ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

TRẦN THỊ THÚY QUỲNH

NGHIÊN CỨU NÂNG CAO HIỆU NĂNG CỦA HỆ TÌM PHƯƠNG SỬ DỤNG ANTEN KHÔNG TÂM PHA TRONG MÔI TRƯỜNG CÁC NGUỒN TÍN HIỆU TƯƠNG QUAN

LUẬN ÁN TIẾN SĨ NGÀNH CÔNG NGHỆ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ, TRUYỀN THÔNG

Hà Nội - 2015

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

Trần Thị Thúy Quỳnh

NGHIÊN CỨU NÂNG CAO HIỆU NĂNG CỦA HỆ TÌM PHƯƠNG SỬ DỤNG ANTEN KHÔNG TÂM PHA TRONG MÔI TRƯỜNG CÁC NGUỒN TÍN HIỆU TƯƠNG QUAN

Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông

Mã số: 62 52 02 08

LUẬN ÁN TIẾN SĨ NGÀNH CÔNG NGHỆ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ, TRUYỀN THÔNG

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:

1. GS.TSKH. Phan Anh
2. PGS.TS. Trần Minh Tuấn

Hà Nội - 2015

LỜI CẢM ƠN

Tôi xin gửi lời cảm ơn chân thành đến GS.TSKH. Phan Anh, người đã dẫn dắt, định hướng cho tôi trong những nghiên cứu về lĩnh vực anten, truyền sóng, và kỹ thuật siêu cao tần. Trong suốt quá trình nghiên cứu về anten không tâm pha, tôi đã nhận được nhiều lời khuyên quý báu của thầy để có những chuyển biến tích cực trong nghiên cứu cấu trúc anten.

Người thầy thứ hai tôi muốn gửi lời cảm ơn là GS.TS. Karim Abed-Meraim. Với nhiều kinh nghiệm trong lĩnh vực xử lý tín hiệu mảng cũng như tối ưu hóa cấu hình anten mảng, thầy đã giúp tôi có cái nhìn tổng quan và định hướng tốt hơn về các nội dung cần làm của luận án, đặc biệt là phần xử lý tín hiệu.

Tôi cũng xin cảm ơn PGS.TS. Nguyễn Linh Trung, người luôn cho tôi những lời khuyên quý báu trong nghiên cứu cũng như hướng dẫn tôi cách suy nghĩ và cách viết một bài báo khoa học; PGS.TS. Trần Đức Tân đã cho những lời khuyên về cách sử dụng thuật toán nén mẫu; PGS.TS. Trần Minh Tuấn đã hướng dẫn tôi những kiến thức ban đầu về các cấu trúc anten hiện đại; các thầy, cô Khoa Điện tử - Viễn thông và các thầy, cô phản biện đã cho nhiều góp ý giúp tôi khắc phục những điểm còn hạn chế trong luận án.

Tôi cũng xin được cảm ơn NCS. Trương Minh Chính đã giúp đỡ nhiều trong phần soạn thảo luận án; các bạn đồng nghiệp trong khoa Điện tử - Viễn thông đã luôn động viên, giúp đỡ trong công việc và cuộc sống.

Lời cảm ơn cuối cùng tôi xin gửi đến gia đình thân yêu, đã luôn tạo điều kiện cho tôi được học tập và phát triển.

Trần Thị Thúy Quỳnh

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan những công việc được thực hiện trong luận án chưa từng được các tác giả khác đề xuất. Với sự hiểu biết của mình, tôi chắc chắn các số liệu, kết quả trong luận án là trung thực và chưa được công bố ở đâu và trong bất cứ công trình nào trừ công trình của tác giả và tài liệu tham khảo.

Nếu có gì sai trái, tôi xin hoàn toàn chịu trách nhiệm.

Hà Nội, ngày . . . tháng . . . năm 2015

Tác giả

Trần Thị Thúy Quỳnh

MỤC LỤC

Trang phụ bìa ..... **i**

Lời cảm ơn ..... **ii**

Lời cam đoan ..... **iii**

Danh mục các ký hiệu và chữ viết tắt ..... **viii**

Danh mục bảng ..... **xvi**

Danh mục các hình vẽ, đồ thị ..... **xvii**

MỞ ĐẦU **1**

Chương 1. TỔNG QUAN VỀ MỘT SỐ MẢNG ANTEN VÀ PHƯƠNG PHÁP TÌM PHƯƠNG TIÊU BIỂU **11**

1.1. Giới thiệu 11

1.2. Mô hình dữ liệu 11

1.3. Cấu trúc hình học của mảng anten 13

1.3.1. Tính duy nhất của vector đáp ứng mảng, tính vô hướng của mảng, và ngưỡng phân giải 14

1.3.2. Mảng ULA và UCA 17

1.3.3. Anten không tâm pha (AWPC) 23

1.3.4. Nhận xét 31
1.4. Thuật toán tìm hướng sóng đến 31
1.4.1. Thuật toán tạo chùm 32
1.4.2. Thuật toán MUSIC 35
1.4.3. Thuật toán ML 37
1.4.4. Nhận xét 38
1.5. Anten không tâm pha tổng quát và thuật toán MUSIC 40
1.6. Kết luận chương 1 43
Chương 2. KHẮC PHỤC VẤN ĐỀ LẶP LẠI PHỔ KHÔNG GIAN CỦA HỆ TÌM PHƯƠNG SỬ DỤNG ANTEN AWPC 44
2.1. Giới thiệu 44
2.2. Sym-AWPC 45
2.2.1. Lựa chọn góc quay anten $\Delta\phi$ 45
2.2.2. Phân tích số học tính duy nhất của vector đáp ứng mảng 47
2.2.3. Kết quả mô phỏng 48
2.3. SymII-AWPC-UCA 50
2.3.1. Phân tích số học tính duy nhất của vector đáp ứng mảng 51
2.3.2. Kết quả mô phỏng 54
2.4. Asym-AWPC 54
2.4.1. Phân tích số học tính duy nhất của vector đáp ứng mảng 57
2.4.2. Kết quả mô phỏng 57
2.4.3. Tính vô hướng của mảng 57
2.4.4. Ngưỡng phân giải 61
2.4.5. Hiệu năng của hệ thống 62
2.4.6. Kết quả mô phỏng 63
2.5. Kết luận chương 2 68

Chương 3. HỆ TÌM PHƯƠNG SỬ DỤNG ASYM-AWPC TRONG MÔI TRƯỜNG CÁC NGUỒN TÍN HIỆU TƯƠNG QUAN 69

3.1. Giới thiệu 69

3.2. Hệ tìm phương Asym-AWPC-MUSIC 71

3.3. Hệ tìm phương Asym-AWPC-CS 73

3.3.1. Mô hình dữ liệu 73

3.3.2. Đặc tính của ma trận đo được tạo bởi Asym-AWPC 76

3.3.3. Thuật toán khôi phục: Bình phương tối thiểu có điều chỉnh l_1 78

3.3.4. Kết quả mô phỏng 79

3.4. Cải thiện độ phân giải của Asym-AWPC-CS 82

3.4.1. Đánh giá độ phân giải 82

3.4.2. Kết quả mô phỏng 83

3.5. Độ phức tạp tính toán của Asym-AWPC-CS 84

3.5.1. Độ phức tạp tính toán 84

3.5.2. Kết quả mô phỏng 85

3.6. Kết luận chương 3 86

KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ 88

DANH MỤC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC CỦA TÁC GIẢ LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN 91

TÀI LIỆU THAM KHẢO 93

PHỤ LỤC A. Công thức đánh giá tính duy nhất của vector đáp ứng mảng 101

PHỤ LỤC B. Công thức tính CRLB 101

PHỤ LỤC C. Giản đồ bức xạ của anten AWPC tổng quát 104

PHỤ LỤC D. Tính đường bao thấp CRLB một nguồn trong trường hợp mô hình ngẫu nhiên 106

PHỤ LỤC E. Chứng minh phụ thuộc tuyến tính loại π của vector đáp ứng mảng trong cấu trúc Sym-AWPC 111

PHỤ LỤC F. Chứng minh phụ thuộc tuyến tính loại $\pi/2$ của vector đáp ứng mảng trong cấu trúc SymI-AWPC 113

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮT

Danh mục các ký hiệu		
STT	**Ký hiệu**	**Mô tả**
1	in thường	Vô hướng
2	in thường, đậm	Vector
3	in hoa, đậm	Ma trận
4	$*$	Phép biến đổi liên hiệp phức
5	$\times$	Phép nhân vô hướng
6	$\odot$	Phép nhân Hadamard (nhân từng phần tử của ma trận)
7	β	Hệ số mảng
8	δ_ϕ	Ngưỡng phân giải thống kê
9	$\Delta\phi$	Góc quay anten
10	Δd	Độ bất đối xứng của anten Asym-AWPC
11	ϵ	Độ phân giải
12	η	Mức độ không phụ thuộc tuyến tính của vector đáp ứng mảng
13	γ	Tính duy nhất của vector đáp ứng mảng
14	κ	Hệ số liên kết
15	λ	Bước sóng của tín hiệu
16	$\boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}$	Giá trị trung bình của $\mathbf{x}$
17	ϕ	Góc phương vị
18	Φ	Giản đồ pha của anten
19	θ	Góc ngẩng
20	ξ	Tham số điều chỉnh
21	$\mathcal{E}$	Phép tính trung bình
22	a	Phần tử của vector đáp ứng mảng
23	$\mathbf{a}$	Vector đáp ứng mảng
24	$\mathbf{A}$	Ma trận chứa các vector đáp ứng mảng hoặc ma trận đo

Danh mục các ký hiệu		
STT	**Ký hiệu**	**Mô tả**
25	$\mathbf{C_x} = \mathcal{E}\{(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}_\mathbf{x})(\mathbf{x}^H - \boldsymbol{\mu}_\mathbf{x}^H)\}$	Ma trận hiệp phương sai của $\mathbf{x}$
26	d	Khoảng cách giữa hai phần tử anten
27	$\bar{d}$	Chỉ số nguồn tín hiệu
28	d_{AC}	Khoảng cách giữa phần tử anten A và C
29	d_{BD}	Khoảng cách giữa phần tử anten B và D
30	D	Số nguồn tín hiệu đến
31	$\mathbf{e}$	Vector riêng
32	E	Điện trường
33	$\mathbf{E_n}$	Ma trận chứa vector riêng của không gian con nhiễu
34	$\mathbf{E_s}$	Ma trận chứa vector riêng của không gian con tín hiệu nguồn
35	G	Giản đồ biên độ của anten
36	H	Phép biến đổi Hermitan
37	$\mathbf{I}$	Ma trận đơn vị
38	$\Im$	Phần ảo
39	$\mathbf{J}$	Ma trận thông tin Fisher
40	k	Hệ số sóng
41	K	Số mẫu tín hiệu thu thập
42	l	Chiều dài dipole
43	L	Số cấu hình anten hoặc số lượng góc khảo sát
44	m	Chỉ số phần tử anten
45	M	Số phần tử anten, kích thước vector đáp ứng mảng
46	n	Nhiễu tại một phần tử anten
47	N	Số phần tử SymII-AWPC trong mảng SymII-AWPC-UCA

Danh mục các ký hiệu		
STT	**Ký hiệu**	**Mô tả**
48	$\Re$	Phần thực
49	$\mathbf{R}_{\mathbf{x}} = \mathcal{E}\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t)^H\}$	Ma trận tương quan của $\mathbf{x}$
50	$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}} = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\mathbf{x}(k)\mathbf{x}(k)^H$	Ma trận tương quan ước lượng của $\mathbf{x}$
51	s	Tín hiệu nguồn đến
52	T	Phép chuyển vị
53	V	Điện áp vào của dipole
54	w	Trọng số phức
55	x	Tín hiệu thu thập tại mỗi phần tử anten
56	$(\bar{x}_m, \bar{y}_m)$	Vị trí của phần tử anten thứ m trong không gian

Danh mục các chữ viết tắt

STT	Chữ viết tắt	Mô tả Tiếng Anh	Mô tả Tiếng Việt
1	1-D	1 Dimensional	1 chiều
2	ACRB	Averaged Cramer Rao Bound	Trung bình đường bao Cramer-Rao
3	AC-ACRB	Antenna Configuration and Averaged Cramer Rao Bound	Trung bình đường bao Cramer-Rao theo cấu hình anten
4	ACF	Ambiguity Checking Function	Hàm kiểm tra lỗi phụ thuộc tuyến tính của vector đáp ứng mảng
5	AFL	Ambiguity Free Level	Mức độ không phụ thuộc tuyến tính của vector đáp ứng mảng
6	AGS	Ambiguous Generator Set	Tập tạo ra lỗi phụ thuộc tuyến tính của vector đáp ứng mảng
7	AWPC	Antenna Without Phase Center	Anten không tâm pha
8	AWPC-MUSIC	Antenna Without Phase Center-MUltiple SIgnal Classification	Hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha và thuật toán phân lớp nhiều tín hiệu
9	Asym-AWPC	Asymmetric Antenna Without Phase Center	Anten không tâm pha bất đối xứng
10	Asym-AWPC-0.6	Asymmetric Antenna Without Phase Center-0.6	Anten không tâm pha bất đối xứng với hệ số bất đối xứng bằng 0,6

Danh mục chữ viết tắt			
STT	**Chữ viết tắt**	**Mô tả Tiếng Anh**	**Mô tả Tiếng Việt**
11	Asym-AWPC-MUSIC	Asymmetric Antenna Without Phase Center-MUltiple SIgnal Classification	Hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha bất đối xứng và thuật toán phân lớp nhiều tín hiệu
12	Asym-AWPC-CS	Asymmetric Antenna Without Phase Center-Compressive Sensing	Hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha bất đối xứng và thuật toán nén mẫu
13	CRB	Cramer Rao Bound	Đường bao Cramer Rao
14	CRLB	Cramer Rao Lower Bound	Đường bao thấp Cramer Rao
15	CS	Compressive Sensing	Thuật toán nén mẫu
16	DOA	Direction of Arrival	Hướng sóng đến
17	DML	Deterministic Maximum Likelihood	Thuật toán giống nhất cực đại theo mô hình xác định
18	ESPRIT	Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques	Thuật toán ước lượng các tham số của tín hiệu thông qua kỹ thuật quay bất biến
19	FBA	Forward-Backward Approach	Phương pháp trước và sau
20	FBSS	Forward-Backward Spatial Smoothing	Làm trơn không gian trước và sau
21	HIS	Histograms	Biểu đồ tần suất
22	iid	independent and identically distributed	Phân bố độc lập và giống nhau
23	ML	Maximum Likelihood	Thuật toán giống nhất cực đại
24	MUSIC	MUltiple Signal Classification	Thuật toán phân lớp nhiều tín hiệu

Danh mục chữ viết tắt			
STT	**Chữ viết tắt**	**Mô tả Tiếng Anh**	**Mô tả Tiếng Việt**
25	MSE	Mean Square Error	Lỗi bình phương trung bình
26	MVDR	Minimum Variance Distorsionless Response	Đáp ứng không méo phương sai tối thiểu
27	New-AWPC	New Antenna Without Phase Center	Anten không tâm pha mới
28	NLA	Nonuniform Linear Array	Mảng thẳng không cách đều
29	UCA	Uniform Circula Array	Mảng tròn cách đều
30	UCA-4e	Uniform Circula Array-4 element	Mảng tròn cách đều 4 phần tử
31	UCA-MUSIC	Uniform Circula Array-MUltiple SIgnal Classification	Hệ tìm phương sử dụng mảng tròn cách đều và thuật toán phân lớp nhiều tín hiệu
32	ULA	Uniform Linear Array	Mảng thẳng cách đều
33	URA	Uniform Rectangular Array	Mảng chữ nhật cách đều
34	RF-IF	Radio Frequency - Intermediate Frequency	Bộ chuyển đổi từ tần số cao xuống trung tần
35	RIP	Restricted Isometry Property	Đặc tính cùng mức giới hạn
36	RMSE	Root Mean Square Error	Căn bậc hai lỗi bình phương trung bình
37	SDDI	Scale Data and Display as Images	Căn chỉnh và hiển thị dữ liệu dưới dạng hình ảnh
38	SML	Stochastic Maximum Likelihood	Thuật toán giống nhất cực đại theo mô hình ngẫu nhiên
39	SNR	Signal to Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên tạp âm
40	SRL	Statistical Resolution Limit	Giới hạn phân giải thống kê

Danh mục chữ viết tắt			
STT	**Chữ viết tắt**	**Mô tả Tiếng Anh**	**Mô tả Tiếng Việt**
41	SS	Spatial Smoothing	Làm trơn không gian
42	Sym-AWPC	Symmetric Antenna Without Phase Center	Anten không tâm pha đối xứng
43	SymI-AWPC	Symmetric I Antenna Without Phase Center	Anten không tâm pha đối xứng loại 1
44	SymII-AWPC	Symmetric II Antenna Without Phase Center	Anten không tâm pha đối xứng loại 2
45	SymII-AWPC-UCA	Symmetric II Antenna Without Phase Center Uniform Circular Array	Mảng tròn cách đều với các phần tử là anten không tâm pha đối xứng loại 2
46	WSF	Weighted Subspace Fitting	Thuật toán khớp không gian con có trọng số

DANH MỤC CÁC BẢNG

1.1 Công thức tính ngưỡng phân giải của thuật toán Balett, Capon, và MUSIC cho mảng ULA [42]. 40

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ, ĐỒ THỊ

1.1 Cấu trúc hình học của mảng: (a) ULA và (b) UCA. 20
1.2 ACF của mảng: (a) ULA và (b) UCA. 21
1.3 CRLB một nguồn của mảng ULA và UCA. 22
1.4 Ngưỡng phân giải SRL của mảng: (a) ULA và (b) UCA. 24
1.5 Giản đồ bức xạ của anten AWPC với $kd \ll 1$. 26
1.6 Cấu trúc anten AWPC với $kd \ll 1$. 28
1.7 Cấu trúc anten New-AWPC. 30
1.8 Sơ đồ tổng quát của bộ tạo chùm. 33
1.9 Sơ đồ khối hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC. 35
1.10 Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương sử dụng thuật toán Balett, Capon, và MUSIC trong trường hợp 2 nguồn tín hiệu đến tại 85° và 90°, $SNR = 20dB$, mảng ULA 6 phần tử, số mẫu thu thập $K = 100$. 39
1.11 Cấu trúc anten không tâm pha trong trường hợp tổng quát. 41

2.1 AC-ACRB theo M. 46
2.2 AFL theo d_{AC}, d_{BD} được chuẩn hóa theo λ. 48
2.3 Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC và anten Sym-AWPC: (a) $d_{AC} = d_{BD}$, (b) $|d_{AC} - d_{BD}| > 0,5\lambda$. 49
2.4 Cấu trúc SymII-AWPC-UCA 6 phần tử. 51
2.5 ACF của anten: (a) SymII-AWPC, (b) SymII-AWPC-UCA 3 phần tử. 52

2.6 AFL chuẩn hóa của mảng SymII-AWPC-UCA theo số phần tử anten SymII-AWPC (N). 53
2.7 Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC và anten: (a) SymII-AWPC-UCA 3 phần tử, (b) SymII-AWPC-UCA 8 phần tử. 55
2.8 Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC và anten SymII-AWPC-UCA 3 phần tử (12 dipole) trong trường hợp ước lượng 24 nguồn tín hiệu. 56
2.9 Biểu diễn ACF của: (a) Asym-AWPC, (b) SymII-AWPC. 58
2.10 Biểu diễn AFL theo Δd. 59
2.11 Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC và anten Asym-AWPC với $\Delta d = 0,6$. 59
2.12 Hàm đánh giá tính chất vô hướng của mảng: (a) Average-CRB, (b) Margin-CRB. 60
2.13 Ngưỡng phân giải thống kê SRL theo Δd. 61
2.14 Phổ không gian MUSIC của hệ tìm phương dùng Asym-AWPC và UCA-4e. 65
2.15 Hiệu năng của hệ thống theo SNR với $K = 1000$, DOA $= [-10°, 40°]$. . 66
2.16 Hiệu năng của hệ thống theo khoảng cách góc (bắt đầu từ 0,2) với $K = 1000$, SNR $= 20dB$. 66
2.17 Hiệu năng của hệ thống theo số mẫu thu thập K (bắt đầu từ 17) với SNR $= 20dB$, DOA $= [-10°, 40°]$. 67

3.1 Phổ không gian MUSIC của hệ tìm phương sử dụng Asym-AWPC-0.6 trong một số trường hợp của môi trường các nguồn tín hiệu tương quan. 71
3.2 Giá trị các đỉnh phổ của tín hiệu theo hệ số tương quan. 72
3.3 Mô hình dữ liệu của thuật toán CS: (a) với ma trận đo có phân bố ngẫu nhiên và (b) áp dụng với mảng ULA, UCA [54]. 75
3.4 SDDI trị tuyệt đối của ma trận đo và HIS tại hàng 12. 77

3.5 Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương Asym-AWPC-CS và Asym-AWPC-MUSIC với một số trường hợp các nguồn tín hiệu tương quan nhau. 80
3.6 Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương Asym-AWPC-CS và Asym-AWPC-MUSIC với một số trường hợp các nguồn tín hiệu giống nhau. 81
3.7 ACF tạo bởi Asym-AWPC với: (a) $\Delta d = 0,6$; (b) $\Delta d = 1,5$. 82
3.8 Hệ số liên kết trong khoảng $[-175°, 175°]$ với $\epsilon = 5°$. 83
3.9 Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương Asym-AWPC-CS với $\Delta d = 0,6$ và $\Delta d = 1,5$. 84
3.10 Phổ không gian chuẩn hóa của Asym-AWPC-MUSIC và Asym-AWPC-CS trong trường hợp các nguồn tín hiệu không tương quan và số mẫu K=1. 85
3.11 Thời gian tính của hệ Asym-AWPC-MUSIC và Asym-AWPC-CS. . . 86
C.12 Hệ anten không tâm pha trong trường hợp tổng quát. 106

MỞ ĐẦU

Đặt vấn đề

Tổng quan về hệ tìm phương xử lý mảng

Hệ tìm phương, hay còn gọi là tìm hướng sóng đến (DOA), luôn đóng vai trò quan trọng trong các ứng dụng: thông tin, định vị, giám sát, dẫn đường, tìm kiếm cứu nạn,...

