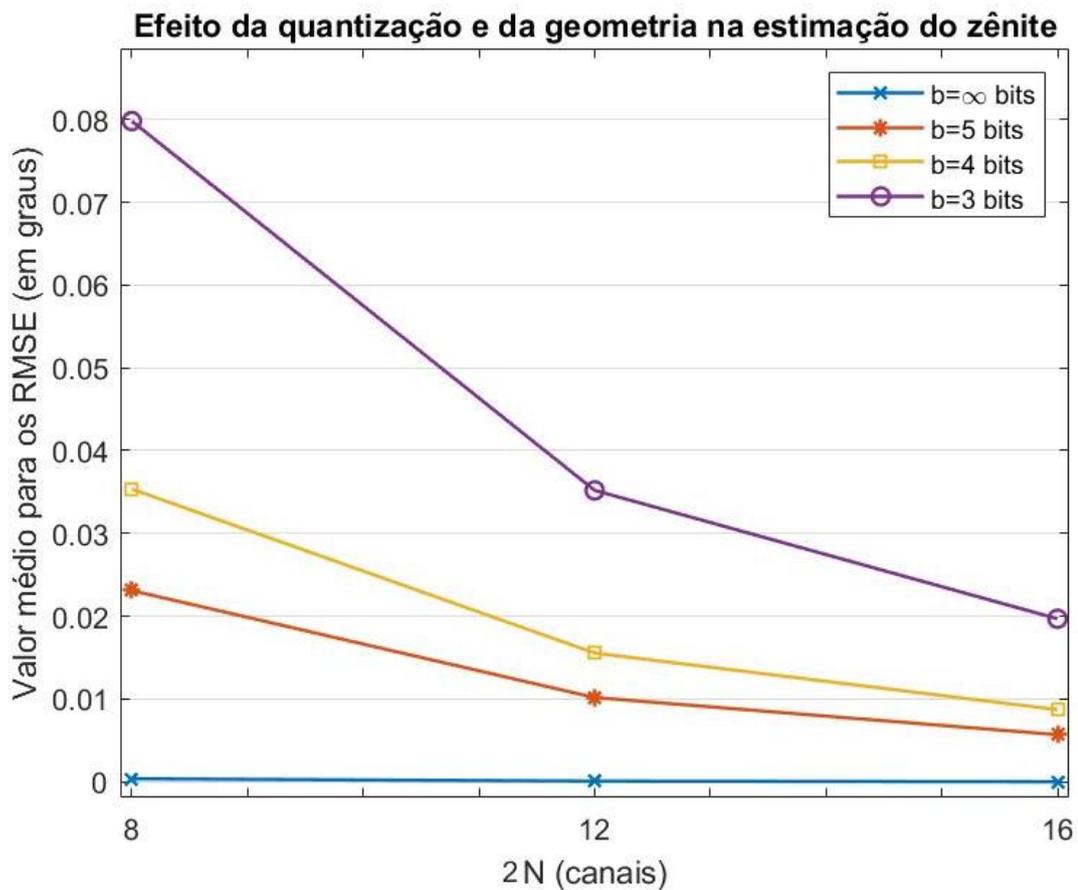


Figura 5.14 – Comportamento do erro de zênite, para quatro sistemas radar, com resoluções $b \in \{3, 4, 5, \infty\}$, respectivamente para seus defasadores e alteração do número de canais de recepção.

Diferentemente do subcenário 4-A, no subcenário 4-B, ao dobrar o número de canais de recepção, é obtida uma maior redução do erro vertical, comparada à redução

alcançada com a utilização de maiores resoluções de defasadores, ao manter-se o número de canais.

Com base nos experimentos do Subcenário 4-A, vê-se que a melhor escolha técnica é feita ao utilizar-se um defasador de maior resolução, quando comparada à possibilidade de aumentar o número de elementos do subarranjo. Ainda considerando o binômio resolução dos defasadores e tamanho do arranjo, o Subcenário 4-B aponta que o aumento do número de canais contribui mais para a redução do erro de estimação do zênite, quando comparado ao nível de resolução dos defasadores.

5.5 Conclusões Parciais

Baseado nos experimentos realizados neste capítulo, pode ser concluído que:

- As curvas apresentadas no Cenário 1, comprovam o efeito do erro horizontal, proveniente da quantização dos defasadores, no surgimento do erro vertical;

- O algoritmo MUSIC é o estimador de melhor desempenho para a arquitetura do sistema radar sob investigação;

- Para ambientes com altos níveis de ruído, há uma contribuição maior da SNR para o surgimento de erros do que da quantização dos defasadores. Isto é demonstrado, também, pelos experimentos realizados no Cenário 3, onde a redução do ganho do *beam pattern* na direção, ϕ_{SOI} do alvo, influencia significativamente no erro total estimado; e

- Com base nas Figuras 5.12 e 5.14, o erro de estimação do zênite é inversamente proporcional à quantidade de elementos/canais utilizados. Embora uma menor diferença de fase horizontal seja gerada quando mais sensores são dispostos horizontalmente, a DoA para o zênite tem seu erro reduzido mais acentuadamente à medida que mais canais são considerados no arranjo, isto pois nos experimentos o parâmetro de interesse estimado é o ângulo vertical. Desse modo, a maior acurácia para a função-custo é alcançada quando o número de canais é aumentado.

6 ANÁLISE DE DADOS REAIS

O estudo realizado neste trabalho baseou-se no protótipo de um MPAR, cuja arquitetura foi apresentada no capítulo 4 e que possibilitou, sobremaneira, o embasamento teórico e a correta modelagem de um simulador capaz de comparar o desempenho de diferentes algoritmos de estimação da DoA. Neste capítulo, serão apresentados os resultados do processamento de sinais reais, provenientes do MPAR sob investigação, pela estrutura implementada para o simulador. A excelente oportunidade de analisar estes dados, apesar de sua limitada quantidade, permite confrontar os resultados práticos e teóricos, de forma que, ao comprovar a teoria aplicada, melhorias possam ser propostas para a arquitetura real.

6.1 Dados Reais Utilizados

Os dados reais utilizados foram extraídos de períodos de operação do radar PO-1 e constam de sinais recebidos, correspondentes a duas varreduras completas da região de visibilidade horizontal, coletados em 27/08/2019, nas proximidades do aeroporto de Viracopos, localizado na cidade de Campinas-SP, Brasil. Como o radar PO-1 foi concebido para a realização de testes, sua região de visibilidade horizontal é dada por $45^\circ \leq \phi_{PO1} \leq 135^\circ$. Os sinais foram pré-processados e extraídos em banda base, imediatamente após a digitalização realizada em cada canal que compõe o beamforming híbrido, conforme apresentado na Figura 4.4, tendo sua representação dada pela Eq. 4.11. Para que o recebimento dos sinais esteja completo em um determinado azimute, é necessário que n_p pulsos (chirps) tenham retornado e sido processados. Os n_p pulsos, são recebidos em 4 diferentes frequências de repetição (PRF) e possuem igual número de pulsos nos blocos n_{p1} , n_{p2} , n_{p3} e n_{p4} . Os dados estão armazenados de maneira que, no n -ésimo canal do MPAR, há n_p pulsos contendo informação referente a um determinado azimute do setor (região de visibilidade horizontal) varrido. Tais informações são disponibilizadas a cada três graus, gerando informações para 31 apontamentos distintos a cada varredura do setor. Para que o processamento dos dados fosse possível, uma réplica do sinal transmitido, correspondente a um filtro casado, foi utilizada, tal que o máximo ganho seja obtido durante a compressão de pulso. Os parâmetros do sistema radar utilizado neste capítulo, bem como dos sinais reais, seguem os valores especificados na Tabela 5.1. Todo o conteúdo binário processado na camada física do radar foi convertido em dados em padrão passível de ser processado pelo software Matlab[©].

