

**ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ**



TRẦN VŨ HỢP

**NÂNG CAO KHẢ NĂNG LỌC NHIỄU,
CẢI THIỆN CHẤT LƯỢNG ĐÀI RA-ĐA PHÂN GIẢI CAO**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT VIỄN THÔNG

Hà Nội - 2026

**ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ**



TRẦN VŨ HỢP

**NÂNG CAO KHẢ NĂNG LỌC NHIỄU,
CẢI THIỆN CHẤT LƯỢNG ĐÀI RA-ĐA PHÂN GIẢI CAO**

Ngành đào tạo: Kỹ thuật Viễn thông
Mã số: 9520208

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT VIỄN THÔNG

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:

1. PGS.TS. Nguyễn Văn Lợi
2. TS. Trần Cao Quyền

Hà Nội - 2026

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan rằng luận án tiến sĩ với đề tài “*Nâng cao khả năng lọc nhiễu, cải thiện chất lượng đài ra-đa phân giải cao*” là kết quả nghiên cứu do chính tôi thực hiện dưới sự hướng dẫn khoa học của các thầy. Các số liệu, kết quả, mô hình và thuật toán trình bày trong luận án được hình thành từ quá trình nghiên cứu độc lập, thử nghiệm, mô phỏng và triển khai thực tế. Những tài liệu, kết quả và trích dẫn của các tác giả khác đều được tôi ghi rõ nguồn theo đúng quy định. Luận án không sao chép, không trùng lặp với bất kỳ công trình nào đã công bố trước đây. Tôi xin chịu hoàn toàn trách nhiệm trước Pháp luật và các quy định hiện hành của Đại học Quốc gia Hà Nội và Trường Đại học Công nghệ về lời cam đoan này.

Hà Nội, ngày ... tháng ... năm 2026

Nghiên cứu sinh

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN	i
DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU TOÁN HỌC, CÁC CHỮ VIẾT TẮT	iv
DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ, ĐỒ THỊ	xi
DANH MỤC CÁC BẢNG BIỂU	xiv
PHẦN MỞ ĐẦU	1
Chương 1 TỔNG QUAN VỀ LỘC NHIỀU RA-ĐA PHÂN GIẢI CAO VÀ XÁC ĐỊNH NỘI DUNG KHOA HỌC CẦN GIẢI QUYẾT TRONG LUẬN ÁN.....	7
1.1 Phân loại nhiễu và tác động đến hệ thống ra-đa phân giải cao	7
1.1.1 Nguyên lý đạt độ phân giải cao và tính nhạy cảm với nhiễu.....	7
1.1.2 Phân loại nhiễu theo nguồn gốc	8
1.2 Tổng quan về các công trình nghiên cứu và thiết lập các bài toán cần giải quyết trong luận án.....	12
1.2.1 Các nghiên cứu về giảm nhiễu pha trong ra-đa FMCW.....	12
1.2.2 Các nghiên cứu về xử lý nhiễu rời rạc trong ra-đa FMCW.....	15
1.2.3 Các nghiên cứu về xử lý nhiễu hỗn hợp trong ra-đa xung.....	17
Chương 2 ĐỀ XUẤT GIẢI PHÁP GIẢM NHIỀU PHA, NHIỀU RỜI RẠC NÂNG CAO CHẤT LƯỢNG ĐÀI RA-ĐA FMCW	24
2.1 Nhiễu pha và đề xuất giải pháp giảm nhiễu pha trong ra-đa FMCW	24
2.1.1 Mô hình toán học ra-đa FMCW dưới ảnh hưởng của nhiễu pha	24
2.1.2 Phân tích định lượng tham số hệ thống và liên quan đến nhiễu pha.....	28
2.1.3 Cơ sở toán học tính toán hệ số cách ly, xác lập yêu cầu kỹ thuật và đề xuất giải pháp phần cứng.....	32
2.1.4 Phân tích, mô phỏng, chế tạo và đánh giá các tham số chính của giải pháp phần cứng đề xuất.....	34
2.2 Nhiễu rời rạc, cơ sở dữ liệu thực nghiệm và giải pháp đề xuất	47
2.2.1 Nhiễu rời rạc trong môi trường giám sát tầm thấp	47

2.2.2	<i>Chuỗi xử lý đề xuất nhằm giảm nhiễu rời rạc và nâng cao khả năng phát hiện mục tiêu.....</i>	<i>60</i>
2.2.3	<i>Kết quả thử nghiệm và thảo luận</i>	<i>65</i>
Chương 3	ĐỀ XUẤT GIẢI PHÁP ĐA BÚP SÓNG THÍCH NGHI VÀ CFAR HAI GIAI ĐOẠN, NÂNG CAO CHẤT LƯỢNG PHÁT HIỆN ĐÀI RA-ĐA XUNG	74
3.1	Đề xuất giải pháp Đa búp sóng nâng cao SNR.....	75
3.1.1	<i>Kiến trúc hệ thống ra-đa xung và cơ sở phân tích bài toán nâng cao SNR thông qua tối ưu búp sóng.....</i>	<i>75</i>
3.1.2	<i>Cơ sở toán học</i>	<i>77</i>
3.1.3	<i>Lựa chọn búp sóng tối ưu.....</i>	<i>78</i>
3.2	Đề xuất giải pháp CFAR hai giai đoạn thích nghi trên nền nhiễu hỗn hợp nâng cao chất lượng phát hiện	80
3.2.1	<i>Đặc điểm nền nhiễu hỗn hợp/không đồng nhất và yêu cầu đối với bộ phát hiện thích nghi.....</i>	<i>80</i>
3.2.2	<i>Mô hình toán học của bài toán phát hiện.....</i>	<i>82</i>
3.2.3	<i>Đề xuất giải pháp CFAR hai giai đoạn thích nghi trên nền nhiễu hỗn hợp nâng cao chất lượng phát hiện</i>	<i>84</i>
3.3	Đánh giá thực nghiệm với giải pháp đa búp sóng, CFAR hai giai đoạn thích nghi đề xuất	89
3.3.1	<i>Mô tả hệ thống và kịch bản thử nghiệm</i>	<i>89</i>
3.3.2	<i>Kết quả tăng SNR bằng kỹ thuật đa búp sóng.....</i>	<i>91</i>
3.3.3	<i>Kết quả phát hiện mục tiêu với CFAR hai giai đoạn.....</i>	<i>92</i>
3.3.4	<i>So sánh với các phương pháp khác</i>	<i>96</i>
	KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN LUẬN ÁN.....	103
	DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC CỦA TÁC GIẢ LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN	105
	TÀI LIỆU THAM KHẢO	106

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU TOÁN HỌC, CÁC CHỮ VIẾT TẮT

1. Danh mục các ký hiệu toán học

Ký hiệu	Ý nghĩa
$\mathbb{R}$	Tập hợp các số thực
$\mathbb{R}^n$	Không gian véc-tơ thực n chiều
$C[a, b]$	Tập hợp các hàm liên tục trên đoạn $[a, b]$
$L^2[a, b]$	Không gian các hàm khả tích bình phương trên đoạn $[a, b]$
$SO(3)$	Nhóm xoay đặc biệt 3 chiều (special orthogonal group)
A_k	Vùng nhiễu thứ k trong không gian quan sát của ra-đa
Ω	Tập các giá trị y dẫn đến quyết định giả thuyết H_1
$[a, b]$	Đoạn xác định bởi ngưỡng nhạy a và ngưỡng bão hòa b của bộ thu
$[\cdot]^T$	Toán tử chuyển vị (transpose) ma trận hoặc véc-tơ
$[\cdot]^H$	Toán tử Hamilton (chuyển vị liên hợp phức) - dùng trong tạo búp sóng số
$[\cdot]_{radial}$	Toán tử lấy thành phần xuyên tâm: phép chiếu véc-tơ lên hướng tia ngắm n
$\ \cdot\ $	Toán tử chuẩn Euclid của véc-tơ
$\langle \cdot, \cdot \rangle$	Toán tử tích trong (inner product) trong không gian $L^2[a, b]$
$\exp(\cdot)$	Hàm mũ
$\det(\cdot)$	Định thức của ma trận (sử dụng trong xây dựng đa thức trực giao)
argmax	Toán tử lấy đối số làm cực đại biểu thức
$\operatorname{mean}\{\cdot\}$	Toán tử lấy giá trị trung bình mẫu
$\operatorname{std}\{\cdot\}$	Toán tử lấy độ lệch chuẩn mẫu
$\sup$	Cận trên đúng (supremum) của một tập số
$\gtrsim^{H0/H1}$	Phép so sánh trong kiểm định giả thuyết nhị phân Neyman-Pearson

Ký hiệu	Ý nghĩa
$\chi(\cdot, \cdot)$	Hàm chỉ thị tập hợp: bằng 1 nếu phần tử thuộc tập, bằng 0 nếu không thuộc
$I_{[a, b]}(\cdot)$	Hàm chỉ thị trên đoạn $[a, b]$
$\mathbf{v}$	Véc-tơ vận tốc tịnh tiến của khối tâm mục tiêu
ω	Véc-tơ vận tốc góc quay của thân mục tiêu (cánh quạt drone)
$\mathbf{r}, \mathbf{r}_0$	Véc-tơ vị trí điểm phân tán so với tâm mục tiêu (tại t bất kỳ và $t = 0$)
$\mathbf{R}_0$	Véc-tơ vị trí ban đầu của tâm mục tiêu trong hệ ra-đa
$\mathbf{n}, \mathbf{n}_p$	Véc-tơ đơn vị theo hướng tia ngắm từ ra-đa đến mục tiêu
$\mathbf{x}(t)$	Véc-tơ tín hiệu thu tại đầu vào mảng ăng-ten N phần tử
$\mathbf{a}(\theta)$	Véc-tơ đáp ứng mảng (steering vector) theo hướng θ
$\mathbf{w}, \mathbf{w}_k$	Véc-tơ trọng số tạo búp sóng số (beamforming weight)
$\mathbf{s}$	Véc-tơ tín hiệu phản xạ từ mục tiêu
$\mathbf{n}(t)$	Véc-tơ nhiễu hệ thống (nhiều nhiệt) tại các phần tử mảng
$\mathbf{c}$	Véc-tơ nhiễu nền (clutter): địa vật, biển, khí tượng
$\mathbf{i}$	Véc-tơ nhiễu tổng hợp (mọi thành phần nhiễu cộng lại)
$\text{Rot}(t)$	Ma trận xoay 3D thuộc nhóm $\text{SO}(3)$, $\text{Rot}(t) = \exp(\omega t)$
$\hat{\omega}$	Ma trận đối xứng lệch (skew-symmetric) liên kết với véc-tơ ω
$\mathbf{I}$	Ma trận đơn vị
$p(x), p(y)$	Hàm mật độ xác suất (PDF) của biến ngẫu nhiên x, y
$p(y H_0), p(y H_1)$	Hàm mật độ xác suất có điều kiện dưới giả thuyết H_0 và H_1
$F(x)$	Hàm phân phối tích lũy (CDF) tương ứng với PDF $p(x)$
$p(x; a, b)$	Hàm mật độ xác suất cắt ngắn trên đoạn $[a, b]$
$B_n(x, f)$	Đa thức Bernstein bậc n xấp xỉ hàm liên tục f trên đoạn $[0, 1]$
$P_n(x)$	Đa thức trực giao bậc n xây dựng từ ma trận Hankel của các moment

Ký hiệu	Ý nghĩa
$C(n, k)$	Hệ số tổ hợp (binomial coefficient) trong khai triển Bernstein
m_k	Moment bậc k của hàm mật độ xác suất
c_n	Hệ số khai triển PDF trong cơ sở đa thức trực giao
H_0, H_1	Giả thuyết rỗng (không có mục tiêu) / giả thuyết có mục tiêu
λ	Ngưỡng phát hiện toàn cục trong kiểm định Neyman-Pearson
λ_k	Ngưỡng phát hiện cục bộ cho từng vùng nhiễu A_k
$\alpha_j^{(k)}$	Hệ số tổ hợp tuyến tính của các PDF con trong vùng A_k
n	Bậc xấp xỉ Bernstein (luận án dùng $n = 6$)
m	Số vùng nhiễu rời nhau phủ toàn bộ không gian quan sát
M	Số vòng quét lấy mẫu để tính đặc trưng phân tán đốp-le ($M = 5$)

2. Danh mục các chữ viết tắt

Cụm	Tiếng Anh	Ý nghĩa
3D-DCNN	3D Deep Convolutional Neural Network	Mạng tích chập sâu ba chiều
ACCA-CFAR	Adaptive Censoring CA-CFAR	CA-CFAR thích nghi có lọc bỏ điểm bất thường
ADC	Analog-to-Digital Converter	Bộ chuyển đổi tín hiệu tương tự sang số
ADPLL	All-Digital Phase-Locked Loop	Vòng khóa pha toàn số
AESA	Active Electronically Scanned Array	Mảng quét điện tử tích cực
AGC	Automatic Gain Control	Điều khiển khuếch đại tự động
BiLSTM	Bidirectional LSTM	LSTM hai chiều
CA-CFAR	Cell-Averaging CFAR	CFAR trung bình ô tham chiếu
CDF	Cumulative Distribution Function	Hàm phân phối tích lũy
CFAR	Constant False Alarm Rate	Tỷ lệ báo động lầm không đổi
CK-CFAR	Cognitive/Knowledge-aided CFAR	CFAR có tri thức về môi trường nền
CMOS	Complementary Metal-Oxide-	Công nghệ bán dẫn oxit kim

Cụm	Tiếng Anh	Ý nghĩa
	Semiconductor	loại
CNN	Convolutional Neural Network	Mạng nơ-ron tích chập
CPU	Central Processing Unit	Bộ xử lý trung tâm
CUT	Cell Under Test	Ô đang kiểm tra
DBF	Digital Beamforming	Tạo búp sóng số
DDC	Digital Down-Conversion	Bộ hạ tần số
DDDCR	Drone Detection and Discrete Clutter Reduction	Mô-đun phát hiện drone và giảm nhiễu rời rạc
DDMA	Doppler-Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo Doppler
DDRAM	Double Data Rate Random Access Memory	Bộ nhớ truy cập ngẫu nhiên tốc độ kép
DDS	Direct Digital Synthesizer	Bộ tổng hợp tần số số trực tiếp
DP-C	Data Processor - Block C	Khối xử lý dữ liệu C
DSP	Digital Signal Processor / Processing	Xử lý tín hiệu số / Bộ xử lý
DSP-B / DSP-C	Digital Signal Processor - Block B / C	Khối xử lý tín hiệu số B / C
FFT	Fast Fourier Transform	Phép biến đổi Fourier nhanh
FMCW	Frequency-Modulated Continuous Wave	Điều tần liên tục
FPGA	Field-Programmable Gate Array	Mảng cổng logic có thể lập trình lại
FSNF-CFAR	Fuzzy Statistical Normalization Fuzzy CFAR	CFAR chuẩn hóa thống kê kết hợp logic mờ
GIG	Generalized Inverse Gaussian distribution	Phân bố Gaussian nghịch đảo tổng quát
GLRT	Generalized Likelihood Ratio Test	Kiểm định tỷ số khả năng tổng quát
GM-CFAR	Geometric-Mean CFAR	CFAR trung bình hình học
GOCA-CFAR / GO-CFAR	Greatest-Of Cell-Averaging CFAR	CFAR trung bình lớn nhất
GPU	Graphics Processing Unit	Bộ xử lý đồ họa
HCE-CFAR	Heterogeneous Clutter Estimating CFAR	CFAR ước lượng nhiễu không đồng nhất

Cụm	Tiếng Anh	Ý nghĩa
HDBSCAN	Hierarchical Density-Based Spatial Clustering of Applications with Noise	Thuật toán phân cụm không gian phân cấp dựa trên mật độ
HPA	High-Power Amplifier	Bộ khuếch đại công suất cao
HPBW	Half-Power Beam Width	Độ rộng búp sóng tại mức nửa công suất
HRR	High-Range-Resolution Radar	Ra-đa phân giải cao
IMM	Interacting Multiple Model	Đa mô hình tương tác
K-SVD	K-Singular Value Decomposition	Thuật toán phân tích giá trị kỳ dị tổng quát
LFM	Linear Frequency Modulation	Điều tần tuyến tính
LMS	Least Mean Squares	Thuật toán bình phương tối thiểu trung bình
LNA	Low-Noise Amplifier	Bộ khuếch đại tạp âm thấp
LSTM	Long Short-Term Memory	Mạng nơ-ron có bộ nhớ dài-ngắn hạn
MAC	Media Access Control	Lớp điều khiển truy nhập
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	Đa đầu vào - Đa đầu ra
MLE	Maximum Likelihood Estimation	Ước lượng hợp lý cực đại
MLG-CFAR	Maximum-Likelihood Gamma CFAR	CFAR ước lượng hợp lý cực đại theo phân bố Gamma
MPAR	Multi-function Phased Array Radar	Ra-đa mảng pha đa chức năng
MRDC	Maximum Range for Drone Classification	Cự ly phân loại drone tối đa
MTD	Moving Target Detection	Phát hiện mục tiêu di động
MTI	Moving Target Indication	Chỉ thị mục tiêu di động
NCO	Numerically Controlled Oscillator	Bộ dao động điều khiển số
NF	Noise Figure	Hệ số tạp âm máy thu
OS-CFAR	Ordered-Statistics CFAR	CFAR thống kê thứ tự
PC	Pulse Compression	Nén xung
PD	Probability of Detection	Xác suất phát hiện đúng
PDF	Probability Density Function	Hàm mật độ xác suất
P_{fa}	Probability of False Alarm	Xác suất báo động lầm
PI-CFAR	Pattern-Inspired CFAR	CFAR dựa trên đặc trưng cấu

Cụm	Tiếng Anh	Ý nghĩa
		trúc nhiễu
PLL	Phase-Locked Loop	Vòng khóa pha
PolSAR	Polarimetric Synthetic Aperture Radar	Ra-đa khẩu độ tổng hợp phân cực
PRF	Pulse Repetition Frequency	Tần số lặp xung
RCS	Radar Cross Section	Diện tích phản xạ hiệu dụng
RFM	Random Forest Model	Mô hình rừng ngẫu nhiên
RMS	Root Mean Square	Giá trị bình phương trung bình
RMSE	Root Mean Square Error	Sai số bình phương trung bình
SLL	Side Lobe Level	Mức cánh sóng phụ
SM	Street Model	Mô hình đường giao thông
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên tạp âm
SO-CFAR	Smallest-Of CFAR	CFAR chọn vùng tham chiếu có mức nhiễu thấp hơn
SOCA-CFAR	Smallest-Of Cell-Averaging CFAR	CFAR trung bình nhỏ nhất
SPA	Spectrum Analyzer	Máy phân tích phổ
SVM	Support Vector Machine	Máy véc-tơ hỗ trợ
TDC	Time-to-Digital Converter	Bộ chuyển đổi thời gian sang số
TM-CFAR	Trimmed-Mean CFAR	CFAR trung bình có cắt loại ngoại lai
TRCR	True Rate of Clutter Reduction	Tỷ lệ nhiễu rời rạc được phân loại đúng
TRD	Transmit/Receive Digital module	Mô-đun Phát/Thu số
TRDC	True Rate of Drone Classification	Tỷ lệ drone được nhận dạng đúng
TRM	Transmit/Receive Module	Mô-đun Phát/Thu
UAV	Unmanned Aerial Vehicle	Phương tiện bay không người lái
VCO	Voltage-Controlled Oscillator	Bộ dao động điều khiển bằng điện áp
VGG-16	Visual Geometry Group 16-layer network	Mạng học sâu VGG 16 lớp
VI-CFAR	Variability-Index CFAR	CFAR theo chỉ số biến thiên
VSG	Vector Signal Generator	Máy tạo tín hiệu véc-tơ chuẩn

Cụm	Tiếng Anh	Ý nghĩa
WR-90	Waveguide Rectangular standard 90	Ống dẫn sóng chữ nhật chuẩn 90
α -MF	Alpha-Matched Filter	Bộ lọc phối hợp gần tối ưu xấp xỉ GLRT

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ, ĐỒ THỊ

Hình 1-1. Nhiều pha trong phổ tín hiệu phát của đài ra-đa.....	9
Hình 1-2. Nhiều phản xạ từ mặt đất, mặt biển và khí tượng trên màn hình ra-đa	10
Hình 1-3. Nhiều rời rạc trên màn hình ra-đa.....	11
Hình 1-4. Đa búp sóng áp dụng trên các đài ra-đa.....	21
Hình 1-5. Búp sóng nulling (trái) và búp sóng cô-séc (phải).....	21
Hình 2-1. Sơ đồ khối của ra-đa FMCW	25
Hình 2-2. Thiết kế xử lý tín hiệu số cho ra-đa FMCW	29
Hình 2-3. Hình ảnh ăng-ten mảng khe với các tham số tối ưu	35
Hình 2-4. Hệ số cách ly trong trường hợp có/không mặt mở loa	39
Hình 2-5. Ống sóng chẻ khe trên thành hẹp.....	41
Hình 2-6. Giảm độ hướng ăng-ten trước và sau khi có tấm lọc phân cực	43
Hình 2-7. Sơ đồ đo hệ số cách ly trong đài ra-đa FMCW	44
Hình 2-8. Kết quả đo hệ số cách ly giữa ăng-ten Phát và Thu.....	45
Hình 2-9. Minh họa về báo động làm từ nhiễu rời rạc trên đài ra-đa FMCW (chim trong vòng tròn màu đỏ, ô tô trong vòng tròn màu xanh).....	48
Hình 2-10. Minh họa mục tiêu với phép tịnh tiến và phép quay	50
Hình 2-11. Minh họa về tần số vi đập-le gây ra bởi sự quay của cánh quạt.....	53
Hình 2-12. Đặc trưng đập-le của bốn loại mục tiêu trong 40 chu kỳ quét ra-đa liên tiếp: (a) ô tô, (b) xe máy, (c) drone DJI Inspire 2, (d) drone DJI Phantom 4	55
Hình 2-13. Phân bố của Δf_D (trái) và $\sigma_{\Delta f_D}$ (phải) của drone và nhiễu rời rạc.....	56
Hình 2-14. Bản đồ đường giao thông có độ phân giải xấp xỉ bằng phân giải cự ly nghiêng của ra-đa	58
Hình 2-15. Phân bố xác suất của góc lệch hướng di chuyển (trái) và khoảng cách đến tuyến đường gần nhất (phải) của nhiễu rời rạc	58
Hình 2-16. Thiết kế của mô-đun phân loại DDDCR	60
Hình 2-17. Sơ đồ khối của “Top Model”	65

Hình 2-18. Ra-đa FMCW được sử dụng cho nghiên cứu	67
Hình 2-19. Phân loại một chiếc <i>drone</i> (trong hình elip đỏ) ở khoảng cách 3.5 km bằng cách sử dụng 'Street Model'	68
Hình 2-20. Phân loại <i>drone</i> (trong hình elip đỏ) với kịch bản bay theo quỹ đạo tiếp tuyến ở cự ly 2,9 km	69
Hình 2-21. Phân loại <i>drone</i> (trong hình elip đỏ) với kịch bản bay dọc theo đường phố	69
Hình 3-1. Kiến trúc xử lý đa búp sóng đề xuất	76
Hình 3-2. Hai búp sóng truyền (ảnh trái) và hai búp sóng tổng hợp tại đầu ra của xử lý tạo chùm số (ảnh phải)	78
Hình 3-3. Mức nền nhiễu tăng lên do tác động của MTI (đường màu đỏ) so với khi không sử dụng MTI (đường màu đen)	80
Hình 3-4. Quan hệ giữa P_d và P_{fa}	81
Hình 3-5. Các báo động lầm (trong các vòng tròn màu vàng) trên màn hình ra-đa do ảnh hưởng của môi trường không đồng nhất	81
Hình 3-6. Ra-đa cảnh giới 3D được sử dụng cho nghiên cứu	90
Hình 3-7. Máy bay ATEC 321 Faeta sử dụng làm mục tiêu thử nghiệm	91
Hình 3-8. Công suất nhiễu tương ứng với hai búp sóng phát ở góc tà $0,6^\circ$ và $2,0^\circ$	91
Hình 3-9. SNR của mục tiêu tương ứng với búp sóng ở các góc tà khác nhau	92
Hình 3-10. Kết quả CFAR giai đoạn 1: mục tiêu thử nghiệm (vòng tròn trắng) và báo động lầm do nhiễu (đa giác)	93
Hình 3-11. PDF của mục tiêu (đường đỏ) và nhiễu (đường đen) ước lượng bằng phương pháp Bernstein (nét liền) và phương pháp moment (nét đứt)	94
Hình 3-12. Ngưỡng CFAR giai đoạn 2 cho vùng nhiễu chứa mục tiêu thử nghiệm (≈ -61 dBm)	95
Hình 3-13. Kết quả sau CFAR giai đoạn 2, mục tiêu thử nghiệm trong vòng tròn trắng	96
Hình 3-14. Kết quả thử nghiệm với OS-CFAR - mục tiêu trong vòng tròn trắng	97

Hình 3-15. Kết quả thử nghiệm với SOCA-CFAR.....	98
Hình 3-16. Kết quả thử nghiệm với GOCA-CFAR	98
Hình 3-17. Kết quả thử nghiệm với VI-CFAR	99
Hình 3-18. Kết quả thử nghiệm với PI-CFAR.....	99

DANH MỤC CÁC BẢNG BIỂU

Bảng 2-1. Tổng hợp yêu cầu kỹ thuật đối với cấu trúc ăng-ten ra-đa <i>FMCW</i>	34
Bảng 2-2. Kết quả khảo sát đặc trưng bức xạ theo cấu hình mảng.....	36
Bảng 2-3. Đặc tính Iso_{space} theo khoảng cách phát-thu d_{sep}	37
Bảng 2-4. Tương quan giữa h_{flare} , Iso_{horn} , $HPBW_{el}$, G và Iso_{Ant}	38
Bảng 2-5. Đối chiếu đặc trưng giữa khe trên thành rộng và khe trên thành hẹp	40
Bảng 2-6. Mức suy giảm phân cực chéo theo cấu hình lưới lọc	42
Bảng 2-7. Kết quả mô phỏng đối chiếu với yêu cầu thiết kế	43
Bảng 2-8. Thống kê đặc trưng quỹ đạo của các loại mục tiêu (26.800 mẫu)	54
Bảng 2-9. Giá trị tham số của Street Model và cơ sở lựa chọn	63
Bảng 2-10. Yêu cầu chiến thuật bổ sung của đài ra-đa <i>FMCW</i> thử nghiệm	66
Bảng 2-11. So sánh hiệu năng phương pháp đề xuất với đài ra-đa <i>Elvira</i>	70
Bảng 3-1. Thuật toán 1 - Quy trình xử lý tổng thể CFAR hai giai đoạn trong DSP-C và DP-C	86
Bảng 3-2. Thuật toán 2 - Ước lượng hàm mật độ xác suất nhiễu	88
Bảng 3-3. Tham số hệ thống ra-đa cảnh giới 3D sử dụng trong thử nghiệm.....	90
Bảng 3-4. So sánh phương pháp đề xuất với các thuật toán CFAR truyền thống	99

PHẦN MỞ ĐẦU

Tính cấp thiết của đề tài luận án

Trong bối cảnh cuộc Cách mạng công nghiệp lần thứ tư đang thúc đẩy mạnh mẽ quá trình chuyển đổi số và tự động hóa toàn cầu, các hệ thống cảm biến thông minh, đặc biệt là ra-đa (*RADio Detection And Ranging*), ngày càng khẳng định vai trò quan trọng trong cả lĩnh vực quân sự lẫn dân sự. Về phương diện quân sự, tình hình thế giới diễn biến phức tạp với các cuộc xung đột quy mô lớn trải dài từ Châu Âu, Châu Phi đến Trung Đông [1] cho thấy sự chuyển dịch rõ rệt trong hình thái chiến tranh hiện đại: từ chiến tranh truyền thống sang các mô hình tác chiến phi đối xứng, chiến tranh điện tử và sử dụng các phương tiện tác chiến mới như UAV cảm tử, máy bay không người lái, đạn lượn thông minh và các hệ thống tác chiến điện tử tinh vi [2].

Sự phát triển nhanh chóng của các phương tiện tác chiến mới đặt ra yêu cầu cấp thiết về khả năng phát hiện sớm, theo dõi liên tục và phản ứng nhanh với các mục tiêu nhỏ, cơ động, có tiết diện phản xạ thấp trong môi trường nhiễu phức tạp. Các hệ thống ra-đa truyền thống đã bộc lộ nhiều hạn chế về độ tin cậy khi phải đối mặt với tán xạ đa đường trong địa hình rừng núi, đô thị, biển đảo, nhiễu phi tuyến cùng các biện pháp chế áp điện tử chủ động. Trong khi đó, ra-đa phân giải cao (*High Resolution Radar - HRR*) được phát triển nhằm đáp ứng các yêu cầu ngày càng khắt khe về độ chính xác và khả năng phân biệt mục tiêu cỡ nhỏ [3] [4]. Tuy nhiên, chính các đặc tính công nghệ mang lại ưu thế phân giải - băng thông rộng, ăng-ten mảng pha, xử lý đa kênh - đồng thời làm gia tăng mức độ nhạy cảm với nhiễu đa dạng nhiều khác nhau, khiến bài toán xử lý nhiễu trở thành yếu tố then chốt quyết định độ chính xác, độ ổn định và tính khả thi của toàn bộ chuỗi xử lý tín hiệu.

Từ những phân tích trên, việc lựa chọn đề tài nghiên cứu: ***“Nâng cao khả năng lọc nhiễu, cải thiện chất lượng đài Ra-đa phân giải cao”*** là hướng nghiên cứu có tính cấp thiết cao, mang ý nghĩa khoa học và thực tiễn sâu sắc, đặc biệt trong bối cảnh đảm bảo quốc phòng - an ninh của Việt Nam hiện nay.

Lý do chọn đề tài luận án

Việc lựa chọn đề tài xuất phát từ yêu cầu thực tiễn cấp bách trong công tác bảo vệ vùng trời và phát triển công nghệ ra-đa trong nước, tập trung vào hai nhóm nhiệm vụ trọng yếu của ra-đa phân giải cao: giám sát tầm thấp và cảnh giới tầm xa.

Thứ nhất, đối với nhiệm vụ giám sát tầm thấp, ra-đa phân giải cao là công cụ thiết yếu để phát hiện UAV cỡ nhỏ ngày càng phổ biến cho cả mục đích dân sự lẫn quân sự. Tuy nhiên, việc phát hiện chính xác các mục tiêu này gặp nhiều khó khăn do hai dạng nhiễu đặc thù: nhiễu pha nội tại do tín hiệu rò giữa kênh thu-phát trong ra-đa FMCW làm suy giảm khả năng phát hiện drone ở cự ly xa; cùng với nhiễu rời rạc từ chim, phương tiện mặt đất và công trình kiến trúc gây báo động làm với số lượng lớn. Khắc phục các dạng nhiễu này có ý nghĩa quyết định đối với nhiệm vụ bảo vệ sân bay, công trình trọng điểm, biên giới và cảng biển.

Thứ hai, đối với nhiệm vụ quan sát và cảnh giới từ xa, ra-đa phân giải cao phải hoạt động trong môi trường nhiễu hỗn hợp đa nguồn, bao gồm nhiễu địa vật, nhiễu biển và nhiễu khí tượng. Các nguồn nhiễu này chồng chất đồng thời tạo nên nhiễu phi Gaussian và không đồng nhất, khiến các thuật toán CFAR truyền thống không duy trì được xác suất báo động làm ổn định, dẫn đến nguy cơ lọt mục tiêu hoặc báo động làm [5] [6].

Mục tiêu nghiên cứu

Mục tiêu tổng quát của luận án là nghiên cứu và phát triển các phương pháp xử lý nhiễu cho hệ thống ra-đa phân giải cao, nhằm nâng cao khả năng phát hiện, phân loại và theo dõi mục tiêu trong môi trường tác chiến hiện đại. Các mục tiêu cụ thể bao gồm:

- (1) Nghiên cứu và đề xuất giải pháp giảm nhiễu pha trong ra-đa FMCW thông qua tối ưu hóa thiết kế phần cứng ăng-ten có hệ số cách ly cao;
- (2) Xây dựng phương pháp giảm nhiễu rời rạc và phân loại mục tiêu UAV trong môi trường giám sát tầm thấp dựa trên khai thác đặc trưng vi *đóp-le* và mô hình học máy;
- (3) Phát triển phương pháp xử lý đa búp sóng kết hợp phát hiện thích nghi CFAR hai giai đoạn cho ra-đa xung cảnh giới tầm xa, hoạt động hiệu quả trong môi trường nhiễu hỗn hợp, phi Gaussian và không đồng nhất;
- (4) Kiểm chứng các giải pháp đề xuất thông qua mô phỏng và thực nghiệm trên hệ thống ra-đa thực.

Nội dung nghiên cứu

Nội dung nghiên cứu của luận án được triển khai theo ba hướng chính:

Nội dung thứ nhất: Giảm nhiễu pha trong ra-đa FMCW: Phân tích mô hình toán học mô tả ảnh hưởng của nhiễu pha đến tín hiệu tần số phách (beat-frequency) và tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR); xây dựng phương pháp tính toán định lượng hệ số cách ly yêu cầu từ các tham số hệ thống; thiết kế, mô phỏng điện từ, chế tạo và đánh giá thực nghiệm cấu trúc ăng-ten mảng khe ống dẫn sóng tích hợp mặt mở loa và lưới lọc phân cực.

Nội dung thứ hai: Giảm nhiễu rời rạc và phân loại mục tiêu UAV trong ra-đa FMCW: Phân tích đặc trưng *vi Doppler* của *drone* và các đối tượng gây nhiễu (chim, phương tiện mặt đất); xây dựng chuỗi xử lý tích hợp đặc trưng chuyển động, bản đồ giao thông và mô hình học máy để phân tách mục tiêu; đánh giá hiệu năng trên dữ liệu thực nghiệm và so sánh với các phương pháp đã công bố.

Nội dung thứ ba: Xử lý nhiễu hỗn hợp trong ra-đa xung: Thiết kế và xử lý đa búp sóng phát-thu để tối ưu SNR theo điều kiện mục tiêu và môi trường; xây dựng mô hình phát hiện thích nghi dựa trên phân cụm thống kê *HDBSCAN*, xấp xỉ hàm mật độ xác suất bằng đa thức *Bernstein* và *CFAR* cục bộ hai giai đoạn; kiểm chứng trên hệ thống ra-đa cảnh giới 3D.

Đối tượng và phạm vi nghiên cứu

Đối tượng và phạm vi nghiên cứu của luận án là các hệ thống ra-đa phân giải cao thuộc hai nhóm chính là ra-đa điều tần liên tục (FMCW) và ra-đa xung; các loại nhiễu đặc thù trong hoạt động của hai nhóm ra-đa này, bao gồm nhiễu pha nội tại do tín hiệu rò, nhiễu rời rạc từ các đối tượng không phải mục tiêu (chim, phương tiện mặt đất, công trình) và nhiễu hỗn hợp (nhiều địa vật, nhiễu biển, nhiễu khí tượng) có tính phi *Gaussian* và không đồng nhất.

Phương pháp nghiên cứu

Luận án sử dụng cách tiếp cận tích hợp, kết hợp đồng thời bốn nhóm phương pháp nghiên cứu nhằm đảm bảo tính chặt chẽ về lý thuyết và độ tin cậy về thực tiễn của các giải pháp đề xuất:

Phương pháp phân tích lý thuyết và mô phỏng: xây dựng mô hình toán học của

tín hiệu và nhiễu, phân tích cơ chế tác động của các loại nhiễu đến hiệu năng hệ thống; sử dụng các công cụ chuyên dụng để mô phỏng, qua đó kiểm chứng hiệu năng của các giải pháp đề xuất trong nhiều điều kiện nhiễu khác nhau trước khi triển khai thực tế.

Phương pháp thiết kế và chế tạo phần cứng: thiết kế, chế tạo và tích hợp các cấu trúc cao tần, phần cứng mới vào hệ thống ra-đa thực nhằm đánh giá hiệu quả giải pháp.

Phương pháp xử lý tín hiệu kết hợp học máy: ứng dụng các kỹ thuật xử lý thích nghi trong miền thời gian, tần số và không gian, kết hợp khai thác các đặc trưng vật lý của tín hiệu phản xạ (như đặc trưng *vi dop-le*); đồng thời sử dụng các kỹ thuật phân cụm, xấp xỉ thống kê và mô hình học máy để mô hình hóa nền nhiễu và nâng cao độ chính xác phát hiện, phân loại mục tiêu trong môi trường phức tạp.

Phương pháp thực nghiệm: thu thập dữ liệu trên các hệ thống ra-đa thực đang vận hành, đánh giá định lượng hiệu năng các giải pháp đề xuất và so sánh với các phương pháp đã được công bố, qua đó khẳng định tính khả thi và giá trị ứng dụng của luận án.

Ý nghĩa khoa học và thực tiễn

Luận án có ý nghĩa khoa học và thực tiễn rõ nét, thể hiện qua ba đóng góp nổi bật:

Thứ nhất, đối với ra-đa FMCW tầm thấp: luận án đề xuất và kiểm chứng phương pháp giảm nhiễu pha từ hướng tiếp cận thiết kế phần cứng ăng-ten, khắc phục khoảng trống của các nghiên cứu trước đây vốn chủ yếu tập trung vào xử lý ở khối phát hoặc hậu xử lý tín hiệu; đồng thời phát triển chuỗi xử lý tích hợp đặc trưng *vi dop-le* kết hợp học máy để phân loại UAV trong môi trường nhiễu rời rạc đa dạng. Nguyên mẫu ra-đa FMCW tích hợp ăng-ten đề xuất đạt hệ số cách ly đo thực nghiệm 85 dB (cao hơn ăng-ten vi dải truyền thống), phát hiện ổn định mục tiêu DJI Phantom 4 ở cự ly 3,5 km với xác suất phát hiện $P_D = 0,7$ và xác suất báo động lầm $P_{fa} \leq 10^{-4}$. Phương pháp phân loại UAV loại bỏ 97% nhiễu rời rạc và phân loại chính xác 100% drone; đạt tầm phân loại 3,5 km (cắt ngang) và 1,8 km (bay dọc), cải thiện gấp 1,6÷3,2 lần so với ra-đa thương mại tham chiếu Elvira.

Thứ hai, đối với ra-đa xung cảnh giới tầm xa: luận án xây dựng mô hình phát hiện thích nghi dựa trên phân cụm HDBSCAN và xấp xỉ phân bố xác suất bằng đa thức Bernstein, cho phép thích ứng với môi trường nhiễu phi Gaussian, không đồng nhất mà không phụ thuộc vào giả thiết phân bố cho trước. Kết hợp với phương pháp

xử lý đa búp sóng cải thiện SNR khoảng 8 dB (tại cự ly 70 km), phương pháp CFAR hai giai đoạn giảm hơn 90% số báo động lầm so với CA-CFAR truyền thống và đáp ứng yêu cầu xử lý thời gian thực trên ra-đa cảnh giới 3D tầm hoạt động 360 km.

Thứ ba, các kết quả nghiên cứu của luận án: đã được công bố trên 02 tạp chí và 04 hội nghị khoa học uy tín quốc tế, đồng thời được đăng ký 01 sáng chế trong nước. Các giải pháp đề xuất đã được triển khai trên các hệ thống ra-đa đang vận hành, góp phần tự chủ công nghệ quốc phòng và phục vụ nhiệm vụ đảm bảo an ninh quốc gia.

Bố cục của luận án

Luận án được bố cục gồm phần mở đầu, phần nội dung chính, phần kết luận và hướng phát triển. Phần nội dung chính được trình bày trong 03 chương, cụ thể:

Chương 1 - TỔNG QUAN VỀ LỘC NHIỀU RA-ĐA PHÂN GIẢI CAO VÀ XÁC ĐỊNH NỘI DUNG KHOA HỌC CẦN GIẢI QUYẾT TRONG LUẬN ÁN:

Trình bày bối cảnh phát triển của ra-đa phân giải cao, phân loại và phân tích tác động của các loại nhiễu điển hình đến chất lượng phát hiện mục tiêu. Trên cơ sở tổng quan có hệ thống các công trình nghiên cứu trong và ngoài nước, chương xác định khoảng trống khoa học và hình thành ba bài toán nghiên cứu: giảm nhiễu pha trong ra-đa FMCW, xử lý nhiễu rời rạc trong ra-đa FMCW và xử lý nhiễu hỗn hợp trong ra-đa xung.

Chương 2 - ĐỀ XUẤT GIẢI PHÁP GIẢM NHIỀU PHA, NHIỀU RỜI RẠC NÂNG CAO CHẤT LƯỢNG ĐÀI RA-ĐA FMCW: Giải quyết hai bài toán nhiễu pha và nhiễu rời rạc. Đối với nhiễu pha, chương trình bày mô hình toán học ảnh hưởng của nhiễu pha đến tín hiệu tần số phách và SNR, đề xuất giải pháp ăng-ten mảng khe ống dẫn sóng tích hợp bốn cơ chế vật lý (mảng khe, mặt mở loa, khe thành hẹp, lưới lọc phân cực), kèm kết quả thiết kế, mô phỏng, chế tạo và đánh giá thực nghiệm. Đối với nhiễu rời rạc, chương xây dựng cơ sở dữ liệu thực nghiệm, phân tích đặc trưng vi Doppler và đặc điểm chuyển động, đề xuất mô-đun DDDCR tích hợp Random Forest Model, Street Model và Top Model, đánh giá trên dữ liệu thực nghiệm và so sánh với ra-đa Elvira.

Chương 3 - ĐỀ XUẤT GIẢI PHÁP ĐA BÚP SÓNG THÍCH NGHI VÀ CFAR HAI GIAI ĐOẠN, NÂNG CAO CHẤT LƯỢNG PHÁT HIỆN ĐÀI RA-ĐA XUNG:

Giải quyết bài toán xử lý nhiễu hỗn hợp thông qua hai hướng: (1) Thiết kế và xử lý đa búp sóng phát-thu để tối ưu SNR theo điều kiện mục tiêu và môi trường; (2) Xây dựng phương pháp phát hiện thích nghi *CFAR* hai giai đoạn kết hợp phân cụm *HDBSCAN* và xấp xỉ phân bố xác suất bằng đa thức *Bernstein*. Các kết quả được kiểm chứng trên hệ thống ra-đa cảnh giới 3D tầm xa, so sánh với năm thuật toán *CFAR* truyền thống (OS, SOCA, GOCA, VI, PI) và phương pháp học máy.

Chương 1

TỔNG QUAN VỀ LỘC NHIỄU RA-ĐA PHÂN GIẢI CAO VÀ XÁC ĐỊNH NỘI DUNG KHOA HỌC CẦN GIẢI QUYẾT TRONG LUẬN ÁN

Trong *Phần mở đầu*, luận án đã khái quát bối cảnh phát triển của ra-đa phân giải cao, luận giải tính cấp thiết của hướng nghiên cứu chống nhiễu và xác định mục tiêu, đối tượng cũng như phạm vi nghiên cứu tổng thể của đề tài. Tiếp nối và cụ thể hóa các định hướng khái quát đó, *Chương 1* tập trung đi sâu phân tích cơ sở khoa học của bài toán chống nhiễu trong *HRR*, đồng thời tiến hành tổng quan có hệ thống các công trình nghiên cứu đã được công bố trong và ngoài nước; trên cơ sở này, chương xác định rõ các khoảng trống khoa học hiện hữu và hình thành các bài toán nghiên cứu cụ thể mà luận án hướng tới giải quyết.

Nội dung của chương được tổ chức theo trình tự logic đi từ cơ sở lý luận đến đánh giá hiện trạng và tổng kết vấn đề. Trước hết, *Mục 1.1* trình bày cơ sở lý thuyết về phân loại nhiễu trong hệ thống ra-đa, đồng thời phân tích cơ chế tác động của từng loại nhiễu đến hiệu năng của *HRR*, qua đó làm rõ các dạng nhiễu trọng tâm mà luận án tập trung xử lý. Tiếp theo, *Mục 1.2* khảo sát và đánh giá có so sánh các công trình nghiên cứu trong và ngoài nước liên quan đến ba dạng nhiễu đã xác định, phân tích những ưu điểm và hạn chế của từng hướng tiếp cận hiện hành; từ đó, chương chỉ rõ các khoảng trống khoa học còn tồn tại và cụ thể hóa thành ba bài toán nghiên cứu của luận án, đồng thời thiết lập mối liên hệ logic giữa các bài toán này với các chương nội dung tiếp theo là *Chương 2* và *Chương 3*, bảo đảm tính nhất quán và liên mạch trong toàn bộ kết cấu luận án. Cuối cùng, *Mục Kết luận chương* tổng hợp các nội dung chính đã được trình bày trong chương và rút ra những kết luận làm cơ sở triển khai cho các chương tiếp theo.