Ngày nay, với sự phát triển vượt bậc của xử lý tín hiệu, các hệ tìm phương xử lý mảng cho phép cùng lúc ước lượng nhiều tham số (hướng sóng đến, tần số, thời gian truyền,...) của nhiều tín hiệu (cùng kênh hoặc khác kênh) trong khi hệ tìm phương truyền thống không thể.

Cấu trúc của một hệ tìm phương xử lý mảng gồm hai phần cơ bản, cũng là hai phần quyết định đến hiệu năng của hệ thống, là: *mảng anten và thuật toán ước lượng tham số.*

Mảng anten có thể có cấu trúc 1-D, 2-D, hoặc 3-D; nhưng, phổ biến là mảng 1-D và 2-D. Cụ thể:

- Mảng 1-D gồm: mảng thẳng cách đều ULA [25] và không cách đều NLA [6].
- Mảng 2-D gồm: mảng tròn cách đều UCA [25], mảng chữ nhật cách đều URA [33], mảng chữ thập đối xứng và bất đối xứng [70], và nhiều cấu trúc mảng phẳng khác được tìm thấy trong [5].

Các thuật toán ước lượng tham số, về cơ bản có thể chia thành một số nhóm sau:

- Các thuật toán tạo chùm truyền thống (Barlett, Capon) [25].
- Các thuật toán cấu trúc riêng dựa trên ma trận hiệp phương sai không gian (MUSIC [52], ESPRIT [54]).
- Các thuật toán giống nhất cực đại (DML, SML, WSF) [25].
- Thuật toán Matrix Pencil [32] tương tự như thuật toán ESPRIT nhưng việc tính toán dựa trực tiếp trên các mẫu thu thập chứ không dựa trên ma trận hiệp phương sai không gian như ESPRIT.
- Các thuật toán khác: thông thường là các biến thể của các thuật toán đã nêu ở trên như: Root-MUSIC [4]; Cyclic-MUSIC [58], TST-MUSIC [31], Multiple Frequency-MUSIC [1], FO-MUSIC [67], Unitary-ESPRIT [40],... Bên cạnh đó, trong những năm gần đây thuật toán nén mẫu (CS) cũng được sử dụng trong ước lượng DOA [66].

Hệ thống tìm phương xử lý mảng được phát triển chủ yếu theo các hướng sau:

- Tăng độ chính xác.
- Tăng độ phân giải.
- Giảm độ phức tạp tính toán.
- Ước lượng DOA với chỉ một mẫu thu thập.
- Ước lượng DOA của các nguồn tín hiệu tương quan.
- Tăng số nguồn tín hiệu ước lượng trong khi không mở rộng góc mở của mảng anten.
- Khắc phục vấn đề lặp lại phổ không gian.
- Đảm bảo tính vô hướng của mảng.

Khi phát triển hệ tìm phương xử lý mảng bằng cách kết hợp cấu trúc hình học của mảng với thuật toán ước lượng thường chỉ được lợi về một số mặt. Ví dụ:

- Các thuật toán có độ phức tạp tính toán cao thường cho độ chính xác cao, độ phân giải cao, và hoạt động tốt ngay cả khi môi trường các nguồn tín hiệu tương quan hoặc số mẫu thu thập bằng một (DML, SML, WSF) [25].

- Với các thuật toán có độ phức tạp vừa phải (MUSIC, ESPRIT) cho độ phân giải cao (nhỏ hơn giới hạn phân giải Rayleigh [60]) nhưng không làm việc được trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan hoặc số mẫu thu thập bằng một [35].

- Đối với vấn đề nâng cao hiệu năng ước lượng trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan: có thể sử dụng một số kỹ thuật tiền xử lý như FBA, FBSS,...kết hợp với các thuật toán MUSIC và ESPRIT nhưng lại tăng độ phức tạp tính toán, giảm hiệu suất góc mở, đồng thời chỉ áp dụng được với một số cấu trúc mảng đặc biệt như ULA [22][42] (trong khi đó, mảng ULA lại là mảng tồn tại vấn đề lặp lại phổ, không đảm bảo tính vô hướng của mảng cũng như kích thước mảng khá lớn); thuật toán Matrix Pencil cũng là một ứng viên với khả năng giảm độ phức tạp tính toán do không cần thực hiện quá trình tiền xử lý cũng như việc ước lượng dựa trực tiếp trên các mẫu tín hiệu chứ không dựa trên ma trận hiệp phương sai không gian nhưng hiệu suất góc mở vẫn bị hạn chế [36]; và trong những năm gần đây, thuật toán nén mẫu CS được sử dụng với nhiều ưu việt nhưng hệ thống cũng phải thỏa mãn một số điều kiện nhất định để giải bài toán nghiệm thưa [7][29][60][53].

- Để có thể tăng hiệu suất góc mở của mảng, đặc biệt với trường hợp số DOA nhiều hơn số phần tử anten, phương pháp chuyển từ thống kê bậc thấp lên thống kê bậc cao được áp dụng [47][67][72]. Tuy nhiên, phạm vi áp dụng đối với phương pháp này chỉ với tín hiệu non-Gauss và cấu hình ULA, UCA, đồng thời nhược điểm lớn nhất của phương pháp đó là độ phức tạp tính toán lớn, tính không ổn định cao [18]. Phương pháp cải tiến thống kê bậc hai như trong [65] cũng là một ứng viên nhưng lại chỉ áp

dụng cho mảng ULA. Ngoài ra một hướng giải quyết khác đó là cải tiến cấu trúc mảng anten thay cho cải tiến thuật toán ước lượng, cụ thể là sử dụng anten không tâm pha (AWPC) kết hợp với thuật toán MUSIC [51] sẽ được phân tích chi tiết ở phần sau.

- Để giảm thời gian tính toán cũng như trong một số ứng dụng chỉ thu thập được một số ít dữ liệu, một số phương pháp sử dụng việc ước lượng chỉ dựa trên một lần thu thập mẫu tín hiệu, các phương pháp này bao gồm: DML, SML, và WSF [46]; Matrix Pencil [32]; CS [60][66]. Ba phương pháp đầu có độ phức tạp tính toán rất cao, phương pháp tiếp theo bị hạn chế về hiệu suất góc mở, và phương pháp cuối cùng chỉ thực hiện được sau khi qua một số phép biến đổi. Mặc dù vậy, hầu hết các phương pháp đều có sai số ước lượng nhỏ hơn nếu số mẫu thu thập được sử dụng nhiều hơn.

Đứng trước ưu, nhược điểm của hệ tìm phương xử lý mảng, với mục đích ứng dụng cho các hệ tìm phương thụ động, cố định (trạm cơ sở của hệ tìm kiếm cứu nạn, giám sát các nguồn phát,...), luận án được giới hạn trong phạm vi sau:

- Nguồn tín hiệu băng hẹp cố định.
- Chỉ ước lượng góc phương vị.
- Thuật toán ước lượng có độ phức tạp tính toán vừa phải.

Hệ tìm phương sử dụng anten AWPC: Ưu, nhược điểm

Hệ thống tìm phương sử dụng anten không tâm pha (AWPC) là một trong những phương pháp giải quyết bài toán nâng cao hiệu suất góc mở của mảng. AWPC thuộc loại mảng anten với các phần tử được tiếp điện không đồng đều tạo ra giản đồ pha không phải là hằng số. Anten này được giới thiệu lần đầu tiên vào năm 1986 bởi tác giả Phan Anh cho ứng dụng tìm phương một nguồn tín hiệu bằng cách so sánh pha của AWPC với một anten chuẩn [50]; và năm 2005, 2012 bởi tác giả Trần Cao Quyền cho ứng dụng tìm phương nhiều nguồn tín hiệu bằng cách quay anten AWPC kết hợp với thuật toán MUSIC [51][3] (gọi tắt là AWPC-MUSIC). Ưu điểm của phương pháp sử dụng AWPC-MUSIC so với

các phương pháp dựa trên việc cải tiến thuật toán ước lượng (FO-MUSIC,...), đó là:

- Vẫn duy trì tính ổn định, độ phân giải cao, và độ phức tạp tính toán vừa phải (thuật toán ước lượng vẫn sử dụng MUSIC thống kê bậc 2).
- DOA ước lượng chỉ phụ thuộc vào số lần quay giản đồ bức xạ của anten (không phụ thuộc vào số phần tử anten vật lý như trong các phương pháp cải tiến thuật toán đã nêu ở trên).

Mặc dù vậy, *hai vấn đề lớn còn tồn tại trong hệ thống AWPC-MUSIC* đó là:

- Phổ không gian xuất hiện các đỉnh phổ không mong muốn (hiện tượng lặp lại phổ), hay nói cách khác tính duy nhất của vector đáp ứng mảng không được đảm bảo.
- Hiệu năng của hệ thống bị suy giảm mạnh trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

Mục đích nghiên cứu

Các kết quả nghiên cứu của luận án nhằm mục đích *cải tiến hệ tìm phương sử dụng AWPC trên quan điểm khắc phục hai nhược điểm chính của hệ AWPC-MUSIC*, gồm: *vấn đề lặp lại phổ và nâng cao hiệu năng của hệ thống trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.*

Từ đây, mục tiêu của luận án gồm:

- Đề xuất phương pháp đánh giá mức độ lặp lại phổ của hệ thống AWPC-MUSIC.
- Đề xuất giải pháp khắc phục vấn đề lặp lại phổ.
- Đề xuất giải pháp khắc phục hiện tượng suy giảm hiệu năng của hệ thống trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.
- So sánh hệ thống đề xuất với hệ thống tiêu biểu.

Phương pháp nghiên cứu

Hướng tiếp cận

Thứ nhất, vấn đề lặp lại phổ đối với một hệ thống tìm phương chủ yếu do cấu trúc hình học của mảng anten. Vì vậy việc đánh giá cũng như khắc phục hiện tượng lặp lại phổ sẽ tập trung vào việc khảo sát tính độc lập của các vector đáp ứng mảng ứng với mỗi cấu hình anten. Bên cạnh đó, đối với AWPC, vector đáp ứng mảng không chỉ phụ thuộc vào vị trí của mỗi phần tử anten trong mảng mà còn phụ thuộc vào góc quay anten. Đường bao thấp Cramer Rao (CRLB) được nghiên cứu để áp dụng cho việc tính góc quay tối ưu này.

Thứ hai, đối với việc nâng cao hiệu năng của hệ tìm phương trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan: hướng tiếp cận nhằm vào các thuật toán có độ phức tạp vừa phải nhưng việc giải bài toán chủ yếu dựa trực tiếp trên các mẫu thu thập chứ không dựa trên ma trận hiệp phương sai không gian của các mẫu thu thập; đồng thời có thể áp dụng thuật toán cho cấu hình mảng anten tùy ý.

Phương pháp

Trong luận án, để đạt được mục đích nghiên cứu, nghiên cứu sinh đã tìm hiểu các phương pháp nghiên cứu được triển khai trên các tài liệu, bài báo, tạp chí quốc tế,... có uy tín, thực hiện việc tính toán mô hình dữ liệu, phân tích số học để đưa ra các đề xuất hợp lý, và sau đó kiểm nghiệm lại kết quả bằng hình thức mô phỏng trên Matlab.

Cụ thể, các phương pháp nghiên cứu sau đã được sử dụng trong luận án:

- Sử dụng CRLB cho: xác định góc quay anten AWPC, đánh giá tính vô hướng cho cấu trúc AWPC bất đối xứng đề xuất (Asym-AWPC), xác định ngưỡng phân giải SRL cho Asym-AWPC.

- Sử dụng công thức đề xuất ACF và AFL để phân tích số học mức độ lặp lại phổ của các cấu trúc anten Sym-AWPC, SymII-AWPC-UCA, và

Asym-AWPC.

- So sánh lỗi ước lượng để đánh giá hiệu năng của hệ thống đề xuất Asym-AWPC-MUSIC với hệ thống tiêu biểu UCA-MUSIC theo số mẫu thu thập, SNR, và khoảng cách góc.

- Vận dụng lý thuyết CS vào bài toán ước lượng DOA trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan, số mẫu nhỏ.

- Sử dụng phương pháp thống kê để so sánh đặc tính của ma trận đo được tạo bởi anten Asym-AWPC với ma trận đo theo lý thuyết và ma trận đo tạo bởi UCA.

- Vận dụng lý thuyết giải bài toán nghiệm thưa bình phương tối thiểu có điều chỉnh l_1 để khôi phục tín hiệu trong thuật toán CS.

Nội dung nghiên cứu

Nội dung nghiên cứu của luận án bao gồm:

- Nghiên cứu về vector đáp ứng mảng và đường bao thấp CRLB ứng dụng trong nghiên cứu các cấu trúc hình học của mảng anten; nghiên cứu chi tiết về một số cấu trúc hình học của mảng anten phổ biến dùng trong các hệ thống tìm phương, bao gồm: ULA và UCA; tìm hiểu về AWPC dùng cho hệ thống tìm phương một, nhiều nguồn tín hiệu.

- Tìm hiểu, mô phỏng và đánh giá độ phân giải của một số thuật toán ước lượng nhiều nguồn tín hiệu phổ biến, có thể áp dụng cho cấu trúc mảng tùy ý, bao gồm: Balett, Capon, MUSIC, ML.

- Cải tiến từng bước cấu trúc AWPC qua các cấu trúc trung gian Sym-AWPC, SymII-AWPC-UCA, và đề xuất Asym-AWPC là cấu trúc ưu việt nhất. Khảo sát các đặc tính mảng vô hướng, độ phân giải của Asym-AWPC. So sánh hiệu năng của Asym-AWPC-MUSIC với UCA-MUSIC.

- Tìm hiểu về các kỹ thuật giải bài toán CS được ứng dụng cho hệ thống tìm phương, đề xuất sử dụng CS thay cho MUSIC trong hệ tìm phương

sử dụng Asym-AWPC làm việc trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan. Cải tiến độ phân giải của hệ tìm phương đề xuất. Xem xét độ phức tạp tính toán của thuật toán CS so với MUSIC.

Các đóng góp

Với sự hiểu biết của nghiên cứu sinh, những kết quả nghiên cứu trong luận án đã đạt được mục đích nghiên cứu đề ra. Những kết quả này nằm trong chương 2 và chương 3 của luận án, bao gồm:

1. Đề xuất cấu trúc Asym-AWPC nhằm giải quyết vấn đề lặp lại phổ cho hệ tìm phương dùng anten AWPC kết hợp với thuật toán MUSIC hoạt động trong không gian 360°. Bên cạnh đó, mối quan hệ giữa tính chất mảng vô hướng, độ phân giải của hệ thống với độ bất đối xứng của anten cũng được khảo sát. Vấn đề được giải quyết từng bước thông qua hai cấu trúc trung gian Sym-AWPC và SymII-AWPC-UCA, cụ thể gồm:

   - Tính toán đường bao CRLB đối với cấu trúc Sym-AWPC.
   - Chỉ ra rằng góc quay giản đồ bức xạ $\Delta\phi$ được tính trung bình theo số lần quay anten cộng một (M) cho hiệu năng của hệ thống tìm phương tốt nhất.
   - Đối với cấu trúc Sym-AWPC trong trường hợp khoảng cách giữa các cặp anten $d_1 = d_2$ (được gọi là SymI-AWPC) thì hệ thống chỉ làm việc trong không gian 90°, trong khi đó với $d_1 \neq d_2$ (được gọi là SymII-AWPC) thì hệ thống làm việc được trong không gian rộng gấp hai lần (180°).
   - Đối với cấu trúc SymII-AWPC-UCA: hệ thống làm việc trong không gian 360°, số phần tử SymII-AWPC càng tăng thì các đỉnh giả không mong muốn càng giảm và bão hòa khi số phần tử lớn hơn 8. Nhược điểm của hệ thống này là kích thước dàn anten khá cồng kềnh (tối thiểu là 12 chấn tử).
   - Đối với cấu trúc Asym-AWPC: khoảng cách bất đối xứng tốt nhất để đảm bảo các tính chất: hệ thống làm việc trong không gian 360°, mảng

vô hướng, độ phân giải cao, kích thước nhỏ gọn và giảm thiểu ghép tương hỗ là $\Delta d = 0,6\lambda$, trong đó λ là bước sóng làm việc của anten và của nguồn tín hiệu.

- Chỉ ra rằng anten Asym-AWPC khi kết hợp với thuật toán MUSIC có hiệu năng tốt hơn so với mảng UCA truyền thống ngay cả khi SNR thấp.

2. Đề xuất sử dụng thuật toán CS cho hệ tìm phương Asym-AWPC hoạt động trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan, bao gồm:

   - Khảo sát về khả năng hoạt động của hệ thống tìm phương sử dụng Asym-AWPC và thuật toán MUSIC trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan: hệ thống có thể hoạt động tốt khi các nguồn tín hiệu không tương quan; hiệu năng của hệ thống giảm khi hệ số tương quan giữa các tín hiệu tăng và hoàn toàn sai khi các tín hiệu giống nhau.
   - Đánh giá khả năng áp dụng thuật toán CS cho hệ tìm phương dùng Asym-AWPC: ma trận đo được tạo bởi cấu hình anten đề xuất (gồm 4 chấn tử) đáp ứng đủ điều kiện để áp dụng trực tiếp thuật toán CS mà không cần phải thực hiện việc lựa chọn ngẫu nhiên một số phần tử từ mảng anten (số phần tử khá lớn) như đối với các cấu hình mảng anten ULA, UCA,...
   - Khảo sát về khả năng hoạt động của hệ thống tìm phương sử dụng Asym-AWPC và thuật toán CS trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan: hệ thống hoạt động tốt và không phụ thuộc vào mức độ tương quan của các nguồn tín hiệu.
   - Độ phân giải của hệ thống tăng khi điều chỉnh tăng độ bất đối xứng của anten Asym-AWPC.