A análise destes dados foi concedida mediante o sigilo de parâmetros específicos utilizados no projeto e, por este motivo, são apresentados de maneira parametrizada.

6.2 Processamento com Sinais Reais

6.2.1 Verificação da presença de um alvo

Nos capítulos anteriores foi esclarecido que o estudo em lide baseia-se na estimação da posição do alvo e não na sua detecção. Para que haja a certeza da presença de um alvo, algoritmos com esta finalidade devem ser empregados antes da estimação dos seus parâmetros. Para que o estudo não fosse realizado em vão, os dados recebidos correspondem ao período em que há sempre a presença de 01 (um) alvo para a varredura da região de visibilidade. A detecção foi realizada visualmente, tomando como base, dentre outros fatores que serão apresentados posteriormente, a amplitude do sinal recebido. Como a posição da aeronave foi obtida somente pelo radar, não havendo outro equipamento de precisão para disponibilizar os parâmetros de referência, estes serão dados pela saída de processamento do radar PO-1, no entanto, não podem ser considerados como padrão.

O desenvolvimento desta análise é dado, inicialmente, considerando todo o processamento dos dados reais até a obtenção da distância radial e da posição angular do alvo e, em seguida, os resultados práticos gerados serão confrontados com a saída de processamento do radar. A análise contará com dois pontos a serem comparados: o desempenho dos algoritmos de estimação da DoA para os dados reais, e a comprovação do erro de estimação do zênite devido à quantização de fase horizontal, para defasadores de 4 bits de resolução.

A primeira ação a ser tomada para constatar a presença de uma alvo, é verificar para qual azimute há a maior probabilidade dele estar. Para tal, considere que ao realizar uma varredura completa da região de visibilidade horizontal, deve haver uma maior quantidade de energia retornada ao radar no azimute em que o alvo se faz presente. As Figuras 6.1a e 6.1b, apresentam a distribuição da energia do sinal recebido pelo radar, após a integração dos n_p pulsos em cada azimute, respectivamente, para a primeira e para a segunda volta varridas. Note nas figuras, que o nível de energia presente no azimute $\phi_1 = 69^\circ$, é relativamente maior que nos demais azimutes. Isto ocorre em todos os canais, em ambas as voltas varridas, aumentando a probabilidade de que o alvo esteja presente neste azimute. Entende-se por volta varrida, o ciclo completo de direcionamentos do feixe principal nos azimutes predeterminados que copõem o setor de busca.

É interessante observar que, para uma distância radial de dez quilômetros, por exemplo, uma aeronave precisaria de uma velocidade tangencial de 942 km/h ou 261,7 m/s para percorrer 3° de azimute, nos 2,7 segundos de intervalo entre diferentes varreduras. Tendo em vista que os dados obtidos correspondem à rota de aproximação para pouso das aeronaves, e a velocidade é reduzida em relação à velocidade de cruzeiro, a permanência da maior energia recebida num mesmo azimute para as duas voltas, faz-se consistente.

Os processos de obtenção da distância radial e da elevação, serão realizados restringindo-se à utilização dos sinais reais recebidos neste azimute.

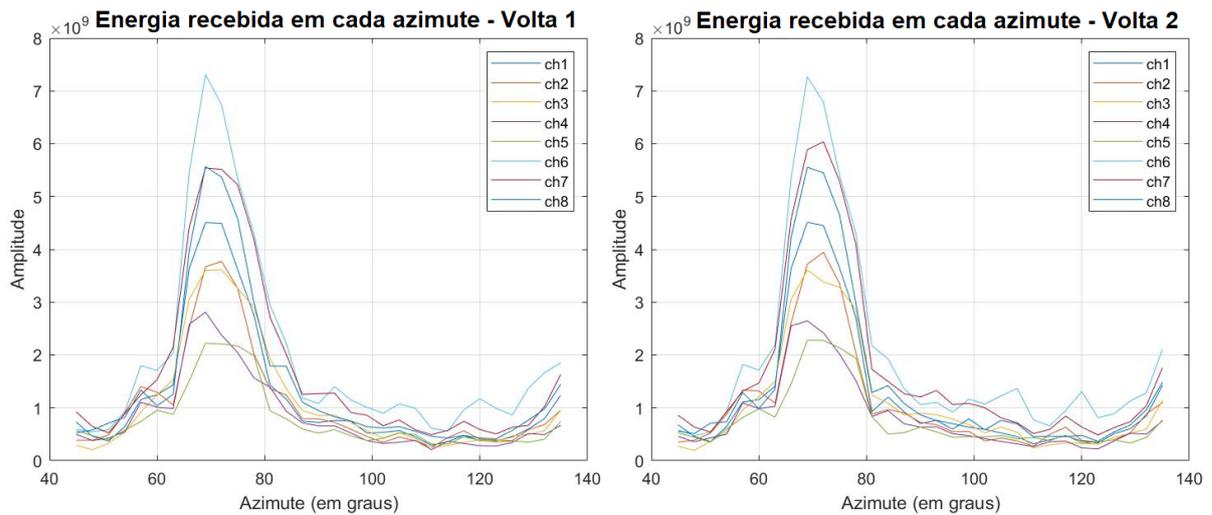


Figura 6.1 – Distribuição da energia recebida pelo radar para a região de visibilidade horizontal: (a) durante a varredura realizada na volta 1; e (b) durante a varredura realizada na volta 2.

6.2.2 Obtenção da Distância Radial do Alvo

Com a predefinição da posição horizontal do alvo, o segundo parâmetro a ser estimado é a sua distância radial, que para a situação mais simples, pode ser extraída de um único pulso recebido pelo radar, de acordo com a Eq. 2.1. A Figura 6.2, apresenta a possível distância radial do alvo, tomando como base o maior pico observado para o vigésimo pulso recebido pelo canal 1 do radar, para o azimute $\phi = 69^\circ$.

