

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KHOA HỌC TỰ NHIÊN

Nguyễn Xuân Lương

NGHIÊN CỨU NÂNG CAO KHẢ NĂNG PHÁT HIỆN VÀ XÁC ĐỊNH
TỌA ĐỘ MỤC TIÊU DẤU VẾT NHỎ CHO HỆ THỐNG ĐỊNH VỊ
VÔ TUYẾN SỬ DỤNG ANTEN MẠNG PHA

LUẬN ÁN TIẾN SĨ VẬT LÝ HỌC

Hà Nội – 2025

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KHOA HỌC TỰ NHIÊN

Nguyễn Xuân Lương

NGHIÊN CỨU NÂNG CAO KHẢ NĂNG PHÁT HIỆN VÀ XÁC ĐỊNH
TỌA ĐỘ MỤC TIÊU DẤU VẾT NHỎ CHO HỆ THỐNG ĐỊNH VỊ
VÔ TUYẾN SỬ DỤNG ANTEN MẠNG PHA

Chuyên ngành: Vật lý vô tuyến và điện tử

Mã số: 9440130.03

LUẬN ÁN TIẾN SĨ VẬT LÝ HỌC

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:

- PGS.TS Đặng Thị Thanh Thủy
- TS Nguyễn Phùng Bảo

Hà Nội – 2025

LỜI CAM ĐOAN

Tôi cam đoan đây là công trình nghiên cứu khoa học của riêng tôi. Các số liệu, chương trình, kết quả nêu trong luận án là hoàn toàn trung thực và chưa từng được ai công bố trong bất kỳ một công trình nào khác.

Tác giả



Nguyễn Xuân Lương

LỜI CẢM ƠN

Để thực hiện được đề tài nghiên cứu này, tôi muốn bày tỏ lời cảm ơn sâu sắc tới hai giáo viên hướng dẫn: PGS.TS Đặng Thị Thanh Thủy và TS Nguyễn Phùng Bảo đã tận tình hướng dẫn, giúp đỡ tôi trong suốt quá trình chuẩn bị các nội dung nghiên cứu, định hướng giải quyết, tài liệu nghiên cứu, phương pháp làm việc khoa học, phát triển và hoàn thiện luận án.

Tôi cũng xin chân thành gửi lời cảm ơn tới tập thể cán bộ, các thầy giáo, cô giáo, đồng nghiệp thuộc Khoa Vật lý, Trường Đại học Khoa học Tự nhiên, Đại học Quốc gia Hà Nội, Viện Tích hợp Hệ thống, Học viện Kỹ thuật Quân sự, Phòng Nghiên cứu Ra đa, Viện kỹ thuật Phòng không – Không quân, Quân chủng Phòng không – Không quân đã tạo điều kiện thuận lợi, góp ý, động viên, hợp tác và nhiệt tình hỗ trợ trong quá trình thực hiện luận án.

Tôi luôn mong đợi và cảm ơn những đóng góp ý kiến của các thầy và các bạn đồng nghiệp. Tôi xin tiếp tục cập nhật, sửa chữa và bổ sung để hoàn thiện hướng nghiên cứu của luận án.

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN	2
LỜI CẢM ƠN	3
MỤC LỤC.....	4
DANH MỤC CÁC CHỮ VIẾT TẮT VÀ KÝ HIỆU	7
DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ, ĐỒ THỊ.....	9
MỞ ĐẦU.....	13
CHƯƠNG 1. RA ĐA ĐA CHỨC NĂNG SỬ DỤNG ANTEN MẢNG PHA SỐ VÀ VẤN ĐỀ PHÁT HIỆN, XÁC ĐỊNH TỌA ĐỘ MỤC TIÊU DẤU VẾT NHỎ	23
1.1. Mục tiêu dấu vết nhỏ – đối tượng cần quản lý của hệ thống cảnh giới phòng không quốc gia	23
1.1.1. Phương trình ra đa	23
1.1.2. Đặc trưng của <i>MTDVN</i>	24
1.1.3. Các giải pháp kỹ thuật bảo đảm phát hiện <i>MTDVN</i>	26
1.2. Tổng hợp thích nghi <i>GDHS</i> và phép biến đổi Fourier	28
1.2.1. Các biểu thức cơ bản hình thành <i>GDHS</i>	28
1.2.2. Thuật toán hình thành <i>GDHS</i> của <i>AMPS</i> phẳng	31
1.3. Phương pháp tạo <i>GDHS</i> nâng cao chất lượng xác định tọa độ mục tiêu..	35
1.3.1. Phương pháp đơn xung trong <i>AMPS</i> để nâng cao chất lượng đo tọa độ góc mục tiêu.....	36
1.3.2. Phương pháp xử lý song song phân mảng.....	39
1.3.3. Phương pháp tổng hợp <i>GDHS</i> của <i>AMPS</i> trong bài toán phát hiện <i>MTDVN</i>	41
1.4. Vấn đề xử lý không gian-thời gian tín hiệu yếu phản xạ từ các <i>MTDVN</i> .	44
1.4.1. Tăng <i>SNR</i> trên cơ sở xử lý thời gian của tín hiệu đối với <i>AMPS</i>	44

1.4.2. Tăng SNR trên cơ sở tích lũy không gian	46
1.5. Xây dựng nội dung nghiên cứu nâng cao chất lượng phát hiện MTDVN	47
1.6. Kết luận chương 1	48
CHƯƠNG 2. CẢI TIẾN MÔ ĐUN THU PHÁT SỐ NÂNG CAO KHẢ NĂNG PHÁT HIỆN VÀ XÁC ĐỊNH TỌA ĐỘ CÁC MỤC TIÊU DẤU VẾT NHỎ	49
2.1. Bài toán tổng hợp mô hình <i>MDTPS</i>	49
2.1.1. Cơ sở lập luận về cấu trúc của <i>MDTPS</i>	49
2.1.2. Cải tiến cấu trúc hai đường phát, thu trong <i>MDTPS</i>	51
2.2. Nghiên cứu tổng hợp bộ khuếch đại công suất của đường phát trong <i>MDTPS</i>	55
2.3. Cải tiến cấu trúc đường thu trong <i>MDTPS</i> của <i>AMPS</i> đảm bảo khả năng phát hiện các mục tiêu dấu vết nhỏ	64
2.3.1. Một số đặc điểm của đường thu trong <i>MDTPS</i>	64
2.3.2. Điều chỉnh khái niệm dải động đường thu trong <i>MDTPS</i>	68
2.3.3. Cải tiến cấu trúc đường thu trong <i>MDTPS</i> trên cơ sở kiểm soát thích nghi dải động	71
2.4. Kiểm chứng hiệu quả của điều khiển thích nghi dải động	74
2.5. Kết luận chương 2	80
CHƯƠNG 3. CÁC PHƯƠNG PHÁP HIỆU CHUẨN ANTEN	82
3.1. Hiệu chuẩn <i>AMPS</i> tại cơ sở sản xuất sử dụng phương pháp xác định điểm cực tiểu của hàm hệ số mảng	82
3.2. Hiệu chuẩn <i>AMPS</i> tại vị trí triển khai theo giải thuật tự tương quan	92
3.3. Phương pháp tự động hiệu chuẩn <i>AMPS</i> thời gian thực	102
3.3.1. Phân tích tóm tắt một số giải pháp đã được công bố	102
3.3.2. Tổng hợp phương pháp tự động hiệu chuẩn <i>AMPS</i> thời gian thực góp phần đảm bảo khả năng phát hiện các MTDVN	104

3.3.3. Minh chứng kết quả nghiên cứu bằng mô phỏng và thực nghiệm....	109
3.4. Kết luận chương 3	115
KẾT LUẬN VÀ ĐỊNH HƯỚNG NGHIÊN CỨU TIẾP THEO	117
DANH MỤC CÔNG TRÌNH CỦA TÁC GIẢ.....	119
TÀI LIỆU THAM KHẢO.....	120

DANH MỤC CÁC CHỮ VIẾT TẮT VÀ KÝ HIỆU

AMP	Anten mảng pha
AMPS	Anten mảng pha số
ADC	Bộ chuyển đổi tương tự-số (Analog Digital Converter)
BR	Bộ thanh ghi (Buffer Register)
CCPU	Bộ điều khiển trung tâm và xử lý (Central Controlling and Processing Unit)
CMCT	Chuyển mạch cao tần
DTPXHD	Diện tích phản xạ hiệu dụng
DAC	Bộ chuyển đổi số-tương tự (Digital Analog Converter)
DPLL	Đồng bộ pha số (Digital Phase-Locked Lock)
ĐĐVT	Đầu đo vô tuyến
FGS	Bộ lưới tổng hợp tần số (Frequency Grid Synthesizer)
GDBXTC	Giản đồ bức xạ thứ cấp
GDHS	Giản đồ hướng số
IC	Vi mạch (Integrated Circuit)
LVT	Mục tiêu dấu vết nhỏ (Low Visibility Targets)
LGR	Dải khuếch đại tuyến tính (Linear Gain Range)
MDTPS	Mô đun thu phát số
MFM	Mô hình lọc phối hợp (Matching Filter Model)
M&CU	Bộ vi xử lý và điều khiển (Microprocessor and Control Unit)
ND	Biến dạng phi tuyến tính (Nonlinear Distortion)
PAE	Công suất hiệu quả bổ sung (Power Added Efficiency)
PSK	Mã pha (Phase-Shift Keying)
QM	Bộ điều chế cầu phương (Quadratic Modulator)
RF	Tần số vô tuyến (Radio Frequency)
REV	Véc tơ trường điện phần tử quay (rotating-element electric-field vectors)

SNR	Tỷ lệ tín trên tạp (Signal-to-Noise Ratio)
SCT	Siêu cao tần
TTQ	Tự tương quan
UAV	Phương tiện bay không người lái (Unmanned Aerial Vehicle)
UB	Xuồng không người lái (Unmanned Boat)
UHF PA	Bộ khuếch đại tần số siêu cao tần (Ultra High Frequency Power Amplifier)

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ, ĐỒ THỊ

Hình 1. Minh họa hình học về dạng của $GDH_{ph.\Sigma}$ và $GDH_{thu.\Sigma}$ trong ra đa đa chức năng	14
Hình 1.1. Minh họa hình học phương trình ra đa xác định cự ly phát hiện mục tiêu.....	23
Hình 1.2. Kết quả ước lượng độ lớn $\bar{\sigma}_{m.t}$ của tiêm kích F-16 phụ thuộc vào tần số làm việc của đầu đo ở băng VHF (b) và (c).....	25
Hình 1.3. Đồ thị làm việc của ra đa băng S với các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m.t}$ khác nhau.....	25
Hình 1.4. Cấu trúc của hệ thống AMP	28
Hình 1.5. Nguyên lý làm việc của AMP tuyến tính	29
Hình 1.6. Mô hình anten mảng pha phẳng	31
Hình 1.7. Sơ đồ hình thành GDHS của mảng pha tuyến tính.....	32
Hình 1.8. AMPS với các phần tử khác nhau.....	35
Hình 1.9. Phổ công suất tín hiệu khảo sát.....	38
Hình 1.10. Đặc trưng định hướng của hai tọa độ góc.....	38
Hình 1.11. Sơ đồ giải thuật hình thành GDHS dạng kim	40
Hình 1.12. Sơ đồ dùng phương pháp xử lý song song phân mảng tạo GDHS.....	41
Hình 1.13. Sơ đồ dùng phương pháp xử lý song song hoàn thiện tạo GDHS _Σ dạng kim tăng cường khả năng phát hiện, xác định các MTDVN.....	43
Hình 1.14. Sơ đồ cấu trúc đường thu của MDTPS.....	45
Hình 1.15. Sơ đồ cấu trúc mặt mở của AMPS hình thành GDHS _{th} sử dụng FFT.....	46
Hình 1.16. Minh họa hình học việc xử lý không gian tín hiệu phản xạ.....	46
Hình 1.17. Kết quả mô phỏng và biên dịch trên Vitis Model Composer	47
Hình 2.1. Sơ đồ cấu trúc mô hình MDTP truyền thống.....	50
Hình 2.2. Sơ đồ cấu trúc MDTP đề xuất.....	50
Hình 2.3. Sơ đồ cấu trúc tổng quát của QM.....	51
Hình 2.4. Sơ đồ cấu trúc đường phát trong MDTPS đề xuất.....	53

Hình 2.5. Sơ đồ cấu trúc đường thu trong MDTPS	54
Hình 2.6. Mô hình TGF2977-SM.....	57
Hình 2.7. Mô hình QOR-TGF2977 trên mặt phẳng tham chiếu (a) và các chân ra của linh kiện (b).....	57
Hình 2.8. Sơ đồ mô phỏng ADS (a); mức công suất đầu ra và PAE trong Smith (b)	58
Hình 2.9. Sơ đồ mô phỏng ADS (a) và mức công suất đầu ra, PAE trong Smith (b).....	59
Hình 2.10. Các kết quả xác định: Z_{S_2, f_0} , Z_{L_2, f_0} và Z_{L_3, f_0}	59
Hình 2.11. Sơ đồ phối hợp trở kháng vào với nguồn ở cấp độ mạch dải (a) và cấp độ sắp đặt (b)	60
Hình 2.12. Sơ đồ phối hợp trở kháng đầu ra với tải ở cấp độ mạch dải (a) và cấp độ sắp đặt (b).....	61
Hình 2.13. Hệ số IL của mạch phối hợp đầu ra với tải.....	61
Hình 2.14. Sơ đồ mạch dải cấp nguồn	61
Hình 2.15. Sơ đồ cấp độ sắp đặt của UHF PA băng X được thiết kế.....	62
Hình 2.16. Các kết quả mô phỏng và đo thực nghiệm công suất ra $P_{Out} _f$ (a), $PAE _f$ (b) và hệ số khuếch đại công suất của UHF PA băng X được thiết kế.....	63
Hình 2.17. Dạng sóng của dòng (đỏ) và áp (xanh) trên vi mạch khuếch đại (a) và trên tải của UHF PA băng X được thiết kế (b).....	63
Hình 2.18. Sơ đồ cấu trúc của máy thu kỹ thuật số điển hình với phần tương tự được tổng hợp theo mô hình thu siêu ngoại sai	64
Hình 2.19. Minh họa hình học việc xác định dải động.....	68
Hình 2.20. Mô hình đề xuất cải thiện cấu trúc đường thu	72
Hình 2.21. Biểu đồ xác định dải động (a) và giải thích việc điều khiển thích nghi điểm OP dẫn tới điều khiển thích nghi dải động (b).....	73
Hình 2.22. Sơ đồ cấu trúc đường thu trong MDTPS với điều khiển thích nghi dải động phần tương tự.....	74
Hình 2.23. Quy trình mô phỏng.....	75

Hình 2.24. Kết quả mô phỏng hỗn hợp cộng tính tín hiệu điều chế theo mã PSK 1024 vị trí và nội tạng	78
Hình 2.25. Sai số biên độ và pha trước và sau tổng hợp, hoàn thiện đường thu	79
Hình 2.26. Kết quả mô phỏng tích lũy tín hiệu khi $M \sim 6 \times 10^3$ trước và sau khi tổng hợp hoàn thiện đường thu.....	79
Hình 3.1. Giảm đồ AMPS tuyến tính.....	83
Hình 3.2. Dạng hình học của mảng tuyến tính.....	83
Hình 3.3. Hàm AMP_2 phụ thuộc vào Y_1 (độ) với các giá trị góc tới θ và d khác nhau.....	85
Hình 3.4. Mô phỏng môi trường hiệu chuẩn gồm: anten tham chiếu (màu cam), anten cố định (màu xanh lá cây) và anten cần hiệu chuẩn (màu xanh nước biển)....	86
Hình 3.5. Kết quả mô phỏng hiệu chuẩn dựa trên việc đo hệ số truyền S_{21} bằng REV_{max} (màu xanh) và REV_{min} (màu đỏ).....	86
Hình 3.6. Mẫu bức xạ của búp sóng tổng trong mặt phẳng điện trường E khi sử dụng hai phương pháp REV_{max} (a) và REV_{min} (b).....	87
Hình 3.7. Sơ đồ hiệu chuẩn xác định S_{21} (a) và khối xử lý (b)	88
Hình 3.8. Công cụ điều hành hiệu chuẩn trên máy tính cá nhân	89
Hình 3.9. Kết quả đo mức công suất thu phụ thuộc vào độ bù pha của anten 1 và 2 với: REV_{max} (màu xanh nước biển) và REV_{min} (màu đỏ).....	89
Hình 3.10. Kết quả đo $GDH_{ph,\Sigma}$ trong mặt phẳng E: đỏ – không hiệu chuẩn, vàng – hiệu chuẩn theo REV_{max} và xanh lá cây – hiệu chuẩn theo REV_{min}	90
Hình 3.11. Sơ đồ hiệu chuẩn AMPS dựa trên thuật toán tự tương quan	93
Hình 3.12. Kịch bản mô phỏng hệ thống hiệu chuẩn AMPS tại điểm triển khai	96
Hình 3.13. Kết quả hiệu chuẩn $GDH_{thu,\Sigma}$	96
Hình 3.14. Sơ đồ hiệu chuẩn thực nghiệm.....	99
Hình 3.15. Một số phụ kiện của hệ thống hiệu chuẩn dùng trong thực nghiệm	100
Hình 3.16. Trình tự hiệu chuẩn với hướng quét ngang trong chế độ xem mặt phẳng x-y	110
Hình 3.17. Sai số biên độ và pha của kết quả hiệu chuẩn khi sử dụng các phương pháp tự tương quan.....	101

Hình 3.18. Kết quả tổng hợp GDHS thu sau hiệu chuẩn mảng 2 chân tử bằng các phương pháp khác nhau.....	101
Hình 3.19. Giảm độ hướng của chùm tia kết hợp trong mặt phẳng E khi sử dụng các phương pháp hiệu chuẩn khác nhau.....	102
Hình 3.20. Lược đồ tổng quát quá trình tự động đo, hiệu chuẩn đường thu cho các MDTPS.....	108
Hình 3.21. Sơ đồ cấu trúc tổng quát hệ con tự động hiệu chuẩn đường thu trong MDTPS thực hiện theo giải thuật.....	109
Hình 3.22. Sơ đồ thực hiện mô phỏng hệ con tự động hiệu chuẩn đường thu (04 đường) trong các MDTPS.....	110
Hình 3.23. Kết quả mô phỏng 04 tín hiệu đầu ra trước và sau khi hiệu chuẩn	111
Hình 3.24. Sơ đồ đo thực nghiệm minh chứng kết quả nghiên cứu.....	112
Hình 3.25. Mô hình sử dụng bàn xoay để tổng hợp GDHS thu ở các góc quan sát khác nhau trong quá trình hiệu chuẩn	113
Hình 3.26. GDHS thu được tổng hợp sau hiệu chuẩn và theo mô phỏng.....	114
Hình 3.27. GDHS thu được tổng hợp sau hiệu chuẩn và theo dữ liệu đo	114

MỞ ĐẦU

1. Đặt vấn đề

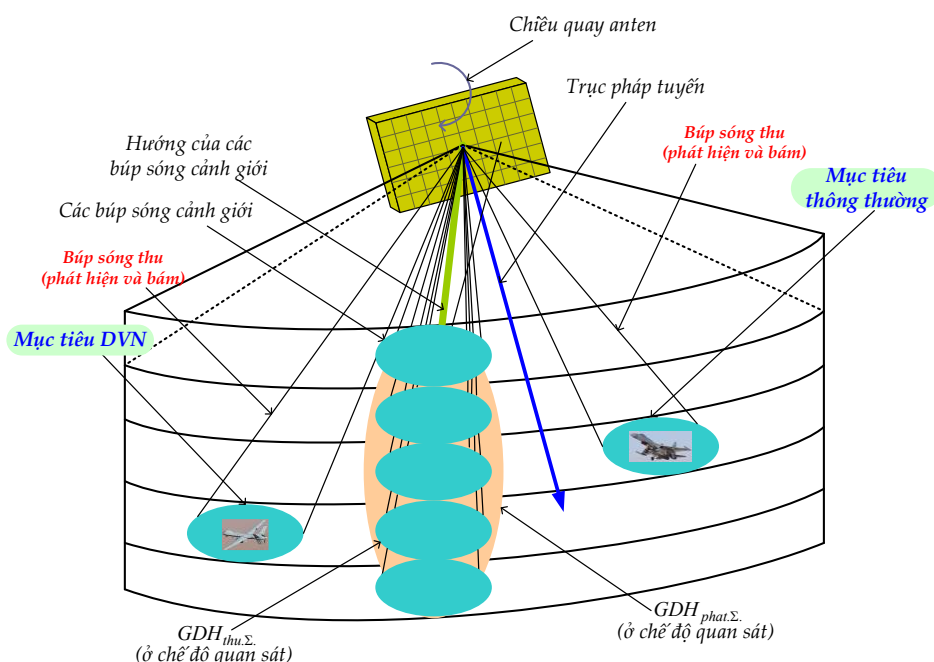
Việc phát hiện các mục tiêu trong không gian được xác định dựa trên nguyên tắc bức xạ định hướng nguồn năng lượng siêu cao tần (SCT) với mức công suất đủ lớn vào vùng quan sát, thu và xử lý tín hiệu phản xạ về [1, 2]. Sau phát hiện, các tham số tọa độ của mục tiêu được xác định bằng phương trình ra đa. Trong phương trình ra đa, “diện tích phản xạ hiệu dụng” (DTPXHD) $\bar{\sigma}_{m.tieu}$ là tham số duy nhất mang thông tin về mục tiêu [3, 6, 15]. Để tăng cường khả năng sống sót cho mục tiêu, việc giảm độ lớn DTPXHD là yêu cầu tất yếu. Với sự phát triển của “công nghệ tàng hình - Stealth technology” đã cho ra đời hàng loạt các phương tiện hoạt động đường không có DTPXHD nhỏ như F-117A, SR-71 Blackbird, F-117 Night Hawk và B-2 Spirit, F16 Falcon, F-22 Raptor của Mỹ; Su-30, Su-34, Su-35, Su-57 của Nga; Rafale F4.1, Rafale F5, Typhoon EF2 000 của châu Âu v.v và đặc biệt là các phương tiện bay không người lái Unmanned aircraft vehicle (UAV) như MQ-1 Predator, X-47B, RQ-170 Sentinel của Mỹ; Lancet, Okhotnik-B (S-70), Orlan 10 của Nga; Wing Loong I/II, GJ-11 Sharp Sword của Trung Quốc v.v) [7, 9, 15]. Các mục tiêu này đã làm cho khả năng phát hiện của các phương tiện ra đa truyền thống bị giảm đáng kể [7, 9]. Theo tài liệu [7, 8, 9, 17, 22, 26, 50], mục tiêu dấu vết nhỏ (MTDVN) là mục tiêu có DTPXHD $\bar{\sigma}_{m.tieu} \sim 10^{-2} \dots 10^{-4} [m^2]$. Từ phương trình ra đa, nếu giảm $\bar{\sigma}_{m.tieu}$ xuống khoảng từ 50% tới 70% thì cự ly phát hiện sẽ giảm xuống từ 20% đến 40% tương ứng. Điều này làm giảm đáng kể khả năng sẵn sàng cảnh báo, ứng phó chuyển trạng thái của các lực lượng bảo vệ quốc gia.

Việc đảm bảo khả năng phát hiện và xác định tọa độ các MTDVN là hai nội dung quan trọng cần giải quyết đối với các hệ thống ra đa. Cho tới nay, các hệ thống phương tiện ra đa phát hiện MTDVN đã được chế tạo, sản xuất loạt đáp ứng nhu cầu nội bộ và xuất khẩu đối với các quốc gia có tiềm lực kinh tế và kỹ thuật mạnh như Mỹ, một số nước trong khối NATO, LB Nga, Nhật bản v.v. [9, 22, 32]. Đối với Việt Nam, để bảo vệ toàn vẹn lãnh thổ vùng trời, vùng biển quốc gia, việc giải

quyết bài toán “*phát hiện và xác định tọa độ các mục tiêu dấu vết nhỏ*” đang là vấn đề hết sức cấp thiết. Đặc biệt là đối với lực lượng Phòng không – Không quân.

2. Tính cấp thiết của nội dung nghiên cứu

Thực tế hoạt động tác chiến phòng không cho thấy, các *MTDVN* thường hoạt động đồng thời với các mục tiêu thông thường có *DTPXHD* lớn hơn nhiều lần [2, 3]. Cho nên, *các phương tiện ra đa quản lý vùng trời cần ứng phó với tất cả các loại mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m.tieu}$ nằm trong dải từ $10^{-4}[m^2]$ đến hàng chục $[m^2]$* . Theo [7, 8, 12, 19], để thực hiện nhiều chức năng nhiệm vụ như quản lý vùng trời, điều khiển các phương tiện chiến đấu, dẫn đường không quân v.v, hệ thống ra đa đa chức năng (multifunctional radar systems) được sử dụng rộng rãi. Các đài ra đa đa chức năng hiện đại được đảm bảo bởi mô hình hệ thống anten mảng pha (*AMP*) có khả năng hình thành giản đồ hướng phát ($GDH_{ph.\Sigma}$), giản đồ hướng thu ($GDH_{thu.\Sigma}$) một cách độc lập với các đặc trưng như hình dạng của từng giản đồ (hình 1), số lượng các búp sóng, và độ rộng của chúng cũng như vị trí không gian v.v., được thiết lập theo thời gian thực một cách nhanh chóng và chính xác [4, 6, 8-12, 14-19].



Hình 1. Minh họa hình học về dạng của $GDH_{ph.\Sigma}$ và $GDH_{thu.\Sigma}$ trong ra đa đa chức năng

Ngày nay, các hệ thống *AMP* hiện đại tiệm cận tới các yêu cầu của mô hình kỹ thuật thông minh, cấu hình mềm (software defined) – mô hình *AMP* kỹ thuật số (*AMPS*) tích hợp bởi các mô đun thu phát số (*MDTPS*) được bố trí trên mặt mở anten. Khác với mô hình ra đa truyền thống, trong ra đa đa chức năng sử dụng *AMPS*, tín hiệu phát được tổng hợp trực tiếp tại từng mô đun [46, 66, 67], nên loại bỏ được hệ thống phân chia và truyền tín hiệu cao tần thường gây ra các lỗi không mong muốn đối với cấu trúc tín hiệu [10]. Ngoài ra *AMPS* có các đặc trưng nổi bật sau:

Thứ nhất, khả năng hình thành linh hoạt và thời gian thực $GDH_{ph,\Sigma}$ và $GDH_{th,\Sigma}$ cho phép ra đa quan trắc những miền không gian hoạt động đặc thù của lớp các *MTDVN*, mà vẫn quản lý được các loại mục tiêu thông thường [1, 4, 6, 12, 32].

Thứ hai, việc xác định chính xác tọa độ mục tiêu *MTDVN*, dựa trên việc hình thành $GDH_{th,\Sigma}$ đã búp sóng cho phép triển khai linh hoạt theo thời gian thực tại mọi vị trí không gian mà anten truyền thống không thực hiện được. [32, 53].

Thứ ba, hệ thống *AMPS* cho phép mở rộng **khả năng đồng thời tích lũy không gian, thời gian** đối với các tín hiệu phản xạ yếu – là tín hiệu phản xạ đặc trưng của lớp các *MTDVN* [17-19].

Tính chất mềm dẻo, linh hoạt của hệ thống *AMPS* cho phép ứng phó với mọi lớp mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m.tieu} \geq 10^{-4}[m^2]$. Do vậy, việc nâng cao khả năng phát hiện và xác định tọa độ *MTDVN* cho hệ thống ra đa sử dụng *AMP* là nội dung khoa học chưa có lời giải hoàn chỉnh ở lĩnh vực chuyên ngành “Vật lý vô tuyến và Điện tử” không chỉ ở trong nước, mà còn ở ngoài nước.

3. Các kết quả nghiên cứu đã công bố và một số vấn đề tồn tại

3.1. Ngoài nước

Việc phát hiện mục tiêu luôn là bài toán liên quan tới năng lượng. Khi đó, xác suất phát hiện mục tiêu cao chỉ có thể đạt được khi mức tỷ số tín hiệu/nhiều (signal-to-noise ratio (*SNR*)) sau xử lý phải lớn hơn hoặc bằng đơn vị [24, 25]. Như vậy, đối với ra đa đa chức năng sử dụng *AMPS*, tăng cường khả năng phát hiện và xác

định tham số tọa độ các mục tiêu có liên quan chặt chẽ tới việc cải tiến mô hình đường thu – xử lý của *MDTPS* nhằm đảm bảo yêu cầu về tỷ số *SNR* [2]. Thêm vào đó, năng lượng thu được tích lũy trong quá trình xử lý phụ thuộc trực tiếp vào số lượng tín hiệu phản xạ (số xung trong chùm) thu được để xử lý. Điều này có liên quan tới việc hình thành $GDH_{ph.\Sigma}$ và $GDH_{th.\Sigma}$ khi quan sát không gian. Nói cách khác, thuật toán tổng hợp $GDH_{ph.\Sigma}$ và $GDH_{th.\Sigma}$ khi đối phó với lớp các *MTDVN* là nội dung cần được nghiên cứu. Hiện có nhiều kết quả nghiên cứu về tổng hợp $GDH_{ph.\Sigma}$ và $GDH_{th.\Sigma}$ đã công bố [8, 11, 15, 19, 32, 51]. Tuy nhiên, có rất ít các công trình về nội dung nghiên cứu đã nêu được công bố vì lý do bản quyền và một số nguyên nhân đặc thù khác. Các nghiên cứu được công bố về mô hình cấu trúc của *MDTPS* chủ yếu tập trung tới bài toán thông tin.

Chất lượng hoạt động của *AMPS* phụ thuộc rất lớn vào việc đồng nhất bộ tham số của các *MDTPS*. Như vậy, việc kiểm soát sự đồng bộ trong quá trình làm việc cũng như theo thời gian (vòng đời) là một trong những yêu cầu quan trọng. Đã có nhiều kết quả nghiên cứu về kiểm soát bộ tham số của các *MDTPS* được trình bày như trong các tài liệu [20, 21, 23, 26-31, 33-43, 45, 48-50, 52, 54 -56, 61-67, 69-72].

3.2. Trong nước

Vấn đề đối phó với các *MTDVN* đã được các đơn vị, tổ chức nghiên cứu trong và ngoài quân đội quan tâm ngay từ đầu những năm 1990, khi mà lần đầu tiên trên thế giới xuất hiện dòng phương tiện bay *DVN* Stealth technology F-117A, B-2. Năm 1993, đề tài nghiên cứu cấp Bộ Quốc phòng “Các phương tiện bay sử dụng công nghệ Stealth và các biện pháp phòng chống” do Đại học Kỹ thuật Lê Quý Đôn (Học viện Kỹ thuật Quân sự) chủ trì đã nghiên cứu, phân tích và tổng hợp thành hai nhóm phương pháp ra đa cho phép đảm bảo một phần khả năng phát hiện lớp các mục tiêu này.

Việc cải tiến, hiện đại hóa các chủng loại ra đa sử dụng hệ thống *AMP* thụ động như P-12, P-18 của Viện Kỹ thuật Phòng không – Không quân hoạt động ở

băng tần VHF (150MHz ... 200MHz). Tuy nhiên, ở băng tần này hiệu quả của các giải pháp kỹ thuật, công nghệ giảm dấu vết ra đa đạt hiệu quả thấp. Các chương trình, dự án nghiên cứu chế tạo mới các đài ra đa RV-01 và RV-02 hoạt động ở băng tần VHF cũng chủ yếu khai thác hạn chế này để phát hiện các mục tiêu dấu vết nhỏ. Một số đề tài, chương trình nghiên cứu có liên quan tới chất lượng phát hiện các mục tiêu ra đa đã được công bố trong các tài liệu [3-5]. Khoảng 5 năm trở lại đây, ra đa 3D đo ba tọa độ RV – 3D làm việc ở băng tần S sử dụng mô hình AMPS đã đạt được một số bước tiến quan trọng. Tuy nhiên, việc nghiên cứu tổng hợp thuật toán để tiến tới hình thành $GDH_{ph.\Sigma}$ và $GDH_{th.\Sigma}$ có tính tới yêu cầu của bài toán phát hiện lớp MTDVN vẫn chưa được xem xét rõ ràng và toàn diện. Những nội dung có liên quan tới đảm bảo yêu cầu $SNR \geq 1$ chưa được nghiên cứu, xem xét cụ thể. Do tính chất đặc thù, gần như các kết quả nghiên cứu trong nước có liên quan chỉ được công bố trong các đề tài nghiên cứu khoa học được quản lý.

Từ đây, có thể đưa ra một số điểm còn tồn tại trong giải quyết bài toán “*Tăng cường khả năng phát hiện và xác định tọa độ các MTDVN cho hệ thống ra đa sử dụng AMPS*” như sau:

Thứ nhất, các kết quả nghiên cứu về hình thành $GDH_{ph.\Sigma}$ và $GDH_{th.\Sigma}$ chủ yếu giải quyết bài toán phát hiện mục tiêu thông thường, mà chưa quan tâm đầy đủ tới lớp các MTDVN. Trong đó, việc tạo đa búp sóng trong $GDH_{th.\Sigma}$ và kết hợp với búp sóng độc lập trong $GDH_{ph.\Sigma}$ để tạo búp sóng kim tổng hợp dạng bông hoa là dạng hiệu quả trong phát hiện và xác định tọa độ mục tiêu. Mặc dù đã có một số kết quả nghiên cứu, nhưng chưa có mô hình chính thức và cụ thể được công bố do nhiều lý do khách quan khác nhau [11, 13, 14].

Thứ hai, các MDTPS là thành phần quan trọng nhất trong hệ thống AMPS. Việc hình thành $GDH_{ph.\Sigma}$, $GDH_{th.\Sigma}$ được quyết định chủ yếu dựa trên hoạt động của các đường phát và đường thu trong mô đun. Với đường phát, bên cạnh bài toán đảm bảo mức công suất đầu ra, thì yêu cầu đảm bảo tính tuyến tính của hàm truyền đóng vai trò quan trọng. Đặc biệt đối với bộ khuếch đại công suất đầu ra. Với đường thu,

các nghiên cứu truyền thống có liên quan chủ yếu tập trung cải tiến, hoàn thiện đều dựa trên giả thiết tỷ số tín/tạp tại đầu vào $SNR|_{vao}$ lớn hơn đơn vị là chưa thực sự phù hợp với $MTDVN$ có $\bar{\sigma}_{m.tieu} \sim 10^{-4}[m^2]$

Thứ ba, điểm quan trọng hàng đầu quyết định những điểm mạnh của hệ thống *AMPS* trong giải quyết bài toán phát hiện, xác định tọa độ mục tiêu là đảm bảo tính đồng nhất các tham số đặc trưng vào ra của các *MDTPS*. Do vậy, việc *tăng cường khả năng phát hiện và xác định tọa độ các mục tiêu* dựa trên việc kiểm tra, và hiệu chuẩn để sao cho các tham số đặc trưng không bị sai lệch so với tính toán lý thuyết là một cách tiếp cận quan trọng khi giải quyết vấn đề đã nêu. Hoạt động này không chỉ thực hiện tại nơi chế tạo, sản xuất, vị trí triển khai hệ thống mà còn phải được tiến hành song song đồng thời trong quá trình vận hành khai thác. Hiện nay, tự động đo và hiệu chuẩn các *MDTPS* là nội dung nghiên cứu với nhiều kết quả đã được công bố [20, 21, 23, 26-31, 33-43, 45, 48-50, 52, 54 -56, 65-67, 69-72]. Tuy nhiên, các kết quả này chủ yếu tập trung vào giải quyết việc cân bằng giữa hai kênh cầu phương trong đường thu mà chưa đề cập nhiều tới bài toán đo và hiệu chuẩn toàn hệ *AMPS* nói chung.

Với yêu cầu phát hiện, xác định tọa độ các *MTDVN*, những điểm tồn tại của *AMPS* gần như *trải đều từ đầu vào tới đầu ra* của mô hình ra đa sử dụng *APM*, cần được xem xét, nghiên cứu theo cách tiếp cận hệ thống lớn.

Đầu bài nghiên cứu “*Nghiên cứu nâng cao khả năng phát hiện và xác định tọa độ mục tiêu dấu vết nhỏ cho hệ thống định vị vô tuyến sử dụng anten mạng pha*” của luận án được đề xuất với mục tiêu, đối tượng nghiên cứu, phương pháp thực hiện, ý nghĩa và kết quả dự kiến sẽ được trình bày dưới đây.

4. Mục tiêu nghiên cứu

4.1. Mục tiêu tổng quát

Nghiên cứu giải quyết vấn đề nâng cao khả năng phát hiện và xác định tọa độ các mục tiêu với $\bar{\sigma}_{m.tieu} \geq 10^{-4}[m^2]$ (gồm *MTDVN* và mục tiêu thông thường) cho ra đa đa chức năng sử dụng *AMPS* trên cơ sở phân tích lý thuyết kết hợp với

các cách tiếp cận, các phương pháp và giải pháp kỹ thuật và công nghệ khác nhau có tính tới đặc điểm của lớp các MTDVN.

4.2. Các mục tiêu cụ thể

1. Tổng hợp có phân tích các MTDVN, khai thác những hạn chế, đề xuất phương pháp phát hiện, ước lượng tọa độ phù hợp các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m.tieu} \geq 10^{-4}[m^2]$ cho hệ thống ra đa sử dụng AMPS. Tổng hợp sơ đồ cấu trúc hệ AMPS để hình thành GDH_{ph} và GDH_{th} với giải thuật nâng cao chất lượng phát hiện, xác định tọa độ mục tiêu có tính tới các MTDVN.

2. Nghiên cứu mô hình MDTPS có tổng hợp trực tiếp tín hiệu thăm dò; thu – xử lý tín hiệu thu dựa trên việc điều chế và giải điều chế cầu phương; phân tích và cải tiến cấu trúc đường phát, đường thu của MDTPS theo cách tiếp cận này; đề xuất giải pháp kỹ thuật hoàn thiện đường phát đảm bảo khả năng khuếch đại tuyến tính; hoàn thiện cấu trúc đường thu trên cơ sở ứng dụng mô hình lọc phù hợp hoàn toàn (full matched filter) cho bài toán phát hiện tín hiệu có $SNR|_{vao} \ll 1$ đảm bảo phát hiện tín hiệu có ích phản xạ từ các MTDVN; điều khiển thích nghi dải động nhằm giảm thiểu lỗi pha và biên độ của tín hiệu yếu khi đi qua đường thu, góp phần nâng cao hiệu quả tích lũy tín hiệu và đảm bảo SNR cho bài toán phát hiện.

3. Nghiên cứu và đề xuất việc hoàn thiện các phương pháp đo, hiệu chuẩn tại cơ sở chế tạo đảm bảo chất lượng trước khi đưa vào sử dụng; đề xuất các giải pháp hiệu chuẩn trong điều kiện có nhiễu khi thực hiện tại thực địa; tổng hợp mô hình hệ con tích hợp tự động đo, hiệu chuẩn đường thu khi đối phó với các mục tiêu đã bao gồm lớp các MTDVN.

4. Kiểm định kết quả nghiên cứu lý thuyết bằng mô phỏng và thực nghiệm.

5. Đối tượng và phạm vi nghiên cứu

5.1. Đối tượng nghiên cứu

Đối tượng nghiên cứu là hệ thống AMPS tích hợp bởi tập các MDTPS bố trí trên mặt mở trong ra đa đa chức năng khi thực hiện bài toán phát hiện, xác định tọa độ các MTDVN có $\bar{\sigma}_{m.tieu} \geq 10^{-4}[m^2]$.

5.2. Phạm vi nghiên cứu

Thuộc chuyên ngành Vật lý vô tuyến và điện tử. Chuyên ngành hẹp là kỹ thuật ra đa bao gồm: lý thuyết ra đa, lý thuyết anten (Các mô hình *AMPS* thông minh và thích nghi); kỹ thuật xử lý số tín hiệu; kỹ thuật đo lường hiện đại v.v. để thực hiện mục tiêu tổng quát và các mục tiêu cụ thể đã nêu ở trên.

6. Các nội dung nghiên cứu trong luận án

Để giải quyết mục tiêu của luận án, các nội dung nghiên cứu cụ thể gồm:

- + Phân tích các đặc điểm của *MTDVN* và mô hình *AMPS* tiến tới hình thành phương pháp ra đa nâng cao chất lượng phát hiện, xác định tọa độ các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m.tieu} \geq 10^{-4}[m^2]$ trên cơ sở hình thành GDH_{ph} và GDH_{th} đảm bảo khả năng tích lũy không gian – thời gian góp phần tăng SNR_{Σ} để nâng cao chất lượng phát hiện.

- + Hoàn thiện cấu trúc *MDTPS* được tổng hợp trên cơ sở điều chế và giải điều chế cầu phương được ứng dụng trong *AMPS*. Trong đó, đường phát đảm bảo khả năng khuếch đại tuyến tính. Đường thu được hoàn thiện theo mô hình lọc phối hợp hoàn toàn có tính tới việc xử lý để $SNR_{\Sigma} \gg 1$ đáp ứng các yêu cầu phát hiện *MTDVN* và mục tiêu thông thường .

- + Nghiên cứu nội dung nâng cao chất lượng đo, hiệu chuẩn *AMPS* tại cơ sở chế tạo và tại vị trí triển khai.

- + Nghiên cứu nội dung tổng hợp hệ con tự động đo, hiệu chuẩn nội thời gian thực *MDTPS* hoạt động đồng thời trong *AMPS* nhằm giảm thiểu các lỗi về pha, biên độ tín hiệu để tăng SNR_{Σ} đáp ứng các yêu cầu phát hiện và xác định tọa độ tọa độ đối với *MTDVN*.

7. Phương pháp nghiên cứu

Được xây dựng trên cơ sở của lý thuyết vật lý vô tuyến thống kê, anten truyền sóng, anten mảng pha và mảng pha số; nguyên lý ra đa; kỹ thuật thu và xử lý tín hiệu, dữ liệu số và khai thác dữ liệu tiến tới đề xuất phương pháp luận giải quyết; xây dựng mô hình hệ thống, kiểm định thông qua mô hình hóa kết hợp thực nghiệm và sử dụng phương pháp gián tiếp để đánh giá hiệu quả.

8. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn

1. Ý nghĩa khoa học: Góp phần hoàn thiện những giải pháp nâng cao chất lượng phát hiện, xác định tọa độ các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m.tieu} \geq 10^{-4}[\text{m}^2]$.

2. Ý nghĩa thực tiễn: các kết quả nghiên cứu được ứng dụng trong nghiên cứu, thiết kế chế tạo mới các hệ thống ra đa đa chức năng hiện đại sử dụng *AMPS*. Kết quả nghiên cứu độc lập có thể sử dụng để cải tiến, hoàn thiện nhiều thành phần trong các ra đa sử dụng *AMPS* thế hệ cũ.

9. Bố cục của luận án.

Trên cơ sở các nội dung nghiên cứu, luận án được trình bày gồm: phần Mở đầu, bốn chương, Kết luận, Danh mục công trình khoa học đã công bố, Danh mục tài liệu tham khảo và phần Phụ lục. Trong đó

Chương 1. *Ra đa đa chức năng sử dụng AMPS và vấn đề phát hiện, xác định tọa độ các MTDVN* trình bày đặc điểm của *MTDVN* và những điểm hạn chế khai thác được cho việc phát hiện; những đặc tính quan trọng của *AMPS* trong ra đa; các kết quả nghiên cứu về tổng hợp thích nghi $GDH_{ph.\Sigma}$, $GDH_{th.\Sigma}$ sử dụng *FFT* và phương pháp đơn xung trong tổng hợp *GDHS* nhằm tăng cường khả năng tích lũy không – thời gian tín hiệu và độ chính xác về đo để nâng cao chất lượng phát hiện, xác định tọa độ mục tiêu và hình thành các nội dung nghiên cứu mới được trình bày tại chương 2 và 3.

Chương 2. *Cải tiến MDTPS nâng cao khả năng phát hiện và xác định tọa độ các MTDVN* trình bày các kết quả nghiên cứu hoàn thiện cấu trúc *MDTPS* dựa trên điều chế và giải điều chế cầu phương; các kết quả hoàn thiện cấu trúc đường phát, đường thu số. Tại đường phát, trình bày kết quả nghiên cứu mới về tổng hợp bộ khuếch đại công suất cao tần đảm bảo yêu cầu khuếch đại tuyến tính toàn tuyến. Tại đường thu, trình bày các kết quả nghiên cứu mới về cải tiến đường thu theo mô hình bộ lọc phối hợp hoàn toàn dựa trên việc điều chỉnh khái niệm dải động đường thu và phương pháp điều khiển thích nghi dải động góp phần làm tăng SNR_{Σ} , nâng cao chất lượng phát hiện tín hiệu phản xạ yếu.

Chương 3. *Các giải thuật hiệu chuẩn AMPS góp phần đảm bảo khả năng phát hiện các MTDVN* trình bày các kết quả nghiên cứu về hiệu chuẩn AMPS ở các giai đoạn thiết kế, sản xuất; thử nghiệm tại hiện trường đối với những tác động khác nhau của nhiễu và hệ con tích hợp tự động hiệu chuẩn thời gian thực đường thu của các MDTPS làm việc đồng thời với quá trình hoạt động của ra đa nhằm đảm bảo khả năng phát hiện, xác định tọa độ MTDVN.

Phần Kết luận tổng hợp các kết quả nghiên cứu của luận án và một số định hướng nghiên cứu phát triển.

Như vậy, các nội dung trong bài toán *nâng cao khả năng phát hiện và đo đạc tọa độ các MTDVN* của luận án được giải quyết với cách tiếp cận là xử lý đối với hệ thống lớn tác động tới tất cả những thành phần quan trọng của mô hình ra đa đa chức năng sử dụng AMPS. Trong đó, mỗi nội dung xử lý đều được thực hiện theo định hướng đảm bảo mục tiêu chủ đạo duy nhất là mức tỷ số tín trên tạp tổng cộng SNR_{Σ} ở đầu vào bộ phát hiện lớn hơn đơn vị.