Bố cục của luận án

Luận án bao gồm phần mở đầu, 3 chương, và phần kết luận. Chương 1 cung cấp các kiến thức về mô hình dữ liệu, vector đáp ứng mảng, đường bao thấp CRLB, công thức đánh giá tính duy nhất của vector đáp ứng mảng, tổng

quan về một số cấu trúc hình học của mảng anten và một số thuật toán ước lượng DOA tiêu biểu. Chương 2 đề xuất cấu trúc AWPC mới (Asym-AWPC) dùng cho hệ tìm phương (Asym-AWPC-MUSIC), cải tiến các tham số, và đánh giá hiệu năng của hệ thống Asym-AWPC-MUSIC so với UCA-MUSIC. Chương 3 trình bày về hệ tìm phương kết hợp thuật toán CS và Asym-AWPC trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan. Và cuối cùng là phần kết luận và những định hướng nghiên cứu tiếp theo.

Chương 1

TỔNG QUAN VỀ MỘT SỐ MẢNG ANTEN VÀ PHƯƠNG PHÁP TÌM PHƯƠNG TIÊU BIỂU

1.1. Giới thiệu

Khác với các hệ thống tìm phương truyền thống, hệ thống tìm phương vô tuyến xử lý mảng hiện đại có thể ước lượng DOA của nhiều nguồn tín hiệu với độ phân giải cao. Cơ sở để hệ thống đạt được ưu việt này là dựa trên mảng anten gồm nhiều phần tử và các thuật toán xử lý tín hiệu phức tạp. Chương này làm nhiệm vụ cung cấp các kiến thức cơ bản về một số cấu trúc mảng anten, công cụ đánh giá, và một số thuật toán tìm phương tiêu biểu. Các kiến thức này cũng được sử dụng nhằm mục đích so sánh với hiệu năng của hệ thống tìm phương đề xuất ở những chương sau. Bên cạnh đó, hệ tìm phương kết hợp AWPC dưới dạng tổng quát và thuật toán MUSIC, làm tiền đề trong các nghiên cứu của luận án, cũng được tính toán và đánh giá lại.

1.2. Mô hình dữ liệu

Trong trường hợp tổng quát, giả thiết rằng có D nguồn tín hiệu $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \ldots, s_D(t)]^T$ tại các hướng tương ứng $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \phi_1, \ldots, \theta_D, \phi_D]^T$ (với $\theta_{\bar{d}}$ và $\phi_{\bar{d}}$ tương ứng là góc ngẩng và góc phương vị của nguồn $\bar{d}$) đến mảng anten gồm M phần tử. Vector dữ liệu thu thập bởi mảng anten $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \ldots, x_M(t)]^T$ được tính bởi:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \tag{1.1}$$

trong đó $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{a}(\theta_1, \phi_1), \ldots, \mathbf{a}(\theta_D, \phi_D)] \in \mathbb{C}^{M \times D}$ là ma trận chứa các vector đáp ứng mảng $\mathbf{a}(\theta_{\bar{d}}, \phi_{\bar{d}}) \in \mathbb{C}^M$, và $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \ldots, n_M(t)]^T \in \mathbb{C}^M$ là vector tạp âm.

Do luận án chỉ xét trong mặt phẳng góc phương vị nên khi đó, $\boldsymbol{\theta} = [\phi_1, \ldots, \phi_D]^T$ và $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{a}(\phi_1), \ldots, \mathbf{a}(\phi_D)]$.

Với môi trường truyền sóng vô tuyến, phân bố của tín hiệu nguồn và tạp âm có thể mô hình như sau:

- Tín hiệu nguồn $\mathbf{s}(t)$: các tín hiệu nguồn có thể không tương quan, tương quan một phần hoặc tương quan hoàn toàn; có thể là tín hiệu số hoặc tín hiệu tương tự. Trong trường hợp tổng quát, tín hiệu nguồn $\mathbf{s}(t)$ được mô hình toán học bởi vector ngẫu nhiên phân bố Gauss, dừng (phân bố của quá trình ngẫu nhiên không phụ thuộc vào thời gian), trung bình $\boldsymbol{\mu}_\mathbf{s} = \mathcal{E}\{\mathbf{s}\} = \mathbf{0}$, hiệp phương sai $\mathbf{C}_\mathbf{s} = \mathcal{E}\{(\mathbf{s} - \boldsymbol{\mu}_\mathbf{s})(\mathbf{s}^H - \boldsymbol{\mu}_\mathbf{s}^H)\} = \mathbf{R}_\mathbf{s}$, với $\mathbf{R}_\mathbf{s} = \mathcal{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\}$ là ma trận tương quan của các tín hiệu nguồn. Tùy thuộc vào môi trường vô tuyến (số thành phần đa đường), hạng của ma trận $\mathbf{R}_\mathbf{s}$ có thể thay đổi.

- Tạp âm $\mathbf{n}(t)$: tạp âm vật lý trong các mô hình kênh vô tuyến cũng thường được mô hình bởi vector ngẫu nhiên phân bố Gauss, dừng, trung bình $\boldsymbol{\mu}_\mathbf{n} = \mathbf{0}$, hiệp phương sai $\mathbf{C}_\mathbf{n} = \mathbf{R}_\mathbf{n} = \sigma_n^2\mathbf{I}$ [55].

Thực chất, các biến ngẫu nhiên Gauss trung bình bằng 0 rất phổ biến và quan trọng do [55]:

- Chúng được coi là xấp xỉ tổng của các biến ngẫu nhiên trung bình bằng 0 độc lập (định lý giới hạn trung tâm).

- Chúng được coi như mô hình tạp âm phổ biến.

- Dễ phân tích tính toán chỉ với một số thành phần đơn giản.

Trong quá trình mô phỏng, đối với trường hợp tổng quát (áp dụng với mọi kỹ thuật điều chế), vector ngẫu nhiên $\mathbf{s}(t)$ và $\mathbf{n}(t)$ được biểu diễn dưới dạng các biến ngẫu nhiên phức. Các biến ngẫu nhiên phức này có phân bố Gauss đối xứng vòng với phần thực và phần ảo của nó là Gauss, trung bình bằng 0, iid [55]. Khi

đó phần thực và phần ảo sẽ có phương sai bằng một nửa phương sai của biến ngẫu nhiên phức [55].

Trong mô hình dữ liệu được biểu diễn bởi phương trình (1.1), tại mỗi phần tử anten, tạp âm $n_m(t)$ được giả thiết có phân bố Gauss đối xứng vòng, trung bình bằng 0, hiệp phương sai σ_n^2; trong khi đó, tín hiệu nguồn $s_{\bar{d}}(t)$ có thể giả thiết thuộc một trong hai loại sau [49]:

- Xác định: $s_{\bar{d}}(t)$ là chuỗi xác định không biết trước, $\bar{d} = 1, \ldots, D$.
- Ngẫu nhiên: $s_{\bar{d}}(t)$ là chuỗi ngẫu nhiên có phân bố Gauss vòng trung bình bằng không và hiệp phương sai $\sigma_{s\bar{d}}^2$.

Với các giả thiết về tạp âm và tín hiệu nguồn như trên, K mẫu thu thập từ mảng anten $\mathbf{X} = [\mathbf{x}^T(1), \ldots, \mathbf{x}^T(K)]^T$ được coi là có phân bố Gauss đối xứng vòng với kỳ vọng $\boldsymbol{\mu}_\mathbf{x}$ và hiệp phương sai $\mathbf{C}_\mathbf{x}$ tương ứng như sau:

- Mô hình xác định: $\boldsymbol{\mu}_\mathbf{x} = [[\mathbf{As}(1)]^T, \ldots, [\mathbf{As}(K)]^T]^T$, $\mathbf{C}_\mathbf{x} = \sigma_n^2\mathbf{I}$.
- Mô hình ngẫu nhiên: $\boldsymbol{\mu}_\mathbf{x} = \mathbf{0}$, $\mathbf{C}_\mathbf{x} = \mathbf{R}_\mathbf{x}$.

1.3. Cấu trúc hình học của mảng anten

Mảng anten gồm nhiều phần tử là một trong hai yếu tố quan trọng góp phần quyết định khả năng ước lượng hướng sóng đến của hệ thống tìm phương xử lý mảng. Thông tin về DOA được ước lượng từ các mẫu thu thập bởi các phần tử anten đặt tại các vị trí khác nhau trong không gian. Việc sắp xếp vị trí của các phần tử anten, hay còn gọi là cấu trúc hình học của mảng, ảnh hưởng đến chất lượng phổ không gian, gồm: số góc ước lượng, loại góc ước lượng (góc ngẩng, góc phương vị), hiện tượng lặp lại phổ, độ phân giải,...

Các cấu trúc hình học của các mảng anten có thể dưới dạng 1-D, 2-D, hoặc 3-D. Trong phạm vi của luận án, nghiên cứu sinh chỉ tập trung vào việc xem xét các cấu trúc 1-D và 2-D. Thông thường, các phần tử anten trong mảng được tiếp điện đồng đều, nhưng trong một số trường hợp, việc tiếp điện không đồng đều cũng mang lại nhiều đặc tính thú vị.

Hai cấu hình anten mảng tiếp điện đồng đều được sử dụng phổ biến nhất trong hệ thống tìm phương xử lý mảng là ULA và UCA. Bên cạnh đó, các cấu hình anten khác cũng luôn được quan tâm nghiên cứu từ những năm 90 cho đến nay như: mảng thẳng không cách đều (NLA) được phân tích chi tiết trong [6][45] về khả năng đảm bảo/không đảm bảo tính duy nhất của vector đáp ứng mảng và lỗi ước lượng; các mảng không thẳng như L, X, Y, chữ thập, mảng tròn và mảng xoắn được phân tích thêm về lỗi ước lượng trong [5][10][70]; trong khi đó, đặc tính vô hướng của mảng chỉ mới được nhắc đến những năm gần đây với mảng UCA [64], mảng chữ V [28][62].

Phần này sẽ thực hiện việc: nghiên cứu về ba đặc tính có liên quan đến cấu trúc mảng (bao gồm: *tính duy nhất của vector đáp ứng mảng, tính vô hướng của mảng, và ngưỡng phân giải*); phân tích số học cấu hình của ULA và UCA; và tìm hiểu về một số cấu hình anten không tâm pha (AWPC) được phát triển bởi nhóm nghiên cứu của tác giả Phan Anh.

1.3.1. Tính duy nhất của vector đáp ứng mảng, tính vô hướng của mảng, và ngưỡng phân giải

1. **Tính duy nhất của vector đáp ứng mảng**

   Đối với một cấu hình anten dùng cho hệ tìm phương ước lượng DOA, *tính duy nhất của vector đáp ứng mảng* là yếu tố cần được xét đến đầu tiên. Khi tính duy nhất này không được đảm bảo, phổ không gian ước lượng sẽ xuất hiện không chỉ đỉnh phổ ứng với các hướng mong muốn mà cả các đỉnh không mong muốn khác tùy thuộc vào mức độ phụ thuộc tuyến tính của các vector đáp ứng mảng.

   Vấn đề phụ thuộc tuyến tính của các vector đáp ứng mảng được đưa ra lần đầu tiên bởi Schmidt vào năm 1981 và được chia làm hai loại: "tầm thường" và "không tầm thường" [39]. Với loại "tầm thường", vector đáp ứng mảng trong không gian tìm kiếm phụ thuộc tuyến tính vào một trong số các vector đáp ứng mảng trong không gian tín hiệu (hạng 1) trong khi đó loại "không tầm thường" có vector trong không gian tìm kiếm phụ thuộc vào từ hai vector trong không gian tín hiệu trở lên (hạng cao).

Các nghiên cứu về hiện tượng phụ thuộc tuyến tính kết luận rằng: trong thực tế có vô hạn các tập góc trong không gian tín hiệu phụ thuộc tuyến tính với góc trong không gian tìm kiếm, nó được thể hiện thông qua tập góc tạo ra phụ thuộc tuyến tính AGS [61].

Hiện tượng phụ thuộc tuyến tính của các vector đáp ứng mảng có thể khắc phục bằng cách:

- Phương pháp 1: Tìm kiếm trên diện rộng và loại bỏ các cấu trúc hình học của anten tạo ra phụ thuộc tuyến tính. Phương pháp này bị giới hạn bởi độ phân giải của hệ tìm phương. Độ phân giải càng lớn, không gian tìm kiếm càng rộng, tính toán càng phức tạp.
- Phương pháp 2: Xác định đỉnh thật, đỉnh giả sau mỗi kịch bản tìm phương bằng cách kết hợp thêm kỹ thuật tạo chùm búp sóng [61].

So sánh giữa hai phương pháp trên chúng ta thấy rằng: cả hai phương pháp đều không thể loại trừ một cách toàn diện các tình huống phụ thuộc tuyến tính. Phương pháp 1 chỉ cần thực hiện tìm kiếm diện rộng nhưng chỉ làm một lần duy nhất và không phải bổ sung phần cứng. Tuy nhiên số tập tìm kiếm là vô hạn và kết quả trả lại có thể rơi vào trường hợp không có cấu trúc nào thỏa mãn. Trong khi đó, phương pháp 2 đòi hỏi phải thực hiện liên tục sau mỗi kịch bản tìm phương và sẽ gặp khó khăn khi đỉnh giả nằm gần đỉnh thật, cộng với việc phải bổ sung thêm phần cứng.

Cân nhắc giữa hai phương pháp, vấn đề phụ thuộc tuyến tính có thể giải quyết như sau:

- Xét không gian tìm kiếm với độ phân giải và số nguồn tín hiệu D cho trước.
- Tìm kiếm cấu trúc hình học của mảng anten để loại bỏ phụ thuộc tuyến tính hạng 1 đến hạng D.
- Nếu không tìm được cấu trúc nào, chấp nhận một cấu trúc tốt nhất sau đó sử dụng phương pháp loại trừ đỉnh giả để xác định đỉnh thật. Thực chất, ở bước này có thể giảm bớt tính toán bằng cách chỉ sử dụng phương pháp loại trừ khi không gian tín hiệu ước lượng được là do một trong các AGS tạo ra. Tuy nhiên, phương pháp tính AGS

là khó khăn, mới chỉ có các phương pháp tính cho mảng thẳng như trong [5][39]. Ngoài ra, các tập AGS đối với phụ thuộc tuyến tính hạng cao cũng là các tập ngẫu nhiên nên xác suất chứa các góc trong không gian tín hiệu là thấp. Bên cạnh đó cũng phải tính đến việc lưu trữ các tập này.

Từ những phân tích trên, luận án lựa chọn việc cải tiến cấu trúc anten để tránh hiện tượng phụ thuộc tuyến tính hạng 1. Các hạng cao hơn được bỏ qua do mỗi ngữ cảnh phụ thuộc tuyến tính bậc cao là tập hợp của các biến ngẫu nhiên nên xác suất xuất hiện được coi bằng 0 [14].

Công thức đánh giá tính duy nhất của vector đáp ứng mảng (ACF) được nghiên cứu sinh xây dựng trong phụ lục A.

2. **Tính vô hướng của mảng**

   Sai số ước lượng theo góc là một tham số không thể thiếu khi đánh giá hiệu năng của một hệ tìm phương. Sai số ước lượng này có giới hạn dưới là đường bao CRLB và do đó nó phụ thuộc vào cấu trúc hình học của mảng anten. Đối với hệ tìm phương với vùng quét 360° thì sai số ước lượng không đổi theo góc cần được xem xét.

   Định nghĩa về mảng vô hướng được đưa ra trong [64] với *mảng là vô hướng khi CRLB đối với một nguồn tín hiệu là đồng đều trong khoảng từ* 0° *đến* 360°. Mảng UCA là một ví dụ của mảng vô hướng trong khi đó mảng ULA là mảng có sai số ước lượng nhỏ nhất theo hướng vuông góc và lớn hơn nhiều theo hướng dọc trục.

   Công thức tính CRLB được biểu diễn trong phụ lục B.

3. **Ngưỡng phân giải góc**

   Ngưỡng phân giải góc hay còn gọi là ngưỡng phân giải thống kê SRL, *là khoảng cách góc tối thiểu giữa hai nguồn tín hiệu được đặt gần nhau mà vẫn cho phép phân giải đúng* [44].

   Mặc dù SRL dựa trên CRLB không chỉ ra trực tiếp ngưỡng phân giải tốt nhất có thể đạt được bởi một phép ước lượng không lệch, nhưng nó có thể được sử dụng để định nghĩa một giới hạn phân giải tuyệt đối. Giới hạn phân giải tuyệt đối ở đây được hiểu là khoảng cách góc giữa hai nguồn

tín hiệu đến nhỏ hơn giá trị tuyệt đối của ngưỡng phân giải chắc chắn sẽ không phân giải được [30].

Các phương pháp tính toán SRL dựa trên CRLB có thể phân làm hai loại:

- Phương pháp 1: được giới thiệu bởi Lee trong [23]: hai tín hiệu có hướng sóng đến DOA lần lượt là ϕ_1 và ϕ_2 được coi là có thể phân giải nếu độ lệch chuẩn cực đại nhỏ hơn hai lần chênh lệch giữa ϕ_1 và ϕ_2, hay SRL $\delta_\phi = 2\max\{\sqrt{CRLB(\phi_1)}, \sqrt{CRLB(\phi_2)}\}$.
- Phương pháp 2: được đề xuất bởi Smith trong [57]. Phương pháp này khắc phục nhược điểm bỏ qua thành phần kết hợp giữa hai góc ϕ_1 và ϕ_2 trong phương pháp 1 và được phát biểu như sau: hai tín hiệu có thể được phân giải về góc nếu sự khác biệt giữa hai góc lớn hơn độ lệch chuẩn của ước lượng chênh lệch giữa hai góc, hay $\delta_\phi < \sqrt{CRLB(\delta_\phi)}$. Khi đó SRL đạt được bởi phương trình $\delta_\phi^2 = CRLB(\delta_\phi)$.

Thực chất cả hai phương pháp trên đều dựa trên việc quan sát đỉnh phổ không gian của hai nguồn tín hiệu được đặt gần nhau. Trong vùng phân giải được, độ chính xác ước lượng được giới hạn dưới bởi CRLB. Nếu hai nguồn quá gần nhau, chúng không thể phân biệt được do hai đỉnh phổ tương ứng với hai nguồn tín hiệu kết hợp lại thành một đỉnh nằm trong khoảng không gian giữa hai nguồn tín hiệu thực. Phương pháp 1 dựa trên quan điểm tính SRL là khoảng an toàn bằng hai lần cực đại của độ lệch chuẩn của mỗi góc. Trong khi đó phương pháp 2 lại dựa trên độ chênh lệch của hai góc ước lượng bằng 0 và khi đó độ phân giải bằng chính độ lệch chuẩn của chênh lệch hai góc thực.

Như vậy, đối với bất kỳ phép ước lượng không lệch nào cũng tồn tại ngưỡng phân giải thống kê SRL phụ thuộc vào CRLB hay tương đương phụ thuộc vào vector đáp ứng mảng.

1.3.2. Mảng ULA và UCA

Hơn tất cả, mảng ULA và UCA là hai cấu hình anten được sử dụng nhiều nhất trong nghiên cứu và ứng dụng hệ tìm phương vô tuyến xử lý mảng. Lý do

khiến hai cấu trúc mảng này phổ biến là việc đơn giản trong tính toán, đặc biệt là mảng ULA. Phần này sẽ xem xét ảnh hưởng của cấu trúc hình học mảng ULA và UCA đối với hệ thống tìm phương.