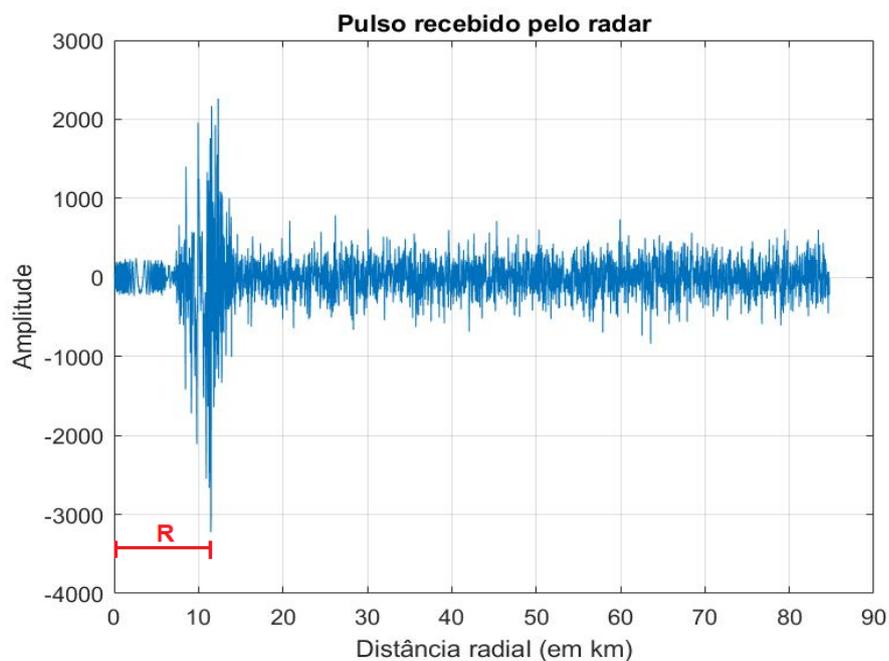


Figura 6.2 – Pulso recebido pelo radar PO-1: Possível distância radial do alvo indicada em vermelho, de acordo com o maior pico presente no pulso.

Observe na Figura 6.2, que o pico de maior amplitude ocorre na distância radial, $R=11460$ metros, que corresponde a amostra $k=382$ do pulso. No entanto, considerar que o alvo está presente nesta distância, tomando como base somente um único pulso, pode gerar um erro na estimação de sua distância, devido ao baixo nível de SNR presente, capaz de gerar alterações no nível do sinal e, por conseguinte, uma intuição equivocada.

Conforme apresentado no capítulo 4, o radar PO-1 realiza a compressão e a integração de pulsos para aumentar a probabilidade de detecção do alvo e posteriormente estimar seus parâmetros. Este processo foi apresentado na capítulo 2, e tem como base as Eq. 2.26 e 2.28. No entanto, para o processamento dos sinais reais utilizados neste trabalho, optou-se pela multiplicação entre os sinais recebidos e a réplica do sinal transmitido, no domínio da frequência, após a aplicação da Transformada de Fourier com 8192 pontos (equivalente à duas vezes o tamanho dos sinais) a ambos e, posteriormente convertendo o resultado novamente para o domínio do tempo. Os sinais disponíveis na saída do integrador dos n canais, para a primeira volta, são apresentados na Figura 6.3.

Sinais resultantes nas saídas dos Integradores - Volta nº 1

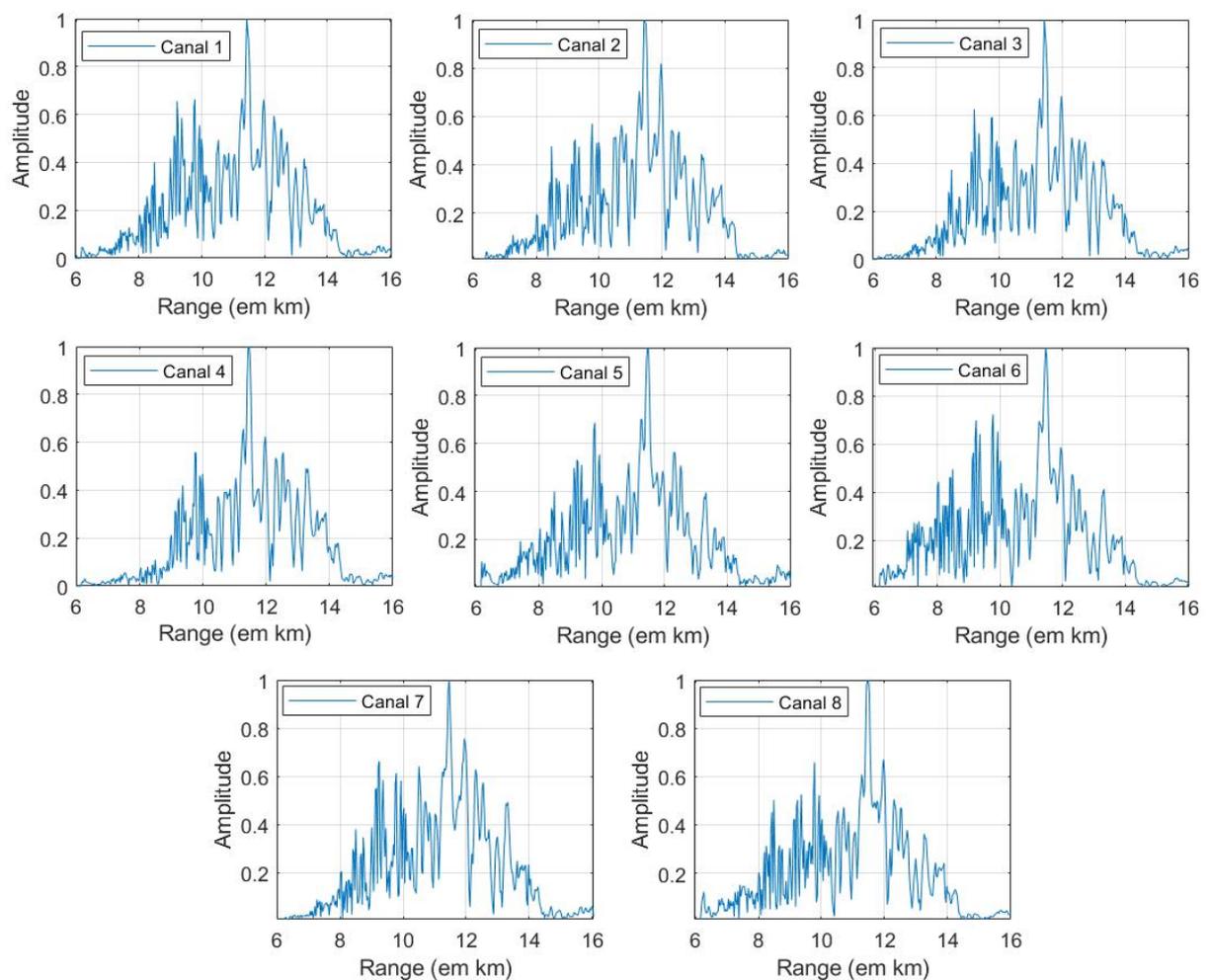


Figura 6.3 – Sinal resultante nas saídas dos módulos integradores de cada canal do radar PO-1, para a primeira volta.

Perceba, nesta figura, que após a integração dos n_p pulsos, em cada canal, o ganho obtido, dado pela Eq. 2.29, evidencia o ponto de maior energia, aumentando a probabilidade da detecção do alvo neste.