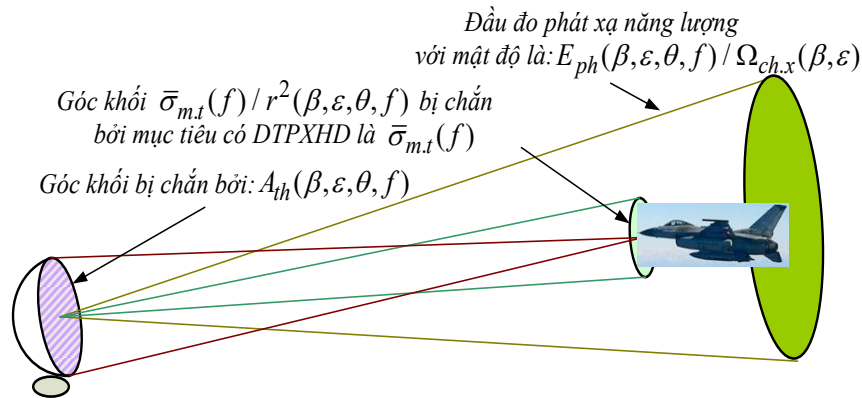
CHƯƠNG 1. RA ĐA ĐA CHỨC NĂNG SỬ DỤNG ANTEN MẢNG PHA SỐ VÀ VẤN ĐỀ PHÁT HIỆN, XÁC ĐỊNH TỌA ĐỘ MỤC TIÊU DẤU VẾT NHỎ

Mục tiêu chủ yếu của chương một là làm sáng tỏ một số thuộc tính chính của các MTDVN có thể khai thác được trong bài toán phát hiện, chỉ ra những ưu điểm của AMPS trong việc hình thành GDH_{ph} và GDH_{th} sử dụng thuật toán FFT, nhằm nâng cao chất lượng đo đạc tọa độ mục tiêu. Sự phụ thuộc của chất lượng xác định tọa độ mục tiêu vào mức tỷ số tín/tạp (SNR_{Σ}) đưa tới đầu vào bộ phát hiện dẫn tới sự hình thành nội dung nghiên cứu quan trọng được trình bày ở các chương tiếp theo.

1.1. Mục tiêu dấu vết nhỏ – đối tượng cần quản lý của hệ thống cảnh giới phòng không quốc gia

1.1.1. Phương trình ra đa

Giả thiết rằng, đài ra đa một vị trí bức xạ định hướng năng lượng $E_{ch.xa}(\beta, \varepsilon, f)$ vào góc khối $\Omega_{ch.xa}(\beta, \varepsilon)$ để phát hiện mục tiêu ở cự ly $r(\beta, \varepsilon, f)$ có giá trị trung bình $DTPXHD$ là $\bar{\sigma}_{m.t}(f)$ (hình 1.1). Trong đó, β, ε và f lần lượt là tọa độ góc của mục tiêu so với ra đa và tần số sóng mang của tín hiệu. Nếu anten ra đa có diện tích hiệu dụng ($DTHD$) hướng về phía mục tiêu $A_{th}(\beta, \varepsilon, f)$ thì năng



Hình 1.1. Minh họa hình học phương trình ra đa xác định cự ly phát hiện mục tiêu.
lượng tín hiệu phản xạ được xác định theo biểu thức[1]:

$$E_{th}(\beta, \varepsilon, f) = \frac{E_{ch.xa}(\beta, \varepsilon, f)}{\Omega_{ch.xa}(\beta, \varepsilon)} \times \frac{\bar{\sigma}_{m.t}(f)}{r^2(\beta, \varepsilon, f)} \times \frac{1}{4\pi} \times \frac{A_{th}(\beta, \varepsilon, f)}{r^2(\beta, \varepsilon, f)} \quad (1.1)$$

Trong đó $\frac{E_{ch.xa}(\beta, \varepsilon, f)}{\Omega_{ch.xa}(\beta, \varepsilon)}$, $\frac{\bar{\sigma}_{m.t}(f)}{r^2(\beta, \varepsilon, f)}$ và $\frac{A_{th}(\beta, \varepsilon, f)}{r^2(\beta, \varepsilon, f)}$ lần lượt là mật độ năng lượng chiếu xạ trên một đơn vị góc khối, góc khối bị chặn bởi mục tiêu và góc khối bị chặn bởi anten thu.

Công suất tín hiệu phản xạ từ mục tiêu tới đầu vào máy thu có dạng là [1]:

$$P_{th}(\beta, \varepsilon, f) = \frac{P_{ph}(\beta, \varepsilon, f) \times G^2 \times \lambda^2 \times \bar{\sigma}_{m.t}(f)}{(4\pi)^3 \times r^4(\beta, \varepsilon, f) \times L} \quad (1.2)$$

Trong đó: $P_{ph}(\beta, \varepsilon, f)$, G và L lần lượt là công suất phát, hệ số khuếch đại anten và hệ số tổn hao.

Từ (1.2), để phát hiện được mục tiêu, mức công suất $P_{th}(\beta, \varepsilon, f)$ phải lớn hơn mức ngưỡng phát hiện [1, 2]:

$$P_{th}(\beta, \varepsilon, f) \geq P_{th.min} = (SNR) \times P_{tap} \quad (1.3)$$

Trong đó, $P_{th.min}$, P_{tap} lần lượt là mức công suất tối thiểu (độ nhạy máy thu) của tín hiệu phản xạ tại đầu vào máy thu để ra đa có thể phát hiện được mục tiêu, mức tạp máy thu được tính chuyển đổi tới đầu vào. Khi $P_{th} = P_{th.min} = P_{tap}$ thì $SNR = 1$.

Phương trình ra đa phát hiện, xác định cự ly cực đại r_{max} và tọa độ góc (β, ε) của mục tiêu (khi $L = 1$) sẽ có dạng [1,2]:

$$r_{max}(\beta, \varepsilon, f) = \sqrt[4]{\frac{P_{ph}(\beta, \varepsilon, f) \times G^2 \times \lambda^2 \times \bar{\sigma}_{m.t}(f)}{(4\pi)^3 \times P_{th.min}(\beta, \varepsilon, f) \times L}} \quad (1.4)$$

Với điều kiện:

$$SNR = P_{th.min}/P_{tap} \geq 1 \quad (1.5)$$

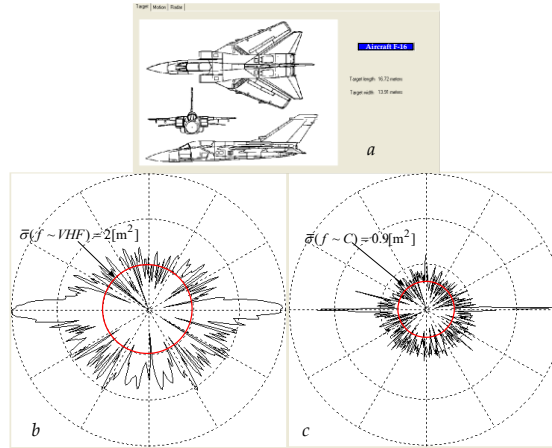
Như vậy, biểu thức (1.5) là **điều kiện tiên quyết đảm bảo khả năng phát hiện tất cả các loại mục tiêu** trong ra đa. SNR tại đầu ra khâu xử lý của máy thu phải ít nhất không nhỏ hơn 1 đối với tất cả các mục tiêu.

1.1.2. Đặc trưng của MTDVN

Phương trình (1.4) cho thấy rằng, $\bar{\sigma}_{m.t}(f)$ là **tham số đặc trưng duy nhất** mang thông tin về mục tiêu cần phát hiện, nên có thể được viết lại:

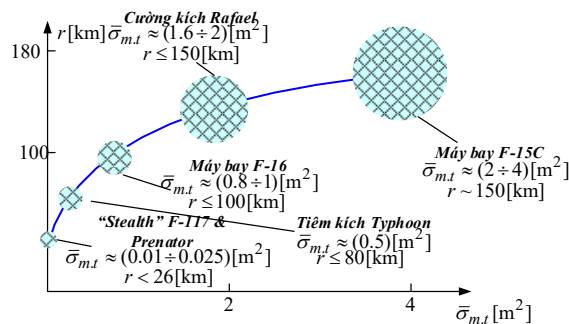
$$r_{max}(\beta, \varepsilon, f) \sim \sqrt[4]{\bar{\sigma}_{m.t}(f)} \quad (1.6)$$

Theo công thức (1.6) thì cự ly phát hiện tỷ lệ với căn bậc bốn của $DTPXHD$. Tham số $\bar{\sigma}_{m.t}(f)$ chỉ phụ thuộc vào tần số làm việc của đầu đo radar như ví dụ được thể hiện trên hình 1.2 đối với mẫu mục tiêu F-16 [57]. Từ hình 1.2 cho thấy rằng $\bar{\sigma}_{m.t}(f \sim VHF)$ (hình 1.2.b) có độ lớn khoảng $2[m^2]$ lớn hơn nhiều so với $\bar{\sigma}_{m.t}(f \sim C)$ có độ lớn xấp xỉ $0.9[m^2]$. Như vậy, với đẳng điều kiện về đo thì radar ở dải sóng mét có cự ly phát hiện mục tiêu sẽ lớn hơn so với radar hoạt động ở dải sóng centimet. Ngoài ra, $DTPXHD$ còn phụ thuộc vào góc quan sát (góc kẹp bởi đường trục dọc thân mục tiêu và đường hướng tâm từ mục tiêu đến radar). Khi đó, $\sigma_{m.t} \sim \sigma(\beta, \varepsilon, f)$ và giản đồ biểu diễn hàm phụ thuộc này được gọi là *giản đồ bức xạ thứ cấp của mục tiêu*.



Hình 1.2. Kết quả ước lượng độ lớn $\bar{\sigma}_{m.t}$ của tiêm kích F-16 (a) phụ thuộc vào tần số làm việc của đầu đo ở băng VHF (b) và C (c).

Để làm giảm giá trị $\sigma(\beta, \varepsilon, f)$ của mục tiêu, đã sử dụng các giải pháp kỹ thuật, công nghệ khác nhau [1, 7, 9]. Trong đó, công nghệ tàng hình “Stealth technology”



Hình 1.3: Đồ thị làm việc của radar băng S với các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m.t}$ khác nhau.

đóng vai trò chủ yếu. Bảng 1.1 trình bày những định hướng và giải pháp kỹ thuật của công nghệ tàng hình [1, 7, 9]. Với các mục tiêu là UAV, drones, việc giảm $\sigma(\beta, \varepsilon, f)$ chủ yếu dựa trên việc giảm kích thước hình học và ứng dụng các vật liệu composite để chế tạo đóng vai trò quan trọng [7, 9, 23].

Hình 1.3 trình bày đồ thị về cự ly phát hiện của radar bằng S đối với các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m,t}$ khác nhau, trong đó có các *MTDVN* [8, 9].

Bảng 1.1. Định hướng giảm *DTPXHD* và các giải pháp kỹ thuật thực hiện

<i>Các định hướng giảm DTPXHD</i>	<i>Giải pháp kỹ thuật thực hiện</i>
+ Hoàn thiện dạng khí động chung và các phần tử cấu thành mục tiêu.	- Triệt tiêu các góc nhọn, vùng tạo góc và các đường gấp khúc trong cấu trúc.
	- Giảm diện tích bề mặt tán xạ trước của mục tiêu.
	- Ứng dụng mô hình đôi cánh lượn trong thiết kế kiến trúc đối với các mục tiêu.
	- Giảm thiểu các phần diện tích gây nên phản xạ gương
+ Sử dụng các vật liệu trong suốt điện từ, vật liệu hấp thụ sóng điện từ	- Sử dụng vật liệu composit trong chế tạo các phần tử chịu lực và không chịu lực trong thiết kế cấu trúc.
	- Sử dụng vật liệu hấp thụ sóng điện từ
+ Giảm dấu vết đối với anten của các đầu đo có trên đối tượng là mục tiêu	- Ứng dụng các bộ suy giảm sóng điện từ.
	- Sử dụng các vật liệu trong suốt điện từ tại các vị trí đứt gãy, các vị trí biên của hai vật liệu có tính chất điện từ khác nhau.

Từ đồ thị 1.3 cho thấy, với các *MTDVN* cự ly phát hiện sẽ giảm đi đáng kể, điều này dẫn đến việc giảm thời gian chuyển trạng thái đối với các phương tiện, trang thiết bị sẵn sàng chiến đấu.

Như vậy, giới hạn trong khuôn khổ luận án, sẽ nghiên cứu nhằm đảm bảo và nâng cao khả năng phát hiện, xác định tọa độ *MTDVN* với $\bar{\sigma}_{m,t} \geq 10^{-4}[\text{m}^2]$.

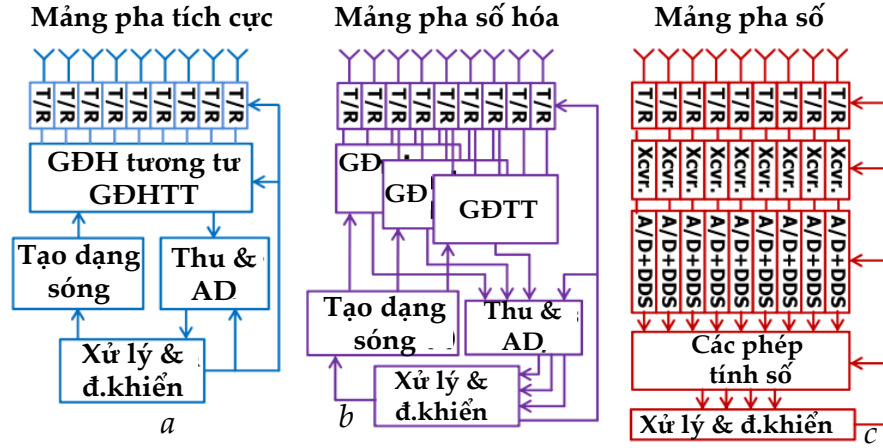
1.1.3. Các giải pháp kỹ thuật bảo đảm phát hiện *MTDVN*

Việc đảm bảo phát hiện *MTDVN* có thể tổng hợp thành hai nhóm các phương pháp, giải pháp kỹ thuật được trình bày trong bảng 1.2 [1, 7]. Nhóm thứ nhất mang nhiều đặc điểm của việc hình thành các mẫu radar mà trong đó sử dụng các nguyên lý, giải pháp kỹ thuật mới đảm bảo xử lý được đối với tất cả các lớp mục tiêu. Đã

tiên lượng rằng, sử dụng *AMP* là một trong những giải pháp được đề cập. Còn nhóm thứ hai nghiên cứu để tiến tới hình thành các mẫu ra đa chỉ chuyên quan trắc các *MTDVN* không thực sự phù hợp với điều kiện thực tế của Việt Nam.

Bảng 1.2. Nhóm phương pháp ra đa đảm bảo khả năng phát hiện *MTDVN*

<i>Nhóm</i>	<i>Các phương pháp</i>	<i>Giải pháp kỹ thuật cụ thể</i>
<i>Nhóm các phương pháp truyền thống</i>	Tăng khả năng năng lượng.	Tăng công suất phát, tăng độ nhạy máy thu.
		Tăng hệ số khuếch đại anten.
		Tăng khả năng tích lũy không – thời gian tín hiệu dựa trên việc sử dụng <i>AMP</i> .
	Nâng cao chất lượng xử lý tín hiệu.	Xử lý số tín hiệu ra đa.
		Xử dụng tín hiệu cấu trúc phức tạp.
		Xử lý không gian – thời gian tín hiệu thu.
	Lựa chọn thích nghi dải tần số công tác cho đầu đo.	Sử dụng dải tần mà ở đó hiệu quả giảm dấu vết chỉ đạt ở mức thấp.
	Phương pháp ra đa nhiều vị trí	Đầu đo dạng một điểm phát, nhiều điểm thu.
		Đầu đo dạng nhiều điểm phát, nhiều điểm thu.
		Đầu đo dạng thụ động với nhiều điểm thu (trinh sát điện tử).
<i>Nhóm các phương pháp phi truyền thống</i>	Phương pháp ra đa phi tuyến.	Đầu đo thu tổng các tín hiệu ở các hài của tần số chính.
	Ứng dụng tín hiệu không truyền thống có phổ tần siêu rộng.	Mô hình ra đa sử dụng tín hiệu phi sin.
		Mô hình ra đa sử dụng tín hiệu giả tạp.
		Mô hình ra đa có cấu trúc tín hiệu thăm dò “khớp” (matched) với hình dạng mục tiêu.
		Mô hình ra đa với tín hiệu thăm dò đa tần.
	Phương pháp không gian.	Mô hình ra đa vệ tinh.
		Mô hình ra đa tổng hợp ngược mặt mở anten.



Hình 1.4. Cấu trúc chung của hệ thống AMP

Việc sử dụng *AMP* phù hợp với chức năng, nhiệm vụ đối với lực lượng Phòng không quốc gia là cảnh giới phát hiện tất cả các mục tiêu phòng không ở cự ly tầm xa, trung bình và cận gần với dải độ cao từ 100[m] lên tới các tầng bay thông dụng. Điều này còn phù hợp với mô hình đa chức năng với các bài toán như: lọc, bám quỹ đạo, dẫn đường, phân phối và chỉ thị mục tiêu cũng như điều khiển các phương tiện chiến đấu v.v. Theo [18, 25], ra đa với yêu cầu quan trọng trong ứng phó với *MTDVN* như vậy chỉ có thể đạt được khi sử dụng hệ thống *AMP* (hình 1.4) mà đặc biệt là *AMPS* (hình 1.4.c). Trong đó, việc tạo các $GDH_{ph.\Sigma}$, $GDHS_{th.\Sigma}$ được thực hiện bằng phương pháp số.

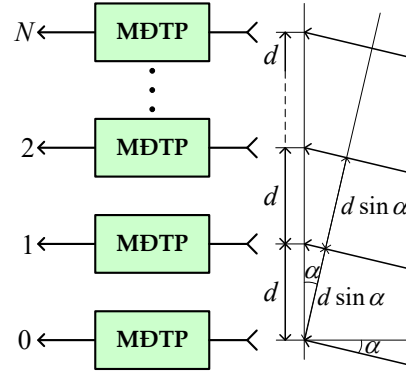
1.2. Tổng hợp thích nghi *GDHS* và phép biến đổi Fourier

1.2.1. Các biểu thức cơ bản hình thành *GDHS*

Theo [5] *AMP* tuyến tính (hình 1.5) gồm các phần tử là những *MDTPS* nằm trên một đường thẳng. Khi đó phương thức hình thành *GDH* theo một hướng nào đó là thực hiện dịch pha tín hiệu trên các chấn tử anten để sao cho các tín hiệu từ hướng đó là đồng pha tại điểm mà chúng được tổng hợp. Do vậy, biểu thức hình thành *GDH* sẽ có dạng:

$$\dot{Y} = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{W}_n \dot{X}_n \quad (1.7)$$

Trong đó, N , $\dot{W}_n$ và $\dot{X}_n$ lần lượt là số các phần tử trong mảng, hệ số phức cần thiết để hình thành *GDHS* và tín hiệu phức của phần tử thứ n .



Hình 1.5: Nguyên lý làm việc của AMP tuyến tính

Nếu khoảng cách giữa các chân tử là d , mặt sóng lan truyền dưới một góc là α , pha tương đối của phần tử thứ n có dạng: $(2\pi nd \sin \alpha)/\lambda$. Các tín hiệu ở đầu ra của N phần tử sẽ được lấy tổng không trọng số và có dạng:

$$\dot{Y}(\alpha) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp \left[-j \frac{2\pi nd \sin \alpha}{\lambda} \right] \quad (1.8)$$

Đối với $\sin \alpha$, nếu lấy N các giá trị: $(d \sin \alpha)/\lambda = k/N$, thì (1.8) sẽ có dạng:

$$\dot{Y}(\alpha) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp \left[-j \frac{2\pi nk}{N} \right] \quad (1.9)$$

Dễ dàng nhận thấy (1.9) chính là *phép biến đổi Fourier* rời rạc với tín hiệu có biên độ không đổi. Xét trọng số của từng *MDTPS*, thì (1.8) sẽ có dạng:

$$\dot{Y}(\alpha) = \sum_{n=0}^{N-1} W_n X_n \exp \left[-j \frac{2\pi nd \sin \alpha}{\lambda} \right] \quad (1.10)$$

Trong đó: W_n –trọng số được dùng để giảm bước phụ tại phần tử thứ n .

Trường hợp thiết lập búp sóng ở hướng α_r , (1.10) phương trình cơ bản hình thành *GDH* cho *AMP* tuyến tính có dạng là:

$$\begin{aligned} \dot{Y}(\alpha) &= \sum_{n=0}^{N-1} W_n X_n \exp \left[-j \frac{2\pi nd \sin \alpha_r}{\lambda} \right] \exp \left[-j \frac{2\pi nd \sin \alpha}{\lambda} \right] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} W_n X_n \exp \left[-j \frac{2\pi nd \sin(\alpha_r - \alpha)}{\lambda} \right] \end{aligned} \quad (1.11)$$

Trường hợp *AMP* phẳng (hình 1.6) và với các ký hiệu theo trục X , có N_x phần tử chạy từ $-N_x/2$ đến $N_x/2$ cách nhau d_x ; theo trục Y , có $-N_y/2$ phần tử chạy từ $-N_y/2$ đến $N_y/2$ cách nhau d_y ; véc tơ $\mathbf{P}(r, \theta, \varphi)$ đặc trưng cho hướng búp sóng chính tại (r, θ, φ) , tổng véc tơ tín hiệu từ các phần tử mảng theo hàng và cột sẽ là:

$$\dot{Y}_x(\psi_x) = \sum_{-N_x/2}^{N_x/2} a \times \exp[j(nd_x - 1)\psi_x] \quad (1.12)$$

$$\dot{Y}_y(\psi_y) = \sum_{-N_y/2}^{N_y/2} a \times \exp[j(kd_y - 1)\psi_y] \quad (1.13)$$

Trong đó: $N_x = (-N_x/2) \dots (N_x/2)$ và $N_y = \left(-\frac{N_y}{2}\right) \dots \left(\frac{N_y}{2}\right)$; a , n và k tương ứng là số các phần tử theo hàng và cột; biên độ nguồn tín hiệu; chỉ số của hàng và cột trong mảng. Hai thành phần ψ_x , ψ_y tính theo góc hướng (θ, φ) sẽ có dạng:

$$\psi_x = 2\pi(d_x/\lambda)\sin\theta\cos\varphi \text{ và } \psi_y = 2\pi(d_y/\lambda)\sin\theta\sin\varphi \quad (1.14)$$

Tổng véc tơ các thành phần tín hiệu của tất cả các phần tử trong mảng là:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{xy}(\psi_x, \psi_y) &= \\ &= \sum_{-N_x/2}^{N_x/2} \sum_{-N_y/2}^{N_y/2} \exp[j(nd_x - 1)\psi_x] \times \exp[j(kd_y - 1)\psi_y] \end{aligned} \quad (1.15)$$

Với a là biên độ được lấy bằng 1.

Biểu thức hình thành *GDHS* đối với *AMP* phẳng là:

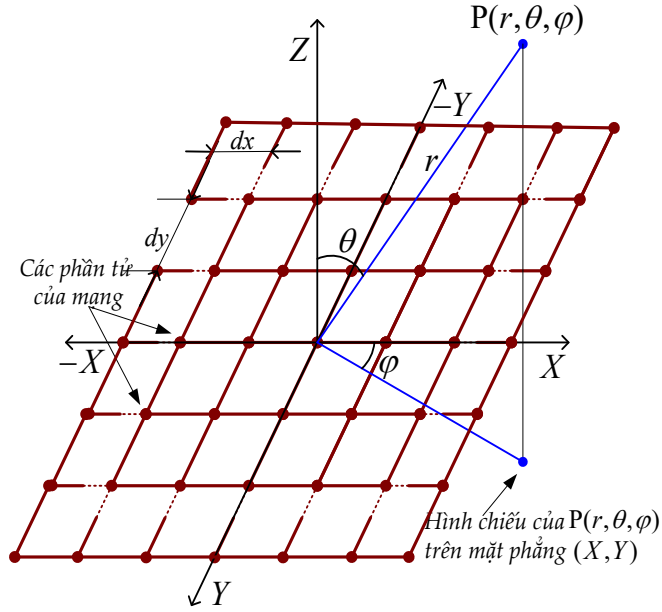
$$\begin{aligned} F(\theta, \varphi) &= \\ &= \sum_{-\frac{N_x}{2}}^{\frac{N_x}{2}} \sum_{-\frac{N_y}{2}}^{\frac{N_y}{2}} \exp[j(nd_x - 1)\psi_x] \times \exp[j(kd_y - 1)\psi_y] \\ &= F_x(\theta, \varphi) \times F_y(\theta, \varphi) \end{aligned} \quad (1.16)$$

$$\begin{aligned} \text{Với: } F_x(\theta, \varphi) &= \sum_{-\frac{N_x}{2}}^{\frac{N_x}{2}} \exp[j(nd_x - 1)\psi_x] \\ F_y(\theta, \varphi) &= \sum_{-\frac{N_y}{2}}^{\frac{N_y}{2}} \exp[j(kd_y - 1)\psi_y] \end{aligned} \quad (1.17)$$

Từ (1.16) và (1.17) có thể đưa ra hai nhận xét quan trọng như sau:

Thứ nhất, *GDH* của *AMP* phẳng chính là tích của hai *AMP* tuyến tính với các phần tử được phân bố trên mặt mở theo hàng và cột.

Thứ hai, Trong *AMP* phẳng có thể điều khiển độc lập *GDH* của mảng tuyến tính $F_x(\theta, \varphi)$ và $F_y(\theta, \varphi)$ khi thiết lập lượng dịch pha tương ứng của các tín hiệu theo hàng và cột để tạo búp sóng chính ở tọa độ xác định theo yêu cầu.



Hình 1.6. Mô hình AMP phẳng.

1.2.2. Thuật toán hình thành GDHS của AMPS phẳng

Xét trường hợp đối với AMP tuyến tính (hình 1.7) với d và α tương ứng là khoảng cách giữa các phần tử và góc tới của mặt sóng phẳng.

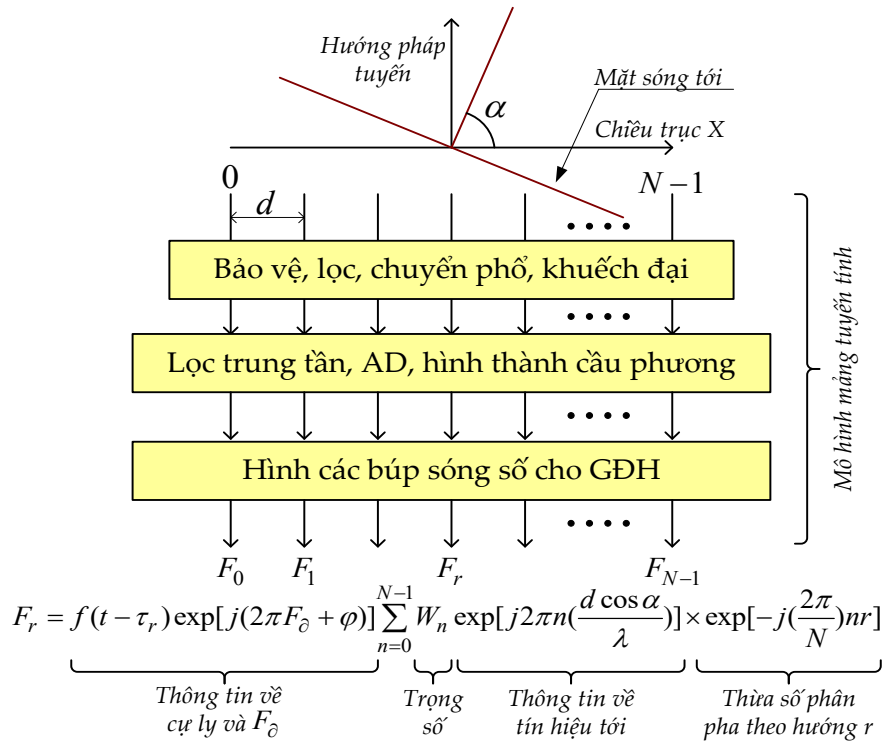
Giả thiết rằng, tín hiệu thu cao tần tương tự có dạng:

$$\dot{S}(t) = u(t) \exp \{j[2\pi f_0 t + \varphi(t)]\} \quad (1.18)$$

Khi đó, tại từng chấn tử của mảng, tín hiệu thu có biên độ là $u(t)$ và pha $\varphi_n = (2\pi n d \sin \alpha) / \lambda$ với $n = 0 \dots (N - 1)$. Quá trình xử lý tại các đường thu của từng phần tử gồm: bảo vệ, khuếch đại, lọc, chuyển phổ xuống tần số trung tần v.v. Còn pha φ_n sẽ được đảm bảo nhờ vào hai kênh cầu phương $I(n)$ và $Q(n)$ dùng cho xử lý tương can ở các bước tiếp theo. Sau rời rạc hóa tại các thời điểm $(n\Delta t)$ và chuyển thành dữ liệu số, nhân tương ứng với các trọng số $\dot{W}$ và lấy tổng, ta có:

$$\dot{F}(\theta) = a \sum \dot{W} \times \exp [j2\pi n d (\sin \alpha / \lambda)] \quad (1.19)$$

Trong đó a là hệ số phản ánh thông tin thu, còn dấu lấy tổng được hiểu là giá trị của GDHS.



Hình 1.7. Sơ đồ hình thành GDHS của AMP tuyến tính.

Như vậy, thuật toán tổng hợp GDHS cho AMPS tuyến tính sẽ có dạng:

$$F_r = f(t - \tau_r) \exp[j(2\pi F_0 + \varphi)] \sum_{n=0}^{N-1} W_n \exp \left[2\pi n \left(\frac{d \cos \alpha}{\lambda} \right) \right] \times \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) nr \right] \quad (1.20)$$

Với $r = 1 \div (N - 1)$ là chỉ số búp sóng, $\exp[-j(\frac{2\pi}{N})nr]$ là phân pha (chia pha) tương ứng của các phần tử dịch pha.

Giá trị tổng trong (1.20) đạt $\max$ khi $r = (Nd \cos \alpha) / \lambda$ và lân cận 0 ở các giá trị khác của r . Để tránh lộn sóng, khoảng cách giữa hai phần tử lân cận nhau sẽ được chọn để sao cho $d = \lambda/2$ hay $\cos \alpha = 2r/N$.

Dựa vào thuật toán trên ta thấy:

Thứ nhất, khi $r = 0$, sẽ không có sự thay đổi pha đối với toàn bộ N phần tử, còn khi $r = 1$ tương ứng với việc búp sóng của GDHS lệch so với phương pháp tuyến của mặt mở tương ứng với độ rộng của búp, lượng thay đổi pha đối với với N phần tử sẽ là 2π . Với r bất kỳ, thì lượng thay đổi pha của N phần tử sẽ là $2\pi r$.

Thứ hai, để dịch búp sóng đi một lượng bằng nửa độ rộng búp trong không gian $\cos \alpha$ cần nhân lần lượt tín hiệu của phần tử thứ n với hệ số $\exp[-j(2\pi/N)nr]$.

Việc dịch góc cho búp sóng tương ứng với việc nhân tín hiệu của từng phần tử với giá trị pha phức tương ứng và hoàn toàn tương ứng với giải thuật trong phép biến đổi Fourier nhanh (FFT).

Với AMPS phẳng, ta có thể tổng hợp GDHS có dạng:

$$\begin{aligned} \dot{F}_{r,s} = U(t) \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \dot{W}_{n,m} \dot{S}(n,m) \times \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{M} \right) ms \right] \\ \times \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) nr \right] \end{aligned} \quad (1.21)$$

Trong đó: $r = 0 \div (N - 1)$, $s = 0 \div (M - 1)$ tương ứng là các chỉ số hàng và cột; $U(t)$ là thành phần chứa các thông tin về cự ly và tần số Dopler F_D ; $\dot{W}_{n,m}$ là trọng số của phần tử mảng tại vị trí hàng thứ n và cột thứ m của anten; $\dot{S}(n,m)$ là thành phần chứa các thông tin về góc của tín hiệu so với phần tử tại vị trí (n,m) trên mặt mở và được xác định theo biểu thức:

$$\dot{S}(n,m) = \exp \left[j2\pi m \left(\frac{d_y \cos \beta}{\lambda} \right) \right] \times \exp \left[j2\pi n \left(\frac{d_x \cos \alpha}{\lambda} \right) \right] \quad (1.22)$$

Trong đó: d_x, d_y là khoảng cách giữa hai phần tử liền kề theo hàng và cột; $\cos \alpha, \cos \beta$ là hình chiếu của véc tơ đơn vị trên mặt phẳng $< X, Y >$. So với mặt mở anten thì $\cos \alpha, \cos \beta$ được xác định theo biểu thức:

$$\cos \alpha = \sin \theta \cos \varphi \text{ và } \cos \beta = \sin \theta \sin \varphi \quad (1.23)$$

Như vậy, búp sóng tạo ra sẽ hướng theo tọa độ góc θ, φ hoặc tính theo $\cos \alpha, \cos \beta$ khi chọn các chỉ số r và s để thỏa mãn điều kiện:

$$r = [(Nd_x \cos \alpha) / \lambda] \text{ và } s = [(Nd_y \cos \beta) / \lambda] \quad (1.24)$$

Khi đó biểu thức (1.21) có thể được viết lại để thấy rõ việc hình thành búp sóng trong AMPS phẳng và sự tương đương với phép biến đổi FFT theo M điểm tại từng hàng trong số N hàng và theo N điểm tại từng cột trong số M cột.

$$\begin{aligned} \dot{F}_{r,s} = U(t) \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \dot{W}_{n,m} \dot{S}(n,m) \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{M} \right) ms \right] \right\} \\ \times \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) nr \right] \end{aligned} \quad (1.21a)$$

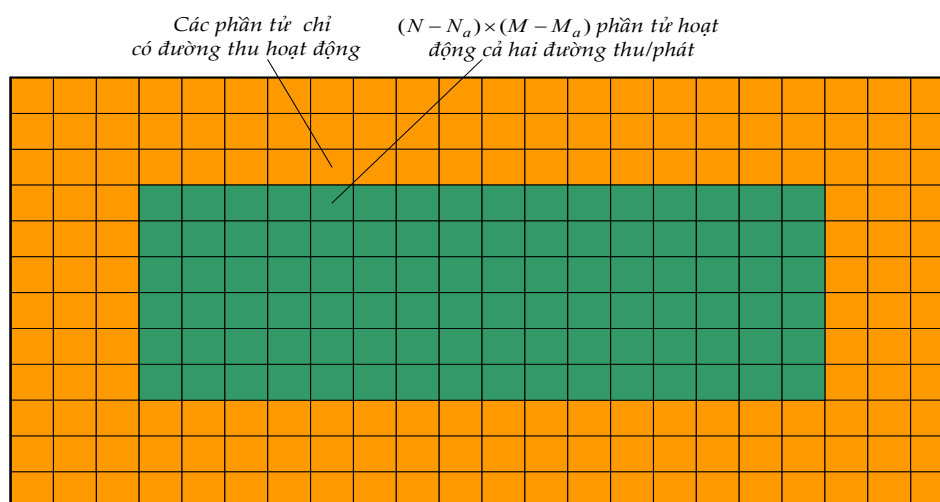
$$\dot{F}_{s,r} = \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} W_{n,m} \dot{S}(n,m) \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) nr \right] \right\} \times \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{M} \right) ms \right] \quad (1.21b)$$

Hai biểu thức (1.21a) và (1.21b) chỉ ra một cách rõ ràng các điểm mạnh của AMPS trong tăng cường khả năng và chất lượng phát hiện MTDVN như sau:

Thứ nhất, khác với mô hình anten thông thường và AMP kỹ thuật tương tự, khả năng của hệ thống AMPS trong hình thành $GDH_{ph.\Sigma}$ và $GDH_{th.\Sigma}$ độc lập, đơn búp hoặc đa búp một cách nhanh chóng, chính xác cho phép ra đa đa chức năng đồng thời quan sát cả hai mặt phẳng phương vị và góc tà đảm bảo được các chức năng: ***cảnh giới vùng quan sát song song với phát hiện; cảnh giới song song với sự tạo và phát hiện; cảnh giới song song với phát hiện và bám; sự tạo phát hiện theo chỉ thị mục tiêu đối với tất cả các chủng loại.***

Thứ hai, việc thực hiện chức năng cảnh giới vùng quan sát và các bài toán phát hiện có thể được thực hiện tương đương nhau ở hai mặt phẳng. Với thuật toán xử lý hai chiều theo (1.21a), AMPS đảm bảo cảnh giới trong vùng mặt phẳng phương vị. Còn với (1.21b), AMPS sẽ đảm bảo cảnh giới trong vùng mặt phẳng góc tà, nên cho phép đảm bảo tính linh hoạt, mềm dẻo trong quản lý đối với tất cả các chủng loại mục tiêu.

Thứ ba, với anten thông thường trong ra đa, độ chính xác đo tọa độ góc được xác định theo độ rộng của búp sóng anten trong mặt phẳng. Còn đối với AMPS có thể điều chỉnh dịch góc búp sóng đi một lượng bằng một nửa độ rộng dựa trên việc nhân tín hiệu của từng phần tử với giá trị pha phức tương ứng trên mặt phẳng đó. Điều này cho phép tăng độ chính xác xác định tọa độ góc của mục tiêu. Ngoài ra, cũng có thể tổng hợp AMPS với số lượng các đường thu lớn hơn số đường phát. Nghĩa là tồn tại các MDTPS chỉ có đường thu (hình 1.8). Việc tăng số lượng các đường thu, cho phép tăng số lượng các búp sóng trong $GDH_{th.\Sigma}$, đồng nghĩa với tăng độ chính xác đo [10].



Hình 1.8. AMPS với các phần tử khác nhau

1.3. Phương pháp tạo *GDHS* nâng cao chất lượng xác định tọa độ mục tiêu

Quá trình xử lý thông tin trong ra đa bắt đầu từ phát hiện đến ước lượng tham số tọa độ. Tuy nhiên, để đảm bảo sự liên mạch trong trình bày kết quả nghiên cứu, tại mục này, có thể giả thiết rằng mục tiêu đã được phát hiện, nên chỉ xem xét việc nâng cao chất lượng xác định tọa độ mục tiêu.

Như đã trình bày ở mục 1.1 và 1.2, lợi điểm của AMPS khi đối phó với các *MTDVN* là khả năng hình thành song song $GDH_{ph.\Sigma}$ và $GDHS_{th.\Sigma}$, đồng thời với số lượng búp sóng và vị trí không gian khác nhau. Việc hình thành *GDHS* chủ yếu dựa trên việc tổ chức liên kết giữa các *MDTPS* và phối hợp với nhau dưới sự điều khiển của bộ điều khiển và xử lý trung tâm *DK&XLTT* (*Central Controlling and Processing Unit, CCPU*). Việc nâng cao độ chính xác đo tham số tọa độ là nội dung khoa học cần được chứng minh. Đặc biệt là đối với hệ *AMPS* được tích hợp bởi các *MDTPS*. Cho tới nay, đã có nhiều kết quả nghiên cứu về các giải thuật, sơ đồ cấu trúc tạo GDH của AMPS và đã trở thành kiến thức kinh điển. Cụ thể như giải thuật xử lý nối tiếp, xử lý song song, xử lý kết hợp, phân mảng v.v. [4, 10, 11]. Tuy nhiên, *tổng hợp phương pháp tạo GDH nâng cao khả năng xác định tọa độ mục tiêu nói chung và MTDVN nói riêng* thì chưa được trình bày chi tiết và công bố với nhiều lý do khác nhau. Trong mục này sẽ trình bày kết quả nghiên cứu minh chứng việc nâng cao chất lượng đo tọa độ các *MTDVN* khi sử dụng *AMPS*.

1.3.1. Phương pháp đơn xung trong AMPS để nâng cao chất lượng đo tọa độ góc mục tiêu

1. Trong ra đa, phương pháp đơn xung là phương pháp so sánh tổng U_{Σ} và hiệu U_{Δ} biên độ của các tín hiệu thu từ hai Anten lân cận của cùng một ra đa [6]. Với mô hình Anten truyền thông, độ chính xác phép đo tọa độ góc cũng chỉ tương ứng với $\beta_{0.5}$ và $\varepsilon_{0.5}$. Nghĩa là bằng một nửa độ rộng búp sóng Anten ở hai mặt phẳng phương vị, góc tà. Điểm mạnh của AMPS là dựa trên khả năng lựa chọn chính xác trọng số $\dot{W}_{m,n}$ để hình thành các tín hiệu U_{Σ} và U_{Δ} trong bài toán xác định tọa độ góc.

Giả thiết, AMPS phẳng với N hàng ($n = 0 \div (N - 1)$) và M cột ($m = 0 \div (M - 1)$). Khi đó, tín hiệu ở hướng $\beta_{m.tieu}$, $\varepsilon_{m.tieu}$ tới đầu vào AMPS có dạng là:

$$F_{r,s} = \sum_n^{N-1} \sum_m^{M-1} U \times \exp \left[j(n-1) \frac{2\pi d_x (\sin \varepsilon_{m.tieu}) (\cos \beta_{m.tieu})}{\lambda} \right] \times \exp \left[j(m-1) \frac{2\pi d_x (\sin \varepsilon_{m.tieu}) (\sin \beta_{m.tieu})}{\lambda} \right] \quad (1.22)$$

Khi sử dụng phương pháp đơn xung, (1.22) cần được viết lại là “giao” của hai mặt phẳng β và ε . Các hàng, cột sẽ chuyển thành “hợp” của hệ tuyến tính (theo mục nhỏ 1.2.1). Như vậy, tín hiệu để xác định $\varepsilon_{m.tieu}$ là kết quả của tổng các hàng đối với cột. Để đơn giản, những thành phần của các hàm exp tại (1.22) sẽ ký hiệu là $\psi(\beta_{m.tieu}, \varepsilon_{m.tieu})$. Khi đó, theo (1.22), ta có đối với $\varepsilon_{m.tieu}$:

$\dot{F}_r = \left\{ \sum_{m=0, n=0}^{N-1} \dot{U}_n \cdot \psi(\beta_{m.tieu}, \varepsilon_{m.tieu}), \dots, \sum_{m=(M-1), n=0}^{N-1} \dot{U}_n \cdot \psi(\beta_{m.tieu}, \varepsilon_{m.tieu}) \right\}$	(1.23)
--	--------

Và hoàn toàn tương tự đối khi xác định $\beta_{m.tieu}$:

$$\dot{F}_s = \left\{ \sum_{m=0, n=0}^{M-1} \dot{U}_m \cdot \psi(\beta_{m.tieu}, \varepsilon_{m.tieu}), \dots, \sum_{m=0, n=(N-1)}^{M-1} \dot{U}_m \cdot \psi(\beta_{m.tieu}, \varepsilon_{m.tieu}) \right\} \quad (1.24)$$

$$\dot{W}_{\Sigma} = \left\{ 1, \exp \left[j \frac{2\pi d_x}{\lambda} \sin \phi_0 \right], \exp \left[2j \frac{2\pi d_x}{\lambda} \sin \phi_0 \right] \dots \exp \left[(N-1)j \frac{2\pi d_x}{\lambda} \sin \phi_0 \right] \right\} \quad (1.25)$$

$$\dot{W}_{\Delta} = \left\{ 1, \exp \left[j \frac{2\pi d_y}{\lambda} \sin \phi_0 \right], \dots, \exp \left[\left(\frac{M}{2} \right) j \frac{2\pi d_y}{\lambda} \sin \phi_0 \right], \right. \\ \left. - \exp \left[\left(\frac{M}{2+1} \right) j \frac{2\pi d_x}{\lambda} \sin \phi_0 \right], \dots, - \exp \left[(M-1)j \frac{2\pi d_x}{\lambda} \sin \phi_0 \right] \right\} \quad (1.26)$$

Các tín hiệu tổng-hiệu được thiết lập khi sử dụng véc tơ trọng số $\dot{W}_\Sigma$ nhằm thay đổi đặc trưng biên độ - pha của tín hiệu cần xử lý [10,11, 15, 77].

Từ các tín hiệu $\dot{F}_r, \dot{F}_s$, việc hình thành hai tín hiệu tổng hiệu tương ứng theo các hàng và cột của *AMPS* có dạng:

$$\begin{aligned}\dot{U}_{\Sigma.hang} &= \dot{F}_r \times \dot{W}_\Sigma & \dot{U}_{\Sigma.cot} &= \dot{F}_s \times \dot{W}_\Sigma \\ \dot{U}_{\Delta.hang} &= \dot{F}_r \times \dot{W}_\Delta & \dot{U}_{\Delta.cot} &= \dot{F}_s \times \dot{W}_\Delta\end{aligned}\quad (1.27)$$

Việc ước lượng tọa độ góc mục tiêu, được quy về việc tổng hợp đặc trưng hướng (Direction-Finding Characteristic) của anten. Với quy ước là búp sóng chính của *AMPS* trùng với trục Z và $d_x = d_y$, thì đặc trưng hướng của mặt phẳng phương vị và mặt phẳng góc tà có dạng:

$$R(\phi) = \text{Re} \left[\frac{\dot{W}_\Delta^H \times v(\phi)}{\dot{W}_\Sigma^H \times v(\phi)} \right] \quad (1.28)$$

Trong đó: $v(\phi); H$ tương ứng là véc tơ điều khiển và chỉ số mô tả liên hợp chuyển vị (được hiểu là lấy chuyển vị của ma trận $\dot{W}_\Sigma$ (hoặc $\dot{W}_\Delta$); sau đó lấy liên hợp phức của từng phần tử trong ma trận chuyển vị đó).

Biểu thức véc tơ điều khiển được viết lại như sau:

$$v(\phi) = \left\{ 1, \exp \left[j \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \phi, \dots, \exp \left[j(L-1) \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \phi, \dots, \right] \right\} \quad (1.29)$$

Trong đó $L = N$ hoặc M .

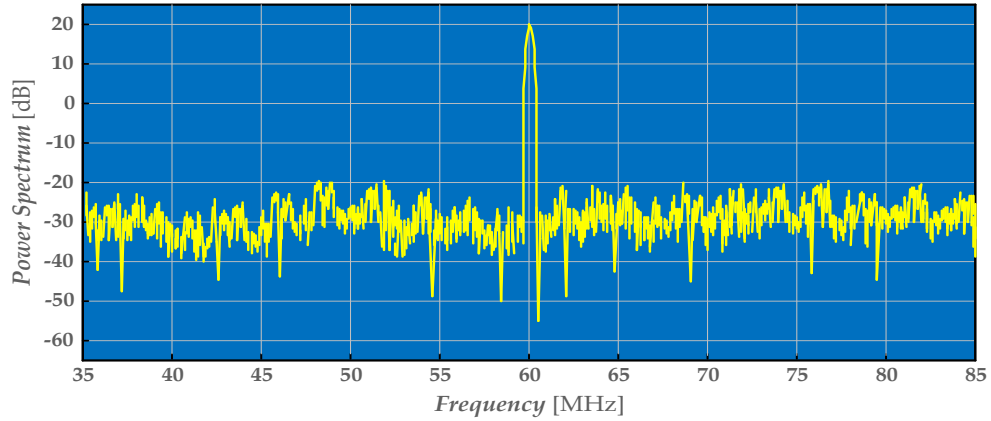
Tọa độ góc mục tiêu được xác định theo biểu thức:

$$\hat{\beta}_{m.tieu} = R^{-1} \left\{ \text{Re} \left[\frac{\dot{U}_{\Delta.cot}}{\dot{U}_{\Sigma.cot}} \right] \right\}; \hat{\epsilon}_{m.tieu} = R^{-1} \left\{ \text{Re} \left[\frac{\dot{U}_{\Delta.hang}}{\dot{U}_{\Sigma.hang}} \right] \right\} \quad (1.30)$$

2. Minh chứng việc nâng cao độ chính xác đo tọa độ góc dựa trên việc mô phỏng tạo các tín hiệu tổng hiệu đối với *AMPS* bằng 36 phần tử *MDTPS* bằng *MATLAB*. Tín hiệu khảo sát đưa tới đầu vào của mảng nằm trong giới hạn của búp sóng chính với các tham số được trình bày tại bảng 1.3 và phổ công suất được trình bày tại hình 1.9.