1. **Vector đáp ứng mảng**

   Cấu trúc hình học của mảng ULA và UCA được biểu diễn trên hình 1.1. Trong đó, hình 1.1(a) là mảng ULA với các phần tử anten được đặt cách đều trên một đường thẳng và hình 1.1(b) là mảng UCA với các phần tử anten được đặt cách đều trên một đường tròn.

   Các phần tử anten của hệ tìm phương xử lý mảng thường là các phần tử đơn giản (cụ thể là diople) với điện áp cảm ứng lên lối vào của dipole là [42]:

   $$V(\theta,\phi) = \frac{\lambda}{\pi \sin\left(\frac{kl}{2}\right)} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\theta\right) - \cos(\frac{kl}{2})}{\sin\theta}\right] \tag{1.2}$$

   trong đó λ là bước sóng, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ là hệ số sóng, và l là chiều dài của dipole.

   Như vậy, trong mặt phẳng góc phương vị, dipole được coi là phần tử vô hướng.

   Thông thường, khoảng cách giữa các phần tử anten trong mảng phải đủ xa để đảm bảo không xảy ra ghép tương hỗ giữa các phần tử anten khiến sai số ước lượng tăng. Hiện tượng ghép tương hỗ được xem xét chi tiết trong [15][27]. Ngược lại, nếu khoảng cách giữa các phần tử anten quá lớn sẽ làm xuất hiện búp sóng tương đương búp sóng chính, ngoài ra cũng khiến kích thước mảng anten lớn. Khoảng cách giữa hai phần tử anten liên tiếp thường được chọn là $0,5\lambda$.

   Vector đáp ứng mảng của ULA và UCA lần lượt được biểu diễn bởi:

   $$\mathbf{a}_{\text{ULA}}(\phi) = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ \exp\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(M-1)d\cos\phi\} \end{bmatrix} \tag{1.3}$$

   $$\mathbf{a}_{\text{UCA}}(\phi) = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ \exp\{-j\frac{2\pi}{\lambda}R\cos(\phi-(M-1)\frac{2\pi}{M})\} \end{bmatrix} \tag{1.4}$$

trong đó d là khoảng cách giữa hai phần tử anten liên tiếp (đối với mảng ULA) và R là bán kính của đường tròn (đối với mảng UCA).

2. **Tính duy nhất của vector đáp ứng mảng**

   Dựa trên phương pháp được mô tả trong phần 1.3.1 và các phương trình biểu diễn các vector đáp ứng mảng (1.3) và (1.4), tính duy nhất của vector đáp ứng mảng ứng với mảng ULA và UCA được biểu diễn tương ứng trên hình 1.2(a) và 1.2(b). Những tọa độ góc tương ứng với giá trị ACF tiến tới 0 là những điểm vi phạm tính duy nhất của vector đáp ứng mảng. Như vậy, mảng ULA là mảng vi phạm tính duy nhất ứng với $\phi_1 = -\phi_2$ và các cặp góc dọc trục $(\phi_1, \phi_2) = (0°, 180°), (180°, 0°), (0°, -180°), (-180°, 0°)$; trong khi đó mảng UCA là mảng có vector đáp ứng mảng đảm bảo tính duy nhất.

3. **Tính vô hướng của mảng**

   Phần này sẽ xét đến tính vô hướng của mảng ULA và UCA. CRLB một nguồn trong trường hợp mảng gồm M phần tử anten, mỗi phần tử anten trong mảng là vô hướng, và số mẫu tín hiệu là K được tính bởi [22]:

$$\mathrm{CRLB}(\phi) = \frac{1/\,\mathrm{SNR} + |\mathbf{a}(\phi)|^2}{2K\,\mathrm{SNR}\,|\dot{\mathbf{a}}(\phi)|^2|\mathbf{a}(\phi)|^2} = \frac{1+\mathrm{SNR}\,|\mathbf{a}(\phi)|^2}{\mathrm{SNR}\,|\mathbf{a}(\phi)|^2}\frac{1}{2K\,\mathrm{SNR}\,|\dot{\mathbf{a}}(\phi)|^2|} \quad (1.5)$$

   Do mỗi phần tử anten trong mảng là vô hướng nên $|\mathbf{a}(\phi)|^2 = M$. Khi đó phương trình (1.5) trở thành:

$$\mathrm{CRLB}(\phi) = \frac{1+M\,\mathrm{SNR}}{M\,\mathrm{SNR}}\frac{1}{2K\,\mathrm{SNR}\,|\dot{\mathbf{a}}(\phi)|^2|} \quad (1.6)$$

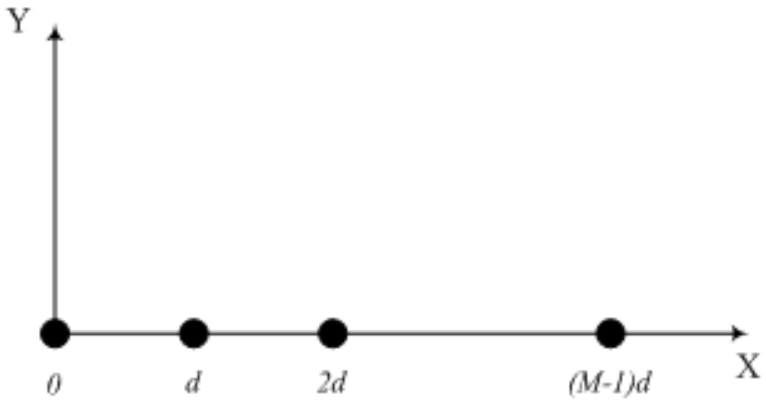
   Trong trường hợp $M\,\mathrm{SNR} >> 1$ thì (1.6) có thể tính xấp xỉ bởi:

$$CRLB(\phi) \approx \frac{1}{2K\,\mathrm{SNR}\,|\dot{\mathbf{a}}(\phi)|^2} \quad (1.7)$$

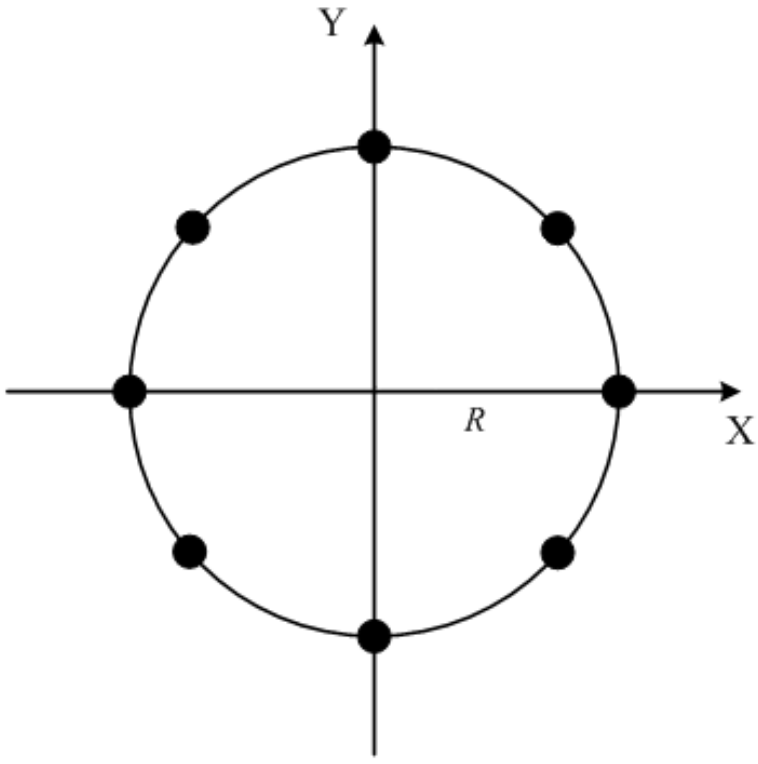
   trong đó:

$$\begin{aligned} |\dot{\mathbf{a}}(\phi)|^2_{\mathrm{ULA}} &= \dot{\mathbf{a}}(\phi)^H\dot{\mathbf{a}}(\phi) \\ &= \left(\frac{2\pi}{\lambda}d\right)^2 \sin^2\phi \sum_{i=0}^{M-1} i^2 \end{aligned} \quad (1.8)$$

$$\begin{aligned} |\dot{\mathbf{a}}(\phi)|^2_{\mathrm{UCA}} &= \dot{\mathbf{a}}(\phi)^H\dot{\mathbf{a}}(\phi) \\ &= \left(\frac{2\pi}{\lambda}R\right)^2 \sum_{i=0}^{M-1} \sin^2\left(\phi - i\frac{2\pi}{M}\right) \end{aligned} \quad (1.9)$$

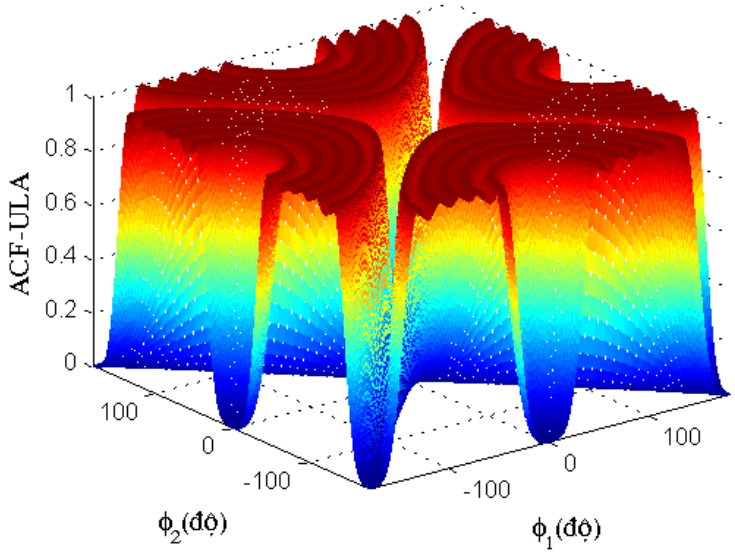


(a) Mảng ULA

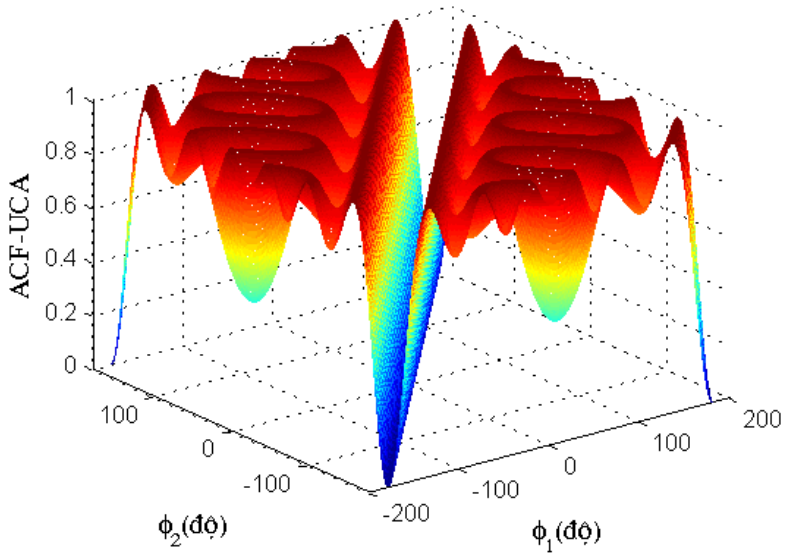


(b) Mảng UCA

Hình 1.1: Cấu trúc hình học của mảng: (a) ULA và (b) UCA.

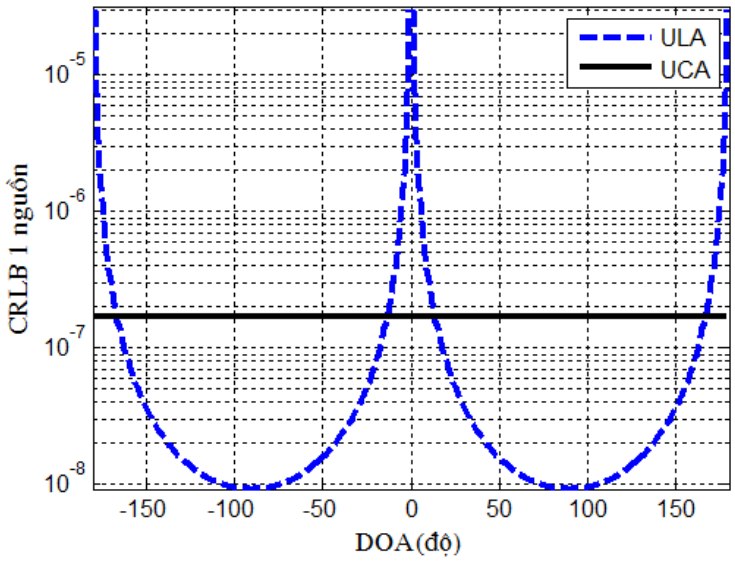


(a) ACF của mảng ULA



(b) ACF của mảng UCA

Hình 1.2: ACF của mảng: (a) ULA và (b) UCA.



Hình 1.3: CRLB một nguồn của mảng ULA và UCA.

với $\dot{\mathbf{a}} = \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial \phi}$.

Từ phương trình (1.8) và (1.9) chúng ta thấy CRLB của mảng ULA tỷ lệ với $\frac{1}{\sin^2 \phi}$ nên sẽ đạt cực tiểu theo hướng vuông góc và cực đại theo hướng dọc trục, trong khi đó với mảng UCA, CRLB là hằng số vì vậy nó là mảng vô hướng. Để có cái nhìn rõ hơn, phương trình (1.8) và (1.9) được biểu diễn trên hình 1.3 với các tham số: số phần tử anten là $M = 6$, SNR $= 20dB$, số mẫu $K = 1000$. Như vậy có thể thấy rằng: mảng UCA có lỗi ước lượng nhỏ đồng đều theo các hướng; trong khi đó mảng ULA có lỗi ước lượng cực lớn theo hướng dọc trục và cực nhỏ theo hướng vuông góc với trục, điều này là không tốt đối với hệ tìm phương 360° có xác suất các góc đến bằng nhau. Hơn nữa, CRLB một nguồn thực chất cũng là tham số đánh giá hiệu năng hay lỗi ước lượng trong hệ tìm phương. Dựa trên kết quả tính toán, được biểu diễn trên hình 1.3, lỗi ước lượng của mảng UCA ở mức trung bình và đồng đều trong khi đó mảng ULA thì không.

4. **Ngưỡng phân giải**

Ngưỡng phân giải được tính dựa trên CRLB nhiều nguồn tín hiệu với J_{ij}

được tính chi tiết như sau [8]:

$$J_{ij} = 2\Re\left\{\left(\mathbf{R_s}\mathbf{A}^H\mathbf{R_x}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{R_s}\right)\odot\left(\dot{\mathbf{A}}_{\boldsymbol{\theta}}^H\mathbf{R_x}^{-1}\dot{\mathbf{A}}_{\boldsymbol{\theta}}\right)^T + \left(\mathbf{R_s}\mathbf{A}^H\mathbf{R_x}^{-1}\dot{\mathbf{A}}_{\boldsymbol{\theta}}\right)\odot\left(\mathbf{R_s}\mathbf{A}^H\mathbf{R_x}^{-1}\dot{\mathbf{A}}_{\boldsymbol{\theta}}\right)^T\right\} \tag{1.10}$$

trong đó $\odot$ là phép nhân Hadamard và $\dot{\mathbf{A}}_{\boldsymbol{\theta}} = \sum_{i=1}^{D}\frac{\partial\mathbf{A}}{\partial\phi_i}$.

Trong trường hợp số mẫu $K = 100$, SNR $= 10dB$, mối quan hệ giữa δ_ϕ và $\sqrt{\text{CRLB}(\delta_\phi)}$ của mảng ULA và UCA được biểu diễn tương ứng trên hình 1.4(a) và hình 1.4(b). Ngưỡng phân giải SRL được xác định ứng với $\delta_\phi = \sqrt{\text{CRLB}(\delta_\phi)}$. Như vậy, $\text{SRL}_{\text{ULA}} \approx 0,7^\circ$ và $\text{SRL}_{\text{UCA}} \approx 0,43^\circ$.

Từ các kết quả tính toán đạt được, với các tham số cùng giá trị (số mẫu K, tỷ số tín hiệu trên tạp âm SNR, khoảng cách giữa các phần tử anten $d = \frac{\lambda}{2}$, và số phần tử anten D), cấu hình UCA có ngưỡng phân giải nhỏ hơn cấu hình ULA.

1.3.3. Anten không tâm pha (AWPC)

Phần này sẽ tìm hiểu về anten không tâm pha trong đề xuất của tác giả Phan Anh, tác giả Trần Cao Quyền, và kiến thức của nghiên cứu sinh về anten không tâm pha tổng quát.

1. **Khái niệm**

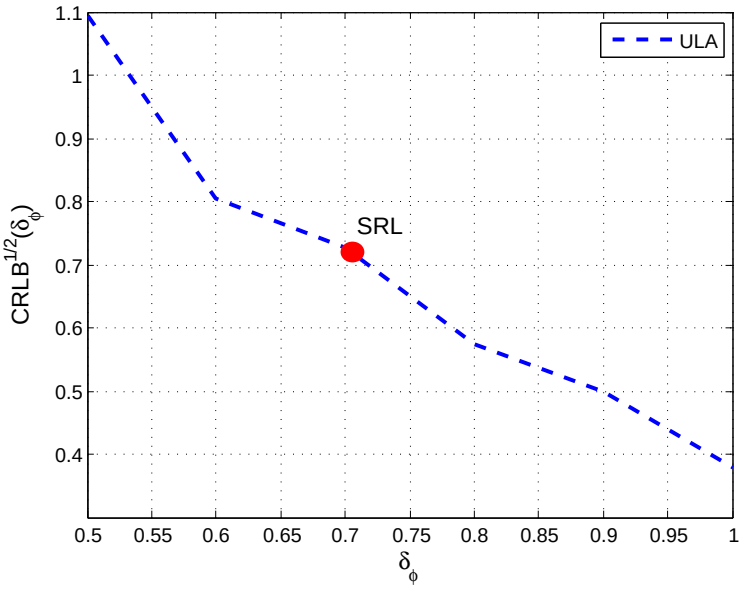
   Anten được sử dụng trong các hệ thống thông tin vô tuyến thông thường đều nhằm mục đích bức xạ năng lượng theo yêu cầu, chủ yếu quan tâm đến giản đồ biên độ. Trong các hệ thống này, anten đều là anten có tâm pha.

   Khái niệm tâm pha được hiểu là: tâm của một hình cầu có bề mặt pha là hằng số trong khu vực của một búp sóng, pha này sẽ nhảy một lượng π khi chuyển sang búp sóng tiếp theo [50].

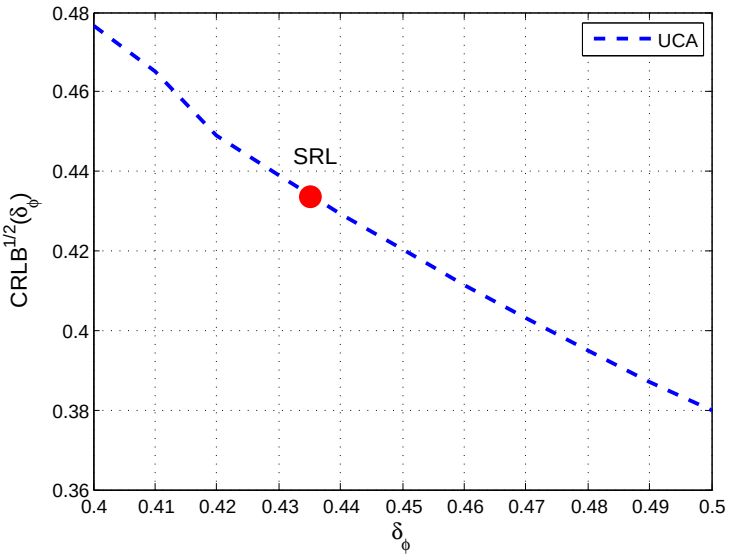
   Như vậy, ngược lại, một anten được gọi là không có tâm pha nếu giản đồ pha không là hằng số trong phạm vi của một búp sóng.