Com a finalidade de confirmar a presença do alvo na distância radial observada na Figura 6.3, o mesmo processamento foi realizado para a segunda volta de busca. Os sinais resultantes são apresentados na Figura 6.4

Sinais resultantes nas saídas dos Integradores - Volta n° 2

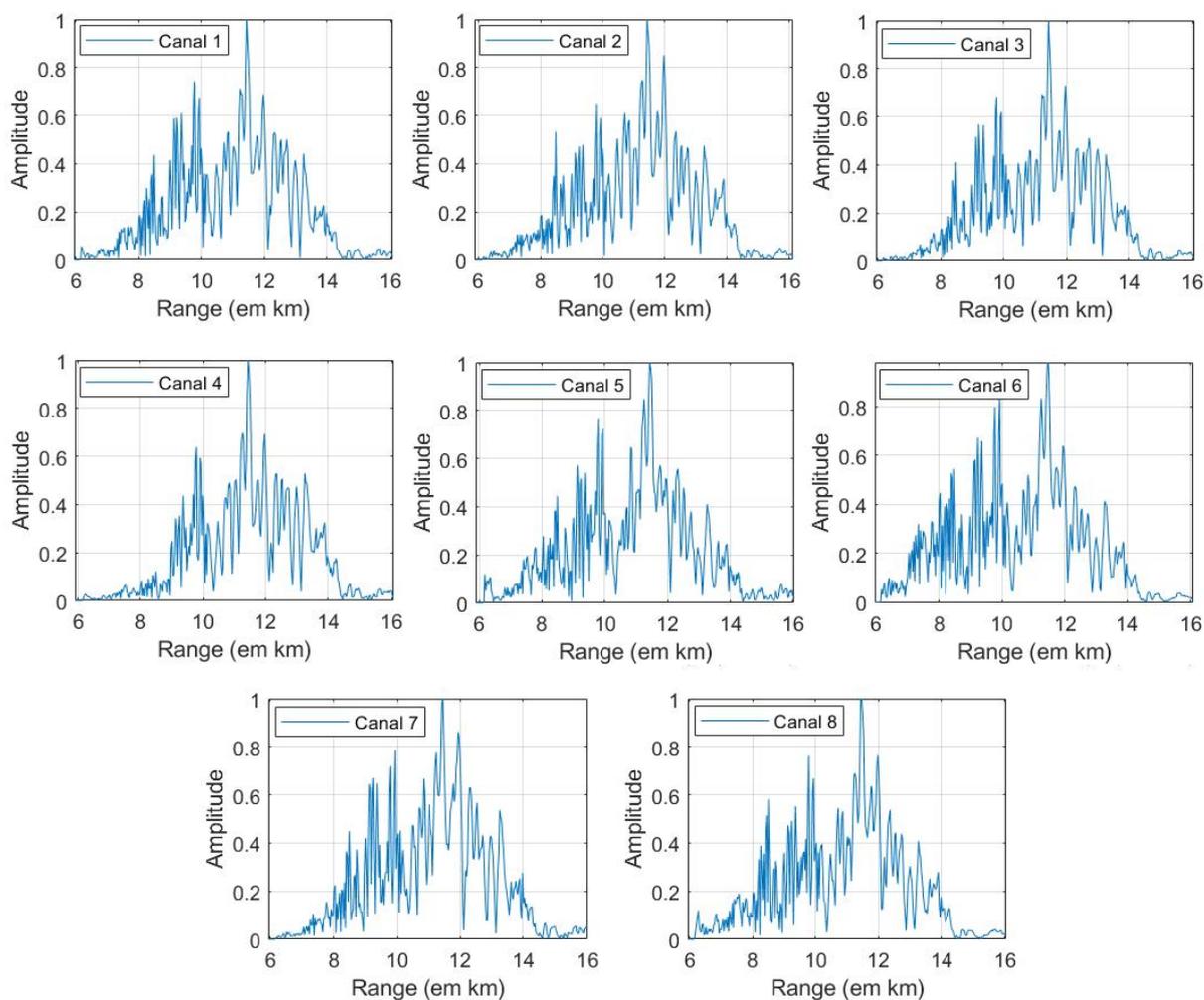


Figura 6.4 – Sinal resultante nas saídas dos módulos integradores de cada canal do radar PO-1, para a segunda volta.

A Tabela 6.1, apresenta os valores obtidos para a distância radial e sua correspondente amostra, para o ponto de maior energia presente nos sinais integrados em cada canal, durante a busca realizada em ambas as volta.

É válido destacar que as amostras de maior energia, indicadas na Tabela 6.1, referem-se somente à parcela correspondente à distância positiva, obtida após a compressão e integração dos pulsos. Como há uma variação do número da amostra de maior energia em

Tabela 6.1 – Parâmetros obtidos após a integração de n_p pulsos, nos canais do radar PO-1

Volta	Canal	Azimute (°)	Distância Radial (km)	Amostra
1	1	69	11,46	382
	2		11,49	383
	3		11,46	382
	4		11,46	382
	5		11,49	383
	6		11,49	383
	7		11,49	383
	8		11,52	384
2	1	69	11,49	383
	2		11,52	384
	3		11,52	384
	4		11,52	384
	5		11,52	384
	6		11,52	384
	7		11,49	383
	8		11,55	385

cada canal, foi considerado como correto, o valor de maior ocorrência: 383 para a primeira volta e 384 para a segunda volta.

Após constatar que a maior energia ocorre em amostras coincidentes na maioria dos canais do radar, foi considerada uma detecção visual do alvo, haja vista que o nível de energia para a amostra selecionada é consideravelmente maior que para as demais amostras. Definida a detecção do alvo, sua distância radial é estabelecida em 11,49 km, durante a primeira volta e 11,52 km, durante a segunda volta.

6.2.3 Estimação da Elevação do Alvo

Esta subseção tem como objetivo descrever os procedimentos realizados para a estimação da elevação do alvo considerado detectado e, por conseguinte, avaliar o desempenho dos algoritmos de estimação da DoA selecionados para tal.

Após a detecção do alvo, os sinais presentes em cada canal do MPAR foram processados pelos algoritmos de estimação da DoA selecionados. A matriz de correlação, dada pela Eq. 4.47, consta, conforme em [45] e [46], de apenas um *snapshot* para a estimação, e contém as amostras dos sinais indicadas na Tabela 6.2. É importante salientar que, após o pré-processamento, o sinal integrado em cada canal permanece com a fase quantizada, enquanto durante a estimação da DoA, as funções-custo dos algoritmos empregados, dadas pelas Eq. 4.48, 4.49 e 4.50, consideram para o *Array Manifold Vector* o azimute predeterminado pelo processador para a realização da varredura, ou seja, ϕ_{des} .

Em um sistema radar real, o detector considera um alvo como detectado, sempre

que o nível do sinal for superior ao *threshold* definido. Dessa maneira, considerando a Figura 6.5, foram selecionados cinco pontos, correspondentes aos cinco maiores picos recorrentes nos sinais presentes em cada canal, onde foram formados os *snapshots* utilizados para as estimações das elevações. A posição para cada *snapshot* é indicada, na figura, por “sp#”, onde # refere-se ao número de identificação.