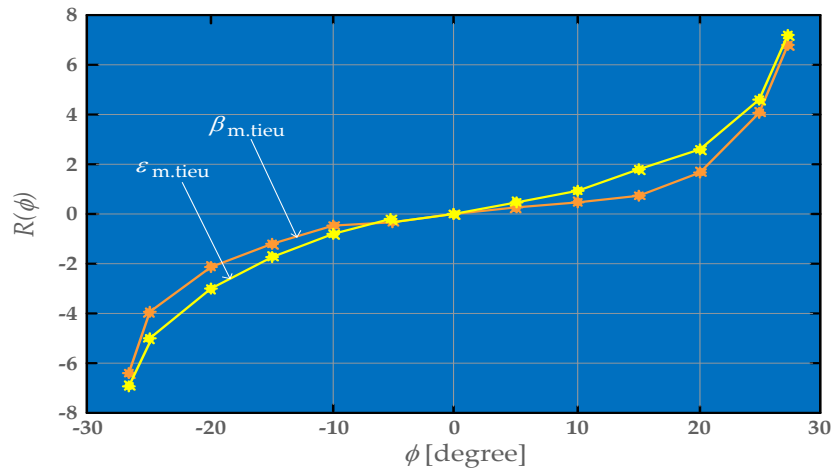
Bảng 1.3. Tham số tín hiệu tại đầu vào AMPS trong giới hạn búp sóng chính

Tọa độ góc [degree]		SNR [dB]	Tần số [MHz]
$\beta_{m.tieu}$	$\varepsilon_{m.tieu}$		
0	0	20.5 điều chỉnh được	60



Hình 1.9. Phổ công suất tín hiệu khảo sát.

Đặc trưng định hướng xác định $\beta_{m.tieu}$, $\varepsilon_{m.tieu}$ đối với mô hình AMPS phẳng 36 phân tử MDTPS được trình bày tại hình 1.10.



Hình 1.10. Đặc trưng định hướng của hai tọa độ góc.

Việc minh chứng trực quan cho việc nâng cao chất lượng đo tọa độ góc được thực hiện dựa trên hàm độ lệch trung bình bình phương ước lượng tọa độ góc phụ thuộc vào SNR có dạng:

$$\sigma = \sqrt{(1/n) \sum_{i=1}^n (x_i - M[x])^2} \quad (1.31)$$

Trong đó, $n, x_i, M[x]$ tương ứng là số lần mẫu đo, giá trị biến ngẫu nhiên tại lần lặp thứ i và ký hiệu kỳ vọng toán của x . Với n hữu hạn, thay vì sử dụng $M[x]$, ta có thể dùng giá trị trung bình đại số $\bar{x} = (\frac{1}{n}) \sum_{i=1}^n x_i$. Tại bảng 1.4 trình bày kết quả ước lượng độ lệch trung bình bình phương (giá trị trung bình sai số đo) tọa độ góc phụ thuộc vào SNR tại đầu vào bộ phát hiện.

Bảng 1.4. Giá trị trung bình sai số đo tọa độ góc phụ thuộc vào SNR

SNR_{Σ}	$\sigma_{\beta_{m.tieu}}$ [degree]	$\sigma_{\varepsilon_{m.tieu}}$ [degree]
20.5	0.01	0.01
17	0.03	0.03
14	0.08	0.09
11	0.15	0.28
8	0.26	0.37
7	0.42	0.55
6	0.54	0.73
5	0.71	1.16

Từ các kết quả mô phỏng ở trên có thể đưa ra một số nhận xét như sau:

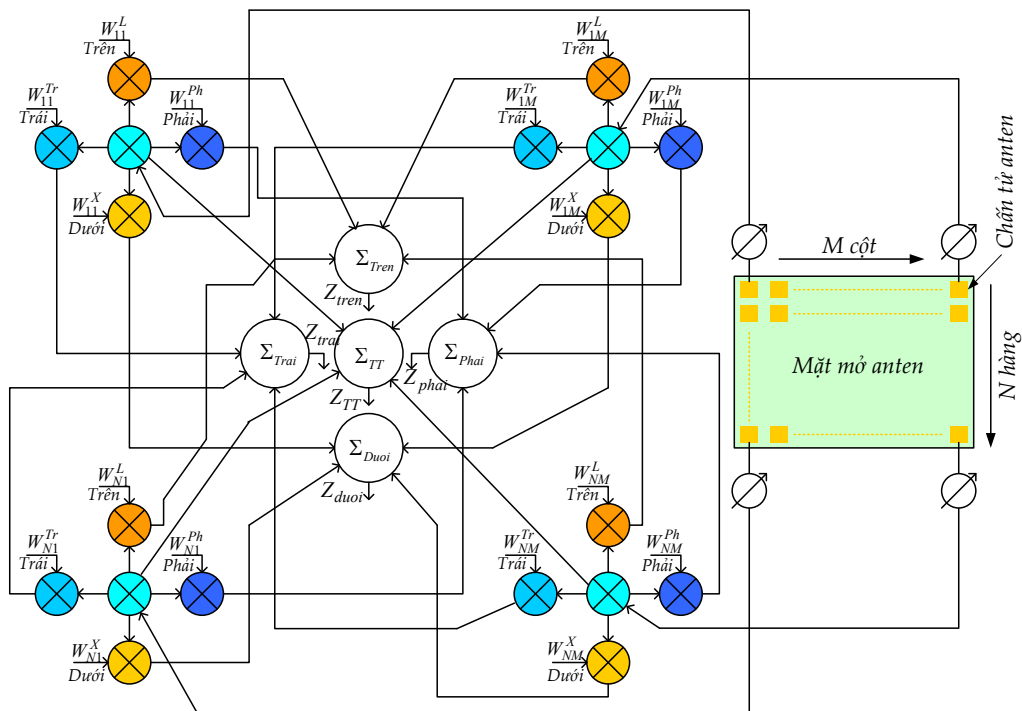
Thứ nhất, sử dụng phương pháp ra đa đơn xung trong *AMPS* cho phép nâng cao đáng kể chất lượng đo tọa độ góc mục tiêu. Thêm vào đó, với *AMPS*, phương pháp số hình thành tín hiệu tổng hiệu cho phép giảm được đặc trưng kích thước, khối lượng so với hệ anten tương tự.

Thứ hai, chất lượng về độ chính xác đo phụ thuộc lớn vào chất lượng phát hiện. Độ chính xác đo tọa độ góc phụ thuộc và mức SNR_{Σ} tại đầu vào bộ phát hiện. Điều này càng khẳng định sự cần thiết của việc nâng cao chất lượng phát hiện là phải xử lý để sao cho $SNR_{\Sigma} \gg 1$.

1.3.2. Phương pháp xử lý song song phân mảng

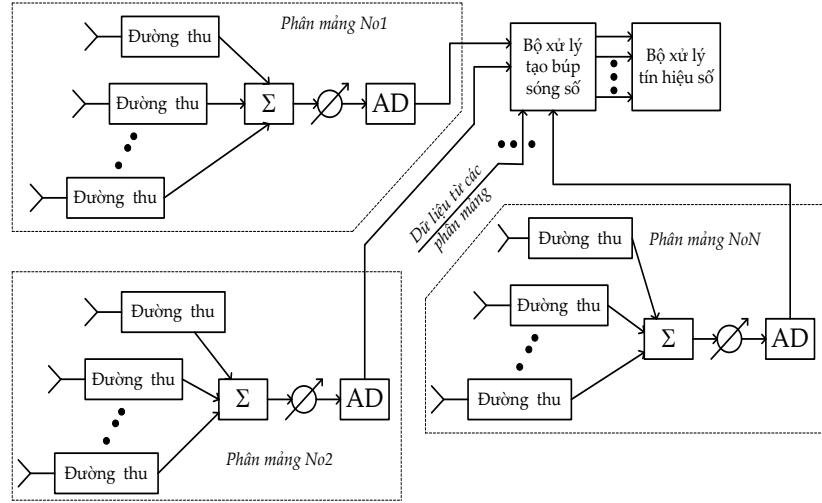
Phương án xử lý song song ứng dụng đối với *AMPS* gồm $N \times M$ các *MDTPS* đảm bảo khả năng hình thành *GDHS* dạng rẽ quạt ở cả hai mặt phẳng hoặc dạng kim (theo giải thuật của phương pháp đơn xung số) nhằm tăng cường khả năng sục sạo, phát hiện các *MTDVN* là bài toán khó. Tại hình 1.11 trình bày sơ đồ giải thuật hình thành búp sóng số phương án dạng kim [15]. Mặt mở anten với các chân tử được sắp đặt theo N hàng và M cột ghép trực tiếp với từng *MDTPS*. Các trọng số $W_{n,m}$ đã được tính toán, xác định và được ghi lưu trong *ROM* thuộc *DK&XLTT* hoặc

các bộ $DK\&XL$. Các hệ số $\exp\left[-j\left(\frac{2\pi}{M}\right)ms\right]$, $\exp\left[-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nr\right]$ với: $n, r = 1 \div N$, $m, s = 1 \div M$ được tính toán trong quá trình xử lý. Theo địa chỉ, việc tính toán hình thành sóng phát và các búp sóng thu (trên, dưới, trái phải) dựa trên việc sử dụng các dữ liệu của tín hiệu (số hóa) và các dữ liệu trích suất từ ROM để thực hiện các thuật toán theo hai biểu thức (1.21a và b) với số lượng điểm cần thiết.



Hình 1.11. Sơ đồ dùng phương pháp xử lý song song tạo GDHS dạng kim.

Trường hợp hệ thống $AMPS$ có số lượng N, M lớn cho phép cùng đồng thời phát hiện nhiều mục tiêu, $DK\&XLTT$ có thể phân chia thành các bộ $DK\&XL$ con để xử lý và điều khiển với từng phân mảng (hình 1.12). Khi đó, giải thuật hình thành các $GDHS$ được thực hiện theo phương án xử lý song song hai bước. Bước một, tiến hành phân nhóm thành các phân mảng với các $MDTPS$ liên tiếp nhau theo cả hàng và cột với tín hiệu đầu ra đường thu được xử lý với cùng giá trị trọng số tạo ra búp rộng. Bước hai, tín hiệu được tổng hợp tại bộ $DK\&XLTT$ để hình thành $GDHS$ theo yêu cầu. Do vậy, nhờ phương thức xử lý này mà số lượng dữ liệu đầu vào của $DK\&XLTT$ giảm đáng kể, đảm bảo số lượng các búp sóng dạng kim đủ để đồng thời quan sát, phát hiện các $MTDVN$ có tọa độ góc khác nhau so với tọa độ của ra đa.



Hình 1.12. Sơ đồ dùng phương pháp xử lý song song phân mảng tạo GDHS.

1.3.3. Phương pháp tổng hợp *GDHS* của *AMPS* trong bài toán phát hiện *MTDVN*

Như đã trình bày tại các phần trên, lợi điểm quan trọng nhất của hệ thống *AMPS* là khả năng hình thành *GDHS* dạng đa búp sóng để phát hiện, xác định tọa độ các mục tiêu *DVN* bằng búp sóng ổn định có dạng thích hợp nhằm tăng khả năng tích lũy không gian và thời gian tín hiệu yếu phản xạ thu được. Phát triển kết quả đã được đưa ra trong [15], giả thiết rằng: hệ *AMPS* gồm có $N \times M$ *MDTPS*. Trong đó N là số hàng và M là số cột. Giải thuật tạo *GDHS* dạng kim với hai thành phần $GDHS_{ph.\Sigma}$, $GDHS_{th.\Sigma}$ được mô tả như sau

a) *Tạo $GDHS_{ph.\Sigma}$* : Theo hàng và cột trong $N \times M$ các *MDTPS*, các tín hiệu đường phát sẽ được xử lý bởi hai biểu thức (1.21 a) và (1.21 b).

b) *Tạo $HS_{th.\Sigma}$* :

+ Thực hiện tổng hợp tín hiệu theo từng hàng với $n = 1 \div N$. Khi đó số lượng tín hiệu ra tương ứng với số lượng hàng N .

+ Thực hiện lấy tổng của các bộ cộng theo hàng ở trên sẽ hình thành búp sóng thu trung tâm trong $GDHS_{th.\Sigma}$

+ Các tín hiệu đầu ra của từng bộ lấy tổng theo hàng ($n = 1 \div N$) được đưa tới hai bộ nhân hàng. Và một trong số đó được thực hiện phép nhân (mà thực chất là phép cộng theo hàm *exp*) để bổ sung lượng pha cần thiết vào tín hiệu dùng cho

việc hình thành búp sóng trên. Bộ nhân hàng thứ hai bổ sung lượng pha cần thiết vào tín hiệu dùng cho việc hình thành búp sóng dưới.

+ Thực hiện lấy tổng các kết quả của phép nhân hàng ở trên sẽ hình thành búp sóng trên và búp sóng dưới trong $GDHS_{th}$.

Hoàn toàn tương tự đối với các cột.

+ Các tín hiệu đầu ra của từng bộ lấy tổng theo cột ($m = 1 \div M$) được đưa tới hai bộ nhân hàng. Một trong số đó được thực hiện phép nhân (mà thực chất là phép cộng theo hàm exp) để bổ sung lượng pha cần thiết vào tín hiệu dùng cho việc hình thành búp sóng trái. Bộ nhân cột thứ hai bổ sung lượng pha cần thiết vào tín hiệu dùng cho việc hình thành búp sóng phải.

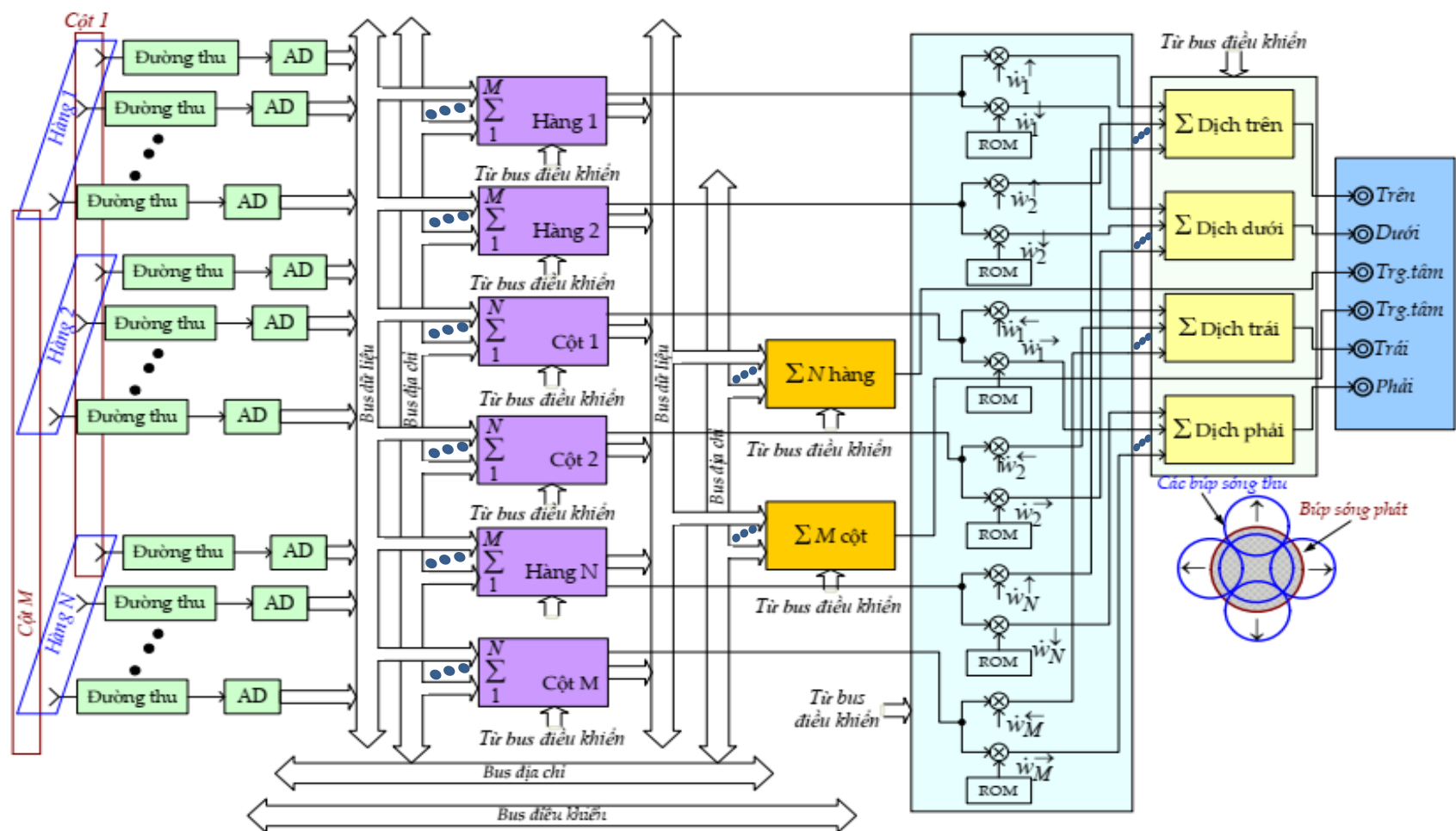
+ Thực hiện lấy tổng các kết quả của phép nhân cột ở trên sẽ hình thành búp sóng phải và búp sóng trái trong $GDHS_{th,\Sigma}$.

So với sơ đồ trên hình 1.12, sơ đồ phương pháp hình thành $GDHS_{\Sigma}$ dạng kim (hình 1.13) được tổng hợp mới và hoàn thiện bởi các điểm sau đây:

– Các dữ liệu của tín hiệu phức tại đầu ra biến đổi tương tự - số (ADC) của từng đường thu đều có địa chỉ định danh bởi bộ $DK\&XLTT$. Do vậy, các dữ liệu khi được chuyển vào bus dữ liệu với các dữ liệu đi kèm địa chỉ. Các tín hiệu điều khiển được truyền tới từ hai đường bus địa chỉ và điều khiển. Các phép toán thuộc giải thuật hình thành búp sóng theo (1.21 a) và (1.21 b) được thực hiện theo song song với các nhịp thời gian tương ứng với xung nhịp Clk .

– Các giải thuật liên quan tới hình thành $GDHS_{th,\Sigma}$ dạng rẽ quạt ở hai mặt phẳng phương vị (β), góc tà (ε), thực hiện chức năng cảnh giới, phát hiện trong vùng quản lý của ra đa được thực hiện một cách song song, đồng thời và độc lập với việc hình thành $GDHS_{th,\Sigma}$ dạng kim.

– Việc hình thành $GDHS_{th,\Sigma}$ dạng kim theo (1.21 a) và (1.21 b) đạt tốc độ max do giải thuật được tổng hợp với điều kiện $N = M$ nên số lượng các phép nhân trong $DK\&XLTT$ là $4N^2$.



Hình 1.13. Sơ đồ dùng phương pháp xử lý song song hoàn thiện tạo GDHS₂ dạng kim tăng cường khả năng phát hiện, xác định các MTDVN.

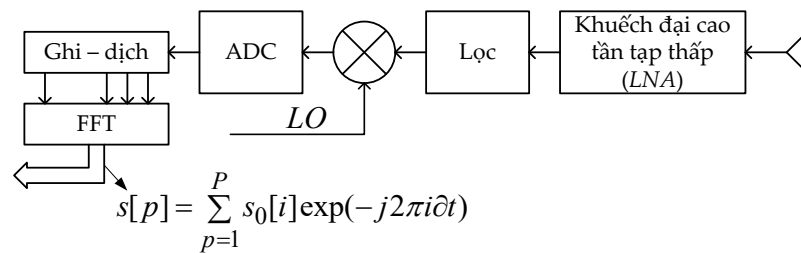
1.4. Vấn đề xử lý không gian-thời gian tín hiệu yếu phản xạ từ các *MTDVN*

Các phương pháp tổng hợp $GDHS_{ph.\Sigma}$, $GDHS_{th.\Sigma}$ đã cho phép sử dụng các phép biến đổi phi tuyến khác nhau nhằm tăng tính định hướng của các *GDHS*. Tuy nhiên, những phép biến đổi như vậy thường rất nhạy cảm với tạp và nhiễu. Điều này dẫn tới nhu cầu phải tăng tỷ số *SNR* ở đầu ra của các *MDTPS* ngay trên mặt mở. Theo [11, 15] giải quyết vấn đề này chỉ có thể thực hiện được trên cơ sở tích lũy không gian - thời gian tín hiệu. Khi đó biểu thức (1.21a) và (1.21b) có thể được viết lại dưới dạng (1.25a) và (1.25b) để thấy rõ ảnh hưởng của sự không đồng nhất giữa các kênh thu và xử lý tín hiệu từ *MTDVN* dưới tác động của nhiệt độ môi trường, sự lão hóa các linh kiện, v.v. Sự ảnh hưởng này dẫn đến sự sai lệch về biên độ và pha của hệ số $\dot{K}(n, m)$ giữa các kênh.

$$\dot{F}_{r,s} = U(t) \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \dot{W}_{n,m} \dot{S}(n, m) \dot{K}(n, m) \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{M} \right) ms \right] \right\} \times \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) nr \right] \quad (1.25a)$$

$$\dot{F}_{s,r} = \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \dot{W}_{n,m} \dot{S}(n, m) \dot{K}(n, m) \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) nr \right] \right\} \times \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{M} \right) ms \right] \quad (1.25b)$$

1.4.1. Tăng *SNR* trên cơ sở xử lý thời gian của tín hiệu đối với *AMPS*



Hình 1.14. Sơ đồ cấu trúc đường thu của *MDTPS*.

Đối với hệ thống *AMPS* được tích hợp bởi các *MDTPS*, tín hiệu ở đầu ra từng đường thu được biến đổi thành dữ liệu số. Khi đó, cấu trúc đường thu bao gồm: khuếch đại cao tần tạp thấp, lọc, chuyển phổ, biến đổi tương tự – số và thanh ghi đệm (*GhD*) (dùng để tích lũy các mẫu tín hiệu số và đưa tới sơ đồ hình thành

$GDHS_{th,\Sigma}$.) Từng phần tử của mẫu tín hiệu sẽ tương ứng với giá trị biên độ tín hiệu tại thời điểm đầu vào tương ứng (hình 1.14).

Khác với kỹ thuật xử lý tương tự, điểm đặc biệt của xử lý số không chỉ là ở chỗ nó cho phép tạo khả năng thực hiện phân chia tín hiệu ra thành nhiều thành phần mà không có sự mất mát, tổn hao về công suất mà còn tạo khả năng tích lũy theo thời gian dữ liệu số tại từng đường thu trong khoảng thời gian tương ứng với khoảng thời gian thiết lập các mẫu tín hiệu (hình 1.14). Điều này được thực hiện nhờ vào GhD có chức năng “ghi dịch” cho phép tổng “mẫu trượt (sliding sample)” của tín hiệu số với các thành phần của chính mẫu đó được tổng hợp (lấy tổng) với những lượng dịch pha xác định. Chẳng hạn, với tín hiệu dạng điều hoà, thì một mẫu có tích lũy có thể viết được dưới dạng là tổng các thành phần của mẫu đầu vào có tính tới các thừa số pha được ước lượng bởi độ trễ pha. Ta có:

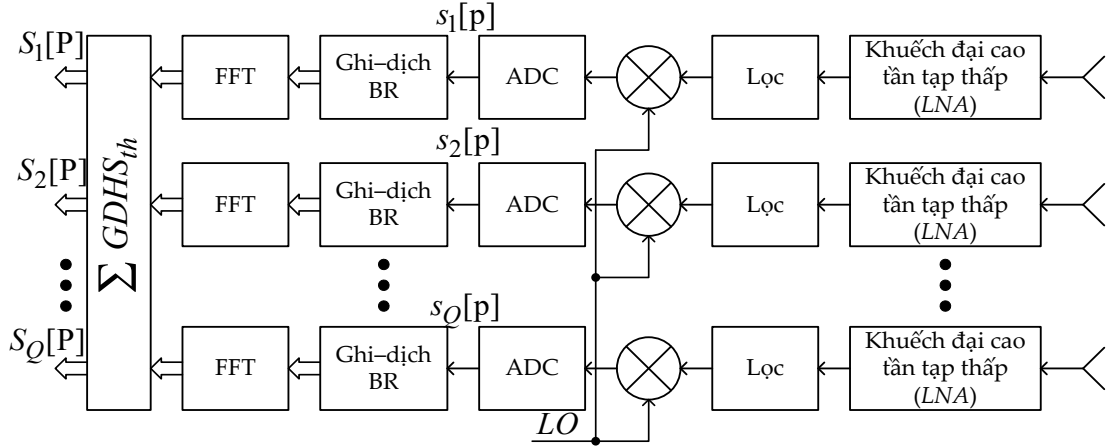
$$s[p] = \sum_{p=1}^P s_0[p] \exp(-2\pi p \delta t) \quad (1.26)$$

Với tín hiệu có lượng hữu hạn các thành phần phổ, việc tích lũy có thể thực hiện khác nhau đối với từng thành phần. Như vậy, dữ liệu số tích lũy ở đầu ra đường thu có dạng là nhóm các mẫu cho từng thành phần hài của tín hiệu:

$$S[q] = (1/\delta t) \sum_{p=1}^P s_0[p] \exp(-2\pi p q) \quad (1.27)$$

Và hoàn toàn tương ứng với dạng của phép biến đổi DFT .

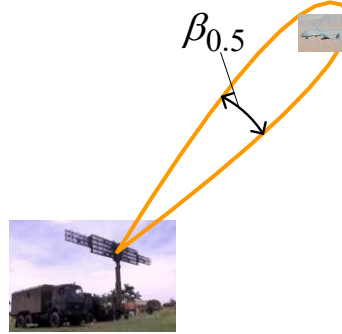
Cách tiếp cận này cho phép thực hiện tích lũy tương can tín hiệu đảm bảo SNR tăng lên được P lần như đã trình bày tại sơ đồ hình 1.15



Hình 1.15. Sơ đồ cấu trúc mặt mở của AMPS hình thành $GDHS_{th}$ sử dụng FFT.

1.4.2. Tăng SNR trên cơ sở tích lũy không gian

Để diễn giải khả năng tích lũy không gian tín hiệu phản xạ đối với *AMPS*, có thể mô tả bắt đầu từ mô hình đầu đo ra đa một vị trí với hệ thống anten truyền thống thực hiện chức năng cảnh giới, phát hiện các *MTDVN*. Khi đó, như đã phân tích ở mục 1.1, độ lớn *DTPXHD* $\bar{\sigma}_{m,t} \sim (0.02 \div 1.5)[m^2]$ thuộc lớp các mục tiêu “điểm” [5-8]. Các *MTDVN* nằm trọn vẹn trong một búp sóng có độ rộng $\beta_{0.5}$ trong mặt phẳng cảnh giới, phát hiện (hình 1.16).



Hình 1.16. Minh họa hình học việc xử lý không gian tín hiệu phản xạ.

Thời gian chiếu xạ để các tín hiệu thăm dò quét qua mục tiêu là:

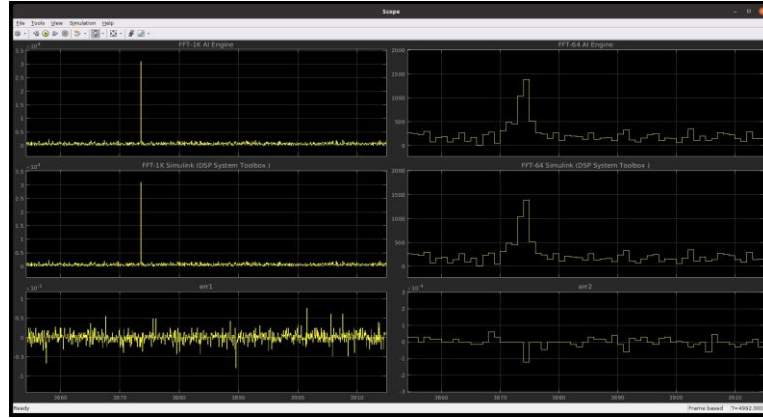
$$t_{ch.xa} = \beta_{0.5}/V_{(\beta)} \quad (1.28)$$

Số lượng tín hiệu để hình thành chùm tín hiệu phản xạ (còn được gọi là số xung trong chùm) cũng là số lượng tín hiệu phản xạ được tích lũy:

$$M_{t.luy} = t_{ch.xa}/T_l \quad (1.29)$$

Trong đó, T_l là chu kỳ lặp lại của ra đa.

Với ra đa truyền thống, việc quét không gian bằng phương pháp cơ-điện, thì $M_{t.luy} \leq 80$ [1, 2]. Còn $M_{t.luy}$ của *AMPS* có thể tăng lên từ hàng trăm đến hàng nghìn lần. Và đây chính là điểm mạnh của việc tích lũy không gian của *AMPS*.



Hình 1.17. Kết quả mô phỏng và biên dịch trên Vitis Model Composer.

Giả sử rằng tín hiệu đầu vào là tín hiệu dịch tần doppler phản xạ từ *MTDVN* (biên độ tín hiệu gần bằng tín hiệu tạp âm). Kết quả xử lý tích lũy tín hiệu bằng các thuật toán *FFT* 1024 điểm và 64 điểm (hình 1.17). Trong đó *FFT-1K AI Engine* là kết quả tích lũy tương can sử dụng các bộ *AI Engine*, *FFT-1K Simulink* là kết quả tính tích lũy tín hiệu tương can sử dụng thư viện tính *FFT* của *MatLab*. *ERR1* là kết quả so sánh sự sai lệch tính toán giữa hai phương pháp. Tương tự như vậy *FFT-64 AI Engine*, *FFT-64 Simulink*, *ERR2* lần lượt là kết quả tích lũy 64 điểm bằng các bộ *AI Engine*, *MATLAB* và sai lệch tính toán của hai phương pháp. Với dữ liệu đầu vào xử lý là 16 kênh số phức dấu phẩy động sử dụng các bộ *AI Engine* cho kết quả tốt và đặc biệt sai lệch tính toán so với các phép tính toán học là rất nhỏ. Số điểm tích lũy cho ra SNR_{Σ} sau tích lũy càng cao xấp xỉ 20 dB. Kết quả nghiên cứu được báo cáo tại *Hội nghị khoa học Vật lý 2024* do trường *VNU* tổ chức.

1.5. Xây dựng nội dung nghiên cứu nâng cao chất lượng phát hiện *MTDVN*

Trên cơ sở xem xét những đặc điểm của *MTDVN*, các nội dung cơ bản của chương 1 đã tập trung xem xét có phân tích tổng quát các điểm mạnh của hệ thống *AMPS* trong việc đối phó các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m.t} \geq 4[\text{cm}^2]$ phù hợp với chức năng nhiệm vụ của lực lượng ra đa trong Quân chủng Phòng không – Không quân.

Các kết quả trên cho thấy rằng, mô hình *AMPS* được tích hợp bởi các *MDTPS* cho phép hình thành $GDHS_{ph,\Sigma}$ và $GDHS_{th,\Sigma}$ để xác định chính xác tọa độ của tất cả các loại mục tiêu trên không khi đã bị phát hiện. Đạt được điều này là do hệ *AMPS* có khả năng thực hiện phương pháp đơn xung kỹ thuật số chất lượng cao.

Như vậy, so với mục tiêu nghiên cứu, việc phát hiện các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m,t} \sim \geq 10^{-4}[\text{m}^2]$ là nội dung chính cần được giải quyết tại các chương tiếp theo của luận án. Cụ thể là, nghiên cứu để đảm bảo $SNR_{\Sigma}|_{\bar{\sigma}_{m,t} \sim \geq 4[\text{cm}^2]} > 1$ tại đầu vào bộ phát hiện và duy trì tỷ lệ này trong toàn bộ thời gian vận hành hệ thống.

1.6. Kết luận chương 1

Trên cơ sở phân tích đặc điểm của *MTDVN*, chương 1 tập trung xem xét tổng quát các điểm mạnh của *AMPS*, nhằm để khai thác trong việc phát hiện các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m,t} \sim \geq 4[\text{cm}^2]$. Nền tảng lý thuyết của các phương pháp được trình bày trong chương không là mới. Tuy nhiên, việc triển khai tổng hợp các giải pháp kỹ thuật để giải bài toán phát hiện, xác định tọa độ các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m,t} \sim \geq 4[\text{cm}^2]$ theo mục tiêu, yêu cầu được trình bày tại phần Mở đầu có thể xem là mới.

Các kết quả nghiên cứu của chương 1 gồm:

1. Trên cơ sở nghiên cứu lý thuyết, đã ứng dụng phép biến đổi FFT trong hình thành $GDHS_{ph,\Sigma}$ và $GDHS_{th,\Sigma}$ của *AMPS* đáp ứng yêu cầu xử lý không gian – thời gian tín hiệu. Đặc biệt trong chương, đã phát triển sơ đồ dùng xử lý song song tạo $GDHS_{th,\Sigma}$ dạng kim để tăng cường khả năng phát hiện, theo dõi các *MTDVN*; đã tổng hợp mới cấu trúc mặt mở anten với các *MDTPS* để thực hiện xử lý tích lũy thời gian đảm bảo yêu cầu phát hiện các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m,t} \sim \geq 4[\text{cm}^2]$.

2. Đã mô tả giải pháp cụ thể tăng cường tích lũy không gian dựa trên việc tăng số lần tích lũy để tăng $SNR_{\Sigma}|_{ra} \gg 1$ đảm bảo khả năng phát hiện *MTDVN*.

3. Đã ứng dụng giải pháp ra đa đơn xung kỹ thuật số dùng cho *AMPS* nhằm nâng cao chất lượng đo tọa độ các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m,t} \sim \geq 4[\text{cm}^2]$.

4. Đã xây dựng các nội dung cần thực hiện cho các chương tiếp theo, trong đó việc cải thiện *MDTPS* và bài toán hiệu chuẩn là những nội dung quan trọng đảm bảo $SNR_{\Sigma}|_{ra} \gg 1$ để nâng cao chất lượng phát hiện các *MTDVN*.

CHƯƠNG 2. CẢI TIẾN MÔ ĐUN THU PHÁT SỐ NÂNG CAO KHẢ NĂNG PHÁT HIỆN VÀ XÁC ĐỊNH TỌA ĐỘ CÁC MỤC TIÊU DẤU VẾT NHỎ

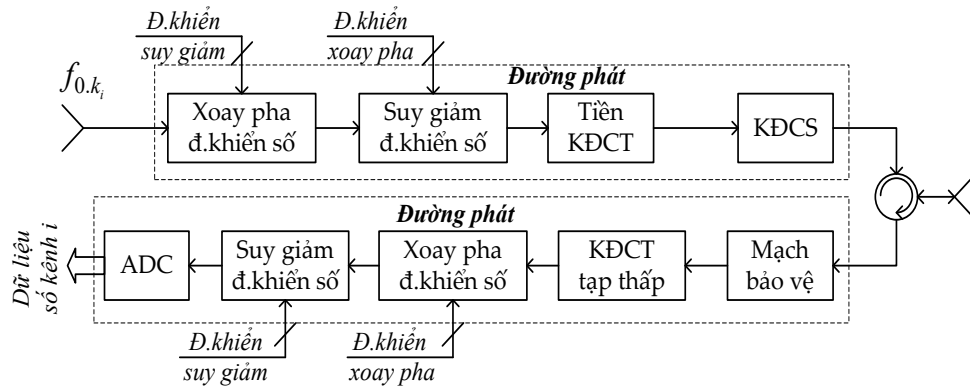
Một trong những điểm khác biệt quan trọng của *AMP* hiện đại so với truyền thống là tín hiệu thăm dò được tổng hợp trực tiếp tại từng phần tử *MDTPS*. Tín hiệu đưa từ *DK&XLTT* tới các *MDTPS* là các dữ liệu số, nhằm giảm thiểu tối đa các lỗi biên độ và pha so với phương án truyền tín hiệu cao tần đối với các mô hình *AMP* truyền thống. Do vậy, *MDTPS* là một trong những đối tượng nghiên cứu chính của chương 2. Trên cơ sở tóm tắt những vấn đề lý thuyết cơ bản về mô hình *MDTPS*, trong chương 2 sẽ trình bày các kết quả nghiên cứu hoàn thiện cấu trúc *MDTPS* nhằm đảm bảo yêu cầu $SNR_{\Sigma}|_{\bar{\sigma}_{m,t} \sim 4[\text{cm}^2]} > 1$ để phát hiện tất cả các mục tiêu (gồm cả *MTDVN*). Đặc biệt trong đó là vấn đề cải tiến mô hình *MDTPS*; hoàn thiện cấu trúc đường phát, đường thu và các kết quả mô phỏng nhằm chứng minh tính đúng đắn của những kết luận lý thuyết.

2.1. Bài toán tổng hợp mô hình *MDTPS*

2.1.1. Cơ sở lập luận về cấu trúc của *MDTPS*

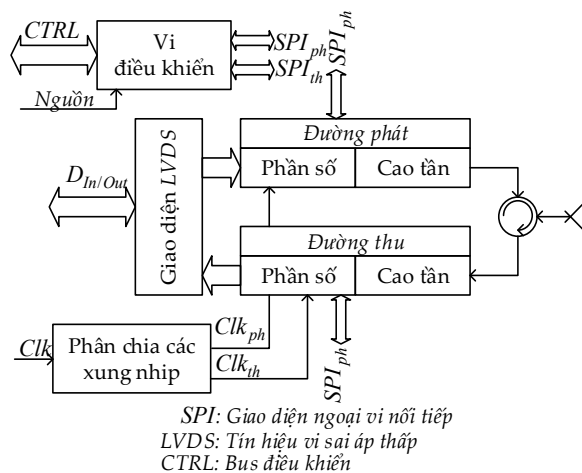
Như đã trình bày tại chương 1, những yêu cầu cao trong hình thành $GDHS_{ph}$ và $GDHS_{th}$ của *AMPS* tất yếu dẫn tới phải tổng hợp tối ưu mô hình cấu trúc cho *MDTPS*. Trong đó, việc đáp ứng các tham số kỹ thuật, mà đặc biệt có liên quan tới trọng lượng, kích thước, mức năng lượng tiêu hao đóng vai trò quan trọng quyết định tới những đặc trưng chủ yếu của mô đun như: dải tần công tác, khả năng khuếch đại tuyến tính và mức công suất tín hiệu thăm dò đầu ra, cấu trúc đường thu trong bài toán ứng phó với *MTDVN* v.v. Dễ thấy, tất cả các giải pháp kỹ thuật đưa ra ở phần kết luận chương 1, chỉ có thể thực hiện được trên cơ sở cải tiến, hoàn thiện cấu trúc *MDTPS* ứng dụng nguyên lý cấu hình mềm, khi đó việc thay đổi chức năng, chế độ và tham số bất kỳ sẽ được thực hiện bởi công cụ phần mềm.

Với lập luận đã nêu và trên cơ sở của mô hình *MDTP* truyền thống (hình 2.1) đã được công bố rộng rãi, có thể đề xuất mô hình tổng quát *MDTPS* có dạng trên hình 2.2 [11].



Hình 2.1. Sơ đồ cấu trúc mô hình MDTP truyền thống.

MDTPS gồm có hai đường thu, phát độc lập với nhau. Tại từng đường có hai phần: phần kỹ thuật số và phần tương tự. Phần tử vi điều khiển (VĐK) được tích hợp trực tiếp trong mô đun thực hiện chức năng tiếp nhận các lệnh điều khiển từ *DK&XLTT* và triển khai điều hành hoạt động của mọi phần tử trong mô đun. Ứng với mỗi giá trị tần số cần thiết cho tín hiệu thăm dò, khoang RAM tĩnh là *SRAM*, *VXL* sẽ điều khiển bộ tổng hợp lưới tần số *Frequency Grid Synthesizer* (*FGS*), để có được giá trị tần số tương ứng. Đối với đường thu, việc điều khiển tập trung chủ yếu vào các phần tử có liên quan tới đảm bảo mức $SNR_Z > 1$ tại đầu vào bộ phát hiện. Điểm khác biệt quan trọng giữa hai sơ đồ 2.1 và 2.2: trong sơ đồ truyền thống, tín hiệu thăm dò được truyền từ một nguồn. Còn ở sơ đồ đề xuất, tín hiệu được tổng hợp tại *MDTPS* để giảm thiểu các lỗi không mong muốn trong quá trình truyền.



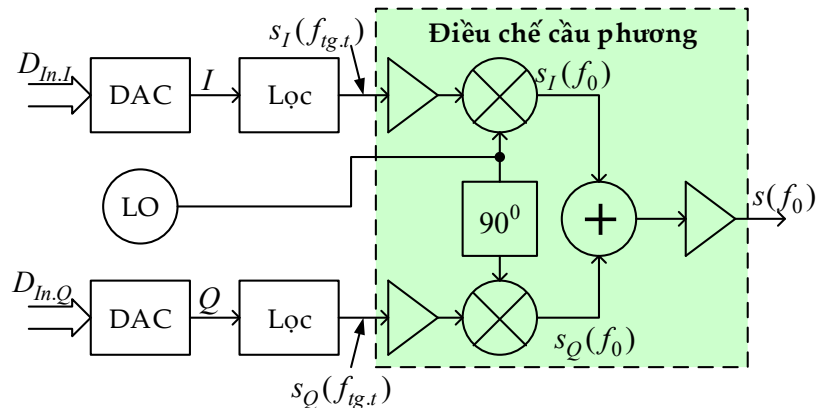
Hình 2.2. Sơ đồ cấu trúc MDTP đề xuất.

2.1.2. Cải tiến cấu trúc hai đường phát, thu trong MDTPS

Việc ứng dụng nguyên lý “cấu hình mềm” để tổng hợp các MDTPS đạt hiệu quả cao khi sử dụng phương pháp điều chế và giải điều chế cầu phương trong hình thành tín hiệu truyền phát, thu và xử lý các tín hiệu thu được [16]. Theo cách tiếp cận như vậy, dưới đây sẽ trình bày kết quả tổng hợp mới sơ đồ cấu trúc đường phát và đường thu cho MDTPS ứng dụng cho AMPS.

2.1.2.1. Tổng hợp cấu trúc đường phát

Trong phần tương tự của đường phát, điều chế cầu phương *Quadratic Modulator (QM)* là phần tử quan trọng quyết định việc điều khiển phân bố biên độ pha của AMPS khi ở chế độ phát tín hiệu. Về định nghĩa, QM là phần tử được thiết kế dạng cân bằng với pha và biên độ tín hiệu cao tần ở đầu ra phụ thuộc vào tỷ lệ biên độ của hai kênh cầu phương *I* và *Q* tại đầu vào. Các tín hiệu điều chế cao tần được đưa tới hai mạch trộn đồng pha *I* và cầu phương *Q*. Đầu vào thứ hai của chúng là tín hiệu dao động cục bộ với tần số ngoại sai $f_{ng.sai}$ lệch pha nhau 90° . Hai tín hiệu đầu ra của hai bộ trộn sẽ được đưa tới khuếch đại vi sai để hợp nhất thành tín hiệu cao tần đầu ra của QM. Hai tín hiệu ở đầu vào *I* và *Q* là dãy các xung do bộ biến đổi DAC tạo ra từ những dữ liệu chứa các thông tin về cấu trúc tín hiệu cao tần cần tạo. Để giảm tác động của tạp phổ rộng của DAC, cần thiết phải có mạch lọc có tần số cắt tương ứng với giá trị cực đại của hai tín hiệu *I* và *Q*.



Hình 2.3. Sơ đồ cấu trúc tổng quát của QM

Do đó, có thể thiết lập sơ đồ cấu trúc tổng quát của QM như trên hình 2.3. Và biểu thức tín hiệu đầu ra của QM có dạng:

$$s(t) = I(t) \times \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) + Q(t) \times \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (2.1)$$

Trong đó: f_0 , φ_0 , $I(t)$ và $Q(t)$ tương ứng là tần số mang, pha đầu và hai tín hiệu đồng pha và cầu phương.

Với giả thiết, $I(t) = Q(t)$ được chuẩn hóa bằng $1(t)$, thì (2.1) có thể viết cho tín hiệu đường phát của $MDTPS$ thứ nr trong $AMPS$ như sau:

$$\dot{s}_{nr}(t) = 1(t) \times \exp(2\pi f_0 t + \varphi_{0.nr}) \quad (2.2)$$

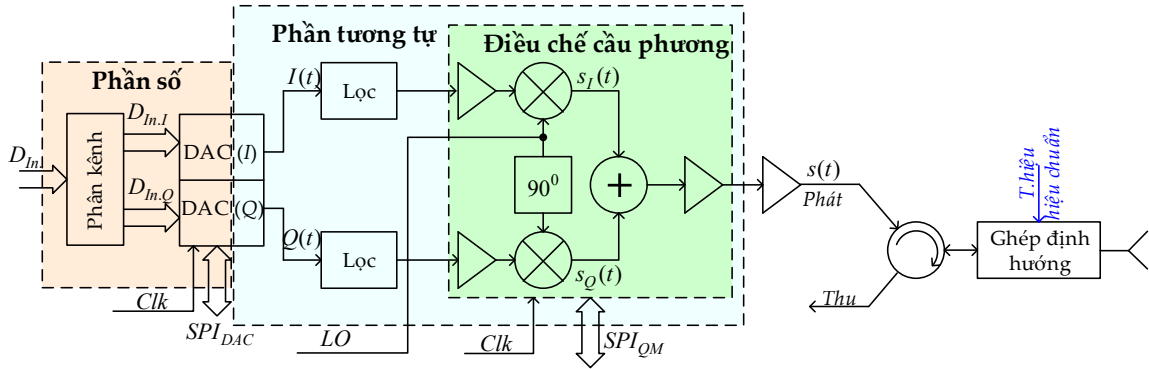
Biểu thức (2.2) cho thấy việc thay đổi tham số tọa độ góc của búp sóng phát là sự thay đổi các dữ liệu của thừa số nhân đã được ghi trong ROM của $MDTPS$ và dữ liệu điều khiển được trích suất từ $DK\&XLTT$. QM được chế tạo thành các phần tử vi mạch (IC) và được cung cấp rộng rãi ra thị trường bởi các hãng như Analog Device, Hittite Microwave Corporation và Texas Instruments [51].

Tại phần số của đường phát, bộ biến đổi DAC là phần tử quan trọng hàng đầu với chức năng biến đổi các dữ liệu số thành dãy tín xung đa mức hai cực tính với chu kỳ lặp tương ứng với yêu cầu về tốc độ thay đổi $GDHS_{ph}$. Trong $AMPS$, mức nhảy bậc thấp nhất (mức rời rạc) của pha và biên độ hoàn toàn không phụ thuộc vào cấu trúc của QM mà vào phương thức hình thành dãy xung đa mức hai cực tính I và Q . Cụ thể là phụ thuộc vào số bit của DAC . Theo [44, 47], số bit yêu cầu của DAC có thể ước lượng theo biểu thức:

$$N_{DAC} = [\log_2(360^\circ/\partial\varphi)] + [\log_2(1/\partial a)] \quad (2.3)$$

Trong đó: $\partial\varphi$ và ∂a tương ứng là bước rời rạc theo pha (tính theo độ) và biên độ (tính theo điện áp $[V]$). Hiện nay, các linh kiện DAC thế hệ mới với tần số rời rạc khoảng 400 $[MHz]$ và có 16 $[bit]$, thì ngoài bit dấu, ta có thể thực hiện với $\partial\varphi \sim 0.352^\circ$ và $\partial a \sim 0.471 [dB]$.