2. **Anten không tâm pha dùng cho hệ tìm phương một nguồn**

   Anten không tâm pha được áp dụng lần đầu tiên cho hệ tìm phương được



(a) Ngưỡng phân giải của mảng ULA



(b) Ngưỡng phân giải của mảng UCA

Hình 1.4: Ngưỡng phân giải SRL của mảng: (a) ULA và (b) UCA.

đề xuất bởi tác giả Phan Anh trong [50]. Anten này có giản đồ biên độ là hằng số và giản đồ pha xoắn ốc như trên hình 1.5(a) và hình 1.5(b). Trong luận án, anten được ký hiệu là AWPC.

Dựa vào đặc tính giản đồ pha có dạng xoắn, hệ tìm phương sử dụng AWPC để ước lượng DOA của một nguồn tín hiệu được mô tả chi tiết trong [50] dưới dạng hệ tìm phương chỉ thị pha và hệ tìm phương chỉ thị biên độ. Phần này chỉ mô tả lại phương pháp xây dựng cấu trúc hình học dựa trên giản đồ bức xạ của AWPC, làm cơ sở cho những nghiên cứu lý thuyết ở các chương sau.

Trong thiết kế mảng anten có hai bài toán được đặt ra:

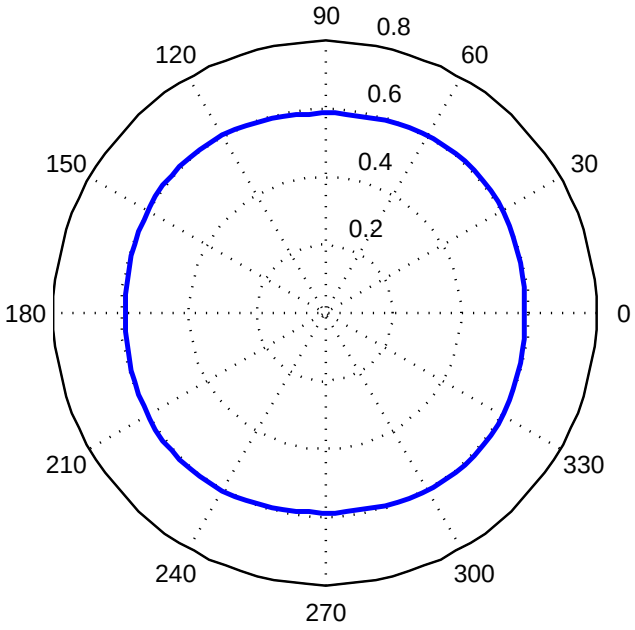
- *Bài toán thuận* (tính giản đồ bức xạ tổng cộng dựa trên việc biết trước dạng hình học của mảng, giản đồ bức xạ và dòng kích thích gồm biên độ và pha của mỗi phần tử anten): Tổ hợp đồ thị phương hướng của mảng anten bằng cách cộng các thành phần trường tạo ra bởi mỗi phần tử anten tại điểm khảo sát. Trong trường hợp mảng gồm các phần tử anten giống nhau, kích thích như nhau thì dựa trên nguyên lý nhân đồ thị phương hướng.
- *Bài toán ngược* (từ giản đồ bức xạ tìm ra cấu trúc anten và dòng kích thích phù hợp): Đây là bài toán khó và chỉ thực hiện được với một số trường hợp.

Xuất phát từ nhu cầu xây dựng cấu trúc anten có giản đồ biên độ là hằng số và giản đồ pha có dạng $\Phi(\phi) = \phi$, bài toán thiết kế anten trong phần này thuộc loại bài toán ngược.

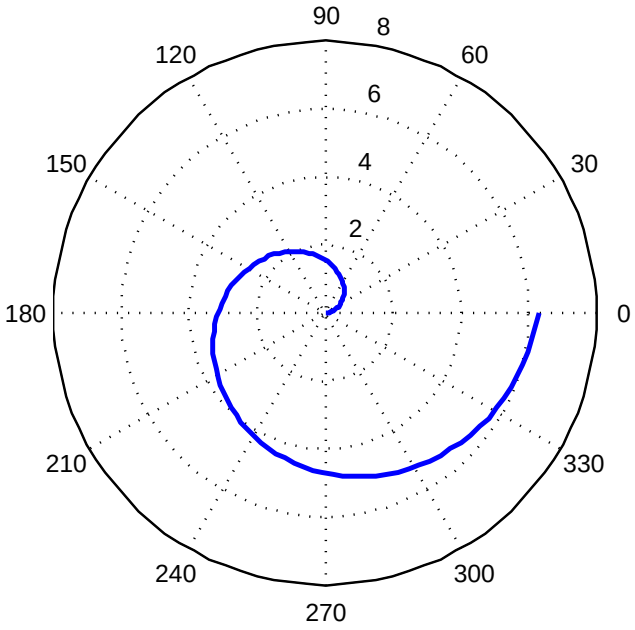
Trong trường hợp tổng quát, xét trong mặt phẳng phương vị, giản đồ bức xạ có thể biểu diễn dưới dạng giản đồ biên độ $G(\phi)$ và giản đồ pha $\Phi(\phi)$ như sau:

$$g(\phi) = G(\phi)\exp\left(j\Phi(\phi)\right) = g_1(\phi) + jg_2(\phi), \tag{1.11}$$

trong đó: $g_1(\phi) = G(\phi)\cos\Phi(\phi)$, $g_2(\phi) = G(\phi)\sin\Phi(\phi)$, và $g_1(\phi)$, $g_2(\phi)$ được đặt vuông góc với nhau (tương ứng với biểu diễn phần thực và phần ảo của số phức).



(a) Giản đồ biên độ



(b) Giản đồ pha

Hình 1.5: Giản đồ bức xạ của anten AWPC với $kd \ll 1$.

Như vậy, nếu ta biết trước $G(\phi)$ và $\Phi(\phi)$ ta có thể xác định được các anten thành phần $g_1(\phi)$ và $g_2(\phi)$.

Trong trường hợp anten xoắn dùng cho ứng dụng tìm phương có $G(\phi) = 1$ và $\Phi(\phi) = \phi$ ta có:

$$\begin{aligned} g_1(\phi) &= \cos\phi \\ g_2(\phi) &= \sin\phi \end{aligned} \tag{1.12}$$

Theo phân tích trong [50], một số cấu trúc anten sau có thể sử dụng để tổ hợp anten có giản đồ pha xoắn, biên độ là hằng số:

- Các dipole có trục đặt vuông góc nhau.
- Hai anten vòng có mặt phẳng đặt vuông góc nhau.
- Các mảng dipole đặt dọc.
- Hai cặp dipole đặt ngang.
- Hai cặp anten vòng đặt ngang.

Trong các phương pháp trên, cấu trúc được lựa chọn để có các đặc tính: hệ thống phân cực dọc, số phần tử anten nhỏ nhất, giảm thiểu ghép tương hỗ là hệ anten gồm hai mảng, mỗi mảng gồm hai dipole đặt dọc được biểu diễn như trên hình 1.6.

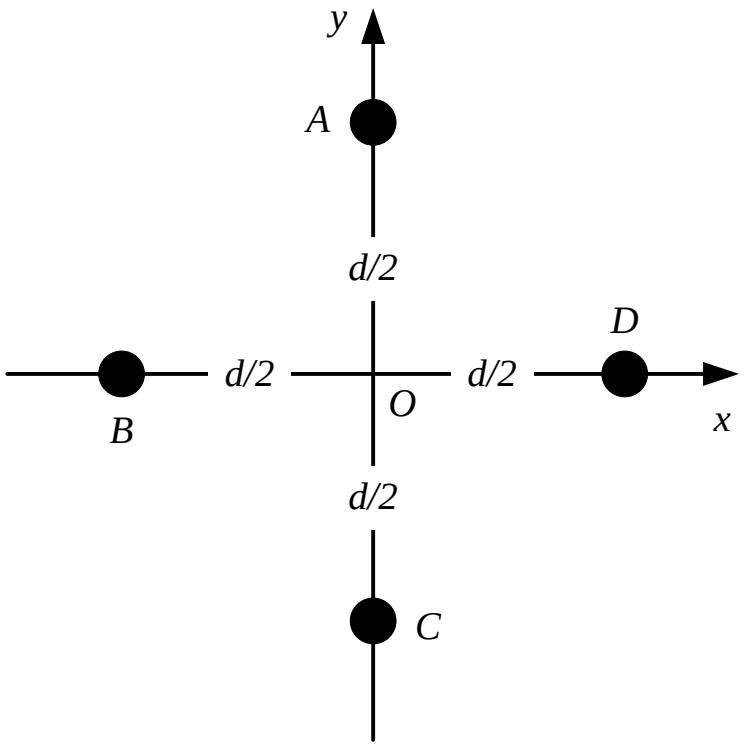
Trong đó A, C là hai phần tử anten thuộc mảng anten thứ nhất, được tiếp điện với pha tương ứng là 0° và 180°; B, D là hai phần tử anten thuộc mảng anten thứ hai, được tiếp điện với pha tương ứng là 90° và 270°; và khoảng cách giữa các phần tử anten đến gốc tọa độ O bằng nhau và bằng $d/2$.

Khi đó, giản đồ bức xạ của mỗi mảng anten sẽ là:

$$\begin{aligned} g_1(\phi) &= \sin\left(\frac{kd}{2}\cos\phi\right) \\ g_2(\phi) &= \sin\left(\frac{kd}{2}\sin\phi\right) \end{aligned} \tag{1.13}$$

Giản đồ biên độ $G(\phi)$ và giản đồ pha $\Phi(\phi)$ tương ứng như sau:

$$\begin{aligned} G(\phi) &= \sqrt{\sin^2\left(\frac{kd}{2}\cos\phi\right) + \sin^2\left(\frac{kd}{2}\sin\phi\right)} \\ \Phi(\phi) &= \angle\sin\left(\frac{kd}{2}\cos\phi\right), \sin\left(\frac{kd}{2}\sin\phi\right) \end{aligned} \tag{1.14}$$



Hình 1.6: Cấu trúc anten AWPC với $kd \ll 1$.

với $\angle$ ký hiệu là góc tạo bởi phần thực và phần ảo của số phức.
Với điều kiện $kd \ll 1$, thì $\sin\left(\frac{kd}{2}\cos\phi\right) \approx \frac{kd}{2}\cos\phi$ và $\sin\left(\frac{kd}{2}\sin\phi\right) \approx \frac{kd}{2}\sin\phi$, phương trình (1.14) trở thành:

$$\begin{aligned} G(\phi) = \sqrt{\left(\frac{kd}{2}\cos\phi\right)^2 + \left(\frac{kd}{2}\sin\phi\right)^2} = \frac{kd}{2} = \text{const} \\ \Phi(\phi) = \angle\frac{kd}{2}\cos\phi, \frac{kd}{2}\sin\phi = \phi \end{aligned} \tag{1.15}$$

Như vậy, phương trình (1.15) đã chứng minh: anten pha xoắn phân cực dọc được xây dựng từ 4 phần tử anten như trên hình 1.6 với pha tiếp điện cho mỗi phần tử A, B, C, D tương ứng là $0°, 90°, 180°, 270°$.

3. **Anten không tâm pha dùng cho hệ tìm phương nhiều nguồn**
Hệ thống tìm phương sử dụng AWPC như mô tả trong [50] thực chất chỉ có thể xác định được DOA trong trường hợp một nguồn tín hiệu đến. Trong khi đó một hệ tìm phương thông thường luôn phải thực hiện nhiệm vụ

xác định hướng của nhiều hơn một nguồn tín hiệu. Đứng trước yêu cầu này, cùng với sự phát triển của kỹ thuật xử lý tín hiệu mảng, thuật toán MUSIC trong phần 1.4.2 được lựa chọn kết hợp với AWPC vì các lý do:

- Là hướng phát triển gần như duy nhất của các hệ thống tìm phương trong những thập kỷ gần đây với khả năng cho độ phân giải cao, ước lượng cùng lúc nhiều nguồn tín hiệu [22].
- Có thể áp dụng cho mọi cấu trúc hình học của mảng anten [25].

Anten AWPC kết hợp với thuật toán MUSIC được giới thiệu lần đầu tiên trong [51] nhưng còn hạn chế và được giải thích chi tiết như sau.

Hệ thống tìm phương sử dụng AWPC thực hiện việc quay anten một góc $\Delta\phi_m$ (cho cả trường hợp quay đều và ngẫu nhiên) để tạo ra một phần tử ảo. Sau khi quay $M-1$ lần, vector đáp ứng mảng ứng với góc ϕ là:

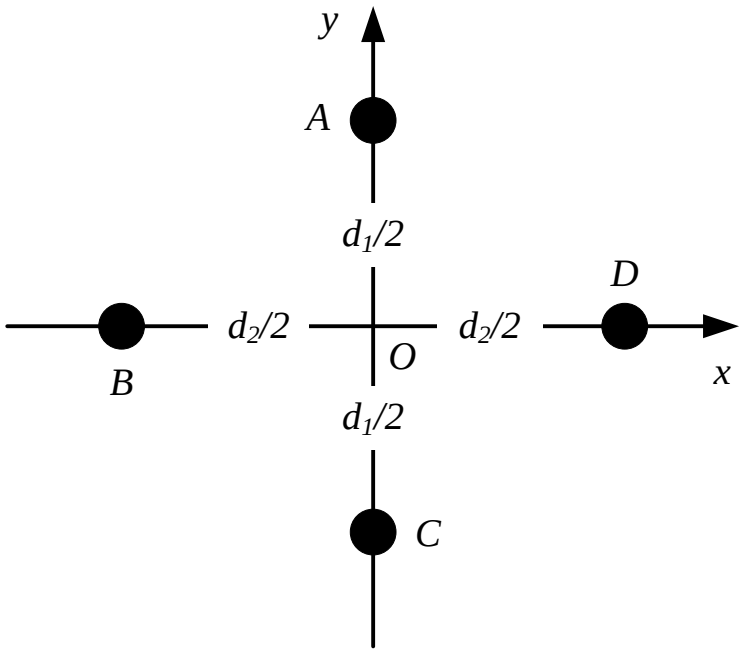
$$\mathbf{a}(\phi) = \begin{bmatrix} \exp\{j\phi\} \\ \vdots \\ \exp\{j(\phi + \Delta\phi_{M-1})\} \end{bmatrix} \tag{1.16}$$

Trong trường hợp này, do các hàng và các cột trong ma trận $\mathbf{A}$ đều phụ thuộc tuyến tính với nhau, hạng của ma trận $\mathbf{A}$ luôn bằng 1 dẫn đến hạng của $\mathbf{AR_sA}^H$ cũng bằng 1 và do đó tương đương với việc có $M-1$ giá trị riêng của $\mathbf{AR_sA}^H$ luôn bằng 0. Vì vậy thuật toán MUSIC không thể xác định được số lượng cũng như DOA của các nguồn tín hiệu. Hay nói cách khác, *đối với AWPC có giản đồ pha là hàm tuyến tính, việc sử dụng thuật toán MUSIC cũng không thể tạo nên hệ tìm phương vô tuyến nhiều nguồn tín hiệu.*

Một phiên bản khác của anten không tâm pha được giới thiệu trong [3]. Cấu trúc này được biểu diễn trên hình 1.7 và trong luận án được gọi là New-AWPC. Khác với AWPC có $d_1 = d_2 = d$ và $kd \ll 1$, thì New-AWPC có $d_1 \neq d_2$. Giản đồ pha của New-AWPC có dạng:

$$\Phi(\phi) = \angle\left(\sin\left(\frac{kd_1}{2}\sin\phi\right), \sin\left(\frac{kd_2}{2}\cos\phi\right)\right) \tag{1.17}$$

trong đó d_1 và d_2 lần lượt là khoảng cách giữa hai phần tử anten của mảng anten AC và mảng anten BD (giản đồ biên độ được giả thiết là hằng số).



Hình 1.7: Cấu trúc anten New-AWPC.

Như vậy, giản đồ pha của New-AWPC có dạng phi tuyến dẫn đến việc tăng hạng của ma trận **A**. Ví dụ minh họa được đưa ra trong [3] bằng cách chọn tùy ý $d_1 = 5\lambda$ và $d_2 = 3\lambda$ cho kết quả phổ MUSIC gồm 6 đỉnh trong khi đó số nguồn thực tế cần ước lượng là 3. Ngoài ra, tài liệu [3] cũng đưa ra ví dụ so sánh sự khác biệt về chiều cao đỉnh phổ trong hai trường hợp góc quay (quay không đều) khác nhau. Như vậy, qua một số phân tích và ví dụ minh họa của [3], có thể sơ bộ kết luận về khả năng kết hợp New-AWPC với thuật toán MUSIC để tạo ra hệ tìm phương vô tuyến nhiều nguồn tín hiệu. Tuy nhiên, trong [3] mới chỉ là những nghiên cứu ban đầu với giả thiết giản đồ biên độ của New-AWPC là hằng số trong khi thực tế đây là hàm phụ thuộc vào góc phương vị ϕ. Hơn nữa, cấu trúc New-AWPC vi phạm tính duy nhất của vector đáp ứng mảng, chưa có đánh giá về các đặc tính thường được quan tâm của hệ tìm phương vô tuyến xử lý mảng như: tính vô hướng của mảng, ngưỡng phân giải,...

1.3.4. Nhận xét

Như vậy, đối với mảng tiếp điện đồng đều, UCA là mảng đảm bảo tính duy nhất của vector đáp ứng mảng, có tính chất vô hướng, và ngưỡng phân giải thống kê nhỏ hơn ULA. Trong khi đó, New-AWPC là một cấu hình anten hứa hẹn áp dụng cho hệ tìm phương độ phân giải cao, số nguồn tín hiệu ước lượng không phụ thuộc vào số phần tử anten vật lý.

1.4. Thuật toán tìm hướng sóng đến

Các thuật toán xác định DOA cho hệ tìm phương xử lý tín hiệu có lịch sử phát triển từ những năm 1980. Căn bản có thể chia thành hai loại như sau:

- Các phương pháp dựa trên phổ: gồm các thuật toán tạo chùm (Barlett, Capon,...) và thuật toán MUSIC.
- Các phương pháp tham số: ML, ESPRIT,...

Kỹ thuật dựa trên phổ thực hiện việc tính phổ không gian và tìm DOA ứng với các đỉnh trong phổ, trong khi đó kỹ thuật tham số thực hiện việc ước lượng trực tiếp DOA mà không cần tính phổ [42]. Các kỹ thuật thuộc nhóm đầu tiên có ưu thế về tính toán (gồm độ phức tạp và số lượng phép tính) nhưng hiệu năng (gồm độ chính xác và độ phân giải) thì không phải lúc nào cũng tốt, đặc biệt là trường hợp các tín hiệu nguồn có độ tương quan cao. Ngược lại, các kỹ thuật thuộc nhóm thứ hai lại cho hiệu năng tốt hơn nhưng phải trả giá bằng tính toán do thực hiện tìm kiếm các tham số nhiều chiều. Trên thực tế, do không tìm kiếm trên phổ không gian, hiệu năng của nhóm thứ hai được đánh giá bởi thước đo khác, đó là tính thống nhất (góc ước lượng hội tụ về giá trị thực khi số mẫu tín hiệu tiến ra vô cùng) và hiệu quả thống kê (sai số ước lượng tiệm cận CRLB) [42].

Trong các thuật toán tìm phương, có một số thuật toán bị giới hạn áp dụng chỉ với một số cấu trúc hình học đặc biệt của mảng anten (thường là mảng ULA). Giới hạn này thường được sử dụng để giảm độ phức tạp tính toán, tăng

hiệu năng của hệ thống hay có thể dễ dàng áp dụng một số biện pháp tiền xử lý cho trường hợp các nguồn tín hiệu tương quan.