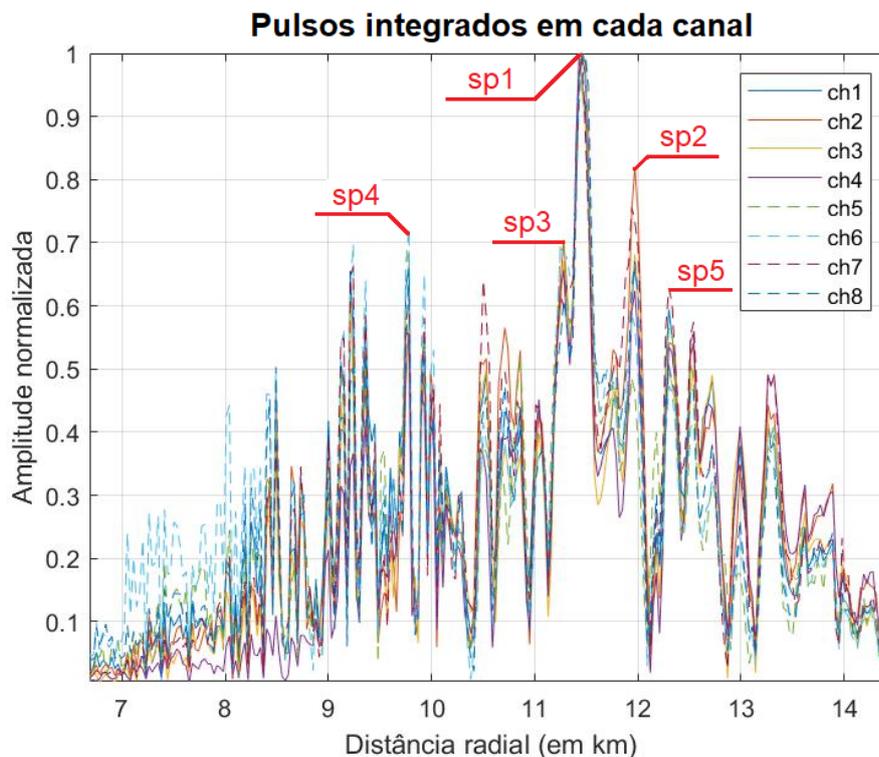


Figura 6.5 – Posição onde são considerados os *snapshots* para a estimativa da DoA. Correspondentes aos picos considerados alvos detectados.

Os resultados práticos obtidos após o processamento dos dados reais, são apresentados na Tabela 6.2, enquanto os parâmetros obtidos na saída de processamento do radar PO-1 são apresentados na Tabela 6.3.

Uma análise da Tabela 6.2, permite observar que, independentemente do *snapshot* utilizado para a realização da estimativa, os resultados para a elevação apresentam pouca variação para a volta corrente. Quando comparadas entre diferentes voltas, as elevações estimadas para picos correspondentes em distância, observa-se uma variação coerente com a alteração de posição da aeronave no período. As análises são válidas para os algoritmos MUSIC e Delay and Sum, sendo ainda mais homogênea para o primeiro. No entanto, os resultados obtidos para o algoritmo Capon, apresentaram grande discrepância em relação aos demais, devido à necessidade de inversão da matriz de correlação, estimada com apenas um *snapshot*.

Os dados presentes na saída de processamento, para o azimute analisado, contêm

Tabela 6.2 – Resultados práticos obtidos após o processamento dos dados reais.

Volta	Azimute (°)	Posição do <i>snapshot</i>	Distância Radial do alvo (km)	Elevação estimada	
				MUSIC	Delay and Sum
1	69	sp1	11,49	-7,6634	-7,7323
		sp2	11,97	-7,1001	-7,1402
		sp3	11,28	-7,0683	-6,2003
		sp4	9,78	-7,7482	-8,2458
		sp5	12,30	-7,6960	-7,7500
2	69	sp1	11,52	-7,2840	-7,2998
		sp2	11,97	-7,2060	-6,9708
		sp3	11,25	-7,4190	-7,5333
		sp4	9,78	-8,0120	-7,9780
		sp5	12,36	-7,9226	-6,8038

Tabela 6.3 – Parâmetros presentes na saída de processamento do radar PO-1.

Volta	Azimute (°)	Distância radial do alvo (km)	Velocidade radial (m/s)	Elevação estimada (°)
1	68,60	11,631	11,16	-6,78
	68,81	11,991	11,16	-7,59
	69,28	11,302	11,16	-2,00
	68,21	10,492	11,16	-7,05
	69,19	12,141	11,16	-6,15
2	68,92	11,467	11,16	-5,10
	68,78	10,069	11,16	-8,02
	68,95	12,711	11,16	-4,00

inúmeros registros de elevações estimadas em diferentes picos, onde o detector considerou a presença de possíveis alvos. Os registros selecionados para a primeira volta, baseiam-se na distância radial correspondente (ou aproximadas) das distâncias obtidas para a Tabela 6.2. No entanto, para a segunda volta de busca, as informações são escassas, sendo restritas à somente 3 registros, apresentados na Tabela 6.3. Para uma comparação entre os resultados práticos obtidos na segunda volta e os resultados da saída de processamento, o critério de correspondência utilizado foram as distâncias radiais coincidentes entre os dois casos. Observe na Tabela 6.3, que as elevações estimadas, possuem maiores variações quando comparados aos resultados práticos, tanto entre os pontos da volta corrente, quanto entre pontos correspondentes de voltas distintas.

Note em ambas as tabelas, que a elevação estimada possui valor negativo. Isto deve-se ao fato de o radar PO-1 não ter sido devidamente nivelado antes de entrar em operação. Apesar do ângulo correto do desnível não ser conhecido, sua presença não compromete as comparações realizadas, tendo em vista que este erro inserido está presente em ambas as situações.

No capítulo 4, foi esclarecido que o estudo é restrito ao modo de vigilância do radar, em que o acompanhamento de um alvo ocorre conforme a atualização de sua posição a cada varredura realizada. No entanto, devido aos dados concedidos possuírem informações relativas a, somente, duas voltas horizontais de varredura, não foi possível realizar estimações da posição do alvo para azimutes diferentes de $\phi = 69^\circ$. É importante salientar que a velocidade do alvo não permite o seu deslocamento para o azimute adjacente no período de duas voltas; logo, a energia reduzida, recebida pelo sistema radar para os azimutes adjacentes à $\phi = 69^\circ$, podem ser devido à reflexões provenientes das extremidades laterais do feixe principal (onde o ganho é bastante reduzido), quando varrendo outros azimutes próximos. Assim a estimacão da posição do alvo para estes azimutes, pode não condizer com a sua posição real.

6.3 Análise da Quantização de Fase para os Dados Reais

A análise constante nesta seção, atém-se exclusivamente à verificação do erro de estimacão da elevacão, proveniente da quantizacão de fase empregada horizontalmente pelos defasadores do MPAR sob investigacão. O estudo realizado no capítulo 4, é considerado a base teórica para o desenvolvimento das análises, e os resultados obtidos para o Cenário 1, simulado no capítulo 5, servem de referênci para as comparações. Para que os resultados confrontados sejam compatíveis, o algoritmo MUSIC foi selecionado para esta análise, coincidindo ao algoritmo utilizado naquele cenário.

Os dados reais utilizados para este processamento baseiam-se na Figura 6.1a, em que os sinais recebidos pelo radar entre os azimutes $66^\circ \leq \phi \leq 78^\circ$, possuem energia remanescente, suficiente para a estimacão do parâmetro de interesse, a elevacão. Todo o processamento realizado na seção 6.2 para a estimacão da elevacão do alvo será aplicado aos sinais recebidos nos azimutes aqui selecionados.