Ta có sơ đồ cấu trúc đường phát của $MDTPS$ có dạng như hình 2.4.



Hình 2.4. Sơ đồ cấu trúc đường phát trong MDTPS đề xuất.

2.1.2.2. Tổng hợp cấu trúc đường thu

Những yêu cầu căn bản về tham số của đường thu của MDTPS là hệ số tạp nhỏ, độ nhạy cao và dải động lớn. Riêng việc đảm bảo dải động lớn thì giải pháp kỹ thuật tốt nhất là cấu trúc đường thu theo hướng không thực hiện chuyển phổ tần số tín hiệu. Tuy nhiên, phương pháp này cũng có một số điểm hạn chế có liên quan tới đảm bảo khả năng phát hiện các MTDVN nên phương án không chuyển phổ không được đề cập trong nghiên cứu của luận án. Thêm vào đó, việc không chuyển phổ tần số dẫn tới yêu cầu lựa chọn phần tử biến đổi tương tự số (ADC) để sao cho tần số rời rạc hóa tín hiệu ($f_{disc.}$) ít nhất phải lớn hơn hoặc bằng tần số thay đổi trạng thái của mảng; băng thông hiệu dụng phải lớn hơn hoặc bằng tần số tín hiệu đầu vào. Do vậy, phương án khả thi nhất là phương án sử dụng giải điều chế cầu phương có chuyển phổ tín hiệu xuống tần số trung tần ($f_{trg.tan}$)

Với cách tiếp cận như vậy, đề xuất tổng hợp sơ đồ cấu trúc đường thu có dạng như trên hình 2.5. Việc tổng hợp sơ đồ cấu trúc đường thu của MDTPS đã nêu cho thấy rằng, việc sử dụng phần tử linh kiện giải điều chế cầu phương DQM với hai đầu ra vi sai đã cho phép giảm được các phần tử trộn nếu như thiết kế sơ đồ bằng các phần tử trộn độc lập. Hơn nữa, với các linh kiện DQM được chế tạo theo công nghệ mới có hệ số tạp nhỏ, cho phép đảm bảo mở rộng dải động thêm khoảng $3 \div 5$ [dB] so với phương án dùng các mạch trộn độc lập và giảm kích thước mạch in đường thu trong quá trình thiết kế công nghệ.

chóng, mà là mức công suất của tín hiệu đầu ra với yêu cầu về đảm bảo khả năng triệt hài, khuếch đại tuyến tính để không gây ra các lỗi bổ sung về pha và biên độ. Mục tiếp theo sẽ trình bày kết quả của việc tổng hợp bộ khuếch đại công suất theo cách tiếp cận này với minh họa ở băng tần X.

2.2. Nghiên cứu tổng hợp bộ khuếch đại công suất của đường phát trong MDTPS

Như đã biết, bộ khuếch đại công suất tần số siêu cao (Ultra High Frequency Power Amplifier, *UHF PA*) là thành phần không thể thiếu trong đường phát của MDTP. Các kết quả nghiên cứu đã công bố chứng minh được rằng, sau khi nhiều phần tử của đường phát trong MDTPS đã được tổng hợp bởi chip IC chuẩn công nghệ, thì UHF (hay còn được ký hiệu là RF) PA đóng vai trò quan trọng đảm bảo khả năng khuếch đại tuyến tính giảm thiểu lỗi pha và biên độ tín hiệu khi truyền qua chúng [5, 13, 50]. Dưới đây trình bày kết quả nghiên cứu thiết kế bộ PA băng tần X

Việc thiết kế bộ *UHF PA* dựa trên sự kết hợp hợp lý giữa tính toán, thực nghiệm với chất được đánh giá thông qua các tham số như: dải tần làm việc, mức công suất ra, hệ số khuếch đại, hiệu suất công suất bổ sung Power Added Efficiency (*PAE*) và méo phi tuyến Nonlinear Distortion (*ND*). Quá trình tổng hợp bộ *UHF PA* theo cách tiếp cận như vậy được trình bày dưới đây.

1. Các dữ liệu đầu vào

Giả thiết các dữ liệu tham số đầu vào cho thiết kế được trình bày tại bảng 2.1.

Bảng 2.1: Bảng các tham số đầu vào

STT	Tham số	Đơn vị đo	Giá trị
1	Dải tần công tác	[GHz]	8.9 ÷ 9.8
2	Công suất ra tại điểm nén 1[dB], P_{1dB}	[dBm] hoặc [W]	36 (~4W)
3	Hệ số khuếch đại	[dB]	11
4	<i>PAE</i>	%	~40

Quy trình thiết kế bao gồm: 1. lựa chọn phần tử khuếch đại; 2. lựa chọn sơ đồ và thiết lập điểm làm việc; 3. ước lượng trở kháng tải/nguồn; 4. thiết kế mạch phối hợp trở kháng; 5. thiết kế mạch phân áp. v.v. Các biểu thức cơ bản cho các tính toán lý thuyết được ghi rõ trong các tài liệu thiết kế. Điểm khác biệt duy nhất trong các

bước này là việc đảm bảo sự phối hợp tối ưu các đặc điểm chính của bộ khuếch đại dựa trên lý thuyết kết hợp với các điều chỉnh thực nghiệm.

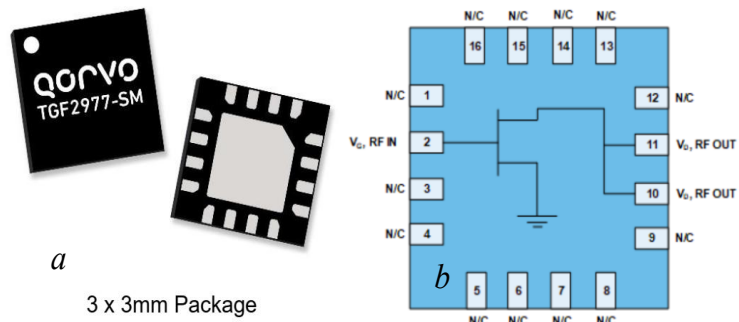
2. Lựa chọn linh kiện

Dựa trên cơ sở các dữ liệu linh kiện bán dẫn của tập đoàn Quorvo, có thể chọn MMIC là bóng bán dẫn TGF2977-SM với công nghệ HEMT với các tham số được trình bày tại bảng 2.2 [10]. Quá trình thiết kế đã sử dụng công cụ mô phỏng mạch cao tần Keysight ADS dùng cho kiểm tra, xác định độ chính xác của mô hình linh kiện [11]. Theo [10, 11], mô hình của TGF2977-SM có tên HMT-QOR-TGF2977-SM-01 là mô hình phi tuyến tín hiệu lớn. Để đảm bảo yêu cầu của đầu bài, nó sẽ phải được làm khớp với các dữ liệu tính toán, đo ma trận tán xạ $[S]$ và dữ liệu kéo tải $[LoadPull]$ đối với tín hiệu lớn trong dải tần số yêu cầu của đầu bài thiết kế.

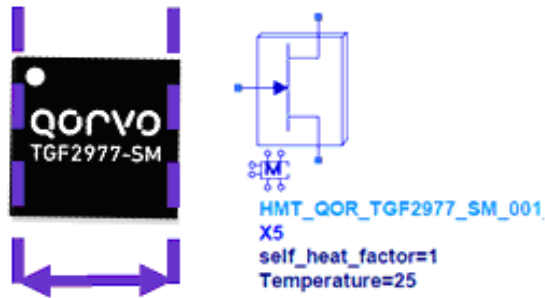
Bảng 2.2. Bộ tham số của TGF2977-SM

STT	Các tham số đầu vào	Đơn vị đo	Giá trị
1	Dải tần	$[GHz]$	$DC \div 12.0$
2	Công suất ra tại điểm nén 3 dB, P_{3dB}	$[W]$	$\sim 5W$
3	Hệ số khuếch đại tuyến tính	$[dB]$	$13 _{f=9.3[GHz]}$
4	PAE tại điểm nén 3dB	%	≥ 50
5	Điện áp làm việc	$[V]$	32

Hình 2.6 và 2.7 trình bày chân dung của TGF2977-SM, các chân chức năng của nó (hình 2.6) và mô hình HMT-QOR-TGF2977-SM-01 trên mặt phẳng tham chiếu, các chân ra của bản thân linh kiện. Việc thiết lập mô hình tín hiệu lớn cho phép ước lượng được chính xác các tham số bộ khuếch đại. Bằng cách sử dụng kéo tải nguồn (Load - Source Pull, LSP) với các điều kiện đầu vào $f_0 = 9[GHz]$, điện áp và dòng của cực máng-nguồn (drain-source) $V_{DS} = 32[V]$, $I_{DS} = 25[mA]$, trở kháng đặc trưng $15[\Omega]$.



Hình 2.6: Mô hình TGF2977-SM.



Hình 2.7: Mô hình QOR-TGF2977 trên mặt phẳng tham chiếu (a) và các chân ra của linh kiện (b).

$$\begin{aligned}
 Z_S &= 27.849 - j42.543 \\
 Z_{S_2} &= 31.385 + j22.690 \\
 Z_{S_3} &= 10.806 + j0.743 \\
 Z_{L_2} &= 15.190 + j11.058 \\
 Z_{L_3} &= 10.421 + j3.194
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Từ đó, có thể xác định trở kháng tối ưu tại f_0 đối với mô hình và đối với phần tử *UHF PA* thực cần thiết kể như thể hiện tại bảng 2.3.

Bảng 2.3, Dữ liệu trở kháng tối ưu của mô hình và phần tử PA thực

Sản phẩm	Trở kháng tối ưu, Ω	Công suất cực đại, <i>dBm</i>	Trở kháng tối ưu cho <i>PAE</i> , Ω	PAE_{max} %
Model	$11.5 - j3.3$	37.8	$9.5 - j2.8$	52.3
Real PA	$12 - j2.3$	36.9	$6.9 - j1.8$	51.4

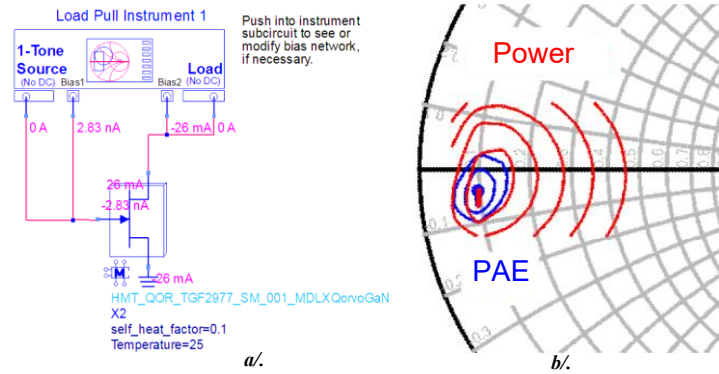
3. Lựa chọn mạch và thiết lập điểm làm việc

Để đơn giản hóa trong thiết kế và thuận lợi trong đo đạc, điều chỉnh, sơ đồ mạch được chọn là sơ đồ bộ khuếch đại đơn sử dụng TGF2977-SM có nguồn chung cấp cho khuếch đại và công suất đầu ra theo tỷ lệ. Thông thường, việc xác định

điểm công tác được thực hiện theo khuyến cáo của hãng. Tuy nhiên ở đây, chế độ hoạt động tối ưu được thực hiện *tự thiết lập có tính tới việc phân tích các kết quả tính toán mô phỏng và các phép đo thử nghiệm trực tiếp*. Theo đó, đã thiết lập $V_{GS} = 4[V]$; chỉnh dòng tới giới hạn $I_{DS} \sim 30[mA]$ với $V_{DS} = 32[V]$; thực hiện chỉnh để $I_{DS} \downarrow 25[mA]$ và thiết lập giới hạn dòng xung $I_{PDS} \sim 500[mA]$.

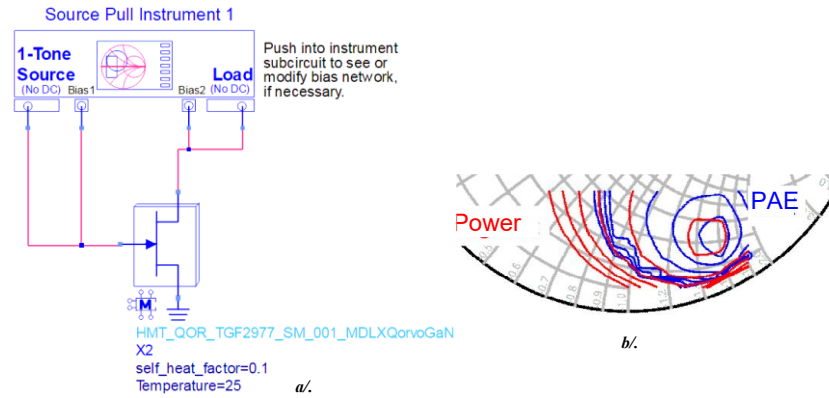
4. Ước lượng trở kháng tải/nguồn

Việc ước lượng, xác định tham số này được thực hiện bằng kỹ thuật kéo Source/Load pull, S/PL . Với trở kháng tải, hình 2.8 a trình bày sơ đồ kỹ thuật kéo tải trong ADS. Và do *UHF PA* được thiết kế với mục tiêu đảm bảo hiệu suất cao, nên cần quan tâm tới các giá trị trở kháng tải tại f_0 và các giá trị hài. Do hiện tượng mất mát công suất thường xuất hiện phần lớn ở hài bậc hai, nên ở đây đã loại bỏ việc xác định trở tải ở những hài lớn hơn bậc hai dựa trên việc thiết lập đường giả ngắn mạch đối với các hài bậc cao. Hình 2.8.b đã chứng minh rằng: trở tải tối ưu đối với công suất ra và cho PAE gần giống nhau tại điểm tương ứng với $Z_{L,f_0} \sim (9.6 - j4.1)[\Omega]$.

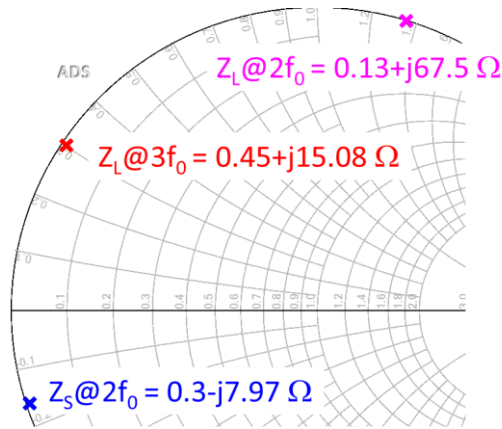


Hình 2.8. Sơ đồ mô phỏng ADS (a); mức công suất đầu ra và PAE trong Smith (b).

Theo [50], trở kháng nguồn được ước lượng để PAE đạt giá trị lớn nhất và chính là liên hợp phức tạp của trở kháng đầu vào đối với *UHF PA*. Tham số này được xác định sao cho tổn thất công suất phản xạ tại đầu vào là nhỏ nhất. Bằng kỹ thuật kéo nguồn source pull (*SP*) trở kháng nguồn được tối ưu hóa (hình 2.9.a) Hình 2.9 b mô tả các đường đồng mức của công suất đầu ra và PAE. Trở kháng nguồn được chọn ở mức công suất tối đa và bằng $Z_{S,f_0} \sim (28 - j96)[\Omega]$.



Hình 2.9. Sơ đồ mô phỏng ADS (a) và mức công suất đầu ra, PAE trong Smith (b).



Hình 2.10. Các kết quả xác định: Z_{S2,f_0} , Z_{L2,f_0} và Z_{L3,f_0} .

Tương tự, bằng kỹ thuật kéo tải-nguồn, LSP , ta xác định giá trị trở kháng đối với các hài cao từ cả phía nguồn và phía tải (hình 2.10). Do nằm trong vùng ranh giới trên đồ thị Smith, nên độ lệch pha giữa giá trị tức thời của dòng điện và điện áp nằm trong giới hạn $\pm 90^\circ$, nên tổn thất về công suất ở sóng hài cao có thể bỏ qua.

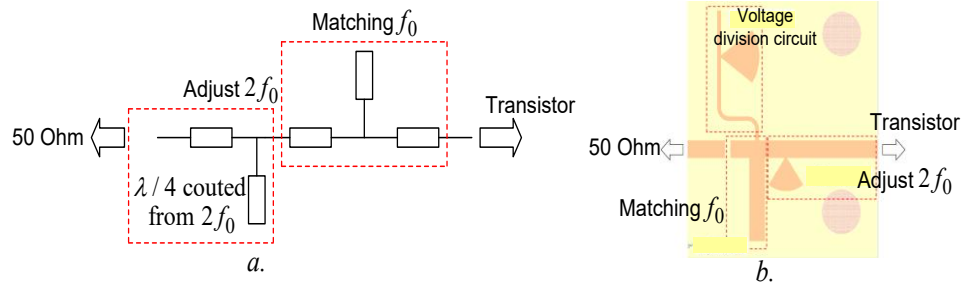
5. Vấn đề phối hợp trở kháng

Mạch phối hợp trở kháng được sử dụng để chuyển đổi trở kháng vào và ra phù hợp với trở kháng nguồn cũng như tải tối ưu nhằm giảm tối đa tổn hao. Tại hình 2.11 có trình bày sơ đồ mạch phối hợp trở kháng đầu vào với nguồn ở cấp độ mạch dài (hình 2.11.a) và cấp độ mạch sắp đặt (hình 2.11.b). Ở cấp độ mạch dài (a), các đường mạch lý tưởng được chuyển đổi thành các đường dẫn dài thiết kế vật liệu mạch in cao tần (ở băng tần X là Rogers RO4003C) có đặt mạch phối hợp trở kháng (b). Việc đánh giá chất lượng phối hợp trở kháng được dựa vào biểu thức có dạng:

$$IL = 10 \lg \left(\frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{21}|^2} \right) \quad (2.5)$$

Trong đó: IL được gọi là hệ số tổn hao chèn.

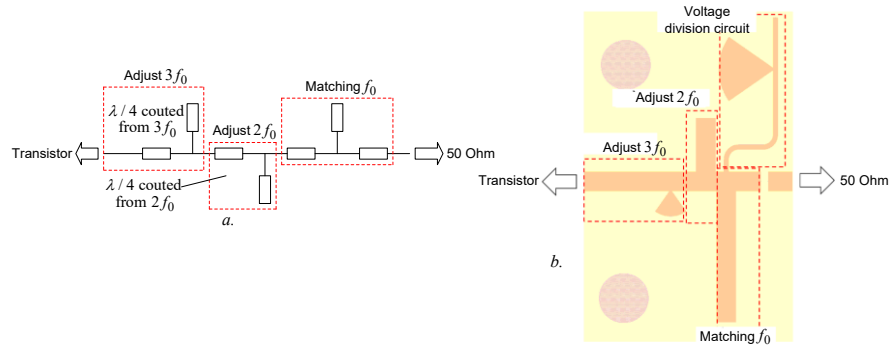
Các kết quả thiết kế thực nghiệm đối với băng tần X, bộ $UHF PA$ được tổng hợp thiết kế có $IL \sim (0.37 \div 0.28) |_{f=(9 \div 11)[GHz]} [dB]$.



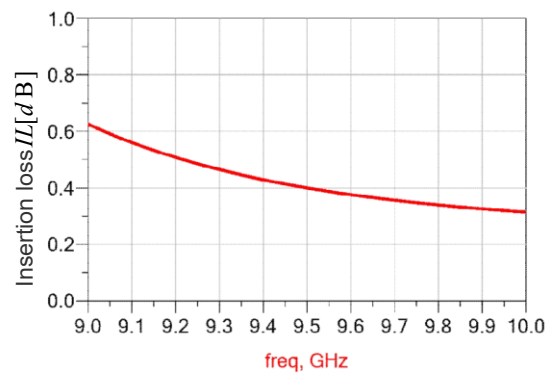
Hình 2.11. Sơ đồ phối hợp trở kháng vào với nguồn ở cấp độ mạch dải (a) và cấp độ sắp đặt (b).

Tại hình 2.12 trình bày sơ đồ mạch phối hợp trở kháng đầu ra ở cấp độ mạch dải (hình 2.12.a) và cấp độ mạch sắp đặt (hình 2.12.b). Việc phối hợp trở kháng đầu ra với tải được tổng hợp hoàn toàn tương tự như việc tổng hợp phối hợp trở kháng đầu vào với nguồn. Với trường hợp cụ thể như giá trị của trở kháng đầu ra có giá trị là $Z_{L,f_0} \sim (9.6 - j4.1)[\Omega]$ và trở tải $50[\Omega]$ tại $f_0 = 9.4[GHz]$ có tính tới việc giảm tối đa tổn hao ở hài bậc 2 và 3. Cách thiết kế ở đây là sử dụng hai đường truyền mạch hở từ phía bán dẫn TGF2977-SM đi ra với độ dài tương ứng bằng $\lambda/4$ tại $2f_0$ và $3f_0$ được ghép nối tiếp với nhau và ghép song song với đường truyền chính (hình 2.12.a). Độ dài đường truyền chính được hiệu chỉnh để tại các điểm ghép có tính thuần trở triệt tiêu hai thành phần sóng hài. Đường truyền mạch hở tiếp theo là mạch phối hợp công suất với trở tải $50[\Omega]$ tại tần số f_0 .

Hình 2.13 là đồ thị biểu diễn hệ số tổn hao chèn IL của mạch phối hợp trở kháng đầu ra của PA với tải phụ thuộc vào tần số và có giá trị khá nhỏ. Ví dụ như tại $f_0 = 9.4 [GHz]$, thì giá trị tổn hao trên vào khoảng $0.42 [dB]$.

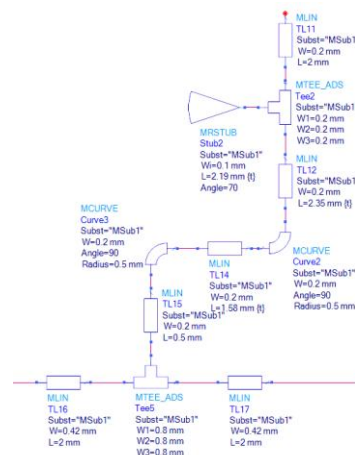


Hình 2.12. Sơ đồ phối hợp trở kháng đầu ra với tải ở cấp độ mạch dải (a) và cấp độ sắp đặt (b).



Hình 2.13. Hệ số IL của mạch phối hợp đầu ra với tải.

6. Vấn đề cấp nguồn



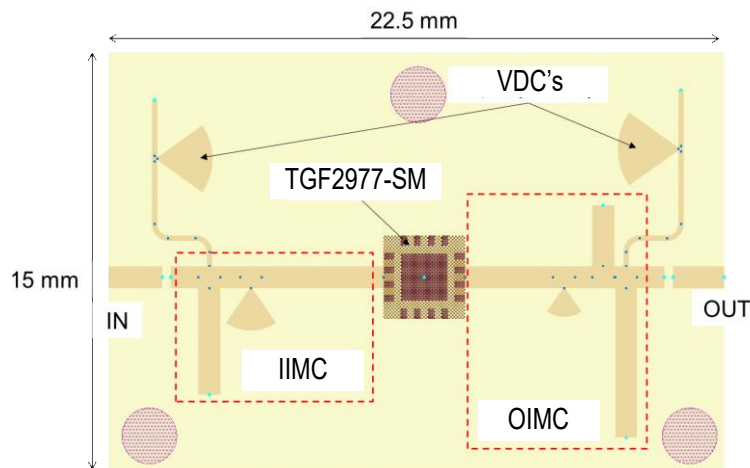
Hình 2.14. Sơ đồ mạch dải cấp nguồn.

Mạch được thiết kế dưới dạng đường truyền mạch hở kiểu nón liên kết với các đoạn có độ dài bằng $\lambda/4$ ở tần số f_0 đóng vai là tụ ngắn mạch (hình 2.14). Việc đo

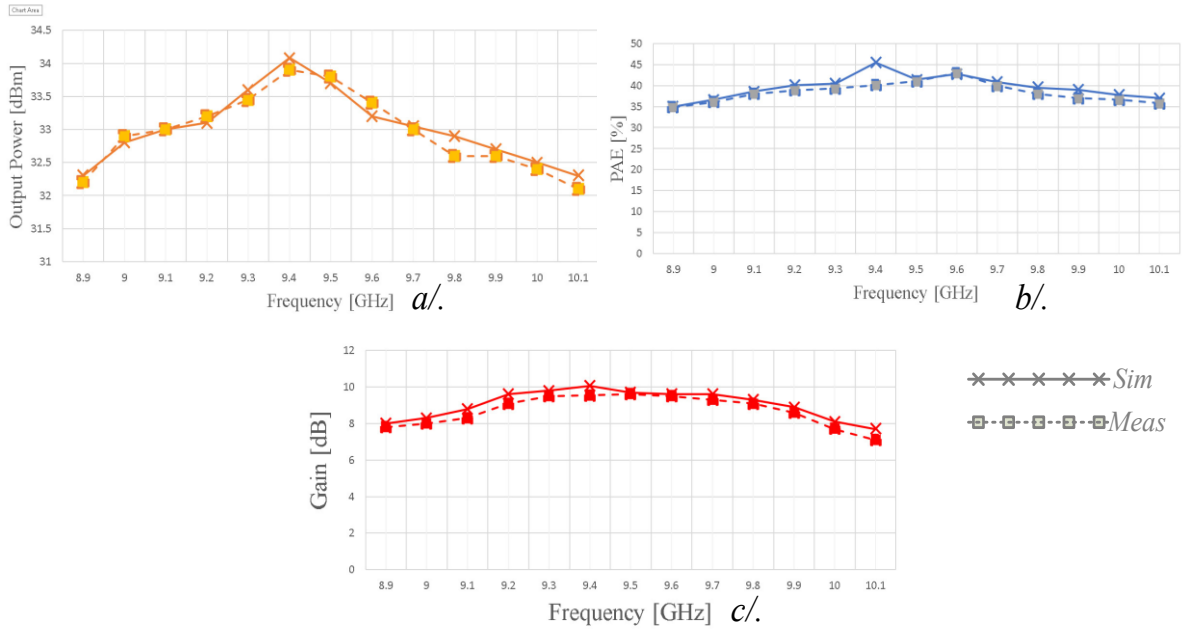
hiệu chuẩn mạch cấp nguồn đối với *UHFPA* được thiết kế cho kết quả $S_{21} = -0.03dB|_{f_0}$ và $S_{11} = -43.7dB|_{f_0}$ là chấp nhận được.

7. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

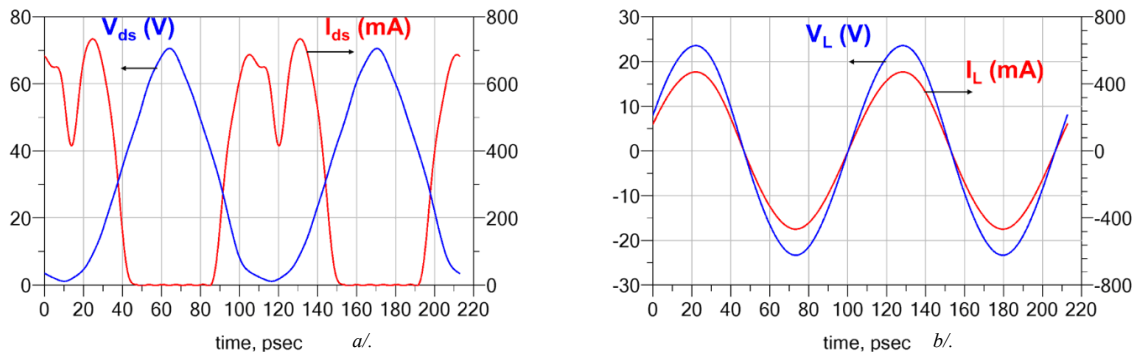
Hình 2.15 trình bày kết quả thiết kế *UHF PA* ở cấp độ sắp đặt. Hình 2.16 trình bày các kết quả mô phỏng và đo thử nghiệm các giá trị: $P_{Out}|_{f=(8.9\div9.8)[GHz]}$; $PAE|_{f=(8.9\div9.8)[GHz]}$ (%) và $G_P|_{f=(8.9\div9.8)[GHz]}$. Theo đó, ta có thể đánh giá khả năng ổn định mức công suất đầu ra, hiệu suất của công suất bổ sung PAE và hệ số khuếch đại của *UHF PA* đã thiết kế so với yêu cầu của đầu bài đặt ra. Hình 2.17 trình bày kết quả dạng sóng của áp và dòng trên cực máng của phần vi mạch khuếch đại (a) và trên tải ra của *UHF PA* (b). Trong đó, dòng và áp trên vi mạch bị méo do sự hiện diện của các thành phần sóng hài. Dòng bị cắt thành dạng xung ở chế độ AB với góc từ thông lớn hơn 90° . Còn đối với dòng và áp trên tải có dạng sin cận hoàn toàn do sóng hài bị loại bỏ bằng phương pháp nén sóng hài thể hiện khi thiết kế, hiệu chuẩn mạch ghép trở kháng (hình 2.17.b).



Hình 2.15. Sơ đồ cấp độ sắp đặt của *UHF PA* băng X được thiết kế.



Hình 2.16. Các kết quả mô phỏng và đo thực nghiệm công suất ra $P_{out}|_f$ (a), $PAE|_f$ (b) và hệ số khuếch đại công suất $G_P|_f$ của UHF PA băng X được thiết kế.



Hình 2.17. Dạng sóng của dòng (đỏ) và áp (xanh) trên vi mạch khuếch đại (a) và trên tải của UHF PA băng X được thiết kế (b).

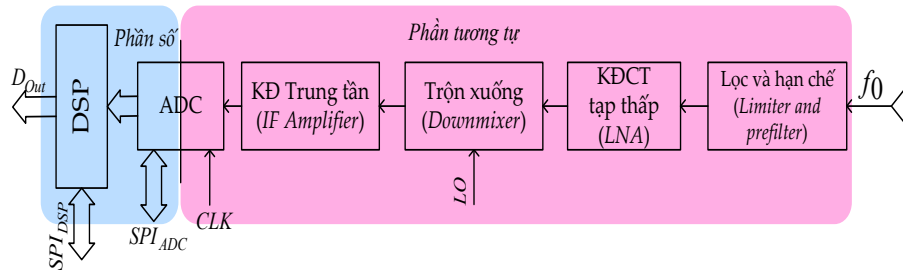
Như vậy, có thể kết luận rằng, so với yêu cầu của đầu bài đã nêu tại bảng 2.1, thì UHF PA băng X được thiết kế có các tham số cơ bản đã đáp ứng. Phương pháp luận thiết kế ở trên phù hợp ở hầu hết các băng tần ra đa đảm bảo khuếch đại tuyến tính tín hiệu, giảm thiểu lỗi về pha và biên độ của chúng. Các kết quả nghiên cứu đã được công bố tại Tạp chí của các trường đại học Nga. Điện tử vô tuyến, 2022, tập 25, số 5, trang 56–66 (*Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 56–66*).

2.3. Cải tiến cấu trúc đường thu trong *MDTPS* của *AMPS* đảm bảo khả năng phát hiện các mục tiêu dấu vết nhỏ

Ra đa đa chức năng sử dụng *AMPS* được tích hợp bởi các *MDTPS* kết nối với chân tử anten có thể phân ra thành nhiều “phần tử ra đa” hoạt động đồng bộ cả về thời gian lẫn không gian. Do vậy, để đảm bảo và nâng cao chất lượng phát hiện mục tiêu theo yêu cầu được đưa ra ở mục 1.5 ($\bar{\sigma}_{m.t} \sim \geq 4[\text{cm}^2]$), cần phải xác định rõ những điểm đặc biệt của đường thu trong chúng, để hoàn thiện, tổng hợp mới cấu trúc. Đồng thời cũng phải được minh chứng bằng phương tiện và công cụ thích hợp. Dưới đây trình bày kết quả nghiên cứu vấn đề này.

2.3.1. Một số đặc điểm của đường thu trong *MDTPS*

Trong các hệ thống ra đa truyền thống, tuyến thu dùng kỹ thuật số được gọi là máy thu số [1, 3]. Còn đối với các hệ thống ra đa sử dụng *AMPS* hiện đại được tích hợp bởi các *MDTPS* bố trí trên mặt mở thì tuyến thu gọi là *đường thu số* và gồm có hai thành phần: phần kỹ thuật tương tự (*analog part*) và phần kỹ thuật số (*digital part*) được liên kết nối tiếp với nhau [2, 6]. Trong đó, phần tương tự được tổng hợp theo mô hình của máy thu siêu ngoại sai như hình 2.18.



Hình 2.18. Sơ đồ cấu trúc của máy thu kỹ thuật số điển hình với phần tương tự được tổng hợp theo mô hình thu siêu ngoại sai.

1. Đặc điểm quan trọng thứ nhất: *Mức tín hiệu có ích phân xạ từ các MTDVN luôn nhỏ hơn mức nội tạp của đường thu trong MDTPS ở tất cả các băng tần làm việc cơ bản của ra đa.*

Như đã trình bày tại 2.1, *MDTPS* được tổng hợp trên cơ sở sử dụng giải điều chế cầu phương, *QDM*, sử dụng hai kênh gồm kênh đồng pha (*I*) và kênh cầu

phương (Q) (hình 2.5). Việc chỉ ra đặc điểm này được dựa trên phân tích có so sánh giữa máy thu số của đầu đo ra đa truyền thống với đường thu trong *MDTPS*.

Giả thiết rằng, ra đa truyền thống và ra đa sử dụng *AMPS* cùng có diện tích mặt mở anten S_{ant} , như nhau. Mức công suất tổng cộng phát vào không gian của cả hai hệ thống đều cùng là P_{ph} , với tín hiệu có độ rộng t_{tin} nhằm phát hiện mục tiêu với $\bar{\sigma}_{m.t.}$ ở cự ly R_{max} và đảm bảo khả năng phân biệt theo cự ly $\delta_{r_{min}}$.

Mức tín hiệu phản xạ từ mục tiêu tới đầu vào máy thu theo biểu thức [2, 4]:

$$P_{thu} = \frac{P_{ph.} \times G_{ant.} \times \bar{\sigma}_{m.t.} \times S_{h.dung}}{(4\pi)^2 \times R_{max}^4} \quad (2.6)$$

Trong đó: $G_{ant.} = (4\pi/\lambda^2) \times S_{h.dung}$ là hệ số khuếch đại anten, $S_{h.dung} = \vartheta \times S_{ant.}$ là diện tích hiệu dụng của anten và $\vartheta < 1$ là hệ số sử dụng mặt mở của anten.

Điều kiện để quan sát và phát hiện được mục tiêu trong không gian tự do sẽ là:

$$P_{thu} \geq P_{thu.min} \sim P_{noi.tap.} \quad (2.7)$$

Trong đó: $P_{thu.min}$, $P_{noi.tap.}$ tương ứng là mức công suất tối thiểu của tín hiệu phản xạ tại đầu vào máy thu (đầu vào phản tương tự) và mức công suất nội tạp của máy thu.

Do máy thu số hay đường thu số trong *MDTPS* đều có cùng chung một cấu trúc như trên hình 2.18, nên mức nội tạp, $P_{noi.tap.}$, có thể ước lượng dựa trên tư duy phối hợp giữa dải thông của *LNA* và của khuếch đại trung tần *IFA* với phổ biên độ của tín hiệu. Dải thông tín hiệu có thể ước lượng theo khả năng phân biệt $\delta_{r_{min}}$, nên $P_{noi.tap.}$ được xác định theo biểu thức:

$$P_{noi.tap.} = kT_0 \times \Delta f_{phan.tg.tu} \quad (2.8)$$

Trong đó: $k = 1.38.10^{-23}, [J/K]$ và $T_0 = 300[K^0]$ tương ứng là hằng số Boltzman và nhiệt độ tuyệt đối của tạp; $\Delta f_{phan.tg.tu}$ dải thông của *LNA* và của *IFA* được lấy đúng bằng giải thông máy thu và được xác định theo biểu thức:

$$\Delta f_{phan.tg.tu} = c/(2\delta_{r_{min}}) \quad (2.9)$$

Nếu lấy khả năng phân biệt của đầu đo $2\delta_{r_{\min}}$ nằm trong dải từ $30[m]$ đến $200[m]$, thì theo (2.4) và (2.5) mức nội tạp nằm trong khoảng từ $10^{-15}[W]$ đến $10^{-14}[W]$. Với các mô hình ra đa truyền thống, việc quan sát và phát hiện các *MTDVN* có $\bar{\sigma}_{m.t} \sim (0.02 \div 1.5)[m^2]$ đã đặt ra một thách thức rất lớn. Trong đó, việc tính toán, lựa chọn, cân đối và phối hợp giữa các tham số $P_{ph.}$ và $S_{ant.}$ là một trong nhiều vấn đề nan giải về kỹ thuật và công nghệ để thỏa mãn hai biểu thức (2.6) và (2.7) trong ứng phó với lớp các *MTDVN*.

Với đầu đo ra đa sử dụng hệ thống *AMPS* được tích hợp bởi các *MDTPS*, việc tính toán, ước lượng mức công suất tín hiệu phản xạ về tại đầu vào đường thu của từng mô đun, $P_{thu.MD}$, có thể thực hiện theo hai cách sau:

Cách thứ nhất, thực hiện theo biểu thức (2.6). Trong đó, các tham số $G_{ant.}$ và $S_{h.dung}$ được tương ứng thay bằng hệ số khuếch đại của chấn tử anten $G_{ant.MD}$ gắn trực tiếp với đầu vào/ra của *MDTPS* và diện tích hiệu dụng của chấn tử anten $S_{h.dung.MD}$. Thông thường, các chấn tử anten của *MDTPS* có dạng là các chấn tử nửa bước sóng, phần tử anten loa hoặc anten mạch dải có hệ số khuếch đại $G_{ant.MD} \sim 3$, $S_{h.dung.MD} \sim (3\lambda^2)/4\pi$.

Cách thứ hai, dựa trên giả thiết sóng phản xạ từ mục tiêu tới mặt mở của *AMPS* là sóng phẳng. Do đó, mức công suất của tín hiệu sẽ được chia đều tới đầu vào của từng *MDTPS*. Số lượng các mô đun, N_{MD} , được xác định dựa trên tham số $S_{ant.}$ và khoảng cách tối thiểu, $d_x = d_y \approx 0.6\lambda$, giữa hai mô đun liền kề (*hình 1.6 mục 1.2*). Ví dụ, ở băng tần L (khoảng 1 GHz) với hệ anten có diện tích mặt mở $S_{ant.} = 4 \times 6[m^2]$, thì số lượng các mô đun, N_{MD} vào khoảng 741.

Từ đây, chúng ta có thể ước lượng một cách định tính các tham số mức công suất nội tạp, $P_{noi.tap.}$; mức công suất tín hiệu phản xạ về tại đầu vào máy thu số của đầu đo truyền thống, P_{thu} và mức công suất tín hiệu phản xạ về tại đầu vào đường thu của một *MDTPS* ở các băng tần ra đa điển hình với điều kiện $\bar{\sigma}_{m.t.}$ nằm trong

dải từ $0.01[m^2]$ tới $0.05[m^2]$. Kết quả ước lượng được trình bày tại bảng 2.4 như sau:

Bảng 2.4: Kết quả ước lượng định tính các tham số $P_{noi.tap.}$, $P_{thu.}$ và $P_{thu.MD}$

Tham số	Băng VHF	Băng L	Băng X
$P_{noi.tap.} [W]$	$\sim(6..9) \times 10^{-15}$	$\sim 10^{-15}$	$\sim(1..4) \times 10^{-19}$
$P_{thu.} [W]$	$\sim 10^{-15}$	$\sim(8..9) \times 10^{-16}$	$\sim(1..3) \times 10^{-15}$
$P_{thu.MD} [W]$	$\sim 10^{-19}$	$\sim 10^{-20}$	$\sim 10^{-21}$

Có thể thấy rằng ở hầu hết các băng tần, độ lớn của tín hiệu phản xạ về tới đầu vào đường thu của MDTPS nhỏ hơn rất nhiều lần so với mức nội tạp ở tất cả các băng tần làm việc của ra đa.

2. Đặc điểm quan trọng thứ hai: Mức tỷ số tín/tạp SNR tại đầu vào đường thu của MDTPS nhỏ hơn 1 rất nhiều lần.

Tại đầu vào đường thu của MDTPS, mức tín công suất hiệu phản xạ so với mức công suất của nội tạp sẽ nằm trong dải $\sim(10^{-8} \dots 10^{-4})$.

$$SNR_{vao.dg.thu}|_p = SNR_{vao.tg.tu}|_p = \frac{P_{thu.MD}}{P_{noi.tap.}} \ll 1 \quad (2.10)$$

Trong đó, $SNR_{(*)}|_p$ được hiểu là mức tỷ số tín/tạp tính theo công suất.

Với trở kháng đầu vào của phần tử khuếch đại cao tần tạp thấp LNA, trong đường thu là $Z_{in}[\Omega]$, thì giá trị trung bình bình phương điện áp nội tạp và biên độ của tín hiệu phản xạ được tính theo biểu thức:

$$\sigma_{noi.tap.MD} = \sqrt{2P_{noi.tap.} \times Z_{in}}; U_{thu.MD} = \sqrt{2P_{thu.MD} \times Z_{in}} \quad (2.11)$$

Dễ dàng xác định được $SNR_{vao.tg.tu}|_U$ là mức tỷ số tín trên nội tạp tại đầu vào phản tương tự của đường thu:

$$SNR_{vao.tg.tu}|_U = \frac{U_{thu.MD}}{\sigma_{noi.tap.MD}} \sim (10^{-4} \dots 10^{-3}) \ll 1 \quad (2.12)$$

Trong đó, $SNR_{(*)}|_U$ được hiểu là mức tỷ số tín/tạp theo điện áp.

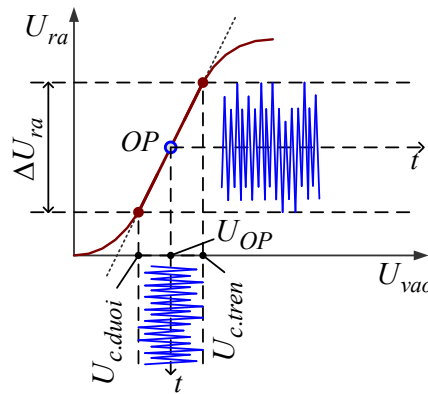
Đặc điểm này của đường thu trong MDTPS là *điểm xuất phát quan trọng* làm cơ sở nghiên cứu giải quyết nội dung tổng hợp hoàn thiện cấu trúc đường thu. Phần

tử này thực chất là bộ lọc tín hiệu có ích trong hỗn hợp tín hiệu và tạp cộng tính. Do vậy, tổng hợp và hoàn thiện cấu trúc đường thu cũng cần xuất phát từ mô hình lọc và bắt đầu từ một trong những đặc trưng quan trọng của máy thu là dải động.

2.3.2. Điều chỉnh khái niệm dải động đường thu trong MDTPS

2.3.2.1. Điều chỉnh khái niệm dải động phân tương tự

Theo [1, 5], khái niệm dải động được sử dụng rộng rãi cho các thiết bị thu và khuếch đại là dải các mức tín hiệu mà trong đó những đặc trưng hoạt động được giữ nguyên không đổi. Với máy thu, dải động được xác định theo tỷ số giữa giá trị cực đại và cực tiểu $P_{thu.min}$ của tín hiệu thu tại đầu vào để sao cho tín hiệu tại đầu ra không bị méo dạng (hình 2.19). Khi đó, máy thu khuếch đại tuyến tính tín hiệu đầu vào. Giá trị $P_{thu.min}$ là giá trị khi mà $\frac{P_{thu.max}}{P_{thu.min}} = 1$. Nói cách khác, $P_{thu.min}$ được xác định tương ứng với giá trị nội tạp $P_{noi.tap}$ của máy thu. Giá trị $P_{thu.max}$ bị giới hạn bởi điểm trên đặc tuyến biên độ, mà từ đó khuếch đại trở nên phi tuyến [13, 47]. Cách tiếp cận như vậy phù hợp với đa số các trường hợp trên thực tế khi mà SNR_{vao} ít nhất phải lớn hơn hoặc bằng 1.



Hình 2.19. Minh họa hình học việc xác định dải động.

Đường thu số trong MDTPS gồm có hai phần: phần tương tự và phần số. Trong đó, **phần tương tự** được xem là phần đầu vào có $SNR_{vao.tg.tu}|_U \ll 1$ (theo biểu thức (2.12)). Nghĩa là mức tín hiệu phản xạ về nhỏ hơn rất nhiều so với nội tạp. Để đảm bảo tín hiệu yếu khi đi qua phần tương tự không bị mất mát và méo dạng, dải động cho phần tương tự được điều chỉnh là dải nằm trong giới hạn cận dưới $U_{c.duoi}$

và cận trên $U_{c.tren}$ khi các giá trị điện áp nội tap được tính chuyển đổi tới đầu vào tương ứng với vùng tuyến tính trên đặc trưng biên độ.