1.1 Phân loại nhiễu và tác động đến hệ thống ra-đa phân giải cao

1.1.1 Nguyên lý đạt độ phân giải cao và tính nhạy cảm với nhiễu

Ra-đa phân giải cao (*HRR*) [7] [8] đạt được độ phân giải cao theo cả chiều cự ly, góc và vận tốc thông qua ba yếu tố công nghệ cơ bản được triển khai đồng bộ.

Thứ nhất, *HRR* sử dụng tín hiệu băng thông rộng; trong đó các ra-đa xung hiện đại áp dụng kỹ thuật nén xung với các dạng điều chế tần số tuyến tính (*LFM*) hoặc mã pha, còn ra-đa điều tần liên tục (*FM CW*) sử dụng tín hiệu tần số băng rộng kết hợp phân tích tần số tần số phách để xác định đồng thời cự ly và vận tốc mục tiêu. Thứ hai, *HRR* sử dụng các cấu trúc phần cứng tiên tiến như ăng-ten mảng pha chủ động (*AESA*), cho phép điều khiển búp sóng điện tử linh hoạt và hình thành đồng thời nhiều búp sóng độc lập, qua đó nâng cao độ phân giải góc và khả năng theo dõi đa mục tiêu. Thứ ba, *HRR* tích hợp các kỹ thuật xử lý tín hiệu hiện đại như xử lý không gian-thời gian, lọc thích nghi theo môi trường và phát hiện thích nghi, cho phép trích xuất thông tin mục tiêu chi tiết về cả đặc trưng hình học lẫn động học.

Tuy nhiên, chính các đặc điểm công nghệ mang lại ưu thế phân giải cao lại làm gia tăng mức độ nhạy cảm của hệ thống với nhiễu. Cụ thể: việc mở rộng băng thông tỉ lệ thuận với công suất nhiễu nhiệt thu được, đồng thời gia tăng nguy cơ nhiễu xuyên phổ từ các hệ thống truyền thông lân cận như *5G*, *Wi-Fi*; việc sử dụng búp sóng hẹp làm gia tăng độ nhạy với sai lệch pha và hiệu ứng phản xạ đa đường; các cấu hình đa kênh (*MIMO*, đa búp sóng) đặt ra thách thức về nhiễu chéo giữa các kênh và yêu cầu đồng bộ nghiêm ngặt. Vì vậy, bài toán xử lý nhiễu trong *HRR* mang tính quyết định đối với độ chính xác, độ ổn định và tính khả thi của toàn bộ chuỗi xử lý, từ phát hiện đến nhận dạng mục tiêu.

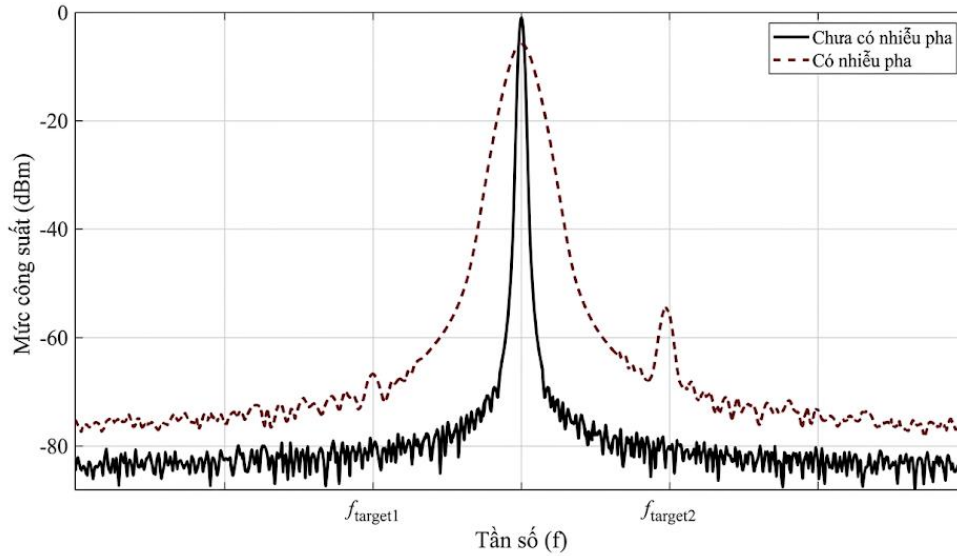
1.1.2 Phân loại nhiễu theo nguồn gốc

Trong hệ thống ra-đa, tín hiệu thu luôn bao gồm tín hiệu mục tiêu kèm theo các thành phần nhiễu không mong muốn. Căn cứ vào nguồn gốc phát sinh, nhiễu trong ra-đa được phân thành ba loại chính:

a. Tạp nội bộ (nhiều pha)

Loại nhiễu đầu tiên và cũng là yếu tố nội tại khó loại bỏ nhất bắt nguồn từ chính bên trong hệ thống ra-đa. Trong các thành phần tạp nội bộ, nhiễu pha là dạng nhiễu đặc biệt quan trọng đối với ra-đa phân giải cao. Về bản chất, nhiễu pha phát sinh từ các dao động ngẫu nhiên nhỏ trong pha của tín hiệu sóng mang, gây bởi sự bất ổn định của bộ tạo dao động nội (*LO*) và các tầng nhân tần. Biểu hiện trực tiếp của nhiễu

pha là sự xuất hiện các thành phần phổ phụ xung quanh tần số trung tâm, nâng cao mức nền nhiễu và thu hẹp dải động của hệ thống [9] (Hình 1-1).



Hình 1-1. Nhiễu pha trong phổ tín hiệu phát của đài ra-đa

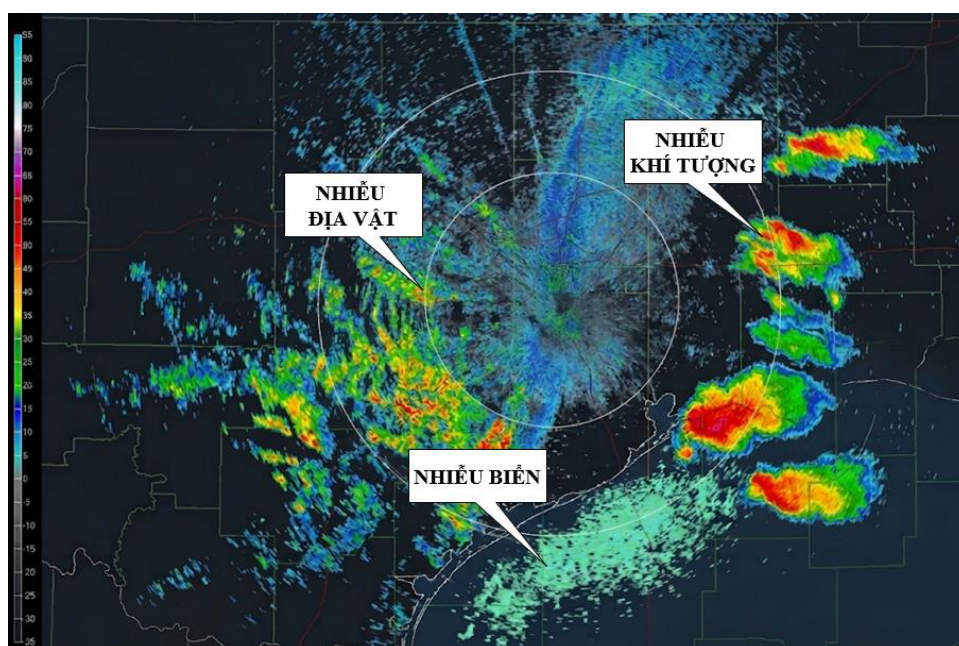
Tác động của nhiễu pha thể hiện khác nhau tùy theo cấu hình ra-đa. Đối với ra-đa xung, nhiễu pha chủ yếu ảnh hưởng tại khối thu trong quá trình trộn tần với tín hiệu dao động nội: các thành phần pha ngẫu nhiên của LO được chuyển trực tiếp vào phổ tín hiệu phản xạ, làm mở rộng phổ *đốp-le* của mục tiêu và che khuất các mục tiêu yếu nằm ở lân cận các mục tiêu mạnh [10]. Đối với ra-đa *FMCW*, nhiễu pha nghiêm trọng hơn do nguyên lý hoạt động đặc thù: tín hiệu thu được trộn trực tiếp với tín hiệu phát để tạo tín hiệu tần số phách, do đó sự không tương quan pha giữa hai tín hiệu (do trễ thời gian truyền sóng) gây ra thành phần nhiễu dư trong phổ tín hiệu tần số phách. Nghiên cứu [11] chỉ ra rằng hiệu ứng này có thể làm mức nhiễu tại tần số trung gian (IF) tăng tới 6 dB so với nhiễu pha gốc; đồng thời, mức nhiễu pha còn tăng theo quy luật $20 \cdot \log_{10}(N)$ với N là hệ số nhân tần, khiến các ra-đa *FMCW* hoạt động ở tần số cao đặc biệt nhạy cảm với loại nhiễu này.

Như vậy, nhiễu pha đặt ra giới hạn cơ bản đối với độ nhạy, độ phân giải và dải động của hệ thống ra-đa, đặc biệt trong các kịch bản phát hiện mục tiêu có tiết diện phản xạ nhỏ (*RCS* thấp), chính là nhóm mục tiêu trọng tâm mà ra-đa phân giải cao hướng đến.

b. Nhiễu tiêu cực (nhiều môi trường)

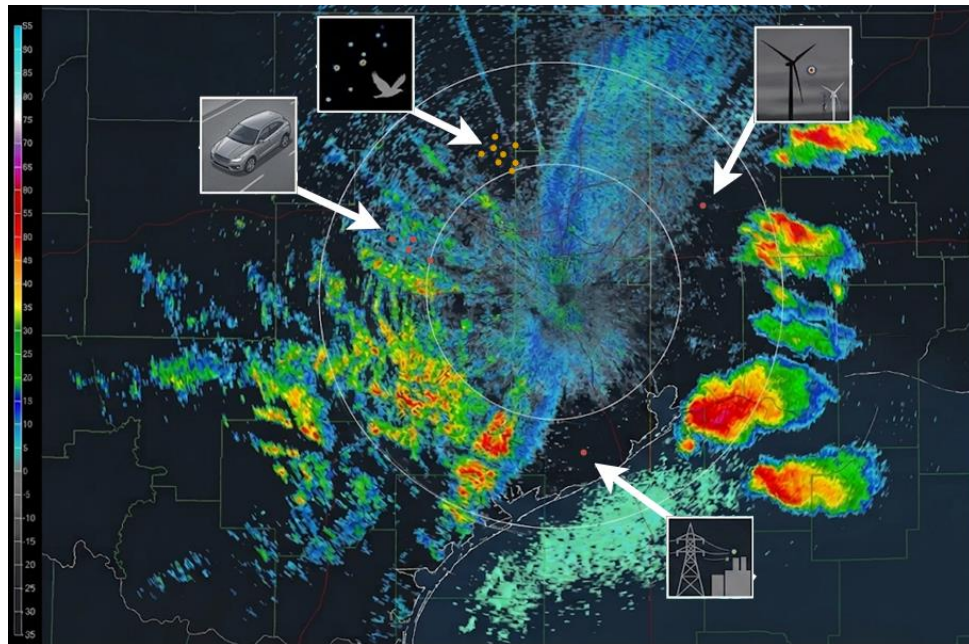
Khác với tạp nội bộ bắt nguồn từ bên trong hệ thống, nhiễu cực phát sinh từ môi trường bên ngoài khi tín hiệu ra-đa phản xạ trên các vật thể hoặc bề mặt không phải mục tiêu. Đây là loại nhiễu có ảnh hưởng chi phối trong thực tế vận hành, bởi cường độ và đặc tính thống kê của nó biến đổi mạnh theo điều kiện địa hình, thời tiết và kịch bản triển khai. Nhiễu cực được chia thành hai nhóm chính theo nguồn gốc.

Nhóm thứ nhất là nhiễu cực tự nhiên, phát sinh khi tín hiệu ra-đa phản xạ trên các bề mặt và đối tượng tự nhiên trong môi trường. Xét theo đặc tính không gian, nhóm này gồm hai dạng chính: (1) Nhiễu bề mặt phản xạ từ mặt đất và địa hình, đặc biệt mạnh trong các vùng đồi núi và đô thị, cùng với phản xạ từ mặt biển có đặc tính thống kê biến đổi phức tạp theo trạng thái sóng biển và góc tới và (2) Nhiễu thể tích phản xạ từ các hiện tượng khí tượng như mưa, mây, sương mù [12], [13] (Hình 1-2).



Hình 1-2. Nhiễu phản xạ từ mặt đất, mặt biển và khí tượng trên màn hình ra-đa

Bên cạnh hai dạng nhiễu phân bố rộng này, trong môi trường tự nhiên còn tồn tại các nguồn nhiễu rời rạc điểm (Hình 1-3), các đối tượng riêng lẻ có tiết diện phản xạ tập trung như chim, côn trùng [14] và các cấu trúc cố định (tòa nhà, cối xay gió, cột điện) [15]. Khác với nhiễu bề mặt và nhiễu thể tích vốn tạo ra nền nhiễu phân bố liên tục, nhiễu rời rạc điểm tạo ra các đỉnh phản xạ cục bộ có cường độ mạnh và đặc trưng đốm-le riêng biệt, rất dễ bị nhầm lẫn với mục tiêu thực.



Hình 1-3. Nhiễu rời rạc trên màn hình ra-đa

Nhóm thứ hai là nhiễu tiêu cực có tổ chức, được tạo ra có chủ đích nhằm đánh lừa hệ thống ra-đa, bao gồm các phương tiện như mìn nhử, phản xạ góc và các dạng mục tiêu giả khác [16]. Về bản chất, các phương tiện này cũng hoạt động theo nguyên lý phản xạ thụ động giống nhiễu tiêu cực tự nhiên, nhưng được thiết kế tối ưu về kích thước, hình dạng và vật liệu để tạo ra tín hiệu phản xạ có đặc tính tương tự mục tiêu thật, đây chính là dạng nhiễu rời rạc điểm được tạo ra có chủ đích, với mức độ đánh lừa cao hơn so với các nguồn tự nhiên.

c. Nhiễu tích cực

Nhiễu tích cực là nhiễu được tạo ra bằng các nguồn năng lượng điện từ bên ngoài, bao gồm nhiễu tích cực có tổ chức (từ các máy phát gây nhiễu) và nhiễu tích cực tự nhiên (từ các đài ra-đa lân cận hoặc thiết bị điện khác).

Từ kết quả phân tích nhiễu ở trên, luận án xác định phạm vi nghiên cứu theo hai hướng, mỗi hướng gắn với một cấu hình ra-đa và nhóm nhiễu đặc thù:

Hướng thứ nhất - Xử lý nhiễu pha và nhiễu rời rạc trong ra-đa FMCW: Ra-đa FMCW có đặc thù thiết kế nhỏ gọn, ăng-ten thu-phát bố trí gần nhau, khiến tín hiệu rò rỉ từ kênh phát sang kênh thu gây nhiễu pha nội tại, nâng cao mức nền nhiễu trong phổ tín hiệu tần số phách và làm suy giảm khả năng phát hiện mục tiêu có RCS

nhỏ ở cự ly xa. Đồng thời, trong ứng dụng giám sát tầm thấp, hệ thống phải phát hiện *drone* (RCS cỡ $0,01 \text{ m}^2$) giữa nền nhiễu rời rạc từ chim ($RCS 1\div 100 \text{ cm}^2$), phương tiện giao thông và công trình kiến trúc, các đối tượng có tiết diện phản xạ và đặc trưng *đốp-le* tương đồng với mục tiêu, gây báo động lầm ở quy mô lớn. Luận án nghiên cứu giải pháp giảm nhiễu pha thông qua nâng cao hệ số cách ly thu-phát ngay từ khâu thiết kế phần cứng ăng-ten, đồng thời khai thác đặc trưng *vi đốp-le* và đặc điểm chuyển động để phân biệt mục tiêu *drone* với nhiễu rời rạc trong môi trường hỗn hợp.

Hướng thứ hai - Xử lý nhiễu hỗn hợp và phát hiện thích nghi trong ra-đa xung: Ra-đa xung cảnh giới tầm xa hoạt động trong môi trường nhiễu tiêu cực đa nguồn: nhiễu địa vật, nhiễu biển và nhiễu khí tượng thường chồng chất đồng thời, tạo nên nhiễu hỗn hợp phi *Gaussian*, không đồng nhất theo không gian và biến đổi theo thời gian. Các thuật toán *CFAR* truyền thống giả định nền nhiễu đồng nhất nên không duy trì được xác suất báo động lầm ổn định trong điều kiện này. Luận án nghiên cứu kết hợp xử lý đa búp sóng nhằm nâng cao SNR với phương pháp phát hiện *CFAR* thích nghi có khả năng tự điều chỉnh theo đặc tính nhiễu thay đổi, đồng thời đáp ứng ràng buộc xử lý thời gian thực.

1.2 Tổng quan về các công trình nghiên cứu và thiết lập các bài toán cần giải quyết trong luận án

Trên cơ sở ba dạng nhiễu trọng tâm đã được xác định ở Mục 1.1.2, phần này trình bày tổng quan có hệ thống các công trình nghiên cứu trong và ngoài nước liên quan đến từng bài toán nhiễu. Đối với mỗi hướng nghiên cứu, luận án phân tích các kết quả đã đạt được, các hạn chế còn tồn tại, từ đó xác định khoảng trống khoa học và hình thành bài toán nghiên cứu tương ứng.

1.2.1 Các nghiên cứu về giảm nhiễu pha trong ra-đa *FMCW*

Để kiểm soát và hạn chế nhiễu pha trong hệ thống ra-đa *FMCW* [17], nhiều nghiên cứu đã đề xuất các giải pháp tiếp cận khác nhau [18] [19] [20] [21].

Chen và Niknejad (2024) [18] giới thiệu kỹ thuật triệt tiêu nhiễu rò rỉ trong miền *RF* bằng cách phối hợp *TX/Replica IQ-Mixer* và bộ cộng *Wilkinson*. Bằng cách tạo tín hiệu bù ngược pha 180° tại đầu vào bộ thu (*RX*), phương pháp này đạt hiệu quả

triệt tiêu nhiễu rò rỉ $>20\text{ dB}$, giúp cải thiện độ nhạy thêm $10 \div 15\text{ dB}$ và mở rộng dải động cho việc phát hiện mục tiêu cự ly gần. Tuy nhiên, để duy trì hiệu suất, hệ thống yêu cầu độ chính xác khắt khe với sai số pha $<1^\circ$ và biên độ $<0,5\text{ dB}$. Mặc dù tối ưu hóa được nhiễu pha và nhiễu $1/f$ ở tần số thấp, việc tích hợp cấu trúc *replica* này làm tăng diện tích chip và tiêu thụ năng lượng từ 25% đến 30%, gây khó khăn cho các ứng dụng công suất thấp.

Junhyeong Park (2017) [22] đề xuất kỹ thuật chuyển đổi hạ tần sử dụng *oversampling* ($N = 4$) để dịch tần số tần số phách của tín hiệu rò ra khỏi dải phổ mục tiêu, kết hợp với bộ dao động số (NCO) để triệt tiêu thành phần rò. Kết quả thực nghiệm cho thấy mức cải thiện nền nhiễu đạt từ $2,1\text{ dB}$ ở vùng cự ly xa đến $7,0\text{ dB}$ ở vùng cự ly gần [22]. Toàn bộ quá trình xử lý được thực hiện trên nền tảng DSP mà không cần phần cứng bổ sung, tuy nhiên phụ thuộc vào tín hiệu rò có công suất chiếm ưu thế và yêu cầu tốc độ lấy mẫu cao (gấp 4 lần tốc độ Nyquist), kéo theo chi phí bộ số hóa tăng đáng kể.

Weyer (2018) triển khai bộ tổng hợp tần số FMCW dựa trên kiến trúc ADPLL tích hợp bộ chuyển đổi thời gian-số (TDC) định dạng nhiễu *delta sigma* bậc ba. Kỹ thuật này đẩy nhiễu lượng tử hóa ra xa tần số trung tâm, giúp hệ thống đạt mức nhiễu pha nội dải -115 dBc/Hz (tại offset 1 MHz) và hỗ trợ độ dốc quét tần (tần số *slope*) cực đại $173\text{ MHz}/\mu\text{s}$. Tuy nhiên, việc hiện thực hóa bộ TDC bậc cao trên tiến trình CMOS 65 nm khiến diện tích lõi chiếm $0,86\text{ mm}^2$ và tiêu thụ công suất $39,6\text{ mW}$, đồng thời yêu cầu thuật toán hiệu chỉnh phức tạp để duy trì sai số tần số RMS dưới 824 kHz .

Kashif Siddiqua và cộng sự (2019) [11] đã đề xuất mô hình tối ưu hóa bộ tổng hợp tần số PLL nhằm cân bằng giữa băng thông vòng lặp và đặc tính nhiễu pha. Phương pháp này cho phép kiểm soát nhiễu pha đạt mức -85 dBc/Hz tại tần số offset 100 kHz , giúp cải thiện tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) từ $3 \div 5\text{ dB}$, từ đó gia tăng đáng kể khả năng phát hiện mục tiêu có diện tích phản xạ (RCS) nhỏ. Tuy nhiên, việc siết chặt kiểm soát nhiễu pha đòi hỏi quy trình chế tạo phức tạp và tạo ra sự đánh đổi trực tiếp về mặt hệ thống: khi băng thông quét (*sweep bandwidth*) bị giới hạn từ 4 GHz xuống 2 GHz , độ phân giải khoảng cách sẽ bị suy giảm từ $3,75\text{ cm}$ lên $7,5\text{ cm}$. Đây chính là giới hạn

kỹ thuật cần giải quyết để duy trì độ chính xác cao trong các ứng dụng ra-đa dải rộng.

Rezaei và Mohammadpour-Aghdam (2020) [23] đã đề xuất phương pháp hậu xử lý dựa trên việc giải bài toán ngược (*inverse problem*) để triệt tiêu nhiễu pha trong ra-đa *FMCW*. Bằng cách sử dụng cấu trúc phần cứng hai nhánh gồm một kênh thu chính và một kênh tham chiếu qua đường trễ (*delay-line*), thuật toán cho phép ước lượng chính xác nhiễu pha tức thời và giảm sản nhiễu hệ thống thêm $15 \div 20 \text{ dB}$. Tuy nhiên, phương pháp này tồn tại những hạn chế đáng kể về mặt triển khai: hệ thống yêu cầu sự đồng bộ khắt khe giữa bộ *ADC* và đường trễ vật lý, đồng thời khối lượng tính toán cực lớn khi giải bài toán ngược đòi hỏi bộ xử lý *DSP/FPGA* hiệu năng cao.

Ken B. Cooper và cộng sự (2021) [24] đã đề xuất phương pháp triệt tiêu nhiễu pha bằng cách khai thác tính đối xứng của phổ nhiễu quanh tần số trung tâm của tín hiệu phách (*beat-frequency signal*). Bằng kỹ thuật xử lý tín hiệu số (*DSP*) để thực hiện phép khử đồng pha giữa hai nửa phổ đối xứng, phương pháp này đạt được mức cải thiện dải động (*dynamic range*) lên đến 18 dB và giảm sản nhiễu xuống mức gần với giới hạn nhiễu nhiệt (*thermal noise floor*). Tuy nhiên, hiệu quả của giải pháp này bị hạn chế bởi yêu cầu khắt khe về tính đối xứng lý tưởng của phổ nhiễu pha-điều vốn thường bị phá vỡ do hiện tượng phi tuyến tính của bộ tạo dao động nội (*LO*). Bên cạnh đó, việc thực hiện các phép toán phức tạp trên miền tần số đòi hỏi bộ vi xử lý *DSP* có công suất tiêu thụ lớn và hiệu năng cao, trực tiếp làm tăng chi phí phần cứng và giá thành tổng thể của hệ thống ra-đa.

El-Awamry và cộng sự (2025) [25] đã thiết lập mô hình phân tích toàn diện về tác động của nhiễu pha lên độ chính xác ước lượng khoảng cách trong hệ thống ra-đa sử dụng hài bậc cao của tín hiệu điều chế. Bằng cách kết hợp bộ tổng hợp tần số *PLL* và *DDS* để tạo tín hiệu phát có độ tinh khiết phổ cao, nghiên cứu đã chứng minh rằng việc kiểm soát nhiễu pha giúp giảm sai số đo khoảng cách xuống mức milimet ngay cả trong các kịch bản *SNR* thấp. Kết quả thực nghiệm xác nhận hệ thống đạt độ lệch chuẩn sai số khoảng cách (*RMSE*) chỉ khoảng $1,2 \text{ mm}$ tại khoảng cách 5 m với băng thông hiệu dụng được mở rộng nhờ kỹ thuật khai thác hài bậc cao. Tuy nhiên, phương pháp này đối mặt với thách thức lớn về mặt triển khai khi yêu cầu sự phối hợp chặt chẽ giữa phần cứng *RF*

băng thông rộng và thuật toán xử lý tín hiệu số liên tục trong thời gian thực. Việc duy trì độ ổn định pha giữa các bậc hài không chỉ làm tăng độ phức tạp của bộ lọc mà còn đòi hỏi tài nguyên tính toán lớn để hiệu chỉnh các sai số phi tuyến phát sinh, gây khó khăn cho việc tích hợp trên các thiết bị ra-đa cầm tay hoặc công suất thấp.

Khoảng trống và bài toán nghiên cứu thứ nhất: *Giảm nhiễu pha trong ra-đa FMCW.* Từ tổng quan các nghiên cứu liên quan có thể nhận thấy, bài toán giảm nhiễu pha trong ra-đa FMCW đã được tiếp cận theo nhiều hướng: tối ưu nguồn tín hiệu phát [11], [25], thiết kế bộ dao động có độ ổn định pha cao, xử lý tín hiệu số hậu kỳ [22], [23], [24] hoặc sử dụng mạch bù tín hiệu rò [18]. Mặc dù các giải pháp này đạt hiệu quả đáng kể, phần lớn đều làm gia tăng độ phức tạp của hệ thống cả về phần cứng lẫn thuật toán xử lý. Đặc biệt, các nghiên cứu hiện nay chủ yếu tập trung vào xử lý ở khối phát hoặc hậu xử lý tín hiệu, trong khi hướng tiếp cận từ thiết kế ăng-ten nhằm nâng cao hệ số cách ly giữa kênh thu-phát, qua đó hạn chế trực tiếp tín hiệu rò gây nhiễu pha, vẫn chưa được khai thác một cách hệ thống và đầy đủ. Đây là một khoảng trống nghiên cứu có ý nghĩa, đặc biệt trong bối cảnh yêu cầu giảm thiểu độ phức tạp và nâng cao khả năng tích hợp của các hệ thống ra-đa FMCW hiện đại.

Bài toán nghiên cứu thứ nhất: *Xây dựng và tối ưu cấu trúc ăng-ten thu-phát có hệ số cách ly cao cho ra-đa FMCW nhằm giảm thiểu nhiễu pha do tín hiệu rò, đồng thời đảm bảo các yêu cầu về đặc tính bức xạ và khả năng tích hợp hệ thống mà không làm gia tăng đáng kể độ phức tạp phần cứng. Nội dung này được trình bày chi tiết trong Chương 2, Mục 2.1.*

1.2.2 Các nghiên cứu về xử lý nhiễu rời rạc trong ra-đa FMCW

Trong lĩnh vực ra-đa giám sát tầm thấp phát hiện UAV, các nghiên cứu liên quan chủ yếu tập trung vào hai hướng: (1) triệt nhiễu rời rạc từ các đối tượng không mong muốn như chim, côn trùng, phương tiện mặt đất; (2) tách biệt tín hiệu của mục tiêu drone khỏi nhiễu rời rạc dựa trên các đặc trưng về phổ, pha, vận tốc hoặc học máy.

Về triệt nhiễu rời rạc: Martin và Shapiro [26] đề xuất phương pháp phân biệt chim và côn trùng dựa trên kết hợp ước lượng diện tích phản xạ hiệu dụng (RCS dao động $1 \div 100 \text{ cm}^2$ đối với chim, $10^{-3} \div 1 \text{ cm}^2$ đối với côn trùng), mật độ mục tiêu (chim

$\sim 5 \times 10^{-6}/m^3$, côn trùng $\sim 10^{-3}/m^3$) và đặc trưng vận tốc (chim $10 \div 15 m/s$, côn trùng nhỏ hơn $6 m/s$) [26]. Zaugg và cộng sự [27] sử dụng đặc trưng dao động vỗ cánh với 67 đặc trưng phổ thời gian-tần số kết hợp bộ phân loại SVM để nhận dạng mục tiêu chim. Wei-Kun He và cộng sự [28] đề xuất quy trình xử lý hai tầng kết hợp bản đồ nhiễu (CFAR) và thuật toán K-SVD để loại bỏ phản xạ từ trang trại gió. Jatau và cộng sự (2021) [29] khai thác đặc trưng phân cực ($Z_{DR}, \Phi_{DP}, \rho_{HV}$) từ ra-đa thời tiết để phân biệt chim và côn trùng. Liu và cộng sự [30] sử dụng mô hình tối ưu hóa ma trận bậc thấp và ma trận thưa để tách nhiễu rời rạc từ công trình kiến trúc (như nhà cao tầng), cùng các nghiên cứu khác như [31].

Về tách drone khỏi nhiễu rời rạc: Nghiên cứu [32] sử dụng mô hình *Naïve Bayes* kết hợp *LSTM* để phân loại chuỗi tín hiệu Doppler, đạt độ chính xác tới 100% trong một số kịch bản nhưng yêu cầu số lượng lớn băng Doppler (lên đến 200 băng), dẫn đến chi phí tính toán cao và khó áp dụng trong thời gian thực đối với ra-đa cảnh giới. Nghiên cứu [33] sử dụng ảnh vi Doppler với 50.000 mẫu thuộc bốn lớp (UAV, chim, nhiễu rời rạc, nhiễu hệ thống) và mạng *CNN* (*GoogLeNet*, *Series Network*), đạt độ chính xác lần lượt 98,74% và 94,42%, nhưng yêu cầu chiếu xạ liên tục 0,4s không phù hợp với ra-đa cảnh giới có chu kỳ quét liên tục và thời gian chiếu xạ ngắn. Liu và cộng sự [34] sử dụng *Random Forest* dựa trên 5 đặc trưng động học sau khi hình thành quỹ đạo, đạt độ chính xác 85% nhưng không xử lý nhiễu từ phương tiện mặt đất (ô tô, xe máy); hơn nữa, dữ liệu chim chỉ được thu thập trong tháng 09 - 10/2019 trùng mùa di cư [35], có thể gây thiên lệch trong xây dựng mô hình.

Khoảng trống và bài toán nghiên cứu thứ hai: Giảm nhiễu rời rạc trong ra-đa FMCW. Các nghiên cứu gần đây về triệt nhiễu rời rạc cho thấy phần lớn các phương pháp tập trung vào bài toán phát hiện và phân biệt mục tiêu sinh học, đặc biệt là chim [26], [27], [29], và chưa được thiết kế trực tiếp cho bài toán phát hiện *drone* trong môi trường thực tế phức tạp. RCS của chim dao động $1 \div 100 cm^2$, tương đương với RCS của *drone*, dẫn đến khó khăn phân biệt dựa trên tín hiệu phản xạ đơn thuần. Các phương pháp [27], [33] yêu cầu ra-đa cố định hoặc chiếu xạ liên tục, không phù hợp với kiến trúc ra-đa cảnh giới. Phương pháp [29] sử dụng ra-đa phân cực gây phức tạp

phần cứng, [32] yêu cầu số lượng băng tần lớn gây áp lực tính toán. Đáng chú ý, các công trình hiện tại hầu như chưa xem xét đầy đủ ảnh hưởng của nhiễu từ phương tiện mặt đất như ô tô, xe máy - vốn xuất hiện phổ biến trong môi trường ra-đa cảnh giới.

Bài toán nghiên cứu thứ hai: *Xây dựng phương pháp giảm nhiễu rời rạc trong ra-đa FMCW dựa trên khai thác đặc trưng chuyển động và vi Doppler, cho phép phân tách hiệu quả mục tiêu drone khỏi các đối tượng gây nhiễu đa dạng (chim, phương tiện mặt đất) trong điều kiện vận hành thực tế, với chi phí tính toán hợp lý và không đòi hỏi thay đổi phức tạp về phần cứng. Nội dung này được trình bày chi tiết trong Chương 2, Mục 2.2.*

1.2.3 Các nghiên cứu về xử lý nhiễu hỗn hợp trong ra-đa xung

Các phương pháp xử lý nhiễu hỗn hợp trên ra-đa xung [17] có thể được phân thành bốn nhóm chính:

a. Thuật toán xử lý trên miền tần số

MTI [36] sử dụng bộ triệt nhiễu một chu kỳ để loại bỏ mục tiêu tĩnh nhưng hạn chế với mục tiêu di chuyển chậm. MTD [37] kết hợp bộ lọc Doppler và CFAR, khắc phục một phần hạn chế này. Các nghiên cứu [38], [39] áp dụng biến đổi wavelet rời rạc để cải thiện triệt nhiễu, tuy nhiên hiệu suất bị giới hạn trong hệ thống có tần số lặp xung thấp.

b. Thuật toán CFAR và các biến thể

CFAR với phân bố nhiễu Gaussian: Nhiều biến thể CFAR [40] [41] đã được phát triển nhằm thích ứng với các đặc tính nền nhiễu khác nhau. CA-CFAR [42] sử dụng trung bình các ô nhiễu xung quanh ô kiểm tra để xác định ngưỡng, hoạt động tốt trong môi trường đồng nhất nhưng suy giảm hiệu năng khi nền nhiễu không đồng nhất. OS-CFAR [43] dùng thống kê thứ tự, cho kết quả tốt hơn trong điều kiện nhiễu mục tiêu giao thoa hoặc nhiễu biến, nhiễu khí tượng [44]. GO-CFAR và SO-CFAR [45] lựa chọn ngưỡng dựa trên phía có mức nhiễu cao hơn hoặc thấp hơn, phù hợp với vùng chuyển tiếp nền nhiễu nhưng dễ sai số khi cấu trúc nhiễu bất đối xứng. TM-CFAR [46] loại bỏ các phần tử ngoại lai trong vùng tham chiếu trước khi tính trung bình, hiệu quả trong môi trường có nhiễu cục bộ mạnh nhưng khó tối ưu số phần tử

cần loại bỏ. *GM-CFAR* [47] dùng trung bình hình học, nhạy hơn với biến động tỷ lệ mức nhiễu (phù hợp phân bố *Pareto*) nhưng kém hiệu quả trong nền đồng nhất. Nghiên cứu [48] mở rộng theo hướng mô hình hóa quan hệ giữa hệ số tỷ lệ ngưỡng và xác suất báo động lằm trong không gian hai chiều cự ly-độ-lẻ cho ra-đa *DDMA FMCW MIMO*, cho phép nội suy ngưỡng thích ứng tại từng vị trí lưới theo đặc trưng nhiễu không đồng nhất.

CFAR với phân bố nhiễu phi Gaussian: Đối với nhiễu phi *Gaussian*, các công trình đã đề xuất *CFAR* dựa trên phân bố *Weibull*, *K-distribution*, *Gamma* và *compound-Gaussian* với *texture GIG*. Công trình của Rifkin [49] là một trong những nghiên cứu sớm đưa ra mô hình *CFAR* dựa trên nền nhiễu *Weibull*. Tiếp nối hướng này, Xiangwei Meng (2013) [50] đã phân tích hiệu năng của bộ phát hiện *OS-CFAR* kết hợp tích phân nhị phân trong điều kiện nền nhiễu đồng nhất và không đồng nhất theo *Weibull* với tham số dạng dao động từ 0,5 đến 2,0. Kết quả thực nghiệm xác nhận rằng việc sử dụng quy tắc tích phân *M/N* giúp cải thiện xác suất phát hiện từ 15% đến 25% so với phương pháp xử lý đơn xung truyền thống trong điều kiện *SNR* thấp. Tuy nhiên, hiệu năng của hệ thống phụ thuộc chặt chẽ vào việc ước lượng chính xác tham số *Weibull* và lựa chọn ngưỡng tích phân tối ưu; nếu cấu hình không phù hợp, báo động lằm có thể tăng vọt tại các vùng ranh giới nhiễu không đồng nhất, gây áp lực tính toán lớn cho bộ xử lý tín hiệu khi phải duy trì ngưỡng thích nghi liên tục.

Đối với môi trường nhiễu nền có phân bố *K*, Yanwei Xu và cộng sự (2015) [51] đã đề xuất bộ phát hiện *FSNF-CFAR* (*Fuzzy Statistical Normalization Fuzzy CFAR*) kết hợp chuẩn hóa thống kê và logic mờ (*fuzzy soft decision*) để xử lý nhiễu nền phân bố *K*. Kết quả mô phỏng cho thấy thuật toán này cải thiện xác suất phát hiện từ 5% đến 12% so với các bộ *CA-CFAR* và *OS-CFAR* truyền thống trong điều kiện nền nhiễu không đồng nhất có độ nhấp nhô (*spikiness*) cao. Ưu điểm vượt trội của *FSNF-CFAR* là khả năng cung cấp mức độ thành viên (*membership degree*) giúp tối ưu hóa việc hợp nhất dữ liệu, tuy nhiên, việc thiết lập các hàm mờ đòi hỏi thông tin chính xác và khối lượng tính toán tăng thêm khoảng 20÷30% so với các thuật toán thống kê truyền thống.

Đối với nền nhiễu phân bố *Gamma*, Wei Zhou và cộng sự (2018) [52] đã đề xuất bộ phát hiện *MLG-CFAR* (*Maximum Likelihood Gamma CFAR*) dựa trên phương pháp ước lượng khả năng tối đa (*MLE*). Kết quả thực nghiệm cho thấy *MLG-CFAR* duy trì tính chất *CFAR* ổn định với tham số tỷ lệ và đạt xác suất phát hiện cao hơn khoảng $1,5 \div 2,5$ dB về lợi suất *SNR* so với bộ phát hiện *CA-CFAR* và *OS-CFAR* trong điều kiện nền đồng nhất. Đặc biệt, trong kịch bản đa mục tiêu, *MLG-CFAR* giảm thiểu hiện tượng che lấp (*masking effect*) với độ lệch ngưỡng thấp hơn đáng kể so với các phương pháp truyền thống. Tuy nhiên, nhược điểm của phương pháp là độ phức tạp tính toán cao do phải giải phương trình hợp lý cực đại (*log-likelihood*) chứa hàm *digamma*, gây khó khăn cho việc xử lý dòng dữ liệu tốc độ cao nếu không có các cấu trúc phần cứng chuyên dụng để xấp xỉ hàm số.

Một mở rộng quan trọng trong xử lý *CFAR* dưới nền nhiễu phi *Gaussian* được trình bày trong [53], trong đó nền nhiễu được mô hình hóa theo cấu trúc *Gaussian* tổ hợp (*compound-Gaussian*), trong đó thành phần biến thiên cường độ (*texture*) được mô hình hóa theo phân bố *GIG* (*Generalized Inverse Gaussian*). Trên cơ sở kiểm định tỷ số khả năng tổng quát hai bước (*two-step GLRT*), tác giả xây dựng bộ phát hiện tối ưu trong đó tham số *texture* được ước lượng theo cực đại khả năng (*MLE*) thông qua nghiệm của phương trình phi tuyến có chứa hàm *Bessel* sửa đổi loại hai K_ν . Do việc tính trực tiếp các hàm *Bessel* bậc cao làm tăng đáng kể độ phức tạp (đặc biệt khi phải lặp để giải *MLE* cho từng ô kiểm tra), bài báo đề xuất một cấu trúc gần tối ưu là bộ lọc α -*MF* (α *matched filter*), trong đó hệ số α được chọn để xấp xỉ nghiệm tối ưu của *GLRT*. Cách tiếp cận này loại bỏ nhu cầu tính toán hàm *Bessel* và giảm số phép lặp, giúp giảm chi phí tính toán xuống mức phù hợp cho xử lý gần thời gian thực. Kết quả mô phỏng trong [53] cho thấy bộ lọc α -*MF* đạt hiệu năng gần tối ưu, với suy hao nhỏ hơn khoảng $0,5$ dB so với *GLRT* tại $P_d = 0,9$, $P_{fa} = 10^{-4}$, đồng thời vẫn duy trì tính chất *CFAR* theo ma trận hiệp phương sai *speckle* và véc-tơ Doppler. Tuy nhiên, phương pháp vẫn phụ thuộc vào ước lượng tham số của phân bố *GIG* và ma trận hiệp phương sai, nên độ chính xác có thể suy giảm khi số mẫu huấn luyện hạn chế hoặc môi trường nhiễu biến đổi nhanh; ngoài ra, việc lựa chọn tham số α tối

ưu gặp khó khăn, thường phải hiệu chỉnh thực nghiệm.

CFAR kết hợp kiểm định thống kê: *HCE-CFAR* (*Heterogeneous Clutter Estimating CFAR*) [54] được đề xuất cho môi trường nhiễu không đồng nhất gồm nhiều miền thống kê khác nhau trong cửa sổ tham chiếu. Thuật toán sử dụng kiểm định giả thuyết bội để phát hiện và định vị điểm chuyển tiếp (*change point*) giữa các miền nhiễu, sau đó áp dụng ước lượng cực đại (*MLE*) riêng cho từng miền nhằm xác định tham số phân bố và lựa chọn tập mẫu phù hợp cho ô kiểm tra. Nhờ đó, ngưỡng phát hiện được thiết lập dựa trên miền nhiễu "*đồng nhất cục bộ*", thay vì toàn bộ cửa sổ như *CA-CFAR*. Phương pháp đặc biệt hiệu quả trong các kịch bản có biên nhiễu rõ rệt (ví dụ: *sea-land clutter edge*), nơi các bộ *CFAR* cổ điển thường bị sai lệch ngưỡng trên $1\div 2$ dB do trộn mẫu. Tuy nhiên, *HCE-CFAR* có độ phức tạp cao hơn do phải thực hiện lặp kiểm định và ước lượng cho nhiều giả thuyết phân đoạn; hiệu năng phụ thuộc mạnh vào độ chính xác phát hiện điểm chuyển tiếp và số mẫu huấn luyện, dễ suy giảm khi biên nhiễu không rõ ràng hoặc nhiễu biến thiên liên tục. Nghiên cứu gần đây [55] đề xuất khung *CFAR* cho *PolSAR* dựa trên nghịch đảo *Gil-Pelaez*, cho phép tính trực tiếp phân phối của biến kiểm định từ hàm đặc trưng mà không cần giả định mô hình nhiễu. Kết quả cho thấy phương pháp duy trì *CFAR* chính xác và cải thiện khả năng phát hiện, với số mục tiêu phát hiện $12\div 13$ mục tiêu, cao hơn so với phương pháp *Parzen* trong cùng điều kiện. Tuy nhiên, phương pháp yêu cầu tính tích phân nghịch đảo dao động, dẫn đến chi phí tính toán cao và nhạy với sai số số học khi số mẫu hạn chế.

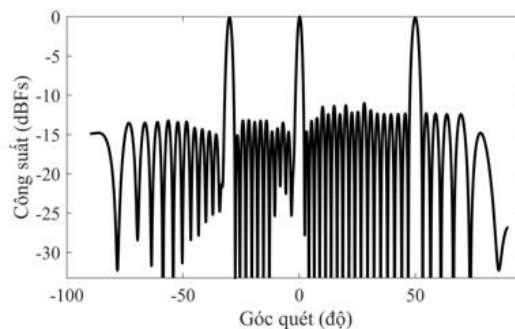
CFAR kết hợp học máy và học sâu: Wang và cộng sự (2017) [56] đề xuất *SVM-CFAR* sử dụng chỉ số biến thiên (VI) để phân loại môi trường nền, cho phép lựa chọn thích ứng giữa các chiến lược *ACCA-CFAR* hoặc *GO-CFAR* tùy theo đặc tính nền nhiễu. Jiyeon Choi và cộng sự (2025) [57] sử dụng mạng tích chập ba chiều (*3D-DCNN*) để khai thác thông tin quỹ đạo theo thời gian trong bản đồ cự ly-độ-p-đa khung; kết quả thực nghiệm trên ra-đa *FMCW 77 GHz* cho thấy giảm P_{fa} từ 10^{-4} xuống còn $10^{-6} \div 10^{-5}$, với thời gian xử lý mỗi khung chỉ *0,04 giây* (nhanh hơn 450 lần so với xử lý toàn bộ bản đồ cự ly-độ-p-đa) [57], tuy nhiên yêu cầu *GPU* và quá

trình huấn luyện phức tạp. Kaixuan Liu và cộng sự (2023) [58] đề xuất *CK-CFAR* tận dụng tri thức về môi trường nền thông qua *VGG-16* và *BiLSTM* để phân loại phân bố nhiễu (*Weibull*, *log-normal*, *K-distribution*), từ đó truy xuất tham số phù hợp cho tính toán ngưỡng phát hiện.