Perceba que para os experimentos realizados no capítulo 5, a matriz de correlaçã, dada pela Eq. 4.46, é composta por sinais que possuem quantizacão de fase correspondente à resoluçã que pretende-se empregar nos defasadores do sistema radar à ser simulado, enquanto as funções-custo dos algoritmos utilizados empregam, no *Array Manifold Vector*, fases não quantizadas, conforme apresentado nas Eq. 4.48, 4.49 e 4.50. Em contrapartida, como os sinais reais, pré-processados pelo radar PO-1, possuem fases inseridas por defasadores de 4 bits de resoluçã, a verificacão do efeito da quantizacão de fase na estimacão da elevacão, foi realizada considerando o *Array Manifold Vector* utilizado pelos algoritmos de estimacão de DoA, contendo resoluçã infinita para a quantizacão de fase. O resultado esperado consiste nos erros apresentados na Figura 5.2, pela curva em amarelo, para os azimutes correspondentes. Para a situacão em que os algoritmos utilizam quantizacão de fase com 4 bits de resoluçã no *Array Manifold Vector*, o erro de estimacão de elevacão

obtido será mínimo, correspondendo aos erros apresentados pela curva na cor azul, da mesma figura. A diferença entre os resultados obtidos para os dois sistemas, representa o erro determinístico, devido a quantização de fase horizontal.

Não é viável realizar o processamento dos sinais reais por algoritmos que possuam quantização de fase com resolução de 3 e 5 bits na sua estrutura, pois os erros apresentados nestes casos não representam informações úteis para uma comparação. A Tabela 6.4, apresenta os parâmetros utilizados para a obtenção das elevações nos azimutes selecionados, bem como os resultados obtidos para os dois sistemas considerados neste experimento.

Tabela 6.4 – Parâmetros utilizados na obtenção dos erros de elevação.

Azimute (°)	Amostra	Elevação estimada		Erro entre sistemas (°)	Média dos erros (°)	Erro teórico (°)
		∞ bits	4 bits			
66	381	-6,837	-6,739	0,098	0,090	0.0812
	376	-6,658	-6,563	0,095		
	410	-7,627	-7,558	0,069		
	399	-6,761	-6,689	0,072		
	326	-7,155	-7,039	0,116		
69	383	-7,663	-7,716	0,053	0,0496	0.0458
	399	-7,100	-7,137	0,037		
	376	-7,068	-7,118	0,050		
	326	-7,748	-7,811	0,063		
	410	-7,696	-7,741	0,045		
72	383	-7,846	-8,085	0,239	0,1826	0.1837
	417	-7,369	-7,538	0,169		
	357	-7,309	-7,470	0,161		
	399	-7,468	-7,643	-0,175		
	349	-7,392	-7,561	-0,169		
75	418	-7,957	-7,942	0,015	0,0118	0.0235
	384	-8,253	-8,24	0,013		
	405	-7,331	-7,319	0,012		
	355	-7,487	-7,478	0,009		
	442	-7,634	-7,624	0,010		
78	418	-8,517	-8,527	0,010	0,0112	0,0088
	355	-8,044	-8,053	0,009		
	405	-7,921	-7,929	0,008		
	385	-8,511	-8,528	0,017		
	443	-8,075	-8,087	0,012		

Os sinais recebidos nos azimutes indicados na primeira coluna foram utilizados no processamento e tiveram a DoA estimada para a amostra indicada. Para obter as elevações estimadas nas colunas 3 a seguinte função-custo foi utilizada:

$$P_{MUSIC}(\hat{\theta}) = \frac{1}{\mathbf{v}_{EL}^H(\theta, \phi) \mathbf{D} \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \mathbf{D}^H \mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi)}, \quad (6.1)$$

onde cada elemento de \mathbf{D} é dado por

$$d_{n,m} = e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \chi_{ELm} \cos(\phi)}. \quad (6.2)$$

Note que para este caso, o defasador possui resolução infinita.

Como os sinais reais disponíveis na saída de cada canal passaram por defasadores de quatro bits, a matriz de correlação composta por estes pode ser expressa como na Eq. 4.47.

Para as estimações apresentadas na quarta coluna, utilizou-se a função-custo dada por

$$P_{MUSIC}(\hat{\theta}) = \frac{1}{\mathbf{v}_{EL}^H(\theta, \phi) \mathbf{D} \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \mathbf{D}^H \mathbf{v}_{EL}(\theta, \phi)}, \quad (6.3)$$

onde, cada elemento de \mathbf{D} , neste caso, é dado por

$$d_{n,m} = e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \chi_{ELm} \cos(\phi_q)}, \quad (6.4)$$

sendo ϕ_q , os ângulos disponíveis para uma resolução de 4 bits.

Para a coluna seguinte, o módulo do erro entre os dois sistemas foi calculado para cada estimacão realizada, que forneceu um valor médio do erro de quantização para cada azimute. Os valores teóricos para o erro de quantização são apresentados na última coluna e foram obtidos por meio de simulações, conforme apresentado no capítulo 5, especificamente, no Cenário 1. Estes foram considerados referências para as comparações com os erros práticos obtidos.

A Figura 6.6, apresenta de maneira gráfica, uma comparação entre os resultados práticos e teóricos para o erro de quantização, para o sistema radar que emprega defasadores de resolução igual a 4 bits. Nesta figura, é notável a proximidade entre os valores obtidos para o erro de elevação estimado para os dados reais e para os sinais simulados; ambos utilizando os mesmos parâmetros para o sistema e para os sinais. Isto comprova a análise teórica realizada no capítulo 5 e, conseqüentemente, demonstra que uma melhoria no sistema pode ser implementada com maior confiabilidade, quando da aplicação de defasadores com maior nível de resolução, melhorando seu desempenho na estimacão da elevação de alvos.

Uma avaliação do desempenho do MPAR, mediante a comparação entre algoritmos selecionados para a estimacão da DoA, pode tornar-se pouco viável, devido à saída de processamento do radar não favorecer uma comparação consistente, no entanto, os resultados obtidos para ambos os algoritmos, tanto nas simulações quanto nos experimentos com dados reais, somados aos resultados obtidos na seção 6.3, permitem observar que há total coerência entre os dois casos, o que pode induzir a se considerar que o algoritmo MUSIC possui melhor desempenho na estimacão da posição vertical de um alvo, considerando a arquitetura presente no radar PO-1.

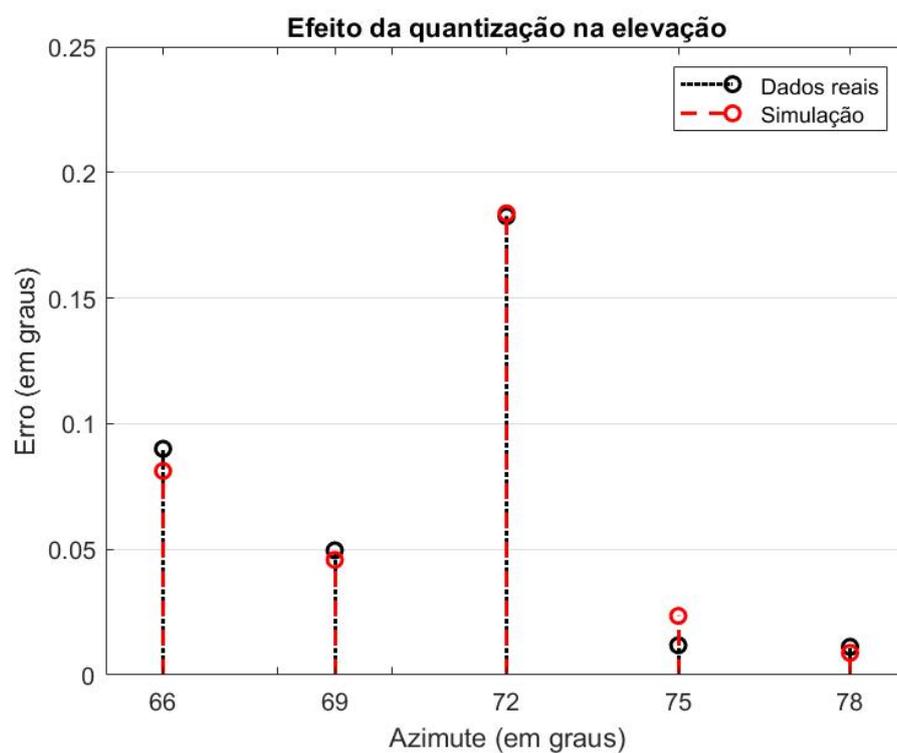


Figura 6.6 – Comparação do erro de quantização obtido para os dados reais e para a simulação.