Do cả tap và tín hiệu đều có dạng đối xứng nhau qua điểm công tác, OP , tương ứng với điểm giữa của đoạn tuyến tính trên đặc tuyến, nên có thể chọn $U_{c.duoi}$ và $U_{c.tren}$ để sao cho xác suất các bước nội tap vượt quá chúng phải bằng 0. Khi đó, do tính cộng tính tín hiệu + nội tap ở đầu vào, nên nếu bước tap vượt ngưỡng sẽ dẫn tới làm mất phần năng lượng rất nhỏ của tín hiệu có ích. Các giá trị của xác suất $P|_{\sigma_{noi.tap.MD} > U_{c.tren}}$ và $P|_{\sigma_{noi.tap.MD} < U_{c.duoi}}$ được xác định theo bảng phân bố chuẩn có giá trị rất nhỏ ($10^{-8} \dots 10^{-7}$), nên có thể bỏ qua [5]. Cho nên, có thể thực hiện ước lượng như sau:

$$U_{c.tren} - U_{OP} \sim (5 \dots 6) \times \sigma_{noi.tap.MD} \quad (2.13)$$

$$U_{c.duoi} - U_{OP} \sim - (5 \dots 6) \times \sigma_{noi.tap.MD}$$

Với việc điều chỉnh khái niệm về dải động như vậy, phần tương tự của đường thu số còn có thể gọi là *phần tuyến tính*. Và phần tương tự cần được thiết kế sao cho dải động của nó phải **phối hợp** (*matched*) với dải băng giáng của nội tap và được xác định theo biểu thức:

$$D_{ph.tg.tu} = 20 \lg (U_{c.tren}/U_{c.duoi}) \quad (2.14)$$

2.3.2.2. Điều chỉnh khái niệm dải động phần kỹ thuật số của đường thu

Phần kỹ thuật số của đường thu số với phần tử biến đổi tương tự – số ADC là phần tử quan trọng nhất. Cách tiếp cận truyền thống khi đưa ra yêu cầu đối với ADC có liên quan tới việc giới hạn số bit ADC và dẫn tới hạn chế biên độ tín hiệu tương tự tại đầu vào (là đầu ra của phần tương tự). Tuy nhiên do tín hiệu đầu vào quá nhỏ so với nội tap ở phần tuyến tính, nên yêu cầu nói trên chưa hẳn đã quá quan trọng đối với ADC ở phần kỹ thuật số. Mặt khác, do dải động phần tương tự được xác định là dải băng giáng toàn phần của nội tap, mà trên đó có “công theo” lượng tín hiệu rất nhỏ. Do vậy, các đặc trưng của ADC , trong trường hợp như vậy, sẽ phải **phối hợp** với các tham số tín hiệu ở đầu ra phần tương tự như dải điện áp toàn thang

đánh định đầu vào ΔU_{ADC} và bước lượng tử h_{ADC} (có độ lớn là giá trị bit thấp) phải phù hợp với dải đầu ra của phần tương tự $\Delta U_{ra.tg.tu}$

$$\Delta U_{ADC} \geq \Delta U_{ra.tg.tu}; h_{ADC} = (\Delta U_{ADC})/2^p \quad (2.15)$$

Trong đó, p là số bit của ADC .

Khi đó, dải động của phần kỹ thuật số khi phối hợp với phần tương tự là dải động của ADC và được xác định theo biểu thức:

$$D_{ph.so} = D_{ADC} \geq \frac{\Delta U_{ADC}}{h_{ADC}} = 2^p \quad (2.16)$$

Về nguyên tắc, bước lượng tử, h_{ADC} đóng vai trò là tham số đánh giá độ nhạy cho ADC nên độ lớn của nó phải ít nhất bé hơn một bậc (~ 10 lần) so với biên độ đầu vào. Ví dụ: ở băng tần L , thì theo bảng 2.4 và biểu thức (2.16), có thể tính được $U_{thu.MD} \sim 10^{-9} [V]$. Và giả sử hệ số khuếch đại phần tương tự $K_U \sim 10^3$, thì $h_{ADC} = (K_U \times U_{thu.MD})/10 \approx 10^{-7} [V]$. Cũng theo bảng 2.4 và biểu thức (2.16), có thể ước lượng được mức độ thăng giáng toàn phần của điện áp tạp ở đầu ra phần tương tự:

$$\sigma_{ra.tg.tu} = \Delta U_{ra.tg.tu} = 10 \times K_U \times \sigma_{noi.tap.MD} \approx 3.16 \times 10^{-3} [V] \quad (2.17)$$

Việc tính toán để dải điện áp toàn thang đánh định đầu vào ΔU_{ADC} của ADC phải lớn hơn $\sigma_{ra.tg.tu} = \Delta U_{ra.tg.tu}$ chính là thực hiện phối hợp phần số với phần tương tự của đường thu số trong $MDTPS$. Với ví dụ ra đã làm việc ở băng L , nếu đặt $\Delta U_{ADC} = 3.3 [V] > 3.16 [V]$ như đã tính toán ở 2.3.12, ta có phương trình lựa chọn số bit dạng:

$$\Delta U_{ADC} = h_{ADC} \times 2^p = 3.3 \times 10^{-3} [V] \quad (2.18)$$

Nếu chọn $p = 15$, thì $\Delta U_{ADC} = 3.276 \times 10^{-3} [V]$ và nhỏ hơn so với $3.3 \times 10^{-3} [V]$. Nếu chọn $p = 16$ thì $\Delta U_{ADC} = 6.553 \times 10^{-3} [V]$ lớn hơn nhiều so với yêu cầu. Tuy nhiên, để phối hợp thực sự chắc chắn và có tính tới những yêu cầu hoàn thiện thì việc chọn $p = 16$ là phù hợp.

Dựa vào các phân tích ở trên, có thể đưa ra các nhận xét quan trọng như sau:

+ *Thứ nhất*, bằng một số tính toán mang tính định tính, luận án đã chỉ ra sự khác biệt cơ bản trong quá trình xử lý tín hiệu giữa đường thu số của $MDTPS$ với máy thu số trong các đầu đo truyền thông sử dụng mô hình lọc tối ưu.

+ *Thứ hai*, việc ứng dụng cách tiếp cận của mô hình lọc phối hợp *Matching Filter Model (MFM)* nhằm thực hiện khớp đầu vào với phản tương tự và khớp phần số với đầu ra phản tương tự đảm bảo không bị mất thông tin về tín hiệu yếu phản xạ từ các *MTDVN*.

+ *Thứ ba*, điều chỉnh dải động trên cơ sở điều chỉnh từ mô hình lọc tối ưu sang mô hình lọc khớp chủ yếu là để đảm bảo tín hiệu tín hiệu yếu khi truyền qua đường thu không phát sinh lỗi về tham số pha và biên độ. Còn giá trị $SNR_{ra.MDTPS}$ có thể được xem là tương đương với $SNR_{vao.MDTPS}$. Như vậy, để đảm bảo yêu cầu $SNR_{\Sigma}|_{\bar{\sigma}_{m,t} \sim \geq 3[cm^2]} > 1$ tại đầu vào bộ phát hiện, *tín hiệu phản xạ yếu phải được tích lũy*. Đây chính là lợi điểm quan trọng cần được tính tới của hệ *AMPS*.

Tuy nhiên, do đường thu cần đồng thời đối phó tất cả các lớp mục tiêu, nên cấu trúc đường thu cần được hoàn thiện tương ứng. Phương án giải quyết sẽ được trình bày trong mục tiếp theo.

2.3.3. Cải tiến cấu trúc đường thu trong *MDTPS* trên cơ sở kiểm soát thích nghi dải động

Quá trình phân tích cấu trúc đường thu cho thấy khâu khuếch đại trung tần, *KDTrT*, đóng vai trò quan trọng trong đảm bảo hệ số khuếch đại K_U cho toàn tuyến. Do vậy, cải thiện cấu trúc đường thu trong mục này sẽ tập trung chủ yếu vào phản tương tự. Mô hình đề xuất của luận án là mô hình ứng dụng cơ chế phản hồi với dữ liệu đầu vào của phản hồi là dữ liệu đầu ra của *ADC* được xử lý để trở thành tín hiệu điều khiển hoạt động của phản tương tự với bản chất là điều khiển thích nghi điểm công tác của phần tử tiền *KĐTrT* được thiết kế bổ sung tại đường thu. Mô hình được đề xuất như trên hình 2.20. Theo đó, sau khi đi qua trộn, hỗn hợp tín hiệu và nhiễu ở $f_{trg.tan}$ được đưa tới bộ cộng để kết hợp bổ sung với điện áp ở đầu ra của bộ biến đổi số - tương tự, *DAC* nằm trong bộ tạo điện áp bù (*Offset Voltage*), *OVGU*. Hỗn hợp tín hiệu và nhiễu được khuếch đại và số hóa bởi các phần tử khuếch đại và phần tử *ADC*. Dữ liệu số hóa (ở định dạng mã) được truyền tới bộ vi xử lý và điều khiển, *Microprocessor and Control UnMir (M&CU)* để xác định mẫu

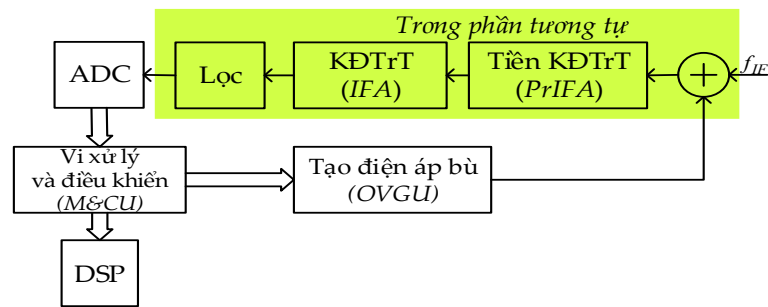
dữ liệu tại đầu ra của phần tương tự. Nếu dữ liệu vẫn nằm trong dải khuếch đại không bão hòa (là dải khuếch đại tuyến tính) của phần tương tự, *M&CU* tạo ra mã thích hợp mà độ lớn của nó tương ứng với giá trị U_{offset} do *DAC* tạo ra. Điện áp bù được hình thành sao cho khi được thêm vào hỗn hợp tín hiệu, thì tín hiệu trung tần tại đầu ra của bộ cộng được khuếch đại bởi phần tử tiền khuếch đại trung tần, *PrIFA*. Phần tử *PrIFA* được tổng hợp theo mô hình khuếch đại có điện áp phân cực U_{bias} được điều khiển thích nghi. Quy trình này được tiếp tục đối với các mẫu dữ liệu tiếp theo. Mã đầu ra từ *ADC* và mã đầu vào của *DAC* cùng được đưa tới bộ xử lý số tín hiệu, *DSP* để tổng hợp và khôi phục dữ liệu. Vấn đề ở đây chính là việc tổng hợp phần tử cộng. Bộ cộng phải được tổng hợp trên cơ sở sử dụng linh kiện khuếch đại thuật toán, *Op. amp*, có tốc độ dốc (slew rate – *SR*) lớn:

$$SR = \max[(\partial U_{ra.opamp.(t)}/\partial t)] \quad (2.19)$$

Trong đó, $U_{ra.opamp.(t)}$ là hàm điện áp đầu ra theo thời gian của *Op. amp*. Ở đây, *SR* của *Op. amp* phải thỏa mãn điều kiện:

$$SR \geq 2\pi f_{trg.tan} U_{peak} \quad (2.20)$$

Trong đó, $f_{trg.tan}$, U_{peak} tương ứng là tần số trung tần và giá trị đỉnh của biên độ tín hiệu đầu ra. Khi linh kiện *Op. amp* làm phần tử cộng, có thể lựa chọn *SR* của *Op. amp* để sao cho với giá trị đỉnh U_{peak} tín hiệu đầu ra không bị méo dạng.



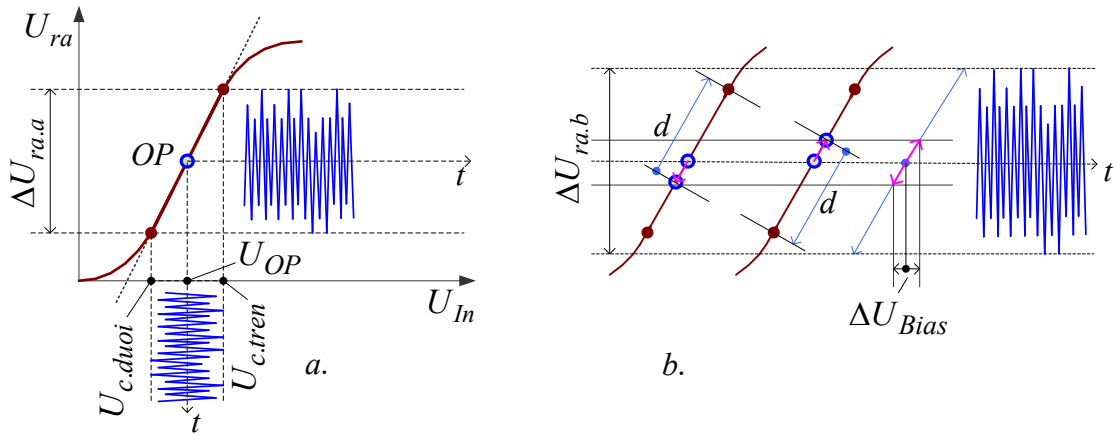
Hình 2.20. Mô hình đề xuất cải thiện cấu trúc đường thu.

Trong sơ đồ đề xuất, việc hình thành tín hiệu điều khiển phải dựa trên việc so sánh giữa giá trị dữ liệu đầu ra thực $\Delta U_{ra.ADC}$ và giá trị đầu ra danh định $\Delta U_{ra.ADC.norm}$ của *ADC* để hình thành các tín hiệu điều khiển. Trong đó, lệnh “0” tương ứng với không bù và hai lệnh bù “ $+U_{offset}$.” và “ $-U_{offset}$.”. Lượng bù sẽ

được xác định theo hệ số K_{ADC} có tốc độ tương ứng với tốc độ lấy mẫu tín hiệu và được xác định theo biểu thức:

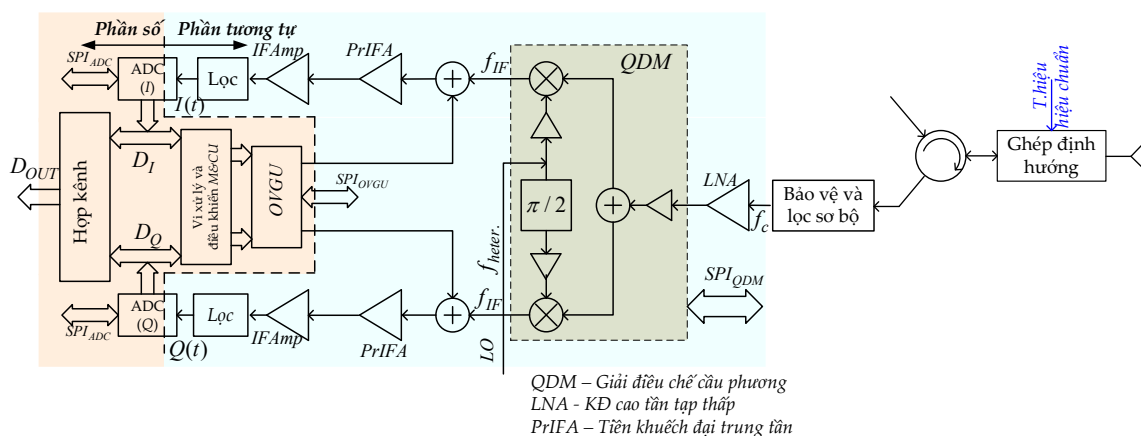
$$K_{ADC} = \Delta U_{ra.ADC} / \Delta U_{ra.ADC.norm} \quad (2.21)$$

Để khớp chắc chắn giữa dải đầu vào của phần số với dải đầu ra phần tương tự theo yêu cầu của mô hình lọc khớp đã được trình bày tại mục 2.3.2, có thể lấy $K_{ADC} \sim (0.6 \div 0.8)$. Với cách tính toán như trên, chu kỳ điều khiển sẽ tương thích với thời gian của mẫu tín hiệu đầu vào. Việc đưa lượng điện áp bù dương U_{offset} vào bộ cộng tương ứng với khoảng thời gian giá trị đầu vào của điện áp là âm và ngược lại.



Hình 2.21. Biểu đồ xác định dải động (a) và giải thích việc điều khiển thích nghi điểm OP dẫn tới điều khiển thích nghi dải động (b): $\Delta U_{ra.b} > \Delta U_{ra.a}$.

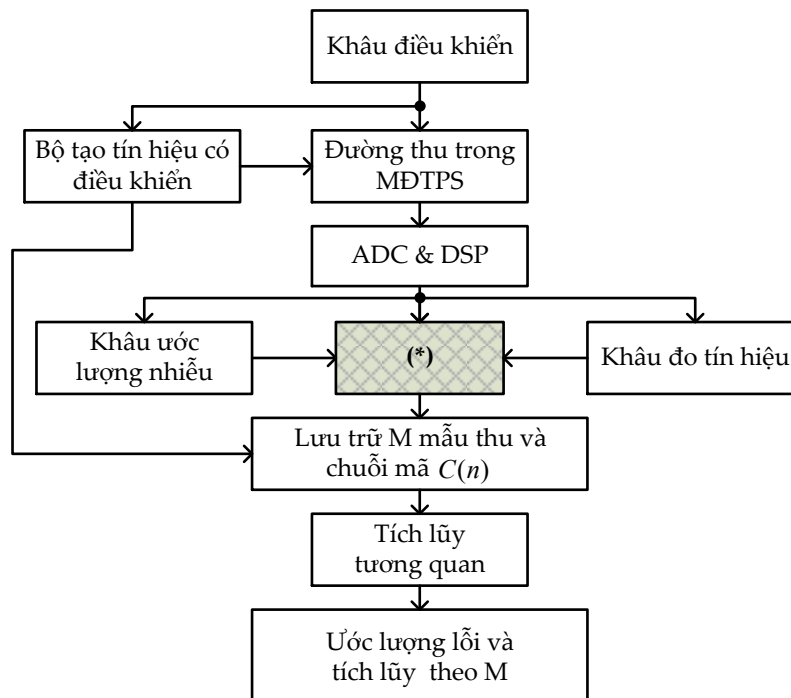
Điều khiển thích nghi U_{offset} ở đầu vào bộ cộng kéo theo điều khiển thích nghi tương ứng điện áp phân cực U_{bias} của *PrIFA*. Nghĩa là điều khiển thích nghi điểm làm việc trong phần tuyến tính của đặc tuyến biên độ của *PrIFA* như được giải thích trên hình 2.21. Nói cách khác, kết quả nghiên cứu trong mục này đã cho phép đường thu ứng phó được các lớp mục tiêu khác nhau. Tại hình 2.22 trình bày sơ đồ cấu trúc đường thu được tổng hợp có điều khiển thích nghi dải động là một trong những kết quả nghiên cứu của đề tài luận án. Việc kiểm chứng tác động tích cực của điều khiển thích nghi dải động góp phần làm tăng $SNR_{\Sigma}|_{\bar{\sigma}_{m,t} \sim \geq 4[cm^2]}$ dựa trên tích lũy tín hiệu được trình bày trình tại mục tiếp theo.



Hình 2.22. Sơ đồ cấu trúc đường thu trong MDTPS với điều khiển thích nghi dải động phản tương tự.

2.4. Kiểm chứng hiệu quả của điều khiển thích nghi dải động

Điều khiển thích nghi dải động dựa trên cấu trúc lại đường thu theo mô hình lọc “khớp hoàn toàn” cho phép giảm được các lỗi tham số biên độ và pha tín hiệu khi đi qua nó. Việc giảm thiểu các lỗi pha và biên độ của tín hiệu phản xạ yếu từ các *MTDVN* giúp tăng hiệu quả tích lũy tín hiệu theo cả không gian và thời gian. Do đó,



Hình 2.23. Quy trình mô phỏng. Ký hiệu (*) biểu diễn việc cộng tín hiệu mục tiêu chính của các mô phỏng được trình bày trong mục này là chứng minh định tính hiệu quả của việc hoàn thiện đề xuất đối với cấu trúc đường thu. Mục tiêu thứ

hai là đánh giá *định tính* tác động của những cải tiến này đối với quá trình tích lũy tín hiệu và sự đóng góp tiếp theo vào bài toán phát hiện. Vì cấu trúc đường thu của *MDTPS* sử dụng giải điều chế cầu phương, với hai kênh I và Q giống nhau về chức năng, nên chỉ cần tiến hành mô phỏng cho đường dẫn tương tự trên một kênh để chứng minh các kết quả lý thuyết. Vì vậy, khi xem xét các khuyến nghị này và những kết quả đã được trình bày trong [66, 67], có thể phát triển một quy trình mô phỏng, như hình 2.23.

Theo đó, dưới sự giám sát của khâu điều khiển, khâu tạo tín hiệu điều khiển (*CSG*) tạo ra tín hiệu hướng đến đầu vào của đường thu số. Tín hiệu có tần số $f_{trg.tan}$ được số hóa và được đưa theo hai nhánh, được sử dụng để đo độ lớn của nhiễu bên trong và tín hiệu được sử dụng để điều chỉnh mức tín hiệu so với nhiễu trong quá trình mô phỏng. Các dữ liệu của tín hiệu thu và tạp tương ứng được số hóa và giải điều chế số, ghi đồng thời vào thanh ghi đệm được chỉ định để xử lý tương quan. Khi bộ đệm tích lũy đủ số lượng mẫu M thì quá trình xử lý tương quan được tiến hành để ước tính lỗi pha và biên độ tín hiệu và tạo điều kiện cho việc đánh giá hiệu quả của việc tích lũy dữ liệu cho cả hai kịch bản khi "không" và "có" điều khiển thích nghi dải động phần tương tự tại đường thu.

Để đơn giản, giả thiết rằng mô hình ra đa sử dụng tín hiệu điều chế mã khóa dịch pha *phase-shift keying (PSK)* N vị trí [68]. Như vậy, tín hiệu trong đường thu có thể được biểu diễn dưới dạng:

$$S_{thu}(n) = S_{CSG}(n) + N(n) \quad (2.22)$$

Trong đó: $S_{CSG}(n), N(n) = N_I(n) + jN_Q(n)$ tương ứng là tín hiệu được tạo từ *CSG* và nội tạp.

Tín hiệu có dạng:

$$S_{CSG} = [U \times \exp(j\varphi)] \times C(n) \quad (2.23)$$

Với U, φ và $C(n) = \pm 1$ tương ứng là biên độ, pha của tín hiệu trong đường thu và chuỗi mã điều chế pha nhị phân. Để tách được tín hiệu, tín hiệu thu, $S_{thu}(n)$, trong (2.22) sẽ được nhân với chuỗi mã $C(n)$ và sẽ có kết quả dưới dạng:

$$\begin{aligned}\tilde{S}_{thu}(n) &= S_{thu}(n) \times C(n) \\ &= U \times \exp(j\varphi) + [S_{I.tap}(n) + jS_{Q.tap}(n)] \times C(n)\end{aligned}\quad (2.24)$$

$$\tilde{S}_{thu}(n) = U \times \exp(j\varphi) + \tilde{S}_{I.(tap+lgr)}(n) + j\tilde{S}_{Q.(tap+lgr)}(n) \quad (2.25)$$

Giả thiết rằng, bỏ qua những tác nhân khác, $\tilde{S}_{thu}(n)$ bao gồm thông tin liên quan tới biên độ và pha của tín hiệu khi đi qua đường thu. Ngoài ra, các thành phần $\tilde{S}_{I.(tap+lgr)}(n)$ và $\tilde{S}_{Q.(tap+lgr)}(n)$ có chứa các lỗi do tác động của nội tạp và do giới hạn dải khuếch đại tuyến tính *linear gain range (lgr)*. Đặt $\sigma_{I.(tap+lgr)}^2$ và $\sigma_{Q.(tap+lgr)}^2$ tương ứng là phương sai của các chuỗi mẫu $\tilde{S}_{I.(tap+lgr)}(n)$ và $\tilde{S}_{Q.(tap+lgr)}(n)$. Như vậy, các lỗi được xác định là ba lần độ lệch chuẩn và có thể viết lại như sau:

$$\tilde{S}_{thu}(n) = U \times \exp(j\varphi) \pm [3\sigma_{I.(tap+lgr)} + j3\sigma_{Q.(tap+lgr)}] \quad (2.26)$$

Theo [68], thì lỗi ngẫu nhiên giảm sau nhiều lần tích lũy. Cụ thể, với M lần tích lũy, lỗi và độ lệch chuẩn giảm $\sqrt{M}$.

Nghĩa là:

$$\begin{aligned}\overline{\tilde{S}_{thu}} &= U \times \exp(j\varphi) \pm \frac{[3\sigma_{I.(tap+lgr)} + j3\sigma_{Q.(tap+lgr)}]}{\sqrt{M}} \\ &= [U \times \cos(\varphi) \pm \frac{3\sigma_{I.(tap+lgr)}}{\sqrt{M}}] + j[U \times \sin(\varphi) \pm \frac{3\sigma_{Q.(tap+lgr)}}{\sqrt{M}}]\end{aligned}\quad (2.27)$$

Giả thiết rằng $\sigma_{I.(tap+lgr)} = \sigma_{Q.(tap+lgr)} = \sigma_{(tap+lgr)}$, thì (2.27) có thể viết lại như sau:

$$\overline{\tilde{S}_{thu}} = U \times \exp(j\varphi) \pm \frac{(3\sigma_{(tap+lgr)}) \times (1 + j)}{\sqrt{M}} \quad (2.28)$$

Bằng cách chuẩn hóa mức công suất tín hiệu từ CSG theo nội tạp ($U^2 \rightarrow \sigma_{tap}^2$) và sau đó thực hiện biến đổi (2.28), ta có:

$$\overline{\tilde{S}_{thu.ch.hoa}} = \exp(j\varphi) \pm \frac{(3\sigma_{(tap+lgr)})}{\sqrt{M}} \times \exp\left(j\frac{\pi}{4}\right) \quad (2.29)$$

Do vậy, biểu thức (2.29) dưới đây sử dụng làm cơ sở để ước lượng sai số khi tín hiệu đi qua phản tương tự của đường thu trong MDTPS theo hai biến là M và $\sigma_{(tap+lgr)}$ với hai trường hợp trước và sau khi tổng hợp lại đường thu theo hướng điều khiển thích dải động.

$$F = \frac{\overline{\tilde{S}_{thu.norm}}}{\exp(j\varphi)} \quad (2.30)$$

$$= 1 \pm \frac{3\sqrt{2}\sigma_{(tap+logr)}(1+j)}{\sqrt{M}} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varphi\right) \pm j \frac{3\sqrt{2}\sigma_{(tap+logr)}(1+j)}{\sqrt{M}} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varphi\right)$$

Sai số biên độ có dạng là:

$$\delta_U = |F|^2 \quad (2.31)$$

$$= 1 + \frac{18 \times \sigma_{(tap+logr)}}{N} \pm \frac{6\sqrt{2}\sigma_{(tap+logr)}\cos\left(\frac{\pi}{4} - \varphi\right)}{\sqrt{M}}$$

Giá trị δ_U đạt max khi $\cos\left(\frac{\pi}{4} - \varphi\right) = 1$ với $\varphi = \frac{\pi}{4}$ và

$$\delta_U[dB] = 20\lg\left(1 + \frac{18 \times \sigma_{(tap+logr)}}{M} + \frac{6\sqrt{2}\sigma_{(tap+logr)}}{\sqrt{M}}\right) \quad (2.32)$$

Tương tự, có thể ước lượng sai số pha đạt max khi $\varphi = 0$ theo biểu thức:

$$\delta_\varphi = |Arg(F)| = Arg\left[1 + j \frac{3\sqrt{2}\sigma_{(tap+logr)}}{\sqrt{M}}\right] \quad (2.33)$$

Hai biểu thức (2.32) và (2.33) là kết quả nghiên cứu ước lượng sai số biên độ và pha của tín hiệu khi đi qua đường thu trước và sau khi tổng hợp hoàn thiện theo đề xuất.

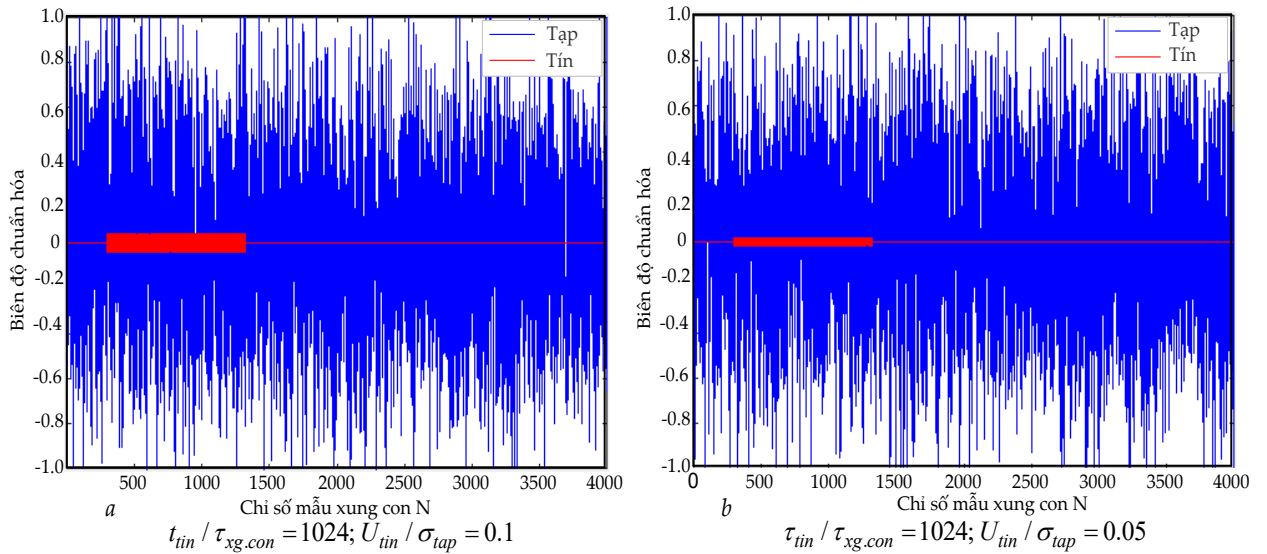
Để minh chứng hiệu quả của giải pháp điều khiển thích nghi dải động đường thu dẫn tới tăng được mức SNR_Σ , dưới đây trình bày một số kết quả mô phỏng. Hình 2.24 trình bày mô phỏng hỗn hợp cộng tính của tín hiệu được điều chế theo mã pha N vị trí PSK với $N = 1024$ và nội tạng với những giá trị khác nhau của tỷ số U_{tin}/σ_{tap} . Với $\frac{U_{thu.MD}}{\sigma_{noi.tap.MD}} \sim 0.1 \Rightarrow SNR_{vao.dg.thu}|_p = SNR_{vao.tg.tu}|_p \sim 0.01$. Như vậy, nếu giả thiết mục tiêu thông thường có $\bar{\sigma}_{muc.tieu} \sim 1.0 \text{ m}^2$ và với $SNR_{vao.dg.thu}|_p = 1$ thì có thể coi mô phỏng được tiến hành với mục tiêu có $\bar{\sigma}_{muc.tieu} \sim 0.01 [\text{m}^2] = 1 [\text{dm}^2]$ (hình 2.25.a). Tương tự, với $\frac{U_{thu.MD}}{\sigma_{noi.tap.MD}} \sim 0.05$, thì ra đa phải ứng phó với mục tiêu có $\bar{\sigma}_{muc.tieu} \sim 2.5 [\text{cm}^2]$ (hình 2.25.b).

Tại bảng 2.3 và 2.4 có trình bày các kết quả tính toán, ước lượng sai số biên độ và pha tín hiệu đi qua đường thu trước (*) và sau tổng hợp, hoàn thiện (**) đường thu của *MDTPS*.

Tại các hình 2.25 và 2.26 biểu diễn đồ thị đánh giá sai số biên độ (*a*), và pha (*b*) với *M* là số lần tích lũy nằm trong dải từ 3.5×10^3 đến 7.5×10^3 trước (đường đứt nét) và sau (đường liền nét) tổng hợp, hoàn thiện đường thu. Đường màu xanh ứng với $U_{tin}/\sigma_{tap} \sim 0.1$, đường màu hồng ứng với $U_{tin}/\sigma_{tap} \sim 0.05$.

Bảng 2.3. Sai số biên độ

		Sai số biên độ [dB]								
$M = (x) \times 10^3$		3.5	4.0	4.5	5.0	5.5	6.0	6.5	7.0	7.5
$U_{tin}/\sigma_{tap} \sim 0.1$	(*)	0.91	0.88	0.86	0.85	0.83	0.78	0.79	0.78	0.77
	(**)	0.72	0.69	0.68	0.64	0.64	0.63	0.62	0.61	0.61
$U_{tin}/\sigma_{tap} \sim 0.05$	(*)	0.61	0.57	0.52	0.50	0.45	0.43	0.41	0.40	0.38
	(**)	0.44	0.42	0.41	0.38	0.38	0.36	0.35	0.34	0.35



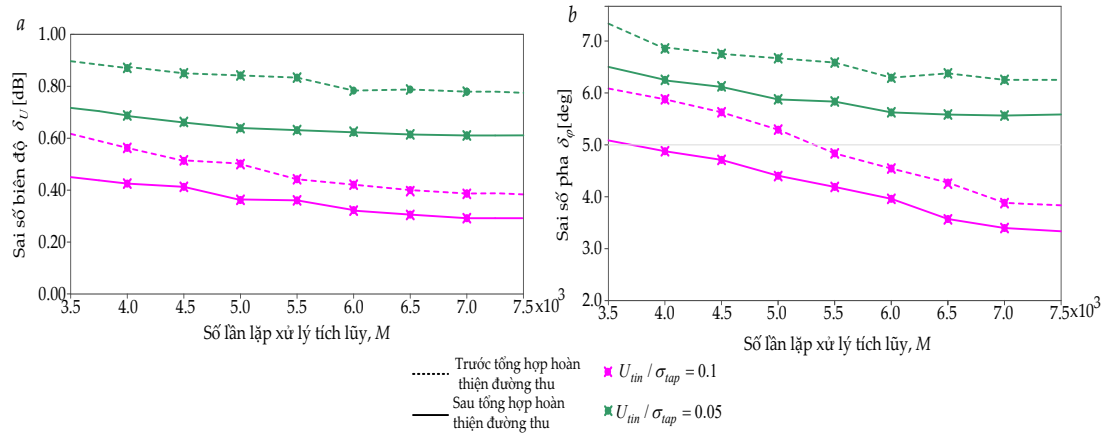
Hình 2.24. Kết quả mô phỏng hỗn hợp cộng tính tín hiệu điều chế theo mã *PSK*

1024 vị trí và nội tap với $\frac{U_{thu.MD}}{\sigma_{noi.tap.MD}} \sim 0.1$ (a) và $\frac{U_{thu.MD}}{\sigma_{noi.tap.MD}} \sim 0.05$ (b)

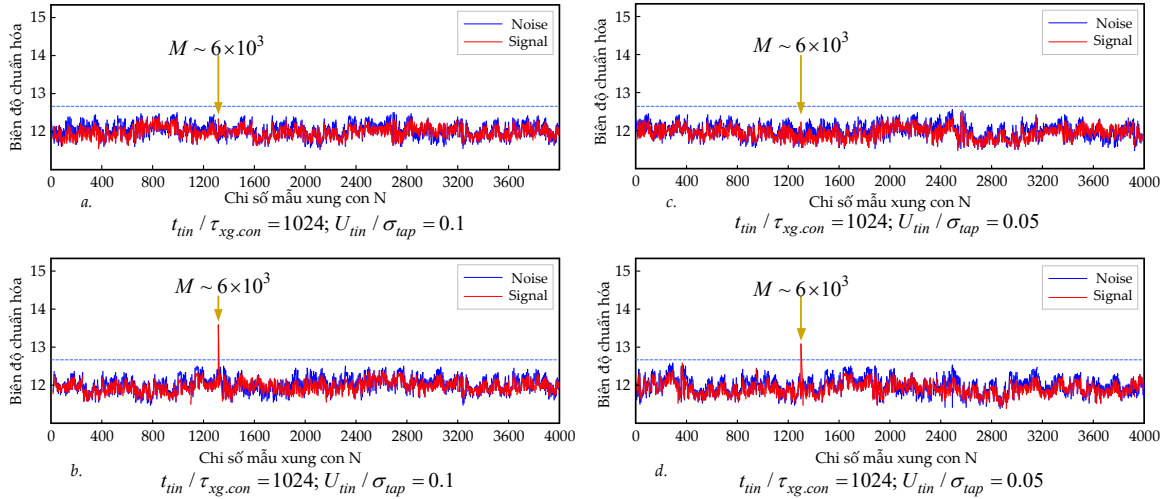
Phần mềm mô phỏng được phát triển bằng công cụ MATLAB 2024a/Simulink của MathWorks [77].

Bảng 2.4. Sai số pha

Sai số pha [Độ]										
$M = (x) 10^3$		3.5	4.0	4.5	5.0	5.5	6.0	6.5	7.0	7.5
$U_{tin}/\sigma_{tap} \sim 0.1$	(*)	7.67	6.85	6.77	6.66	6.52	6.31	6.46	6.26	6.27
	(**)	6.51	6.25	6.13	5.88	5.86	5.62	5.55	5.61	5.63
$U_{tin}/\sigma_{tap} \sim 0.05$	(*)	6.15	5.84	5.63	5.33	4.77	4.52	4.26	3.89	3.81
	(**)	5.16	4.88	4.72	4.33	4.21	3.93	3.56	3.33	3.24



Hình 2.25. Sai số biên độ và pha trước và sau tổng hợp, hoàn thiện đường thu.

Hình 2.26. Kết quả mô phỏng tích lũy tín hiệu khi $M \sim 6 \times 10^3$ trước và sau khi tổng hợp hoàn thiện đường thu với hai ví dụ:

$$(U_{thu.MD})/(\sigma_{noi.tap.MD}) \sim 0.1 \text{ (a,b) và } (U_{thu.MD})/(\sigma_{noi.tap.MD}) \sim 0.05.$$

Từ các kết quả mô phỏng cho phép đưa ra một số nhận xét như sau:

1. Thứ nhất, việc điều khiển thích nghi dải động cho phép giảm thiểu được lỗi biên độ và pha của tín hiệu phản xạ yếu từ các $MTDVN$. Kết quả dựa trên việc so

sánh hàng (*) với hàng (**) trong các bảng 2.3 và 2.4 tương ứng với hai kịch bản “không” và “có” điều khiển thích nghi dải động.

2. *Thứ hai*, với lượng tích lũy M càng lớn, thì lỗi pha và biên độ càng giảm (bảng 2.3 và 2.4).

3. *Thứ ba*, việc hoàn thiện cấu trúc đường thu theo hình lọc phối hợp (khớp toàn phần) có điều khiển thích nghi dải động cho phép làm tăng hiệu quả tích lũy mạch lạc tín hiệu phản xạ yếu từ các $MTDVN$. Kết quả mô phỏng cho thấy rằng, khi $M \sim 6 \times 10^3$ và với giả thiết $(U_{thu.MD})/(\sigma_{noi.tap.MD}) \sim 0.1$ tương ứng với $\bar{\sigma}_{muc.tieu} \sim 0.01 [\text{m}^2] = 1 [\text{dm}^2]$ việc tích lũy tín hiệu khi chưa hoàn thiện cấu trúc đường thu (hình 2.27.a) kém hơn rất nhiều so với sau khi đã hoàn thiện (hình 2.27.b). Mức $SNR_{MDTPS}|_U \approx 1.7 > 1$. Hoàn toàn tương tự đối với trường hợp $(U_{thu.MD})/(\sigma_{noi.tap.MD}) \sim 0.05$ tương ứng với $\bar{\sigma}_{muc.tieu} \sim 2.5 [\text{cm}^2]$ (cao hơn so với yêu cầu $\bar{\sigma}_{muc.tieu} > 3 [\text{cm}^2]$), kết quả tích lũy sau khi đã hoàn thiện cấu trúc đường thu theo đề xuất đã cho: $SNR_{MDTPS}|_U \approx 1.1 > 1$.

Theo [11, 19], trong điều kiện tối ưu, SNR_{Σ} tăng tiệm cận tới giá trị:

$$(SNR_{MDTPS}) \times 10 \log (N_{mod}) \quad (2.30)$$

Biểu thức (2.30) đáp ứng điều kiện $SNR_{\Sigma}|_{\bar{\sigma}_{m.t} \sim \geq 3[\text{cm}^2]} > 1$ để nâng cao chất lượng phát hiện tất cả các loại mục tiêu đã bao gồm $MTDVN$.

4. *Thứ tư*, từ kết quả nhận được ở bảng 1.4 việc nâng cao chất lượng phát hiện các $MTDVN$ còn góp phần nâng cao độ chính xác đo tham số tọa độ góc.

2.5. Kết luận chương 2

Chương 2 nghiên cứu nội dung tổng hợp $MDTPS$ của hệ thống $AMPS$ trong giải quyết bài toán quan trắc, phát hiện các $MTDVN$ đã đạt được các kết quả sau:

1. Ứng dụng phương pháp điều chế và giải điều chế cầu phương để hoàn thiện việc tổng hợp cấu trúc $MDTPS$ nhằm loại trừ các lỗi không mong muốn do hệ thống chia và truyền tín hiệu từ một nguồn tới đầu của từng mô đun gây ra.

2. Đã tổng hợp sơ đồ cấu trúc đường phát; hoàn thiện phương pháp thiết kế kỹ thuật và nguyên lý bộ $KĐCS$ đầu ra đường phát đáp ứng các yêu cầu kỹ thuật. Đặc biệt trong đó đảm bảo hệ số mấp mô trong đặc tuyến biên độ – tần số của $KĐCS$,

$\Delta G|_f$ góp phần giảm lỗi biên độ và pha của tín hiệu phát xạ. kết quả nghiên cứu đã được công bố tại Tạp chí của các trường đại học Nga. Điện tử vô tuyến, 2022, tập 25, số 5, trang 56–66 (*Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 56–66*).

3. Đã hoàn thiện cấu trúc đường thu dựa trên việc điều chỉnh mô hình máy thu số lọc tối ưu sang đường thu số lọc phối hợp hoàn toàn; điều khiển thích nghi dải động phản tương tự đường thu góp phần đảm bảo (không gây lỗi) cho tín hiệu yếu phản xạ từ các *MTDVN* đáp ứng bài toán lọc và tích lũy tín hiệu. Kết quả nghiên cứu ở băng tần L trước và sau khi hoàn thiện đường thu cho thấy, sai số biên độ giảm 2.1 dB còn sai số pha giảm 4.8°.

4. Kết quả nghiên cứu, hoàn thiện cấu trúc đường thu *cho phép sau tích lũy tương can* thỏa mãn điều kiện $SNR_{\Sigma}|\bar{\sigma}_{m,t} \sim 3[\text{cm}^2] > 1$, góp phần nâng cao chất lượng phát hiện và đo tham số tọa độ góc các *MTDVN*. Một phần kết quả nghiên cứu đã được trích đăng trong bài báo: Nguyen Xuan Luong, Thanh Thuy Dang Thi, Phung Bao Nguyen, and Viet Hung Tran (2024), “Receiving Paths Improvement of Digital Phased Array Antennas Using Adaptive Dynamic Range”, *Electronics*, 13, ISSN: 2079-9292, no. 21: 4161. <https://doi.org/10.3390/electronics13214161>, (WoS, Q2).

Việc nâng cao chất lượng phát hiện và xác định tọa độ các *MTDVN* không chỉ mang tính nhất thời mà còn cần được duy trì trong toàn bộ quá trình hoạt động của ra đa. Quá trình này được thực hiện dựa trên việc đo đạc và hiệu chuẩn *AMPS*. Kết quả nghiên cứu nội dung này được trình bày trong chương 3.

CHƯƠNG 3. CÁC PHƯƠNG PHÁP HIỆU CHUẨN ANTEN

MẢNG PHA SỐ GÓP PHẦN ĐẢM BẢO KHẢ NĂNG

PHÁT HIỆN CÁC MỤC TIÊU DẤU VẾT NHỎ

Đối với hệ thống kỹ thuật đa chức năng được tích hợp từ nhiều hệ con, bài toán đo lường và hiệu chuẩn nhằm đảm bảo được tính năng chiến – kỹ thuật theo đúng yêu cầu là nội dung quan trọng. Hơn nữa, việc đảm bảo này phải được duy trì trong toàn bộ thời gian vận hành, khai thác hệ thống dẫn tới yêu cầu đo, hiệu chuẩn nằm ở cấp độ cao hơn thông thường. Ra đa sử dụng hệ thống *AMPS* được tích hợp bởi các phần tử ra đa có hạt nhân là *MDTPS* cùng với chấn tử anten riêng là mô hình hệ thống lớn. Do vậy đo, hiệu chuẩn *AMPS* để đảm bảo duy trì tính năng phát hiện, xác định tọa độ các mục tiêu có $SNR_{\Sigma}|_{\bar{\sigma}_{m,t} \sim 4[\text{cm}^2]} > 1$ trong toàn bộ quá trình vận hành, khai thác chiến đấu là nội dung cần được nghiên cứu. Nội dung của chương 3 sẽ trình bày các kết quả nghiên cứu một số phương pháp hiệu chuẩn *AMPS* tại cơ sở sản xuất, tại vị trí triển khai và theo thời gian thực trong quá trình hoạt động.

3.1. Hiệu chuẩn *AMPS* tại cơ sở sản xuất sử dụng phương pháp xác định điểm cực tiểu của hàm hệ số mảng

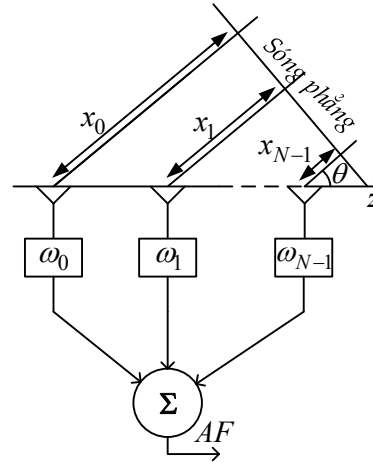
Việc tổng hợp *GDHS* mà đặc biệt là $GDHS_{th}$ phụ thuộc vào sự đồng bộ của từng *MDTPS* trên không gian mặt mở anten để đảm bảo sai lệch về biên độ và pha của tín hiệu là nhỏ nhất. Phương pháp hiệu chuẩn *AMPS* được đề xuất trong mục này là phương pháp ước lượng điểm cực tiểu của hàm hệ số mảng. Phương pháp này có cách tiếp cận mới so với các phương pháp truyền thống như: đường hiệu chuẩn, dầu dò cố định, quay véc tơ trường điện phần tử quay rotating-element electric-field vectors (REV) v.v. và một số biến thể đã được trình bày trong nhiều công trình được công bố [36, 42, 45, 55, 69].

3.1.1. Công cụ toán học mô tả và bản chất vật lý

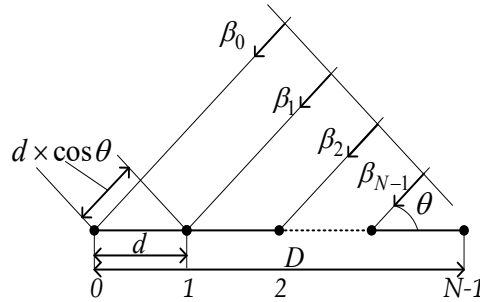
Phương pháp ước lượng điểm cực tiểu của hàm hệ số mảng dựa trên các nguyên tắc tổng hợp phương trình hệ số mảng [50]. Theo đó, xét *AMPS* có N chấn tử là những *MDTPS* nhận tín hiệu phản xạ với sóng tới được coi là sóng phẳng (hình 3.1). Khi đó, phương trình hệ số mảng của *AMPS* có dạng:

$$\begin{aligned}
AMP_N &= x_0 * \omega_0 + x_1 * \omega_1 + x_2 * \omega_2 + \dots + x_{N-1} * \omega_{N-1} \\
&= A_0 e^{j\beta_0} * B_0 e^{j\gamma_0} + A_1 e^{j\beta_1} * B_1 e^{j\gamma_1} + A_2 e^{j\beta_2} * B_2 e^{j\gamma_2} + \dots \\
&\quad + A_{N-1} e^{j\beta_{N-1}} * B_{N-1} e^{j\gamma_{N-1}} = A_0 B_0 e^{j(\beta_0 + \gamma_0)} + A_1 B_1 e^{j(\beta_1 + \gamma_1)} \\
&\quad + A_2 B_2 e^{j(\beta_2 + \gamma_2)} + \dots + A_{N-1} B_{N-1} e^{j(\beta_{N-1} + \gamma_{N-1})}
\end{aligned} \tag{3.1}$$

Trong đó, $x_m = A_m e^{j\beta_m}$ là phương trình sóng tới dạng phức ở chân tử thứ m $m = 0, 1, \dots (N - 1)$; A_m và β_m tương ứng là biên độ và pha của sóng tới; $\omega_m = B_m e^{j\gamma_m}$ là phương trình sóng tới dạng phức tại MDTPS thứ m , B_m và γ_m tương ứng là độ bù biên độ và độ bù pha.