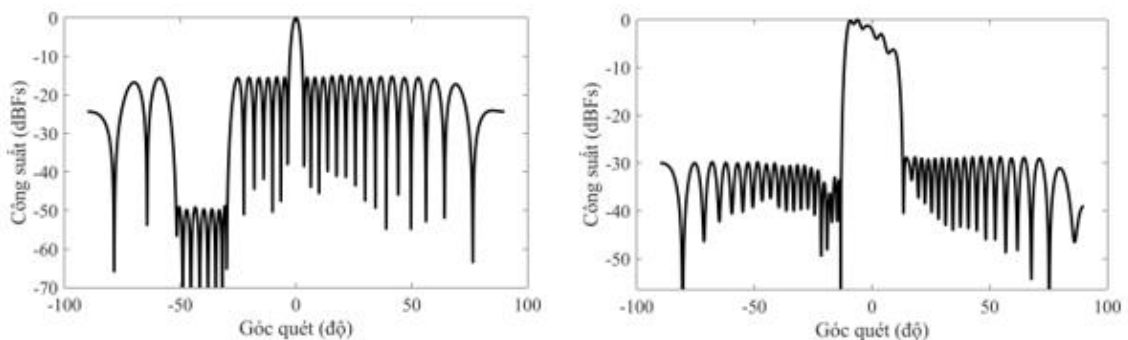
c. Xử lý đa búp sóng

Xử lý đa búp sóng dựa trên ăng-ten mảng pha số cho phép tạo đồng thời nhiều búp và thực hiện song song các tác vụ tìm kiếm-bám [59] [60]. Trong [61], hệ *MPAR* có thể phân chia mảng thành các *subarray* để thực hiện đồng thời *volume search* (0,5 MHz) và *cued search* (3 MHz) trong khi vẫn nằm trong tổng băng thông 10 MHz, với tài nguyên thời gian được khai thác tới $\approx 90\%$ cho nhiệm vụ tìm kiếm mà vẫn theo dõi đồng thời 6 mục tiêu. Kỹ thuật *beamforming* thích nghi (ví dụ *LMS* trong [62]) cho phép điều chỉnh trọng số để tạo *null* theo hướng nhiễu, tập trung năng lượng và giảm sai số ước lượng khi *SNR* tăng (

Hình 1-4; Hình 1-5).



Hình 1-4. Đa búp sóng áp dụng trên các đài ra-đa



Hình 1-5. Búp sóng nulling (trái) và búp sóng cô-séc (phải)

Tuy nhiên, việc phân chia mảng làm giảm *power-aperture* trên từng búp, dẫn đến suy giảm khả năng phát hiện theo từng hướng; đồng thời hiệu năng *beamforming* phụ thuộc mạnh vào ước lượng ma trận hiệp phương sai và đồng bộ pha-biên độ giữa các kênh, làm tăng độ phức tạp phân cứng và xử lý.

d. Khoảng trống và bài toán nghiên cứu thứ ba

Mặc dù các phương pháp CFAR đã có nhiều tiến bộ, chúng vẫn bộc lộ hạn chế khi áp dụng thực tế: nền nhiễu biến đổi phức tạp, không xác định trước về loại phân bố lẫn vị trí xuất hiện. Các phương pháp gần đây như *MLG-CFAR* [52], *GLRT* hai bước [53] đòi hỏi ước lượng chính xác các tham số khó đạt được khi nhiễu không đồng nhất hoặc mẫu hạn chế. Các phương pháp này dựa trên nguyên tắc thống kê, yêu cầu tính toán phức tạp hoặc mô phỏng *Monte Carlo*, khó triển khai thời gian thực. Ứng dụng học máy bị giới hạn bởi phụ thuộc dữ liệu huấn luyện và chi phí tính toán lớn. Bên cạnh đó, các kỹ thuật đa búp sóng hiện có chủ yếu tập trung vào bài toán điều hướng chùm hoặc triệt nhiễu chủ động, chưa được khai thác đầy đủ trong việc kết hợp với phát hiện thích nghi để nâng cao đồng thời *SNR* và khả năng phân vùng nhiễu.

Bài toán nghiên cứu thứ ba: *Phát triển phương pháp xử lý nhiễu hỗn hợp cho ra-đa xung thông qua kết hợp xử lý không gian-thời gian và phát hiện thích nghi, trong đó: (1) thiết kế và lựa chọn búp sóng phát-thu linh hoạt nhằm nâng cao SNR; (2) xây dựng quy trình phát hiện CFAR đa giai đoạn có khả năng thích ứng với sự biến đổi của nền nhiễu, dựa trên phân cụm nhiễu (HDBSCAN) và ước lượng phân bố xác suất bằng đa thức Bernstein. Nội dung này được trình bày chi tiết trong Chương 3.*

KẾT LUẬN CHƯƠNG

Trên cơ sở phân tích và tổng hợp có hệ thống, *Chương 1* đã chỉ ra ba bài toán nghiên cứu, làm tiền đề cho các nội dung được triển khai ở *Chương 2* và *Chương 3*.

Về cơ sở khoa học, *Chương 1* đã luận giải mối quan hệ biện chứng giữa đặc tính công nghệ và tính nhạy cảm với nhiễu của hệ thống ra-đa phân giải cao. Chính các yếu tố mang lại ưu thế phân giải (băng thông rộng), ăng-ten mảng pha, xử lý đa kênh đồng thời làm gia tăng độ phức tạp của nền nhiễu. Trên cơ sở phân loại nhiễu theo nguồn gốc, chương đã xác định ba dạng nhiễu trọng tâm, phản ánh đúng các

thách thức kỹ thuật then chốt trong thiết kế và vận hành các đài ra-đa thể hệ mới: nhiễu pha và nhiễu rời rạc đối với ra-đa *FMCW* giám sát tầm thấp, nhiễu hỗn hợp phi *Gaussian* đối với ra-đa xung cảnh giới tầm xa.

Về khoảng trống khoa học, kết quả nghiên cứu các công trình trong và ngoài nước cho thấy các phương pháp hiện có đều tồn tại những hạn chế căn bản khi triển khai thực tế [63]: (1) các giải pháp giảm nhiễu pha trong *FMCW* chủ yếu tập trung ở khối phát hoặc hậu xử lý, làm gia tăng độ phức tạp phần cứng, trong khi hướng tiếp cận từ thiết kế ăng-ten nhằm giảm trực tiếp tín hiệu rò chưa được khai thác đầy đủ; (2) các nghiên cứu về nhiễu rời rạc chưa giải quyết được bài toán phát hiện *drone* trong môi trường hỗn hợp có nhiều nguồn nhiễu đa dạng với ràng buộc về thời gian chiếu xạ ngắn; (3) các phương pháp *CFAR* truyền thống và biến thể phi *Gaussian* đều phụ thuộc vào giả định phân bố hoặc ước lượng tham số - khó duy trì trong nền nhiễu biến đổi nhanh, đồng thời chưa kết hợp hiệu quả với kỹ thuật đa búp sóng.

Về định hướng triển khai, từ ba khoảng trống nêu trên, *Chương 1* đã hình thành ba bài toán nghiên cứu, được giải quyết theo trình tự từ phần cứng đến thuật toán. Với ra-đa *FMCW*, *Bài toán 1* - xây dựng ăng-ten thu-phát có hệ số cách ly cao để giảm nhiễu pha do tín hiệu rò (*Mục 2.1*); *Bài toán 2* - giảm nhiễu rời rạc, phân tách *drone* khỏi chim và phương tiện mặt đất dựa trên đặc trưng chuyển động và vi Dop-ler (*Mục 2.2*). Với ra-đa xung, *Bài toán 3* - kết hợp lựa chọn búp sóng phát-thu linh hoạt nâng cao SNR với phát hiện *CFAR* đa giai đoạn thích nghi theo nền nhiễu, dựa trên phân cụm *HDBSCAN* và xấp xỉ Bernstein (*Chương 3*). Cách tổ chức này phản ánh thực tiễn thiết kế ra-đa: giải pháp chống nhiễu phải được triển khai đồng bộ từ phần cứng cao tần đến thuật toán xử lý số nhằm đạt hiệu quả tổng thể trong điều kiện vận hành thực tế.

Chương 2

ĐỀ XUẤT GIẢI PHÁP GIẢM NHIỀU PHA, NHIỀU RÒI RẠC NÂNG CAO CHẤT LƯỢNG ĐÀI RA-ĐA FMCW

Trên cơ sở bài toán 1 và 2 đã được xác định tại *Mục 1.2 của Chương 1, Chương 2* tập trung trình bày các giải pháp khoa học - công nghệ của luận án nhằm nâng cao chất lượng hoạt động của hệ thống ra-đa FMCW phân giải cao. Hai giải pháp được xây dựng theo hai hướng tiếp cận bổ sung cho nhau: cải thiện đặc tính phân cứng của tuyến phát-thu và tối ưu hóa hiệu quả xử lý tín hiệu tại khối xử lý sau thu; đồng thời được triển khai và kiểm chứng trên cùng một cấu trúc hệ thống ra-đa thử nghiệm nhằm bảo đảm tính thống nhất khi đánh giá và so sánh.

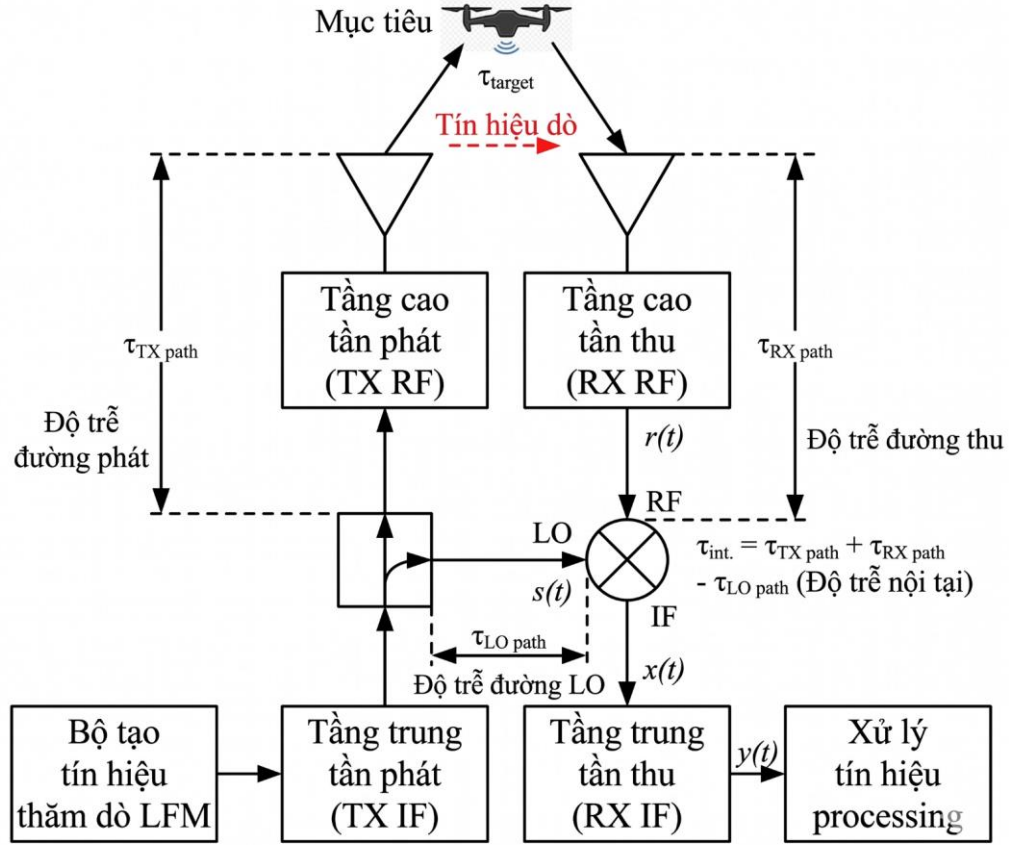
Nội dung của chương được tổ chức theo trình tự logic đi từ đặt vấn đề lý thuyết đến đề xuất giải pháp và kiểm chứng thực nghiệm. Trước hết, *Mục 2.1* trình bày bài toán giảm nhiễu pha trong ra-đa FMCW: xây dựng mô hình toán học mô tả ảnh hưởng của nhiễu pha đến tín hiệu tần số phách (*beat-frequency*) và tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR), xác định yêu cầu định lượng về hệ số cách ly ăng-ten; trên cơ sở đó, đề xuất giải pháp ăng-ten mảng khe ống dẫn sóng tích hợp loa có hệ số cách ly cao, kèm theo kết quả thiết kế, mô phỏng điện từ, chế tạo và đo kiểm thực nghiệm. Tiếp theo, *Mục 2.2* tập trung giải quyết bài toán nhiễu rời rạc trong môi trường giám sát tầm thấp với các nguồn nhiễu đa dạng như chim, phương tiện mặt đất và công trình kiến trúc. Trong đó, chương xây dựng cơ sở dữ liệu thực nghiệm và đề xuất chuỗi xử lý tín hiệu (mô-đun DDDCR) khai thác kết hợp đặc trưng *đốp-le*, *vi đốp-le*, đặc trưng chuyển động cùng các mô hình học máy nhằm nâng cao khả năng phát hiện và phân loại mục tiêu trong điều kiện xử lý thời gian thực. Cuối cùng, *Mục Kết luận chương* tổng hợp các kết quả đạt được của chương và rút ra những kết luận làm tiền đề cho các nội dung nghiên cứu về ra-đa xung được trình bày tại *Chương 3*.

2.1 Nhiễu pha và đề xuất giải pháp giảm nhiễu pha trong ra-đa FMCW

2.1.1 Mô hình toán học ra-đa FMCW dưới ảnh hưởng của nhiễu pha

a. Sơ đồ khối và luồng tín hiệu trong đài ra-đa FMCW

Hệ thống ra-đa *FMCW* được nghiên cứu trong luận án sử dụng kiến trúc máy thu trộn tần. Sơ đồ khối nguyên lý của hệ thống được minh họa trong *Hình 2-1*. Luồng tín hiệu trong hệ thống hoạt động theo trình tự sau:



Hình 2-1. Sơ đồ khối của ra-đa FMCW

Tuyến phát: Khối tạo tín hiệu *LFM* (*LFM Signal Generator*) tổng hợp tín hiệu điều tần tuyến tính (tần số) tại tần số trung tần. Tín hiệu tần số này có tần số tức thời tăng tuyến tính trong mỗi chu kỳ quét T , với độ dốc tần số $\alpha = \frac{BW}{T}$. Sau khi đi qua khối trộn tần phát *TX IF*, tín hiệu được đưa lên khối *TX RF* để chuyển đổi lên tần số sóng mang *RF* nhờ bộ dao động nội (*LO*) trong tầng *RF*. Tín hiệu *RF* cuối cùng được bức xạ qua ăng-ten phát. Toàn bộ đường đi từ bộ tạo tín hiệu đến ăng-ten phát gây ra trễ nội bộ $\tau_{TX path}$.

Tuyến thu: Tín hiệu *RF* phản xạ từ mục tiêu quay về ăng-ten thu sau trễ khứ hồi τ_{target} , đi qua khối *RX RF* (gồm bộ khuếch đại tạp âm thấp *LNA*, bộ lọc, bộ trộn hạ tần) tạo thêm trễ $\tau_{RX path}$, cho ra tín hiệu $r(t)$ tại cổng *RF* của bộ trộn chính.

Trộn FMCW: Đây là cơ chế trung tâm của phép đo cự ly. Tín hiệu tham chiếu $s(t)$ từ *LFM generator* đưa vào cổng *LO* của bộ trộn sau trễ $\tau_{LO\ path}$; tín hiệu thu $r(t)$ đi vào cổng *RF*. Bộ trộn thực hiện phép nhân hai tín hiệu, cho ra tín hiệu trung tần tần số phách $x(t)$ có tần số tỷ lệ thuận với cự ly mục tiêu: $f_{beat} = \alpha \times \tau_{target}$. Trễ nội bộ tổng hợp được định nghĩa:

$$\tau_{int} = \tau_{TX\ path} + \tau_{RX\ path} - \tau_{LO\ path} \quad (2.1)$$

Đại lượng τ_{int} biểu thị chênh lệch trễ giữa đường tín hiệu thu (qua *TX RF* rồi *RX RF*) và đường tín hiệu tham chiếu (qua *LO*). Trễ nội bộ này tạo ra thành phần tần số "giả" không liên quan đến mục tiêu. Trong thiết kế hệ thống cần đảm bảo τ_{int} đủ nhỏ để thành phần này nằm ngoài vùng cự ly quan tâm.

Xử lý tín hiệu số: Tín hiệu $x(t)$ đi qua khối *RX IF* để hạ tần loại bỏ sóng mang *IF*, cho ra $y(t)$ được số hóa bằng *ADC* và đưa vào khối *Digital Signal Processing*. Tại đây, biến đổi *FFT* nhanh được sử dụng để trích xuất thông tin cự ly, Dopp-le và các đặc trưng mục tiêu.

Hiện tượng rò: Do khoảng cách giữa ăng-ten phát và thu là hữu hạn, một phần tín hiệu phát rò trực tiếp sang ăng-ten thu mà không qua phản xạ từ mục tiêu. Tín hiệu rò này có công suất rất lớn so với tín hiệu phản xạ từ mục tiêu (*RCS* thấp), tạo ra thành phần tần số "giả" ở vùng tần số thấp. Đây chính là nguyên nhân làm tăng nền nhiễu pha. Đây chính là vấn đề trọng tâm mà luận án cần giải quyết.

b. Phương trình toán học ra-đa FMCW và ảnh hưởng của nhiễu pha

Tín hiệu phát (LFM): Tín hiệu tham chiếu tại cổng *LO* có dạng tần số tuyến tính:

$$s(t) = A_s \cos \left(2\pi f_{TX} t + \pi \frac{BW}{T} t^2 + \theta_s + \varphi_s(t) \right), 0 < t < T \quad (2.2)$$

Trong đó: A_s , f_{TX} , $\frac{BW}{T}$, θ_s lần lượt là biên độ, tần số khởi đầu, độ dốc tần số và pha ban đầu; $\varphi_s(t)$ là nhiễu pha, đại lượng ngẫu nhiên phát sinh từ *jitter* và tạp âm trong *PLL/VCO*, là nguồn gốc trực tiếp của vấn đề nghiên cứu.

Tín hiệu thu tại cổng RF: Bao gồm thành phần rò từ ăng-ten phát và phản xạ từ k mục tiêu:

$$\begin{aligned}
r(t) = & A_l \cos \left(2\pi f_{RX}(t - \tau_{int}) + \pi \frac{BW}{T}(t - \tau_{int})^2 + \theta_R + \varphi_l(t) \right) \\
& + \sum_{k=1}^K A_{o,k} \cos \left(2\pi f_{RX}(t - \Delta t) + \pi \frac{BW}{T}(t - \Delta t)^2 + \theta_R \right. \\
& \left. + \varphi_{o,k}(t) \right)
\end{aligned} \tag{2.3}$$

Trong đó: τ_{int} là trễ nội bộ tổng hợp; $\Delta t = \tau_{int} + \tau_{o,k}$ với $\tau_{o,k} = \frac{2R_k}{c}$ là trễ phản hồi từ mục tiêu k .

Ước lượng nhiều pha: Do các bộ VCO cấp LO cho $TX\ RF$ và $RX\ RF$ hoạt động độc lập, mỗi khối phát sinh nhiều pha riêng biệt. Nhiều pha của tín hiệu rò và tín hiệu phản xạ mục tiêu k được ước lượng:

$$\begin{aligned}
\varphi_l(t) \approx & \varphi_s(t - \tau_{int}) + \varphi_{LO}^{TX\ RF}(t - \tau_{TX\ path} - \tau_{RX\ path}) \\
& - \varphi_{LO}^{RX\ RF}(t - \tau_{RX\ path})
\end{aligned} \tag{2.4}$$

$$\begin{aligned}
\varphi_{o,k}(t) = & \varphi_s(t - \tau_{int} - \tau_{o,k}) + \varphi_{LO}^{TX\ RF}(t - \tau_{TX\ path} - \tau_{RX\ path} - \tau_{o,k}) \\
& - \varphi_{LO}^{RX\ RF}(t - \tau_{RX\ path} - \tau_{o,k})
\end{aligned} \tag{2.5}$$

Dấu trừ trước $\varphi_{LO}^{RX\ RF}$ xuất hiện do $RX\ RF$ thực hiện phép trộn hạ tần (pha LO bị trừ khỏi pha tín hiệu).

Nhiều pha sau trộn FMCW: Sau khi bộ trộn nhân $s(t)$ với $r(t)$, nhiều pha tổng hợp của tần số phách *leakage* và tần số phách mục tiêu k là:

$$\begin{aligned}
\varphi_{IF}^{leak}(t) \approx & [\varphi_s(t) - \varphi_s(t - \tau_{int})] - \varphi_{LO}^{TX\ RF}(t - \tau_{TX\ path} - \tau_{RX\ path}) \\
& + \varphi_{LO}^{RX\ RF}(t - \tau_{RX\ path})
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Nhiều pha của tần số phách mục tiêu thứ k :

$$\begin{aligned}
\varphi_{IF\ o,k}(t) = & [\varphi_s(t) - \varphi_s(t - \tau_{int} - \tau_{o,k})] \\
& - \varphi_{LO}^{TX\ RF}(t - \tau_{TX\ path} - \tau_{RX\ path} - \tau_{o,k}) \\
& + \varphi_{LO}^{RX\ RF}(t - \tau_{RX\ path} - \tau_{o,k})
\end{aligned} \tag{2.7}$$

Thành phần $[\varphi_s(t) - \varphi_s(t - \tau)]$ gọi là nhiều pha không tương quan. Khi τ nhỏ, nhiều pha không tương quan gần bằng 0, đây là hiệu ứng khử nhiều pha theo cự ly.

Tuy nhiên, nhiễu pha từ các $LO\ RF$ là độc lập nên không bị khử bởi cơ chế này. Do tín hiệu rò có công suất lớn, nhiễu pha $LO\ RF$ của nó lan tỏa trên toàn phổ tần số phách, nâng cao sàn nhiễu và che lấp tín hiệu phản xạ từ mục tiêu RCS thấp.

Tín hiệu đầu ra máy thu (sau hạ tần IF):

$$S^{beat}(t) = A_{leak} \cos \left(2\pi f_{leak}^{beat} t + \theta_{leak}^{beat} + \varphi_{leak}^{beat}(t) \right) + \sum_{k=1}^K A_{o,k} \cos \left(2\pi (f_{leak}^{beat} + f_{target,k}^{beat}) t + \theta_{o,k} + \varphi_{o,k}^{beat}(t) \right) \quad (2.8)$$

Trong đó $f_{target,k}^{beat} = \alpha \cdot \tau_{o,k}$ tỷ lệ thuận với cự ly mục tiêu. Các đại lượng pha được xác định:

$$\theta_{leak}^{beat} = \theta_{leak}^{IF} - \theta_{LO}^{RF\ IF} \quad (2.9)$$

Đây là pha cố định của tần số phách *leakage*, bằng hiệu giữa pha cố định tại tầng IF và pha cố định của LO trong khối $RF\ IF$.

$$\varphi_{leak}^{beat}(t) = \varphi_{leak}^{IF}(t) - \varphi_{LO}^{RF\ IF}(t) \quad (2.10)$$

Đây là nhiễu pha của tần số phách *leakage* sau hạ tần, bằng hiệu giữa nhiễu pha tại tầng IF (đã tính ở (2.6)) và nhiễu pha của LO trong bước hạ tần IF cuối cùng:

$$\varphi_{o,k}^{beat}(t) = \varphi_{o,k}^{IF}(t) - \varphi_{LO}^{RX\ IF}(t) \quad (2.11)$$

Tương tự, đây là nhiễu pha của tần số phách mục tiêu thứ k sau hạ tần.

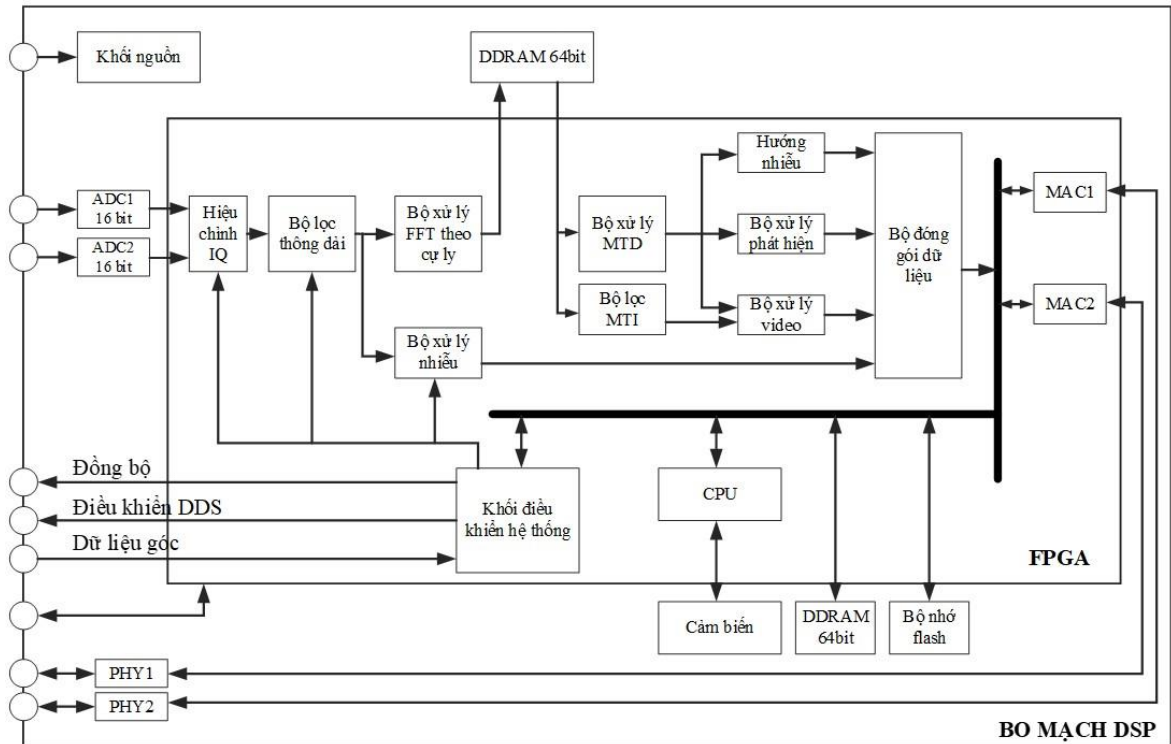
Phương trình (2.8) cùng (2.9) - (2.11) xác lập kết luận mang tính định tính: nhiễu pha của *leakage* do công suất chiếm ưu thế lan tỏa trong miền tần số, che lấp thành phần tần số phách yếu từ mục tiêu. Để chuyển kết luận này thành tiêu chí thiết kế định lượng, cần xác định mức công suất nhiễu pha rò vào tuyến thu và mức tín hiệu tối thiểu tại ADC, được trình bày tại Mục 2.1.2.

2.1.2 Phân tích định lượng tham số hệ thống và liên quan đến nhiễu pha

Mục 2.1.1b đã chỉ ra về mặt định tính rằng nhiễu pha của tín hiệu rò (*leakage*) là thành phần chi phối sàn nhiễu. Để chuyển sang tiêu chí thiết kế định lượng, cần xác định hai đại lượng then chốt: (1) Mức công suất nhiễu pha rò vào tuyến thu, và (2) Mức tín hiệu tối thiểu tại đầu vào ADC để hệ thống phát hiện được mục tiêu. Sự

so sánh giữa hai đại lượng này sẽ dẫn đến yêu cầu về hệ số cách ly ăng-ten.

Cả hai đại lượng đều phụ thuộc vào chuỗi xử lý tín hiệu số từ *ADC*, qua *FFT* cụ thể, đến bộ phát hiện *CFAR*, được trình bày trong sơ đồ xử lý tổng thể tại *Hình 2-2*.



Hình 2-2. Thiết kế xử lý tín hiệu số cho radar FMCW

Hình 2-2 mô tả kiến trúc xử lý tín hiệu số của radar *FMCW*. Tín hiệu tần số phách $y(t)$ từ đầu ra khối thu tương tự được số hóa qua hai kênh *ADC 16-bit* hoạt động song song (*ADC1* và *ADC2*), sau đó đi qua khối hiệu chỉnh *IQ* để bù sai lệch biên độ và pha giữa hai kênh *I/Q*. Tiếp theo, khối bộ lọc thông dải thực hiện lọc băng để giữ lại dải tần tần số phách hữu ích (tương ứng vùng cự ly quan tâm) và loại bỏ các thành phần ngoài băng. Tín hiệu sau lọc được đưa vào khối xử lý *FFT* theo cự ly (*Range FFT processor*). Đây là khối then chốt quyết định mức nhiễu nền sau xử lý, vì phép *FFT* vừa nén năng lượng tín hiệu mục tiêu vào một *bin* tần số, vừa trải đều năng lượng nhiễu trên toàn bộ N điểm *FFT*.

Đầu ra *Range FFT* được chia thành hai nhánh: nhánh chính đi qua bộ lọc *MTI* để triệt nhiễu tĩnh, rồi qua bộ xử lý *MTD* (*Moving Target Detection*) theo chiều dop-ple để tích lũy tín hiệu qua nhiều xung; nhánh phụ đi qua bộ xử lý video. Cả hai nhánh

hội tụ tại bộ xử lý phát hiện (*Detection processor*), nơi thuật toán *CFAR* được áp dụng để xác định ngưỡng phát hiện thích nghi. Cuối cùng, các phát hiện được đóng gói dữ liệu và truyền tới các kênh *MAC1/MAC2* qua khối giao tiếp. Toàn bộ chuỗi xử lý số được điều khiển bởi *CPU* trung tâm, đồng bộ với khối *DDS* tạo dạng sóng phát thông qua bus dữ liệu gốc, và triển khai trên nền tảng *FPGA* kết hợp bo mạch *DSP* tích hợp bộ nhớ *DDRAM 64-bit* và *Flash*.

Các tham số như số điểm *FFT* trong *Range FFT processor* ($N_{rangeFFT}$), số mẫu tích lũy trong *MTD processor* (N_{pulse}) và ngưỡng phát hiện trong *Detection processor* sẽ được sử dụng làm cơ sở cho các công thức tính toán tiếp theo, nhằm xác định mức tín hiệu tối thiểu tại đầu vào *ADC* mà hệ thống cần đạt được để phát hiện mục tiêu theo yêu cầu.

Xuất phát từ sơ đồ trên, quá trình tính toán đi theo chuỗi ngược: từ yêu cầu phát hiện tại đầu ra *CFAR*, suy ngược về mức tín hiệu tối thiểu tại đầu vào *ADC*, rồi so sánh với mức nhiễu pha rò qua ăng-ten để rút ra yêu cầu hệ số cách ly. Để tính toán ra hệ số cách ly này ta thực hiện như sau:

(1) Xác định công suất tín hiệu tối thiểu tại đầu vào *ADC* ($P_{minInputADC}$)

Bước 1 - Mật độ nhiễu nhiệt N_0 :

$$N_0 = 10 \cdot \log(kT_0) + 30 \quad [\text{dBm/Hz}] \quad (2.12)$$

Trong đó, $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ (hằng số *Boltzmann*); $T_0 = 290 \text{ K}$ (nhiệt độ tham chiếu).

Bước 2 - *SNR* của *ADC* trên băng thông *Nyquist*:

$$SNR_{Nyq} = 6,02 \cdot N_{bit} + 1,76 \quad [\text{dB}] \quad (2.13)$$

Trong đó, N_{bit} là số bit độ phân giải của *ADC*; 6,02 là hệ số xuất phát từ lý thuyết lượng tử hóa ($= 20\log(2) \approx 6,02 \text{ dB}$); 1,76 là hằng số bù do giả thiết nhiễu lượng tử hóa phân bố đều.

Bước 3 - Hiệu chỉnh *SNR* cho băng thông xử lý thực tế:

$$SNR_{ADC} = SNR_{Nyq} + 10 \cdot \log\left(\frac{f_s}{2B}\right) \quad [\text{dB}] \quad (2.14)$$

Khi chỉ xét trong băng $B < f_s/2$, tỷ lệ năng lượng nhiễu giảm đi hệ số

$(f_s/2)/B$, tức SNR tăng thêm $10 \cdot \log(f_s/(2B))$ dB.

Bước 4 - Mật độ nhiễu nền toàn dải tại ADC (NSD):

$$NSD_{ADC\ fullScale} = (P_{FS} - 1) - SNR_{ADC} \quad [\text{dBm/Hz}] \quad (2.15)$$

Trong đó, P_{FS} (dBm) là công suất toàn dải (*full-scale*) của ADC; trừ đi 1 dB là hệ số dự phòng đảm bảo ADC hoạt động dưới ngưỡng bão hòa để tránh méo phi tuyến.

Bước 5 - Hệ số khuếch đại tuyến thu: Hệ số khuếch đại cần thiết của toàn bộ tuyến thu (từ ăng-ten thu đến đầu vào ADC) sao cho mức nhiễu nhiệt sau khuếch đại vừa đủ “nhìn thấy” trên nền nhiễu ADC.

$$G_{RX} = NSD_{ADC\ fullScale} - N_0 - NF + SNR + G_{ctr} \quad [\text{dB}] \quad (2.16)$$

Trong đó, NF là hệ số tạp âm tuyến thu; $SNR_{min} \approx 3$ dB (mức tín/tạp tối thiểu để có thể nhận biết tín hiệu trên nền nhiễu bằng mắt thường khi sử dụng máy phân tích phổ [87, trang 155]); G_{ctr} là dải điều chỉnh khuếch đại AGC được lấy trong khoảng [-10dB, 10dB] dựa trên kinh nghiệm thiết kế thực tế của NCS qua các đài ra-đa đã nghiên cứu để điều chỉnh độ khuếch đại tuyến thu đáp ứng khả năng phát hiện của đài ra-đa với các vị trí đặt đài và môi trường khác nhau..

Bước 6 - Mật độ nhiễu nhiệt tại đầu vào ADC:

$$NSD_{inputADC} = N_0 + G_{RX} + NF \quad [\text{dBm/Hz}] \quad (2.17)$$

Bước 7 - Mật độ nhiễu sau Range FFT:

$$NSD_{afterRangeFFT} = NSD_{inputADC} + 10 \cdot \log\left(\frac{f_s}{N_{rangeFFT}}\right) \quad [\text{dBm/Hz}] \quad (2.18)$$

FFT đóng vai trò bộ lọc băng hẹp; năng lượng mục tiêu nén vào một bin $f_s/N_{rangeFFT}$, nhiễu trải đều, đây là độ lợi xử lý của FFT.

Bước 8 - Công suất tín hiệu tối thiểu tại đầu vào ADC:

$$P_{minInputADC} = NSD_{afterRangeFFT} + SNR_{CFAR} - 10 \cdot \log(N_{pulse}) + L_{proc} \quad [\text{dBm}] \quad (2.19)$$

Trong đó, SNR_{CFAR} là yêu cầu SNR tại đầu vào bộ phát hiện (được tính từ P_D , P_{fa}); $10 \cdot \log(N_{pulse})$ là độ lợi tích lũy xung tương can; L_{proc} là tổng hao tổn xử lý số (*windowing*, *straddling*, lượng tử hóa).

Chuỗi công thức (2.12) đến (2.19) đã xác lập được đại lượng thứ nhất: mức công suất tín hiệu tối thiểu tại đầu vào ADC ($P_{minInputADC}$).

(2) Xác định mức công suất nhiễu pha rò vào tuyến thu ($P_{phase\ noise}$)

Đại lượng thứ hai là mức công suất nhiễu pha rò vào tuyến thu. Tín hiệu phát tại đầu ra bộ khuếch đại công suất cao (HPA) không chỉ chứa sóng mang chính mà còn mang theo các thành phần tần số phụ do nhiễu pha từ bộ tổng hợp tần số PLL/DDS. Công suất của các thành phần tần số phụ này, ký hiệu $P_{phase\ noise}$, là nguồn gốc gây nâng nền nhiễu.

(3) Xác định hệ số cách ly giữa ăng ten Thu/Phát (ISO_{Ant})

Khi tín hiệu phát (bao gồm cả thành phần nhiễu pha) rò từ ăng-ten phát sang ăng-ten thu, mức công suất rò bị suy giảm bởi hệ số cách ly ISO_{Ant} (dB) giữa hai ăng-ten. Sau đó, tín hiệu rò được khuếch đại bởi toàn bộ tuyến thu với hệ số G_{RX} . Vậy mức công suất nhiễu pha tại đầu vào ADC do rò ăng-ten gây ra là:

$$P_{phase\ noise\ ADC} = P_{phase\ noise} - ISO_{Ant} + G_{RX} \quad [dBm]$$

Điều kiện để nhiễu pha không che lấp tín hiệu mục tiêu:

$$P_{phase\ noise\ ADC} < P_{minInputADC}$$

Hay:

$$P_{phase\ noise} - ISO_{Ant} + G_{RX} < P_{minInputADC}$$

Chuyển về hệ số cách ly ISO_{Ant} (dB) giữa hai ăng-ten ta có:

$$ISO_{Ant} > P_{phase\ noise} + G_{RX} - P_{minInputADC} \quad [dB] \quad (2.20)$$

Bất đẳng thức (2.20) xác lập trực tiếp yêu cầu tối thiểu về hệ số cách ly phát-thu của ăng-ten, từ đó đặt ra ràng buộc thiết kế cho hệ thống ăng-ten nhằm đảm bảo nhiễu pha rò không che lấp tín hiệu mục tiêu yếu.

2.1.3 Cơ sở toán học tính toán hệ số cách ly, xác lập yêu cầu kỹ thuật và đề xuất giải pháp phần cứng

Hệ thống ra-đa FMCW nghiên cứu trong luận án là loại ra-đa cơ động, hướng tới nhiệm vụ phát hiện, nhận dạng và giám sát UAV cỡ nhỏ bảo vệ các mục tiêu trọng yếu (sân bay, cơ sở hạ tầng, khu dân cư) trong bán kính $R_{max} \leq 12$ km. Đây là các loại mục

tiêu có mối đe dọa cơ động cao, bay thấp, khó bị phát hiện bởi ra-đa thông thường. Hệ thống ra-đa được thiết kế phải đáp ứng các yêu cầu nhiệm vụ ở trên nên đặt ra ràng buộc khắt khe nhất về công suất phát và độ lợi ăng-ten, được trình bày ở *Bảng 2-1*.

Các yêu cầu tác chiến này là điểm xuất phát cho toàn bộ chuỗi tính toán thiết kế. Xác suất phát hiện $P_D \geq 0,7$ và xác suất báo động lầm $P_{fa} \leq 10^{-4}$ theo mô hình *Swerling 1* quy định $SNR_{CFAR} = 14$ dB; độ phân giải cự ly $\Delta R = 1,5$ m; quy định băng thông $BW = 100$ MHz; cự ly tối đa R_{max} và yêu cầu đóp-le quy định thời gian quét $T_s = 2048$ μ s và số xung tích lũy $N_{pulse} \approx 14$ xung. Từ đó, các chỉ tiêu kỹ thuật ăng-ten được xác lập, cấu hình tín hiệu *FMCW* được thiết kế và cấu hình bộ thu *ADC LTC2386-16 (16 bit, 8 Msps)* được lựa chọn tương thích.

Như đã chỉ ra tại *Mục 2.1.1*, nhiễu pha của tín hiệu rò là thành phần chi phối sản nhiễu, và hệ số cách ly ăng-ten là đại lượng kiểm soát mức rò đó trước khi vào tuyến thu. Để chuyển nhận định định tính này thành chỉ tiêu thiết kế định lượng, luận án xác lập bất đẳng thức:

$$ISO_{Ant} > P_{phase\ noise} + G_{RX} - P_{minInputADC} \quad [\text{dB}]$$

Trong đó, ba đại lượng vế phải được xác định độc lập từ ba nguồn khác nhau trong hệ thống, cụ thể như sau:

Công suất nhiễu pha tại đầu ra *HPA* ($P_{phase\ noise}$): tín hiệu phát từ bộ tổng hợp tần số *PLL/DDS* luôn mang theo các thành phần nhiễu pha tại các tần số lân cận sóng mang. Trong cấu hình đề xuất, tín hiệu *IF 951 MHz (DDS)* được trộn với *LO 8040 MHz (PLL)* tạo sóng mang *8991 MHz*, đồng thời phát sinh các tần số nhiễu tại *8993 MHz*. Kết quả đo thực nghiệm phổ tín hiệu tại đầu ra *HPA* với công suất phát $P_t = 5$ W xác định thành phần nhiễu pha mạnh nhất tại tần số *8993 MHz* đạt: $P_{phase\ noise} = -58,95$ dBm.

Hệ số khuếch đại toàn tuyến thu (G_{RX}): được xác định từ điều kiện để nhiễu nhiệt sau khuếch đại vừa đủ nhìn thấy trên sản nhiễu *ADC*, thông qua chuỗi tính toán từ mật độ nhiễu nhiệt $N_0 = -174$ dBm/Hz, nền nhiễu nội tại *ADC* ($NSD_{ADC,FS}$), hệ số tạp âm $NF = 3,0$ dB và dải điều chỉnh khuếch đại G_{ctr} theo công thức (2.16). Với

ADC LTC2386-16 có $SNR_{Nyq} = 6,02 \times 16 + 1,76 = 98,08$ dB và tốc độ lấy mẫu $f_s = 8$ Msps kết quả tính toán cho: $G_{RX} = 50$ dB.

Mức tín hiệu tối thiểu tại đầu vào ADC ($P_{minInputADC}$): được suy ngược từ yêu cầu phát hiện CFAR qua toàn bộ chuỗi xử lý số. Cụ thể, từ $SNR_{CFAR} = 14$ dB tại đầu vào bộ phát hiện, trừ đi lợi suất tích lũy xung $10 \cdot \log_{10}(N_{pulse}) = 10 \log_{10}(14) \approx 11,5$ dB, cộng sần nhiễu sau Range FFT (NSD_{RFFT}) và tổng hao tổn xử lý L_{proc} theo công thức (2.19). Chuỗi tính toán ngược qua các bước (2.12) - (2.19) cho kết quả:

$$P_{minInputADC} = -91,2 \text{ dBm}$$

Thay số vào bất đẳng thức (2.20), yêu cầu hệ số cách ly tối thiểu được xác định:

$$Iso_{Ant} > P_{phase\ noise} + G_{RX} - P_{minInputADC} = -58,95 + 50 - (-91,2)$$

$$Iso_{Ant} > 82,25 \text{ dB}$$

Yêu cầu hệ số cách ly tối thiểu cùng các chỉ tiêu kỹ thuật ăng-ten về dải tần, định hướng, băng thông và phân cực được tổng hợp tại Bảng 2-1, làm cơ sở định lượng cho phân tích các giải pháp phần cứng trình bày tại Mục 2.1.4.

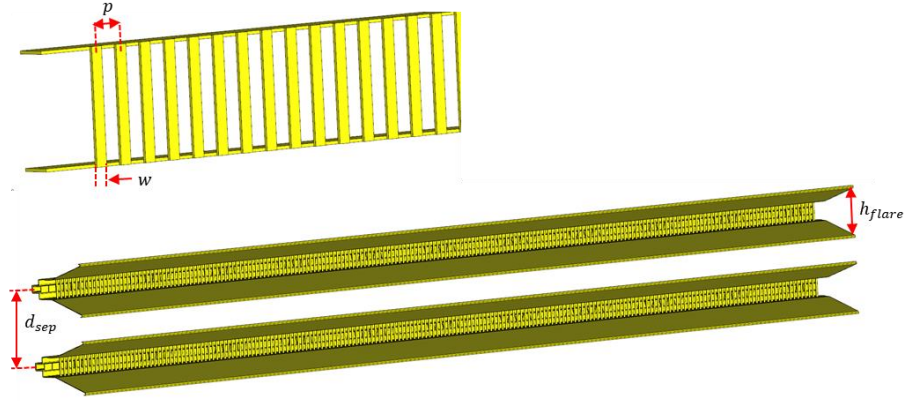
Bảng 2-1. Tổng hợp yêu cầu kỹ thuật đối với cấu trúc ăng-ten ra-đa FMCW

Stt	Tham số / Đại lượng	Đơn vị	Yêu cầu
1	Dải tần làm việc	GHz	8,9 ÷ 9,5
2	Hệ số tăng ích	dBi	$\geq 30,3$
3	Độ rộng búp sóng phương vị	Độ	$\leq 1,2$
4	Độ rộng búp sóng góc tà	Độ	≥ 20
5	Mức cánh sóng phụ	dB	≥ 30
6	Dải tần hoạt động	MHz	≥ 600
7	Mức triệt phân cực chéo	MHz	≥ 20
8	Hệ số cách ly phát-thu	dB	$\geq 82,25$
9	Chiều dài ăng ten	mm	≤ 2000
10	Khoảng cách giữa ăng-ten thu/phát	mm	≤ 200

2.1.4 Phân tích, mô phỏng, chế tạo và đánh giá các tham số chính của giải pháp phần cứng đề xuất

a. Giải pháp thiết kế cấu trúc ăng-ten tăng hệ số cách ly

Để đáp ứng yêu cầu tại *Bảng 2-1*, luận án đề xuất bốn giải pháp tác động theo bốn cơ chế vật lý độc lập, được triển khai đồng thời trong một cấu trúc ăng-ten (*Hình 2-3*): (1) Mảng ống dẫn sóng xẻ khe có kiểm soát mức cánh sóng phụ; (2) Mặt mở loa nâng cao cách ly đường rò biên; (3) Khe trên thành hẹp mở rộng băng thông trên toàn dải làm việc; và (4) Lưới lọc phân cực triệt rò kênh phân cực chéo.