7 CONCLUSÕES

Este trabalho teve como objetivo analisar o desempenho de um Radar *Phased Array* Multifunção (MPAR) de arquitetura híbrida em estimar o zênite - complemento da elevação - de um alvo por meio de algoritmos clássicos de estimação da DoA, considerando o erro de quantização de fase, presente nos defasadores de b-bit de resolução, usados para escanear a região de visibilidade horizontal durante o modo de vigilância.

Com o intuito de prover um embasamento teórico que pudesse melhorar a compreensão dos resultados apresentados, o trabalho foi iniciado apresentando os princípios que regem o funcionamento de um radar pulsado. O processamento de sinais em arranjos de sensores e os métodos de estimação da DoA foram detalhados em seguida, proporcionando o entendimento dos procedimentos realizados desde a incidência de um sinal de interesse no arranjo, até a estimação dos seus parâmetros, pelos algoritmos, no processador. A arquitetura específica do MPAR considerado neste estudo foi exibida, possibilitando o entendimento das suas nuances. Um estudo com ênfase na quantização de fase dos defasadores do *beamformer* híbrido foi conduzido, visando relacioná-la ao surgimento do erro de estimação do zênite de um alvo.

Os experimentos foram realizados através de simulações e com a utilização de dados reais provenientes do protótipo do radar analisado. Para os experimentos simulados, quatro diferentes simulações foram realizadas. A primeira teve como objetivo verificar a presença do erro de estimação do zênite para toda a região de visibilidade horizontal do radar. Para isso, variou-se a posição horizontal do alvo mantendo-se seu zênite e sua distância radial em relação ao sistema. No segundo cenário, o efeito desejado foi monitorar o comportamento do erro vertical mediante diferentes níveis de SNR. Aqui foram definidas a posição angular do alvo, enquanto a distância radial foi alterada a cada rodada. Para o terceiro cenário buscou-se demonstrar a parcela do erro estatístico presente no zênite obtido, devido à redução do ganho e, conseqüentemente, da SNR gerada entre o azimute desejado e o azimute real. E por fim, a relação entre o número de sensores do arranjo e a resolução dos defasadores foi analisada, a fim de observar a eficácia destes parâmetros. Para isto, o número de elementos que compõem o arranjo, foi alterada, primeiramente, dentro de cada subarranjo horizontal e posteriormente, mantendo-se o número de sensores nos subarranjos e alterando o número de canais verticais.

Os experimentos com dados reais basearam-se em estimar a elevação de um avião presente no volume de busca do radar PO-1, por meio dos algoritmos selecionados no trabalho e, em seguida, comprovar o efeito do erro de quantização de fase obtido nas simulações, utilizando sinais reais do radar PO-1.

Tanto nas simulações, quanto nos experimentos onde foram utilizados os dados reais, observou-se o surgimento do erro para o ângulo vertical, comprovando a direta influência do erro de quantização de fase horizontal, aplicada pelos defasadores. Os resultados para os cinco azimutes considerados, ao serem utilizados os dados reais, apresentaram tendência coincidente às simulações, apesar de pequenas diferenças observadas.

Apesar da saída de processamento do radar não poder ser considerada uma referência confiável para a análise dos dados reais, a correspondência entre os resultados comentados no parágrafo anterior, possibilita uma maior confiança nos resultados das simulações, de maneira que estas possam orientar as análises entre ambas. Com base nesta consideração, observa-se que para a estimação da elevação da aeronave, com sinais reais, pouca variação entre as estimativas foi constatada, principalmente para o algoritmo MUSIC, estabelecendo uma correspondência com os resultados obtidos em simulação, indicando que este algoritmo tende a ter melhor desempenho para a arquitetura analisada.

Os resultados obtidos para o segundo cenário das simulações demonstram que para ambientes com altos níveis de ruído, há grande contribuição da SNR para o surgimento de erros, independente da resolução dos defasadores utilizados.

Ainda com base nas simulações, para um MPAR em que a posição horizontal do alvo é considerada correta antes da transmissão, uma maior redução de erro para a posição vertical pode ser obtida aumentando o número de canais do *beamforming*, mantendo-se o número de elementos por subarranjo, no entanto, levando-se em consideração os custos de implementação, defasadores de maior resolução podem alcançar o efeito desejado, sem o aumento do número de canais.

7.1 Trabalhos Futuros

Os dados reais analisados neste trabalho, foram extraídos de períodos de busca correspondente a somente duas voltas, o que permite estimações da posição do alvo para somente um azimute, dada a baixa velocidade da aeronave. Sugere-se que em trabalhos futuros, dados referentes ao acompanhamento do alvo sejam analisados, de maneira que a recorrência dos resultados obtidos para a sua posição em mais de um azimute possa prover um maior grau de confiabilidade das estimações. Além disso, a oportunidade de realizar gravações de períodos de operação do radar para voos monitorados por telemetria pode gerar valores de referências confiáveis para comparação.

REFERÊNCIAS

- 1 CHANG, K.-Y.; CHEN, K.-T.; MA, W.-H.; HWANG, Y.-T. An enhanced music doa scanning scheme for array radar sensing in autonomous movers. In: *2019 IEEE International Conference on Artificial Intelligence Circuits and Systems (AICAS)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 152–153.
- 2 AMIN, M. G.; WANG, X.; ZHANG, Y. D.; AHMAD, F.; ABOUTANIOS, E. Sparse arrays and sampling for interference mitigation and doa estimation in gnss. *Proceedings of the IEEE*, v. 104, n. 6, p. 1302–1317, 2016.
- 3 MILLS, K.; AHMAD, F.; AMIN, M. G.; HIMED, B. Fast iterative interpolated beamforming for interference doa estimation in gnss receivers using fully augmentable arrays. In: *2019 IEEE Radar Conference (RadarConf)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–5.
- 4 NICKEL, U. R. O. Properties of digital beamforming with subarrays. In: *in Proceedings of the International Conference on Radar (ICR '06)*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–35.
- 5 FELDMANN, M.; NICKEL, U. Target parameter estimation and tracking with adaptive beamforming. In: *in Proceedings of the International Radar Symposium (IRS '11)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 585–590.
- 6 NICKEL, U. Array processing for radar: achievements and challenges. *International Journal of Antennas and Propagation*, v. 3, n. 2, p. 21, September 2013.
- 7 SHU, F.; QIN, Y.; LIU, T.; GUI, L.; ZHANG, Y.; LI, J.; HAN, Z. Low-complexity and high-resolution doa estimation for hybrid analog and digital massive mimo receive array. *IEEE Transactions on Communications*, v. 66, n. 6, p. 2487–2501, 2018.
- 8 SKOLNIK, M. I. *Radar Handbook*. [S.l.]: McGraw Hill, 2008. ISBN 978-0-07-148547-0.
- 9 GILMORE, J.; WILKE, C. R.; DAVIDSON, D. B. Calculating the maximum quantization scan error in dense phased arrays. In: *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 3842–3844.
- 10 J., B. E. Doppler radar. In: J., B. E. (Ed.). *Proceedings of Institute of Radio Engineers*. [S.l.: s.n.], 1949. p. 340–355.
- 11 FENN D.H. TEMME, W. D. A.; COURTNEY, W. The development of phased-array radar technology. *Proceedings of the IEEE*, v. 12, n. 2, p. 321–340, 2000.
- 12 MAILLOUX, R. J. *Phased Array Antenna Handbook*. 2nd. ed. Boston: Artech House, 2005. ISBN 1-58053-689-1.
- 13 CHEN, V. *The micro-Doppler effect in radar*. [S.l.]: Artech House, 2011. ISBN 978-1608070572.
- 14 BROWN, A. D. *Electronically Scanned Arrays MATLAB[®] Modeling and Simulation*. 1. ed. Nova York: CRC Press, 1990. Acesso em: 13 jan 2021.