Hình 3.1. Giảm đồ AMPS tuyến tính.



Hình 3.2. Dạng hình học của mảng tuyến tính.

Xét trường hợp các MDTPS trong mảng tuyến tính đặt cách nhau một khoảng d . Khi đó, tổng chiều dài của mảng sẽ là $D = (N - 1) \times d$ (hình 3.2). Pha của tín hiệu sóng tới ở chân tử thứ $(m + 1)$ sẽ khác pha của tín hiệu tại chân tử thứ m một lượng là $\varphi = k d \cos \theta$. Trong đó, $k = 2\pi/\lambda$, λ tương ứng là hệ số truyền sóng và

bước sóng. Lý do là sóng lan truyền tới điểm $(m + 1)$ nhanh hơn so với sóng tới lan truyền đến điểm m một lượng là $d \times \cos\theta$. Nếu đặt điểm tham chiếu là 0, để sao cho $\beta_0 = 0$, thì có thể biểu diễn hệ số mảng (3.1) dưới dạng sau:

$$\begin{aligned} AMP_N &= 1 + A_1 e^{j\varphi} * \omega_1 + A_2 e^{j2\varphi} * \omega_2 + \dots + A_{N-1} e^{j(N-1)\varphi} * \omega_{N-1} \\ &= 1 + A_1 e^{jkd \cos\theta} * B_1 e^{jY_1} + A_2 e^{j2kd \cos\theta} * B_2 e^{jY_2} + \\ &\quad \dots + A_{N-1} e^{j(N-1)kd \cos\theta} * B_{N-1} e^{jY_{N-1}} \\ &= 1 + A_1 B_1 e^{j(kd \cos\theta + Y_1)} + A_2 B_2 e^{j(2kd \cos\theta + Y_2)} \\ &\quad + \dots + A_{N-1} B_{N-1} e^{j((N-1)kd \cos\theta + Y_{N-1})} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Giả thiết rằng, mỗi chân tử của *AMPS* được nhận bởi tín hiệu có cùng biên độ. Khi đó, do khoảng cách từ các *MDTPS* tới *DCPU* là khác nhau, nên pha của tín hiệu thu được ở các kênh sẽ khác nhau. Như vậy, hàm hệ số mảng có thể viết lại dưới dạng:

$$\begin{aligned} AMP_N &= 1 + e^{j\varphi} \times e^{jY_1} + e^{j2\varphi} \times e^{jY_2} + \dots + e^{j(N-1)\varphi} \times e^{jY_{N-1}} = \\ &= 1 + e^{j(kd \cos\theta + Y_1)} + e^{j(2kd \cos\theta + Y_2)} + \dots + e^{j((N-1)kd \cos\theta + Y_{N-1})} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Trên mặt mở anten, giá trị của θ có thể thay đổi từ 0° tới 180° , nên φ sẽ thay đổi từ $-kd$ tới kd (tính theo *radian*). Để ước lượng độ bù pha γ_m theo phương pháp tìm điểm cực tiểu (*xác định điểm cực trị của hàm*), cần xác định góc γ_i mà ở đó, $AF_N \rightarrow \min$. Nghĩa là:

$$Y_1 = Y_{i_{\min AF_2(Y)}} + 180^\circ, Y = \overline{0^\circ 360^\circ} \quad (3.4)$$

Đây chính là bản chất của phương pháp tìm điểm cực tiểu của hàm hệ số mảng.

3.1.2. Minh chứng phương pháp đề xuất bằng mô phỏng

Phương pháp đề xuất được minh họa dưới đây bằng mô phỏng mô hình toán học được trình bày ở mục 3.1.1.1. Phân tích biểu thức hệ số mảng (3.3) khi biểu diễn sự phụ thuộc của hàm hệ số mảng vào độ bù pha tín hiệu giữa các đường thu và vị trí của điểm cực tiểu theo góc tới θ .

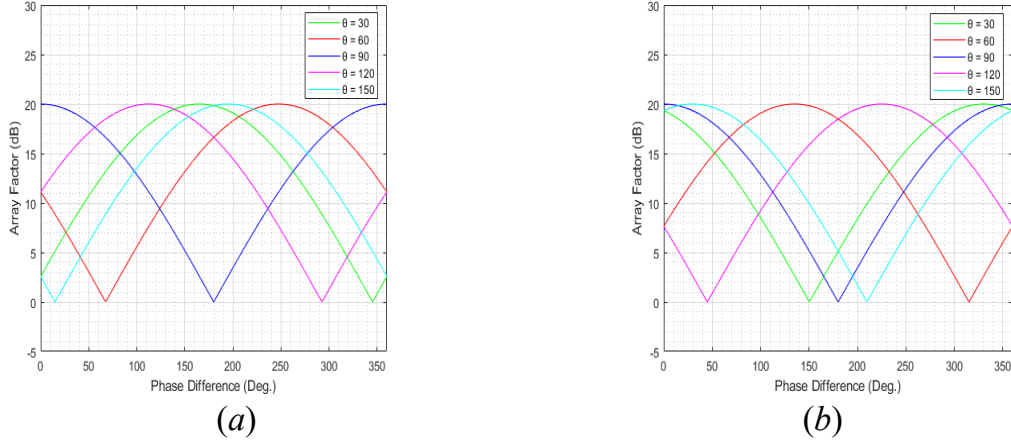
Giả thiết rằng: $N = 2$, khi đó, công thức (3.3) có thể viết lại dưới dạng:

$$\begin{aligned} AMPS_2 &= 1 + e^{j(\varphi + Y_1)} = 1 + e^{j(kd \cos\theta + Y_1)} \\ &= 1 + e^{j(2\pi d \cos\theta / \lambda + Y_1)}, Y_1 = \overline{0^\circ 360^\circ} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Để ước lượng độ bù pha γ_m theo phương pháp đề xuất, cần xác định góc γ_i tại các điểm cực tiểu của phương trình (3.5)

$$\gamma_1 = \gamma_{i_{min AF_2(\gamma)}} + 180^\circ, \gamma = \overline{0^\circ 360^\circ} \quad (3.6)$$

Kết quả mô phỏng bằng công cụ MATLAB được thể hiện trên hình 3.3.

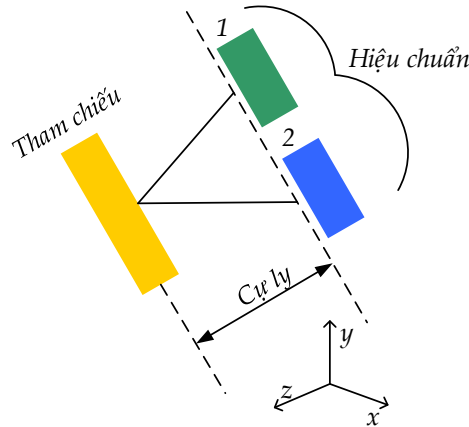


Hình 3.3. Hàm AMP_2 phụ thuộc vào γ_1 (độ) với giá trị các góc tới θ khác nhau và với các giá trị $d = 0,625\lambda$ (a) và $d = 1,25\lambda$ (b).

Hình 3.3 cho thấy, hệ số mảng xác định theo lượng sai pha giữa hai chân tử anten, vị trí của điểm cực tiểu theo các góc θ khác nhau ở hai trường hợp khoảng cách d để ước lượng góc γ_i tại điểm cực tiểu. Phương pháp đề xuất xác định độ bù pha γ_m có độ chính xác cao hơn so với phương pháp tìm điểm cực đại (phương pháp quay véc tơ trường điện truyền thống). Ví dụ: với $\theta = 60^\circ$, thì theo hình 3.3.a, $\gamma_m \approx 70^\circ + 180^\circ = 250^\circ$. Trong khi đó, phương pháp tìm điểm cực đại xác định γ_m nằm trong dải từ 235° đến 270° với $d = 0,625\lambda$. Trường hợp $d = 1,25\lambda$, thì $\gamma_m \approx 315^\circ + 180^\circ = (495 - 360)^\circ = 135^\circ$. Còn theo phương pháp tìm điểm cực đại, thì γ_m nằm trong dải từ 120° đến 150° . Ngoài ra, với tất cả các trường hợp $\theta \neq 90^\circ$ khi thay đổi khoảng cách d giữa các MDTPS, γ_m cũng sẽ thay đổi theo. Riêng với phương pháp tìm điểm cực tiểu, khi $\theta = 90^\circ$, thì $\gamma_m = 0^\circ$.

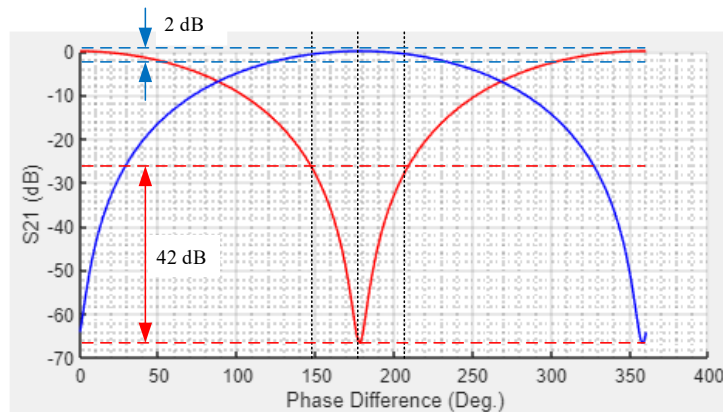
Quá trình mô phỏng hiệu chuẩn bằng phương pháp đề xuất với mô hình bao gồm hệ AMPS cần hiệu chuẩn và anten tham chiếu được đặt cách nhau trong vùng trường gần (hình 3.4). Trong đó, anten tham chiếu được điều chỉnh giữa hai anten cần hiệu chuẩn để xác định chính xác điểm cực tiểu của hàm hệ số mảng. Khi đó,

anten 1 và 2 được hiệu chuẩn thông qua anten tham chiếu theo phương pháp đề xuất.



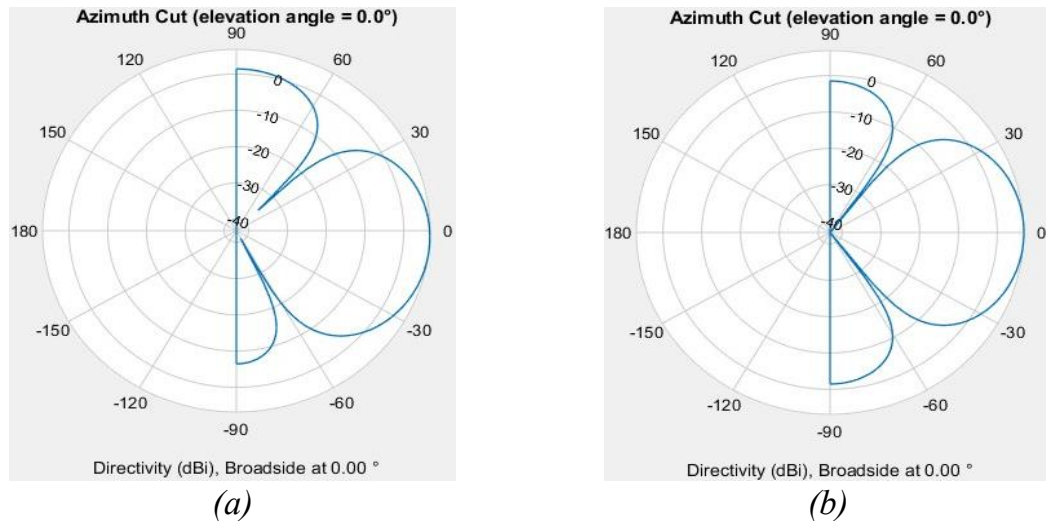
Hình 3.4. Mô phỏng môi trường hiệu chuẩn gồm: anten tham chiếu (màu cam), anten cố định (màu xanh lá cây) và anten cần hiệu chuẩn (màu xanh nước biển).

Hình 3.5 trình bày các kết quả ước lượng đặc trưng truyền của mô hình khi sử dụng các phương pháp ước lượng điểm cực đại (REV_{max}) và điểm cực tiểu (REV_{min}).



Hình 3.5. Kết quả mô phỏng hiệu chuẩn dựa trên việc đo hệ số truyền S_{21} bằng REV_{max} (màu xanh) và REV_{min} (màu đỏ).

Dải độ lớn hiệu chuẩn xung quanh giá trị min khoảng 60^0 (từ 150^0 đến 210^0). Kết quả mô phỏng cho thấy độ phân giải của phương pháp ước lượng điểm cực tiểu REV_{min} vào khoảng $42 [dB]$. Trong khi đó, cùng với dải độ lớn hiệu chuẩn như vậy thì độ phân giải của phương pháp ước lượng theo REV_{max} là khoảng $2 [dB]$.

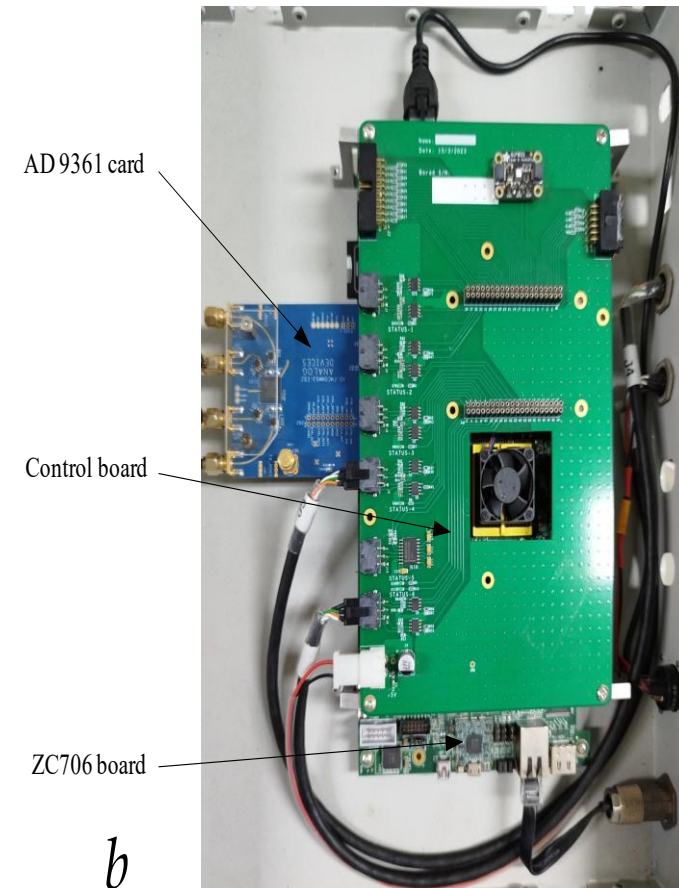
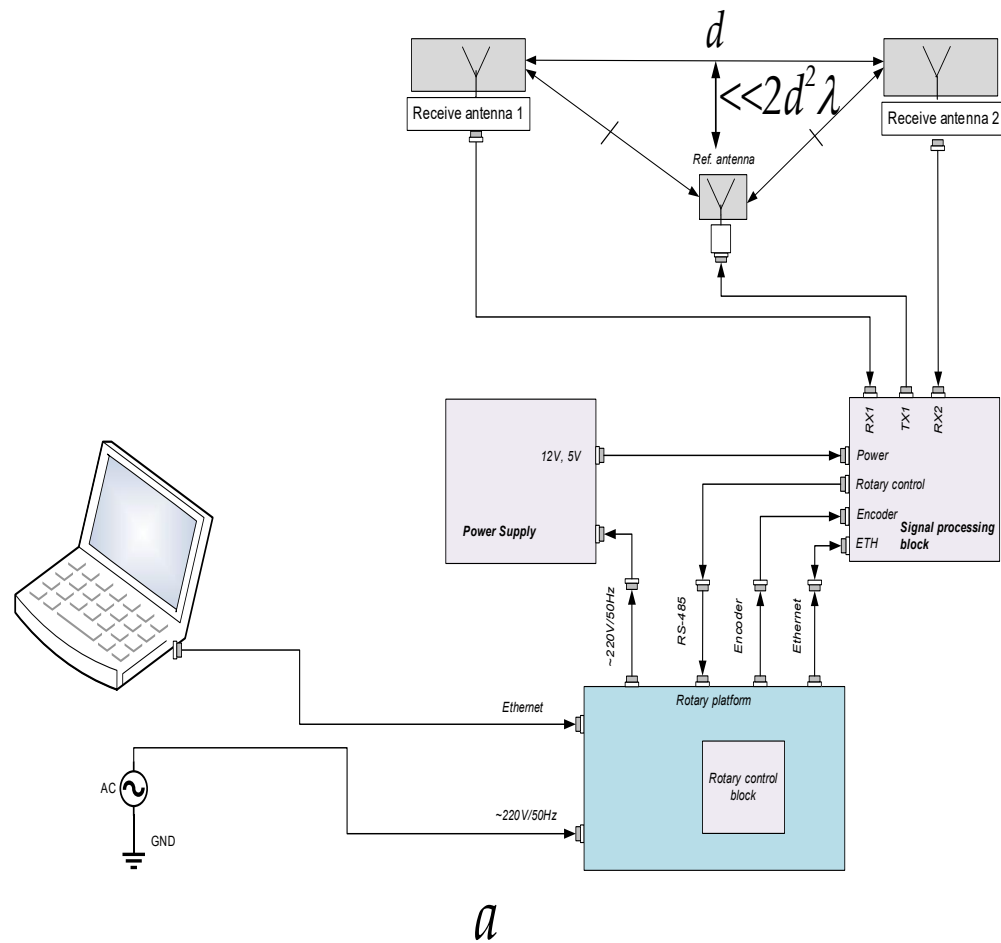


Hình 3.6. Mẫu bức xạ của búp sóng tổng trong mặt phẳng điện trường E khi sử dụng hai phương pháp REV_{max} (a) và REV_{min} (b).

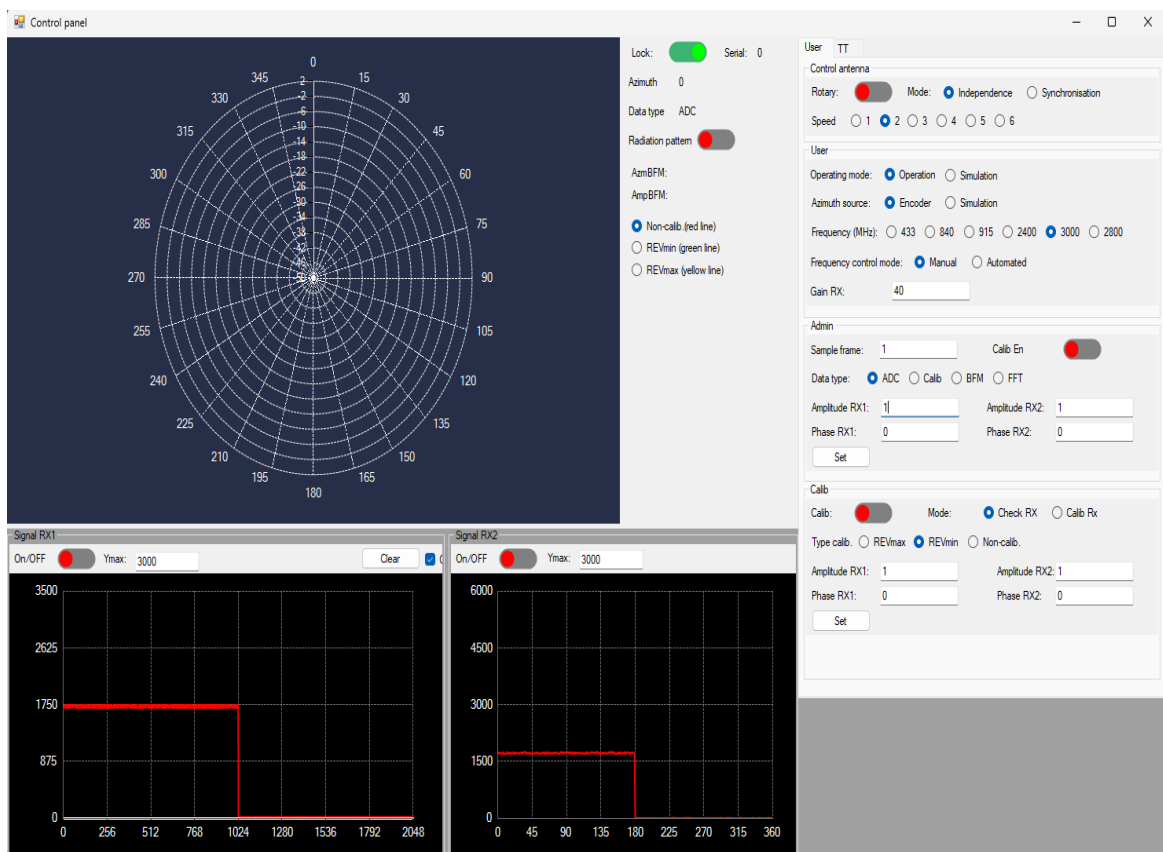
Hình 3.6 trình bày kết quả tổng hợp búp sóng tổng trong mặt phẳng E khi sử dụng hai phương pháp REV_{max} (a) và REV_{min} (b). Kết quả hiệu chuẩn cho thấy phương pháp hiệu chuẩn REV_{min} (b) đảm bảo độ chính xác cao hơn so với phương pháp REV_{max} (a). Đỉnh của búp sóng tổng khi sử dụng phương pháp REV_{max} lệch so với phương Bắc khoảng $\sim 15^\circ$.

3.1.3. Minh chứng phương pháp đề xuất bằng đo thực nghiệm

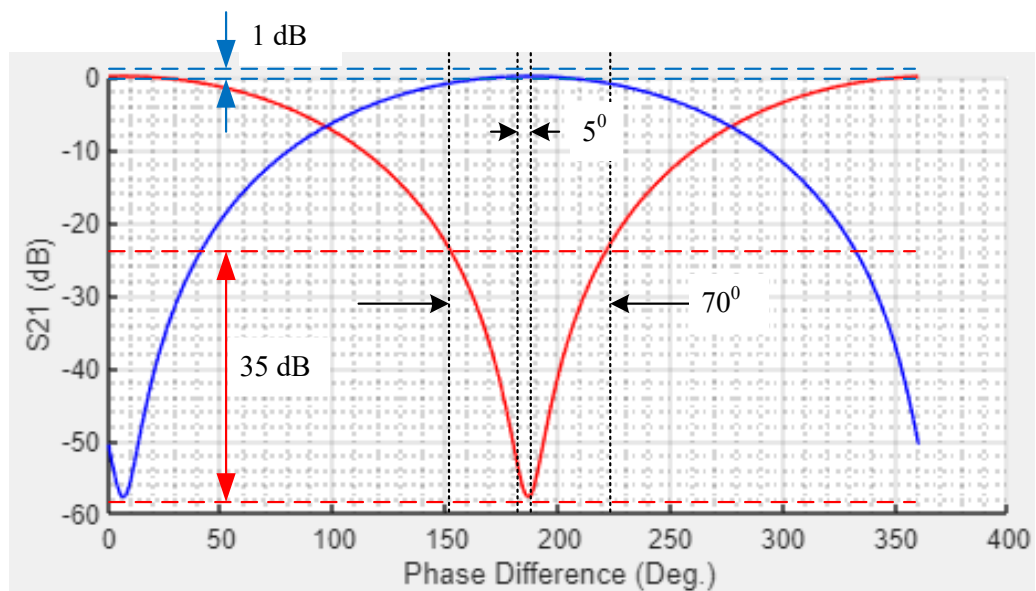
Hình 3.7 trình bày minh họa mô hình đo, hiệu chuẩn xác định đặc trưng truyền của mảng khi sử dụng hai phương pháp REV_{max} và REV_{min} . Trong đó, máy tính điều khiển có cài đặt công cụ MATLAB 2022a thực hiện chức năng điều hành và tính toán dữ liệu; khối điều khiển quay và bệ; hệ thống anten tham chiếu và hiệu chuẩn (hình 3.7 a); khối (board) xử lý dữ liệu với các khâu chức năng được mô tả ở hình b gồm các phần tử: board AD9361 (là board chứa 02×02 MDTP có tích hợp ADC và DAC 12 bit), board điều khiển và board FPGA ZC706 Xilinx). Anten tham chiếu và anten thu hiệu chuẩn đặt cách nhau trong vùng trường gần như hình a. Anten tham chiếu được căn chỉnh về vị trí giữa hai anten cần hiệu chuẩn.



Hình 3.7. Sơ đồ hiệu chuẩn xác định S_{21} (a) và khối xử lý (b).



Hình 3.8. Công cụ điều hành hiệu chuẩn trên máy tính cá nhân.

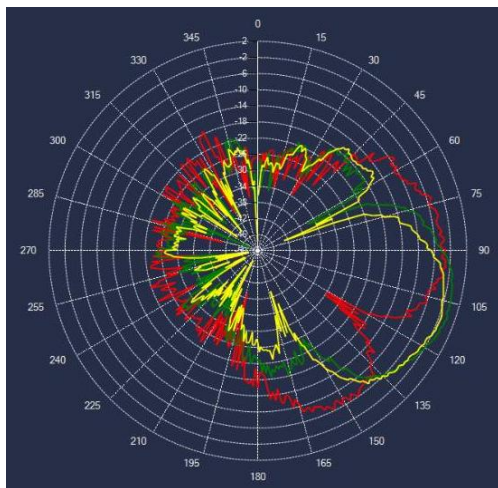


Hình 3.9. Kết quả đo mức công suất thu phụ thuộc vào độ bù pha của Anten 1 và 2 với: REV_{max} (màu xanh nước biển) và REV_{min} (màu đỏ).

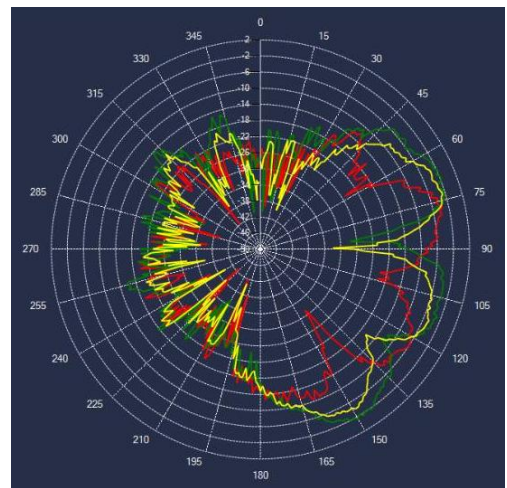
Quy trình hiệu chuẩn gồm các bước sau: sử dụng anten tham chiếu để truyền tín hiệu hiệu chuẩn. Sau đó, số hóa tín hiệu nhận được từ anten thu hiệu chuẩn bằng board AD9361. Tín hiệu số hóa được truyền đến board FPGA ZC706 Xilinx để ước lượng độ bù pha với 03 kịch bản: phương pháp REV_{max} , REV_{min} và không hiệu chuẩn. Toàn bộ quá trình hiệu chuẩn được điều khiển thông qua giao diện người dùng công cụ được thiết kế như thể hiện trong hình 3.8.

Các dữ liệu ban đầu được thiết lập như sau: khoảng cách $d = 0.625\lambda$; khoảng cách giữa hai anten hiệu chuẩn với anten tham chiếu là $L < \frac{2d^2}{\lambda} \sim 0.07[m]$ đáp ứng với tiêu chí trường gần ở tần số 3 GHz . Kết quả đo được trình bày tại hình 3.9. Kết quả cho thấy độ phân giải của phương pháp ước lượng điểm cực tiểu REV_{min} và REV_{max} tương ứng vào khoảng 36 [dB] và 01 [dB] . Ngoài ra, với góc $\theta = 90^\circ$, việc hiệu chuẩn theo REV_{min} có độ bù pha cực đại $\sim 5^\circ$, và nhỏ hơn rất nhiều so với REV_{max} với độ bù pha cực đại $\sim 70^\circ$.

Hình 3.10 trình bày kết quả đo GDH_{ph} tổng hợp các búp sóng trong mặt phẳng E với hai trường hợp $d = 0.625\lambda$ (hình a) và $d = 1.25\lambda$ (hình b) theo 03 kịch bản: không hiệu chuẩn (đường đỏ), hiệu chuẩn theo REV_{max} (đường màu vàng) và hiệu chuẩn theo REV_{min} (đường màu xanh lá cây).



(a)



(b)

Hình 3.10. Kết quả đo $GDH_{ph,\Sigma}$ tổng hợp trong mặt phẳng

E với $d = 0.625\lambda$ (a) và $d = 1.25\lambda$ (b).

Bảng 3.1 có trình bày dữ liệu kết quả đo mức khuếch đại đỉnh trong mặt phẳng E .

Bảng 3.1. Dữ liệu kết quả đo mức khuếch đại đỉnh (dB) của GDH_{ph} trong phẳng E theo ba kịch bản

Phương pháp đo	Chỉ số lần đo									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Khg h.chuẩn	-9.8	-9.6	-9.5	-9.7	-9.8	-9.6	-9.7	-9.7	-9.6	-9.8
REV_{max}	-4.9	-4.8	-5.0	-4,1	-5.0	-4.9	-5.0	-5.1	-4.8	-4.9
REV_{min}	-1.0	-0.9	-1.1	-1.2	-1.0	-1.0	-0.9	-1.0	-1.1	-1.0

Từ các kết quả trên có thể đưa ra một số nhận xét sau:

Thứ nhất, việc hiệu chuẩn hệ thống mảng anten đảm bảo cho việc hình thành $GDH_{ph,\Sigma}$ với chất lượng tốt hơn rất nhiều so với không hiệu chuẩn. Mức khuếch đại đỉnh được cải thiện khoảng từ 3.7 [dB] đến 4.1 [dB] khi sử dụng giải thuật REV_{max} và từ 8.4 [dB] đến 8.8 [dB] khi sử dụng giải thuật REV_{min} so với không hiệu chuẩn.

Thứ hai, giải thuật hiệu chuẩn REV_{min} được đề xuất đảm bảo độ chính xác và mức khuếch đại đỉnh tốt hơn so với REV_{max} .

Thứ ba, sự tồn tại của nhiễu và hiện tượng lệch pha không mong muốn trong hiệu chuẩn có thể do nhiều nguyên nhân bao gồm cả khách quan và chủ quan cần được tiếp tục phân tích, nghiên cứu nhằm nâng cao hơn nữa chất lượng làm việc của hệ AMPS được tổng hợp khi sản xuất.

Thứ tư, khi tăng số lần đo và hiệu chuẩn, các dữ liệu về tham số nhiễu và lệch pha được ghi lưu hình thành dữ liệu bù trong hệ con tự động hiệu chuẩn của AMPS trong quá trình vận hành khai thác.

Kết quả nghiên cứu đã được tổng hợp dưới dạng bài báo khoa học “Calibration of phased array antenna with the minimum point finding method of the array factor”, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*. Institute of Advanced Engineering and Science Vol.38, No.2, May, pp. 854~864, ISSN: 2502-4752, DOI: 10.11591/ijeecs.v38.i2.pp854-864, (Scopus, Q3).

3.2. Hiệu chuẩn *AMPS* tại vị trí triển khai theo giải thuật tự tương quan

Trong quá trình khai thác sử dụng đầu đo ra đa sử dụng *AMPS*, việc hiệu chuẩn bằng các phương pháp truyền thống để xác định chính xác dữ liệu bù biên độ, bù pha chịu tác động rất lớn bởi nội tạp và nhiễu ngoài [48, 49, 58-60]. Mục này đề xuất phương pháp hiệu chuẩn trường xa mới nhằm giải quyết những thiếu sót của các kỹ thuật REV và một số biến thể của nó đã được trình bày trong nhiều công trình nghiên cứu được công bố [63, 65]. Giải thuật hiệu chuẩn *AMPS* được nghiên cứu đề xuất là phương pháp tự tương quan (*TTQ*) cho phép giảm thiểu tác động của môi trường nhiễu phức tạp trong quá trình triển khai tại vị trí làm việc đối với đầu đo ra đa.

3.2.1.1. Công cụ toán học mô tả và bản chất vật lý

Nguyên tắc cơ bản của phương pháp hiệu chuẩn trường xa dựa trên thuật toán *TTQ* là xác định trọng số cần bù cho sự sai lệch về pha và biên độ sau khi tìm được giá trị cực đại của hàm tự tương quan của tín hiệu nhận được tại mỗi kênh thu và tín hiệu tham chiếu.

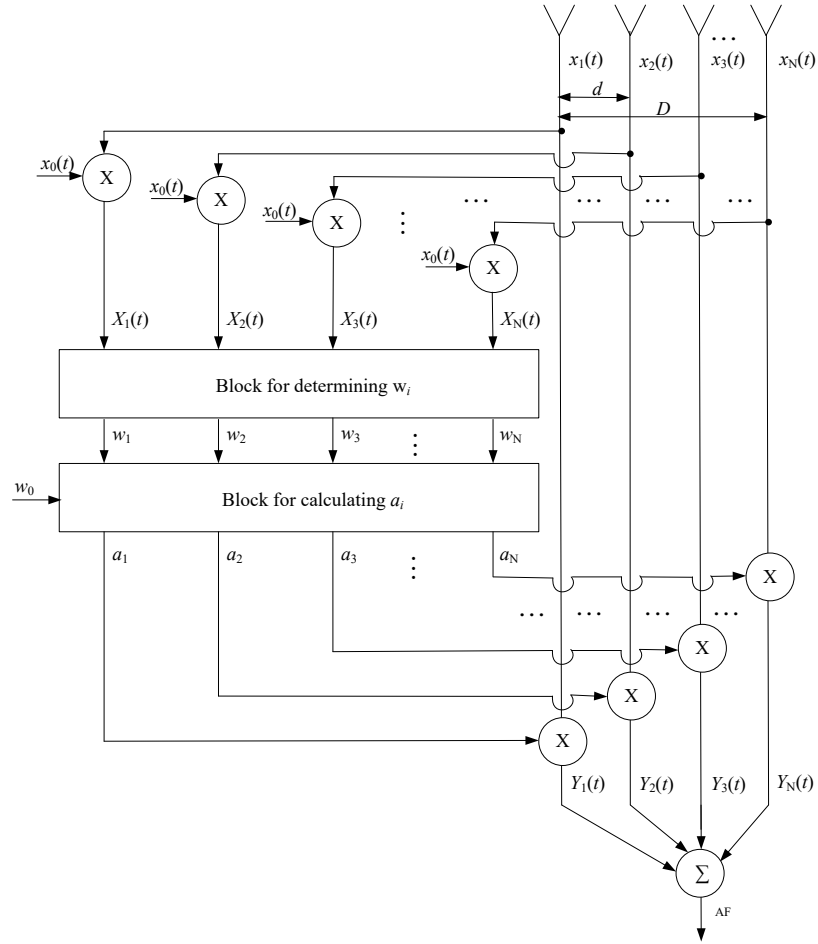
Sơ đồ phương pháp hiệu chuẩn *AMPS* dựa trên thuật toán *TTQ*, như minh họa trên hình 3.11, bao gồm các phần tử sau: N chấn tử ăng-ten, khoảng cách giữa các chấn tử là d tạo thành một mảng tuyến tính có tổng chiều dài $D = (N - 1) * d$; bộ nhân; bộ ước lượng giá trị cực đại của hàm ở đầu ra bộ nhân tương quan w_i ; khâu tính toán trọng số cần bù cho tín hiệu đầu vào a_i để xác định lượng bù biên độ và bù pha và bộ cộng.

Dưới đây trình bày mô hình toán học của phương pháp hiệu chuẩn dựa trên thuật toán *TTQ*. Giả thiết rằng:

1. Tín hiệu thu nhận tại đầu vào đường thu có dạng:

$$x_i(t) = s_i(t) + n_i(t) \quad (3.7)$$

Trong đó, $s_i(t) = A_i e^{j\beta_i(t)}$ là tín hiệu có ích dạng phức ở chấn tử thứ i tại thời điểm $t, i = 1, 2, \dots, N$; A_i và $\beta_i(t)$ tương ứng là biên độ và pha của tín hiệu có ích; $n_i(t)$ là nhiễu.



Hình 3.11. Sơ đồ hiệu chuẩn AMPS dựa trên thuật toán tự tương quan.

2. Tiến hành nhân $x_i(t)$ với tín hiệu tham chiếu $x_0(t)$ sẽ thu được:

$$\begin{aligned} X_i(t) &= x_i(t) \times x_0(t) = (s_i(t) + n_i(t)) \times (s_0(t) + n_0(t)) \\ &= s_i(t) \times s_0(t) + s_i(t) \times n_0(t) + n_i(t) \times s_0(t) + n_i(t) \times n_0(t), \end{aligned} \quad (3.8)$$

Trong đó, $x_0(t) = s_0(t) + n_0(t)$ và $s_0(t) = A_0 e^{j\beta_0(t)}$ là tín hiệu tham chiếu dạng phức tại thời điểm t , A_0 và $\beta_0(t)$ tương ứng là biên độ và pha của tín hiệu tham chiếu; $n_0(t)$ là nhiễu tạp được tạo ra trong quá trình tạo tín hiệu và truyền tín hiệu đến bộ nhân. Với trường hợp nhiễu trắng, thì hàm tương quan của nhiễu trắng có dạng: $R(t) = \frac{C_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega t} d\omega = C_0 \delta(t)$, với $C_0 = C(\omega) = \text{const}$ và $R(t) = 0$ tại $\forall t \neq 0$.

3. Tìm giá trị lớn nhất của hàm TTQ $X_i(t)$ trong khối để xác định w_i

$$\begin{aligned} w_i &= \max(X_i(t)) = \max(x_i(t) \times x_0(t)) \\ &= \max(s_i(t) \times s_0(t) + s_i(t) \times n_0(t) + n_i(t) \times s_0(t) + n_i(t) \times n_0(t)) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Trong đó, $X_i(t)$ là hàm TTQ của tín hiệu thu được $x_i(t)$ và tín hiệu tham chiếu $x_0(t)$.

4. Xác định trọng số a_i cần bù cho tín hiệu đầu vào khi lấy tín hiệu tham chiếu làm kênh chuẩn:

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{w_0}{w_i} = \frac{\max(X_0(t))}{\max(X_i(t))} = \frac{\max(x_0(t) \times x_0(t))}{\max(x_i(t) \times x_0(t))} = \\ &= \frac{\max(s_0(t) \times s_0(t) + s_0(t) \times n_0(t) + n_0(t) \times s_0(t) + n_0(t) \times n_0(t))}{\max(s_i(t) \times s_0(t) + s_i(t) \times n_0(t) + n_i(t) \times s_0(t) + n_i(t) \times n_0(t))} = \\ &= \frac{\max(s_0^2(t) + 2s_0(t) \times n_0(t) + n_0^2(t))}{\max(s_i(t) \times s_0(t) + s_i(t) \times n_0(t) + n_i(t) \times s_0(t) + n_i(t) \times n_0(t))}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

5. Thực hiện nhân tín hiệu đầu vào $x_i(t)$ với trọng số cần bù a_i , ta có:

$$\begin{aligned} Y_i(t) &= X_i(t) \times a_i = (s_i(t) \times s_0(t) + s_i(t) \times n_0(t) + n_i(t) \times s_0(t) + n_i(t) \times n_0(t)) \times \\ &\quad \frac{\max(s_0^2(t) + 2s_0(t) \times n_0(t) + n_0^2(t))}{\max(s_i(t) \times s_0(t) + s_i(t) \times n_0(t) + n_i(t) \times s_0(t) + n_i(t) \times n_0(t))}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

6. Hệ số mảng ở đầu ra bộ cộng có thể viết lại dưới dạng:

$$\begin{aligned} AF_i &= Y_1(t) + Y_2(t) + Y_3(t) + \dots + Y_N(t) = \sum_{i=1}^N Y_i(t) = \\ &= \sum_{i=1}^N \frac{(s_i(t) \times s_0(t) + s_i(t) \times n_0(t) + n_i(t) \times s_0(t) + n_i(t) \times n_0(t)) \times \max(s_0^2(t) + 2s_0(t) \times n_0(t) + n_0^2(t))}{\max(s_i(t) \times s_0(t) + s_i(t) \times n_0(t) + n_i(t) \times s_0(t) + n_i(t) \times n_0(t))}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

3.2.2. Minh chứng phương pháp đề xuất bằng mô phỏng

Hiệu quả của hiệu chuẩn AMPS được đánh giá dựa trên mô hình toán học của thuật toán TTQ, được phát triển trong mục 3.1.1, bằng mô phỏng trong môi trường MATLAB. Xét trường hợp $N = 2$ và đường thu 1 ($a_1 = 1$) là đường thu chuẩn thì trọng số a_2 cần bù cho tín hiệu đầu vào của đường thu hai và có:

$$\begin{aligned} a_2 &= \frac{w_1}{w_2} = \frac{\max(X_1(t))}{\max(X_2(t))} = \frac{\max(x_1(t) \times x_0(t))}{\max(x_2(t) \times x_0(t))} = \\ &= \frac{\max(s_1(t) \times s_0(t) + s_1(t) \times n_0(t) + n_1(t) \times s_0(t) + n_1(t) \times n_0(t))}{\max(s_2(t) \times s_0(t) + s_2(t) \times n_0(t) + n_2(t) \times s_0(t) + n_2(t) \times n_0(t))} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Đối với đường thu 1, ta có: $Y_1(t) = x_1(t)$. Sau khi nhân với trọng số a_2 tín hiệu nhận được tại đường thu 2 là:

$$Y_2(t) = x_2(t) \times a_2 \quad (3.14)$$

$$= (s_2(t) + n_2(t)) \times$$

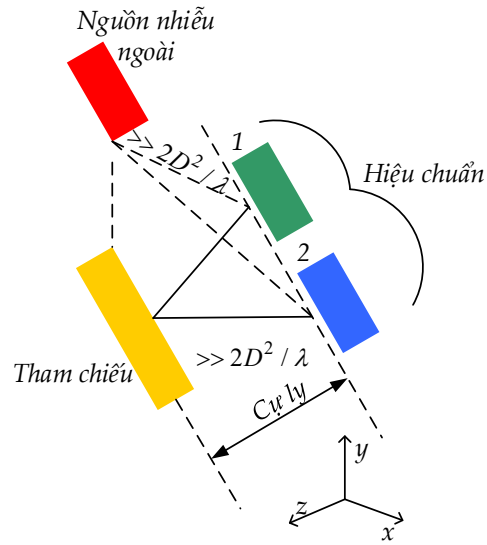
$$\times \frac{\max(s_1(t) \times s_0(t) + s_1(t) \times n_0(t) + n_1(t) \times s_0(t) + n_1(t) \times n_0(t))}{\max(s_2(t) \times s_0(t) + s_2(t) \times n_0(t) + n_2(t) \times s_0(t) + n_2(t) \times n_0(t))}$$

Suy ra, hàm hệ số mảng ở đầu ra bộ cộng sẽ được viết lại dưới dạng:

$$AMFS_2 = Y_1(t) + Y_2(t) = x_1(t) + \quad (3.15)$$

$$+ \frac{(s_2(t) + n_2(t)) \max(s_1(t)s_0(t) + s_1(t)n_0(t) + n_1(t)s_0(t) + n_1(t)n_0(t))}{\max[(s_1(t) \times s_0(t) + s_2(t)n_0(t) + n_2(t)s_0(t) + n_2(t)n_0(t))]}$$

Mô phỏng hiệu chuẩn theo phương pháp đề xuất với một kịch bản hiệu chuẩn mẫu được minh họa tại hình 3.12. Anten tham chiếu, hai anten cần hiệu chuẩn và nguồn nhiễu được định vị ở các khoảng cách xác định với nhau trong vùng trường xa. Hệ anten tham chiếu được căn chỉnh về phía giữa của hai anten cần hiệu chuẩn để phát hiện chính xác lượng bù biên độ và bù pha. Nguồn nhiễu được định vị ở phía trước hai anten cần hiệu chuẩn. Trong bước này, anten của đường thu 1 (màu xanh lá cây) và anten của đường thu 2 (màu xanh lam) được hiệu chuẩn theo anten tham chiếu (màu cam) bằng phương pháp đề xuất. Để đảm bảo độ tin cậy của hệ thống hiệu chuẩn đề xuất, 10 phép đo đã được lặp lại. Bảng 1 và 2 trình bày toàn diện kết quả mô phỏng cho cả sai số biên độ và pha khi $D = 0.625\lambda = 0,0625\text{ m}$, đối với trường hợp bước sóng $\lambda = 0.1\text{ m}$. Phương pháp *TTQ* cho *AMPS* có hiệu quả vượt trội so với các phương pháp *REV*. Bảng 3.2 cho thấy rằng: sai số biên độ được cải thiện lần lượt là 0.4 và 0.19 khi so sánh với các phương pháp *REVmax* và *REVmin*. Còn bảng 3.2, một lần nữa, chứng minh sự vượt trội của phương pháp *REVmin* khi so sánh với phương pháp *REVmax* về sai số pha ($16.72^\circ \ll 42,24^\circ$).



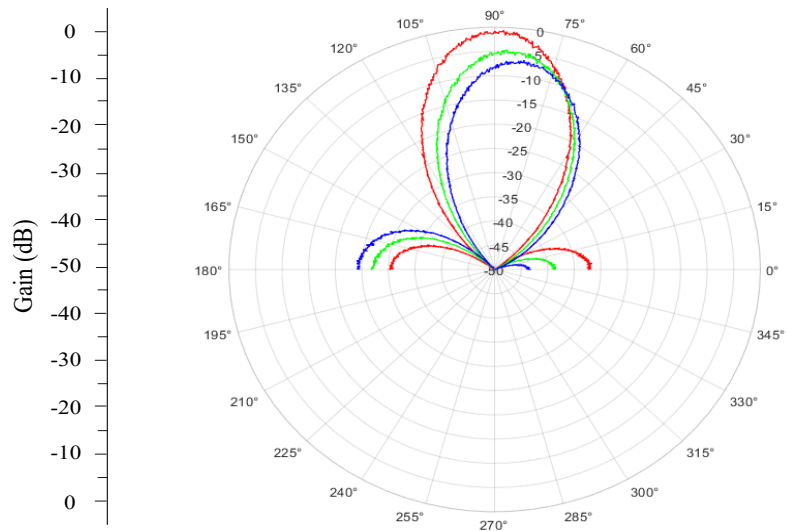
Hình 3.12. Kịch bản mô phỏng hệ thống hiệu chuẩn AMPS tại điểm triển khai.