Hình 2-3. Hình ảnh ăng-ten mảng khe với các tham số tối ưu

Phân tích từng giải pháp được trình bày lần lượt dưới đây:

(1) Mảng ống dẫn sóng xẻ khe có kiểm soát mức cánh sóng phụ

Hệ số cách ly phát-thu ISO_{Ant} trên đường rò trực tiếp giữa hai ăng-ten gồm hai thành phần độc lập về vật lý theo công thức (2.21):

$$ISO_{Ant} = ISO_{space} + ISO_{horn} \quad [dB] \quad (2.21)$$

Trong đó, ISO_{space} là cách ly do lan truyền không gian, gắn với đặc tính bức xạ của ăng-ten; ISO_{horn} là cách ly do chắn vật lý của mặt mở loa, gắn với cấu trúc hình học bố trí giữa hai ăng-ten. Đối với hai ăng-ten mảng khe bố trí cạnh nhau, thành phần ISO_{space} được biểu diễn theo công thức (2.22):

$$ISO_{space} = 20 \cdot \log(4\pi \cdot d_{sep}/\lambda) - G_T - G_R \quad [dB] \quad (2.22)$$

Trong đó, d_{sep} là khoảng cách giữa tâm hai ăng-ten; G_T, G_R là độ lợi ăng-ten phát và thu theo hướng nhìn về ăng-ten còn lại, không phải độ lợi cực đại. Trong cấu hình phát-thu đồng phẳng, hướng nhìn lẫn nhau giữa hai ăng-ten nằm gần phương vuông góc với hướng bức xạ chính, nên G_T, G_R tại đây tương ứng với độ lợi cánh sóng

phụ, định lượng bằng mức cánh sóng phụ SLL . Do đó, cực đại hoá Iso_{space} qua (2.22) quy về cực đại hoá SLL (đồng thời duy trì $\theta_{3dB} \leq 1,2^\circ$ và các chỉ tiêu định hướng tại Bảng 2-1) và tăng d_{sep} trong giới hạn kích thước cơ học. Hai bài toán con này định hình ba bước phân tích kế tiếp:

Bước thứ nhất, lựa chọn cấu trúc bức xạ đáp ứng $SLL \geq 30 \text{ dB}$ trên mảng $L_{array} \approx 2 \text{ m}$. Mảng khe ống dẫn sóng được chọn vì có ba bậc tự do hình học tại từng khe (δ, θ, L_{res}) cho phép áp đặt phân bố biên độ Taylor đến từng phần tử bức xạ, đồng thời mạng tiếp điện kín loại bỏ kết cặp bức xạ ký sinh nên SLL thực tế bám sát SLL lý thuyết trên mảng dài. Phương án mảng vi dải bị loại do mạng tiếp điện hở phát sinh bức xạ ký sinh tăng theo chiều dài mảng, làm sai lệch phân bố Taylor mà không thể bù bằng thiết kế hình học.

Bước thứ hai, xác định cấu hình hình học của mảng. Số khe N và khoảng cách giữa các khe d định hình giản đồ bức xạ, với vùng khảo sát bị chặn bởi $N_{min} \approx 88$ khe suy từ yêu cầu $L_{array} \geq 1,78 \text{ m}$, và $d < \lambda_g/2 \approx 20,15 \text{ mm}$ để tránh búp sóng phụ bậc cao. Kết quả mô phỏng với $N \in \{92; 98; 104; 110\}$ và $d \in \{0,47 \cdot \lambda_g; 0,49 \cdot \lambda_g\}$ trình bày tại Bảng 2-2.

Bảng 2-2. Kết quả khảo sát đặc trưng bức xạ theo cấu hình mảng

N (khe)	d	L_{array} (mm)	θ_{3dB} ($^\circ$)	SLL (dB)	Đánh giá
92	$0,49 \cdot \lambda_g$	1816,7	1,31	30,5	$\theta_{3dB} > 1,2^\circ$: không đạt độ phân giải góc
98	$0,47 \cdot \lambda_g$	1894,1	1,28	30,7	$\theta_{3dB} > 1,2^\circ$: không đạt độ phân giải góc
104	$0,47 \cdot \lambda_g$	1969,8	1,20	30,6	Cấu hình chọn: đạt đồng thời cả hai chỉ tiêu
110	$0,47 \cdot \lambda_g$	2045,6	1,13	28,6	$SLL < 30 \text{ dB}$: không đạt yêu cầu cánh sóng phụ

Bảng 2-2 thể hiện tính đối nghịch giữa θ_{3dB} và SLL : tăng N thu hẹp búp sóng nhưng làm sai lệch phân bố Taylor ở các khe biên, kéo SLL xuống. Chỉ cấu hình $N = 104$; $d =$

$0,47 \cdot \lambda_g$; $L_{array} \approx 1970$ mm đạt đồng thời $\theta_{3dB} \leq 1,2^\circ$ và $SLL \geq 30$ dB ($SLL = 30,6$ dB), tương ứng với giá trị G_T, G_R tại hướng nhìn lẫn nhau giữa hai ăng-ten.

Bước thứ ba, xác định d_{sep} tối ưu. Khi giản đồ bức xạ đã cố định, Iso_{space} chỉ còn phụ thuộc d_{sep} qua số hạng đầu của công thức (2.22). Kết quả khảo sát $d_{sep} \in [50; 250]$ mm trình bày tại *Bảng 2-3*.

Bảng 2-3. Đặc tính Iso_{space} theo khoảng cách phát-thu d_{sep}

d_{sep} (mm)	Iso_{space} (dB)	Đánh giá
50	66,3	Khoảng cách quá nhỏ, không đủ không gian cơ khí
100	68,3	Hạn chế bố trí cơ khí
150	71,4	Chưa đạt vùng tối ưu
200	72,6	Cấu hình chọn: cân bằng cách ly và kích thước
250	72,7	Đã bão hoà, tăng kích thước không cải thiện đáng kể

Bảng 2-3 cho thấy Iso_{space} bão hoà tại 72,7 dB khi $d_{sep} > 200$ mm. Theo (2.22), bước chuyển từ 200 lên 250 mm phải cho thêm $20 \cdot \log(250/200) \approx 1,94$ dB, trong khi mô phỏng chỉ cho thêm 0,1 dB. Sai lệch 1,84 dB chứng tỏ cơ chế rò chi phối đã chuyển từ đường rò qua cánh sóng phụ trong không gian (mô tả bởi (2.22)) sang đường rò biên men theo mặt phẳng khẩu độ chung. Do đường rò biên nằm ngoài mô hình (2.22), điều chỉnh tiếp d_{sep} hay SLL trong khuôn khổ giải pháp 1 không cải thiện kết quả. Cấu hình $d_{sep} = 200$ mm được chọn vì sát điểm bão hoà và hợp lý về cơ học.

Tổng hợp ba bước phân tích, giải pháp 1 đạt $Iso_{space} = 72,6$ dB, thiếu 9,65 dB so với yêu cầu $Iso_{Ant} \geq 82,25$ dB. Phần thiếu hụt này là giới hạn của bản thân mô hình (2.22) khi đường rò biên trở thành cơ chế chi phối, không phải do giải pháp chưa tối ưu. Phần thiếu hụt cần được bù bằng cơ chế chắn vật lý đối với đường rò biên, được phân tích tại Giải pháp 2 thông qua thành phần Iso_{horn} của (2.21).

(2) Mặt mở loa nâng cao cách ly đường rò biên

Như đã phân tích tại *Bảng 2-3* ở giải pháp 1, khi d_{sep} vượt 200 mm, cơ chế rò

chi phối Iso_{space} đã chuyển từ đường truyền qua cánh sóng phụ trong không gian sang đường rò biên men theo mặt phẳng khẩu độ chung. Đường rò biên nằm ngoài phạm vi mô tả của (2.22), do đó khoảng thiếu hụt 9,65 dB so với yêu cầu $Iso_{Ant} \geq 82,25$ dB không thể bù bằng việc tăng tiếp d_{sep} hay nâng SLL . Giải pháp 2 đưa thêm một cơ chế suy giảm độc lập, tác động trực tiếp lên đường rò biên thông qua thành phần Iso_{horn} của (2.21).

Cơ chế vật lý được lựa chọn là chắn nhiễu xạ bằng mặt mở loa. Mặt mở loa bố trí giữa hai ăng-ten phát và thu đóng vai trò tấm chắn điện từ liên tục theo phương vuông góc với đường rò biên. Sóng rò biên không còn truyền tự do men theo mặt phẳng khẩu độ chung mà buộc phải nhiễu xạ qua mép loa trước khi tới ăng-ten đối diện. Hiệu ứng nhiễu xạ này làm sóng rò chịu thêm suy giảm, được định lượng bằng thành phần Iso_{horn} , phụ thuộc trực tiếp vào chiều cao khẩu độ loa h_{flare} .

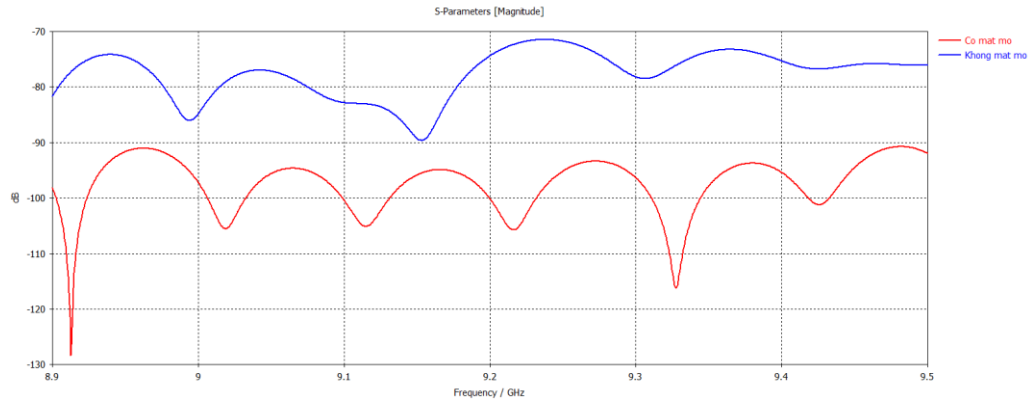
Tăng h_{flare} nâng Iso_{horn} do tăng đường nhiễu xạ qua mép loa. Tuy nhiên, mặt loa đồng thời định hướng lại trường bức xạ chính theo phương đứng, thu hẹp độ rộng búp sóng góc tã $HPBW_{el}$. Đây là ràng buộc đối nghịch với yêu cầu $HPBW_{el} \geq 20^\circ$ phục vụ phủ vùng tầm thấp tại Bảng 2-1. Bài toán xác định h_{flare} tối ưu do đó quy về tìm điểm cân bằng giữa Iso_{horn} và $HPBW_{el}$. Khảo sát mô phỏng được thực hiện với h_{flare} biến thiên từ 60 mm đến 90 mm với bước 7,5 mm. Kết quả tổng hợp tại Bảng 2-4.

Bảng 2-4. Tương quan giữa h_{flare} , Iso_{horn} , $HPBW_{el}$, G và Iso_{Ant}

h_{flare} (mm)	G (dBi)	$HPBW_{el}$ (°)	Iso_{horn} (dB)	Iso_{Ant} (dB)	Đánh giá
60	30,65	23,8	7,4	80,0	$Iso_{Ant} < 82,25$ dB: không đạt
67,5	30,7	21,9	12,4	85,0	Đạt nhưng dự phòng thấp (~3%)
75	31,3	20,7	17,4	90,0	Cấu hình chọn: đạt yêu cầu, dự phòng ~9,5%
82,5	31,3	19,9	18,6	91,0	$HPBW_{el} < 20^\circ$: vi phạm yêu cầu phủ tầm thấp
90	31,4	19,5	20,6	93,0	$HPBW_{el} < 20^\circ$: không đạt

Bảng 2-4 minh hoạ rõ tính đối nghịch giữa Iso_{horn} và $HPBW_{el}$. Khi h_{flare} tăng từ 60 mm lên 90 mm, Iso_{horn} tăng 13,2 dB (từ 7,4 lên 20,6 dB) nhưng $HPBW_{el}$ giảm 4,3° (từ 23,8° xuống 19,5°). Hai cấu hình $h_{flare} > 75$ mm vi phạm ràng buộc $HPBW_{el} \geq 20^\circ$. Cấu hình $h_{flare} = 75$ mm được lựa chọn vì cùng đạt cả ba chỉ tiêu: $Iso_{horn} = 17,4$ dB đưa Iso_{Ant} từ 72,6 dB lên 90,0 dB (vượt yêu cầu 82,25 dB với dự phòng 7,75 dB, tương ứng $\approx 9,5\%$); $HPBW_{el} = 20,7^\circ$ thoả mãn $\geq 20^\circ$; và $G = 31,3$ dBi thoả mãn $\geq 30,3$ dBi.

Giải pháp 2 đóng góp $Iso_{horn} = 17,4$ dB vào Iso_{Ant} , kết hợp với 72,6 dB từ giải pháp 1 cho tổng $Iso_{Ant} = 90$ dB tại tần số trung tâm 8991 MHz. Tuy nhiên, ra-đa FMCW yêu cầu Iso_{Ant} duy trì đồng đều trên toàn dải làm việc 8,9÷9,5 GHz (băng tương đối $\approx 6,7\%$). Nếu hệ số phản xạ S_{11} tại biên dải tăng, công suất phản xạ tại cổng phát làm Iso_{Ant} đo được suy giảm so với giá trị tâm dải. Vấn đề băng thông phối hợp trở kháng của phần tử bức xạ này được xử lý tại giải pháp 3.



Hình 2-4. Hệ số cách ly trong trường hợp có/không mặt mở loa

(3) Khe trên thành hẹp mở rộng băng thông trên toàn dải làm việc

Hai giải pháp trên đảm bảo $Iso_{Ant} = 90$ dB tại tần số trung tâm 8991 MHz. Tuy nhiên, ra-đa FMCW làm việc trên dải 8,9÷9,5 GHz, đòi hỏi Iso_{Ant} duy trì đồng đều trên toàn dải 600 MHz. Mức duy trì này được quyết định bởi băng thông phối hợp trở kháng $S_{11} \leq -20$ dB của khe bức xạ - đại lượng phụ thuộc cấu trúc khe trên thành ống dẫn sóng. Giải pháp 3 phân tích lựa chọn cấu trúc khe đáp ứng yêu cầu băng thông này.

Hai phương án bố trí khe trên ống dẫn sóng chữ nhật là khe trên thành rộng (broad-wall slot, truyền thống) và khe trên thành hẹp (narrow-wall slot). Khả năng

đạt băng thông $S_{11} \leq -20 \text{ dB}$ rộng phụ thuộc số bậc tự do hình học có thể điều chỉnh để bù phản xạ trên dải tần. Khe trên thành rộng chỉ có một bậc tự do là chiều dài khe, dẫn đến hệ số phẩm chất Q cao và băng cộng hưởng hẹp. Khe trên thành hẹp có điều kiện cộng hưởng phụ thuộc đồng thời hai biến hình học độc lập là độ sâu δ và góc nghiêng θ , theo công thức (2.23):

$$L_{res} \approx 0,4625 \cdot \lambda_g = (b + t) \cdot \cos\theta + 2 \cdot \delta - t/2 \quad (2.23)$$

Trong đó, L_{res} là chiều dài cộng hưởng của khe; δ là độ sâu khe; θ là góc nghiêng khe; t là độ dày thành khe; b là kích thước thành hẹp ống sóng. Hai bậc tự do thiết kế δ và θ làm giảm hệ số phẩm chất Q tổng hợp của cấu trúc, do đó mở rộng băng cộng hưởng so với khe trên thành rộng. Đối chiếu định lượng hai phương án trình bày tại *Bảng 2-5*.

Bảng 2-5. Đối chiếu đặc trưng giữa khe trên thành rộng và khe trên thành hẹp

Đặc trưng	Khe trên thành rộng	Khe trên thành hẹp
Cơ chế kích thích	Dòng ngang trên thành rộng	Dòng dọc phân bố trên thành hẹp
Bậc tự do điều chỉnh cộng hưởng	1 (chiều dài)	2 (δ, θ)
Hệ số phẩm chất Q	Cao	Thấp
Băng thông $S_{11} \leq -20 \text{ dB}$	$\approx 250 \text{ MHz}$ (2-3%)	$\approx 600 \text{ MHz}$ ($\sim 6,7\%$)
Khả năng phủ dải 8,9÷9,5 GHz	Không đủ	Đáp ứng
Thành phần phân cực chéo nội tại	Thấp	Cao, cần triệt bỏ sung

Bảng 2-5 cho thấy khe trên thành hẹp có băng thông gấp khoảng 2,4 lần khe trên thành rộng cùng kích thước. Cấu trúc khe trên thành hẹp được lựa chọn vì là phương án duy nhất đáp ứng yêu cầu băng thông 600 MHz của ra-đa FMCW. Với δ và θ được tối ưu riêng cho từng khe, kết quả mô phỏng cho băng thông $S_{11} \leq -20 \text{ dB}$ đạt 600 MHz trên dải 8900÷9500 MHz, duy trì $Iso_{Ant} \approx 90 \text{ dB}$ đồng đều trên toàn dải làm việc.

Tuy nhiên, cấu hình thành hẹp có hệ quả phụ về phân cực. Điện trường bức xạ từ khe trên thành hẹp có thành phần vuông góc với phân cực ngang chính, làm xuất hiện thành phần phân cực chéo. Bố trí khe xen kẽ ngược pha giữa các khe liền kề triệt được phần lớn nhưng không hoàn toàn thành phần này. Lượng phân cực chéo còn dư tạo đường rò qua kênh phân cực vuông góc giữa ăng-ten phát và thu, nằm ngoài cơ chế kiểm soát của *SLL* (giải pháp 1) và mặt mở loa (giải pháp 2), đòi hỏi cơ chế triệt riêng được phân tích tại giải pháp 4.



Hình 2-5. Ống sóng chữ khe trên thành hẹp

(4) Lưới lọc phân cực triệt rò kênh phân cực chéo

Như đã chỉ ra tại giải pháp 3, khe trên thành hẹp phát sinh thành phần phân cực chéo mà cấu hình khe xen kẽ ngược pha không triệt hoàn toàn. Lượng phân cực chéo dư tạo đường rò qua kênh phân cực vuông góc giữa ăng-ten phát và thu, nằm ngoài phạm vi tác động của *SLL* và mặt mở loa. Để $_{Ant}$ đo được phản ánh đúng cơ chế cách ly trên kênh phân cực chính, cần triệt thành phần phân cực chéo trước khi sóng đến ăng-ten thu. Yêu cầu định lượng tại *Bảng 2-1* là mức triệt phân cực chéo ≥ 20 dB.

Cơ chế vật lý được sử dụng là lọc dải phân cực bằng lưới kim loại. Lưới gồm các thanh kim loại song song bố trí phía trước mặt khẩu độ. Khi điện trường tới có hướng song song với thanh, dòng cảm ứng dọc thanh tạo phản xạ gần toàn phần và truyền qua gần bằng không. Khi điện trường tới có hướng vuông góc với thanh, dòng cảm ứng theo phương ngấn không hình thành cộng hưởng, do đó sóng truyền qua gần như không suy hao. Bố trí các thanh song song với hướng phân cực chéo phát sinh từ khe thành hẹp khiến thành phần này bị triệt mạnh, trong khi phân cực ngang chính được truyền qua nguyên vẹn.

Điều kiện hoạt động hiệu quả của lưới lọc được biểu diễn theo công thức (2.24):

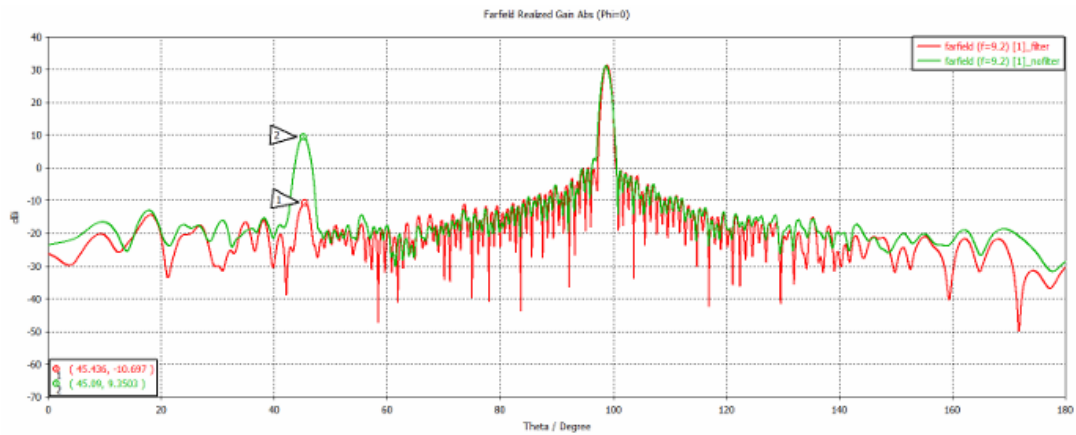
$$w/p < 0,5; \quad p < \lambda_g/2 \quad (2.24)$$

Trong đó, p là khoảng cách giữa các thanh, w là bề rộng mỗi thanh. Hai ràng buộc này đảm bảo đồng thời tránh tán xạ phụ ở dải tần làm việc (qua $p < \lambda_g/2$) và đảm bảo độ trong suốt cao cho phân cực chính (qua $w/p < 0,5$). Áp dụng tại tần số $f = 8991$ MHz với $\lambda_g = 40,3$ mm, ràng buộc trở thành $p < 20,15$ mm. Trong vùng ràng buộc này, khảo sát mô phỏng được thực hiện với p biến thiên từ 10 mm đến 16 mm và tỉ số w/p trong khoảng $0,30 \div 0,45$. Kết quả tổng hợp tại *Bảng 2-6*.

Bảng 2-6. Mức suy giảm phân cực chéo theo cấu hình lưới lọc

p (mm)	w (mm)	w/p	Suy giảm phân cực chéo (dB)	Đánh giá
10	4	0,40	19,8	Cấu hình chọn: suy giảm cao nhất
10	3	0,30	17,2	w/p nhỏ, suy giảm chưa tối ưu
12	5	0,42	14,6	Suy giảm vừa phải
12	4	0,33	13,1	p lớn, hiệu quả lọc giảm
16	6	0,37	15,3	p lớn, hiệu quả lọc thấp
16	5	0,31	13,7	p lớn, w/p nhỏ
14	6	0,43	12,8	Hiệu quả lọc thấp
14	5	0,36	12,6	Hiệu quả lọc thấp
16	7	0,44	12,2	Hiệu quả lọc thấp nhất trong vùng khảo sát

Bảng 2-6 thể hiện hai xu thế chi phối hiệu quả lưới lọc. Thứ nhất, mức suy giảm giảm nhanh khi p tăng, từ 19,8 dB tại $p = 10$ mm xuống $12 \div 15$ dB tại $p = 14 - 16$ mm, do mật độ thanh lưới giảm. Thứ hai, với cùng p , tỉ số w/p xấp xỉ 0,4 cho mức triệt cao hơn vì cân bằng được giữa hiệu ứng lọc phân cực chéo và độ trong suốt cho phân cực chính. Cấu hình $p = 10$ mm, $w = 4$ mm được chọn vì đạt mức suy giảm 19,8 dB, cao nhất trong toàn bộ vùng khảo sát và đáp ứng yêu cầu mức triệt phân cực chéo tại *Bảng 2-1*.



Hình 2-6. Giảm đồ hướng ăng-ten trước và sau khi có tấm lọc phân cực

Đóng góp của lưới lọc vào ISO_{Ant} mang tính gián tiếp nhưng không thể thiếu. Khi không có lưới lọc, ISO_{Ant} đo được phản ánh tổng cách ly qua hai kênh phân cực, trong đó kênh phân cực chéo có mức cách ly thấp do nằm ngoài cơ chế kiểm soát của SLL và mặt mở loa. Lưới lọc triệt thành phần phân cực chéo, đảm bảo giá trị $ISO_{Ant} = 90\text{ dB}$ phản ánh đúng cơ chế cách ly phát-thu trên kênh phân cực chính, đồng thời đáp ứng độc lập chỉ tiêu mức triệt phân cực chéo tại Bảng 2-1.

Như vậy, kết quả mô phỏng cho thấy giải pháp đề xuất đáp ứng tất cả các chỉ tiêu kỹ thuật đã xác lập tại Mục 2.1.3, bảng tổng hợp kết quả mô phỏng đối chiếu với yêu cầu thiết kế được thể hiện ở Bảng 2-7.

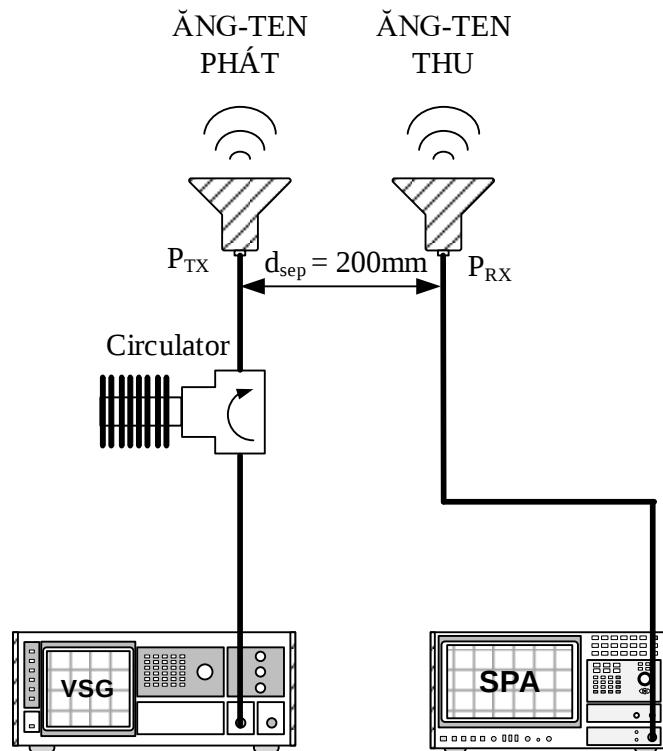
Bảng 2-7. Kết quả mô phỏng đối chiếu với yêu cầu thiết kế

Stt	Tham số / Đại lượng	Đơn vị	Yêu cầu	Kết quả mô phỏng
1	Dải tần làm việc	GHz	8,9 ÷ 9,5	8,9 ÷ 9,5
2	Hệ số tăng ích	dBi	$\geq 30,3$	31,3 dBi (không vỏ); 30,3 dBi (có vỏ)
3	Độ rộng búp sóng phương vị	Độ	$\leq 1,2$	$\leq 1,2$
4	Độ rộng búp sóng góc tà	Độ	≥ 20	≥ 20
5	Mức cánh sóng phụ	dB	≥ 30	≥ 30
6	Dải tần hoạt động	MHz	≥ 600	≥ 600
7	Mức triệt phân cực chéo	dB	≥ 20	$\geq 19,8$
8	Hệ số cách ly phát-thu	dB	$\geq 82,25$	$\geq 90\text{ dB}$

Stt	Tham số / Đại lượng	Đơn vị	Yêu cầu	Kết quả mô phỏng
9	Chiều dài ăng ten	mm	≤ 2000	1969,8
10	Khoảng cách giữa ăng-ten thu/phát	mm	≤ 200	200

b. Đo kiểm và đánh giá hệ số cách ly TX/RX

Nhằm kiểm chứng tính khả thi của thiết kế trong điều kiện thực tế, sau khi hoàn thiện chế tạo, hệ thống ăng-ten của ra-đa FMCW được tiến hành đo kiểm ngoài không gian thoáng (ăng-ten ngẩng lên trời) để đánh giá đặc tính cách ly giữa tuyến phát và tuyến thu. Cấu hình đo được thiết lập như sau:



Hình 2-7. Sơ đồ đo hệ số cách ly trong đài ra-đa FMCW

Các thành phần trong sơ đồ:

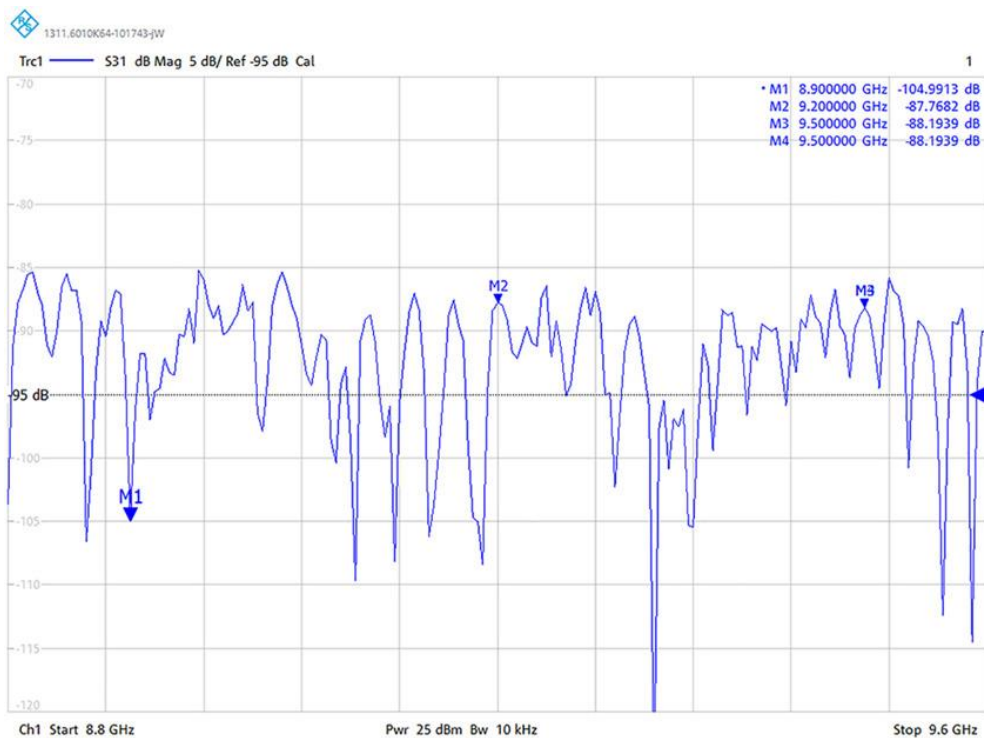
- **VSG (Vector Signal Generator):** tạo tín hiệu RF có tần số hoạt động f_0 quét trong dải tần $8900 \div 9500 \text{ MHz}$, đóng vai trò nguồn phát chuẩn đảm bảo công suất đầu ra $P_{TX} = 0 \text{ dBm}$ tại đầu vào Ăng-ten phát.
- **Circulator:** bảo vệ thiết bị máy phát chuẩn VSG, đảm bảo tín hiệu từ VSG chỉ

truyền theo một chiều duy nhất đến ăng-ten phát, ngăn tín hiệu phản xạ quay ngược lại VSG gây hỏng máy phát.

- **Ăng-ten phát** (bên trái): bức xạ tín hiệu RF vào không gian, là ăng-ten mảng khe ống dẫn sóng kết hợp loa theo thiết kế đề xuất.
- **Ăng-ten thu** (bên phải): đặt cách ăng-ten phát một khoảng $d_{\text{sep}} = 200$ mm theo phương ngang, đúng bằng khoảng cách phân tách đã xác định trong khảo sát thiết kế. Ăng-ten thu nhận toàn bộ tín hiệu rò trực tiếp từ ăng-ten phát.
- **SPA** (Spectrum Analyzer): đo mức công suất P_{RX} tại đầu ra khỏi khuếch đại, tại từng điểm tần số trong dải khảo sát $8900 \div 9500$ MHz.

Trên cơ sở các đại lượng đo được, hệ số cách ly TX/RX được xác định theo công thức:

$$Iso_{\text{Ant}} = P_{\text{TX}} - P_{\text{RX}} \quad [\text{dB}] \quad (2.25)$$



Hình 2-8. Kết quả đo hệ số cách ly giữa ăng-ten Phát và Thu

Kết quả đo kiểm được tổng hợp như sau. Hệ số cách ly giữa ăng-ten phát và ăng-ten thu đạt 85 dB, cao hơn giá trị yêu cầu theo thiết kế ($\approx 82,25$ dB), đồng thời duy trì ổn định trên 85 dB trong toàn dải tần $8900 \div 9500$ MHz. Kết quả này khẳng định hiệu quả của các giải pháp cách ly và lọc nhiễu đã được áp dụng trong hệ thống.

Để đánh giá hiệu quả của hệ thống trong điều kiện vận hành thực, khi đo tín hiệu thực tế trên đài, tại tần số phát $f_o = 8991 \text{ MHz}$ với mức công suất $36,64 \text{ dBm}$ tại đầu ra HPA, ghi nhận xuất hiện các tần số nhiễu pha lân cận tại tần số 8993 MHz và $8992,4 \text{ MHz}$ với mức công suất tương ứng là -60 dBm và -59 dBm . Tại phía thu, kết quả đo cho thấy mức công suất rò từ HPA sang kênh thu lần lượt là -145 dBm và -154 dBm (bổ sung bộ khuếch đại băng X phía thu khi đo kiểm). Như vậy, mức suy hao sâu này góp phần làm giảm đáng kể nhiễu qua đó hạn chế ảnh hưởng đến tín hiệu phản xạ thu được.

c. Thảo luận và so sánh với các giải pháp đã công bố

Để đánh giá hiệu quả của giải pháp đề xuất, luận án thực hiện so sánh với các công trình tiêu biểu theo hai tiêu chí chính: hệ số cách ly giữa kênh phát-thu và băng thông làm việc. Các kết quả đạt được được đối chiếu trực tiếp với số liệu công bố trong các công trình liên quan nhằm làm rõ mức độ cải thiện của phương pháp đề xuất.

Về hệ số cách ly: Giải pháp đề xuất đạt 85 dB trên toàn dải $8900 \div 9500 \text{ MHz}$. Đây là giá trị đo thực tế, cao hơn khoảng 5 dB so với ăng-ten vi dải ($\leq 80 \text{ dB}$ [64], [65]) và vượt $2,75 \text{ dB}$ so với yêu cầu thiết kế ($82,25 \text{ dB}$). So với các giải pháp xử lý số, các phương pháp như kỹ thuật chuyển đổi hạ tần (SPC) của Junhyeong Park [22] và phương pháp khai thác đối xứng phổ của Ken B. Cooper [24] (cải thiện khoảng 18 dB dải động) đều thực hiện sau khi tín hiệu rò đã được khuếch đại trong tuyến thu, do đó không xử lý được nguyên nhân vật lý của nhiễu. Ở một hướng tiếp cận khác, phương pháp miền RF của Chen và Niknejad [18] có thể đạt mức triệt rò trên 20 dB , nhưng yêu cầu cấu trúc phần cứng phức tạp với chuỗi IQ-Mixer và đồng bộ pha chính xác. So với các cách tiếp cận này, giải pháp ăng-ten của luận án thực hiện triệt tín hiệu rò ngay trước khi đưa vào LNA, qua đó bảo toàn dải động cho toàn bộ chuỗi xử lý, đồng thời giảm yêu cầu về độ phức tạp phần cứng. Như vậy, xét theo tiêu chí hệ số cách ly, giải pháp đề xuất đạt mức cách ly cao hơn so với các phương án được so sánh.

Về băng thông: Cấu trúc khe thành hẹp đạt băng thông 600 MHz trong dải $8900 \div 9500 \text{ MHz}$ (tương đương khoảng $6,7\%$ so với tần số trung tâm $9,2 \text{ GHz}$). So với cấu trúc khe thành rộng truyền thống của Chou và cộng sự [66], với băng thông điển

hình 1-3%, giải pháp đề xuất cho thấy mức cải thiện rõ rệt. Mặc dù băng thông nhỏ hơn so với ăng-ten vi dải ($\geq 10\%$), giá trị đạt được vẫn vượt yêu cầu thiết kế (600 MHz) và được xem là phù hợp trong bối cảnh cần đảm bảo hệ số cách ly cao. Do đó, giải pháp đề xuất đạt được sự cân bằng hợp lý giữa băng thông và các yêu cầu kỹ thuật khác.

Liên hệ với công trình đã công bố: Nội dung nghiên cứu tại Mục 2.1 đã được công bố trong công trình "*A Design of a High-Resolution Frequency Modulated Continuous Wave Radar for Drone Detection Based on Spurious Phase Noise and Discrete Clutter Reduction*" trên tạp chí *IET Radar, Sonar and Navigation* (2024). Trong công trình này, giải pháp giảm nhiễu pha được trình bày như thành phần đầu tiên trong khung xử lý tổng thể của hệ thống, đóng vai trò tiền đề phân cứng cho chuỗi xử lý nhiễu rời rạc tại Mục 2.2.

2.2 Nhiễu rời rạc, cơ sở dữ liệu thực nghiệm và giải pháp đề xuất

Kết quả đạt được tại Mục 2.1 đã khẳng định tính khả thi của giải pháp giảm nhiễu pha thông qua thiết kế ăng-ten có hệ số cách ly cao (85 dB), đảm bảo dải động và chất lượng tín hiệu tần số phách cho toàn bộ chuỗi xử lý phía sau. Đây là điều kiện cần để hệ thống ra-đa FMCW phân giải cao hoạt động ổn định, nhưng chưa phải điều kiện đủ để giải quyết bài toán cốt lõi của luận án là phát hiện và phân loại drone tầm thấp trong môi trường giám sát thực tế. Trong khuôn khổ bài toán này, tín hiệu phản xạ từ drone được xác định là tín hiệu có ích duy nhất cần phát hiện, trong khi toàn bộ các thành phần phản xạ còn lại từ công trình xây dựng, phương tiện giao thông, địa hình, thảm thực vật và các vật thể nhân tạo phân bố rải rác trong không gian quan sát đều được quy về một lớp duy nhất là nhiễu rời rạc.

Mục này trình bày nội dung nghiên cứu phương án xử lý nhiễu rời rạc theo ba phần: (1) Yêu cầu bài toán, phương án thu thập, phân tích dữ liệu và xác lập hướng tiếp cận (Mục 2.2.1); (2) Chuỗi xử lý tổng thể đề xuất nhằm giảm nhiễu rời rạc và nâng cao khả năng phát hiện mục tiêu (Mục 2.2.2) và (3) Kết quả thực nghiệm và thảo luận (Mục 2.2.3).

2.2.1 Nhiễu rời rạc trong môi trường giám sát tầm thấp

a. Yêu cầu bài toán và xác định các tham số chính của hệ thống

Như đã trình bày tại *Mục 1.1*, nhiễu cực trong hệ thống ra-đa bao gồm phản xạ từ mặt đất, mặt biển, khí tượng và các nguồn phản xạ riêng lẻ. Đối với ra-đa giám sát tầm thấp chuyên dụng phát hiện máy bay không người lái, thành phần nhiễu rời rạc là một trong những thách thức nổi bật nhất, do đây là loại nhiễu xuất hiện không liên tục trong không gian nhưng lại có khả năng tạo ra các tín hiệu phản xạ gần giống mục tiêu thực. Các nguồn nhiễu rời rạc điển hình bao gồm chim, côn trùng, phương tiện mặt đất (ô tô, xe máy), tua-bin gió và các công trình nhân tạo. Nhìn chung, các đối tượng này đều có kích thước nhỏ, tiết diện phản xạ ra-đa thấp và trong nhiều trường hợp có chuyển động tương đối, làm cho tín hiệu phản xạ của chúng dễ bị nhầm lẫn với tín hiệu từ UAV cỡ nhỏ.



**Hình 2-9. Minh hoạ về báo động làm từ nhiễu rời rạc trên đài ra-đa FMCW
(chim trong vòng tròn màu đỏ, ô tô trong vòng tròn màu xanh)**

Bài toán trở nên phức tạp hơn khi *nhiều rời rạc* không tồn tại độc lập mà chồng lấn với nhiều pha của hệ thống thu-phát liên tục đã được phân tích, xử lý tại *Mục 2.1*, cùng với các thành phần nhiễu môi trường khác. Sự kết hợp này làm gia tăng mức nền nhiễu tổng thể, đồng thời làm suy giảm khả năng phát hiện và phân loại mục tiêu. Đặc biệt, đặc tính *đốp-le* của UAV cỡ nhỏ thường nằm trong dải vận tốc $1 \div 11 \text{ m/s}$, khá tương đồng với các nguồn nhiễu rời rạc di động như ô tô ($2 \div 12 \text{ m/s}$) hoặc chim ($2 \div 8 \text{ m/s}$). Vì vậy, các bộ lọc *MTI* và *MTD* truyền thống khó tách biệt mục tiêu với nhiễu, dẫn đến gia tăng xác suất báo động lầm P_{fa} và làm giảm độ tin cậy của quá trình phân loại mục tiêu (*Hình 2-9*).

Trên cơ sở đó, bài toán đặt ra tại *Mục 2.2* không chỉ dừng ở việc kế thừa các tham số thiết kế hệ thống đã xác lập tại *Mục 2.1.2* và tổng hợp trong *Bảng 2-1*, mà còn phải làm rõ các yêu cầu hiệu năng đối với toàn bộ chuỗi xử lý trong điều kiện tồn tại nhiễu rời rạc.

b. Nền tảng lý thuyết về hiệu ứng vi đốp-le của Drone

Mục này trình bày kiến thức nền liên quan đến hiệu ứng *vi đốp-le*, một trong những đặc điểm tiêu biểu thường được khai thác trong nhận dạng và phân loại *drone*. Hiệu ứng này lần đầu tiên được nghiên cứu bởi Chen và cộng sự [67], [68], [69], làm nền tảng cho việc xây dựng mô hình mục tiêu trong phần sau.

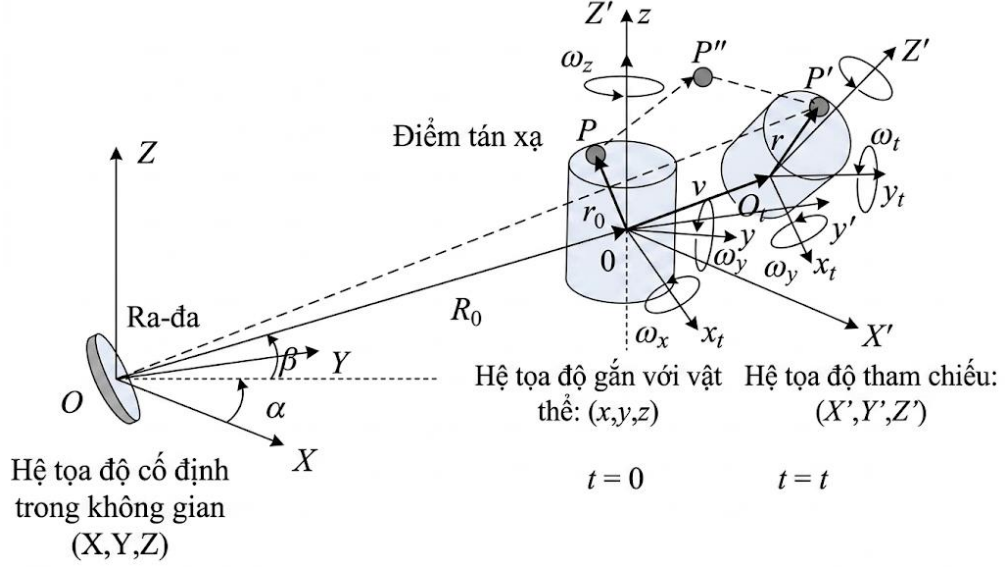
Giả sử rằng một ra-đa ở vị trí Q trong một hệ tọa độ cố định (X, Y, Z) và một mục tiêu di chuyển có hai tọa độ cục bộ (X', Y', Z') và (x, y, z) có cùng gốc O (

Hình 2-10). Mục tiêu có vận tốc tịnh tiến $\mathbf{v}$ so với ra-đa và vận tốc góc $\boldsymbol{\omega} = (\omega_x, \omega_y, \omega_z)^T$ quanh các trục (x, y, z) .