- 15 KOWALSKI D. CONWAY, A. M. C. P. E. Multifunction phased array radar advanced technology demonstrator (MPAR ATD) nearfield testing and fielding. *IEEE Radar Conference 2019*, 2019.
- 16 HASSANIEN, A.; VOROBYOV, S. A. Phased-MIMO radar: a tradeoff between phased-array and MIMO radars. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 58, n. 6, p. 3137–3151, 2010.
- 17 INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS - IEEE. *IEEE Std 521-2002: Standard for Letter Designations for Radar-Frequency Bands*. EUA, 2003.
- 18 SKOLNIK, M. I. *Introduction to Radar Systems*. 2nd. ed. London: McGraw Hill Inc., 1981. ISBN 0-07-057909-1.
- 19 MAINI, A. K. *Handbook of Defence Electronics and Optronics: Fundamentals, Technologies and Systems*. 1st. ed. USA: Wiley Telecom., 2018. ISBN 9781119184737.
- 20 BOWDEN, L. The story of IFF (identification friend or foe). In: BOWDEN, L. (Ed.). *IEE Proceedings A*. [S.l.: s.n.], 1985. p. 435–437.
- 21 PRALON, L. G. *Modelagem Probabilística de Sinais em Radares de Ruído que Utilizam Pulsos Senoidais Modulados em Frequência*. Dissertação (Mestrado) — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio), 2014.
- 22 HAYKIN, S.; MOHER, M. *Modern Wireless Communications*. 1st. ed. USA: Prentice Hall, 2004. ISBN 978-0130224729.
- 23 MAHAFZA, B. R.; ELSHERBENI, A. Z. *MATLAB Simulations for Radar Systems Design*. 1st. ed. USA: Chapman Hall/CRC CRC Press LLC, 2004. ISBN 1-58488-392-8.
- 24 TREES, H. L. V. *Detection, Estimation, and Modulation Theory. Part I: Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory*. [S.l.]: Wiley, 2001. (Detection, Estimation, and Modulation Theory). ISBN 0-471-22108-2.
- 25 MAHAFZA, B. R. *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB*. 1st. ed. USA: CRC Press, Inc., 2000. ISBN 1584881828.
- 26 TREES, H. L. V. *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. [S.l.]: Wiley, 2004. (Detection, Estimation, and Modulation Theory). ISBN 9780471463832.
- 27 SHARP, E. D. A triangular arrangement of planar-array elements that reduces the number needed. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 12, n. 2, p. 126–129, 1961.
- 28 KUMAR, A. K. P.; SINGH, A. K. Subarray scheme for wide scan active phased array antennas. *2014 IEEE International Microwave and RF Conference (IMaRC)*, v. 3, n. 2, p. 364–367, 2014.
- 29 GENTILHO JR., E.; SCALASSARA, P. R.; ABRÃO, T. Direction-of-arrival estimation methods: A performance-complexity tradeoff perspective. *J. Sign Process. Syst.*, v. 4, n. 2, p. 1–35, 2020.

- 30 KRIN, H.; VIBERG, M. Two decades of array signal processing research. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 13, n. 4, p. 67–94, 1996.
- 31 CAPON, J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. *Proceedings of the IEEE*, v. 57, n. 8, p. 1408–1418, 1969.
- 32 SCHMIDT, R. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-34, n. 3, p. 276–280, March 1986.
- 33 BARABELL J. CAPON, D. J. R. J. A.; SENNE, K. *Performance Comparison of Superresolution Array Processing Algorithms*. Massachusetts, Technical Report. 1998. 193 p.
- 34 LITVA, S. H. J.; SHEPHERD, T. J. *Radar Array Processing*. 1st. ed. Great Malvern, UK: Springer-Verlag, 1993. ISBN -978-3-642-7734 7-1.
- 35 STIMSON, G. W. *Introduction to Airborne Radar*. 2nd. ed. USA: SciTech Publishing, Inc., 1998. ISBN 1-891121-01-4.
- 36 FELDLE, H.; SOLBACH, K. Passive and active phased arrays using solid state technologies. In: *In Proceedings of the IEE Colloquium on Phased Arrays*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 1–4.
- 37 LIU SHENGHUA ZHOU, H. Z. H.; CAO, Y. Two waveform design criteria for colocated MIMO radar. *International Radar Conference*, v. 3, n. 2, p. 13–17, 2014.
- 38 NICKEL, U. Super-resolution and jammer suppression with broadband arrays for multi-function radar. In: _____. *Applications of Space-Time Adaptive Processing*. London: IEE Press, 2004. p. 543–599.
- 39 CHYBA PAVEL BEZOUSEK, J. P. M.; SCHEJBAL, V. Fan-beam array synthesis. *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, v. 3, n. 2, p. 2165–2168, 2013.
- 40 BEZOUSEK MILAN CHYBA, V. S. P.; PIDANIC, J. Dual frequency band integrated antenna array. *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, v. 3, n. 2, p. 2137–2141, 2013.
- 41 SKOLNIK, M. I. *Radar Handbook*. 2. ed. Nova York: [s.n.], 1990.
- 42 NICKEL, U. R. Properties of digital beamforming with subarrays. In: *2006 CIE International Conference on Radar*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–5.
- 43 THALES, C. R.; MARIANA GUIMARÃES, P. T.; APOLINÁRIO JR., J. A. Performance of a hybrid non-contiguous planar array: effect of phase shifter quantization. *IEEE Statistical Signal Processing Workshop*, 2021.
- 44 LEON-GARCIA, A. *Probability, Statistics, and Random Processes for Electrical Engineering*. 3rd. ed. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2008. ISBN 0-13-147122-8.
- 45 DEGEN, C. On single snapshot direction-of-arrival estimation. In: *2017 IEEE International Conference on Wireless for Space and Extreme Environments (WiSEE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 92–97.

-
- 46 CUI, H.; LIU, T.; PENG, W. Single-snapshot doa estimation for uniform linear array. In: *2015 IEEE International Conference on Information and Automation*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2905–2909.