Bên cạnh các thuật toán tìm hướng sóng đến tiêu biểu vừa nêu, trong những năm gần đây, thuật toán nén mẫu CS cũng được quan tâm nghiên cứu cho các ứng dụng tìm phương. Thuật toán này về cơ bản có một số đặc tính ưu việt như: độ phân giải cao, độ phức tạp tính toán vừa phải, có khả năng làm việc trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan, và với số mẫu nhỏ. Tuy nhiên, mô hình dữ liệu của thuật toán được tiếp cận theo hướng giải bài toán nghiệm thưa (khác với mô hình dữ liệu của các phương pháp tìm phương truyền thống).

Nội dung của phần này tập trung vào việc phân tích một số thuật toán phổ biến có thể sử dụng cho mọi cấu trúc hình học của mảng anten, các thuật toán này bao gồm: Balett, Capon, MUSIC, và ML. Thuật toán CS được phân tích chi tiết trong chương 3 của luận án.

1.4.1. Thuật toán tạo chùm

Sơ đồ tổng quát của hệ thống tìm phương sử dụng các thuật toán tạo chùm được biểu diễn trên hình 1.8. Với sơ đồ này, búp sóng duy nhất được tạo và quét trong khoảng không gian khảo sát bằng cách thay đổi vector trọng số $\mathbf{w} = [w_1, \ldots, w_M]^T$. Công suất lối ra $y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)$ được tính bởi:

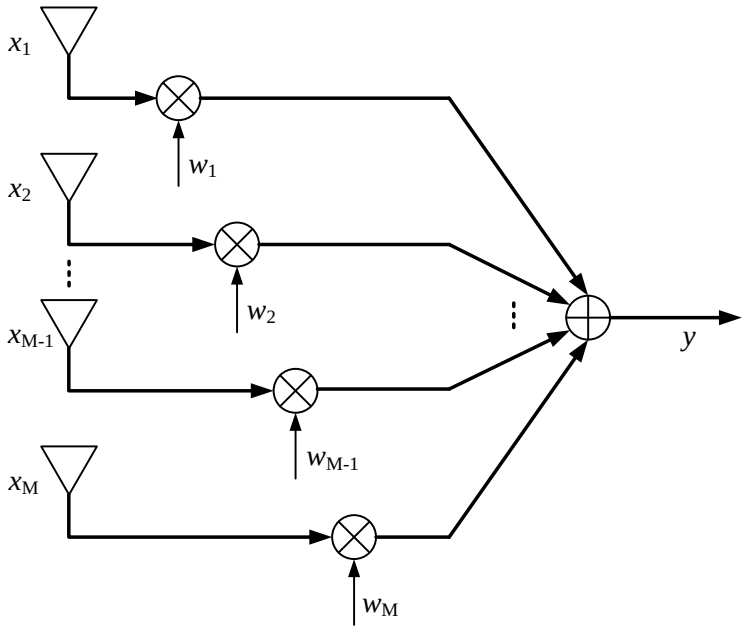
$$P_{\mathrm{BF}}(\mathbf{w}) = \mathcal{E}\{|y(t)|^2\} = \mathcal{E}\{|\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)|^2\} = \mathbf{w}^H \mathcal{E}\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\}\mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\mathbf{x}} \mathbf{w} \qquad (1.18)$$

Trong trường hợp lối ra gồm K mẫu thu thập $[y(1), \ldots, y(K)]$ thì phương trình (1.18) trở thành:

$$P_{\mathrm{BF}}(\mathbf{w}) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} |y(k)|^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)\mathbf{w} = \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}} \mathbf{w} \qquad (1.19)$$

Khi đó, phổ không gian được vẽ bởi công suất lối ra ứng với góc quét. Các góc ứng với các đỉnh trong phổ không gian chính là các góc cần ước lượng.

Vector trọng số của bộ tạo chùm được lựa chọn bằng nhiều phương pháp, phụ thuộc vào thuật toán tạo chùm. Tổng quan về các thuật toán tạo chùm được trình bày chi tiết trong [12]. Trong đó, hai thuật toán sau đây thường xuyên



Hình 1.8: Sơ đồ tổng quát của bộ tạo chùm.

được nhắc đến trong các tài liệu nghiên cứu, đó là thuật toán Balett (còn gọi là bộ tạo chùm truyền thống) và Capon (còn gọi là bộ tạo chùm MVDR). Nguyên tắc của các bộ tạo chùm này như sau:

1. **Bộ tạo chùm Balett**

   Phương pháp tạo chùm Balett là phương pháp đơn giản nhất trong các kỹ thuật tạo chùm. Phương pháp này thực hiện việc cực đại hóa công suất lối ra theo một hướng cho trước.

   Xét một tín hiệu đến theo hướng ϕ_0, công suất lối ra của bộ tạo chùm được tính bởi:

$$\begin{aligned} P_{\text{Balett}}(\mathbf{w}) &= \mathbf{w}^H \mathbf{R_x} \mathbf{w} = \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\phi_0) \mathbf{R_s} \mathbf{a}^H(\phi_0) \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{R_n} \mathbf{w} \\ &= |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\phi_0)|^2 \sigma_s^2 + \mathbf{w}^H \sigma_n^2 \mathbf{I} \mathbf{w} \\ &= |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\phi_0)|^2 \sigma_s^2 + |\mathbf{w}|^2 \sigma_n^2 \end{aligned} \tag{1.20}$$

   với σ_s^2 và σ_n^2 lần lượt là công suất tín hiệu nguồn và công suất tạp âm.

   Để công suất lối ra đạt cực đại theo hướng ϕ_0 và lời giải không tầm thường

thì cần có rằng buộc $|\mathbf{w}| = 1$ [25]. Khi đó, phương trình cần phải giải là:

$$\begin{aligned} &\max_{\mathbf{w}} P_{\text{Balett}}(\mathbf{w}) \\ &\text{với } |\mathbf{w}| = 1 \end{aligned} \tag{1.21}$$

Lời giải của phương trình tối ưu (1.21) là:

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{a}(\phi_0)}{\sqrt{\mathbf{a}^H(\phi_0)\mathbf{a}(\phi_0)}} \tag{1.22}$$

Do đó, phổ không gian của phương pháp tạo chùm Balett được tính bởi:

$$P_{\text{Balett}}(\phi) = \frac{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{R}_\mathbf{x}\mathbf{a}(\phi)}{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{a}(\phi)} \tag{1.23}$$

2. **Bộ tạo chùm Capon**

Tạo chùm Capon là một trong số các phương pháp tạo chùm phổ biến nhằm khắc phục hạn chế về độ phân giải của phương pháp Balett. Phương pháp này có phương trình tối ưu như sau:

$$\begin{aligned} &\min_{\mathbf{w}} P_{\text{Capon}}(\mathbf{w}) \\ &\text{với } \mathbf{w}^H\mathbf{a}(\phi_0) = 1 \end{aligned} \tag{1.24}$$

Phương trình (1.24) thể hiện rằng phương pháp Capon thực hiện tối thiểu hóa công suất tạp âm và công suất theo các hướng còn lại trừ công suất theo hướng ϕ_0 được đặt cố định. Phương pháp này cũng giống như bộ lọc thông dải không gian nhọn hay còn được gọi là bộ lọc đáp ứng không méo phương sai tối thiểu MVDR [25].

Nghiệm của (1.24) là:

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1}\mathbf{a}(\phi_0)}{\mathbf{a}^H(\phi_0)\mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1}\mathbf{a}(\phi_0)} \tag{1.25}$$

Do đó, phổ không gian của phương pháp tạo chùm Capon được tính bởi:

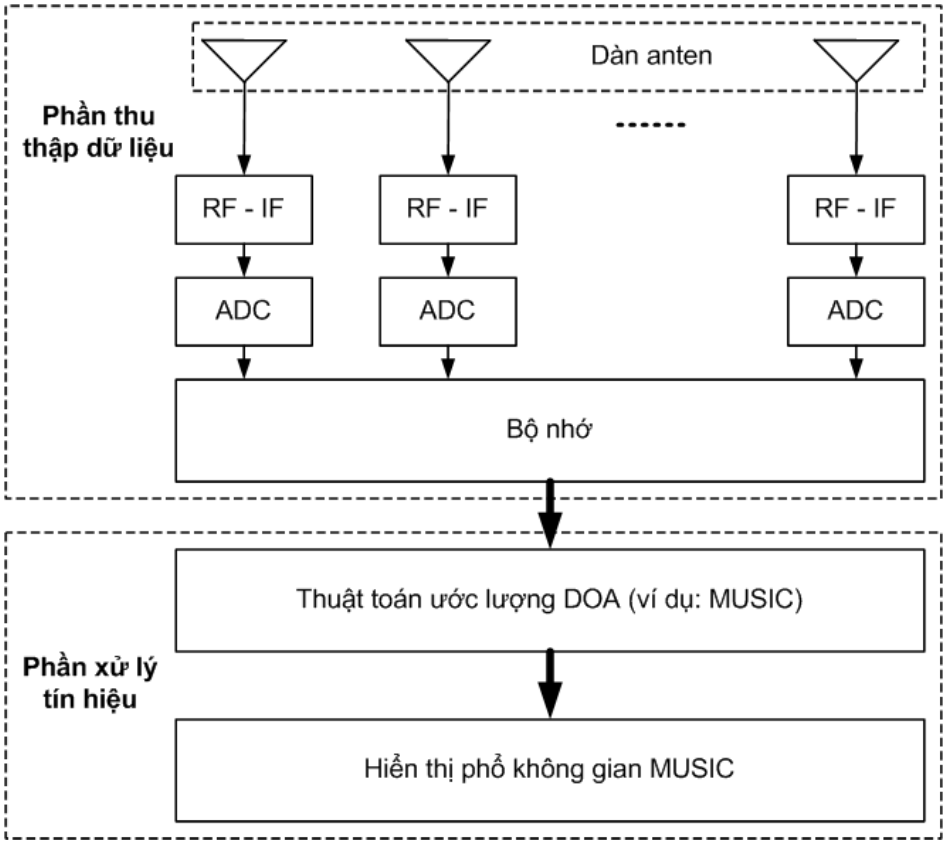
$$P_{\text{Capon}}(\phi) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1}\mathbf{a}(\phi)} \tag{1.26}$$

1.4.2. Thuật toán MUSIC

Các thuật toán tạo chùm được trình bày trong phần 1.4.1 mặc dù rất đơn giản trong tính toán nhưng độ phân giải của nó hoàn toàn bị giới hạn bởi góc mở (kích thước vật lý) của mảng. Đặc biệt, ở tỷ số SNR thấp, các kỹ thuật tạo chùm không thể phân biệt được các nguồn sóng đến gần nhau [18]. Các thuật toán dựa trên không gian con đã khắc phục nhược điểm này và được gọi là "siêu phân giải". Mô tả chi tiết về các thuật toán này được cho trong [18]. Phần này chỉ trình bày về thuật toán MUSIC dựa trên thống kê bậc 2, có khả năng áp dụng cho mọi loại tín hiệu với cấu trúc mảng anten tùy ý.

MUSIC là thuật toán được đề xuất bởi Schmidt vào năm 1979. Thuật toán được mô tả hoàn chỉnh trong bài báo năm 1986 [52] và được viết lại chi tiết trong [22][35].

Sơ đồ khối của hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC được cho trên hình 1.9.



Hình 1.9: Sơ đồ khối hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC.

Xét D nguồn tín hiệu với các hướng không biết trước $\phi_1, \ldots, \phi_D$ đến mảng anten gồm $M(M > D)$ phần tử vô hướng được đặt tùy ý trong mặt phẳng góc phương vị tại các vị trí $(\bar{x}_1, \bar{y}_1), \ldots, (\bar{x}_M, \bar{y}_M)$.

Tại thời điểm t, vector tín hiệu thu thập $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{C}^M$ được biểu diễn bởi:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \tag{1.27}$$

với $\boldsymbol{\theta} = [\phi_1, \ldots, \phi_D]^T \in \mathbb{C}^D$ là vector hướng của các nguồn tín hiệu đến mảng anten; $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{a}(\phi_1), \ldots, \mathbf{a}(\phi_D)] \in \mathbb{C}^{M \times D}$ là ma trận chứa các vector đáp ứng mảng $\mathbf{a}(\phi) \in \mathbb{C}^M$; $\mathbf{s}(t) \in \mathbb{C}^D$ và $\mathbf{n}(t) \in \mathbb{C}^M$ lần lượt là vector tín hiệu nguồn và vector tạp âm.

Vector đáp ứng mảng được biểu diễn chi tiết như sau:

$$\mathbf{a}(\phi) = \begin{bmatrix} \exp\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\bar{x}_1 \cos\phi + \bar{y}_1 \sin\phi\} \\ \vdots \\ \exp\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\bar{x}_M \cos\phi + \bar{y}_M \sin\phi\} \end{bmatrix} \tag{1.28}$$

trong đó λ là bước sóng của tín hiệu.

Tất cả các vector đáp ứng mảng ứng với mọi hướng sóng đến trong không gian được giả thiết là biết trước (đây là giá trị chuẩn hóa của mảng cần phải lưu trữ); vector tín hiệu và vector tạp âm có trung bình bằng 0; vector tạp âm trắng hóa không gian (tạp âm đến mỗi phần tử anten đều có phương sai giống nhau σ_n^2, không tương quan với nhau [25]) và độc lập thống kê với các tín hiệu nguồn.

Ma trận hiệp phương sai không gian được biểu diễn bởi:

$$\begin{aligned} \mathbf{C_x} = \mathbf{R_x} &= \mathcal{E}\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} \\ &= \mathbf{A}\mathcal{E}\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\}\mathbf{A}^H + \mathcal{E}\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{R_s}\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I_n} \end{aligned} \tag{1.29}$$

trong đó $\mathcal{E}\{\cdot\}$ là ký hiệu của kỳ vọng thống kê; $\mathcal{E}\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\} = \mathbf{R_s}$, $\mathcal{E}\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} = \sigma_n^2\mathbf{I_n}$ lần lượt là ma trận tương quan của tín hiệu nguồn và của tạp âm, $\mathbf{I_n} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ là ma trận đơn vị.

Khai triển riêng ma trận $\mathbf{R_x}$ được:

$$\mathbf{R_x} = \sum_{m=1}^{M} \lambda_m \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H \tag{1.30}$$

với λ_m và $\mathbf{e}_m$ $(m = 1, \ldots, M)$ tương ứng là các giá trị riêng và các vector riêng của $\mathbf{R_x}$.

Nếu sắp xếp các giá trị riêng theo thứ tự giảm dần $(\lambda_1 > \ldots > \lambda_M)$ thì có thể định nghĩa $\mathbf{E_s} \triangleq [\mathbf{e}_1, \ldots, \mathbf{e}_D]$ và $\mathbf{E_n} \triangleq [\mathbf{e}_{D+1}, \ldots, \mathbf{e}_M]$ lần lượt là các ma trận chứa D vector riêng ứng với không gian con tín hiệu và $M - D$ vector riêng ứng với không gian con của tạp âm.

Ma trận tương quan tín hiệu được ước lượng thông qua các mẫu thu thập như sau:

$$\hat{\mathbf{R}}_\mathbf{x} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} \mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k) \tag{1.31}$$

với K là số mẫu tín hiệu thu thập tại mỗi phần tử anten.

Khai triển riêng ma trận tương quan tín hiệu ước lượng:

$$\hat{\mathbf{R}}_\mathbf{x} = \hat{\mathbf{E}}_\mathbf{s}\hat{\mathbf{\Lambda}}_\mathbf{s}\hat{\mathbf{E}}_\mathbf{s}^H + \hat{\mathbf{E}}_\mathbf{n}\hat{\mathbf{\Lambda}}_\mathbf{n}\hat{\mathbf{E}}_\mathbf{n}^H \tag{1.32}$$

với $\hat{\mathbf{E}}_\mathbf{s} \triangleq [\hat{\mathbf{e}}_1, \ldots, \hat{\mathbf{e}}_D]$, $\hat{\mathbf{E}}_\mathbf{n} \triangleq [\hat{\mathbf{e}}_{D+1}, \ldots, \hat{\mathbf{e}}_M]$, $\hat{\mathbf{\Lambda}}_\mathbf{s} \triangleq \text{diag}\{\hat{\lambda}_1, \ldots, \hat{\lambda}_D\}$, và $\hat{\mathbf{\Lambda}}_\mathbf{n} \triangleq \text{diag}\{\hat{\lambda}_{D+1}, \ldots, \hat{\lambda}_M\}$, trong đó $\hat{\lambda}_m$ và $\hat{\mathbf{e}}_m$ $(m = 1, \ldots, M)$ tương ứng là các giá trị riêng và các vector riêng của ma trận tương quan ước lượng $\hat{\mathbf{R}}_\mathbf{x}$.

Phổ không gian của thuật toán MUSIC được biểu diễn bởi:

$$P_{\text{MUSIC}}(\phi) = \frac{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{a}(\phi)}{\mathbf{a}^H(\phi)\hat{\mathbf{E}}_n\hat{\mathbf{E}}_n^H\mathbf{a}(\phi)} \tag{1.33}$$

1.4.3. Thuật toán ML

Thuật toán ML là phương pháp thường được sử dụng nhiều nhất trong các phương pháp tham số nhằm khắc phục hạn chế của phương pháp dựa trên phổ khi hoạt động trong môi trường đa đường với tín hiệu tương quan cao hoặc thậm chí giống nhau. Đặc biệt, ML có thể hoạt động với số mẫu rất nhỏ, thậm chí bằng 1.

Nguyên tắc hoạt động của phương pháp này là tìm mô hình dữ liệu giống nhất với dữ liệu thu thập, cụ thể như sau:

Xét mô hình dữ liệu như trong phần 1.2. Tín hiệu thu thập $\mathbf{x}(t)$ có kỳ vọng $\boldsymbol{\mu}_\mathbf{x}$ và hiệp phương sai $\mathbf{C_x}$. Hàm mật độ xác suất của K mẫu thu thập

$\mathbf{x}(1), \ldots, \mathbf{x}(K)$ được tính bởi [26]:

$$p_{\mathbf{x}(1),\ldots,\mathbf{x}(K)|\boldsymbol{\theta}}(\mathbf{x}) = \prod_{k=1}^{K} \frac{1}{\det[\pi \mathbf{C}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})]} \exp\{-[\mathbf{x}^H(k) - \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}^H(\boldsymbol{\theta})]\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{-1}(\boldsymbol{\theta})[\mathbf{x}(k) - \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})]\} \tag{1.34}$$

Hàm log-likelihood sau khi loại bỏ các thành phần không phụ thuộc vào $\boldsymbol{\theta}$ được tính bởi:

$$\begin{aligned} L_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta}) &= \ln p_{\mathbf{x}(1),\ldots,\mathbf{x}(K)|\boldsymbol{\theta}}(\mathbf{x}) \\ &= -\{\ln \det[\mathbf{C}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})] + \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} [\mathbf{x}^H(k) - \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}^H(\boldsymbol{\theta})]\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{-1}(\boldsymbol{\theta})[\mathbf{x}(k) - \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})])\} \end{aligned} \tag{1.35}$$

Phương pháp ML thực hiện:

$$\max_{\boldsymbol{\theta}} L_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta}) \tag{1.36}$$

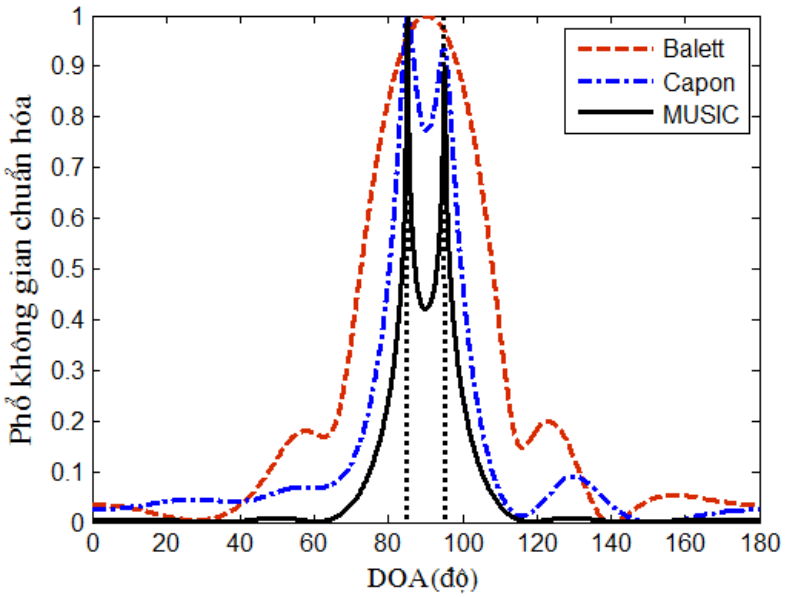
Đây là vấn đề tối ưu hóa phi tuyến nhiều chiều rất phức tạp. Cụ thể là nếu số nguồn tín hiệu $D \leq 3$ có thể dùng phương pháp chia lưới để tìm xấp xỉ vị trí cực đại sau đó dùng các phương pháp giải gradient để tìm chính xác giá trị. Với D lớn hơn cần phải có các phương pháp giải mạnh hơn [26].