Tại thời điểm $t = 0$, tâm của mục tiêu ở vị trí O với $QO = R_0$ và một điểm phân tán P nằm tại $\mathbf{r}_0 = (x_0, y_0, z_0)^T$ trong hệ tọa độ (x, y, z) . Khi đó, tọa độ của mục tiêu trong hệ (X', Y', Z') được mô tả bởi:

$$OP = Rot(0) \cdot \mathbf{r}_0 \quad (2.26)$$

Trong đó, $Rot(0)$ là ma trận quay ban đầu. Tại thời điểm t , các điểm O và P lần lượt di chuyển đến O_t và P' .



Hình 2-10. Minh hoạ mục tiêu với phép tịnh tiến và phép quay

Trong hệ tọa độ (X', Y', Z') , các đại lượng liên quan được mô tả như sau:

$$OO_t = vt, \quad r = O_t P' = Rot(t) \cdot O_t P'' = Rot(t) \cdot Rot(0) \cdot r_0 \quad (2.27)$$

Trong đó, $Rot(t)$ là ma trận quay biểu diễn chuyển động quay từ P'' đến P' .

Véc-tơ chuyển động từ O đến P' được định nghĩa bởi công thức:

$$QP' = QO + OO_t + O_t P' = R_0 + vt + Rot(t) \cdot Rot(0) \cdot r_0 \quad (2.28)$$

$$R(t) = \|R_0 + v + Rot(t) \cdot Rot(0) \cdot r_0\| \quad (2.29)$$

Giả sử tín hiệu phát có dạng:

$$s_{rad}(t) = \exp(j 2\pi f(t)) \quad (2.30)$$

Khi đó, tín hiệu thu được do phản xạ từ P là:

$$r_{rad}(t) = \rho(x, y, z) \cdot \exp\left[j 2\pi f\left(t - \frac{2R(t)}{c}\right)\right] \quad (2.31)$$

Trong đó, f là tần số sóng mang, c là tốc độ ánh sáng và $\rho(x, y, z)$ đặc trưng cho diện tích phản xạ hiệu dụng ra-đa tại điểm P và suy hao tín hiệu trong không gian.

Do đó, tín hiệu bằng cơ sở được trả về từ P là:

$$r_b(t) = \rho(x, y, z) \cdot \exp\left(j 2\pi f \cdot \frac{2R(t)}{c}\right) = \rho(x, y, z) \cdot \exp(j \Phi[R(t)]) \quad (2.32)$$

Trong đó:

$$\Phi(r) = 2\pi f \cdot \frac{2R(t)}{c} \quad (2.33)$$

Sự thay đổi tần số *đốp-le* gây ra bởi chuyển động của mục tiêu được tính toán bằng:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt} = \frac{2f}{c} \frac{dR(t)}{dt} = \frac{2f}{c} \left[v + \frac{d}{dt} (Rot(t) \cdot Rot(0) \cdot r_0) \right]^T n_p \quad (2.34)$$

Trong đó, n_p là véc-tơ đơn vị, được định nghĩa:

$$n_p = \frac{R_0 + vt + Rot(t) \cdot Rot(0) \cdot r_0}{\|R_0 + vt + Rot(t) \cdot Rot(0) \cdot r_0\|} \quad (2.35)$$

Ma trận quay $Rot(t)$ nằm trong nhóm $SO(3)$ và được viết dưới dạng $Rot(t) = \exp(\hat{\omega} t)$, trong đó $\hat{\omega}$ là ma trận đối xứng lệch liên kết với ω :

$$\hat{\omega} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_z & \omega_y \\ \omega_z & 0 & -\omega_x \\ -\omega_y & \omega_x & 0 \end{bmatrix}$$

Từ đây:

$$f_D = \frac{2f}{c} \left[v + \frac{d}{dt} (Rot(t) \cdot Rot(0) \cdot r_0) \right]^T n_p \quad (2.36)$$

$$f_D = \frac{2f}{c} \left[v + \frac{d}{dt} (Rot(t) \cdot Rot(0) \cdot r_0) \right]^T n_p \quad (2.37)$$

$$f_D = \frac{2f}{c} [v + \omega \times r]^T n_p \quad (2.38)$$

Do $\|R_0\| \gg \|vt + Rot(t) \cdot Rot(0) \cdot r_0\|$, có thể xấp xỉ $n_p \approx n = R_0 / \|R_0\|$. Do đó, độ dịch chuyển *đốp-le* của mục tiêu là:

$$f_D \approx \frac{2f}{c} [v + \omega \times r]^T n = \frac{2f}{c} [v + \omega \times r]_{radial} \quad (2.39)$$

Ký hiệu $[\cdot]_{radial}$ biểu thị thành phần xuyên tâm, phép chiếu véc-tơ lên hướng tia ngắm n . Biểu thức (2.39) cho thấy tần số *đốp-le* tổng hợp gồm hai thành phần độc lập:

- Thành phần $\frac{2f}{c} v_{radial}$ do phép tịnh tiến của tâm mục tiêu: đây là *đốp-le* kinh điển, bằng nhau với mọi điểm trên thân mục tiêu.
- Thành phần $\frac{2f}{c} [\omega \times r]_{radial}$ do phép quay của thân mục tiêu: đây là *vi đốp-le*, phụ thuộc vào vị trí cụ thể của từng điểm phân tán r và trục quay ω .

Tách riêng thành phần *vi đốp-le*:

$$f_{mD} = \frac{2f}{c} [\omega \times r]_{radial} \quad (2.40)$$

Đây là biểu thức cốt lõi của hiệu ứng *vi đốp-le*. Khác với *đốp-le* tịnh tiến chỉ

phụ thuộc vận tốc khối tâm, f_{mD} phụ thuộc vào: (1) vận tốc góc ω (tốc độ và trục quay), (2) vị trí điểm phân tán r (chiều dài cánh tay đòn từ tâm quay), và (3) hướng quan sát n . Mỗi loại mục tiêu (cánh quạt *drone*, cánh chim, bánh xe ô tô, tua-bin gió...) sẽ tạo ra mẫu $f_{mD}(t)$ đặc trưng - gọi là dấu hiệu *vi đốp-le*, là cơ sở cho phân loại mục tiêu.

Để triển khai f_{mD} , ta tách véc-tơ vận tốc góc thành tích của độ lớn và véc-tơ đơn vị chỉ trục quay:

$$\omega' = (\omega'_x, \omega'_y, \omega'_z) = \frac{Rot(0) \cdot \omega}{\|\omega\|}, \quad \Omega = \|\omega\| \quad (2.41)$$

$$\text{Và:} \quad \hat{\omega}' = \begin{bmatrix} 0 & -\omega'_z & \omega'_y \\ \omega'_z & 0 & -\omega'_x \\ -\omega'_y & \omega'_x & 0 \end{bmatrix}$$

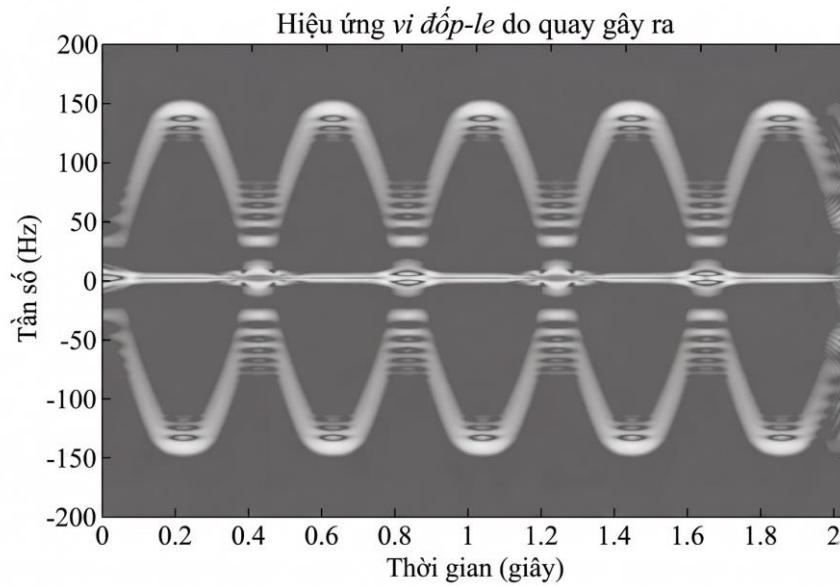
Khi đó, áp dụng công thức quay của Rodrigues [70], thu được:

$$Rot(t) = \exp(\hat{\omega}' t) = I + \hat{\omega}' \cdot \sin(\Omega t) + (\hat{\omega}')^2 \cdot (1 - \cos(\Omega t)) \quad (2.42)$$

Từ $(\hat{\omega}')^3 = -\hat{\omega}'$, suy ra:

$$\begin{aligned} f_{mD} &= \frac{2f}{c} [\Omega \cdot \omega' \times r]_{radial} = \frac{2f}{c} [\Omega \cdot \hat{\omega}' \cdot r]^T \times n \\ &= \frac{2f}{c} [\Omega \cdot \hat{\omega}' \cdot Rot(t) \cdot Rot(0) \cdot r_0]^T \times n \\ &= \frac{2f\Omega}{c} [\hat{\omega}' \cdot (I + \hat{\omega}' \cdot \sin(\Omega t) + (\hat{\omega}')^2 \cdot (1 - \cos(\Omega t))) \cdot Rot(0) \cdot r_0]^T \times n \\ &= \frac{2f\Omega}{c} [(\hat{\omega}' + (\hat{\omega}')^2 \cdot \sin(\Omega t) + (\hat{\omega}')^3 \cdot (1 - \cos(\Omega t))) \cdot Rot(0) \cdot r_0]^T \times n \\ &= \frac{2f\Omega}{c} [(\hat{\omega}' + (\hat{\omega}')^2 \cdot \sin(\Omega t) - \hat{\omega}' \cdot (1 - \cos(\Omega t))) \cdot Rot(0) \cdot r_0]^T \times n \\ &= \frac{2f\Omega}{c} [\hat{\omega}' \cdot (\hat{\omega}' \cdot \sin(\Omega t) + I \cdot \cos(\Omega t)) \cdot Rot(0) \cdot r_0]_{radial} \end{aligned} \quad (2.43)$$

Quá trình rút gọn công thức (2.43) cho thấy hai kết luận quan trọng: (1) Tần số *vi đốp-le* có dạng tổ hợp của $\sin(\Omega t)$ và $\cos(\Omega t)$, tức là dao động tuần hoàn theo thời gian với chu kỳ $T = 2\pi/\Omega$ (Hình 2-11); (2) Biên độ dao động phụ thuộc đồng thời vào ba yếu tố: tần số sóng mang ra-đa f (qua hệ số $2f/c$), tốc độ quay Ω và chiều dài cánh tay đòn (chứa trong r_0). Đặc tính này tạo ra tín hiệu phổ duy nhất cho mỗi loại mục tiêu, cho phép phân loại *drone* khác với chim, ô tô và các nguồn nhiễu rời rạc khác.



Hình 2-11. Minh họa về tần số vi Doppler gây ra bởi sự quay của cánh quạt

Đối với ra-đa *FMCW*, các phương pháp trích xuất đặc trưng vi Doppler dựa trên phép biến đổi Fourier nhanh (*FFT*) theo chiều cự ly đã được đề xuất trong các nghiên cứu [71], [72]. Tuy nhiên, chu kỳ dao động của tín hiệu vi Doppler thường không được biểu hiện rõ ràng trên phổ tín hiệu. Một số hướng tiếp cận khác nhằm phát hiện đặc trưng vi Doppler của *drone* sử dụng hệ thống ra-đa và thay đổi thời gian quan sát mục tiêu được trình bày trong các nghiên cứu [73], [74], [75].

Tất cả các phương pháp trên đều phụ thuộc vào tín hiệu phản xạ từ chuyển động cánh quạt của *drone*. Trong thực tiễn, việc khai thác đặc trưng vi Doppler để phân biệt *drone* và *nhiều rời rạc* gặp nhiều hạn chế, bao gồm: tín hiệu vi Doppler thường bị suy yếu hoặc che khuất do nhiễu nền, và yêu cầu xử lý tín hiệu phức tạp (bao gồm phân tích phổ, xử lý ảnh hoặc học sâu) làm tăng đáng kể gánh nặng tính toán. Do đó, *NCS* đề xuất một phương pháp mới nhằm tách biệt mục tiêu *drone* khỏi *nhiều rời rạc*, đồng thời khắc phục các hạn chế vốn tồn tại trong các phương pháp dựa trên đặc trưng vi Doppler nêu trên.

Để làm rõ hơn khả năng khai thác các đặc trưng này trong hệ thống ra-đa, phần tiếp theo trình bày phương án thu thập, thống kê và phân tích cơ sở dữ liệu thực nghiệm.

c. Phương án thu thập, thống kê và phân tích cơ sở dữ liệu

Để xây dựng cơ sở khoa học cho phương pháp phân loại đề xuất, *NCS* tiến hành

quy trình thu thập dữ liệu thực nghiệm có hệ thống trên hệ thống ra-đa *FMCW* đã được tối ưu nhiều pha, kết hợp với thiết bị quang-điện tử (*QĐT*) để xác nhận nhãn từng mẫu trong khoảng thời gian quý I và quý II năm 2023, trong điều kiện thời tiết tốt nhằm loại trừ ảnh hưởng của nhiễu khí tượng lên đặc trưng tín hiệu. Quy trình gồm hai giai đoạn bổ sung cho nhau: (1) Phân tích đặc trưng quỹ đạo nhằm đánh giá khả năng phân biệt dựa trên tham số động học và (2) Phân tích đặc trưng phân tán *đốp-le* nhằm tìm đặc trưng có tính phân biệt cao hơn. Sự phối hợp giữa hai giai đoạn cho phép xác định rõ giới hạn của từng loại đặc trưng, từ đó định hướng chiến lược phân loại tổng thể.

(1) Phân tích đặc trưng quỹ đạo mục tiêu: Thiết bị *QĐT* được sử dụng đồng thời với ra-đa để thu thập dữ liệu từ các loại mục tiêu tiêu biểu, bao gồm *drone* (*DJI Phantom 4* [76], *Inspire 2*, *Mavic 2 Pro*), trực thăng và các nguồn nhiễu rời rạc (chim, ô tô, xe máy). Tổng cộng 26.800 mẫu quỹ đạo được thu thập, phân bố trên bốn lớp: chim (1.900), ô tô (12.670), trực thăng (9.780) và *drone* (2.450). Các kịch bản thu thập được thiết kế đa dạng theo ba chiều: cự ly (gần/xa), vị trí mục tiêu trong búp sóng (tâm/riêng) và hướng di chuyển (hướng tâm, tiếp tuyến, bay treo), đảm bảo tính đại diện cho điều kiện vận hành thực tế.

Bốn đặc trưng động học được trích xuất: (1) vận tốc trung bình v_{mean} , (2) độ lệch chuẩn vận tốc v_{std} , (3) độ lệch chuẩn hướng di chuyển h_{std} và (4) hệ số cơ động $\sigma = v_{mean}/h_{std}$. Kết quả thống kê được tổng hợp trong Bảng 2-8.

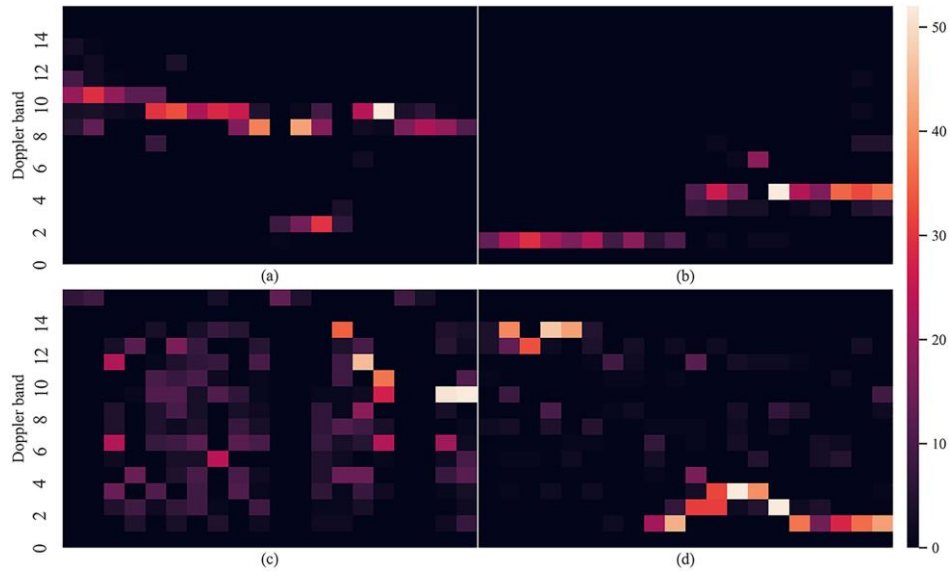
Bảng 2-8. Thống kê đặc trưng quỹ đạo của các loại mục tiêu (26.800 mẫu)

Mục tiêu	v_{mean} (m/s)	v_{std} (m/s)	h_{std} (độ)	σ (m/s/độ)
Chim	2 - 8	1 - 4	0 - 240	0 - 150
Trực thăng	15 - 30	8 - 14	0 - 240	0 - 250
Mặt đất (ô tô)	2 - 12	1 - 6	0 - 240	0 - 120
<i>Drone</i>	1 - 11	1 - 6	0 - 170	0 - 110

Kết quả cho thấy chỉ trực thăng có thể phân biệt được nhờ vận tốc và biến động

vận tốc vượt trội ($v_{mean} = 15 \div 30 \text{ m/s}$, $v_{std} = 8 \div 14 \text{ m/s}$). Các đặc trưng quỹ đạo còn lại không đủ khả năng phân biệt *drone* với ô tô và chim do dải vận tốc chồng lấp gần như hoàn toàn: *drone* ($1 \div 11 \text{ m/s}$), ô tô ($2 \div 12 \text{ m/s}$), chim ($2 \div 8 \text{ m/s}$). Nhận định này trùng khớp với [34], theo đó phân loại dựa trên thông tin quỹ đạo chỉ đạt khoảng 85% độ chính xác và kém hiệu quả trong việc loại bỏ nhiễu từ phương tiện mặt đất. Do đó, cần bổ sung các đặc trưng phản ánh cấu trúc cơ học đặc thù của *drone* là các cánh quạt quay tốc độ cao để nâng cao khả năng phân loại.

(2) Phân tích đặc trưng phân tán Doppler: Trong mỗi chu kỳ quét, tín hiệu phản xạ từ mục tiêu là tập hợp các phản xạ vi mô (*sub-echo*) tương ứng với các thành phần vật lý khác nhau. Với *drone*, sự quay của cánh quạt tạo hiệu ứng *vi Doppler*, làm phổ *Doppler* trải rộng đáng kể so với nhiễu rời rạc vốn chỉ có phản xạ từ thân chính (Hình 2-12).



Hình 2-12. Đặc trưng Doppler của bốn loại mục tiêu trong 40 chu kỳ quét ra-đa liên tiếp: (a) ô tô, (b) xe máy, (c) drone DJI Inspire 2, (d) drone DJI Phantom 4

Quan sát Hình 2-12 cho thấy: ô tô tập trung ở $2 \div 3 \text{ band}$ liên kề ($\text{band } 8 \div 10$), biên độ cao và ổn định; xe máy tập trung hơn nữa ở $1 \div 2 \text{ band}$ ($\text{band } 2 \div 3$) do kích thước nhỏ, RCS thấp. Trong khi đó, *drone DJI Inspire 2* trải rộng từ $\text{band } 1$ đến $\text{band } 14 \div 15$ với nhiều thành phần *sub-echo* phân tán, còn *drone DJI Phantom 4* trải trên $\text{band } 1 \div 13$ (mức phân tán ít hơn *Inspire 2* do cánh quạt nhỏ hơn). Tóm lại, nhiễu rời rạc có phổ *Doppler* hẹp và ổn định; *drone* có phổ trải rộng và biến đổi mạnh theo thời

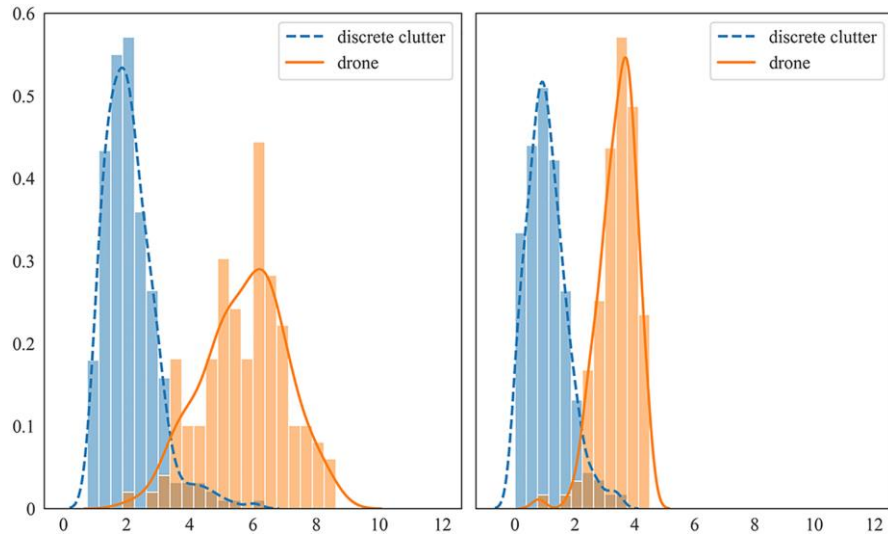
gian do vi *đốp-le* từ hiệu ứng cánh quạt.

Để lượng hoá sự khác biệt này, NCS thống kê trên tập 20.000 mẫu phổ *đốp-le* (10.000 drone + 10.000 nhiễu rời rạc) trong phạm vi cự ly 1,7 km. Hai đặc trưng được định nghĩa như sau:

$$\Delta f_D = \text{mean}\{\Delta f_{D1}, \Delta f_{D2}, \dots, \Delta f_{DM}\} \quad (2.44)$$

$$\sigma_{\Delta f_D} = \text{std}\{\Delta f_{D1}, \Delta f_{D2}, \dots, \Delta f_{DM}\} \quad (2.45)$$

Trong đó, Δf_{D_i} là độ rộng phổ *đốp-le* thu được từ tín hiệu phản hồi tại vòng quét thứ i ; $M = 5$ vòng quét được lựa chọn để cân bằng giữa độ ổn định thống kê và yêu cầu đáp ứng thời gian thực. Giá trị trung bình Δf_D phản ánh mức phân tán trung bình (*drone* lớn hơn do cánh quạt), còn độ lệch chuẩn $\sigma_{\Delta f_D}$ phản ánh mức biến thiên giữa các vòng quét. Hai đặc trưng này thay thế cho ảnh vi *đốp-le* truyền thống, có ưu điểm tính toán đơn giản (do chỉ cần thống kê cơ bản), không yêu cầu chiếu xạ liên tục, phù hợp với ra-đa cảnh giới quét liên tục.



Hình 2-13. Phân bố của Δf_D (trái) và $\sigma_{\Delta f_D}$ (phải) của drone và nhiễu rời rạc

Kết quả Hình 2-13 cho thấy phân bố của nhiễu rời rạc tập trung ở vùng giá trị thấp ($\Delta f_D \approx 2$, $\sigma_{\Delta f_D} \approx 1 \div 2$), phản ánh phổ *đốp-le* hẹp của các mục tiêu chỉ có chuyển động tịnh tiến. Ngược lại, phân bố của *drone* dịch chuyển rõ rệt sang vùng giá trị cao hơn ($\Delta f_D \approx 6$, $\sigma_{\Delta f_D} \approx 3 \div 4$), với vùng chồng lấp nhỏ chỉ trong khoảng $\Delta f_D \approx 3 \div 5$. Hai phân bố tách biệt thống kê rõ ràng, khẳng định đặc trưng phân tán *đốp-le* có khả năng phân biệt cao

giữa *drone* và nhiễu rời rạc, là cơ sở thực nghiệm cho giải pháp phân loại đề xuất.

(3) Phân tích đặc điểm chuyển động trên bản đồ giao thông: Đặc trưng phân tán *đốp-le* tuy hữu ích nhưng không đủ để loại bỏ hoàn toàn nhiễu rời rạc, do mức phân tán còn phụ thuộc cự ly. Với *drone* cỡ nhỏ hoạt động ở cự ly xa, phổ *đốp-le* có thể tương tự nhiễu mặt đất. Để khắc phục, NCS khai thác thêm đặc điểm chuyển động không gian thông qua bản đồ đường giao thông xây dựng từ dữ liệu *OpenStreetMap*.

Với một điểm A có cự ly d (m) và góc phương vị α (rad), toạ độ kinh độ và vĩ độ của điểm đó được xác định:

$$lon_A = lon_{root} + \frac{d \times hs \times \sin \alpha}{\cos \frac{lat_{root} \times \pi}{180}} \quad (2.46)$$

$$lat_A = lat_{root} + d \times hs \times \cos \alpha \quad (2.47)$$

Trong đó, (lat_{root}, lon_{root}) là vĩ độ và kinh độ của vị trí đặt ra-đa; hệ số chuyển đổi hs ($^\circ/m$) được tính bằng:

$$hs = \frac{360}{2\pi \times R \times 1000}, \quad R = 6378,137 \text{ (km)} \quad (2.48)$$

Với R là bán kính Trái Đất. Tiếp theo, với một điểm $A(lat_A, lon_A)$, toạ độ Descartes (x_A, y_A) được xác định:

$$x_A = \left(\frac{lat_A - lat_{root}}{hs} \right) / scale \quad (2.49)$$

$$y_A = \left(\frac{lon_{root} - lon_A}{hs} \right) / scale \quad (2.50)$$

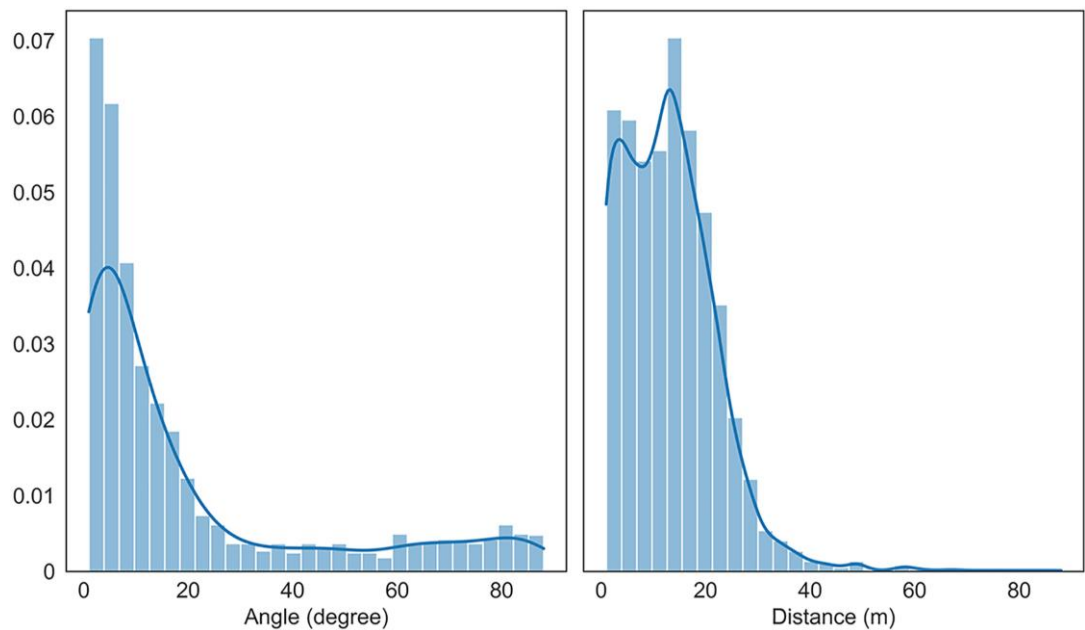
Trong đó, $scale$ (pixel/m) là tham số phân giải bản đồ. Do độ phân giải cự ly của ra-đa là $1,5 \text{ m}$ (Bảng 2-1), chọn $scale = 1,5/\sqrt{2} \approx 1$ (pixel/m), tương ứng bản đồ đường giao thông có độ phân giải $1,0 \text{ m}$ trong hệ toạ độ Descartes.

Quy trình xây dựng bản đồ gồm bốn bước: (1) tải dữ liệu đường giao thông trong vùng hình vuông cạnh $2R_{max}$ quanh vị trí đặt ra-đa, với R_{max} là cự ly cực đại; (2) tính (lat_A, lon_A) của góc trên-trái vùng hình vuông theo (2.46)-(2.47); (3) chuyển toạ độ tất cả các nút của mỗi tuyến đường sang Descartes theo (2.49)-(2.50); (4) nối các nút liền kề và nội suy điểm trung gian theo độ phân giải $1,0 \text{ m}$. Kết quả là bản đồ có độ phân giải xấp xỉ bằng phân giải cự ly nghiêng của ra-đa (Hình 2-14).



Hình 2-14. Bản đồ đường giao thông có độ phân giải xấp xỉ bằng phân giải cự ly nghiêng của ra-đa

Trên bản đồ đã xây dựng, NCS thu thập 10.676 mẫu khoảng cách (đến tuyến đường gần nhất) và 9.311 mẫu hướng di chuyển (so với tuyến đường gần nhất) từ 380 mục tiêu nhiễu rời rạc (ô tô, xe máy).



Hình 2-15. Phân bố xác suất của góc lệch hướng di chuyển (trái) và khoảng cách đến tuyến đường gần nhất (phải) của nhiễu rời rạc

Kết quả Hình 2-15 cho thấy đa số nhiễu rời rạc có: (1) góc lệch hướng di chuyển so với tuyến đường tập trung ở vùng nhỏ ($0^\circ \div 10^\circ$), phần lớn dưới 30° (phù hợp ràng

buộc giao thông); và (2) khoảng cách đến tuyến đường gần nhất đạt đỉnh trong khoảng $5 \div 20 \text{ m}$, phần lớn dưới 30 m , gần như không có mẫu nào vượt 40 m . Do đó, hai ngưỡng 30 m và 30° được lựa chọn làm tiêu chí phân biệt hiệu quả, bởi *drone* - vốn bay tự do không bị ràng buộc hạ tầng giao thông - thường không thoả mãn đồng thời cả hai điều kiện này.

Tóm lại, phân tích hai giai đoạn cho thấy hai nhóm đặc trưng bổ sung cho nhau: đặc trưng phân tán *đốp-le* ($\Delta f_D, \sigma_{\Delta f_D}$) hiệu quả ở cự ly gần ($\leq 1,7 \text{ km}$), nơi tín hiệu cánh quạt đủ mạnh; trong khi đặc điểm chuyển động so với bản đồ đường giao thông (khoảng cách và góc lệch hướng) hiệu quả ở cự ly xa ($\leq 12 \text{ km}$), nơi đặc trưng *đốp-le* bị suy giảm. Hai nhóm đặc trưng này được tích hợp trong chuỗi xử lý đề xuất (trình bày tại các mục tiếp theo), tạo thành giải pháp phân loại thống nhất đáp ứng yêu cầu vận hành thực tế của hệ thống ra-đa cảnh giới.

d. Hướng tiếp cận của luận án

Từ kết quả phân tích thực nghiệm tại Mục 2.2.1c, luận án xác lập hướng tiếp cận dựa trên ***kết hợp hai nhóm đặc trưng bổ sung cho nhau***, mỗi nhóm đảm nhận một vùng cự ly khác nhau.

Thứ nhất, đặc trưng phân tán *đốp-le* ($\Delta f_D, \sigma_{\Delta f_D}$) phản ánh sự khác biệt vật lý giữa *drone* có cánh quạt quay và các đối tượng nhiều không có thành phần quay. Đặc trưng này hiệu quả ở cự ly gần ($\leq 1,7 \text{ km}$), nơi tín hiệu phản xạ từ cánh quạt còn đủ mạnh. Ưu điểm nổi bật so với *vi đốp-le* truyền thống là tính toán đơn giản, không yêu cầu thay đổi cấu hình hệ thống và không cần mô hình học sâu để phân loại.

Thứ hai, đặc điểm chuyển động không gian (quỹ đạo mục tiêu so với bản đồ đường giao thông *OpenStreetMap*) hiệu quả ở cự ly xa ($\leq 12 \text{ km}$), nơi đặc trưng *đốp-le* bị suy giảm do tín hiệu phản xạ từ cánh quạt yếu đi.

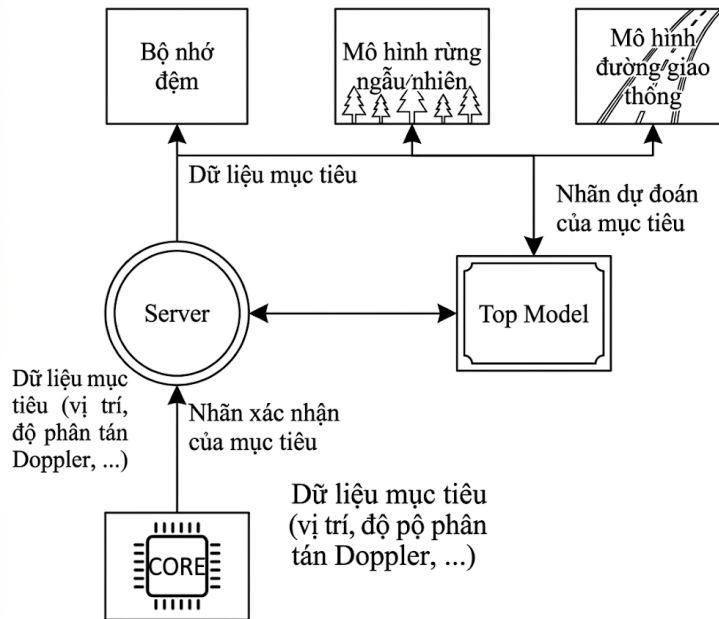
Hai nhóm đặc trưng này được tích hợp qua mô hình học máy *Random Forest* và hệ quy tắc phân loại phân cấp *Top Model*, tạo thành chuỗi xử lý hoàn chỉnh (trình bày tại Mục 2.2.2). Cách tiếp cận này khắc phục đồng thời các hạn chế đã xác định tại Mục 1.1.1b: không yêu cầu chiếu xạ liên tục, không đòi hỏi phần cứng ra-đa phân cực phức tạp, xử lý được nhiễu từ phương tiện mặt đất và có chi phí tính toán hợp lý

cho xử lý thời gian thực.

2.2.2 Chuỗi xử lý đề xuất nhằm giảm nhiễu rời rạc và nâng cao khả năng phát hiện mục tiêu

a. Thiết kế tổng thể mô-đun DDDCR - Lưu đồ thuật toán

Trên cơ sở phân tích tại Mục 2.2.1c, luận án đề xuất mô-đun DDDCR (*Drone Detection and Discrete Clutter Reduction* - Phát hiện drone và giảm nhiễu rời rạc), được tích hợp như một khối xử lý hậu (*post-processing*) trong chuỗi xử lý dữ liệu radar FMCW, hoạt động sau khối xử lý tín hiệu cơ bản (Hình 2-16). Mô-đun khai thác đồng thời đặc trưng phổ *đốp-le* và đặc điểm chuyển động để phân loại drone khỏi nhiễu trong điều kiện vận hành thực tế.



Hình 2-16. Thiết kế của mô-đun phân loại DDDCR

Lưu đồ tổng thể gồm bốn thành phần hoạt động theo trình tự:

Khối CORE - Trích xuất đặc trưng: xử lý tín hiệu radar FMCW theo sơ đồ tại Mục 2.1.1. Tín hiệu tần số phách $y(t)$ sau ADC được xử lý FFT để trích xuất cự ly R , phương vị α , vận tốc *đốp-le* f_D và biên độ phản xạ cho mỗi mục tiêu. Từ $M = 5$ vòng quét liên tiếp, khối tính hai đặc trưng Δf_D và $\sigma_{\Delta f_D}$ theo công thức (2.44)-(2.45) cùng quỹ đạo mục tiêu (toạ độ theo thời gian), rồi đóng gói chuyển tới Server.

Khởi SERVER - Điều phối dữ liệu: nhận dữ liệu từ CORE, phân phối đồng thời đến hai mô hình phân loại: Random Forest Model (nhận $\Delta f_D, \sigma_{\Delta f_D}$) và Street Model (nhận quỹ đạo); đồng thời lưu lịch sử phân loại trong bộ nhớ đệm (Cache Data) phục vụ quy tắc MN ở Top Model.

Hai mô hình phân loại song song: Random Forest Model (RFM) và Street Model (SM) hoạt động độc lập, mỗi mô hình trả về nhãn phân loại kèm độ tin cậy (confidence score) cho Top Model.

Khởi TOP MODEL - Tổng hợp quyết định: kết hợp kết quả từ hai mô hình, áp dụng quy tắc logic phân cấp và quy tắc ổn định MN, đưa ra nhãn cuối cùng: Drone, Nhiều rời rạc hoặc Không xác định. Kết quả được trả ngược về CORE để hiển thị trên giao diện điều khiển.

b. Thuật toán 1: Random Forest Model (Phân loại dựa trên đặc trưng phân tán vi đồp-le)

Thuật toán 1: Random Forest Model (RFM)

Đầu vào: véc-tơ đặc trưng ($\Delta f_D, \sigma_{\Delta f_D}$) tính theo (2.44)-(2.45) của mục tiêu đang xét; cự ly mục tiêu R; rừng ngẫu nhiên gồm 20 cây quyết định $\{T_1, \dots, T_{20}\}$ đã huấn luyện trên 20.000 mẫu (10.000 Drone + 10.000 Nhiều rời rạc)

Đầu ra: nhãn Drone/Nhiều rời rạc kèm confidence score.

1 begin

2 | Nhận véc-tơ ($\Delta f_D, \sigma_{\Delta f_D}$) từ Server tương ứng với mục tiêu đang xét.

3 | if $R > 1,7$ km **then** /* tín hiệu tán xạ từ cánh quạt suy giảm đáng kể */

4 | | RFM chuyển sang trạng thái không hoạt động do tín hiệu từ cánh quạt suy giảm đáng kể; quyết định phân loại được chuyển giao cho Street Model.

5 | else /* $R \leq 1,7$ km: phân loại bằng rừng ngẫu nhiên */

6 | | Gán biến đầu vào $X[0] = \sigma_{\Delta f_D}$ và $X[1] = \Delta f_D$ (Hình 2-13)

7 | | for mỗi cây quyết định $T_i, i = 1, \dots, 20$ **do**

```

8 | | | Duyệt  $T_i$  từ nút gốc: tại từng nút, kiểm tra điều kiện ngưỡng để xác định
   | | | nhánh phân chia tiếp theo, đến khi gặp nút lá
9 | | | Ghi nhận phiếu bầu  $v_i$  = nhãn tại nút lá (Drone hoặc Nhiều ròi rạc)
10 | | end
11 | | Tổng hợp 20 phiếu theo cơ chế bỏ phiếu đa số (majority voting):  $L$  = nhãn
   | | có số phiếu lớn nhất
12 | | Tính độ tin cậy  $C$  = số phiếu của  $L$  / 20
13 | | Gửi ( $L$ ,  $C$ ) về Top Model để tổng hợp quyết định cuối cùng
14 | end
15 end

```

c. Thuật toán 2: *Street Model* (Phân loại dựa trên đặc trưng chuyển động)

Thuật toán 2: *Street Model* - phân loại Drone/Không xác định

Đầu vào: Quỹ đạo chuyển động của mục tiêu, cự ly R và phương vị α theo từng vòng quét từ khối CORE; bản đồ nút đường giao thông OpenStreetMap của khu vực quan sát; bộ tham số (Bảng 2-9): $r = 30$ pixel ≈ 30 m; $N = 15$; $nearStreetRate = 0,5$; $k = 5$; $angleMax = 30^\circ$

Đầu ra: Nhãn Drone hoặc Không xác định (khả năng cao là phương tiện mặt đất)

```

1 Begin
2 | Gán  $M = 0$  /* số lần mục tiêu được đánh dấu "gần đường" */
3 | for mỗi vòng quét trong  $N = 15$  vòng quét liên tiếp do
4 | | Chuyển toạ độ mục tiêu ( $R$ ,  $\alpha$ ) sang hệ địa lý ( $lat$ ,  $lon$ ) theo (2.46)–(2.47),
   | | sau đó sang hệ Descartes ( $x$ ,  $y$ ) theo (2.49)–(2.50) với gốc đặt tại ra-đa /*
   | | đồng nhất hệ quy chiếu ra-đa và bản đồ OpenStreetMap */
5 | | Dựng cửa sổ vuông cạnh  $2r$  ( $r = 30$  pixel  $\approx 30$  m, theo thống kê Hình 2-
   | | 15) có tâm tại vị trí mục tiêu
6 | | if tồn tại ít nhất một nút đường giao thông trong cửa sổ then
7 | | | Đánh dấu mục tiêu gần đường tại vòng quét này:  $M = M + 1$ 
8 | | end

```

```

9 | end
10 | if  $M \geq N \times nearStreetRate = 15 \times 0,5 = 7,5$  (tối thiểu 8 lần) then /* mục
    | tiêu "gần đường" */
11 | | Dùng cửa sổ trượt kích thước  $k = 5$  trên  $N = 15$  vòng quét gần nhất, xác
    | định  $N - k + 1 = 11$  góc  $angle_i$  giữa hướng chuyển động của mục tiêu và
    | hướng đoạn đường gần nhất
12 | | if  $mean\{angle_i\} < angleMax = 30^\circ$  then /* di chuyển dọc tuyến đường,
    | theo thống kê Hình 2-15 */
13 | | | Gán nhãn Không xác định /* khả năng cao là phương tiện mặt đất */
14 | | else
15 | | | Gán nhãn Drone
16 | | end
17 | else
18 | | Gán nhãn Drone /* chuyển động không phụ thuộc hạ tầng giao thông */
19 | end
20 | Gửi nhãn về Top Model để tổng hợp quyết định cuối cùng
21 end

```

Các tham số sử dụng trong Thuật toán 2 được tổng hợp tại Bảng 2-9.

Bảng 2-9. Giá trị tham số của Street Model và cơ sở lựa chọn

Tham số	Giá trị	Cơ sở lựa chọn
R (bán kính cửa sổ vuông)	$30\ pixel$ $\approx 30\ m$	Dựa trên phân tích thống kê khoảng cách giữa nhiều rời rạc và tuyến đường giao thông (Hình 2-15)
N (số vòng quét liên tiếp)	15	Cân bằng giữa độ ổn định quyết định và khả năng đáp ứng thời gian thực
$nearStreetRate$	0,5	Cho phép dung sai đối với sai số định vị mục tiêu

Tham số	Giá trị	Cơ sở lựa chọn
k (kích thước cửa sổ trượt)	5	Số điểm quỹ đạo tối thiểu để xác định hướng chuyển động ổn định
$angleMax$	30°	Dựa trên thống kê góc lệch giữa hướng nhiều và hướng đường giao thông (Hình 2-15)

Phạm vi hiệu lực: *Street Model* hoạt động trong toàn bộ cự ly $\leq 12\text{ km}$ - bổ sung cho vùng cự ly mà *Random Forest Model* không còn hiệu lực ($R > 1,7\text{ km}$).

d. Thuật toán 3: *Top Model* - Tổng hợp quyết định phân loại

Thuật toán 3: *Top Model*

Đầu vào: Nhận L_{RFM} từ *RFM* (*Drone*, *Nhiều rời rạc* hoặc *không hoạt động*); nhận L_{SM} từ *SM* (*Drone* hoặc *Không xác định*); lịch sử phân loại của mục tiêu trong *Cache Data*; tham số quy tắc MN: $M = 6$, $N = 10$

Đầu ra: Một trong ba nhãn: *Drone*, *Nhiều rời rạc* hoặc *Không xác định*

1 **begin**

2 | Nhận nhãn L_{RFM} từ *RFM* và L_{SM} từ *SM*; cập nhật lịch sử phân loại của mục tiêu vào *Cache Data*

3 | **if** *RFM* đang hoạt động ($R \leq 1,7\text{ km}$) **then** /* Nhánh 1 ưu tiên *RFM* ở cự ly gần */

4 | | Nhận ứng viên $L_c = L_{RFM}$ (*Drone* hoặc *Nhiều rời rạc*)

5 | **else** /* Nhánh 2 dùng *SM* ở cự ly xa ($R > 1,7\text{ km}$) */

6 | | **if** $L_{SM} = \text{Drone}$ **then**

7 | | | $L_c = \text{Drone}$

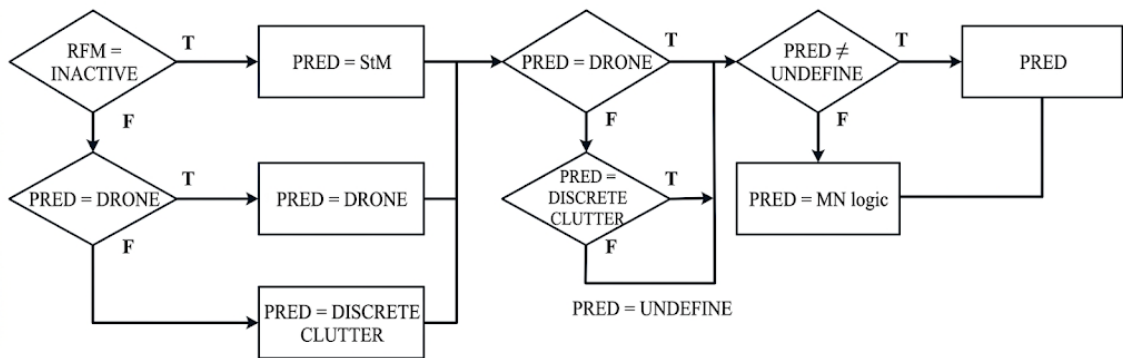
8 | | **else**

9 | | | $L_c = \text{Nhiều rời rạc}$ /* nhãn *Không xác định*: áp dụng MN theo hướng kiểm tra khả năng thuộc lớp *Nhiều rời rạc* */

10 | | **end**

11 | **end**

- 12 | **if** trong $N = 10$ vòng quét liên tiếp gần nhất (*Cache Data*) có ít nhất $M = 6$ lần dự đoán trùng khớp L_c **then** /* Nhánh 3 quy tắc ổn định MN, mức nhất quán 60% */
- 13 | | Xác nhận nhãn phân loại cuối cùng = L_c /* chỉ thay đổi nhãn khi đủ bằng chứng thống kê */
- 14 | **else** /* Nhánh 4 trì hoãn quyết định */
- 15 | | Tạm duy trì nhãn *Không xác định*; tiếp tục tích lũy dữ liệu trong các vòng quét tiếp theo
- 16 | **end**
- 17 **end**



Hình 2-17. Sơ đồ khối của “Top Model”

Trên cơ sở chuỗi xử lý *DDDCR* trình bày ở trên, hiệu năng của phương pháp đề xuất sẽ được đánh giá thông qua dữ liệu đo thực tế theo các kịch bản đã xây dựng. Các chỉ tiêu định lượng và so sánh với một số phương pháp tham chiếu được trình bày tại Mục 2.2.3.