Bảng 3.2. Dữ liệu về sai số biên độ [dB] sau hiệu chuẩn.

Chỉ số lần đo		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
P.pháp	REVmax	0.51	0.65	0.62	0.50	0.52	0.67	0.61	0.53	0.55	0.70
	REVmin	0.39	0.37	0.44	0.32	0.37	0.40	0.45	0.30	0.36	0.41
	TTQ	0.13	0.15	0.17	0.25	0.10	0.20	0.27	0.25	0.21	0.17

Bảng 3.3. Dữ liệu về sai số pha [độ] sau hiệu chuẩn.

Chỉ số lần đo		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
P.pháp	REVmax	50.10	38.25	52.74	45.12	39.35	37.50	51.60	44.36	42.89	55.03
	REVmin	25.15	17.15	24.69	17.36	13.57	19.20	8.64	25.74	27.04	23.13
	TTQ	4.20	5.06	3.26	1.19	3.56	2.98	2.10	5.10	4.67	2.38



Hình 3.13. Kết quả hiệu chuẩn $GDH_{thu.\Sigma}$.

Tại hình 3.13 có biểu diễn các $GDH_{thu.\Sigma}$ mô phỏng cho trường hợp $N = 2$, và $D = 0,625\lambda$ với góc phương vị của hệ $AMPS$ là $\varphi_p = 90^\circ$ khi sử dụng các phương pháp $REVmax$, $REVmin$ và TTQ . Kết quả mô phỏng chứng minh rằng phương pháp TTQ (màu đỏ) có độ chính xác hiệu chuẩn biên độ và pha vượt trội hơn so với các phương pháp $REVmax$ (màu xanh nước biển) và $REVmin$ (màu xanh lá cây). Các kết quả đo cho thấy mức khuếch đại đỉnh đo được trong mặt phẳng E được cải thiện lần lượt là 8 dB và 4 dB khi so sánh với các phương pháp $REVmax$ và $REVmin$. Và khi không có nguồn nhiễu ngoài, $GDH_{thu.\Sigma}$ nghiêng 1° , 5° và 10° tương ứng với các phương pháp TTQ , $REVmin$ và $REVmax$.

3.2.3. Minh chứng phương pháp đề xuất bằng đo thực nghiệm

Để kiểm tra thực nghiệm mô hình toán học dựa trên thuật toán TTQ sử dụng sơ đồ hiệu chuẩn được trình bày tại hình 3.14. Hệ thống bao gồm các thành phần sau: một máy tính xách tay có cài đặt MATLAB 2024a; khối điều khiển quay và bệ quay; nguồn điện 12V, 5V; khối xử lý tín hiệu, bao gồm card Zynq UltraScale + RFSoc ZCU216 (hình 3.15a); một nguồn nhiễu; ăng-ten cần hiệu chuẩn (hình 3.15b) và ăng-ten tham chiếu (hình 3.15c) bao gồm các bố trí 2×8 và 1×4 tương ứng.

Quy trình hiệu chuẩn $AMPS$ được thể hiện trong hình 3.16. Để kiểm chứng độ tin cậy của phương pháp đề xuất khi sử dụng hệ thống hiệu chuẩn này, tổng cộng 10 lần thử nghiệm đã được lặp lại. Các giá trị tham số ban đầu sau đây được thiết lập: khoảng cách giữa hai anten thu hiệu chuẩn là $d = 0,625\lambda$; khoảng cách giữa $AMPS$ đang hiệu chuẩn và ăng-ten tham chiếu là 3 m, đáp ứng tiêu chí trường xa ở tần số 3 GHz; khoảng cách giữa ăng ten tham chiếu và nguồn nhiễu là 2 m; khoảng cách giữa $AMPS$ đang hiệu chuẩn và nguồn nhiễu là 4 m; tỷ lệ $SNR = 0, 10$ dB. Các kết quả thực nghiệm ước lượng sai số biên độ và pha, hệ số khuếch đại đỉnh tương ứng với những giá trị khác nhau D được trình bày tại hình 3.17. Tại hình 3.18 và 3.19 trình bày kết quả tổng hợp $GDH_{thu.\Sigma}$ sau hiệu chuẩn bằng các phương pháp khác nhau với các giá trị của D và góc hướng hiệu chuẩn φ_{tr} .

Từ các kết quả thực nghiệm, có thể đưa ra một số nhận xét dưới đây:

Thứ nhất, giải thuật hiệu chuẩn bằng phương pháp *TTQ* được đề xuất đảm bảo độ khuếch đại đỉnh tốt hơn so với các phương pháp *REV*. Khi không có nguồn nhiễu sau khi hiệu chuẩn, búp sóng tổng ở $D = 0,625\lambda$ bị nghiêng 1° , 8° và 14° so với phương Bắc đối với các phương pháp *TTQ*, *REVmin* và *REVmax*; với $D = 1,25\lambda$, góc nghiêng lần lượt là 2° , 12° và 16° .

Thứ hai, khi thay đổi giá trị của D sẽ dẫn đến sự thay đổi đỉnh và độ rộng của các búp sóng chính và phụ. Việc thay đổi góc hướng hiệu chuẩn φ_{tr} ảnh hưởng không đáng kể đến độ chính xác đối với quá trình hiệu chuẩn, ít nhất là trong môi trường thực nghiệm.

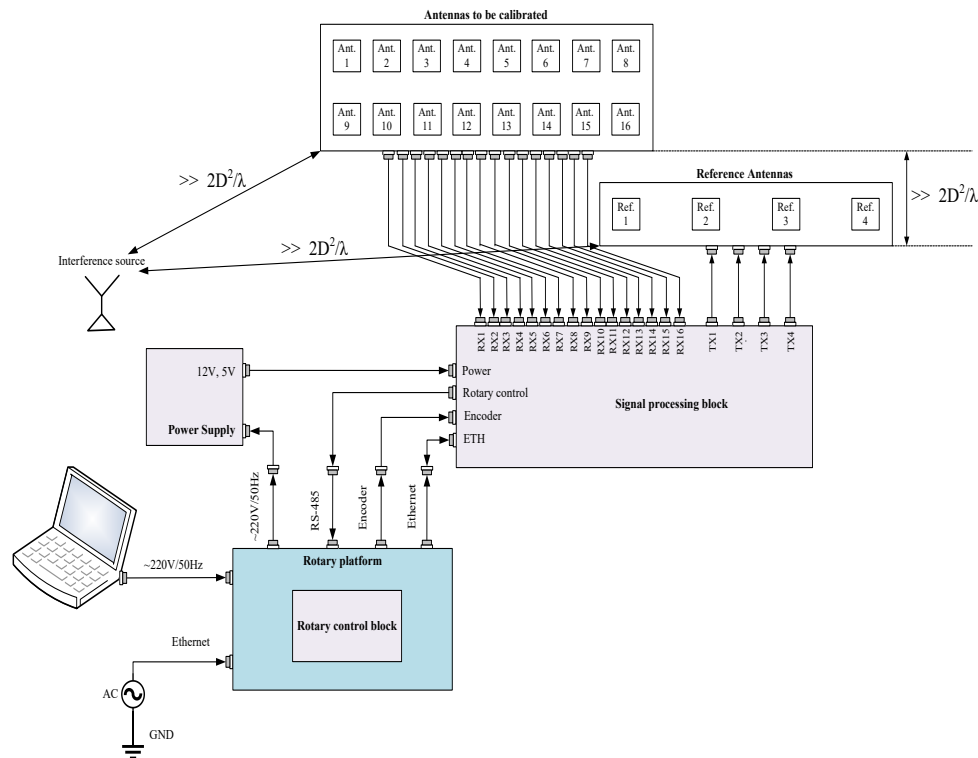
Thứ ba, lỗi biên độ và pha tăng khi số lượng phần tử ăng ten tăng. Điều này là do sự phụ thuộc nhất quán của việc lựa chọn kênh hiệu chuẩn. Do đó, với sự gia tăng các phần tử ăng ten từ 1 đến 16: khi $SNR = 0$ dB, lỗi biên độ tăng từ 0.32 đến 0.42 và lỗi pha tăng từ 20.5° đến 30° ; khi $SNR = 10$ dB, lỗi biên độ - 0.15 đến 0.25 và lỗi pha tăng từ 5.01° đến 9.9° . Trong khi đó, đối với phương pháp được đề xuất, các lỗi này không thay đổi đáng kể so với giá trị trung bình của các lần đo. Ví dụ, đối với trường hợp $SNR = 0$ dB, lỗi biên độ không lệch đáng kể - 0.3 và lỗi pha không khác biệt đáng kể - 11.9° ; đối với trường hợp $SNR = 10$ dB, lỗi biên độ không lệch đáng kể - 0.14 và lỗi pha không khác biệt đáng kể - 2.79° . Ngoài ra, tại mỗi bước hiệu chuẩn, biên độ và lỗi pha của bốn phần tử ăng-ten gần như bằng nhau.

Thứ tư, giản đồ hướng của búp sóng tổng bị thay đổi đáng kể khi có nhiều loại nhiễu khác nhau. Thay đổi biên độ và dịch pha không mong muốn này là do một số yếu tố liên quan đến phần cứng RF, bao gồm ăng-ten, bộ dịch pha, bộ suy hao, bộ khuếch đại, công tắc, đầu nối, cáp đồng trục và ống dẫn sóng. Pha của tín hiệu thu được phụ thuộc vào sự dịch chuyển do kênh thu gây ra và độ lệch pha giữa đầu dò và tín hiệu dao động cục bộ. Tuy nhiên, phương pháp *TTQ* vẫn đảm bảo giản đồ hướng tốt hơn so với các phương pháp *REV*.

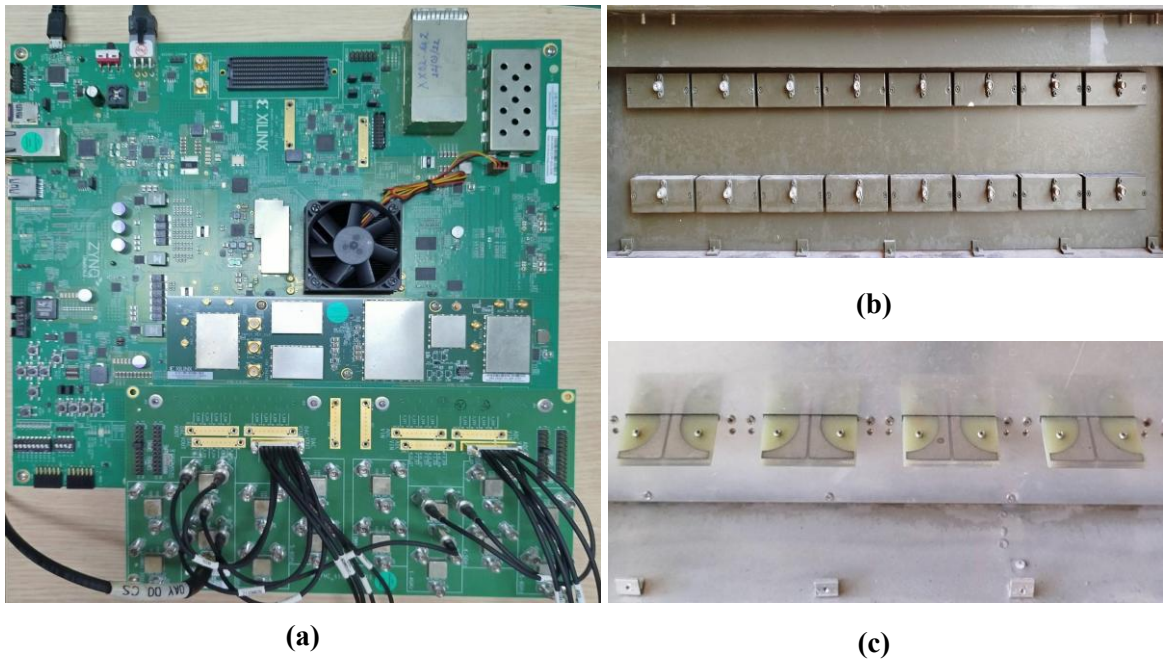
Thứ năm, kết quả mô phỏng bằng phương pháp đề xuất phù hợp với kết quả thực nghiệm. So sánh kết quả đo trường xa cho thấy phương pháp đề xuất vừa khả

thi vừa hiệu quả. Phương pháp đề xuất là giải pháp hiệu quả cho hiệu chuẩn pha quy mô lớn trong cả tại nhà máy và trong quá trình khai thác sử dụng, bảo dưỡng định kỳ và tại vị trí triển khai. Các dữ liệu được ghi lưu và dùng để tính toán trong hệ con tự động hiệu chuẩn của *AMPS* trong quá trình vận hành.

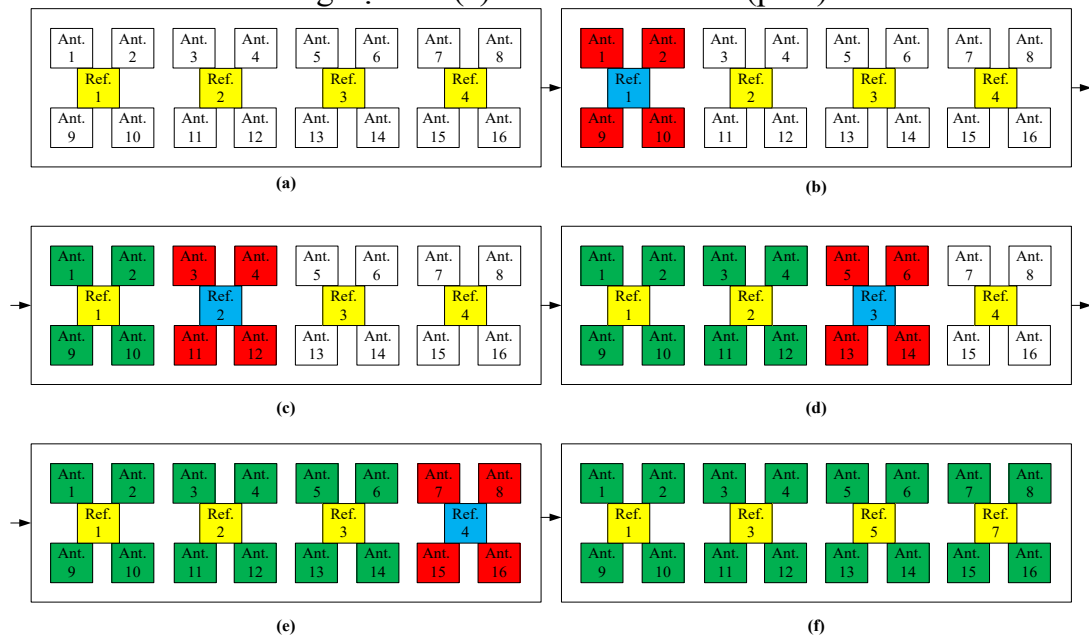
Kết quả nghiên cứu đã được tổng hợp dưới dạng bài báo khoa học “Phased Array Antenna Calibration Based on Autocorrelation Algorithm” đăng tại tạp chí *MPDI Sensors* 2024, 24(23), 7496; <https://doi.org/10.3390/s24237496> hạng Q1; và bài báo khoa học “Autocorrelation Method of Phased Array Antenna Calibration Based on Far-Field Measurement System”. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2025. 28 (3):106-115.



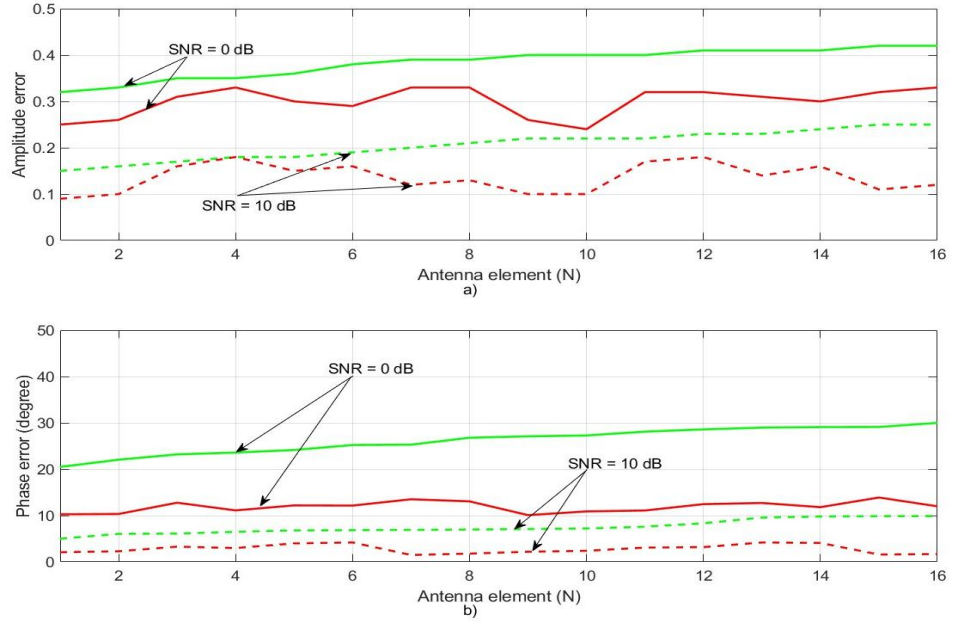
Hình 3.14. Sơ đồ hiệu chuẩn thực nghiệm.



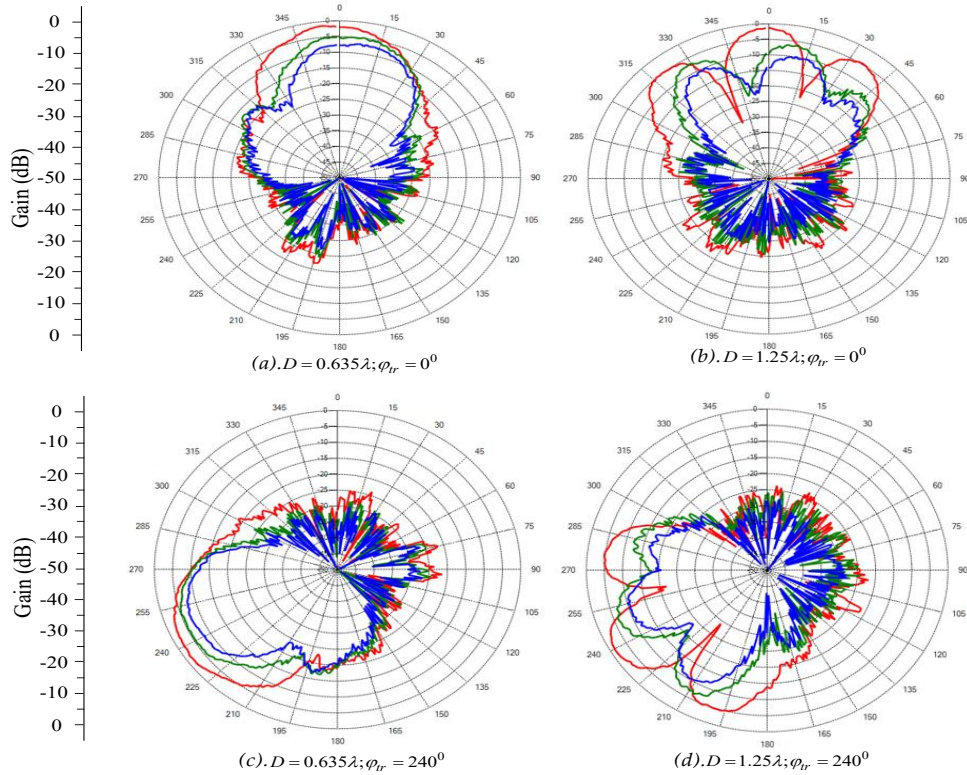
Hình 3.15. (a) Khối xử lý tín hiệu, (b) Anten mảng pha 2×8 để thử nghiệm và (c) Anten tham chiếu (phát) 1×4 .



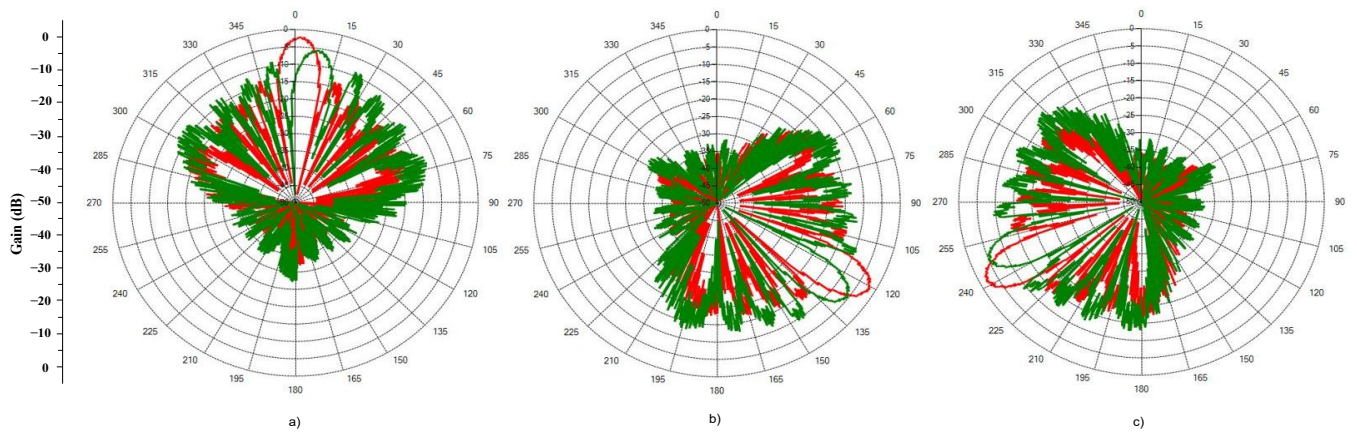
Hình 3.16. Trình tự hiệu chuẩn với hướng quét ngang trong mặt phẳng x-y: trước khi hiệu chuẩn (màu trắng), đang hiệu chuẩn (màu đỏ), sau khi hiệu chuẩn (màu xanh lá cây), tham chiếu đã chọn (màu xanh lam), tham chiếu chưa chọn (màu vàng) anten.



Hình 3.17. Sai số biên độ và pha của kết quả hiệu chuẩn khi sử dụng các phương pháp TTQ khác nhau: phương pháp đề xuất (màu xanh lá cây) và phương pháp thông thường (màu đỏ).



Hình 3.18. Kết quả tổng hợp $GDH_{thu.S}$ sau hiệu chuẩn mảng 2 chân tử bằng các phương pháp khác nhau với các giá trị của D và góc hướng hiệu chuẩn φ_{tr} (TTQ – màu đỏ; $REVmin$ – màu xanh lá cây; $REVmax$ – màu xanh nước biển).



Hình 3.19. Kết quả tổng hợp $GDH_{th.\Sigma}$ khi sử dụng các phương pháp hiệu chuẩn khác nhau trong các trường hợp (a) $\varphi_{tr.} = 0^\circ$; (b) $\varphi_{tr.} = 120^\circ$; (c) $\varphi_{tr.} = 240^\circ$; (TTQ đề xuất – màu đỏ; TTQ truyền thống – màu xanh lá cây).

3.3. Phương pháp tự động hiệu chuẩn $AMPS$ thời gian thực

Các kết quả nghiên cứu được trình bày tại hai mục 3.1 và 3.2 của chương 3 cho thấy ý nghĩa và hiệu quả quan trọng của vấn đề hiệu chuẩn trong việc đảm bảo hệ số khuếch đại Anten nhằm giảm thiểu sai lệch về biên độ và pha của tín hiệu trong tổng hợp $GDHS_{th.\Sigma}$ để tăng khả năng (cụ ly) phát hiện và chất lượng đo đặc tham số tọa độ mục tiêu. Sự phân bố pha biên độ của trường điện từ trên mặt mở Anten không đồng đều, dẫn đến giảm hệ số khuếch đại Anten và tăng mức cánh sóng phụ trong các mô hình vật lý của $GDHS$ trong quá trình vận hành, khai thác. Đã có rất nhiều kết quả nghiên cứu được công bố, nhưng chủ yếu chỉ quan tâm tới đảm bảo sự cân bằng hai kênh cầu phương trong đường thu [13, 29-31, 50]. Cho nên, tự động hiệu chuẩn thời gian thực là nhu cầu tất yếu đối với hệ thống $AMPS$ của các đầu đo ra đa đa chức năng khi đối phó với lớp các $MTDVN$.

3.3.1. Phân tích tóm tắt một số giải pháp đã được công bố

Có một số phương pháp hiệu chuẩn đã được công bố gần đây như sau:

1. Phương pháp sử dụng Anten phụ để phát tín hiệu hiệu chuẩn, các đường thu của $MDTPS$ thực hiện thu và đo mức công suất tín hiệu ở đầu ra từng đường thu đem so sánh với một giá trị cho trước. Hạn chế của phương pháp này là để đảm bảo cho sóng tới từ Anten phụ đến mặt mở của $AMPS$ phải là sóng phẳng thì khoảng cách giữa chúng phải thỏa mãn điều kiện

$$r \geq \frac{180(l_{doc}^2 + l_{ng}^2)}{40\lambda\varphi_{ch.phep}} \quad (3.16)$$

Trong đó, λ , $\varphi_{ch.phep}$, l_{doc} và l_{ng} tương ứng là bước sóng, mức không đồng đều cho phép về pha tín hiệu và hai kích thước dọc, ngang của *AMPS*. Điều này làm hạn chế khả năng ứng dụng của phương pháp đối với các hệ thống đầu đo ra đa có yêu cầu về khả năng cơ động.

2. Phương pháp thứ hai dựa trên nguyên tắc cấp tín hiệu hiệu chuẩn đầu vào lần lượt tới đầu vào của từng mô đun. Tiến hành ước lượng biên độ và pha tại đầu ra và dựa trên kết quả đo để hình thành hệ số hiệu chuẩn để điều chỉnh hệ số truyền nhằm bù lại sự phân bố không đều trường điện từ trên mặt mở. Điểm hạn chế lớn nhất của phương pháp chính là việc thực hiện đo các tham số đòi hỏi thiết bị đo biên độ và pha của tín hiệu ở đầu ra các mô đun phải có độ chính xác cao. Nên phương pháp này không phù hợp với mô hình đầu đo ra đa sử dụng *AMPS* có số lượng lớn các *MDTPS*.

3. Phương pháp hiệu chuẩn thứ ba dựa trên việc sử dụng một *MDTPS* bất kỳ làm phần tử tham chiếu. Tín hiệu hiệu chuẩn sẽ được đưa tới từng mô đun. Các dữ liệu đầu ra được so sánh với dữ liệu của mô đun tham chiếu để tính toán hệ số truyền phức mới đối với từng mô đun nhằm ước lượng sự sai lệch về pha và biên độ. Điểm mạnh của phương pháp là ở cách tiếp cận cho phép hình thành nhiều giải pháp kỹ thuật đối với từng hệ thống đầu đo ra đa cụ thể sử dụng *AMP* nói chung và *AMPS* nói riêng. Tuy nhiên, vấn đề tồn tại của phương pháp là sự liên quan trực tiếp giữa mức công suất tín hiệu hiệu chuẩn đầu vào và việc ước lượng chính xác mức sai lệch pha và biên độ. Khi đó bộ tham số sau hiệu chuẩn của *MDTP* được sử dụng không phù hợp. Để đo chính xác mức sai lệch pha và biên độ thì công suất tín hiệu hiệu chuẩn phải ít nhất lớn hơn hoặc bằng với mức nội tạp. Như đã trình bày tại mục 2.3, với mức $SNR_{vao.dg.thu}|_p \ll 1$ yêu cầu đối với mức công suất của tín hiệu hiệu chuẩn là rất nhỏ.

4. Phương pháp hiệu chuẩn thứ tư đã giảm thiểu được nhược điểm của phương pháp thứ ba dựa trên việc ứng dụng mẫu tín hiệu hiệu chuẩn có dạng là tín hiệu mã

ma níp pha $M_{v.tr}$ vị trí. Trong đó, $t_{h.ch}$ – độ rộng của tín hiệu hiệu chuẩn được xác định theo biểu thức:

$$t_{h.ch} = M_{v.tr} \times \tau_{xg.con} \quad (3.17)$$

Trong đó, $\tau_{xg.con}$ – độ rộng xung con có mức công suất tương ứng với mức công suất của tín hiệu phản xạ.

Trong đường thu, tín hiệu được xử lý chuyển thành dữ liệu hai kênh cầu phương. Để đảm bảo giá trị yêu cầu về mức SNR , hai thành phần cầu phương được tích lũy theo M lần và tiến tới quá trình hình thành mã hiệu chuẩn.

Phương pháp này có hai hạn chế như sau: *Thứ nhất*, cần thiết phải cấp tín hiệu hiệu chuẩn tới đầu vào đường thu mà sự đồng nhất khó kiểm soát ở dạng tín hiệu tương tự có yêu cầu về mức công suất nhỏ. *Thứ hai*, việc hình thành tín hiệu thăm dò được thực hiện trực tiếp trong mô hình $MDTPS$ là không phù hợp.

Điểm hạn chế chung đối với các phương pháp đã được công bố là quan tâm nhiều tới vấn đề cân bằng cầu phương giữa hai kênh I và Q của đường thu. Những vấn đề liên quan tới hiệu chuẩn thời gian thực, song song và đồng thời với quá trình hoạt động của toàn hệ thống ra đa chưa được đặt ra một cách rõ ràng. Đó chính là những nội dung được đề xuất và giải quyết trong mục 3.3.2.

3.3.2. Tổng hợp phương pháp tự động hiệu chuẩn $AMPS$ thời gian thực góp phần đảm bảo khả năng phát hiện các $MTDVN$

3.3.2.1. Cách tiếp cận

Nguyên lý tự động hiệu chuẩn hệ thống $AMPS$ để căn chỉnh phân bố biên độ – pha của trường điện từ trên mặt mở của anten như sau: tại từng đường thu của $MDTPS$, thực hiện nhân biên độ phức của tín hiệu đầu ra với hệ số hiệu chuẩn phức được ước lượng cho chính đường thu của mô đun. Các hệ số hiệu chuẩn phức được xây dựng dựa trên việc so sánh tín hiệu đầu tín hiệu đầu ra của các tất cả $MDTPS$ với tín hiệu đầu ra của mô đun tham chiếu. Về bản chất, nội dung này không phải là mới. Tính mới được thể hiện trong luận án như sau:

Thứ nhất, sử dụng mô hình $MDTPS$ tham chiếu “ảo” mà thực chất là các dữ liệu về tín hiệu đầu vào/ra của cả hai đường phát và thu được tính toán theo lý

thuyết và được cập nhật bổ sung, hiệu chỉnh từ nguồn dữ liệu của quá trình hiệu chuẩn tại cơ sở chế tạo, vị trí triển khai và vận hành thực tế. Như vậy, có thể bỏ qua *MDTPS* tham chiếu vật lý có thể bị lỗi trong quá trình khai thác vận hành.

Thứ hai, dựa trên sự phân tích các kết quả nghiên cứu đã được trình bày tại mục 2.3.1 và phương pháp hiệu chuẩn thứ tư ở mục 3.3.1, để hình thành tín hiệu hiệu chuẩn dưới dạng tín hiệu mã ma níp pha M vị trí với các xung con cao tần có mức công suất nằm trong dải công suất tương ứng với mức công suất tín hiệu phản xạ thực tế tới đầu vào đường thu của *MDTPS* thì $SNR_{1xg} \sim (10^{-6} \div 10^{-3})$. Để đo và ước lượng sự sai lệch tham số tín hiệu sau khi đi qua đường thu và dùng cho việc hình thành hệ số hiệu chuẩn, cần tính lũy để đảm bảo $SNR_{ra.dg.thu} > 1$.

Thứ ba, để ước lượng chính xác các tham số của hệ số hiệu chuẩn, tín hiệu đầu ra đường thu của các *MDTPS* phải được xử lý tích lũy theo tham số $M_{v.tr}$. Việc hình thành giá trị hiệu chuẩn của biên độ phức tín hiệu đầu ra đối với từng mô đun sẽ được hình thành bằng cách nhân biên độ phức tín hiệu ra với hệ số hiệu chuẩn tương ứng. Khi đó $GDHS_{thu}$ của hệ thống *AMPS* được tổng hợp trên cơ sở lấy tổng có trọng số các giá trị đã hiệu chuẩn của biên độ phức tín hiệu đầu ra các đường thu và đảm bảo giá trị lớn nhất có thể cho hệ số định hướng đối với hệ thống.

3.3.2.2. Mô hình toán học giải thuật quá trình tự động hiệu chuẩn *AMPS*

Giả thiết có hệ thống *AMPS* có N các *MDTPS* với cấu trúc được tổng hợp trên cơ sở của phép điều chế và giải điều chế cầu phương. Việc hình thành tín hiệu hiệu chuẩn $s(t)$ có dạng mã ma níp pha nhị phân $M_{v.tr}$ vị trí với các xung con cao tần được tạo bởi khâu tạo tín hiệu có điều khiển được đưa qua phần tử ghép định hướng, qua phần tử circulator đóng vai trò chuyển mạch thu phát để tới đầu vào từng đường thu của *MDTPS* thứ i với $i \in [1; M_{v.tr}]$ như đã chỉ ra trong hình 2.23 của mục 2.3.3. Khi $i = 0$ *MDTPS* là mô đun tham chiếu “ảo”.

Các tín hiệu $s(t)$ sau khi đi qua phần tương tự, phần số của đường thu sẽ được tách thành hai phần thực $Re\hat{S}$ và phần ảo $Im\hat{S}$ với biên độ phức là $\hat{S}_{h.ch.i}$. Với mức $SNR_{vao.dg.thu}|_p \ll 1$, thì $SNR_{ra.tg.tu}|_p \ll 1$, nên để đảm bảo cho mức SNR đủ lớn

theo yêu cầu cho quá trình xử lý tiếp theo, các dữ liệu số được tích lũy tương can để hình thành tín hiệu phức với hai thành phần thực và ảo có dạng:

$$Re\dot{S}_{\Sigma.i} = \sum_{m_{v.tr}}^{M_{v.tr}} Re\dot{S}_{m_{v.tr}i}; Im\dot{S}_{\Sigma.i} = \sum_{m_{v.tr}}^{M_{v.tr}} Im\dot{S}_{m_{v.tr}i} \quad (3.18)$$

Nếu lấy $M_{v.tr} \cong M \times N$, phép tích lũy là sự “mô phỏng” lại quá trình tổng hợp tương can song song tín hiệu đầu ra đường thu của tất cả các *MDTPS*.

Từ đây, ta có thể thiết lập hệ số hiệu chuẩn phức cho từng đường thu thứ *i*, với $i \in [1; (M \times N)]$

$$\dot{K}_i = \frac{\dot{S}_{\Sigma.0}}{\dot{S}_{\Sigma.i}} = \frac{|\dot{S}_{\Sigma.0}| \times \exp(j\varphi_0)}{|\dot{S}_{\Sigma.i}| \times \exp(j\varphi_i)} \quad (3.19)$$

Trong đó, $|\dot{S}_{\Sigma.0}|$ và φ_0 tương ứng là biên độ và pha của tín hiệu phức đã tích lũy đối với đường thu của mô đun tham chiếu; $|\dot{S}_{\Sigma.i}|$ và φ_i – tương ứng là biên độ và pha của tín hiệu phức đã tích lũy đối với đường thu của mô đun thứ *i* cần hiệu chuẩn. Các giá trị $|\dot{S}_{\Sigma.i}|$ và φ_i được ước lượng theo biểu thức:

$$|\dot{S}_{\Sigma.i}| = \sqrt{(Re\dot{S}_{\Sigma.i})^2 + (Im\dot{S}_{\Sigma.i})^2} \quad (3.20)$$

$$\varphi_i = \operatorname{arctg} \left(\frac{Im\dot{S}_{\Sigma.i}}{Re\dot{S}_{\Sigma.i}} \right) \quad (3.21)$$

Khi tích lũy tương can lần lượt theo $M_{v.tr}$ hay theo $M_{v.tr} \cong M \times N$, thì trị tuyệt đối của biên độ phức có thể viết dưới dạng:

$$|\dot{S}_{\Sigma.0}| = M_{v.tr} \times |\dot{S}_0| \text{ hoặc } |\dot{S}_{\Sigma.0}| = (M \times N) \times |\dot{S}_0| \quad (3.22)$$

$$|\dot{S}_{\Sigma.i}| = M_{v.tr} \times |\dot{S}_i| \text{ hoặc } |\dot{S}_{\Sigma.i}| = (M \times N) \times |\dot{S}_i| \quad (3.23)$$

Khi đó, hệ số hiệu chuẩn phức đối với từng đường thu tại biểu thức (3.19) có thể viết lại như sau:

$$\dot{K}_i = |\dot{K}_i| \exp(j\Delta\varphi_i) \quad (3.24)$$

Trong đó, $|\dot{K}_i| = |\dot{S}_0|/|\dot{S}_i|$ được xác định là mô đun hệ số hiệu chuẩn phức đối với đường thu thứ *i*; $\Delta\varphi_i = \varphi_0 - \varphi_i$ là lượng sai pha cần hiệu chuẩn.

Biểu diễn dưới dạng hàm lượng giác, biểu thức (3.24) được viết như sau:

$$\dot{K}_i = |\dot{K}_i| \times [\cos(\Delta\varphi_i) + j \sin(\Delta\varphi_i)] \quad (3.25)$$

Phần thực và phần ảo của hệ số hiệu chuẩn phức có dạng:

$$Re(\dot{K}_i) = |\dot{K}_i| \times \cos(\Delta\varphi_i); Im(\dot{K}_i) = |\dot{K}_i| \times \sin(\Delta\varphi_i) \quad (3.26)$$

Khi đó, các biên độ phức của tín hiệu đầu ra đường thu viết dưới dạng hàm mũ và hàm lượng giác như sau:

$$\dot{S}_i = |\dot{S}_i| \times \exp(j\varphi_i) \quad (3.27)$$

$$\dot{S}_i = |\dot{S}_i| \times [\cos(\varphi_i) + j \sin(\varphi_i)] \quad (3.28)$$

Việc kiểm tra được thực hiện trên cơ sở nhân tín hiệu đầu ra đường thu với hệ số hiệu chuẩn phức của chính nó. Nghĩa là: $\forall i \neq 0$ and $i \in (M \times N)$ thực hiện phép $\dot{S}_{\Sigma i}^{h.ch} \times \dot{K}_i$, sẽ thu được tín hiệu:

$$\dot{S}_i \times \dot{K}_i = |\dot{S}_i| \times |\dot{K}_i| [\cos(\varphi_i + \Delta\varphi_i) + j \sin(\varphi_i + \Delta\varphi_i)] \quad (3.29)$$

Ta có $|\dot{K}_i| = |\dot{S}_0| / |\dot{S}_i|$ và $\Delta\varphi_i = \varphi_0 - \varphi_i$, nên có thể suy ra rằng:

$$\dot{S}_i \times \dot{K}_i = |\dot{S}_0| \times [\cos(\varphi_0) + j \sin(\varphi_0)] \quad (3.30)$$

Biểu thức (3.30) là giá trị biên độ phức đã được hiệu chuẩn của tín hiệu đi tới đầu vào đường thu đối với MDTPS thứ i được ký hiệu là $S_i^{sau.h.ch}$ và được viết dưới dạng:

$$S_i^{sau.h.ch} = |\dot{S}_0| \exp(j\varphi_0) \quad (3.31)$$

Hoặc:

$$Re(S_i^{sau.h.ch}) = |\dot{S}_0| \times \cos(\varphi_0); Im(S_i^{sau.h.ch}) = |\dot{S}_0| \times \sin(\varphi_0) \quad (3.32)$$

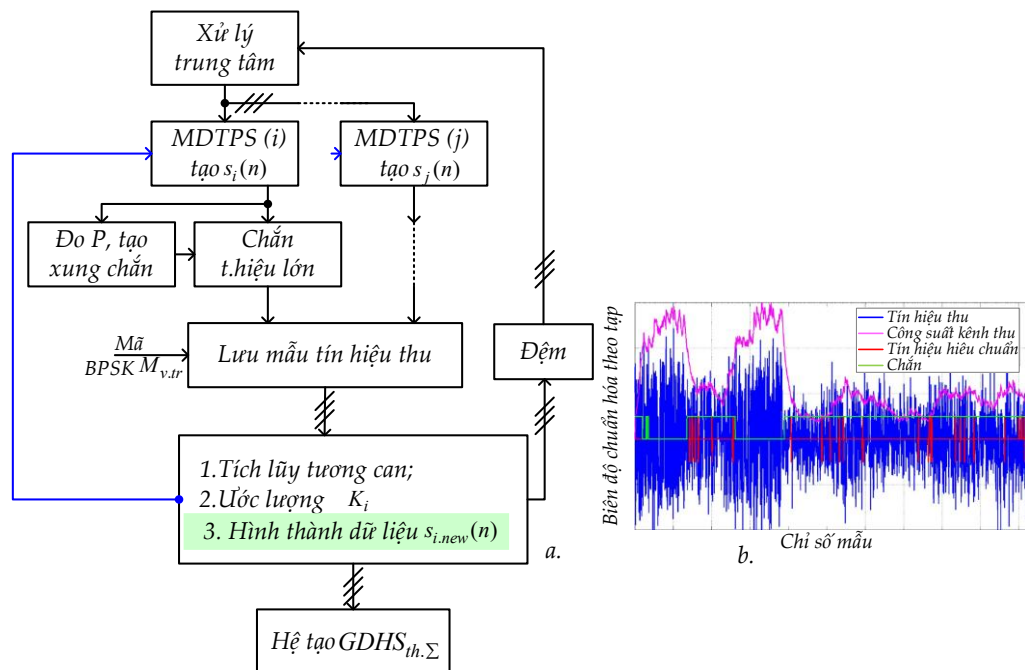
Công thức (3.32) cho thấy rằng, tất cả các MDTPS đều có tín hiệu đầu ra giống nhau cả về biên độ và pha.

3.3.2.3. Tổng hợp quá trình tự động đo và hiệu chuẩn thời gian thực đường thu

Tại hình 3.20.a có trình bày lược đồ tổng quát quá trình tự động đo, hiệu chuẩn thời gian thực cho các MDTPS có cấu trúc được hoàn thiện tại chương 2.

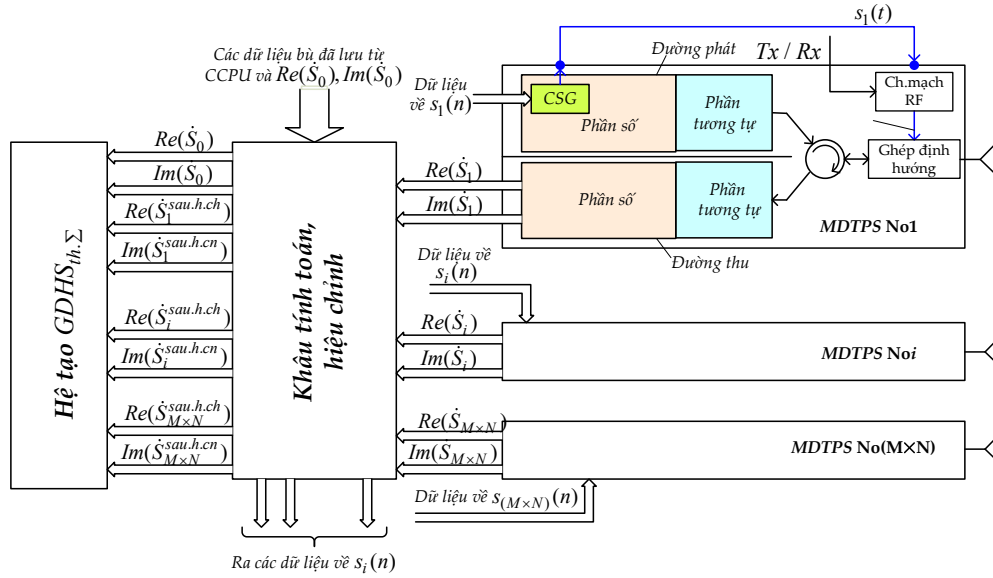
Tại từng mô đun, tín hiệu hiệu chuẩn được hình thành bởi bộ tạo tín hiệu có điều khiển (CSG) với các dữ liệu đầu vào là thông tin về tín hiệu cần được hình thành và cập nhật từ khâu tính toán. Bộ tạo tín hiệu CSG sẽ hình thành tín hiệu hiệu chuẩn $s_{h.ch.i}(t)$ dạng mã BPSK có các tham số $t_{h.ch}, \tau_{xg.con}$ với mức $P_{xg.con} < P_{noi.tap}$.

Các tín hiệu $s_{h.ch.i}(t)$ được đưa tới đầu vào đường thu qua chuyển mạch cao tần (CMRF) và điều khiển bởi lệnh Tx/Rx , và trộn với tín hiệu thu trong phần tử ghép định hướng, qua circulator. Phần tử CMRF sẽ chỉ cho $s_{h.ch.i}(t)$ đi tới đầu vào đường thu khi có lệnh RX . Do quá trình hiệu chuẩn được thực hiện theo thời gian thực, song song với quá trình thu, xử lý tín hiệu, nên để tránh sự tác động của các tín hiệu phản xạ lớn tới chất lượng hiệu chuẩn, trong các MDTPS sẽ có phần tử đo công suất tức thời là mức công suất tín hiệu đầu vào để hình thành tín hiệu chuẩn $s(t)$. Khi đó, các mẫu của tín hiệu hiệu chuẩn sẽ không được xử lý tích lũy (hình 3.20.b).



Hình 3.20. Lược đồ tổng quát quá trình tự động đo, hiệu chuẩn đường thu (a.) và giản đồ chấn không cấp tín hiệu hiệu chuẩn vào đường thu khi có nhiễu (b)

Sau xử lý lọc xung đơn, tại đầu ra đường thu của MDTPS thứ i , hai thành phần cầu phương của tín hiệu hiệu chuẩn $Re\hat{S}_i$ và $Im\hat{S}_i$ được đưa tới khâu tính toán, hiệu chỉnh để thực hiện các phép tích lũy (xử lý tích lũy tương can số) theo yêu cầu. Và so sánh với các dữ liệu của tín hiệu tham chiếu để ước lượng các tham số cho hệ. Và so sánh với các dữ liệu của tín hiệu tham chiếu để ước lượng các tham số cho hệ



Hình 3.21. Sơ đồ cấu trúc tổng quát hệ con tự động hiệu chuẩn đường thu.