1.4.4. Nhận xét

- *Độ phức tạp tính toán:* Độ phức tạp được biểu hiện bởi phương pháp tính của mỗi thuật toán. Các phương pháp Balett và Capon chỉ thực hiện việc tìm kiếm 1-D (một chiều) trong đó Capon phức tạp hơn do phải tính ma trận nghịch đảo; MUSIC thực hiện khai triển riêng và tìm kiếm 1-D; trong khi đó ML thực hiện tìm kiếm D-D (D chiều).

- *Số nguồn tín hiệu ước lượng:* Phương pháp Balett, Capon bị hạn chế bởi độ rộng búp sóng của thuật toán tạo chùm, MUSIC bị hạn chế bởi số phần tử anten (chỉ ước lượng được tối đa $M-1$ nguồn), trong khi đó thuật toán ML không bị hạn chế.

- *Ngưỡng phân giải:* (chỉ áp dụng đối với các phương pháp dựa trên phổ) Ngưỡng phân giải của các phương pháp ước lượng dựa trên phổ thường dựa trên việc so sánh với tiêu chuẩn phân giải Rayleigh được phát biểu như



Hình 1.10: Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương sử dụng thuật toán Balett, Capon, và MUSIC trong trường hợp 2 nguồn tín hiệu đến tại 85° và 90°, $SNR = 20dB$, mảng ULA 6 phần tử, số mẫu thu thập $K = 100$.

sau: hai đỉnh phổ được gọi là phân giải nếu đỉnh búp sóng thứ hai nằm cùng hoặc bên ngoài điểm không của búp sóng thứ nhất [26]. Thuật toán Balett được coi tương ứng với phân giải Rayleigh với góc điện tương ứng với mảng ULA $\chi = kd\cos\phi = \frac{2\pi}{M}$. Khả năng phân giải của ba phương pháp Balett, Capon, MUSIC trong trường hợp mảng ULA được biểu diễn trên hình 1.10 và về mặt lý thuyết được tính bởi các công thức trên bảng 2.1.

- *Môi trường đa đường:* Môi trường đa đường tạo ra các tín hiệu là các phiên bản suy giảm và trễ của nhau hay nói cách khác tạo ra các tín hiệu tương quan với nhau. Trong các thuật toán đề cập ở trên thì ML là thuật toán không phụ thuộc vào tín hiệu đa đường do nó sử dụng phương pháp ước lượng mô hình. Trong khi đó, MUSIC là thuật toán ước lượng dựa trên việc khai triển riêng ma trận tương quan $\hat{\mathbf{R}}_\mathbf{x}$ vì vậy hiệu năng của phép toán ước lượng này sẽ giảm khi độ tương quan giữa các tín hiệu nguồn tăng. Tuy nhiên, với MUSIC, độ tương quan nhỏ hơn 0,8 vẫn cho kết quả ước lượng tin cậy [42].

Bảng 1.1: Công thức tính ngưỡng phân giải của thuật toán Balett, Capon, và MUSIC cho mảng ULA [42].

STT	**Thuật toán**	**Ngưỡng phân giải**
1	Barlett	$\chi = \frac{2\pi}{M}$
2	Capon	$\chi = 8,71\left[\frac{1}{M^5 SNR}\right]^{\frac{1}{4}}$
3	MUSIC	$\chi = \left\{\chi : \frac{2880(M-2)}{KM^4\chi^4}\left[1+\sqrt{1+\frac{KM^2\chi^2}{60(M-1)}}\right] = \chi\right\}$

- *Lỗi ước lượng:* Lỗi ước lượng hay hiệu năng của một phép toán bất kỳ thường được so sánh với đường bao thấp CRLB. Đường bao này được chứng minh là ngưỡng thấp nhất mà bất kỳ phép toán ước lượng nào có thể đạt được [25][26]. CRLB được nhắc lại chi tiết trong phụ lục B của luận án. Dựa trên thước đo là đường bao CRLB thì lỗi bình phương trung bình của góc ước lượng đối với các thuật toán ước lượng như sau: thuật toán Capon cách xa CRLB, MUSIC gần CRLB và chỉ cách vài dB, trong khi đó ML (đối với mô hình ngẫu nhiên) đạt được CRLB [25].

Trong phạm vi giới hạn của luận án (thuật toán ước lượng có độ phức tạp tính toán vừa phải), đối với các phương pháp tìm phương phổ biến, thuật toán MUSIC là thuật toán được nghiên cứu sinh lựa chọn.

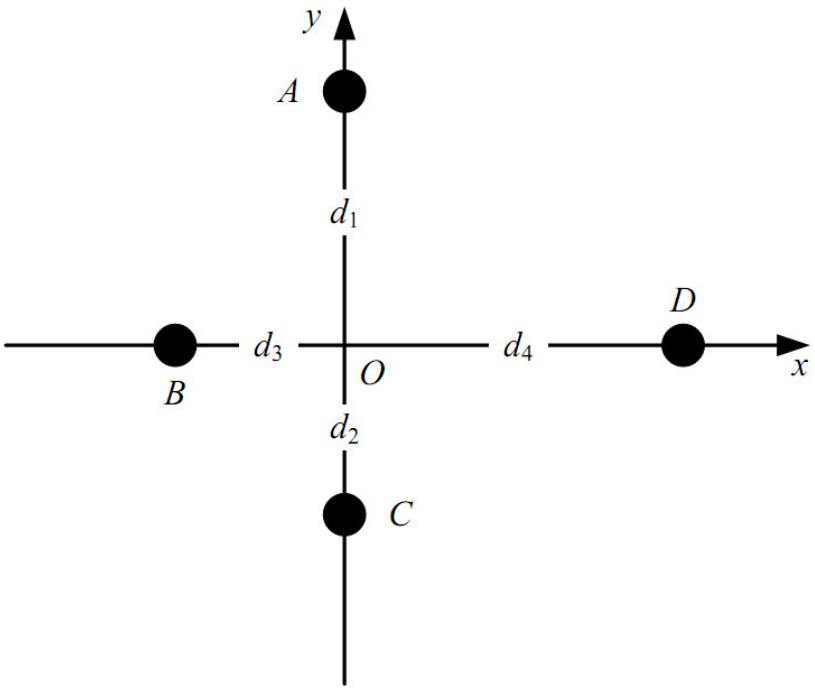
1.5. Anten không tâm pha tổng quát và thuật toán MUSIC

Sơ đồ tổng quát của anten không tâm pha được biểu diễn trên hình 1.11 với 4 chấn tử A, C, B và D đặt cách gốc đồ thị các khoảng d_1, d_2, d_3, và d_4; lệch pha tương ứng của dòng kích thích là ψ_1, ψ_2, ψ_3, và ψ_4; $AC \perp BD$.

Theo lý thuyết anten [2], điện trường tổng cộng tạo bởi các phần tử anten trong mảng được biểu diễn bởi:

$$E(\phi) = -\frac{jk}{4\pi}\frac{e^{-jkR_0}}{R_0}|I_0|\beta(\phi) \tag{1.37}$$

với ϕ là hướng truyền sóng, k là hệ số sóng, R_0 là khoảng cách giữa mảng anten và điểm khảo sát, $|I_0|$ là biên độ dòng điện kích thích tại mỗi phần tử anten, và



Hình 1.11: Cấu trúc anten không tâm pha trong trường hợp tổng quát.

$\beta(\phi)$ là hệ số mảng. Áp dụng lý thuyết được nêu trong [2] và tham khảo thêm hình C.12, trong trường hợp này, $\beta(\phi)$ được tính bởi:

$$\begin{aligned}\beta(\phi) = e^{j\psi_1}e^{-jkd_1\sin\phi} + e^{j\psi_2}e^{jkd_2\sin\phi} \\ + e^{j\psi_3}e^{jkd_3\cos\phi} + e^{j\psi_4}e^{-jkd_4\cos\phi}\end{aligned} \tag{1.38}$$

Với các điều kiện về vị trí và dòng điện kích thích như trên, giản đồ bức xạ của anten không tâm pha tổng quát dưới dạng giản đồ biên độ $G(\phi)$ và giản đồ pha $\Phi(\phi)$ như sau:

$$G(\phi) = \sqrt{\Re^2\{\beta(\phi)\} + \Im^2\{\beta(\phi)\}} \tag{1.39}$$

$$\Phi(\phi) = \angle\beta(\phi) \tag{1.40}$$

với $\angle$ ký hiệu là pha của số phức.

Trong trường hợp $\psi_1 = 0°$, $\psi_2 = 180°$, $\psi_3 = 90°$, và $\psi_4 = 270°$ thì

$$\begin{aligned}\Re\{\beta(\phi)\} &= -2\sin\left(\frac{k}{2}(d_1+d_2)\sin\phi\right)\sin\left(\frac{k}{2}(d_1-d_2)\sin\phi\right)\\ &\quad -2\sin\left(\frac{k}{2}(d_3+d_4)\cos\phi\right)\cos\left(\frac{k}{2}(d_3-d_4)\cos\phi\right) \qquad (1.41)\\ \Im\{\beta(\phi)\} &= -2\sin\left(\frac{k}{2}(d_1+d_2)\sin\phi\right)\cos\left(\frac{k}{2}(d_1-d_2)\sin\phi\right)\\ &\quad -2\sin\left(\frac{k}{2}(d_3+d_4)\cos\phi\right)\sin\left(\frac{k}{2}(d_3-d_4)\cos\phi\right) \qquad (1.42)\end{aligned}$$

Kết quả (1.41) và (1.42) được chứng minh trong phụ lục C.

Thuật toán MUSIC áp dụng đối với anten không tâm pha trong trường hợp tổng quát cũng tương tự như các trường hợp đã xét trước đây chỉ khác biệt về vector đáp ứng mảng. Vector đáp ứng mảng của anten không tâm pha tổng quát được biểu diễn bởi:

$$\mathbf{a}(\phi) = \begin{bmatrix} G(\phi)\exp\{j\Phi(\phi)\} \\ \vdots \\ G(\phi+\Delta\phi_{M-1})\exp\{j\Phi(\phi+\Delta\phi_{M-1})\}\end{bmatrix} \qquad (1.43)$$

với $G(\phi)$ và $\Phi(\phi)$ lần lượt được tính bởi phương trình (1.39) và (1.40).

Như vậy, phương trình (1.43) đã bổ sung thêm phần giản đồ biên độ so với phương trình (1.16). Vector đáp ứng mảng là hàm phụ thuộc vào góc tới ϕ thuộc không gian tín hiệu, cấu trúc hình học của anten không tâm pha (d_1, d_2, d_3, d_4), và vào góc quay anten tại mỗi bước $\Delta\phi_m$.

Góc quay anten tại mỗi bước $\Delta\phi_m$ có thể được chọn ngẫu nhiên hoặc đều. Tuy nhiên để đơn giản trong tính toán, giảm độ phức tạp trong thiết kế phần cứng của bộ phận điều khiển pha, đồng thời hạn chế bớt số cấu hình anten phải xét (giá trị $\Delta\phi_m$ ngẫu nhiên dễ xuất hiện các tình huống khó kiểm soát tính duy nhất của vector đáp ứng mảng), $\Delta\phi_m$ được chọn cố định đối với mọi bước quay $\Delta\phi_m = \Delta\phi$. Khi đó, vector đáp ứng mảng trong phương trình (1.43) trở thành:

$$\mathbf{a}(\phi) = \begin{bmatrix} G(\phi)\exp\{j\Phi(\phi)\} \\ G(\phi+\Delta\phi)\exp\{j\Phi(\phi+\Delta\phi)\} \\ \vdots \\ G(\phi+(M-1)\Delta\phi)\exp\{j\Phi(\phi+(M-1)\Delta\phi)\}\end{bmatrix} \qquad (1.44)$$

Bằng cách lựa chọn $\Delta\phi_m$ là hằng số, vector đáp ứng mảng chỉ còn phụ thuộc vào cấu trúc hình học của mảng anten (d_1, d_2, d_3, d_4), số lần quay anten $(M-1)$, và góc quay anten tại mọi bước $\Delta\phi$. Giá trị của $\Delta\phi$ cũng được lựa chọn trước dựa trên việc tối thiểu hóa lỗi ước lượng bình phương trung bình của mọi cấu hình anten được xét đến. Chi tiết được xem xét ở phần 2.2.1.

1.6. Kết luận chương 1

Chương 1 đã cung cấp một số kiến thức tổng quan về một số cấu trúc hình học, phương pháp ước lượng DOA phổ biến dùng cho hệ tìm phương xử lý mảng, công cụ đánh giá về tính duy nhất của vectơ đáp ứng mảng, tính vô hướng,... Trong các cấu trúc mảng anten và các thuật toán xem xét, UCA-MUSIC hứa hẹn mang lại hệ thống tìm phương có độ phân giải cao, đảm bảo tính duy nhất của vector đáp ứng mảng, tính vô hướng của mảng. Hệ thống này được dùng làm mốc tham chiếu cho hệ thống đề xuất của luận án trong chương 2 và 3. Bên cạnh đó, hệ thống AWPC-MUSIC cũng được trình bày lại dưới dạng tổng quát. Một số công thức đánh giá trình bày trong chương 1 được công bố trong các công trình 1-4 của tác giả.

Chương 2

KHẮC PHỤC VẤN ĐỀ LẶP LẠI PHỔ KHÔNG GIAN CỦA HỆ TÌM PHƯƠNG SỬ DỤNG ANTEN AWPC

2.1. Giới thiệu

Như đã trình bày ở chương 1, AWPC-MUSIC vốn là cấu trúc được giới thiệu nhằm giải quyết bài toán tăng hiệu suất mảng (số nguồn tín hiệu ước lượng lớn hơn số phần tử anten). Tuy nhiên, hệ tìm phương loại này có hai hạn chế lớn. Chương này thực hiện việc khắc phục hạn chế đầu tiên đó là hiện tượng lặp lại phổ không gian xuất hiện trong New-AWPC. Đây là vấn đề quan trọng do nó cho phép mở rộng không gian hoạt động của hệ thống từ 180° lên 360°.

Ba cấu trúc được nghiên cứu và đề xuất là: Sym-AWPC, SymII-AWPC-UCA, và Asym-AWPC, trong đó:

- Sym-AWPC là cấu trúc tổng quát hóa của New-AWPC, và chỉ hoạt động trong không gian nhỏ hơn 180°.
- SymII-AWPC-UCA là cấu trúc lấy ý tưởng từ UCA nhằm đảm bảo tính duy nhất của vector đáp ứng mảng trong không gian 360°.
- Asym-AWPC có cấu trúc nhỏ gọn, bất đối xứng, và cũng hoạt động trong không gian 360°.

Các công thức phân tích số học được sử dụng để làm rõ và phân tích mức độ lặp lại phổ của mỗi cấu trúc gồm: tính toán đường bao CRLB và mức độ trực giao giữa các vector đáp ứng mảng (ACF, AFL). MUSIC được sử dụng làm thuật toán ước lượng trong các kết quả mô phỏng của chương.

2.2. Sym-AWPC

Sym-AWPC là cấu trúc anten không tâm pha đối xứng. Anten này bao gồm cả New-AWPC (được nhắc đến trong phần 1.3.3). Cấu trúc Sym-AWPC có $d_1 = d_2 = \frac{d_{AC}}{2}$ và $d_3 = d_4 = \frac{d_{BD}}{2}$. Vector đáp ứng mảng của Sym-AWPC có dạng như phương trình (1.44) với:

$$G(\phi) = 2\sqrt{\sin^2\left(\frac{k}{2}d_{AC}\cos\phi\right) + \sin^2\left(\frac{k}{2}d_{BD}\sin\phi\right)} \tag{2.1}$$

$$\Phi(\phi) = \angle -2\sin\left(\frac{k}{2}d_{AC}\cos\phi\right), -2\sin\left(\frac{k}{2}d_{BD}\sin\phi\right) \tag{2.2}$$

và sau khi được chuẩn hóa (chia cho 2) trở thành:

$$G(\phi) = \sqrt{\sin^2\left(\frac{k}{2}d_{AC}\cos\phi\right) + \sin^2\left(\frac{k}{2}d_{BD}\sin\phi\right)} \tag{2.3}$$

$$\Phi(\phi) = \angle -\sin\left(\frac{k}{2}d_{AC}\cos\phi\right), -\sin\left(\frac{k}{2}d_{BD}\sin\phi\right) \tag{2.4}$$

2.2.1. Lựa chọn góc quay anten $\Delta\phi$

Để vector đáp ứng mảng của Sym-AWPC chỉ phụ thuộc vào cấu trúc hình học của các phần tử trong mảng anten (d_{AC}, d_{BD}), giá trị góc quay anten $\Delta\phi$ nên được chọn cố định. Phần này sẽ trả lời câu hỏi giá trị của $\Delta\phi$ nên được chọn là bao nhiêu dựa trên việc tính trung bình CRLB theo góc đến và theo mỗi cấu hình anten, được gọi là AC-ACRB. Công thức cụ thể như sau:

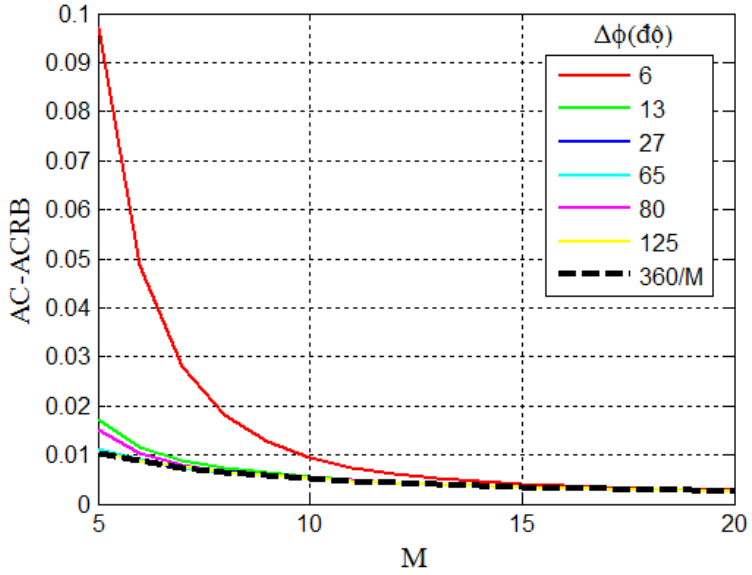
$$\text{AC-ACRB} = \frac{1}{L}\sum_{(d_{AC},d_{BD})} \text{ACRB} \tag{2.5}$$

với L là số cặp (d_{AC}, d_{BD}) và

$$\text{ACRB} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} [\mathbf{J}_{\phi\phi}]^{-1} d\phi \tag{2.6}$$

trong đó $[\mathbf{J}]_{\phi\phi}$ được cho bởi:

$$\begin{aligned}[\mathbf{J}]_{\phi\phi} = \frac{2SNR^2}{(1+SNR|\mathbf{a}|^2)^2}[2(\Re(\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}))^2 \\ + (1+SNR|\mathbf{a}|^2)(|\mathbf{a}|^2|\dot{\mathbf{a}}|^2 - |\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}|^2)]\end{aligned} \tag{2.7}$$



Hình 2.1: AC-ACRB theo M.

với $\dot{\mathbf{a}} = \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial \phi}$.