2.2.3 Kết quả thử nghiệm và thảo luận

a. Thông số và cấu hình hệ thống ra-đa

Sau khi chế tạo, hệ thống ra-đa *FMCW* được lắp đặt và kiểm tra trong điều kiện thực tế (Hình 2-18). Các thông số kỹ thuật chính đáp ứng yêu cầu thiết kế đã được trình bày tại Bảng 2-9. Bổ sung các chỉ tiêu về khả năng triệt nhiễu - điều kiện tiên quyết để phát hiện và phân loại UAV cỡ nhỏ trong môi trường nhiễu phức tạp - được tổng hợp tại Bảng 2-10.

Bảng 2-10. Yêu cầu chiến thuật bổ sung của đài ra-đa FMCW thử nghiệm

STT	Tham số	Giá trị	Ghi chú
1	Phạm vi đo lường R_{max}	12 km	
2	Độ phân giải cự ly ΔR	1,5 m	
3	Độ phân giải phương vị $\Delta\beta$	1,2°	
4	Băng tần hoạt động	8,9 ÷ 9,5 GHz	
5	Hệ số cách ly ăng-ten TX/RX	$\geq 82,25$ dB	
6	Tỷ lệ phân loại đúng nhiễu rời rạc $TRCR$	$\geq 0,95$	
7	Tỷ lệ phân loại đúng drone $TRDC$	$\geq 0,95$	
8	Khả năng phát hiện mục tiêu Drone	$\geq 3,3$ km	
9	Phạm vi phân loại $MRDC$ (cắt ngang đường)	$\geq 1,5$ km	
10	Phạm vi phân loại $MRDC$ (dọc đường)	$\geq 1,5$ km	

Hệ thống tích hợp đồng bộ hai giải pháp: giảm nhiễu pha (*Mục 2.1*) và phân loại nhiễu rời rạc *DDDCR* (*Mục 2.2*), hoạt động trong chuỗi xử lý thống nhất từ phần cứng đến thuật toán. Ăng-ten sử dụng cấu trúc mảng khe định hướng hẹp; tín hiệu sau thu được xử lý số với thuật toán phân loại dựa trên đặc trưng vi *đốp-le* và mô hình chuyển động mục tiêu, đáp ứng yêu cầu xử lý thời gian thực.

b. Địa điểm và môi trường thực nghiệm

Các thí nghiệm được tiến hành ngoài trời tại khu vực Hòa Lạc có đặc trưng nhiễu rời rạc điển hình, bao gồm các tuyến giao thông, thảm thực vật và các đối tượng chuyển động ngẫu nhiên. Khu vực quan sát tương đối thông thoáng nhưng tồn tại nhiều nguồn phản xạ không mong muốn (*clutter* rời rạc). Hệ thống ra-đa được lắp đặt cố định trên giá đỡ đặt trên nóc toà nhà cao tầng, độ cao khoảng 60 m so với mặt đất, duy trì hướng quan sát không đổi trong suốt quá trình thu thập dữ liệu (*Hình 2-18*).



Hình 2-18. Ra-đa FMCW được sử dụng cho nghiên cứu

c. Đối tượng và kịch bản thử nghiệm

Đối tượng thử nghiệm chính là UAV DJI Phantom 4 ($\sigma \approx -20$ dBsm). Ba kịch bản được xây dựng để tái hiện các tình huống thực tế mà tín hiệu drone có thể bị nhầm với nhiễu rời rạc: (1) chuyển động theo hướng tâm về phía ra-đa; (2) chuyển động theo quỹ đạo tiếp tuyến so với ra-đa; và (3) chuyển động dọc theo các tuyến giao thông trong vùng quan sát. Bộ kịch bản cho phép đánh giá khách quan khả năng phân biệt và tính hiệu quả của phương pháp đề xuất.

Nền tảng tính toán: Toàn bộ thử nghiệm triển khai trên hệ điều hành *Ubuntu* và môi trường lập trình *C++*. Toàn bộ khối xử lý phân loại và bám mục tiêu được triển khai trên máy tính dùng bộ xử lý *Intel Xeon Silver 4216 2,1 GHz* (16 lõi, 32 luồng) và 32 GB RAM. Thời gian xử lý để phân loại 01 mục tiêu (tính từ khi tính toán đặc trưng cho đến khi trả kết quả phân loại) khoảng 2 ms/mục tiêu, đảm bảo xử lý trực tiếp trong mỗi vòng quét của đài ra-đa (đài ra-đa có tốc độ quay 01 giây/vòng quét).

d. Phương pháp đánh giá

Hiệu quả của phương pháp được đánh giá thông qua ba chỉ tiêu định lượng: (1) *TRCR* (*True Rate of Clutter Reduction* - tỷ lệ nhiễu rời rạc được phân loại đúng trên tổng số nhiễu rời rạc thực tế), (2) *TRDC* (*True Rate of Drone Classification* - tỷ lệ drone được nhận dạng đúng trên tổng số drone thực tế), và (3) *MRDC* (*Maximum Range for Drone Classification* - cự ly phân loại tối đa, phân biệt theo kịch bản bay ngang đường và bay dọc đường). Các chỉ tiêu này được xác định theo:

$$TRCR = \frac{S_{\text{Nhiều rời rạc phân loại đúng}}}{T_{\text{Nhiều rời rạc}}} \quad (2.51)$$

$$TRDC = \frac{S_{\text{Drone phân loại đúng}}}{T_{\text{Drone}}} \quad (2.52)$$

$$MRDC = \max\{R : TRDC(R) \geq TRDC_{ngưỡng}\} \quad (2.53)$$

Trong đó, S là số mẫu được phân loại đúng, T là tổng số mẫu thực tế của mỗi lớp; $MRDC$ là cự ly lớn nhất tại đó $TRDC$ còn duy trì trên ngưỡng yêu cầu. Trong đó, $TRDC$ là chỉ tiêu quan trọng nhất về mặt tác chiến, bởi bỏ sót *drone* (*miss detection*) có hậu quả nghiêm trọng hơn báo động lầm (*false alarm*).

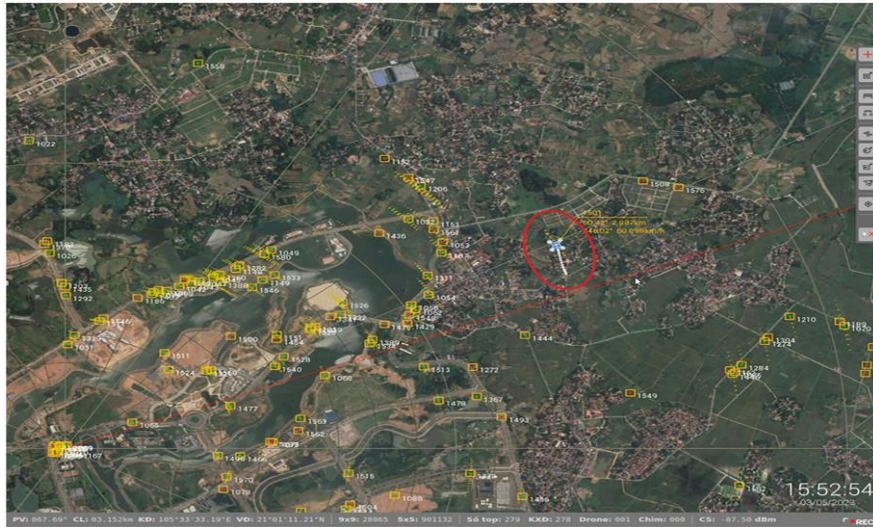
e. Kết quả thực nghiệm và đánh giá định lượng

Kết quả đo thực nghiệm được minh họa qua ba kịch bản tiêu biểu (Hình 2-19 đến Hình 2-21), phản ánh cách hai mô hình thành phần phối hợp hoạt động theo cự ly và dạng quỹ đạo.



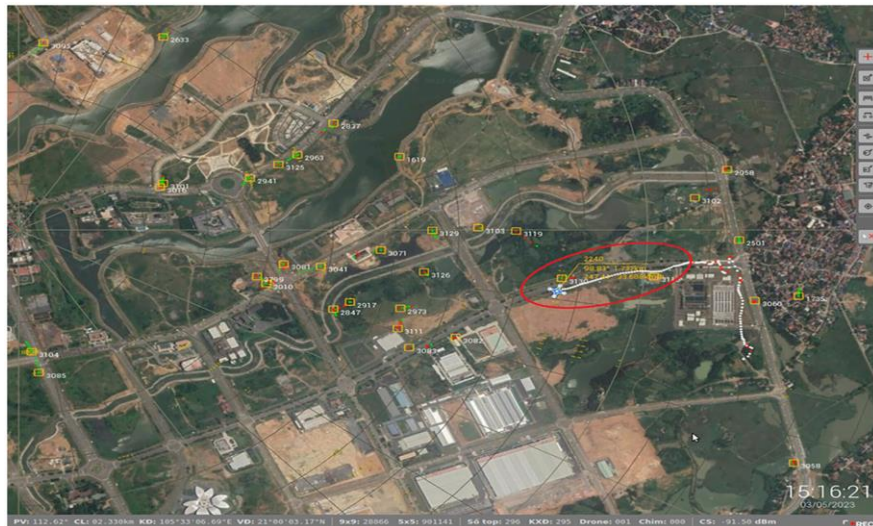
Hình 2-19. Phân loại một chiếc *drone* (trong hình elip đỏ) ở khoảng cách 3.5 km bằng cách sử dụng 'Street Model'

Hình 2-19 minh họa kết quả phân loại *drone* tại cự ly $R = 3,5$ km. Tại cự ly này, năng lượng phản xạ từ cánh quạt quá yếu nên *Random Forest Model* không hoạt động. Tuy nhiên, *Street Model* phát hiện *drone* bay ở vị trí không nằm trên đường và hướng di chuyển không trùng với hướng đường phố, nên phân loại thành công. Trên màn hình, nhiều mục tiêu nhiễu rời rạc (xe cộ) cũng được gán nhãn chính xác.



Hình 2-20. Phân loại *drone* (trong hình elip đỏ) với kịch bản bay theo quỹ đạo tiếp tuyến ở cự ly 2,9 km

Hình 2-20 minh họa kết quả phân loại *drone* với kịch bản *drone* bay theo quỹ đạo tiếp tuyến (cắt ngang) so với ra-đa ở cự ly 2,9 km. Đây là kịch bản khó hơn bay hướng tâm vì vận tốc *đốp-le* của mục tiêu nhỏ hơn (thành phần vận tốc xuyên tâm thấp). Dù vậy, hệ thống vẫn phân loại chính xác nhờ *Street Model* nhận ra quỹ đạo bay không bám theo đường phố.



Hình 2-21. Phân loại *drone* (trong hình elip đỏ) với kịch bản bay dọc theo đường phố

Hình 2-21 minh họa kết quả phân loại *drone* với kịch bản khó nhất, *Drone* bay

dọc theo đường phố khiến *Street Model* không phân biệt được với xe cộ. Hệ thống thực hiện phân loại dựa trên đặc trưng phân tán *đốp-le* của *Random Forest Model*. Ở cự ly 1,7 km, ra-đa vẫn thu được tín hiệu phản xạ từ cánh quạt drone ($RCS \approx -36$ dBsm); thành phần tán xạ này tạo ra phổ vi *đốp-le* đặc trưng, khác biệt rõ rệt so với xe cộ, nhờ đó hệ thống phân loại thành công mục tiêu là drone.

Kết quả tổng hợp và so sánh đối chứng với đài ra-đa tham chiếu *Elvira* được trình bày tại *Bảng 2-11*.

Bảng 2-11. So sánh hiệu năng phương pháp đề xuất với đài ra-đa *Elvira*

Stt	Chỉ số	Elvira	Đề xuất	Nhận xét
1	<i>TRCR</i> (phân loại đúng nhiều rời rạc)	-	0,97	97% nhiều rời rạc (ô tô, xe máy) bị loại bỏ khỏi màn hình ra-đa - chỉ còn 3% nhiều không được lọc, đáp ứng tốt điều kiện thử nghiệm có tuyến giao thông và nguồn phản xạ di động điển hình
2	<i>TRDC</i> (phân loại đúng drone)	-	1,0	100% lượt thử drone (<i>DJI Phantom 4</i>) được phân loại đúng trong phạm vi kịch bản thử nghiệm, không bỏ sót drone
3	Khả năng phát hiện Drone	3 km	3,5 km	Cự ly phát hiện lớn hơn khoảng 1,2 lần so với <i>Elvira</i>
4	<i>MRDC</i> (drone cắt ngang đường)	1,1 km	3,5 km	Khi drone bay ngang qua đường, <i>Street Model</i> dễ dàng nhận ra quỹ đạo không bám đường, cự ly phân loại đạt 3,5 km - lớn hơn khoảng 3,2 lần so với <i>Elvira</i>
5	<i>MRDC</i> (drone dọc đường)	1,1 km	1,8 km	Kịch bản khó nhất do drone có đặc tính chuyển động giống xe cộ; hệ thống phải dựa vào <i>Random Forest Model</i> với cự ly hiệu lực $\leq 1,7$ km. Cự ly phân loại lớn hơn 1,6 lần so với <i>Elvira</i>

Kết quả cho thấy, trong phạm vi điều kiện thử nghiệm, phương pháp đề xuất vượt *Elvira* ở cả ba chỉ tiêu: (1) cự ly phát hiện drone cải thiện 1,2 lần; (2) *MRDC*

cắt ngang đường cải thiện 3,2 lần và (3) MRDC dọc đường cải thiện 1,6 lần. Tỷ lệ phân loại đúng nhiều rời rạc đạt 97% và tỷ lệ nhận dạng đúng drone đạt 100%, đáp ứng vượt mức yêu cầu thiết kế tại Bảng 2-10 ($TRCR, TRDC \geq 0,95$).

f. Liên hệ với các công trình đã công bố

Phương pháp giảm nhiễu rời rạc và phân loại mục tiêu UAV trình bày tại Mục 2.2 được hình thành qua quá trình kế thừa và phát triển từ hai công trình khoa học và một sáng chế của NCS.

Công trình "*A Discrete Clutter Reduction Method for Drone Detection with High Resolution Radars*" (CECNet 2022) là nghiên cứu khởi đầu, đề xuất lần đầu ý tưởng khai thác đồng thời đặc trưng *vi đốm-le* và đặc trưng chuyển động để phân biệt drone với nhiễu rời rạc. Ý tưởng này được phát triển thành cơ chế phân loại hai tầng trong mô-đun DDDCR tại Mục 2.3.3: *Street Model* khai thác đặc trưng quỹ đạo chuyển động, và *Random Forest Model* khai thác đặc trưng tán xạ *vi đốm-le* từ cánh quạt drone.

Tiếp theo, công trình "*A Design of a High-Resolution Frequency Modulated Continuous Wave Radar for Drone Detection Based on Spurious Phase Noise and Discrete Clutter Reduction*" (IET Radar, Sonar and Navigation, 2024) đã khẳng định hướng tiếp cận và tính đúng đắn về phương pháp khoa học của hai nội dung nghiên cứu giảm nhiễu pha (Mục 2.1) và giảm nhiễu rời rạc (Mục 2.2). Hai giải pháp được tích hợp trong cùng một khung xử lý thống nhất, trong đó nhiễu pha được xử lý ở mức phân cứng, nhiễu rời rạc được xử lý ở mức thuật toán; kết quả cho thấy việc phối hợp đồng thời hai giải pháp đã nâng cao hiệu năng phát hiện tổng thể của đài ra-đa.

Bên cạnh đó, NCS ứng dụng sáng chế "*Phương pháp chuyển đổi và hiển thị dữ liệu quét ra-đa độ phân giải cao*" để hoàn thiện khâu hiển thị trong chuỗi xử lý. Với độ phân giải cự ly 1 m/pixel và tầm quan sát 12 km, ảnh ra-đa sau chuyển đổi từ tọa độ cực sang tọa độ Descartes có kích thước 24.000×24.000 pixel trong khi màn hình máy tính thông dụng chỉ đạt 1.920×1.080 (Full HD) đến 2.560×1.440 pixel (2K), nhỏ hơn khoảng 10÷12 lần theo mỗi chiều. Việc chuyển đổi toàn bộ 576 triệu pixel trong mỗi chu kỳ quét là không khả thi với yêu cầu xử lý trong thời gian thực. Sáng chế đề xuất thuật toán hiển thị đa mức phân giải: ở chế độ toàn cảnh, hệ thống chỉ

chuyển đổi ở mức phân giải thu gọn phù hợp màn hình; khi người vận hành phóng to một khu vực, hệ thống tự động chuyển đổi lại vùng được chọn ở mức phân giải đầy đủ (1 m/pixel). Cơ chế chuyển đổi có chọn lọc này giảm đáng kể khối lượng tính toán trong mỗi chu kỳ quét, đảm bảo rằng buộc thời gian thực. Đây là yêu cầu then chốt để mô-đun *DDDCR* hoạt động hiệu quả trong điều kiện vận hành thực tế.

KẾT LUẬN CHƯƠNG

Chương 2 đã giải quyết hai bài toán nghiên cứu nhằm nâng cao chất lượng hệ thống ra-đa *FMCW* phân giải cao, tương ứng với *Đóng góp 1* và *Đóng góp 2* của luận án (*Mục 1.2.2*).

Đối với bài toán nhiễu pha (*Đóng góp 1, Mục 2.1*), luận án đã đề xuất giải pháp cấu trúc ăng-ten mảng khe ống dẫn sóng tích hợp loa mở rộng kết hợp lưới lọc phân cực để giảm nhiễu pha do tín hiệu rò với yêu cầu định lượng về hệ số cách ly ăng-ten ($\geq 82,25\text{ dB}$). Kết quả đo thực nghiệm cho thấy hệ số cách ly đạt 85 dB trên toàn dải tần $8.900\div 9.500\text{ MHz}$, đồng thời đáp ứng yêu cầu về băng thông (600 MHz) và mức triệt phân cực chéo (khoảng 20 dB tại 45°) vượt trội so với các cấu trúc tham chiếu đã phân tích trong *Bảng 2-7*.

Đối với bài toán nhiễu rời rạc (*Đóng góp 2, Mục 2.2*), luận án đề xuất giải pháp giảm nhiễu rời rạc và phân loại drone trong ra-đa *FMCW* dựa trên đặc trưng vi đốp-le kết hợp hệ quy tắc phân loại phân cấp Top Model để phân biệt mục tiêu *drone* với các nguồn nhiễu đa dạng (chim, ô tô, xe máy). Phương pháp đạt tỷ lệ phân loại đúng nhiễu rời rạc $TRCR = 97\%$ và tỷ lệ phân loại đúng *drone* $TRDC = 100\%$, đồng thời mở rộng tầm phân loại từ $1,6\text{ lần}$ đến $3,2\text{ lần}$ so với hệ thống tham chiếu *Elvira* (*Robin Radar Systems*) tùy theo kịch bản bay (*Bảng 2-10, Bảng 2-11*).

Khi tích hợp cả hai giải pháp, một chuỗi xử lý đồng bộ cho hệ thống ra-đa *FMCW* phân giải cao đã được hình thành: từ thiết kế phần cứng ăng-ten cách ly cao nhằm hạ thấp sản nhiễu pha, đến khai thác đặc trưng vi đốp-le và quỹ đạo chuyển động để loại bỏ nhiễu rời rạc và phân loại mục tiêu. Nguyên mẫu ra-đa tích hợp toàn bộ chuỗi xử lý này đã phát hiện ổn định mục tiêu *DJI Phantom 4* tại cự ly $3,5\text{ km}$ với $P_D = 0,7$ và $P_{fa} \leq 10^{-4}$, đảm bảo xử lý trong thời gian thực.

Các nội dung nghiên cứu tiếp theo - bao gồm phương pháp thiết kế và xử lý đa búp sóng nhằm tối ưu SNR (*Đóng góp 3*) và mô hình phát hiện thích nghi trong môi trường nhiễu hỗn hợp (*Đóng góp 4*) - sẽ được trình bày tại *Chương 3*, chuyển sang bài toán nâng cao chất lượng đài ra-đa xung.

Chương 3

ĐỀ XUẤT GIẢI PHÁP ĐA BÚP SÓNG THÍCH NGHI VÀ CFAR HAI GIAI ĐOẠN, NÂNG CAO CHẤT LƯỢNG PHÁT HIỆN ĐÀI RA-ĐA XUNG

Trên cơ sở bài toán xử lý nhiễu hỗn hợp và phát hiện thích nghi đối với ra-đa xung đã được xác định tại *Mục 1.2 của Chương 1, Chương 3* tập trung trình bày các giải pháp khoa học - công nghệ của luận án nhằm nâng cao chất lượng hoạt động của hệ thống ra-đa xung cảnh giới tầm xa. Xuất phát từ thực tế rằng tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR) là đại lượng then chốt quyết định khả năng phát hiện mục tiêu, đồng thời các thành phần nhiễu trong ra-đa xung có phân bố phi Gaussian, không đồng nhất và biến đổi theo không gian - thời gian, khiến các thuật toán *CFAR* truyền thống như *CA-CFAR* không duy trì được xác suất báo động làm ổn định trong điều kiện thực tế, chương đề xuất kết hợp hai hướng tiếp cận bổ sung cho nhau: nâng cao SNR thông qua thiết kế và xử lý đa búp sóng phát-thu, kết hợp với phương pháp phát hiện thích nghi *CFAR* hai giai đoạn; qua đó cải thiện độ chính xác của ngưỡng phát hiện và nâng cao hiệu quả triệt nhiễu trong môi trường nền nhiễu phức tạp.

Nội dung của chương được tổ chức theo trình tự logic đi từ đặt vấn đề lý thuyết đến đề xuất giải pháp và kiểm chứng thực nghiệm. Trước hết, *Mục 3.1* trình bày bài toán nâng cao SNR thông qua xử lý đa búp sóng, trong đó phân tích kiến trúc hệ thống ra-đa xung và ảnh hưởng của cấu hình búp sóng phát-thu đến năng lượng tín hiệu thu được từ mục tiêu; trên cơ sở đó, đề xuất phương pháp thiết kế và lựa chọn búp sóng linh hoạt, kết hợp với kỹ thuật tạo búp sóng số (*digital beamforming*) nhằm tăng cường tín hiệu hữu ích và hạn chế ảnh hưởng của nhiễu cũng như các phản xạ không mong muốn. Tiếp theo, *Mục 3.2* tập trung giải quyết bài toán phát hiện thích nghi trong nền nhiễu hỗn hợp, trong đó chương đề xuất giải pháp *CFAR* hai giai đoạn thích nghi theo cụm nhiễu, kết hợp phân cụm thống kê *HDBSCAN* với xấp xỉ hàm mật độ xác suất bằng đa thức *Bernstein*, cho phép ước lượng ngưỡng phát hiện phù hợp với đặc tính thống kê của từng vùng nhiễu cục bộ. Sau đó, *Mục 3.3* trình bày kết quả đánh giá thực nghiệm các giải pháp đề xuất trên hệ thống ra-đa cảnh giới 3D tầm xa, so

sánh với các phương pháp đã công bố nhằm định lượng mức độ cải thiện về SNR, xác suất phát hiện P_d và xác suất báo động lầm P_{fa} . Cuối cùng, *Mục Kết luận chương* tổng hợp các kết quả đạt được của chương và rút ra những kết luận làm tiền đề cho phần tổng kết và định hướng phát triển.

3.1 Đề xuất giải pháp Đa búp sóng nâng cao SNR

3.1.1 Kiến trúc hệ thống ra-đa xung và cơ sở phân tích bài toán nâng cao SNR thông qua tối ưu búp sóng

a. Kiến trúc tổng thể

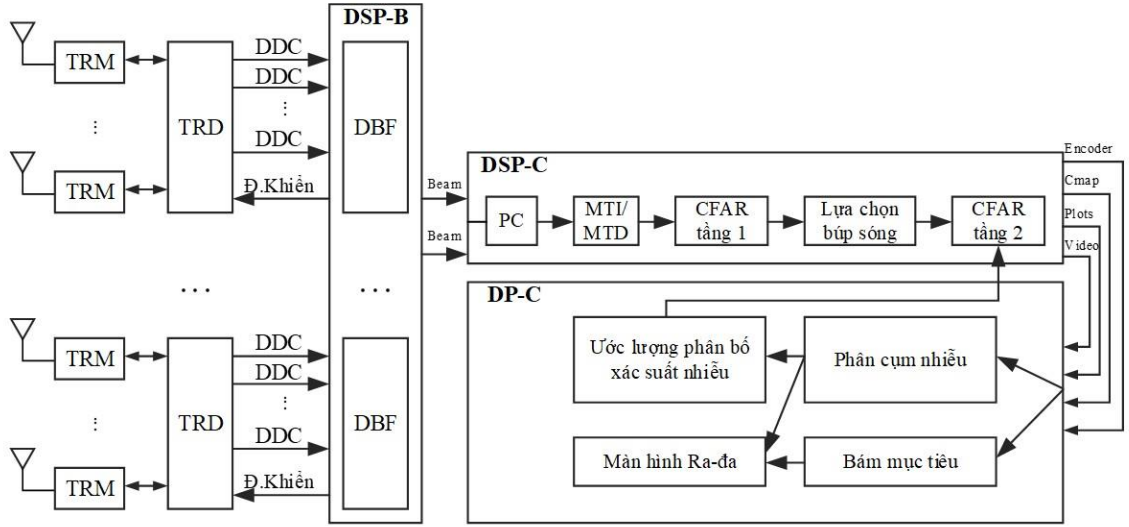
Hệ thống ra-đa xung đề xuất được tổ chức theo kiến trúc phân tầng gồm ba cấp chức năng: *DSP-B* đảm nhiệm xử lý tín hiệu băng gốc và tạo búp sóng số, *DSP-C* thực hiện xử lý tín hiệu sau tạo búp và phát hiện mục tiêu, còn *DP-C* chịu trách nhiệm xử lý thông tin mục tiêu cấp cao (*Hình 3-1*).

Phía phát: Khối *DSP-B* thực hiện tạo dạng xung và điều khiển búp sóng phát thông qua các trọng số không gian. Tín hiệu sau đó được điều chế lên tần số làm việc, truyền qua các mô-đun phát/thu (*TRM*) và phát xạ qua hệ thống ăng-ten mảng, cho phép điều khiển linh hoạt hướng bức xạ theo yêu cầu quan sát.

Phía thu: Tín hiệu phản xạ được ăng-ten thu nhận và đưa vào các khối thu số (*TRD*) để khuếch đại, hạ tần và số hóa. Mỗi *TRD* xuất ra các kênh băng gốc số (*DDC*) cùng một đường tín hiệu điều khiển, truyền về *DSP-B* để thực hiện tạo búp sóng thu số (*DBF*). Đầu ra là tập các kênh búp sóng thu, đóng vai trò dữ liệu đầu vào cho khối *DSP-C*.

Khối *DSP-C*: triển khai chuỗi xử lý tuần tự gồm: nén xung (*PC*) để nâng cao độ phân giải cự ly; lọc *MTI/MTD* nhằm triệt nhiễu tĩnh và tích lũy năng lượng Doppler; *CFAR giai đoạn 1* thực hiện phát hiện sơ cấp trên từng kênh búp sóng; khối lựa chọn búp sóng giữ lại kênh có chất lượng tín hiệu tốt nhất tại mỗi ô cắt; và *CFAR giai đoạn 2* thực hiện phát hiện cục bộ thích nghi theo đặc tính nhiễu tại từng vùng quan sát.

Khối *DP-C*: xử lý các ứng viên mục tiêu theo hai luồng song song: luồng phân cụm nhiễu kết hợp với ước lượng phân bố xác suất nhiễu, tạo vòng phản hồi cập nhật ngưỡng phát hiện cho *CFAR tầng 2*; và luồng bám mục tiêu nhằm duy trì quỹ đạo ổn định theo thời gian. Kết quả được hiển thị tại màn hình ra-đa.



Hình 3-1. Kiến trúc xử lý đa búp sóng đề xuất

b. Cơ sở đặt bài toán

Hiệu năng phát hiện của ra-đa xung được quyết định bởi SNR tại đầu vào bộ phát hiện. Theo phương trình ra-đa xung:

$$SNR = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T_0 F B} \quad (3.1)$$

Trong đó, P_t là công suất phát; G_t, G_r là độ lợi búp sóng phát và thu theo hướng mục tiêu; λ là bước sóng làm việc; σ là tiết diện phản xạ ra-đa của mục tiêu; R là khoảng cách từ ra-đa đến mục tiêu; k là hằng số Boltzmann; $T_0 = 290\text{ K}$ là nhiệt độ chuẩn; F là hệ số tạp âm; B là băng thông tín hiệu.

Công thức (3.1) cho thấy SNR suy giảm mạnh theo khoảng cách (tỷ lệ $1/R^4$) và bị chi phối bởi các tham số phần cứng (P_t, F, B). Trong các yếu tố cấu thành, chỉ có tích độ lợi búp sóng phát-thu $G_t G_r$ là đại lượng có thể điều khiển chủ động thông qua kỹ thuật tạo búp sóng, do đó trở thành tham số trọng tâm để nâng cao SNR .

Trong điều kiện lý tưởng, SNR đạt cực đại khi búp sóng được định hướng trùng hướng mục tiêu. Tuy nhiên, trong giai đoạn phát hiện ban đầu, hướng mục tiêu chưa được biết chính xác; trong khi búp sóng thực tế có độ rộng hữu hạn và tồn tại vùng suy giảm độ lợi. Khi mục tiêu lệch khỏi trục búp chính, độ lợi giảm kéo theo suy giảm SNR . Đồng thời, trong môi trường có nhiều địa vật phân bố không đồng nhất, một cấu

hình búp sóng cố định không thể duy trì hiệu quả tối ưu trên toàn bộ vùng quan sát.

Do đó, bài toán đặt ra là duy trì SNR ở mức gần cực đại trong điều kiện thông tin về hướng mục tiêu và đặc tính nhiễu chưa đầy đủ. Để giải quyết, thay vì sử dụng một búp sóng đơn, hệ thống khai thác một tập các búp sóng với hướng và đặc tính khác nhau - đảm bảo tại mỗi vị trí trong không gian quan sát luôn tồn tại ít nhất một búp sóng có độ lợi gần tối ưu. Khi đó, bài toán được chuyển thành lựa chọn búp sóng sao cho SNR đạt cực đại tại từng ô cắt. Để đảm bảo tính khả thi triển khai, các búp sóng cần được tạo lập và xử lý đồng thời trong cùng một chu kỳ quan sát - cho phép so sánh trực tiếp chất lượng tín hiệu giữa các kênh.

3.1.2 Cơ sở toán học

Xét hệ thống ra-đa sử dụng ăng-ten mảng gồm N phần tử. Tín hiệu thu tại đầu vào mảng được biểu diễn dưới dạng véc-tơ:

$$x(t) = s(t) a(\theta) + n(t) \quad (3.2)$$

Trong đó, $s(t)$ là tín hiệu phản xạ từ mục tiêu, $a(\theta)$ là véc-tơ đáp ứng mảng theo hướng θ , và $n(t)$ là nhiễu tổng hợp (bao gồm nhiễu nhiệt và nhiễu phản xạ từ môi trường).

Quá trình tạo búp sóng số được thực hiện thông qua véc-tơ trọng số $\mathbf{w}$, cho tín hiệu đầu ra:

$$y(t) = \mathbf{w}^H x(t) \quad (3.3)$$

Do búp sóng có độ rộng hữu hạn và độ lợi đạt cực đại tại trục chính, khi tồn tại sai lệch giữa hướng búp sóng và hướng mục tiêu, độ lợi suy giảm theo đặc tính đáp ứng không gian, kéo theo suy giảm SNR . Vì vậy, một cấu hình búp sóng đơn không đảm bảo duy trì SNR ở mức cao trên toàn bộ vùng quan sát.

Sai lệch giữa hướng búp sóng và hướng mục tiêu làm suy giảm SNR . Để khắc phục, hệ thống sử dụng một tập búp sóng $\{\mathbf{w}_k\}$, mỗi búp sóng trở về một hướng khác nhau. Tín hiệu đầu ra của búp sóng thứ k là:

$$y_k(t) = \mathbf{w}_k^H x(t) \quad (3.4)$$

Cùng một mục tiêu được quan sát đồng thời bằng nhiều búp sóng nên mỗi kênh cho một mức SNR khác nhau; nhờ đó, tại mỗi thời điểm quan sát luôn tồn tại ít nhất một kênh có độ lợi gần cực đại.

Trong cấu hình đề xuất, ứng với mỗi búp sóng phát, hệ thống tạo đồng thời nhiều búp sóng thu ở các hướng lân cận, rồi tổ hợp các tín hiệu thu này để tăng cường năng lượng hữu ích và bù suy hao do sai lệch hướng. Phép tổ hợp dựa trên xử lý đơn xung kết hợp ước lượng hợp lý cực đại (*MLE*): chênh lệch biên độ và pha giữa các kênh được dùng để hiệu chỉnh sai lệch góc và ước lượng biên độ tín hiệu, nhờ đó *SNR* đầu ra được cải thiện.

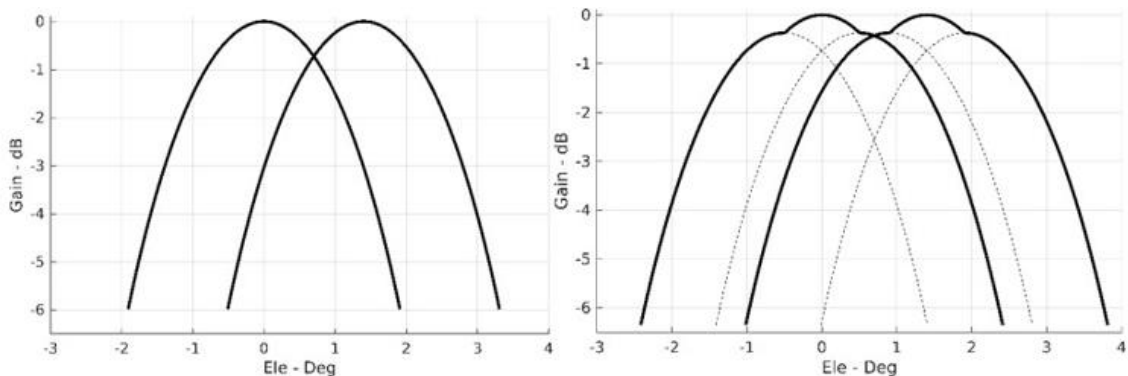
Sau bước tổ hợp, với mỗi búp sóng phát thu được một tín hiệu tương ứng có mức *SNR* phụ thuộc cấu hình búp sóng. Do hướng mục tiêu không biết trước, bài toán được chuyển thành lựa chọn búp sóng tối ưu:

$$k^* = \operatorname{argmax} SNR_k \quad (3.5)$$

Cách tối ưu này đưa bài toán tối ưu liên tục theo hướng mục tiêu về một bài toán đơn giản hơn: lựa chọn rời rạc búp sóng tốt nhất trong tập búp sóng đã thiết kế sẵn. Để phép lựa chọn này nhất quán, các búp sóng phải được tạo lập và xử lý đồng thời trong cùng một chu kỳ quan sát; khi đó, chênh lệch *SNR* giữa các kênh chỉ phản ánh đặc tính không gian của từng búp sóng mà không bị lẫn biến động của tín hiệu theo thời gian, bảo đảm việc so sánh và chọn kênh giữa các búp sóng là công bằng.

3.1.3 Lựa chọn búp sóng tối ưu

Trên cơ sở mô hình toán học trên, để nâng cao *SNR* trong điều kiện chưa biết trước hướng mục tiêu, hệ thống phát và xử lý đồng thời nhiều búp sóng tại mỗi hướng quan sát.



Hình 3-2. Hai búp sóng truyền (ảnh trái) và hai búp sóng tổng hợp tại đầu ra của xử lý tạo chùm số (ảnh phải)

Cụ thể, tại mỗi góc phương vị, hệ thống phát đồng thời hai búp sóng ở hai góc tà khác nhau; ứng với mỗi búp sóng phát, ba búp sóng thu được tạo đồng thời và tổ hợp lại. Cách bố trí này vừa mở rộng vùng bao phủ theo góc tà, vừa nâng cao độ lợi thu. Sau xử lý tạo chùm số, hệ thống nhận được hai búp sóng phản xạ đã tổ hợp, tương ứng với hai búp sóng phát (Hình 3-2).

Cấu hình khoảng cách góc giữa các búp: Khoảng cách góc giữa các búp thu ảnh hưởng trực tiếp đến đặc tính tổ hợp và độ lợi, khoảng cách lớn làm tăng độ lợi tại các góc tà lớn nhưng có thể xuất hiện gợn trong vùng độ rộng búp (vùng suy giảm -3 dB). Trong nghiên cứu này, khoảng cách giữa hai búp sóng phát được chọn bằng một nửa độ rộng búp sóng theo góc tà, còn khoảng cách giữa các búp sóng thu đồng thời (với mỗi búp phát) được đặt bằng một phần tư độ rộng búp sóng theo góc tà. Cấu hình này đảm bảo sự chồng phủ tối ưu giữa các búp thu, đồng thời giảm thiểu nhiễu giao thoa giữa các kênh.

Phương pháp tổ hợp búp sóng thu: Có nhiều phương pháp tổ hợp búp sóng thu đồng thời, diễn hình tại [77], [78]. Luận án sử dụng phương pháp kết hợp giữa xử lý đơn xung và ước lượng hợp lý cực đại (*MLE*) để đạt độ chính xác cao hơn trong ước lượng vị trí và biên độ mục tiêu. Cách kết hợp này tận dụng ưu điểm của xử lý đơn xung trong xác định sai lệch góc nhỏ, đồng thời khai thác tính tối ưu của *MLE* trong ước lượng tham số biên độ, giúp cải thiện độ phân giải góc và *SNR* đầu ra.

Tiêu chí lựa chọn tại mỗi ô cắt: Trên cơ sở các búp sóng đã tổ hợp, mỗi mục tiêu trong không gian quan sát tương ứng với nhiều kênh phản xạ độc lập. Tại mỗi ô cắt (*Cell Under Test - CUT*), hệ thống đánh giá *SNR* của các búp sóng tương ứng và lựa chọn búp có giá trị *SNR* lớn nhất theo (3.5), qua đó nâng cao chất lượng tín hiệu đầu vào cho khối phát hiện.

Hệ quả - yêu cầu phát hiện thích nghi: Việc lựa chọn búp sóng theo cực đại *SNR* nâng cao chất lượng tín hiệu, nhưng do mỗi búp sóng có đặc tính không gian khác nhau, mức nhiễu tương ứng tại đầu ra cũng thay đổi theo từng kênh quan sát. Điều này làm cho môi trường nhiễu tại đầu vào bộ phát hiện trở nên không đồng nhất và phụ thuộc cấu hình búp sóng được lựa chọn. Do đó, các phương pháp phát hiện truyền thống với giả thiết nhiễu đồng nhất không còn đảm bảo hiệu năng. Vấn đề này đặt ra

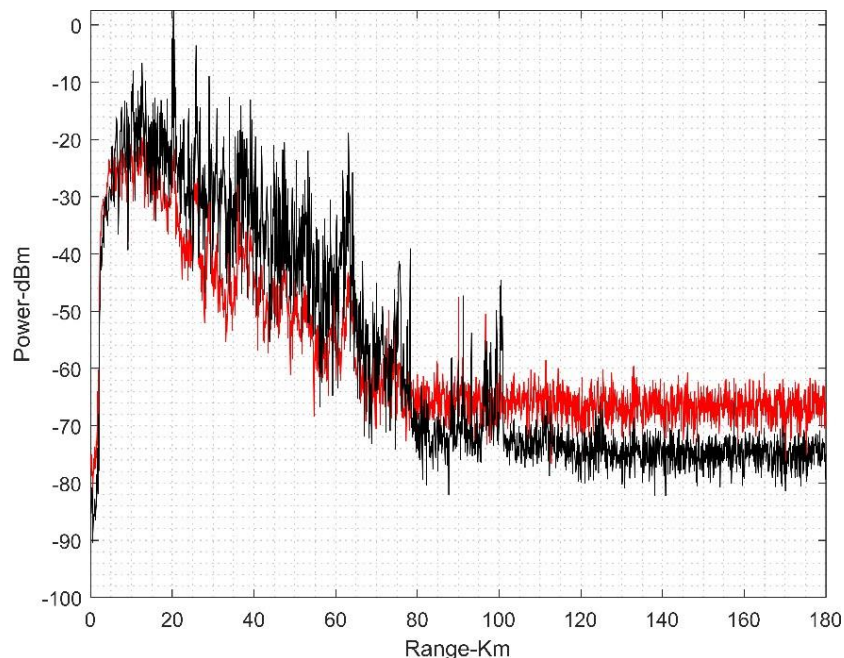
yêu cầu xây dựng các thuật toán *CFAR* thích nghi, được trình bày trong *Mục 3.2*.

3.2 Đề xuất giải pháp *CFAR* hai giai đoạn thích nghi trên nền nhiễu hỗn hợp nâng cao chất lượng phát hiện

3.2.1 Đặc điểm nền nhiễu hỗn hợp/không đồng nhất và yêu cầu đối với bộ phát hiện thích nghi

Trong hệ thống ra-đa xung thực tế, tín hiệu đầu vào bộ phát hiện không chỉ bao gồm phản xạ từ mục tiêu mà còn chịu ảnh hưởng của nhiễu thành phần nhiễu khác nhau: nhiễu nhiệt, nhiễu từ địa vật và các nhiễu rời rạc phát sinh trong quá trình xử lý tín hiệu. Sự kết hợp của các thành phần này tạo nên nền nhiễu có tính chất hỗn hợp và không đồng nhất theo cả không gian và thời gian.

Kết quả đo thực nghiệm cho thấy mức công suất nhiễu nền thay đổi đáng kể theo cự ly và phụ thuộc cấu hình búp sóng phát-thu. Đặc biệt khi áp dụng kỹ thuật đa búp sóng (*Mục 3.1*), mỗi kênh quan sát tương ứng với một búp sóng khác nhau sẽ có đặc tính nhiễu riêng biệt - khiến giả thiết nhiễu đồng nhất, vốn là cơ sở của nhiều thuật toán phát hiện truyền thống, không còn phù hợp trong điều kiện vận hành thực tế.