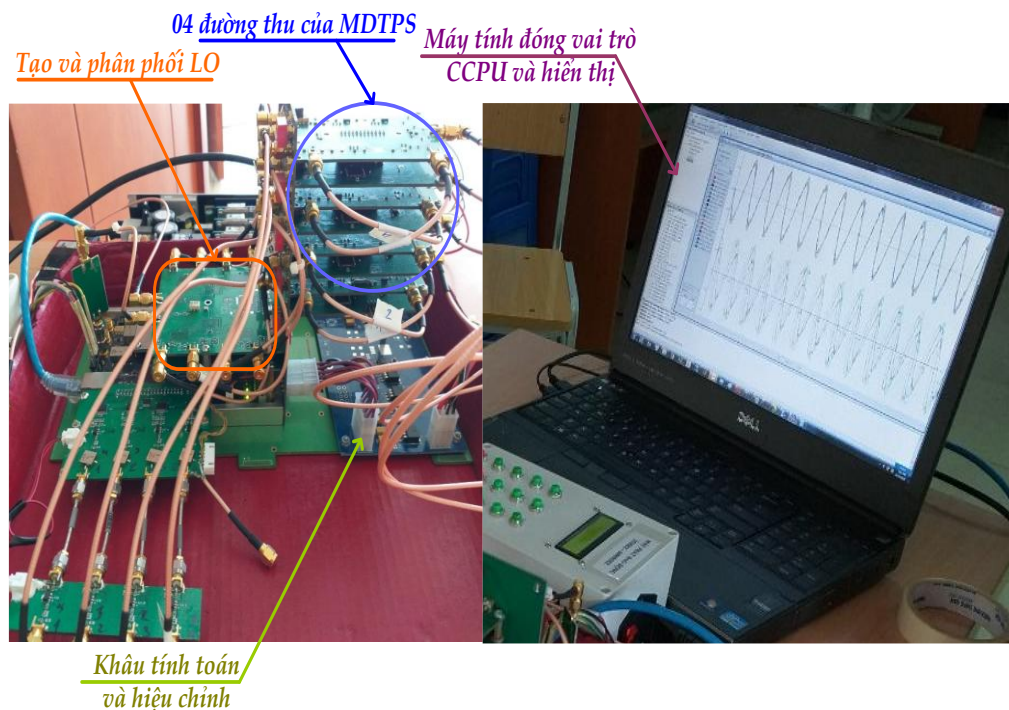
hiệu chỉnh. Sau đó, hình thành các dữ liệu cần thiết để gửi tới bộ tạo tín hiệu có điều khiển. Các dữ liệu sau xử lý gồm: $[Re(S_1^{sau.h.ch}), Im(S_1^{sau.h.ch})]$, sẽ được đưa tới hệ tạo búp sóng số. Tại hình 3.21 trình bày sơ đồ cấu trúc tổng quát hệ con tự động hiệu chuẩn đường thu trong các MDTPS của AMPS.

3.3.3. Minh chứng kết quả nghiên cứu bằng mô phỏng và thực nghiệm

Quá trình thực hiện minh chứng kết quả mô phỏng đã tiến hành tổng hợp thực tế: 04 đường thu, có tính tới phương án cải thiện cấu trúc theo hướng kiểm soát thích nghi dải động như đã trình bày tại mục 2.3.2 và mục 2.3.3; khâu tạo và phân phối điện áp LO; khâu tính toán, hiệu chỉnh và sử dụng 01 máy tính đóng vai trò bộ xử lý trung tâm và công cụ hiển thị (hình 3.22). Bảng 3.4 trình bày tham số tín hiệu được thực hiện trong quá trình mô phỏng.

Hình 3.23 trình bày kết quả mô phỏng tín hiệu của 04 đường thu trước và sau khi khởi động quá trình tự động hiệu chuẩn theo lược đồ đã được trình bày ở trên. Quá trình xử lý tích lũy được thực hiện với $M = M_{v.tr} \times M_{dg.thu} = 256 \times 4 = 1024$, tương ứng với số mẫu. Để đơn giản cho quá trình mô phỏng, có thể giả thiết lấy tín hiệu vào ra của đường dẫn N_0 làm cơ sở tham chiếu.

Tại bảng 3.5 – 3.8 trình bày kết quả ước lượng sai lệch tham số biên độ và pha tín hiệu trước và sau hiệu chuẩn khi chưa sử dụng mô hình đường thu phối hợp toàn

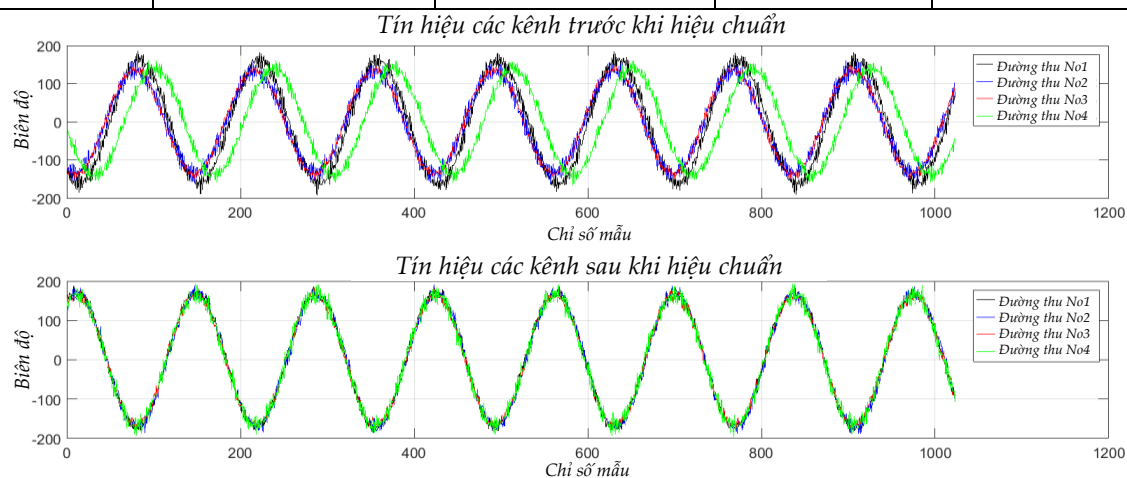


Hình 3.22. Sơ đồ thực hiện mô phỏng hệ con tự động hiệu chuẩn đường thu (04 đường) trong các MDTPS.

phần có điều khiển thích nghi dải động.

Bảng 3.4 Tham số tín hiệu mô phỏng

Tham số	f_0 [MHz]	f_{LO} [MHz]	$f_{tr.t}$ [MHz]	$M_{v.tr}$
Giá trị	1560 ÷ 1590	1470 ÷ 1500	90	256



Hình 3.23. Kết quả mô phỏng 04 tín hiệu đầu ra trước và sau khi hiệu chuẩn.

Bảng 3.5. Các giá trị sai lệch biên độ tín hiệu (*)

Trạng thái đường thu	Đường No2 [dB]	No3[dB]	No4 [dB]
Trước hiệu chuẩn	2.2	1.9	2.6
Sau hiệu chuẩn	0.25	0.34	0.41

Bảng 3.6. Các giá trị sai lệch pha tín hiệu (*)

Trạng thái đường thu	Đường No2 [độ]	No3[độ]	No4 [độ]
Trước hiệu chuẩn	6.3	5.5	7.2
Sau hiệu chuẩn	1.6	2.0	1.1

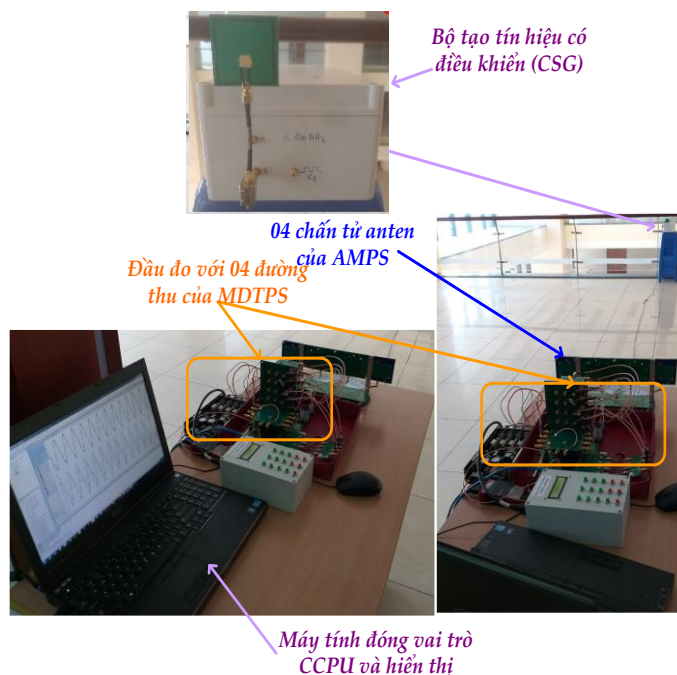
(*) So với dữ liệu đường thu tham chiếu.

Bảng 3.7. Các giá trị sai lệch biên độ tín hiệu (*)

Trạng thái đường thu	Đường No2 [dB]	No3[dB]	No4 [dB]
Trước hiệu chuẩn	3.1	2.3	2.8
Sau hiệu chuẩn	0.14	0.13	0.16

Bảng 3.8. Các giá trị sai lệch pha tín hiệu (*)

Trạng thái đường thu	Đường No2 [độ]	No3[độ]	No4 [độ]
Trước hiệu chuẩn	4.5	6.3	7.2
Sau hiệu chuẩn	0.8	1.1	0.7



Hình 3.24. Sơ đồ đo thực nghiệm minh chứng kết quả nghiên cứu.

Sơ đồ thực nghiệm (hình 3.24) bao gồm hệ đầu đo với 04 đường thu của *MDTPS* được gắn với 04 chân tử anten mạch dải, bộ tạo tín hiệu có điều khiển *CSG* với anten chiếu xạ của mình, máy tính cá nhân đóng vai trò *CCPU* và hiển thị. Với tần số f_0 nằm trong dải $1560 \div 1590$ [MHz], khoảng cách vùng trường xa lớn hơn 2 [m]. Thực nghiệm được thực hiện với khoảng cách r giữa anten chiếu xạ và hệ chân tử anten mạch dải là 7.5 [m]. Tương tự như với quá trình mô phỏng, việc thực nghiệm cũng được tiến hành sử dụng đường thu No1 làm đường thu tham chiếu. Tại các bảng 3.9, 3.10, 3.11 và 3.12 trình bày kết quả thử nghiệm xác định mức sai lệch tham số biên độ và pha tín hiệu trước và sau hiệu chuẩn, trước và sau cải tiến ứng dụng mô hình đường thu khớp toàn phần và điều khiển thích nghi dải động.

Bảng 3.9. Kết quả thực nghiệm xác định các giá trị sai lệch biên độ tín hiệu trước và sau hiệu chuẩn và trước khi cải tiến đường thu (*)

Trạng thái đường thu	Đường No2 [dB]	No3 [dB]	No4 [dB]
Trước hiệu chuẩn	5.5	6.3	7.1
Sau hiệu chuẩn	0.91	1.34	1.53

(*) So với dữ liệu đường thu tham chiếu.

Bảng 3.10. Kết quả thực nghiệm xác định các giá trị sai lệch pha tín hiệu trước và sau hiệu chuẩn và trước khi cải tiến đường thu (*)

Trạng thái đường thu	Đường No2 [độ]	No3 [độ]	No4 [độ]
Trước hiệu chuẩn	8.1	9.1	6.9
Sau hiệu chuẩn	2.2	2.7	1.8

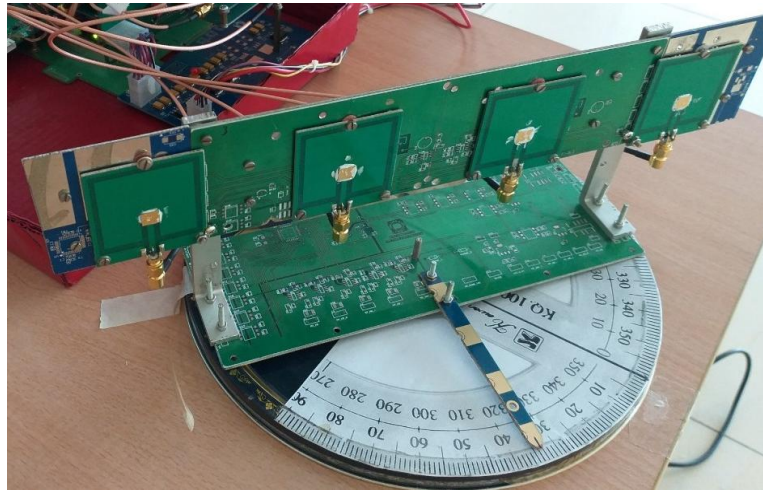
Bảng 3.11. Kết quả thực nghiệm xác định các giá trị sai lệch biên độ tín hiệu trước và sau hiệu chuẩn và sau khi cải tiến đường thu (*)

Trạng thái đường thu	Đường No2 [dB]	No3 [dB]	No4 [dB]
Trước hiệu chuẩn	6.1	6.3	5.5
Sau hiệu chuẩn	0.41	0.34	0.25

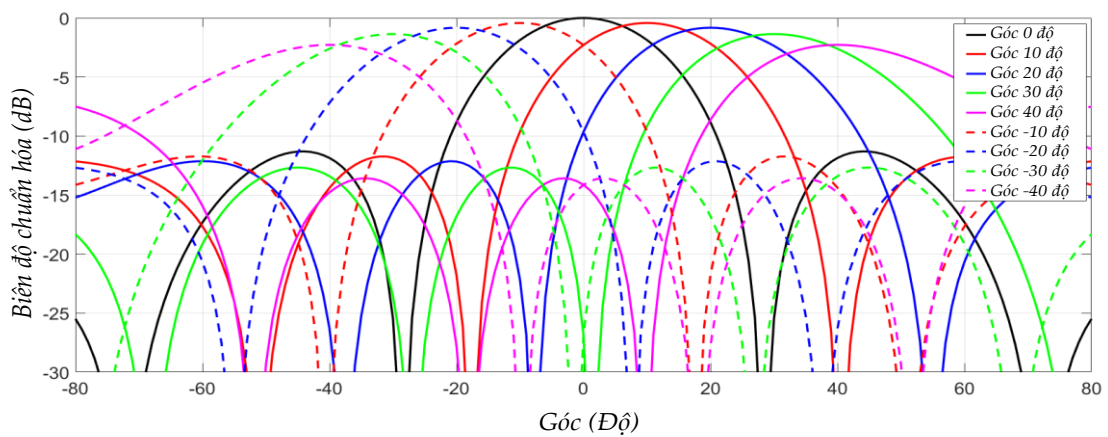
Bảng 3.12. Kết quả thực nghiệm xác định các giá trị sai lệch pha tín hiệu trước và sau hiệu chuẩn và sau khi cải tiến đường thu (*)

Trạng thái đường thu	Đường No2 [độ]	No3 [độ]	No4 [độ]
Trước hiệu chuẩn	7.6	6.8	7.3
Sau hiệu chuẩn	0.24	0.21	0.31

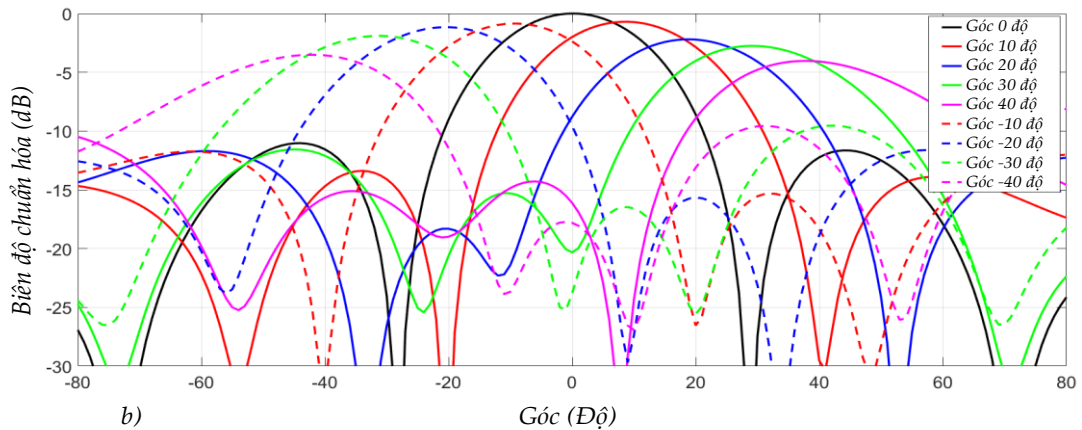
Kết quả thực nghiệm cũng được thực hiện trên cơ sở tổng hợp $GDHS_{thu}$ theo các góc quan sát khác nhau bằng việc sử dụng bàn xoay (hình 3.25) cho hệ $AMPS$ để so sánh với $GDHS_{thu}$ sau hiệu chuẩn. Các $GDHS_{thu}$ được tổng hợp ở các góc $0^\circ, \pm 10^\circ, \pm 20^\circ, \pm 30^\circ$ và $\pm 40^\circ$. Kết quả tổng hợp $GDHS_{thu}$ sau hiệu chuẩn bằng phương pháp mô phỏng được trình bày hình 3.26. Còn tại hình 3.27 trình bày kết quả đo và xử lý dữ liệu thực nghiệm.



Hình 3.25. Mô hình sử dụng bàn xoay để tổng hợp $GDHS_{thu}$ ở các góc quan sát khác nhau trong quá trình hiệu chuẩn.



Hình 3.26. $GDHS_{thu}$ được tổng hợp sau hiệu chuẩn bằng mô phỏng.



Hình 3.27. $GDHS_{thu}$ được tổng hợp sau hiệu chuẩn bằng thực nghiệm.

Cả hai kết quả tổng hợp $GDHS_{thu}$ ở trên đều được thực hiện với trường hợp đã cải tiến đường thu sử dụng điều khiển thích nghi dải động đối với đường thu.

Dựa vào các kết quả trên, có thể rút ra một số nhận xét sau:

Thứ nhất, giải thuật được tổng hợp trên cơ sở nghiên cứu mô hình toán học, triển khai, xây dựng lược đồ tổng quát và sơ đồ cấu trúc cho quá trình tự động đo và hiệu chuẩn đường thu trong các *MDTPS*. Giải thuật đã giải quyết được bài toán tự động hiệu chuẩn đường thu khi mà mức tỷ số $SNR_{vao.dg.thu}|_p \ll 1$ tương ứng với mức công suất tín hiệu phản xạ từ các mục tiêu *MTDVN* bé hơn rất nhiều so với mức nội tạp. Điều này dẫn tới sự cần thiết phải tổng hợp cấu trúc tín hiệu hiệu chuẩn phù hợp và sử dụng phương án tích lũy tương can liên tiếp với số lần tích lũy được lựa chọn theo yêu cầu để đảm bảo mức tỷ số $SNR_{ra.dg.thu}|_p$ đủ lớn cho bài toán đo lường mà các thông tin chứa trong tín hiệu hiệu chuẩn bị lỗi ở mức thấp nhất.

Thứ hai, việc hình thành các hệ số hiệu chuẩn dựa trên sự so sánh biên độ phức tín hiệu đầu ra đường thu của *MDTPS* tham chiếu “ảo” với biên độ phức tín hiệu đầu ra các đường thu sau tích lũy.

Thứ ba, ứng dụng cách tiếp cận “cấu hình mềm” trong quá trình triển khai thực hiện bài toán tổng hợp sơ đồ cấu trúc hệ con tự động đo và hiệu chuẩn các đường thu. Sử dụng tối đa các phần tử linh kiện cơ bản cần có của *MDTPS* tham gia

vào quá trình đo, hiệu chuẩn. Nên hệ con tự động đo và hiệu chuẩn sẽ được gọi là **hệ con tích hợp** tự động đo và hiệu chuẩn đường thu trong các *MDTPS*.

Thứ tư, việc minh chứng kết quả nghiên cứu bằng mô phỏng và thực nghiệm đã minh chứng tính đúng đắn, hiệu quả của vấn đề đo, hiệu chuẩn với cả hai trường hợp trước và sau cải tiến đường thu của các *MDTPS* góp phần giải quyết bài toán đảm bảo khả năng phát hiện lớp *MTDVN*.

Kết quả nghiên cứu trong mục 3.3 được công bố tại bài báo “Automatic calibration of the receiving line of information and control systems in real time” của tạp chí Scientific and technical journal of information technologies, mechanics and mechatronics. 2025, Issue 3, Volume 25, pp. 554-564 (Scopus, Q4).

3.4. Kết luận chương 3

1. Đã phân tích và lựa chọn phương pháp hiệu chuẩn min of rotating-element electric-field vectors – REV_{min} để thực hiện hiệu chuẩn *AMPS* tại cơ sở sản xuất (nhà máy). Xây dựng mô hình toán học của phương pháp REV_{min} . Kết quả mô phỏng và thực nghiệm ở băng tần L cho thấy: phương pháp REV_{min} xác định sai số pha chính xác hơn phương pháp REV_{max} ; phương pháp REV_{min} có phạm vi phát hiện tốt hơn trên mỗi lần thay đổi pha tương ứng với độ phân giải cao hơn 35 dB; sai số pha của phương pháp REV_{min} là 5° , còn với phương pháp REV_{max} – 70° ; mức khuếch đại đỉnh của búp sóng tổng bằng phương pháp REV_{min} cao hơn REV_{max} là 3,7...4,1 dB. Kết quả nghiên cứu đã được tổng hợp dưới dạng bài báo khoa học “Calibration of phased array antenna with the minimum point finding method of the array factor”, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*. Institute of Advanced Engineering and Science Vol.38, No.2, May, pp. 854~864, ISSN: 2502-4752, DOI: 10.11591/ijeecs.v38.i2.pp854-864, (Scopus, Q3).

2. Đã ứng dụng phương pháp hiệu chuẩn trường xa rotating-element electric-field vectors – REV bằng giải thuật TTQ để giải quyết bài toán đo, hiệu chuẩn *AMPS* tại cơ sở sản xuất và đặc biệt là tại vị trí triển khai có tính tới tác động của các nguồn nhiễu ngoài. Sai số biên độ và pha của kết quả hiệu chuẩn khi sử dụng phương pháp TTQ đề xuất đảm bảo theo tiêu chuẩn kỹ thuật tương ứng là dưới 1 dB

và 5°. Kết quả nghiên cứu đã được tổng hợp dưới dạng bài báo khoa học “Phased Array Antenna Calibration Based on Autocorrelation Algorithm” đăng tại tạp chí MPDI Sensors 2024, 24(23), 7496; <https://doi.org/10.3390/s24237496> hạng Q1; và bài báo khoa học “Autocorrelation Method of Phased Array Antenna Calibration Based on Far-Field Measurement System”. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025. 28 (3):106-115.

3. Đã tổng hợp giải thuật tự động đo, hiệu chuẩn bên trong đối với đường thu của các *MDTPS* mà đã được hoàn thiện về cấu trúc đường phát, đường thu đã được trình bày ở chương 2. Lược đồ quá trình tự động đo, hiệu chuẩn đường thu (*hình 3.20*) và sơ đồ cấu trúc hệ con tự động hiệu chuẩn đường thu (*hình 3.21*) đảm bảo duy trì tốt khả năng phát hiện và xác định tọa độ của tất cả các mục tiêu có $\bar{\sigma}_{m,t} \sim \geq 4[\text{cm}^2]$ trong quá trình vận hành, khai thác chiến đấu. Kết quả nghiên cứu đã được công bố tại bài báo “Automatic calibration of the receiving line of information and control systems in real time” của tạp chí Scientific and technical journal of information technologies, mechanics and mechatronics. 2025, Issue 3, Volume 25, pp. 554-564 (Scopus, Q4).

KẾT LUẬN VÀ ĐỊNH HƯỚNG NGHIÊN CỨU TIẾP THEO

AMP nói chung và *AMPS* nói riêng là thành quả của sự phát triển khoa học kỹ thuật, công nghệ trong lĩnh vực điện tử và vô tuyến điện tử. Và là thành tố quyết định hình thành các tổ hợp vô tuyến điện tử đa chức năng hiện đại. Nhờ khả năng hình thành $GDHS_{th}$, $GDHS_{ph}$ một cách độc lập, với hình dạng, vị trí không gian khác nhau các hệ thống ra đa đa chức năng đã và đang giải quyết được các nhiệm vụ bảo vệ vùng trời quốc gia. Đề tài luận án “*Nghiên cứu nâng cao khả năng phát hiện và xác định tọa độ mục tiêu dấu vết nhỏ cho hệ thống định vị vô tuyến sử dụng anten mảng pha*” là kết quả của quá trình tổng hợp nghiên cứu của nghiên cứu sinh không chỉ giới hạn trong thời gian ba năm là mà đã kéo dài trong gần như toàn bộ quá trình hoạt động thực tiễn tại đơn vị công tác.

Do nội dung nghiên cứu liên quan tới gần như toàn bộ các thành phần cơ bản của đối tượng nghiên cứu – hệ thống *AMPS* trong giải bài toán phát hiện các *MTDVN*, nên cách tiếp cận giải quyết cũng theo hướng hệ thống trải đều từ vấn đề hình thành *GDHS*; cải tiến, hoàn thiện cấu trúc đường thu đến vấn đề hiệu chuẩn *AMPS* tại cơ sở chế tạo, cũng như trong quá trình vận hành, khai thác. Các kết quả nghiên cứu nhằm giải quyết một số điểm tồn tại mang tính nguyên tắc của toàn hệ thống khi đối phó với lớp các *MTDVN*. Các kết quả nghiên cứu quan trọng của luận án đã công bố tại các tạp chí chuyên ngành trong và ngoài nước có uy tín.

A. Một số đóng góp mới của luận án

Từ các kết quả nghiên cứu, một số giải pháp kỹ thuật đã đề xuất, luận án tổng hợp lại thành một số đóng góp mới như sau:

1. Hoàn thiện việc tổng hợp, hình thành các dạng khác nhau của $GDHS_{th,\Sigma}$, $GDHS_{ph,\Sigma}$ theo thời gian thực. Ứng dụng phương pháp đơn xung kỹ thuật số đối với *AMPS* trong việc nâng cao chất lượng xác định tọa độ góc các mục tiêu, kể cả các *MTDVN*.
2. Cải tiến cấu trúc *MDTPS* với đường thu được hoàn thiện theo mô hình lọc phối hợp toàn phần nhằm đảm bảo không bị mất mát, méo dạng các thông tin tín

hiệu yếu phản xạ từ *MTDVN* để đảm bảo điều kiện $SNR_{\Sigma}|_{\bar{\sigma}_{m,t} \sim \geq 4[\text{cm}^2]} > 1$ góp phần nâng cao chất lượng phát hiện các loại mục tiêu.

3. Đề xuất mới phương pháp hiệu chuẩn *AMPS* tại cơ sở sản xuất và tại vị trí triển khai trong môi trường nhiễu ngoài nhằm đảm bảo các tham số của búp sóng chính theo yêu cầu kỹ thuật và giảm thiểu các búp sóng phụ nhằm nâng cao và duy trì chất lượng phát hiện và xác định tham số tọa độ của các mục tiêu nói chung và *MTDVN* nói riêng.

4. Đề xuất mới phương pháp tự động đo, hiệu chuẩn đường thu của các *MDTPS* (sau hoàn thiện cấu trúc) để duy trì điều kiện phát hiện $SNR_{\Sigma}|_{\bar{\sigma}_{m,t} \sim \geq 4[\text{cm}^2]} > 1$ trong quá trình khai thác, vận hành góp phần nâng cao chất lượng phát hiện và xác định tham số tọa độ góc.

Các kết quả nghiên cứu lý thuyết đều được minh chứng định lượng thông qua mô phỏng và thử nghiệm thực tế. Các kết quả nghiên cứu trên đều thực hiện theo quan điểm ra đa đa chức năng được thiết kế theo mô hình hệ thống tích hợp cấu hình mềm.

B. Định hướng nghiên cứu tiếp theo

Việc chế tạo mới, cải tiến hoàn thiện hệ thống *AMPS* là hoạt động tất yếu trong lực lượng vũ trang nói chung và bộ đội Phòng không quốc gia nói riêng. Một số định hướng nghiên cứu tiếp theo phát triển trên cơ sở luận án là:

- + Khảo sát, mở rộng dải tần công tác trong quá trình hoàn thiện và đưa các kết quả nghiên cứu vào sản phẩm thực theo quy mô yêu cầu.

- + Tiếp tục hoàn thiện, tối ưu các phần mềm hệ thống và các thuật toán xử lý theo định hướng sử dụng trí tuệ nhân tạo (*AI*).

- + Tiếp tục nghiên cứu, hoàn thiện bài toán tự động đo, hiệu chuẩn đối với các đường phát để tiến tới hình thành hệ con tự động hiệu chuẩn bên trong của các *MDTPS* theo thời gian thực.

- + Ứng dụng phát triển định hướng thiết kế, chế tạo và tổng hợp các trang thiết bị đầu đo ra đa theo cách tiếp cận cấu hình mềm nhằm phát huy và mở rộng khả năng đa chức năng của chúng trong việc ứng phó với nhiều chủng loại đối tượng cần quan trắc khác nhau./.

DANH MỤC CÔNG TRÌNH CỦA TÁC GIẢ

1. Xuan Luong N., Dang T., Phung Bao N., Van Bac N. (2022), “Research and Design of an X-Band UHF Power Amplifier”, *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. ISSN 2658-4794. 25(5):56-66. <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-5-56-66>.
2. Nguyen, Xuan Luong, Thanh Thuy Dang Thi, Phung Bao Nguyen, and Viet Hung Tran (2024), “Receiving Paths Improvement of Digital Phased Array Antennas Using Adaptive Dynamic Range”, *Electronics*, 13, ISSN: 2079-9292, no. 21: 4161. <https://doi.org/10.3390/electronics13214161>, (WoS, Q2).
3. Nguyen, Xuan Luong, Nguyen Trong Nhan, Thanh Thuy Dang Thi, Tran Van Thanh, Phung Bao Nguyen, and Nguyen Duc Trien (2024), “Phased Array Antenna Calibration Based on Autocorrelation Algorithm”, *Sensors* 24, ISSN: 1424-8220, no. 23: 7496. <https://doi.org/10.3390/s24237496>, (WoS, Q1).
4. Nguyen Xuan Luong, Dang Thi Thanh Thuy, Nguyen Phung Bao (2024), “Nghiên cứu ứng dụng AI engine trong thiết kế bộ tích lũy tương can đa kênh sử dụng FFT của ra đa mảng pha số”, *Hội nghị khoa học Vật lý 2024* do trường VNU tổ chức.
5. Nguyen Xuan Luong, Nguyen Trong Nhan, Tran Van Thanh, Dang Thi Thanh Thuy (2025), “Calibration of phased array antenna with the minimum point finding method of the array factor”, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*. Vol.38, No.2, May, 2025, pp. 854-864, ISSN: 2502-4752, DOI: 10.11591/ijeecs.v38.i2.pp854-8i2, (Scopus, Q3).
6. Xuan Luong Nguyen, Nguyen Trong Nhan, Tran Van Thanh, Phung Bao Nguyen (2025), “Autocorrelation Method of Phased Array Antenna Calibration Based on Far-Field Measurement System”, *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2025; 28 (3):106-115, ISSN 2658-4794.
7. Nguyen Trong Nhan, Xuan Luong Nguyen, Phung Bao Nguyen (2025), “Automatic calibration of the receiving line of the information and control systems in real-time”, *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*. Vol. 25, no. 3, pp. 554-564, ISSN 2500-0373 (Scopus, Q4).

TÀI LIỆU THAM KHẢO

Tiếng Việt

- [1] Nguyễn Phùng Bảo (1996), *Nghiên cứu khả năng phát hiện các phương tiện bay đường không sử dụng công nghệ “Stealth” của hệ thống cảnh giới Phòng không quốc gia*. Luận án Tiến sĩ kỹ thuật. Học viện Kỹ thuật Quân sự, Hà Nội.
- [2] Nguyễn Đức Luyện (1998), *Nguyên lý ra đa*, Nhà xuất bản Học viện Kỹ thuật Quân sự.
- [3] Nguyễn Văn Hạnh. (2014), *Nghiên cứu một số giải pháp nâng cao chất lượng thu tín hiệu trong đài ra đa*. Luận án TSKT chuyên ngành KTĐT, Mã số 62-52-02-03. Viện KH&CNQS.
- [4] Võ văn Phúc. (2023), *Nguyên cứu xây dựng một số giải pháp nâng cao chất lượng phát hiện mục tiêu trong ra đa MIMO*. Luận án TSKT chuyên ngành KT Ra đa dẫn đường Mã số 9-52-02-04. Viện KH&CNQS.
- [5] Trần Vũ Hợp et al. (2021), “Giải quyết bài toán khó về phát hiện mục tiêu, ứng dụng trong ra đa cảnh giới bờ”, Tạp chí *Khoa học công nghệ và Đổi mới sáng tạo*. tr. 39-41. TCT Công nghiệp CNC Viettel.
- [6] Hoàng Thọ Tu (2003), *Cơ sở xây dựng đài ra đa cảnh giới*, Học viện Kỹ thuật Quân sự.

Tiếng Nga

- [7] Бабкин Ю.М (2006), *Синтез многофункционального радиолокатора*, М: Изд МЭИ. стр. 108
- [8] Башлыков Н.А (2020), “Разработка математической модели цифровой антенной решётки” *Политехнический молодежный журнал*. № 05. Стр. 150-159. DOI: 10.18698/2541-8009-2020-05-605
- [9] Ботов М. И, Вяхирев В. А. (2013), *Основы теории радиолокационных систем и комплексов*, Красноярск : Сиб. федер. ун-т. 530 стр.
- [10] Везарко Д.А., Чечельницкий А.С., Коптев В.А., Халматов Б.М. (2024),

- “Анализ радиолокационных систем обнаружений малоразмерных летательных аппаратов”, *Международный журнал гуманитарных и естественных наук*. №3(90).
- [11] Викулов И (2017), “Радиоэлектронные системы с АФАР: Направления развития и применения”. *Электроника, наука, технология, бизнес*. № 5 , стр. 165. DOI: 10.22184/1992-4178.2017.165.5.126.134
 - [12] Вожаев В.В (2018), *Характеристики радиолокационной заметности летательных аппаратов*. М.: ФИЗМАТЛИТ- 376 стр.
 - [13] Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И (2003), *Устройства СВЧ и антенны*. М.: ФИЗМАТЛИТ- 230 стр.
 - [14] Воскресенский Д.И., Добычина Е.М. (2020), *Цифровые антенные решетки бортовых систем*. М.: ФИЗМАТЛИТ- 580 стр.
 - [15] Дудник П.И (2007), *Многофункциональные радиолокационные системы*. М: Дрофа. стр 283.
 - [16] Добычина Е.М., Снастин М.В, Солод А.Г. (2018), “Имитационное моделирование процесса калибровки цифровой антенной решетки”, *Электросвязь*. 2018. № 12. С. 68-73.
 - [17] Инденбом М.В (2015), *Антенные решётки подвижных обзорных РЛД. Теория, расчёт, конструкции*. М: Радиотехника, стр 416.
 - [18] Кузьмин С.З (2000), *Цифровая радиолокация. Введение в теорию*. Изд.КвЦ, стр 116.
 - [19] Карасев М.С., Далингер А.Г., Шацкий С.В., Жерновенков В.А (2017), *Перспективный многофункциональный приемо-передающий модуль АФАР X-диапазона и методика измерения его параметров*, АО «НПП «Исток» им. Шокина», стр 11-19.
 - [20] Львова Л.А (2003), “Радиолокационная заметность летательных аппаратов”, *Снежинск: РФЯЦ - ВНИИТФ*, стр. 16-21.
 - [21] Скобелев С.П (2010), *Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности*. М.: ФИЗМАТЛИТ, 320 с.

- [22] Толкачёв Д.С, Жирнов В.С (2017), “Пространственно-временная обработка сигналов антенных решёток с цифровым формированием диаграммы направленности”, *Известия ЮФУ. Технические науки*, Тематический выпуск стр. 136-141.
- [23] Орешкин.В.И. et al. (2021), “Повышение точности пеленга сигнала в цифровой антенной решётке”. *Труды МАИ*. 2021.Выпуск № 120. УДК 621.396. DOI: 10.34759/trd-2021-120-10.

Tiếng Anh

- [24] Agrawal A. and Jablon A. (2003), “A calibration technique for active phased array antenpha” *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Boston, MA, USA, pp. 223-228.
- [25] Andersson et al (2002), *Antenna array calibration*, United States Patent US 6,339,399 B1.
- [26] Andrea Pezzati (2020), *Radar Detection and Stealth Bomber: What Future for Stealth Technology*. Technology and International Relations - University of Bologna, pp. 157.
- [27] Blech M. D. et al (2010), “Time-Domain Spherical Near-Field Antenna Measurement System Employing a Switched Continuous-Wave Hardware Gating Technique”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 2, pp. 387-395, Feb. 2010.
- [28] Budnyaev V. A. at al. (2019), “Simulation of the Low-Power Part of the C-Band Transceiving Modules for AESA in the MMIC Form”, *Journal of Rocket and space instrumetation and Informatirumetation*, No6. vol. 2, pp 25-37.
- [29] Cheng.W. et al (2023), “An Efficient Digital Channelized Receiver for Low SNR and Wideband Chirp Signals Detection”, *Appl. Sci.*, 13, 3080.
- [30] Castillo D. et al (2015), “L-Band Digital Array Radar Demonstrator for Next Generation Multichannel SAR Systems” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 8, no. 11,

pp. 5007-5014, Nov. 2015, doi: 10.1109/JSTARS.2015.2430931

- [31] Chae 3. (2020), “Coupler Integrated Microstrip Patch Linear Phased Array for Self-Calibration”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 9, pp. 1615-1619, Sept. 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.3011862.
- [32] Chou H. et al (2019), “Fast Phased Array Antenna Calibration Incorporating with a Far-field Radiation Measurement SystRa”, *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Poland, 2019, pp. 1-4
- [33] Dawid W. R. at al (2020), “IQ-imbalance and DC-offset compensation in ultra wideband Zero-IF recultra”, *2020 23rd International Microwave and Radar Conference (MIKON). IEEE Xplore*: 12 November 2020. DOI: 10.23919/MIKON48703.2020.9253894.
- [34] De Witt J.J (2011), *Modelling, Estimation and Compensation of Imbalances in Quadrature Transceivers*. Dissertation of Doctor of Philosophy in the Faculty of Engineering at Stellenbosch University (South Africa). <http://scholar.sun.ac.za>.
- [35] Dobychina E. et al (2023), “Development of the Phaseless Calibration Algorithm for a Digital Antenna Arraf”, *Inventions 2023*, 8, 155. <https://doi.org/10.3390/inventions8060155>.
- [36] Galina B. et al (2017), “Simple Calibration Technique for Phased Array Radar Systems”, *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 55, 109-119, 2017, DOI: 10.2528/PIERM16101203.
- [37] Ghaffarian N. et al (2020), “Characterization and Calibration Challenges of an K-Band Large-Scale Active Phased-Array Antenna with a Modular Architecture”, *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, Utrecht, Netherlands, 2021, pp. 1039-1042, doi: 10.23919/EuMC48046.2021.9338111.
- [38] Gröschel P. at al (2017), “A System Concept for Online Calibration of

- Massive MIMO Transceiver Arrays for Communication and Localization”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume: 65, Issue: 5, May 2017. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2663404.
- [39] Harker B.T at al (2007), “Dinamic range improvements and measurements in radar systems”, *The Institution of Engineering and Technology 2007*, vol. 15, pp. 79-87.
 - [40] Hongtao Li. at al (2022), “Transmit Beam Control in Low-Altitude Slow-Moving Small Targets Detection Based on Peak to Average Power Ratio Constraint”, *Electronics* 2022, no. 11, pp. 3456.
 - [41] Hu C. et al (2017), “Amplitude and phase errors analysis on spherical multi-probe antenna near-field measurement” *2017 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, Tsukuba, Japan, 2017, pp. 12-14, doi: 10.1109/CAMA.2017.8273373.
 - [42] Ivannovs A. et al. (2023), “Radar Data Processing workflow for Navigation Tasks in Harsh Enviroments”, *24-th International Radar Symposium (IRS)*, Berlin, Germany, 2023, pp. 1-10.
 - [43] Jin X. et al (2018), “Fast and Accurate Near-Field Calibration Method for Phased Array Antenfor”, *2018 10th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, Hangzhou, China, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/WCSP.2018.8555608.
 - [44] Jovanovic B. at al (2022), “Transmitter IQ Imbalance Mitigation and PA Linearization in Software Defined Radios”, *Radioengineering Journal*. Vol. 38, pp. 23-30. DOI: 10.13164/re.2022.0144.
 - [45] Keizer M.N (2011), “Fast and Accurate Array Calibration Using a Synthetic Array Approach”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 11, pp. 4115-4122, Nov. 2011.
 - [46] Lee C.-L, Hsueh Y.-H, Wang C.-C and Lin W.-C, “Extrinsic and temporal calibration of automotive radar and 3Dlidar”, *2020 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp.

9976-9983.

- [47] Laitinen T. (2003), “Theory and Practice of the FFT/Matrix Inversion Technique for Probe-Corrected Spherical Near-Field Antenna Measurements With High-Order Probes”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 8, pp. 2623-2631, Aug. 2010.
- [48] Li G. and Cai D., “Design of digital transceiver unit based on multi-channel signal synthesis and new filter combination”, *Proceedings of the 2017 IEEE 3rd Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (ITOEC)*, Chongqing, China, 3–5 October 2017; pp. 485–488.
- [49] Liu. M at al (2007), “Combined Rotating-element Electric-field Vector (CREV) Method for nearfield Calibration of Phased Array Antenna”, *2007 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Guilin, China, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICMMT.2007.381281.
- [50] Nicholas Peccarelli at al (2020), “Dynamic Range Considerations for Modern Digital Array Radars”, *2020 IEEE International Radar Conference (RADAR)*, pp. 28-30. DOI: 10.1109/RADAR42522.2020.9114607.
- [51] Pawlak et al (2006), “Experimental investigation of an external calibration scheme for 30 GHz circularly polarized DBF transmit antenna arrays”, *European Microwave Conference*, pp. 764- 767, 2006.
- [52] Pawlak H., Jacob A. F. (2008), “An External Calibration Scheme for DBF Antenna Arrays”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 1, pp. 59-67, Jan. 2010, doi: 10.1109/TAP.2009.2036195.
- [53] Peng X. (2020), “A Blind Calibration Model for I/Q Imbalances of Wideband Zero-IF Receivers”, *Electronics 2020*, no. 9, pp.18-68; DOI: 10.3390/ electronics9111868. www.mdpi.com/journal/electronics.
- [54] Peter D. (2022), “Hybrid Beamforming Receiver Dynamic Range: Theory to Practice”, *2022 Analog Devices, Inc. Visit Analog.com*, pp.23.

- [55] Peiyang Song et al (2019), “Blind Estimation Algorithms for I/Q Imbalance in Direct Down-conversion Receivers”, *2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, bo. 7, pp. 56-60. DOI: 10.1109/VTCFall.2018.8690669.
- [56] Philip P. (2008), *Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar*, Second Edition, Artech, 857 p.
- [57] Ruhao Wang (2024), “A Hybrid Scheme for TX I/Q Imbalance Self-Calibration in a Direct-Conversion Transceiver”, *Electronics* 2024, 13, 1653. [https://doi.org/ 10.3390/ electronics13091653](https://doi.org/10.3390/electronics13091653).
- [58] Scott M (2003), “SAMPSON MFR active phased array antenna”, *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 2003, Boston, MA, USA, 2003, pp. 119-123, doi: 10.1109/PAST.2003.1256967.
- [59] Shitikov A. M et al (2003), “Multi-element PAA calibration with REV method”, *4th International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Sevastopol, Ukraine, pp. 761-764, vol.2.
- [60] Shao W. et al (2021), “Novel Calibration Method for the Asymmetric Probing in the Near-Field Measurement With a Dual Probe”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 12, pp. 5439-5448, Dec. 2021, doi: 10.1109/TMTT.2021.3120140.
- [61] Shirman Y.D. (2002), *Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection, and Tracking*. 2002 Artech House, Inc, 872 p.
- [62] Shabardina N. et al (2019), “The Development of Quadrature Modulators and Demodulators 1800 MHz – 6 GHz with Digital Correction of Parameters”, *2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*. Vol. 14, pp. 56-61. DOI: 10.1109/EIConRus.2019.8657245.
- [63] Tengbo et al (2018), “An Amplitude-phase Measurement Method of

- Phased Array Antenna Based on Self-Calibration RF Channel”, *2018 10th International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN)*, Chengdu, China, 2018, pp. 460-464.
- [64] Temir K. et al (2016), “Consideration of environmental and functional factors in calibration of antenna integrated active phased array transmitters”, *2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST)*, Waltham, MA, USA, 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/ARRAY.2016.7832558.
 - [65] Takahashi T., Konishi Y., Makino S., Ohmine H., Nakaguro H. (2008), “Fast Measurement Technique for Phased Array Calibration”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 7, pp. 1888-1899.
 - [66] Van Werkhaven et al (2000) “Calibration aspects of the APAR antenna unit”, *Proceedings 2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*, Dana Point, CA, USA, 2000, pp. 425-428.
 - [67] Viet Hung T., Minh T. H., Van Bac N., Bao N.P. (2022), “Synthesis of Algorithms and Procedures for Real-Time Internal Calibration of Receiving Channels in Digital Phased Antenna Arrays”, *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 64–73.
 - [68] Viet Hung Tran, Minh Thien Hoang (2021), “Improving the Structure of a Signal Used for Real-Time Calibrating of the Receiving Channels of Digital Transceiver Modules in Digital Phased Antenna Arrays”, *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. vol. 24, no. 4, pp. 19–26.
 - [69] Wang et al, “Rotating-element electric-field vector (REV) calibration method based on power measurement for phased array antenna”, *2017 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, Suzhou, China, 2017, pp. 1-2.
 - [70] Xuan C.Y (2022), “Quadrature Phase Shift Keying Modulation and Demodulation Simulation Using MATLAB”, *Evolution in Electrical and Electronic Engineering*. Vol. 3 No. 2 (2022) 668-675.

- [71] Yang G et al (2021), “Wide-Band and Wide-Angle Scanning Phased Array Antenna for Mobile Communication System”, *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2, pp. 203-212, 2021.
- [72] Yoon H. -J., Min B. -W. (2021), “Improved Rotating-Element Electric-Field Vector Method for Fast Far-Field Phased Array Calibration”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 11, pp. 8021-8026, doi: 10.1109/TAP.2021.3083796.
- [73] Yu J.-W. et al (2023), “Phased array calibration system with high accuracy and low complexity”, *Alexandria Engineering Journal*, vol. 69, pp. 759-770.
- [74] Zhang Y. et al (2022), “Phased Array Calibration Based on Measured Complex Signals in a Compact Multiprobe Setup”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 4, pp. 833-837, April 2022.
- [75] Zekkari C et al (2017), “Efficient adaptive filtering algorithm for IQ imbalance compensation Tx/Rx systems”, *The Journal of IET Signal Processin*, vol. 2, pp. 98-106. DOI: 10.1049/iet-spr.2017.0448 www.ietdl.org.
- [76] Zhang F et al. (2019), “Improved Over-the-Air Phased Array Calibration Based on Measured Complex Array Signals”, *IEEE antennas and wireless propagation letters*, vol. 18, no. 6. Pp. 1174-1178.
- [77] MATLAB & Simulink. Available online:<https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/simulink-concepts-tools.html> (accessed on 1 July 2024).