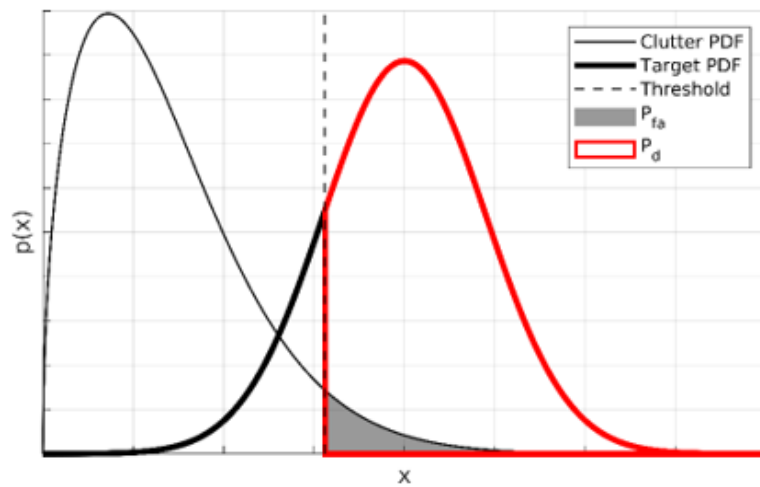


Hình 3-3. Mức nền nhiễu tăng lên do tác động của MTI (đường màu đỏ) so với khi không sử dụng MTI (đường màu đen)

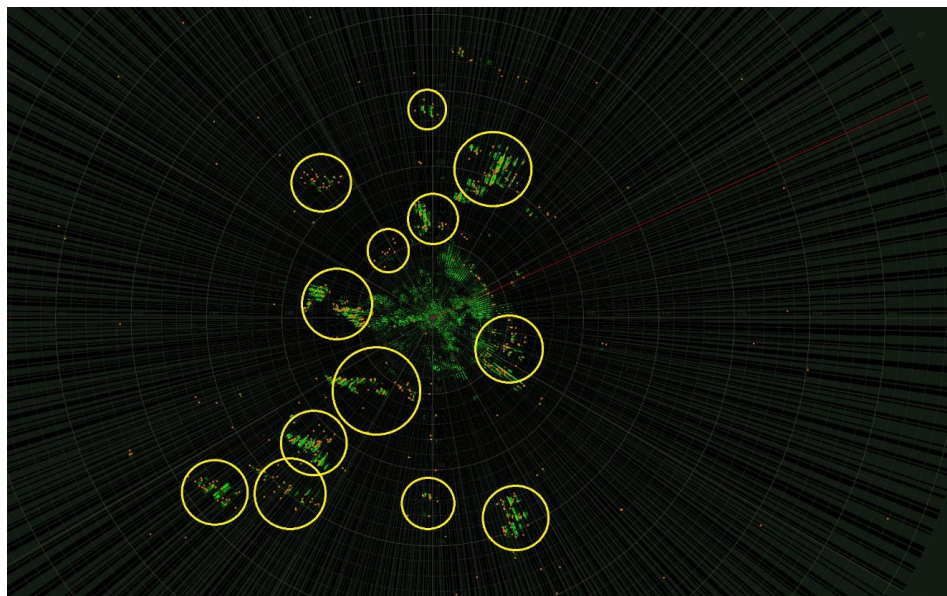
Bên cạnh đó, các kỹ thuật xử lý tiền phát hiện như *MTI* hoặc *MTD*, mặc dù giảm

được nhiễu tñnh, có thể gây hiệu ứng phụ làm biến đổi nền nhiễu, tăng mức nhiễu nền tại các vùng vốn không chứa nhiễu đáng kể, dẫn đến suy giảm SNR (Hình 3-3).

Một thách thức cơ bản trong bài toán phát hiện ra-đa là mối quan hệ ràng buộc giữa xác suất phát hiện P_d và xác suất báo động lầm P_{fa} . Trong môi trường nhiễu lý tưởng, ngưỡng phát hiện có thể được thiết lập để duy trì P_{fa} không đổi. Tuy nhiên, trong điều kiện nhiễu không đồng nhất, việc duy trì P_d ổn định thường dẫn đến gia tăng đáng kể P_{fa} nếu không có cơ chế điều chỉnh ngưỡng thích ứng phù hợp (Hình 3-4, Hình 3-5).



Hình 3-4. Quan hệ giữa P_d và P_{fa}



Hình 3-5. Các báo động lầm (trong các vòng tròn màu vàng) trên màn hình ra-đa do ảnh hưởng của môi trường không đồng nhất

Các phương pháp học máy và học sâu, mặc dù có khả năng học đặc trưng từ dữ liệu, vẫn gặp hạn chế khi điều kiện vận hành thay đổi hoặc khi dữ liệu huấn luyện không đầy đủ. Việc giả định trước phân bố nhiều hoặc sử dụng mô hình không thích nghi theo thời gian có thể dẫn đến sai lệch trong thiết lập ngưỡng phát hiện.

Từ các phân tích trên, có thể rút ra bốn đặc điểm chính của nền nhiễu trong radar xung:

- (1) Hỗn hợp: bao gồm nhiều thành phần nhiễu khác nhau;
- (2) Không đồng nhất theo không gian: phụ thuộc cự ly và góc quan sát;
- (3) Biến đổi theo thời gian chịu ảnh hưởng của môi trường và chuỗi xử lý tín hiệu;
- (4) Không tuân theo một phân bố xác suất cố định trên toàn bộ vùng quan sát.

Các đặc điểm này đặt ra yêu cầu đối với bộ phát hiện phải thích nghi theo môi trường nhiễu cục bộ, thay vì sử dụng ngưỡng phát hiện cố định hoặc mô hình nhiễu toàn cục. Cụ thể, bộ phát hiện cần đáp ứng năm yêu cầu:

- (1) Duy trì xác suất báo động làm P_{fa} ổn định trong điều kiện nhiễu không đồng nhất;
- (2) Thích nghi với sự thay đổi của phân bố nhiễu theo từng vùng không gian;
- (3) Khai thác hiệu quả tín hiệu sau xử lý đa búp sóng nhằm nâng cao SNR ;
- (4) Có khả năng ước lượng hoặc xấp xỉ phân bố xác suất của nhiễu từ dữ liệu đo thực;
- (5) Đảm bảo khả năng triển khai trong thời gian thực.

Từ đó, bài toán đặt ra là xây dựng một phương pháp phát hiện thích nghi kết hợp giữa phát hiện sơ bộ và hiệu chỉnh ngưỡng theo đặc tính nhiễu cục bộ. Mô hình toán học này được trình bày ở Mục 3.2.2, làm cơ sở cho giải pháp CFAR hai giai đoạn tại Mục 3.2.3.

3.2.2 Mô hình toán học của bài toán phát hiện

a. Bài toán kiểm định giả thuyết nhị phân

Quá trình phát hiện mục tiêu được xem như bài toán ra quyết định giữa hai giả thuyết đối với ô đang kiểm tra (*Cell Under Test* - *CUT*): giả thuyết rỗng H_0 (không có mục tiêu) và giả thuyết thay thế H_1 (có mục tiêu). Gọi y là dữ liệu thu được từ *CUT*, $p(y|H_0)$ và $p(y|H_1)$ lần lượt là hàm mật độ xác suất (*PDF*) của y dưới hai giả

thuyết. Xác suất phát hiện và xác suất báo động làm được tính:

$$P_d = \int_{\Omega} p(y|H_1) dy \quad (3.6)$$

$$P_{fa} = \int_{\Omega} p(y|H_0) dy \quad (3.7)$$

Trong đó, Ω là tập hợp các giá trị y mà tại đó giả thuyết H_1 được chọn. Quy tắc quyết định Neyman-Pearson (kiểm định tỷ số hợp lý) được phát biểu:

$$\frac{p(y|H_1)}{p(y|H_0)} \geq_{H_0}^{\lambda} \lambda \quad (3.8)$$

Để áp dụng (3.8), cần xác định tường minh các PDF $p(y|H_0)$ và $p(y|H_1)$; ngưỡng λ được thiết lập dựa trên giá trị P_{fa} cho trước. Việc xác định các PDF này phụ thuộc vào mô hình dữ liệu đo y .

b. Mô hình tín hiệu cơ bản

Mô hình đơn giản nhất giả thiết chỉ có nhiễu hệ thống (nhiều Gauss) $\mathbf{n}$:

$$H_0 : y = n \quad (3.9)$$

$$H_1 : y = s + n \quad (3.10)$$

Trong đó, s là tín hiệu phản xạ từ CUT và $\mathbf{n}$ là nhiễu hệ thống. Khi môi trường có thêm thành phần nhiễu nền $\mathbf{c}$ (từ địa vật, mặt biển hoặc khí tượng), mô hình được mở rộng:

$$H_0 : y = n + c \quad (3.11)$$

$$H_1 : y = s + n + c \quad (3.12)$$

Trong đó, $\mathbf{c}$ là nhiễu nền có phân bố xác suất đã biết như Gaussian, Weibull, K hoặc Gamma.

c. Mô hình tổng quát cho nhiễu hỗn hợp, không đồng nhất

Trong điều kiện thực tế đã phân tích tại Mục 3.2.1, các mô hình (3.9) - (3.12) chưa phản ánh được tính hỗn hợp và không đồng nhất của nền nhiễu. Giả thiết nhiễu tại các ô khoảng cách lân cận có cùng phân bố xác suất và tính chất thống kê như tại CUT, luận án đề xuất mô hình tổng quát trong đó toàn bộ thành phần nhiễu được gộp thành nhiễu tổng hợp $\mathbf{i}(t, x)$:

$$H_0 : y = i \quad (3.13)$$

$$H_1 : y = s + i \quad (3.14)$$

Với nhiễu tổng hợp $\mathbf{i}(t, x)$ tại thời điểm t và vị trí x được biểu diễn:

$$i(t, x) = \sum_{k=1}^m \chi(x, A_k) p^{(k)}(t, x) \quad (3.15)$$

Trong đó, A_k là các vùng rời nhau ($k = 1, 2, \dots, m$) tại đó hàm mật độ của nhiễu là $p^{(k)}(t, x)$; các vùng này phủ toàn bộ không gian quan sát và hàm chỉ thị $\chi(x, A_k)$ được định nghĩa:

$$\bigcup_{k=1}^m A_k = \text{không gian quan sát}; \chi(x, A_k) = \begin{cases} 1, & \text{nếu } x \in A_k \\ 0, & \text{trường hợp còn lại} \end{cases} \quad (3.16)$$

Trong mỗi vùng A_k , hàm mật độ $p_k(t, x)$ là tổ hợp tuyến tính của các hàm mật độ con tương ứng với các loại nhiễu cùng xảy ra trong *CUT*:

$$p_k(t, x) = \sum_{j=1}^{n(k)} \alpha_j(k) p^{(k_j)}(t, x), \quad \alpha_j(k) \in \mathbb{R} \quad (3.17)$$

d. Ý nghĩa của mô hình

Công thức (3.15) - (3.17) cho thấy tín hiệu thu tại *CUT* có thể bao gồm nhiều thành phần nhiễu với các phân bố khác nhau, thay đổi theo không gian (qua chỉ số vùng k) và theo thời gian (qua biến t). Vì vậy, các phương pháp *CFAR* giả định trước một dạng phân bố nhiễu cố định sẽ suy giảm hiệu năng trong điều kiện này.

Từ đó, bài toán phát hiện được chuyển thành bài toán ước lượng và thích nghi theo phân bố nhiễu cục bộ. Trên cơ sở này, giải pháp *CFAR* hai giai đoạn thích nghi theo cụm nhiễu được đề xuất ở Mục 3.2.3: (1) giai đoạn 1 phát hiện sơ bộ các ứng viên bằng ngưỡng thống nhất; (2) giai đoạn 2 phân cụm cấu trúc nhiễu và ước lượng phân bố cục bộ để hiệu chỉnh ngưỡng cho từng vùng A_k .

3.2.3 Đề xuất giải pháp *CFAR* hai giai đoạn thích nghi trên nền nhiễu hỗn hợp nâng cao chất lượng phát hiện

Trên cơ sở mô hình nhiễu không đồng nhất tại Mục 3.2.2 (công thức (3.13) - (3.17)), luận án đề xuất phương pháp phát hiện thích nghi dựa trên cơ chế *CFAR* hai giai đoạn nhằm nâng cao độ tin cậy phát hiện và giảm báo động lầm trong môi trường phức tạp. Ý tưởng cốt lõi là tách quá trình phát hiện thành hai giai đoạn:

Giai đoạn 1 (CFAR toàn cục): phát hiện sơ bộ các ứng viên mục tiêu với ngưỡng thống nhất trên toàn bộ vùng quan sát, nhằm loại bỏ phần lớn nhiễu nền có

mức năng lượng thấp.

Giai đoạn 2 (CFAR cục bộ): phân cụm cấu trúc nhiễu còn lại theo đặc tính không gian-công suất, ước lượng phân bố xác suất và thiết lập ngưỡng phát hiện riêng cho từng vùng nhiễu A_k .

Cách tiếp cận này chuyển bài toán phát hiện từ giả thiết *nhiều đồng nhất* sang mô hình *thích nghi theo từng cụm nhiễu*, phù hợp với điều kiện vận hành thực tế.

a. Quy trình xử lý tổng thể CFAR hai giai đoạn trong DSP-C và DP-C (Thuật toán 1)

Bước 1 - Tiền xử lý và nâng cao SNR: tín hiệu sau tổng hợp búp sóng được đưa qua nén xung (*pulse compression*) để tăng độ phân giải cự ly, và qua bộ lọc chuyển động MTI/MTD để triệt nhiễu tĩnh và cải thiện SNR.

Bước 2 - Phát hiện sơ cấp (CFAR giai đoạn 1): trên mỗi kênh búp sóng, thuật toán CA-CFAR được áp dụng tại từng ô cắt CUT với ngưỡng thiết lập theo P_d và P_{fa} toàn cục; bước này loại bỏ phần lớn nhiễu nền và giữ lại các điểm có khả năng chứa mục tiêu hoặc nhiễu bất thường.

Bước 3 - Lựa chọn búp sóng tối ưu: với nhiều búp sóng thu đồng thời, tại mỗi CUT hệ thống chọn kênh có giá trị SNR lớn nhất (theo tiêu chí của Mục 3.1.3), giữ lại các điểm ứng viên tương ứng để đảm bảo chỉ các phản xạ có chất lượng tín hiệu tốt nhất được chuyển sang các bước sau.

Bước 4 - Phân cụm nhiễu: các điểm còn lại được phân cụm bằng thuật toán dựa trên mật độ HDBSCAN [79] - có khả năng tự động xác định số lượng cụm, phát hiện các vùng có mật độ cao và xử lý tốt các cụm có mật độ khác nhau. Kết quả là tập các vùng nhiễu $\{A_k\}$, $k = 1, \dots, m$, mỗi vùng tương ứng với một đặc tính thống kê riêng.

Bước 5 - Ước lượng phân bố xác suất nhiễu: với mỗi vùng A_k , tập dữ liệu phản xạ được dùng để ước lượng hàm mật độ xác suất $p_k(x)$ theo phương pháp kết hợp: histogram cắt ngắn để loại ngoại lai, xấp xỉ *Bernstein* để mô hình hoá dạng phân bố, và ước lượng moment để xác định các tham số. Cơ sở toán học được trình bày tại phần (b); quy trình chi tiết tại Bảng 3-2.

Bước 6 - Phát hiện cục bộ (CFAR giai đoạn 2): trên cơ sở phân bố nhiễu đã ước lượng, ngưỡng phát hiện cục bộ cho từng vùng được xác định:

$$\lambda_k = F_k^{-1}(1 - p_{fa}) \quad (3.18)$$

Trong đó, F_k là hàm phân phối tích lũy (CDF) của nhiễu trong vùng A_k ; p_{fa} là xác suất báo động lầm cục bộ. Các điểm có công suất nhỏ hơn λ_k sẽ bị loại bỏ; quá trình này có thể được lặp lại khi phân bố nhiễu được cập nhật.

Bước 7 - Bám mục tiêu và cập nhật: các điểm còn lại sau CFAR giai đoạn 2 được chia thành hai luồng xử lý song song: (1) luồng phân cụm nhiễu cập nhật lại các vùng A_k ; và (2) luồng bám mục tiêu thực hiện theo dõi quỹ đạo.

Quy trình xử lý tổng thể được tổng hợp trong *Bảng 3-1*.

Bảng 3-1. Thuật toán 1 - Quy trình xử lý tổng thể CFAR hai giai đoạn trong DSP-C và DP-C

Thuật toán 1: Phát hiện mục tiêu hai giai đoạn với ngưỡng cục bộ thích nghi	
Đầu vào: Các búp sóng thu sau DBF; xác suất báo động lầm toàn cục P_{fa} cho CFAR giai đoạn 1; xác suất báo động lầm cục bộ p_{fa} cho CFAR giai đoạn 2	
Đầu ra: Các plot và quỹ đạo mục tiêu; các vùng nhiễu $\{A_k\}$ và phân bố xác suất tương ứng $p^{(k)}$	
1 begin	
2 Gán tập vùng nhiễu $\{A_k\} = \emptyset$ /* điều kiện ban đầu */	
3 while true do /* với mỗi chu kỳ quét */	
4 Nén xung (pulse compression) cho tất cả xung thu tương ứng với các búp sóng	
5 Tích phân xung sử dụng <i>MTI</i> và <i>MTD</i>	
6 Phát hiện sơ bộ bằng <i>CA-CFAR</i> (giai đoạn 1) với xác suất báo động lầm toàn cục P_{fa}	
7 Lựa chọn búp sóng có <i>SNR</i> cực đại tại <i>CUT</i> và chuyển các ứng viên mục tiêu (<i>plot</i>) sang <i>DP-C</i>	
/* Xử lý plot theo hai luồng song song */	
8 Phân cụm nhiễu bằng <i>HDBSCAN</i> , bổ sung các vùng nhiễu xác định được vào tập $\{A_k\}$	
9 Bám mục tiêu, hình thành và cập nhật quỹ đạo	

```

10 | | if  $\{A_k\} \neq \emptyset$  then
11 | | | for mỗi vùng nhiễu  $A_k$  do
12 | | | | Ước lượng PDF nhiễu  $p^{(k)}$  bằng Thuật toán 3.2 (Bảng 3-2)
13 | | | | Tính ngưỡng cục bộ  $\lambda_k$  theo công thức (3.18) với  $p_{fa}$  cục bộ
14 | | | | Loại bỏ mọi plot trong  $A_k$  có công suất nhỏ hơn  $\lambda_k$  (giai đoạn 2)
15 | | | end
16 | | end
17 | | Đưa ra các plot còn lại và cập nhật quỹ đạo mục tiêu
18 | end
19 end

```

b. Cơ sở toán học xấp xỉ hàm mật độ xác suất nhiễu (Thuật toán 2)

Việc ước lượng PDF của nhiễu trong từng vùng A_k đóng vai trò then chốt trong CFAR giai đoạn 2. Luận án sử dụng hai phương pháp xấp xỉ: **phương pháp Bernstein** và **phương pháp moment**, đều dựa trên tính chất của hàm mật độ cắt ngắn và lý thuyết xấp xỉ hàm trên miền compact.

Hàm mật độ cắt ngắn: Trong hệ thống ra-đa, tín hiệu phản xạ chỉ được thu nhận trong dải công suất từ ngưỡng nhạy a (*sensitivity level*) đến ngưỡng bão hoà b (*saturation level*) của bộ thu. Phân bố nhiễu quan sát được luôn là dạng cắt ngắn:

$$p(x; a, b) = \frac{p(x)}{F(b) - F(a)} \cdot I_{[a,b]}(x) \quad (3.19)$$

Trong đó, $I_{[a,b]}(x) = 1$ nếu $x \in [a, b]$ và bằng 0 nếu $x \notin [a, b]$; $F(x)$ là CDF tương ứng.

Tính duy nhất của biểu diễn - Định lý Hausdorff: Nếu $f, g \in C[a, b]$ sao cho $\int x^k f(x) dx = \int x^k g(x) dx$ với mọi $k \geq 0$, thì $f \equiv g$ trên $[a, b]$. Định lý này đảm bảo rằng hàm mật độ cắt ngắn được xác định duy nhất bởi các moment của nó - tính chất then chốt đảm bảo sự nhất quán của phương pháp xấp xỉ.

Xấp xỉ Bernstein: Cho hàm $f: [0, 1] \rightarrow \mathbb{R}$ liên tục, đa thức Bernstein bậc n được định nghĩa:

$$B_n(x, f) = \sum_{k=0}^n C(n, k) x^k (1-x)^{(n-k)} f(k/n) \quad (3.20)$$

Trong đó, $C(n, k)$ là hệ số tổ hợp. Theo **định lý Bernstein**, $B_n(x, f)$ hội tụ đều tới $f(x)$ trên $[0, 1]$:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \sup_{x \in [0,1]} |B_n(x, f) - f(x)| = 0 \quad (3.21)$$

Với hàm $f: [a, b] \rightarrow \mathbb{R}$, đặt $g: [0, 1] \rightarrow \mathbb{R}$, $g(x) = f((x-a)/(b-a))$. Khi đó $f(x)$ được xấp xỉ bởi $B_n(a + (b-a)x, g)$. Do $p(x)$ liên tục nên $p(x; a, b)$ cũng liên tục trên $[a, b]$, đáp ứng điều kiện áp dụng xấp xỉ Bernstein.

Xấp xỉ bằng cơ sở đa thức trực giao (phương pháp moment): Nếu $p(x; a, b) \in L^2[a, b]$ (khả tích bình phương), ta xây dựng cơ sở trực giao từ các moment. Đặt $m^k = \int x^k dx$, $k = 0, 1, \dots$. Các đa thức trực giao $P_0(x) = m_0$ và $P_n(x)$ được xây dựng từ định thức ma trận Hankel:

$$P_n(x) = \det \begin{vmatrix} m_0 & m_1 & \cdots & m_n \\ m_1 & m_2 & \cdots & m_{n+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{n-1} & m_n & \cdots & m_{2n-1} \\ 1 & x & \cdots & x^n \end{vmatrix} \quad (3.22)$$

Tập $\{P_n(x)/\|P_n\|\}$ tạo thành cơ sở trực chuẩn của $L^2[a, b]$, và hàm mật độ $p(x; a, b)$ được biểu diễn duy nhất:

$$p(x; a, b) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \frac{P_n(x)}{\|P_n\|}, \quad c_n = \langle p(x; a, b), \frac{P_n}{\|P_n\|} \rangle \quad (3.23)$$

Trong đó, c_n được tính từ các moment của PDF . Tính trực giao được chứng minh nhờ cấu trúc định thức ma trận moment; tính đầy đủ của cơ sở được thiết lập thông qua biến đổi Laplace song phương và biến đổi Fourier nghịch.

Bảng 3-2. Thuật toán 2 - Ước lượng hàm mật độ xác suất nhiều

Thuật toán 2: Ước lượng PDF nhiều bằng xấp xỉ Bernstein và phương pháp moment

Đầu vào: Bậc xấp xỉ n và dữ liệu $\{y_i^{(k)}\}$ ($i = 1, \dots, N_k$) từ vùng nhiều A_k

Đầu ra: Đa thức xấp xỉ PDF theo phương pháp *Bernstein* và phương pháp *moment*

1 begin

```

2 | Xây dựng histogram cắt ngắn cho dữ liệu  $\{y_i^{(k)}\}$ 
  | /* Phương pháp Bernstein */
3 | Xác định xấp xỉ Bernstein của PDF nhiều theo công thức (3.20)
  | /* Phương pháp moment */
4 | Tính các moment  $m_0$  đến  $m_{2n}$ 
5 | Xác định các đa thức trực giao  $P_0(y)$  đến  $P_n(y)$  theo công thức (3.22)
6 | Tính các hệ số  $c_0$  đến  $c_n$  theo công thức (3.23)
7 | Xác định xấp xỉ moment của PDF nhiều theo (3.23)
8 | return Đa thức xấp xỉ PDF
9 end

```

Trên cơ sở chuỗi xử lý đề xuất, phương pháp CFAR hai giai đoạn thích nghi theo cụm nhiễu không chỉ nâng cao khả năng phát hiện mục tiêu trong môi trường nhiễu không đồng nhất mà còn đảm bảo kiểm soát hiệu quả suất báo động làm p_{fa} cục bộ. Hiệu năng của phương pháp được đánh giá chi tiết thông qua các kịch bản thử nghiệm và dữ liệu đo thực, trình bày tại Mục 3.3.

3.3 Đánh giá thực nghiệm với giải pháp đa búp sóng, CFAR hai giai đoạn thích nghi đề xuất

3.3.1 Mô tả hệ thống và kịch bản thử nghiệm

a. Cấu hình ra-đa

Ra-đa sử dụng cho thử nghiệm là *ra-đa cảnh giới phòng không 3D* (Hình 3-6) với các tham số hệ thống cho trong Bảng 3-3. Hệ thống làm việc ở băng tần S, tầm hoạt động 360 km, độ rộng búp sóng theo phương cao $\leq 3,5^\circ$, tốc độ quét 0,1 Hz (chu kỳ một lượt quét toàn không gian là 10 s). Quét theo phương cao thực hiện bằng điều chỉnh pha tín hiệu trên mảng ăng-ten, quét theo phương vị thực hiện bằng quay cơ học. Tại mỗi hướng định hướng, hệ thống phát hai búp sóng liên tiếp và thu sáu búp sóng; khoảng cách góc giữa hai búp sóng phát là $1,4^\circ$, giữa các búp sóng thu đồng thời (ứng với mỗi búp phát) là $0,5^\circ$.



Hình 3-6. Ra-đa cảnh giới 3D được sử dụng cho nghiên cứu

Bảng 3-3. Tham số hệ thống ra-đa cảnh giới 3D sử dụng trong thử nghiệm

Thông số	Đơn vị	Giá trị
Tầm hoạt động thiết bị hoá	<i>km</i>	<i>360</i>
Tần số	-	<i>Băng tần S</i>
Độ rộng búp sóng theo phương cao	<i>độ</i>	$\leq 3,5$
Tốc độ quét	<i>Hz</i>	<i>0,1</i>
Xác suất báo động lầm toàn cục P_{fa}	-	10^{-3}
Xác suất báo động lầm cục bộ p_{fa}	-	<i>0,1</i>

b. Mục tiêu thử nghiệm

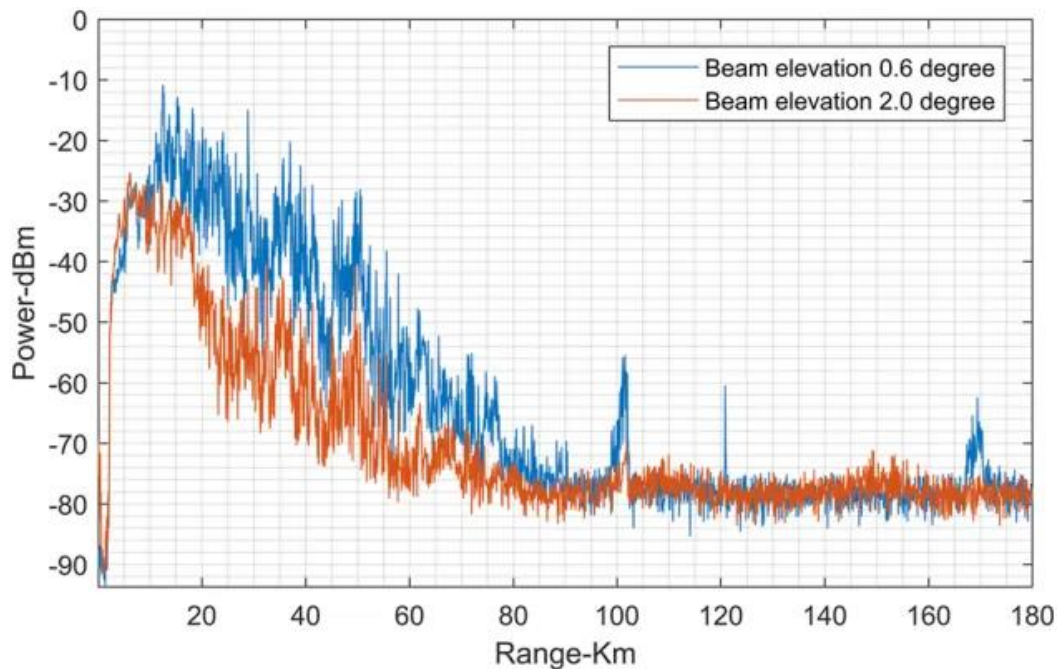
Mục tiêu được lựa chọn là máy bay thể thao hạng nhẹ *ATEC 321 Faeta* (Hình 3-7), bay với vận tốc 160 km/h ở độ cao $1\,000 \text{ m}$. Giá trị xác suất báo động lầm cục bộ $p_{fa} = 0,1$ được áp dụng đồng nhất cho tất cả các vùng nhiễu nền. Việc lựa chọn $p_{fa} = 0,1$ dựa trên tiêu chí: bảo đảm $P_d \geq 0,8$ theo yêu cầu bắt buộc đối với các đài ra-đa quân sự, đồng thời phù hợp với thông lệ lựa chọn tham số trong các nghiên cứu liên quan trên thế giới [80].



Hình 3-7. Máy bay ATEC 321 Faeta sử dụng làm mục tiêu thử nghiệm

Nền tảng tính toán: Toàn bộ thử nghiệm triển khai trên hệ điều hành *Ubuntu* và môi trường lập trình *C++*. Khối *DSP-C* và *DP-C* được triển khai trên ba máy tính dùng bộ xử lý *Intel Xeon Gold 6242R 3,1 GHz* (20 lõi, 40 luồng) và *24 GB RAM*. Thời gian tính toán đo được: $DSP - C < 1 \text{ ms}$, $DP - C < 0,3 \text{ s}$ đảm bảo xử lý trực tuyến khi chu kỳ một lượt quét là *10 s* (Bảng 3-3).

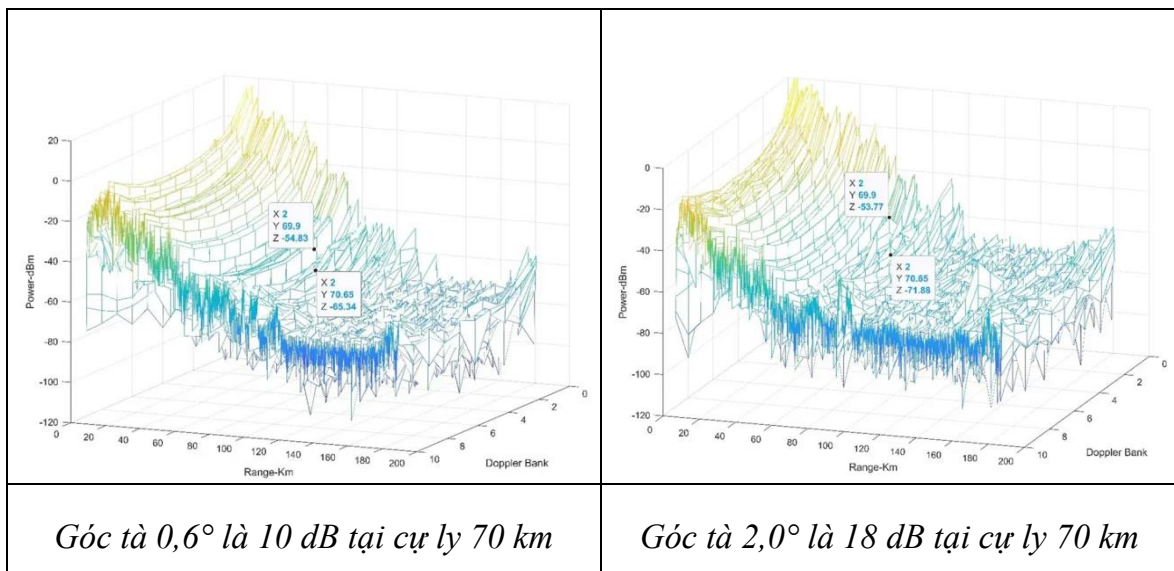
3.3.2 Kết quả tăng SNR bằng kỹ thuật đa búp sóng



Hình 3-8. Công suất nhiễu tương ứng với hai búp sóng phát ở góc tã $0,6^\circ$ và $2,0^\circ$

Hình 3-8 trình bày công suất nhiễu trung bình trên hai búp sóng phát góc tã $0,6^\circ$ và $2,0^\circ$, cho thấy ba vùng đặc trưng phản ánh tính không đồng nhất của nền nhiễu. Ở vùng gần dưới 10 km: công suất nhiễu tăng rất nhanh do phản xạ mạnh từ vùng cận ra-đa, đạt đỉnh khoảng -25 dBm trên búp $0,6^\circ$ và -30 dBm trên búp $2,0^\circ$. Trong vùng 10-80 km, vùng nhiễu địa vật chủ đạo: búp $0,6^\circ$ dao động trong khoảng -25 đến -65 dBm , trong khi búp $2,0^\circ$ chỉ trong khoảng -35 đến -75 dBm . Từ 80 km trở đi, hai đường hội tụ về cùng mức nhiễu nền $\approx -78\text{ dBm}$, nhiễu địa vật suy giảm và nhiễu nhiệt của bộ thu trở thành thành phần chủ đạo. Kết quả khẳng định nền nhiễu trong ra-đa cảnh giới 3D không tuân theo phân bố thống kê duy nhất phù hợp với mô hình nhiễu hỗn hợp tại Mục 3.2.2; đồng thời chênh lệch 10 dB giữa hai búp sóng trực tiếp tạo cơ sở vật lý cho cơ chế lựa chọn búp sóng tối ưu theo Mục 3.1.3.

Hệ quả trực tiếp là SNR mục tiêu được nâng cao đáng kể khi lựa chọn búp sóng tối ưu theo Mục 3.1.3. Tại cự ly 70 km, SNR của mục tiêu trên búp sóng góc tã $0,6^\circ$ chỉ đạt 10 dB, trong khi trên búp sóng góc tã $2,0^\circ$ đạt tới 18 dB (Hình 3-8), chênh lệch 8 dB. Kết quả này trực tiếp nâng cao hiệu năng phát hiện ở giai đoạn CFAR đầu tiên (Hình 3-9).



Hình 3-9. SNR của mục tiêu tương ứng với búp sóng ở các góc tã khác nhau

3.3.3 Kết quả phát hiện mục tiêu với CFAR hai giai đoạn

a. Kết quả CFAR giai đoạn 1

Do ngưỡng giai đoạn 1 được thiết lập theo giả thiết nhiễu Gauss, các báo động làm

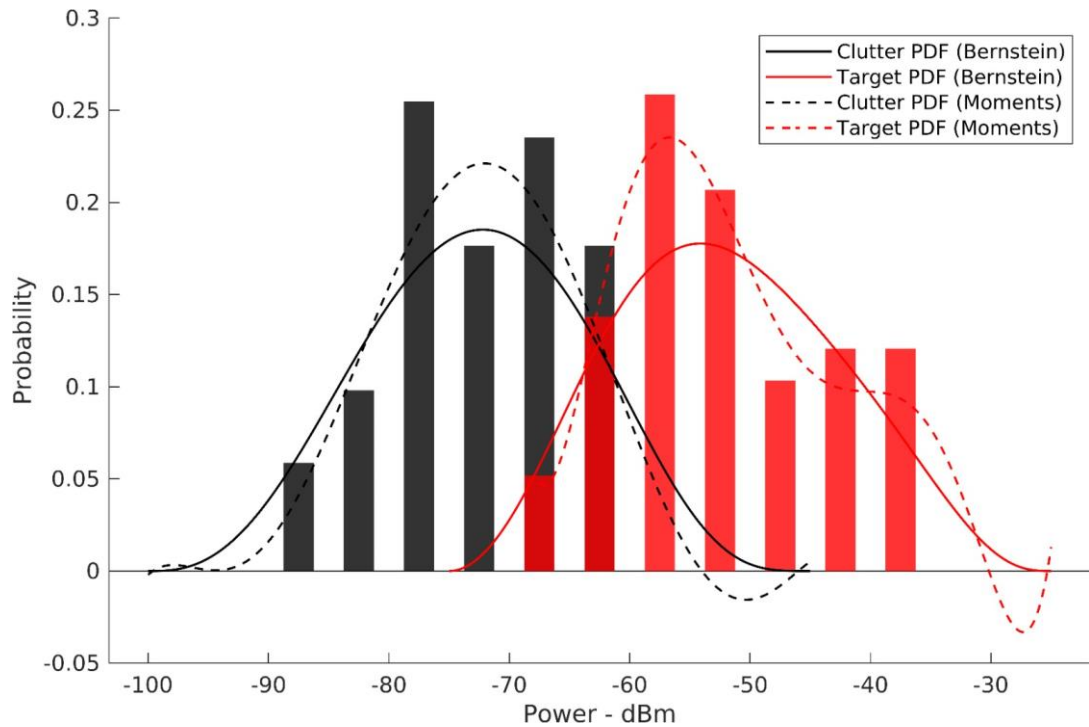
xuất hiện ở các vùng nhiễu có PDF khác phân bố chuẩn (Hình 3-10). Để xử lý các báo động lầm này, các $plot$ được phân cụm bằng thuật toán $HDBSCAN$. Vòng quét đầu tiên dùng cho phân cụm; sau đó cứ mỗi phút (tương đương 6 vòng quét) các vùng nhiễu được kiểm tra và cập nhật. Các vùng nhiễu xác định được hiển thị dưới dạng đa giác trong Hình 3-10.



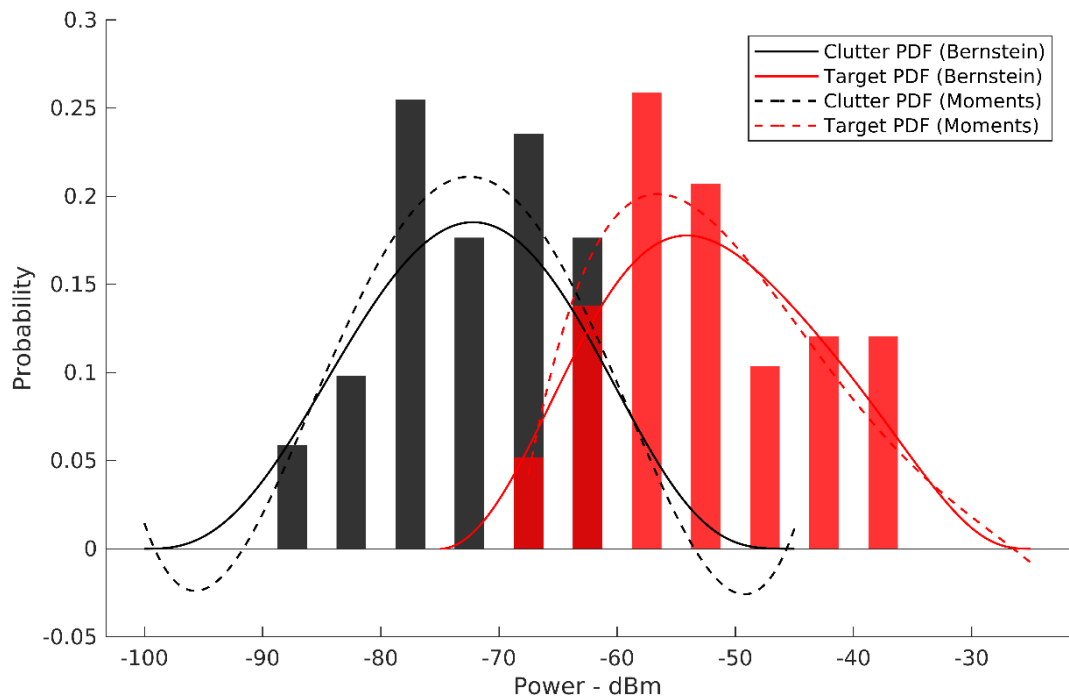
Hình 3-10. Kết quả CFAR giai đoạn 1: mục tiêu thử nghiệm (vòng tròn trắng) và báo động lầm do nhiễu (đa giác)

b. Ước lượng PDF nhiễu cho từng vùng

Với mỗi vùng nhiễu, PDF được ước lượng bằng *Thuật toán 2* (Bảng 3-2). Kết quả tại Hình 3-12 so sánh hai phương pháp xấp xỉ trên cùng một tập dữ liệu đo và với cùng một bậc đa thức: histogram màu đen biểu diễn phân bố công suất nhiễu trong vùng nhiễu chứa mục tiêu thử nghiệm (tập trung trong dải -90 đến -65 dBm, đỉnh tại ≈ -75 dBm với xác suất $\approx 0,25$), còn histogram màu đỏ biểu diễn phân bố công suất của mục tiêu (dải -65 đến -35 dBm, đỉnh tại ≈ -55 dBm với xác suất $\approx 0,26$). Bậc đa thức chẵn được sử dụng nhằm bảo đảm tính chất của hàm mật độ xác suất là tích phân trên toàn miền hữu hạn và bằng 1; bậc $n = 6$ được lựa chọn vì vừa đủ bao hàm các mô-men quan trọng nhất của phân bố gồm kỳ vọng, phương sai, độ lệch và độ nhọn, đồng thời tránh hiện tượng xấp xỉ quá khớp với dữ liệu khi sử dụng bậc cao hơn.



Hình 3-11. PDF của mục tiêu (đường đỏ) và nhiễu (đường đen) ước lượng bằng phương pháp Bernstein (nét liền) và phương pháp moment (nét đứt) bậc $n = 4$



Hình 3-12. PDF của mục tiêu (đường đỏ) và nhiễu (đường đen) ước lượng bằng phương pháp Bernstein (nét liền) và phương pháp moment (nét đứt) bậc $n = 6$

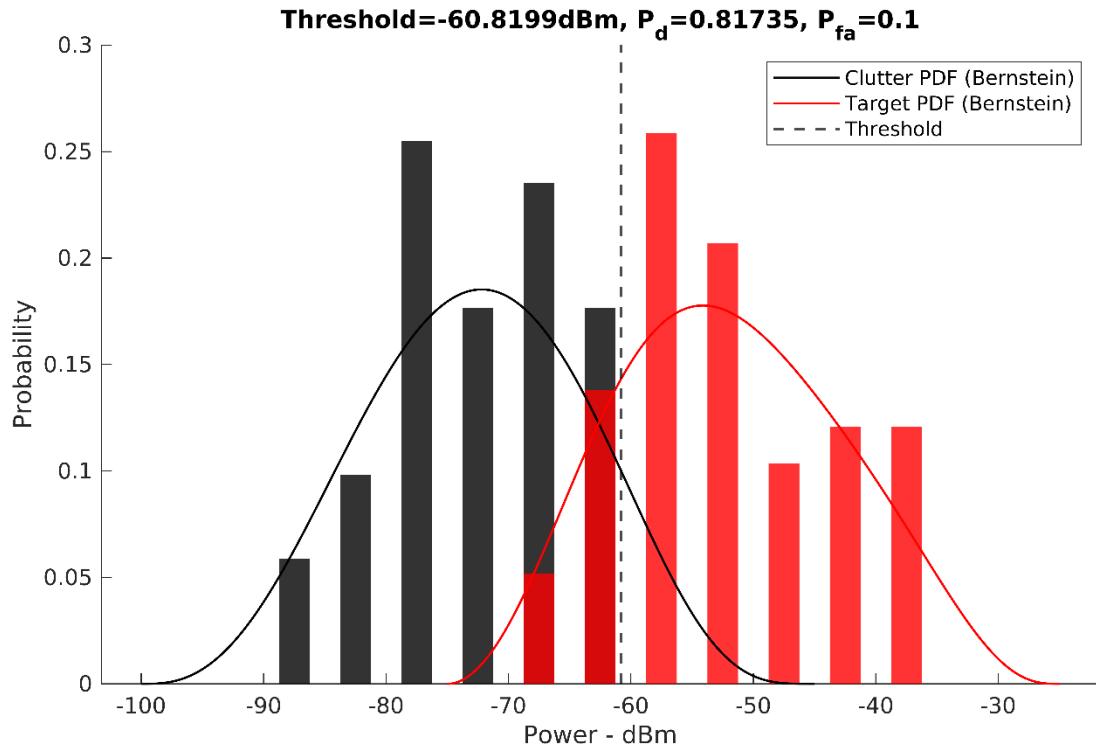
Trên Hình 3-11 và Hình 3-12, đường nét liền là xấp xỉ bằng đa thức *Bernstein* và nét đứt là xấp xỉ bằng phương pháp moment (bậc $n = 4$ (Hình 3-11) và với $n = 6$ (Hình 3-12)). Có thể quan sát rõ hai điểm:

(1) Đường *Bernstein* bám sát đỉnh và độ rộng histogram, không tạo giá trị âm hoặc dao động biên;

(2) Đường moment dao động mạnh ở hai biên, xuất hiện các giá trị âm tại vùng $\approx -95 \text{ dBm}$; $\approx -50 \text{ dBm}$ và $\approx -28 \text{ dBm}$ trên phân bố nhiễu. Hiện tượng này đặc trưng cho xấp xỉ đa thức trực giao khi bậc hữu hạn, làm sai lệch việc tính xác suất vượt ngưỡng. Do đó, luận án lựa chọn xấp xỉ *Bernstein* bậc $n = 6$ (vừa đáp ứng được yêu cầu và không bị quá khớp với dữ liệu) với $p_{fa} = 0,1$ cho mọi vùng nhiễu, và ngưỡng được tính theo (3.18).

c. Thiết lập ngưỡng CFAR giai đoạn 2

Hình 3-13 minh họa ngưỡng phát hiện xác định từ phân bố *Bernstein* với $p_{fa} = 0,1$ cho vùng nhiễu chứa mục tiêu thử nghiệm.



**Hình 3-13. Ngưỡng CFAR giai đoạn 2 cho
vùng nhiễu chứa mục tiêu thử nghiệm ($\approx -61 \text{ dBm}$)**

Ngưỡng nằm tại $\approx -61 \text{ dBm}$, là giá trị mà phần diện tích phía phải ngưỡng dưới đường cong phân bố nhiễu (màu đen) đúng bằng 0,1. Vị trí ngưỡng này tách biệt rõ hai phân bố: phần lớn phân bố nhiễu nằm bên trái ngưỡng (bị loại bỏ), trong khi phần lớn phân bố mục tiêu nằm bên phải (được giữ lại). Vùng chồng lấp giữa hai phân bố trong khoảng -68 dBm đến -58 dBm là nguyên nhân sinh ra một tỷ lệ nhỏ báo động lầm và bỏ sót mục tiêu, song mức chồng lấp nhỏ hơn đáng kể so với trường hợp dùng ngưỡng toàn cục CA-CFAR vốn được tính cho giả thiết nhiễu Gauss đồng nhất.

d. Kết quả CFAR giai đoạn 2

Sau khi áp dụng CFAR giai đoạn 2 cho toàn bộ vùng quan sát (Hình 3-14), số báo động lầm giảm hơn 90% so với CA-CFAR giai đoạn 1, trong khi mục tiêu thử nghiệm vẫn được duy trì với SNR ổn định. Kết quả này xác nhận hai giá trị thực tiễn của hướng tiếp cận đề xuất: thứ nhất, việc ước lượng PDF riêng cho từng vùng nhiễu bằng đa thức Bernstein cho phép thích ứng tốt với nhiều dạng phân bố khác nhau; thứ hai, ngưỡng CFAR được thiết lập cục bộ theo đặc tính thống kê thực của từng vùng thay vì ngưỡng toàn cục, đảm bảo duy trì P_{fa} ổn định trong môi trường nhiễu không đồng nhất.



**Hình 3-14. Kết quả sau CFAR giai đoạn 2, mục tiêu thử nghiệm
trong vòng tròn trắng**

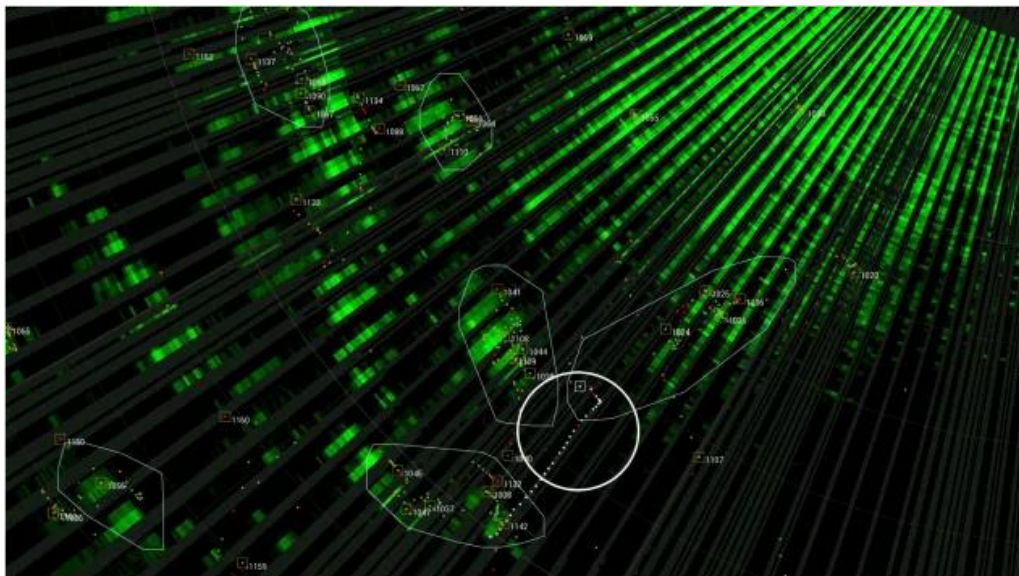
3.3.4 So sánh với các phương pháp khác

Để đánh giá hiệu quả của phương pháp đề xuất, NCS tiến hành so sánh trực tiếp với các giải pháp phát hiện mục tiêu đã được công bố:

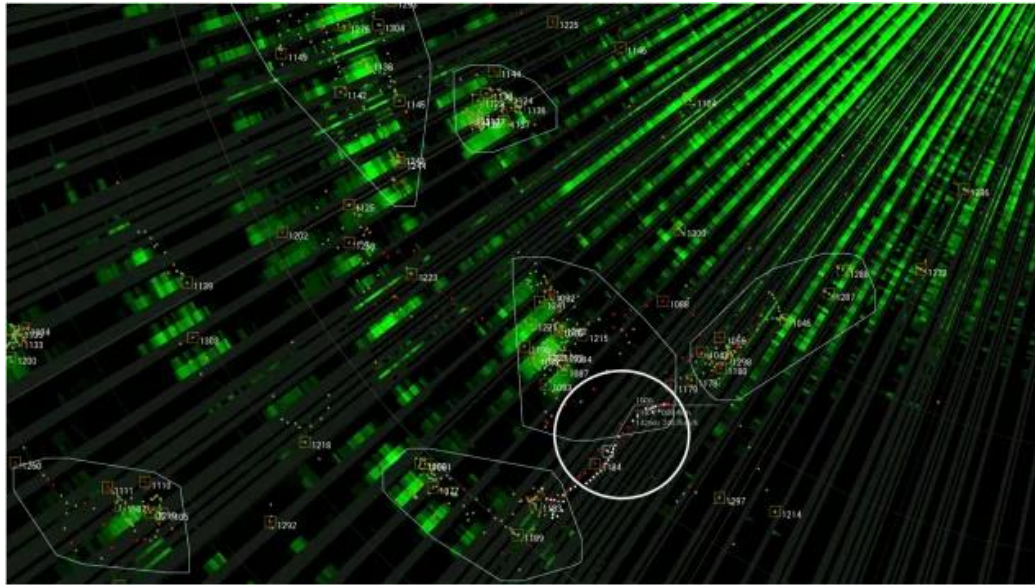
a. So sánh với các thuật toán CFAR phổ biến hiện nay

Các thuật toán CFAR phổ biến hiện nay gồm: *OS-CFAR*, *SOCA-CFAR*, *GOCA-CFAR*, *VI-CFAR* và *PI-CFAR*. Năm thuật toán này được áp dụng tại giai đoạn *CFAR* thứ nhất và không sử dụng giai đoạn thứ hai, nhằm bảo đảm tính tương đương trong điều kiện đối chứng. Toàn bộ thử nghiệm được thực hiện cùng mức xác suất báo động làm $P_{fa} = 10^{-3}$; các tham số ngưỡng cụ thể của hai phương pháp thích nghi được thiết lập như sau: *VI-CFAR* sử dụng $K_{VI} = 5,3$ và $K_{MR} = 2,1$; *PI-CFAR* sử dụng $T_{PI} = 3$ và $T_{MR} = 1,5$. Hiệu năng của các thuật toán được đánh giá theo bộ ba chỉ tiêu: (1) P_{dc} : xác suất phát hiện mục tiêu trong vùng nhiễu, định nghĩa bằng tỷ số giữa số báo cáo mục tiêu nhận được và tổng số lượt quét ăng-ten thực hiện trong vùng nhiễu; (2) F_{Trc} : số báo cáo mục tiêu giả trung bình trong vùng nhiễu trên mỗi lượt quét ăng-ten; (3) TD_{rc} : tỷ lệ rớt quỹ đạo trong vùng nhiễu. $TD_{rc} = 1$ nếu quỹ đạo bị rớt khi mục tiêu di chuyển vào vùng nhiễu, ngược lại $TD_{rc} = 0$.

Kết quả thử nghiệm trực quan của từng thuật toán được minh họa lần lượt trong các Hình 3-15 đến Hình 3-19, trong đó vị trí mục tiêu được đánh dấu bằng vòng tròn trắng để thuận tiện quan sát.



Hình 3-15. Kết quả thử nghiệm với OS-CFAR - mục tiêu trong vòng tròn trắng



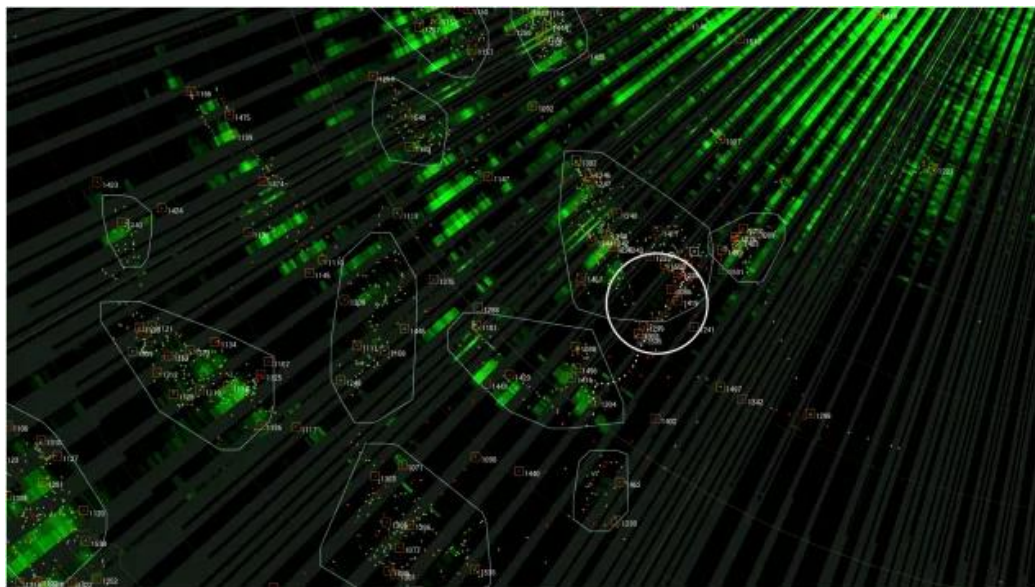
Hình 3-16. Kết quả thử nghiệm với SOCA-CFAR



Hình 3-17. Kết quả thử nghiệm với GOCA-CFAR



Hình 3-18. Kết quả thử nghiệm với VI-CFAR



Hình 3-19. Kết quả thử nghiệm với PI-CFAR

Bảng 3-4. So sánh phương pháp đề xuất với các thuật toán CFAR truyền thống

Tham số	Đề xuất	CA	OS	SOCA	GOCA	VI	PI
α	8,6	8,6	6,1	12,6	7,5	-	-
P_{dc}	0,86	0,42	0,23	0,14	0,32	0,26	0,26

Tham số	Đề xuất	CA	OS	SOCA	GOCA	VI	PI
F_{Trc}	7	65	31	53	52	56	74
TD_{rc}	0	1	1	1	1	1	1

Phân tích số liệu từ kết quả tổng hợp *Bảng 3-4* cho thấy ba xu hướng nổi bật phản ánh ưu thế của phương pháp đề xuất:

(1) **Về xác suất phát hiện trong vùng nhiễu P_{dc}** : Phương pháp đề xuất đạt mức 0,86, vượt trội đáng kể so với sáu thuật toán đối chứng. Trong đó, *CA-CFAR* đạt cao nhất với 0,42, còn *SOCA-CFAR* thấp nhất với 0,14. Mức cải thiện dao động trong khoảng từ 2 lần (so với *CA*) đến 6,1 lần (so với *SOCA*), phản ánh khả năng phát hiện mục tiêu rõ rệt vượt trội của phương pháp đề xuất khi nền nhiễu mạnh.

(2) **Về số báo cáo mục tiêu giả F_{Trc}** : Phương pháp đề xuất chỉ tạo trung bình 7 báo động làm trên mỗi lượt quét ăng-ten, trong khi các thuật toán đối chứng tạo từ 31 báo động (*OS*) đến 74 báo cáo (*PI*), tương đương mức giảm từ 4,4 lần đến 10,6 lần. Kết quả này cho thấy việc nâng cao xác suất phát hiện không phải đánh đổi bằng việc gia tăng số báo cáo giả; ngược lại, phương pháp đề xuất cải thiện đồng thời trên cả hai mặt, vốn là hai chỉ tiêu thường mâu thuẫn nhau trong các thuật toán *CFAR* cổ điển.

(3) **Về tỷ lệ rút quỹ đạo TD_{rc}** : Chỉ tiêu được xem là quan trọng nhất trong bài toán bám sát mục tiêu trong môi trường nhiễu. Phương pháp đề xuất đạt $TD_{rc} = 0$, quỹ đạo mục tiêu được duy trì liên tục xuyên suốt quá trình mục tiêu di chuyển trong vùng nhiễu. Ngược lại, cả năm thuật toán *CFAR* truyền thống đều có $TD_{rc} = 1$, tức quỹ đạo mục tiêu bị rút ngay khi mục tiêu vừa đi vào vùng nhiễu.

Tổng hợp ba chỉ tiêu nêu trên có thể khẳng định: phương pháp đề xuất không chỉ vượt trội về khả năng phát hiện mục tiêu trong vùng nhiễu mà còn duy trì được tính liên tục của quỹ đạo mục tiêu trong toàn bộ vùng nhiễu. Kết quả mà tất cả năm thuật toán *CFAR* truyền thống đều không đạt được trong cùng kịch bản thử nghiệm.

b. So sánh với phương pháp học máy

Phương pháp đề xuất được so sánh với hướng tiếp cận học máy của Perdóck và cộng sự (2024) [80]. Trong kịch bản thử nghiệm của luận án, *SNR* mục tiêu chỉ đạt

khoảng 10 dB (Hình 3-8); với cùng điều kiện SNR và $P_{fa} = 0,1$, phương pháp [80] cho $P_{dc} \approx 0,6$ (theo Hình 19 và 22 trong [80]) thấp hơn rõ rệt so với $P_{dc} = 0,86$ của phương pháp đề xuất. Ưu thế này càng đáng chú ý vì phương pháp đề xuất không cần huấn luyện trên tập dữ liệu lớn và không phụ thuộc vào giả định trước về phân bố nhiễu, phù hợp với điều kiện vận hành thực tế nơi đặc tính nhiễu thay đổi liên tục theo không gian và thời gian.

Bên cạnh việc đánh giá khả năng phát hiện mục tiêu, các dữ liệu thực nghiệm còn được sử dụng để xác minh hiệu năng theo dõi nâng cao. Trong đó, thuật toán *Adaptive IMM* trong bài báo “*An Adaptive IMM for Tracking Maneuvering Target with High Variability of Environment*” của NCS cùng các cộng sự được triển khai để ước lượng vị trí và vận tốc của mục tiêu sau khi phát hiện thông qua CFAR hai giai đoạn. Song song với đó, nghiên cứu mở rộng khả năng phát hiện mục tiêu trong môi trường đa mục tiêu được trình bày trong bài báo “*Ambiguity Resolution for Ground-Based Pulse-Doppler Radars Using Multiple Medium PRF*” của NCS cũng được áp dụng. Phương pháp này sử dụng tiếp cận thích nghi để giải quyết đồng thời hiện tượng mù cự ly-vận tốc và loại bỏ mục tiêu ảo trên ma trận hai chiều cự ly-vận tốc. Cơ chế lọc phân cụm và xử lý công suất sau *đốp-le* giúp tăng độ tin cậy phát hiện, giảm phát hiện giả và nâng cao chất lượng tổng thể của hệ thống. Kết quả từ các phép đo thực nghiệm cho thấy, so với thuật toán *IMM* truyền thống, độ chính xác vị trí tăng khoảng 38% và độ chính xác vận tốc tăng khoảng 28%, minh chứng rõ ràng lợi ích của việc tích hợp các thông tin bổ sung trong quá trình theo dõi với ngưỡng CFAR thích nghi. Điều này khẳng định tính khả thi của mô hình CFAR hai giai đoạn trong ứng dụng thực tế, đồng thời mở ra hướng phát triển các thuật toán xử lý thích nghi, đa búp sóng với năng lực tính toán tối ưu hoá cho các hệ thống ra-đa cảnh giới hiện đại.

Đáng chú ý: phương pháp đề xuất cùng các kết quả nghiên cứu nêu trên đã được NCS công bố trong công trình “*Improving Aerial Target Detection for 3D Radar Based on Two-Stage CFAR Method with Adaptive Clutter Distribution Estimation*”. Nội dung nghiên cứu này của NCS cùng các cộng sự đã được xuất bản chính thức trên tạp chí *Frontiers in Signal Processing* (2025, DOI: 10.3389/frsip.2025.1688944).

KẾT LUẬN CHƯƠNG

Chương này đã đề xuất giải pháp đa búp sóng kết hợp CFAR hai giai đoạn thích nghi trên nền nhiễu hỗn hợp cho ra-đa xung. Trong đó, phân bố nhiễu phi Gaussian được ước lượng bằng đa thức Bernstein, cho phép xác định ngưỡng phát hiện cục bộ tối ưu theo từng vùng nhiễu. Kết quả thực nghiệm cho thấy cấu hình đa búp sóng kết hợp lựa chọn búp tối ưu theo tiêu chí SNR giúp cải thiện đáng kể chất lượng tín hiệu. Cụ thể, tại cự ly 70 km, SNR của mục tiêu tăng từ khoảng 10 dB lên 18 dB, tương ứng mức cải thiện khoảng 8 dB, cho thấy hiệu quả của việc khai thác đa búp sóng trong việc giảm ảnh hưởng của nhiễu không đồng nhất.

Đối với bài toán phát hiện mục tiêu, phương pháp CFAR hai giai đoạn cho phép thích nghi theo đặc tính nhiễu cục bộ thông qua phân cụm và ước lượng phân bố xác suất. Việc sử dụng xấp xỉ *Bernstein* trong mô hình hoá hàm mật độ xác suất giúp mô tả tốt hơn các phân bố nhiễu phi *Gaussian* so với các giả thiết truyền thống. Kết quả đo kiểm cho thấy số lượng báo động làm giảm trên 90% so với phương pháp CA-CFAR, trong khi xác suất phát hiện vẫn được duy trì theo yêu cầu ($P_d \geq 0,8$ với $P_{fa} \leq 10^{-3}$). Ngưỡng phát hiện được thiết lập riêng cho từng vùng nhiễu, phản ánh đúng đặc tính thống kê của môi trường quan sát.

Các kết quả thu được cho thấy phương pháp đề xuất phù hợp để áp dụng trong các hệ thống ra-đa hoạt động trong môi trường nhiễu phức tạp, đặc biệt trong các trường hợp nền nhiễu không đồng nhất và biến thiên theo không gian-thời gian.

KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN LUẬN ÁN

Kết luận và tổng quát giá trị đóng góp của luận án

Luận án tập trung nghiên cứu các giải pháp xử lý nhiễu trong hệ thống *ra-đa* phân giải cao, nhằm nâng cao khả năng phát hiện và độ chính xác trong môi trường tín hiệu phức tạp. Trên cơ sở phân tích cơ chế hình thành và đặc trưng của nhiễu, luận án đã xây dựng mô hình toán học, thực hiện mô phỏng và thử nghiệm thực tế, qua đó đề xuất ba giải pháp khoa học - kỹ thuật và một nội dung kiểm chứng thực nghiệm trên các đài *ra-đa* đang vận hành, cụ thể như sau:

Đóng góp thứ nhất: Đề xuất giải pháp giảm nhiễu pha cho *ra-đa* FMCW thông qua cấu trúc mảng ăng-ten khe ống dẫn sóng có kiểm soát bức xạ, xẻ khe trên thành hẹp, kết hợp lưới lọc phân cực và mặt mở loa tối ưu. Cấu trúc đề xuất đạt hệ số cách ly phát-thu 85 dB trong dải làm việc, vượt giá trị tính toán yêu cầu, qua đó cải thiện độ ổn định đo cự ly và vận tốc, nâng cao chất lượng tổng thể của đài *ra-đa* FMCW.

Đóng góp thứ hai: Đề xuất giải pháp giảm nhiễu rời rạc và phân loại drone trong *ra-đa* FMCW dựa trên đặc trưng vi Doppler kết hợp hệ quy tắc phân loại phân cấp Top Model. Phương pháp khai thác đặc trưng vi Doppler sinh ra từ cánh quạt drone để phân biệt với các nguồn nhiễu chuyển động khác như ô tô, chim, xe máy, đồng thời tích hợp bản đồ giao thông để nhận dạng và phân tích quỹ đạo chuyển động của mục tiêu. Kết quả thực nghiệm loại bỏ 97 % nhiễu rời rạc, phân loại chính xác 100 % số drone ở cự ly tới 3,5 km, tầm phân loại cải thiện $1,6 \div 3,2$ lần tùy kịch bản bay so với *ra-đa* Elvira (1,1 km), qua đó nâng cao chất lượng phát hiện và bám quỹ đạo của đài *ra-đa* FMCW.

Đóng góp thứ ba: Đề xuất giải pháp đa búp sóng kết hợp CFAR hai giai đoạn thích nghi trên nền nhiễu hỗn hợp cho *ra-đa* xung. Trong đó, phân bố nhiễu phi Gaussian được ước lượng bằng đa thức Bernstein, cho phép xác định ngưỡng phát hiện cục bộ tối ưu theo từng vùng nhiễu. Kết quả thử nghiệm trên *ra-đa* xung cảnh giới 3D cho thấy tỷ số tín-tạp tăng khoảng 8 dB (tại cự ly 70 km), xác suất báo động giảm hơn 90 % so với CA-CFAR truyền thống, đồng thời thời gian xử lý đáp

ứng yêu cầu thời gian thực của hệ thống.

Đóng góp thứ tư: các giải pháp đề xuất được kiểm chứng thực nghiệm và đánh giá hiệu quả trên các đài *ra-đa* phân giải cao đang vận hành. Kết quả cho thấy: trên *ra-đa FMCW*, khả năng phát hiện *drone DJI Phantom 4* đạt cự ly 3,5 km, loại bỏ 97 % nhiễu rời rạc và 100 % số *drone* được nhận dạng chính xác; trên *ra-đa* xung 3D, tỷ số tín-tạp *SNR* tăng đáng kể, xác suất báo động làm giảm hơn 90 % so với *CFAR* truyền thống, đồng thời thời gian xử lý đáp ứng yêu cầu thực tế của hệ thống.

Các hướng nghiên cứu tiếp theo

Mặc dù các kết quả nghiên cứu đã đáp ứng được mục tiêu đặt ra, song trong quá trình thực hiện vẫn còn những vấn đề cần tiếp tục hoàn thiện và mở rộng. Trên cơ sở đó, các hướng nghiên cứu tiếp theo được định hướng như sau:

Hướng thứ nhất: Tiếp tục nghiên cứu nhằm bảo đảm độ ổn định pha giữa các phần tử phát-thu trong hệ thống *FMCW*, qua đó hạn chế sai lệch búp sóng và nâng cao độ chính xác đo đạc. Song song, cần cải tiến các thành phần phần cứng then chốt như bộ trộn, dao động nội và khuếch đại công suất để đồng bộ pha và tăng độ tin cậy của hệ thống.

Hướng thứ hai: Mở rộng tập dữ liệu huấn luyện và kiểm chứng cho bài toán tách nhiễu - nhận dạng mục tiêu, bao gồm nhiều mức nhiễu và nhiều chủng loại *drone* khác nhau. Đồng thời, nghiên cứu ứng dụng *học máy* và *học sâu* để khai thác sâu hơn đặc trưng *vi đốp-le*, nâng cao hiệu quả phân biệt mục tiêu trong môi trường phức tạp.

Hướng thứ ba: Mở rộng thử nghiệm trên nhiều cấu hình *ra-đa* (đa kênh, đa băng tần) và trong các điều kiện địa hình khác nhau (trên biển, trên đảo, địa hình phức tạp) để đánh giá khả năng thích ứng và phạm vi ứng dụng của hệ thống trong thực tế.

DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC CỦA TÁC GIẢ LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN

I. Bài báo trong danh mục ISI/SCOPUS

1. “A design of a high-resolution frequency modulated continuous wave radar for drone detection based on spurious phase noise and discrete clutter reduction,” IET Radar, Sonar & Navigation, vol. 18, no. 5, pp. 704-714, DOI: 10.1049/rsn2.12512.
2. “Improving Aerial Target Detection for 3D Radar Based on Two-Stage CFAR Method with Adaptive Clutter Distribution Estimation,” Frontiers in Signal Processing, 2025, DOI: 10.3389/frsip.2025.1688944.

II. Bài báo trên Kỷ yếu, Hội nghị Quốc tế

1. “An Adaptive IMM for Tracking Maneuvering Target with High Variability of Environment,” Fuzzy Systems and Data Mining X, DOI: 10.3233/FAIA241441.
2. “Enhanced Multi- Target Tracking with Combination of Position, Power and Ambiguous Doppler Measurements,” Fuzzy Systems and Data Mining IX, DOI: 10.3233/FAIA231011.
3. “Ambiguity Resolution for Ground-based Pulse-Doppler Radars Using Multiple Medium PRF,” Proc. Int. Conf. on Signal Processing Systems (ICSPS), Jiangsu, China, DOI: 10.1109/ICSPS58776.2022.00024.
4. “A Discrete Clutter Reduction Method for Drone Detection with High Resolution Radars,” Proc. 12th Int. Conf. on Electronics, Communications and Networks (CECNet 2022), DOI: 10.3233/FAIA220543.

III. Sáng chế trong nước

1. “Phương pháp chuyển đổi và hiển thị dữ liệu quét ra-đa độ phân giải cao” Số bằng: VN1-0052696-000, ngày 25/09/2025, Việt Nam.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] GENEVA ACADEMY, *"Today's Armed Conflicts,"* 2025. [Online]. Available: <https://archives.geneva-academy.ch/galleries/today-s-armed-conflicts.html>.
- [2] Bis Research, *"Will Unmanned Loitering Munitions Transform Modern Warfare by 2033?,"* [Online]. Available: <https://bisresearch.com/insights/Will-unmanned-loitering-munitions-transform-modern-warfare-by-2033>. [Accessed 29 Jan 2024].
- [3] C. Ersü, E. Petlenkov and K. Janson, *"A Systematic Review of Cutting-Edge Radar Technologies: Applications for Unmanned Ground Vehicles (UGVs),"* MDPI, vol. 24, no. 23, p. 7807, 2024.
- [4] A. R. Brenner and L. Roessing, *"Radar Imaging of Urban Areas by Means of Very High-Resolution SAR and Interferometric SAR,"* IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 46, no. 10, p. 2971–2982, 2008.
- [5] Texas Instruments, *"Single-chip 76-GHz to 81-GHz automotive radar sensor integrating DSP, MCU and radar accelerator,"* 2024. [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/AWR1843>.
- [6] S. Dehnie, V. Chakravarthy, Z. Wu, C. Ghosh and H. Li, *"Spectrum Coexistence Issues: Challenges and Research Directions,"* in MILCOM 2013 - 2013 IEEE Military Communications Conference, San Diego, CA, USA, 2013.
- [7] Merrill I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems - Second Edition*, Singapore: McGraw-Hill Book Company, 1981.
- [8] SolveForce, *"High-Resolution Radar,"* 2024. [Online]. Available: <https://solveforce.com/tag/high-resolution-radar/>.
- [9] RadarTutorial, *"Phase noise,"* [Online]. Available: <https://www.radartutorial.eu/18.explanations/ex06.en.html>.
- [10] Maury Microwave, *"Why Is Low Phase Noise Critical for Radar Systems?,"* 2022. [Online]. Available: <https://maurymw.com/why-is-low-phase-noise-critical-for-radar-systems/?srsltid=AfmBOoonxYqP8JsIjIDCLLDi34lAXMXaa5K-HtbUxog13AQNM8UGAF3t>.
- [11] Kashif Siddiq, Mervyn K. Hobden, Steve R. Pennock, Robert J. Watson, *"Phase Noise in FMCW Radar Systems,"* IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 55, no. 1, pp. 70-81, 2019.

- [12] RadarTutorial, "Radar Clutter," 2017. [Online]. Available: <https://www.radartutorial.eu/11.coherent/co04.en.html>.
- [13] FURUNO Technology, "Technologies to easily see what should be seen," [Online]. Available: <https://www.furuno.com/en/technology/radar/display/>.
- [14] Frédéric Barbaresco, Ludovic Thobois, Agnès Dolfi-Bouteyre, Nicolas Jeannin, Richard Wilson, et al., "Monitoring Wind, Turbulence and Aircraft Wake Vortices by High Resolution RADAR and LIDAR Remote Sensors in all Weather Conditions," *URSI France JS*, vol. 15, no. 1, pp. 81-110, 2015.
- [15] Dan-Bi Lee and Hye-Yeong Chun, "A Numerical Study of Aviation Turbulence Encountered on 13 February 2013 over the Yellow Sea between China and the Korean Peninsula," *Journal of Applied Meteorology and Climatology*, vol. 57, no. 4, p. 1043–1060, 2018.
- [16] Frederic Barbaresco and others, "Monitoring Wind, Turbulence and Aircraft Wake Vortices by High Resolution," 2015.
- [17] RadarTutorial, "Classification of Radar systems (1)," [Online]. Available: <https://www.radartutorial.eu/02.basics/Classification%20of%20Radar%20systems%20%281%29.en.html>.
- [18] Yikuan Chen, Ali Niknejad, "An RF-Domain Leakage Cancellation Scheme for FMCW Radars," 2024.
- [19] C. Baktir, E. Sobaci and A. Dönmez, "A Guide to Reduce the Phase Noise Effect in FMCW Radars," in *2012 IEEE Radar Conference*, Atlanta, GA, USA, 2012.
- [20] J. C. Young, Y. Kazama, J. Hirokawa and M. Ando, "Full-Wave Optimization of Linear, Edge Slot Array with Flare and Choke for Decreased Vertical Beamwidth and Cross-Polarization," in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, NM, USA, 2006.
- [21] A. Melzer, A. Onic and M. Huemer, "Phase noise estimation in FMCW radar transceivers using an artificial on-chip target," in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, USA, 2016.
- [22] Junhyeong Park, Seungwoon Park, Seong-Ook Park, "Leakage Mitigation and Internal Delay Compensation in FMCW Radar for Small Drone Detection," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 3, 2019.
- [23] Mohammad Rezaei, Karim Mohammadpour-Aghdam, "On Postprocessing Reduction of Phase Noise in FMCW Radars," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 12, pp. 5103-5114, 2020.
- [24] Ken B. Cooper, Stephen L. Durden, Richard J. Roy, Jose V. Siles, Raquel

- Rodriguez Monje, Robert, "Improving FM Radar Dynamic Range using Target Phase Noise Cancellation," *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, no. 2, pp. 586-592, 2021.
- [25] Ahmed El-Awamry, Feng Zheng, Thomas Kaiser, Maher Khaliel, "Impact of Phase Noise on Range Estimation Accuracy in Harmonic FMCW Radar Systems," *IEEE Access*, vol. 13, pp. 42669-42688, 2025.
- [26] Martin William J, Shapiro Alan, "Discrimination of Bird and Insect Radar Echoes in Clear Air Using High-Resolution Radars," *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol. 24, no. 7, pp. 1215-1230, 2007.
- [27] Serge Zaugg, Gilbert Saporta, Emiel van Loon, Heiko Schmaljohann, Felix Liechti, "Automatic Identification of Bird Targets with Radar via Patterns Produced by Wing Flapping," *Journal of the Royal Society Interface*, vol. 26, no. 5, pp. 1041-1053, 2008.
- [28] Wei-Kun He, Xin Zhang, Feng-Hua Bi, Lei Yang, "Wind Farm Clutter Suppression for Air Surveillance Radar Based on a Combined Method of Clutter Map and K-SVD Algorithm," *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 14, no. 9, pp. 1354-1364, 2020.
- [29] Precious Jatau, Valery Melnikov, Tian-You Yu, "Detecting Birds and Insects in the Atmosphere Using Machine Learning on NEXRAD Radar Echoes," *Environmental Sciences Proceedings*, vol. 8, no. 1, p. 48, 2021.
- [30] Hongqing Liu, Chen Huang, Lu Gan, Yi Zhou, Trieu-Kien Truong, "Clutter Reduction and Target Tracking in Through-the-Wall Radar," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 14, no. 8, p. 486–499, 2015.
- [31] A. Gaikwad, D. Singh and M. J. Nigam, "Application of Clutter Reduction Techniques for Detection of Metallic and Low Dielectric Target Behind the Brick Wall by Stepped Frequency Continuous Wave Radar in Ultra-Wideband Range," *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 5, no. 4, p. 416–425, 2011.
- [32] Jia Duan, Lei Zhang, Yifeng Wu, Yue Zhang, Zeya Zhao, Xinrong Guo, "Classification of birds and drones by exploiting periodical motions in Doppler spectrum series," *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 19-27, 2023.
- [33] Samiur Rahman, Duncan A. Robertson, "Classification of drones and birds using convolutional neural networks applied to radar micro-Doppler spectrogram images," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 14, no. 5, pp. 653-661, 2020.

- [34] Jia Liu, Qun Yu Xu, Wei Shi Chen, "*Classification of Bird and Drone Targets Based on Motion Characteristics and Random Forest Model Using Surveillance Radar Data*," *IEEE Access*, vol. 9, no. 1, pp. 160135-160144, 2021.
- [35] Sức Khỏe & Đời Sống, "*Ngăn Nạn Bẫy Bắt Chim Di Cư Ngay Từ Đầu Mùa Mưa Bão*," 1 Oct 2024. [Online]. Available: <https://suckhoedoisong.vn/ngan-nan-bay-bat-chim-di-cu-ngay-tu-dau-mua-mua-bao-169241001142032567.htm>.
- [36] Richard C. Dorf, *The Electrical Engineering Handbook*, CRC Press, 2005.
- [37] Zhan Xu, Du Lingyan, Lei Yuerong, Zeng Huiming, Chen Jianling, "*Moving Target Detection and Tracking*," *Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology*, vol. 6, no. 24, pp. 4642-4645, 2013.
- [38] Ilkka Ellonen, Arto Kaarna, "*Rain Clutter Filtering from Radar Data with Slope Based Filter*," in *European Radar Conference*, Manchester, UK, 2006.
- [39] Ilkka Ellonen, Arto Kaarna, "*Chaff clutter filtering from radar data with Discrete Wavelet Transform*," in *IEEE Radar Conference*, Rome, Italy, 2008.
- [40] M. E. Smith and P. K. Varshney, "*Intelligent CFAR processor based on data variability*," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, no. 3, pp. 837 - 847, 2000.
- [41] A. Mehanaoui, T. Laroussi and A. Mezache, "*Pietra Index Based Processor for a Heterogeneous Pareto Background*," *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 13, no. 8, pp. 1225-1233, 2019.
- [42] Mark A. Richards, James A. Scheer, William A. Holm, "*16.5 Cell Averaging CFAR*," in *Principles of Modern Radar, Vol. I: Basic Principles*, SciTech, SciTech Publishing, 2010, p. 597– 607.
- [43] Mark A. Richards, James A. Scheer, William A. Holm, "*16.6 Robust CFARs*," in *Principles of Modern Radar, Vol. I: Basic Principles*, SciTech Publishing, 2010, p. 607–616.
- [44] G. M Hatem, J. W Abdul Sadah, T. R. Saeed, "*Comparative Study of Various CFAR Algorithms for Non-Homogenous Environments*," in *2nd International Conference on Engineering Sciences*, Kerbala, Iraq, 2018.
- [45] RadarTutorial, "*False Alarm Rate*," [Online]. Available: <https://www.radartutorial.eu/01.basics/False%20Alarm%20Rate.en.html>.
- [46] You He, Xiangwei Meng, Yongning Peng, "*Performance of a New CFAR Detector Based on Trimmed Mean*," in *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Beijing, China, 1996.

- [47] R. Srinivasan, "Fast simulation of smallest-of and geometric-mean CFAR detectors," *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, vol. 148, no. 3, pp. 186-191, 2001.
- [48] Minh Q. Nguyen, Reinhard Feger, Thomas Wagner, Andreas Stelzer, "Analysis of 2D CA-CFAR for DDMA FMCW MIMO Radar," in *20th European Radar Conference (EuRAD)*, Berlin, Germany, 2023.
- [49] R. Rifkin, "Analysis of CFAR performance in Weibull clutter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 30, no. 2, pp. 315-329, 1994.
- [50] X. W. Meng, "Performance Analysis of OS-CFAR with Binary Integration for Weibull Background," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 49, no. 2, pp. 1357-1366, 2013.
- [51] Yanwei Xu, Chaohuan Hou, Shefeng Yan, "Fuzzy soft decision CFAR detector for the K distribution data," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 49, no. 2, p. 3001–3013, 2013.
- [52] Wei Zhou, Junhao Xie, Baiqiang Zhang, Gaopeng Li, "Maximum Likelihood Detector in Gamma-Distributed Sea Clutter," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 15, no. 11, pp. 1705 - 1709, 2018.
- [53] S. Xu, Z. Wang, X. Bai, H. Zhou, "Optimum and Near-Optimum Coherent CFAR Detection of Radar Targets in Compound-Gaussian Clutter With Generalized Inverse Gaussian Texture," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 58, no. 3, p. 1692–1706, 2022.
- [54] H. M. Finn, "A CFAR Design for a Window Spanning Two Clutter Fields," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vols. AES-22, no. 2, p. 155–169, 1986.
- [55] Ziyuan Yang, Liguang Liu, Xiaoyang Hou, Yinghui Quan, Xian Zhang, Tao Liu, "A General Framework for CFAR Detection in PolSAR Imagery Based on Quadratic Statistics," *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 18, pp. 10514 - 10529, 2025.
- [56] Leiou Wang, Donghui Wang, Chengpeng Hao, "Intelligent CFAR Detector Based on Support Vector Machine," *IEEE Access*, vol. 5, no. 1, pp. 26965 - 26972, 2017.
- [57] Jiyeon Choi, Young-Hoon Chun, Seok Chan Eom, Daegun Oh, Youngwook Kim, "Enhanced Radar False Alarm Mitigation in Low-RCS Target Detection Using Time-Varying Trajectories on Range–Doppler Diagrams With DCNN," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 74, 2025.

- [58] Kaixuan Liu, Yue Li, Peng Wang, Xiaoyan Peng, "A CFAR Detection Algorithm Based on Clutter Knowledge for Cognitive Radar," *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Communications and Computer Sciences*, Vols. E106-A, no. 3, p. 590–599, 2023.
- [59] Qinghai Dong and others, "Strong Clutter Suppression Using Spatial and Signal Similarity for Multi-Channel SAR Ground-Moving-Target Indication," *MDPI*, vol. 15, no. 20, p. 4913, 2023.
- [60] Mohammad Neinavaie, Mostafa Derakhtian, Abbas Sheikhi and Saeed Gazor, "Clutter classification in heterogeneous environments," in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Calgary, AB, Canada, 2010.
- [61] MATLAB, "Multibeam Radar for Adaptive Search and Track," 2022. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/radar/ug/multibeam-radar-for-adaptive-search-and-track.html>.
- [62] Reddy Bharath Simha, Anjali S. Bhalchandra, Varsha R. Ratnaparkhe, "Adaptive Digital Beam Forming using LMS Algorithm," *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering*, vol. 9, no. 2, pp. 63-68, 2014.
- [63] D. Wang, C. Liu and C. Wang, "An Advanced Scheme for Radar Clutter Suppression Scheme Based on Blind Source Separation," *MDPI*, vol. 16, no. 9, p. 1544, 2024.
- [64] M. Wahab, Y. P. Saputera, Y. Wahyu and A. Munir, "Isolation improvement for x-band FMCW radar transmit and receive antennas," in *2016 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET)*, Jakarta, Indonesia, 2016.
- [65] J. Young, Y. Kazama, J. Hirokawa and M. Ando, "Full-Wave Optimization of Linear, Edge Slot Array with Flare and Choke for Decreased Vertical Beamwidth and Cross- Polarization," in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, NM, USA, 2006.
- [66] Ke-Ru Chou, Han-Nien Lin, Wei-Hsien Lu, Heng-Wen Chang, Kwong-Kau Tiong, "Design and Operation of an Edge-Wall Slotted Waveguide Array Antenna with Ultralow Side Lobes for Application of Off-Shore Radar," *Journal of Marine Science and Technology*, vol. 23, no. 5, 2015.
- [67] V.C. Chen, F. Li, S.-S. Ho, H. Wechsler, "Analysis of micro-Doppler signatures," *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, vol. 150, no. 4, pp. 271-276, 2003.
- [68] V. Chen, F. Li, S.-S. Ho, H. Wechsler, "Micro-Doppler effect in radar:

- phenomenon, model, and simulation study," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 42, no. 1, pp. 2-21, 2006.
- [69] Victor Chen, *The Micro-Doppler Effect in Radar*, Second Edition, Artech, 2019.
 - [70] David Knox Barton, *Radar Equations for Modern Radar*, Artech House, 2012.
 - [71] Soorya Peter, Vinod Veera Reddy, "Extraction and Analysis of Micro-Doppler Signature in FMCW Radar," in *2021 IEEE Radar Conference (RadarConf21)*, Atlanta, GA, USA, 2021.
 - [72] Soorya Peter, Vinod Veera Reddy, *Extraction of Unaliased High-Frequency Micro-Doppler Signature using FMCW radar*, 2022.
 - [73] R. S. Grisetti, M. M. Santa, G. M. Kirkpatrick, "Effect of Internal Fluctuations and Scanning on Clutter Attenuation in MTI Radar," *IRE Transactions on Aeronautical and Navigational Electronics*, Vols. ANE-2, no. 1, pp. 37-41, 1955.
 - [74] Francesco Fioranelli, Hugh Griffiths, Matthew Ritchie, Alessio Balleri, *Micro-Doppler Radar and Its Applications*, Scitech Publishing, 2020.
 - [75] Folker Hoffmann; Matthew Ritchie, Francesco Fioranelli, Alexander Charlish, Hugh Griffiths, "Micro-Doppler based detection and tracking of UAVs with multistatic radar," in *2016 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, Philadelphia, PA, USA, 2016.
 - [76] D. U. States, "Support for Phantom 4," 2025. [Online]. Available: <https://www.dji.com/support/product/phantom-4>.
 - [77] Kai-Bor Yu, "Digital beamforming of multiple simultaneous beams for improved target search," in *2009 IEEE Radar Conference*, Pasadena, CA, USA, 2009.
 - [78] Y. Liu, J. Cheng, K. D. Xu, S. Yang, Q. H. Liu and Y. J. Guo, "Reducing the Number of Elements in the Synthesis of a Broadband Linear Array With Multiple Simultaneous Frequency-Invariant Beam Patterns," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 11, p. 5838–5848, 2018.
 - [79] R. J. G. B. Campello, D. Moulavi and J. Sander, "Density-Based Clustering Based on Hierarchical Density Estimates," in *Advances in Knowledge Discovery and Data Mining*, Berlin, Heidelberg, Germany, 2013.
 - [80] Perďoch Jozef, Gařovov Stanislava and Pacek Miroslav, "An improved radar clutter suppression by simple neural network," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 18, no. 2, pp. 308-326, 2024.

- [81] Li Si, Hangcheng Wei, Yunlong Mao, Jiageng Fan, "A Novel Two-Stage Superpixel CFAR Method Based on Truncated KDE Model for Target Detection in SAR Images," *MDPI Electronics*, vol. 14, no. 7, p. 1327, 2025.
- [82] A. M. Khan, M. M. Ahmed, U. Rafique, A. Kiyani and S. M. Abbas, "An Efficient Slotted Waveguide Antenna System Integrated with Inside-Grooves and Modified Gaussian Slot Distribution," *MDPI*, vol. 11, no. 18, p. 2948, 2022.
- [83] Hilal M. El Misilmani, Mohammed Al-Husseini, Karim Youssef Kabalan, "Design of Slotted Waveguide Antennas with Low Sidelobes for High Power Microwave Applications," *Electromagnetics Research*, vol. 56, no. 1, pp. 15-28, 2015.
- [84] S. I. Alhuwaimel and K.-F. Tong, "Stacked S-band Slotted Waveguide Array Antenna with Very Low Sidelobes," in *International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition*, London, UK, 2017.
- [85] Zhaonan Jin and Jin Pan and Yucheng Jiao and Guoan Xiong, "A Structure of Cross Polarization Inhibition for Narrow Wall Slot Waveguide Antenna," in *2nd International Conference on Advances in Energy, Environment and Chemical Engineering (AEECE 2016)*, Singapore, 2016.
- [86] M. S. Heydari, J. Ghezavati, M. Abbasgholipour and B. Mohammad Alasti, "Various Types of Ceramics Used in Radome: A Review," *Scientia Iranica*, vol. 24, no. 3, pp. 1136-1147, 2016.