Kết quả (2.7) được chứng minh chi tiết trong phụ lục D.

Mối quan hệ giữa AC-ACRB và M được biểu diễn trên hình 2.1 (M là kích thước của vector đáp ứng mảng và liên quan tới số lần quay anten $M-1$). Các đường với màu sắc khác nhau tương ứng với các giá trị góc quay $\Delta\phi$ được chọn ngẫu nhiên và được tính trong trường hợp $K = 1$, SNR $= 20dB$, $0,2\lambda \leq d_{AC}, d_{BD} \leq 10\lambda$. Kết quả chỉ ra rằng:

- Lỗi bình phương trung bình (AC-ACRB) của DOA được ước lượng giảm khi M tăng và tất cả các đường cong hội tụ về cùng mức khi M tiếp tục tăng. Khi $M > 15$, AC-ACRB gần như không giảm nữa nên chúng ta có thể chọn giá trị cân đối đủ tốt giữa mức độ tính toán và độ chính xác ước lượng xung quanh 15.

- Việc chọn $\Delta\phi = 360°/M$ sẽ cho AC-ACRB thấp nhất trong tất cả các trường hợp.

2.2.2. Phân tích số học tính duy nhất của vector đáp ứng mảng

Với Sym-AWPC, chúng ta nhận thấy:

$$a(\phi \pm 180^\circ) = -a(\phi) \tag{2.8}$$

tương đương

$$P_{\text{MUSIC}}(\phi \pm 180^\circ) = P_{\text{MUSIC}}(\phi) \tag{2.9}$$

luôn xảy ra với mọi (d_{AC}, d_{BD}) và được gọi là lỗi phụ thuộc tuyến tính π và do đó cấu trúc này chỉ có thể sử dụng cho hệ tìm phương trong khoảng không gian 180° thay vì 360°.

Kết quả (2.8) được chứng minh trong phụ lục E.

Hơn nữa, trong trường hợp $d_{AC} = d_{BD}$ cũng sẽ có thêm một lỗi phụ thuộc tuyến tính khác gọi là lỗi $\pi/2$.

$$a(\phi \pm 90^\circ) = \pm\Im\{a(\phi)\} \mp j\Re\{a(\phi)\} \tag{2.10}$$

tương đương

$$P_{\text{MUSIC}}(\phi \pm 90^\circ) = P_{\text{MUSIC}}(\phi) \tag{2.11}$$

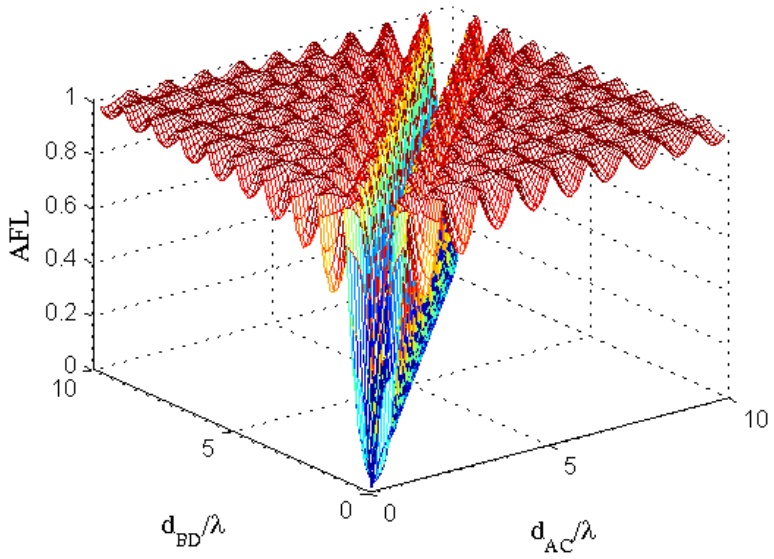
hay tính duy nhất của vector đáp ứng mảng trong trường hợp này chỉ tồn tại trong khoảng không gian 90°.

Kết quả (2.10) được chứng minh trong phụ lục F.

Như đã nhắc đến trong phần 1.3.2, ACF được sử dụng là công cụ đánh giá tính duy nhất của vector đáp ứng mảng. ACF bằng 0 sẽ không đảm bảo tính duy nhất. ACF càng gần 1, tính duy nhất càng được đảm bảo. Một ví dụ điển hình về sự phụ thuộc của ACF vào cấu hình Sym-AWPC (chỉ xét trong không gian 180°) trong trường hợp $M = 17$ và $\Delta\phi = 360^\circ/M$ được biểu diễn trên hình 2.2 trong đó:

$$\eta(d_{AC}, d_{BD}) \triangleq \min_{\phi_1,\phi_2} \gamma(\phi_1, \phi_2; d_{AC}, d_{BD}) \quad \text{với } |\phi_1 - \phi_2| = 90^\circ \tag{2.12}$$

được định nghĩa là mức độ không phụ thuộc tuyến tính AFL, được đưa ra dựa trên $\gamma(\phi_1, \phi_2)$ thấp nhất trong số các góc phụ thuộc tuyến tính loại $\pi/2$. AFL càng lớn, tính duy nhất của vector đáp ứng mảng càng được đảm bảo.



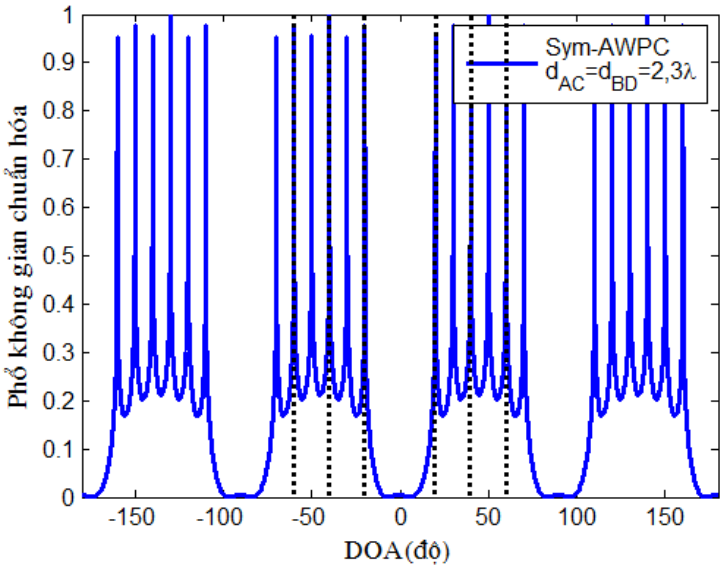
Hình 2.2: AFL theo d_{AC}, d_{BD} được chuẩn hóa theo λ.

Cụ thể hơn, với hình 2.2, phương trình (2.12) biểu diễn giá trị cực tiểu của ACF theo các cặp góc $(\phi_1, \phi_2 \in (-90°, 90°), |\phi_1 - \phi_2| = 90°)$ ứng với mỗi cặp (d_{AC}, d_{BD}). Giá trị này bằng 0 nếu $d_1 = d_2$, đồng thời nếu $|d_{AC} - d_{BD}| > 0,5\lambda$ thì giá trị cực tiểu của ACF sẽ lớn hơn 0,6. Như vậy có thể kết luận rằng, Sym-AWPC chỉ hoạt động được trong nửa mặt phẳng và tính duy nhất của vector đáp ứng mảng chỉ được đảm bảo nếu $|d_{AC} - d_{BD}| > 0,5\lambda$.

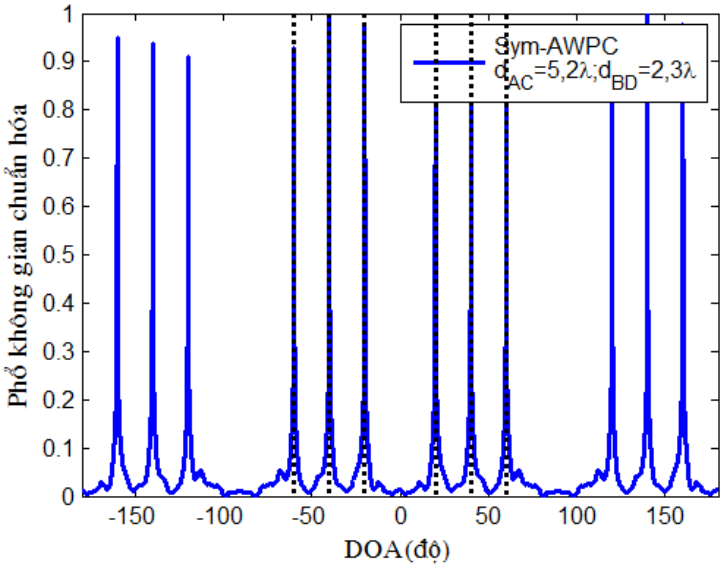
2.2.3. Kết quả mô phỏng

Phần này sẽ thực hiện một số mô phỏng minh họa cho các kết quả tính toán trong 2.2.2. Cấu hình của Sym-AWPC được chọn là $M = 17$, $\Delta\phi = 360°/M$, $(d_{AC}, d_{BD}) = (5,2\lambda; 2,3\lambda)$, ứng với min-ACF = 1 và ACRB $\approx 4.9 * 10^{-9}$ trong trường hợp $K = 1000$, SNR $= 20dB$. Kết quả được biểu diễn trên hình 2.3(a) và hình 2.3(b) tương ứng trong hai trường hợp $d_{AC} = d_{BD}$ và $|d_{AC} - d_{BD}| > 0,5\lambda$. Đường đứt nét biểu diễn DOA thực trong khi đó đường liền nét biểu diễn phổ MUSIC chuẩn hóa được ước lượng. Sáu nguồn tín hiệu đến theo góc phương vị (-60°, -40°, -20°, 20°, 40°, 60°) với SNR bằng nhau và bằng 20dB.

Hình 2.3(a) biểu diễn phổ MUSIC chuẩn hóa ứng với cấu hình Sym-AWPC với $d_{AC} = d_{BD} = 2,3\lambda$. Cấu hình này có các vector đáp ứng mảng phụ thuộc



(a) $d_{AC} = d_{BD}$



(b) $|d_{AC} - d_{BD}| > 0,5\lambda$

Hình 2.3: Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC và anten Sym-AWPC: (a) $d_{AC} = d_{BD}$, (b) $|d_{AC} - d_{BD}| > 0,5\lambda$.

tuyến tính tại ($\phi_1, \phi_2 = \phi_1 \pm 90°$) (loại $\pi/2$) và ($\phi_1, \phi_2 = \phi_1 \pm 180°$) (loại π) và do đó bên cạnh 6 đỉnh thực tại (-60°, -40°, -20°, 20°, 40°, 60°), 24 đỉnh giả xuất hiện tại (30°, 50°, 70°, 110°, 130°, 150°), (-150°, -130°, -110°,-70°, -50°, -30°), (120°, 140°, 160°, -20°, -40°, -60°), và (20°, 40°, 60°, -160°, -140°, -120°), ứng với ($\phi_1, \phi_2 = \phi_1 + 90°$), ($\phi_1, \phi_2 = \phi_1 - 90°$), ($\phi_1, \phi_2 = \phi_1 + 180°$), và ($\phi_1, \phi_2 = \phi_1 - 180°$).

Trong khi đó, hình 2.3(b) biểu diễn phổ MUSIC chuẩn hóa của Sym-AWPC với ($d_{AC} = 5,2\lambda; d_{BD} = 2,3\lambda$). Cấu hình này cho các vector đáp ứng mảng phụ thuộc tuyến tính chỉ tại ($\phi_1, \phi_2 = \phi_1 \pm 180°$) (loại π) và do đó nó có thể sử dụng để ước lượng DOA trong không gian $[-90°, 90°]$, góc ước lượng cũng chính là góc đến thực trong không gian tín hiệu tại (-60°, -40°, -20°, 20°, 40°, 60°).

Như vậy, ***Sym-AWPC*** *có thể sử dụng để ước lượng DOA của nhiều nguồn tín hiệu khi kết hợp với thuật toán MUSIC trong không gian* 90° *nếu* $d_{AC} = d_{BD}$*, được gọi là* ***SymI-AWPC****; và trong không gian* 180° *nếu* $d_{AC} \neq d_{BD}$*, được gọi là* ***SymII-AWPC****.*

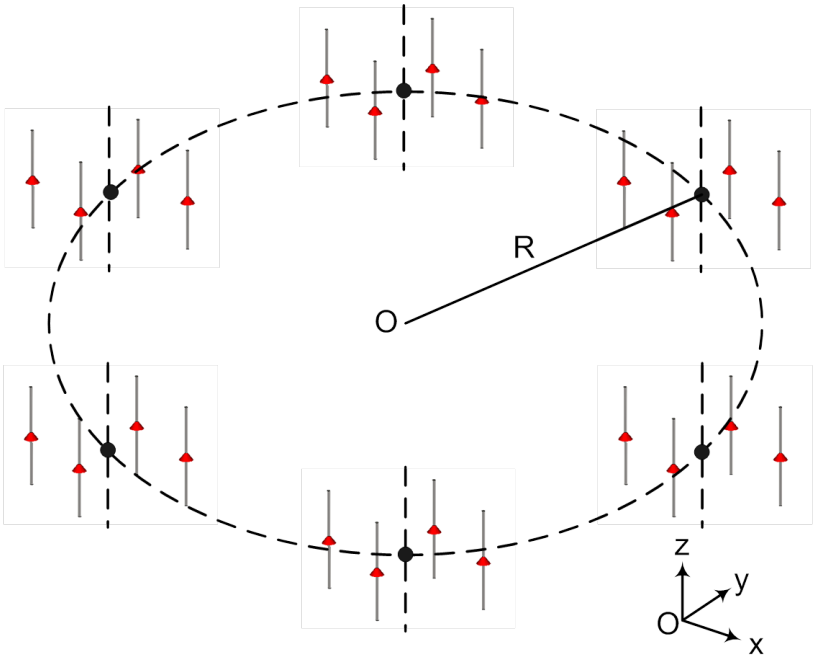
2.3. SymII-AWPC-UCA

Mặc dù Sym-AWPC đã khắc phục được nhược điểm của AWPC, nghĩa là có thể kết hợp với thuật toán MUSIC để tạo nên hệ tìm phương vô tuyến nhiều nguồn tín hiệu độ phân giải cao, số nguồn tín hiệu nhiều hơn số phần tử anten; nhưng Sym-AWPC chỉ sử dụng được trong không gian 90° với SymI-AWPC và không gian 180° với SymII-AWPC. Để có thể mở rộng vùng hoạt động hay tính duy nhất của vector đáp ứng mảng được đảm bảo trong không gian 360°, SymII-AWPC-UCA được đề xuất. Cấu trúc của SymII-AWPC-UCA bao gồm N phần tử SymII-AWPC được đặt cách đều trên một đường tròn có bán kính R. Ví dụ minh họa về SymII-AWPC-UCA gồm 6 phần tử được biểu diễn trên hình 2.4.

Như đã phân tích trong phần 1.3.2, UCA vốn là cấu trúc anten đảm bảo tính duy nhất của vector đáp ứng mảng trong khoảng không gian 360°. Vì vậy, SymII-AWPC có thể cải tiến vùng hoạt động từ 180° lên 360° khi được sử dụng làm phần tử anten trong UCA.

Vector đáp ứng mảng của SymII-AWPC-UCA được cho bởi:

$$\mathbf{a}(\phi_i) = [\mathbf{a}_1(\phi_i), \mathbf{a}_2(\phi_i), \ldots, \mathbf{a}_M(\phi_i)]^T \tag{2.13}$$



Hình 2.4: Cấu trúc SymII-AWPC-UCA 6 phần tử.

với

$$\mathbf{a}_m(\phi_i) = G(\phi_i + (m-1)\Delta\phi)\times \begin{bmatrix} e^{j\{\Phi(\phi_i+(m-1)\Delta\phi)\}} \\ e^{j\left\{\Phi(\phi_i+(m-1)\Delta\phi)+\frac{2\pi R}{\lambda}\cos\left(\phi_i-\frac{2\pi}{N}\right)\right\}} \\ \vdots \\ e^{j\left\{\Phi(\phi_i+(m-1)\Delta\phi)+\frac{2\pi R}{\lambda}\cos\left(\phi_i-\frac{2\pi(N-1)}{N}\right)\right\}} \end{bmatrix}^T \tag{2.14}$$

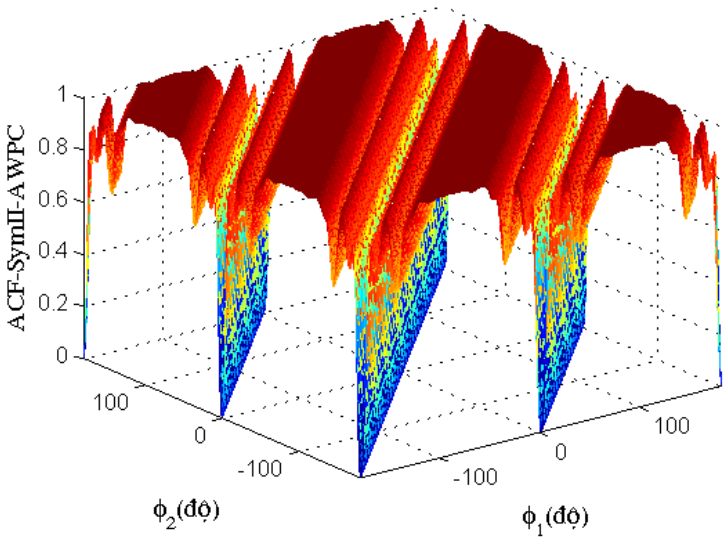
trong đó $m = 1, \ldots, M$.

2.3.1. Phân tích số học tính duy nhất của vector đáp ứng mảng

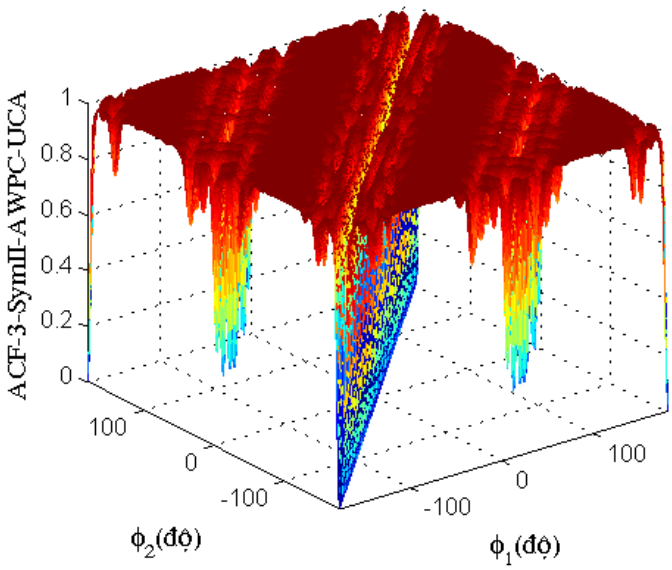
Hình 2.5(a) và 2.5(b) lần lượt biểu diễn ACF của cấu trúc SymII-AWPC và SymII-AWPC-UCA 3 phần tử.

Chúng ta có thể dễ dàng nhận thấy cấu trúc sau đã làm giảm mức độ phụ thuộc tuyến tính loại π trong cấu trúc trước.

Để khảo sát sự phụ thuộc giữa mức độ phụ thuộc tuyến tính loại π vào số phần tử anten trong mảng SymII-AWPC-UCA, công thức AFL chuẩn hóa được

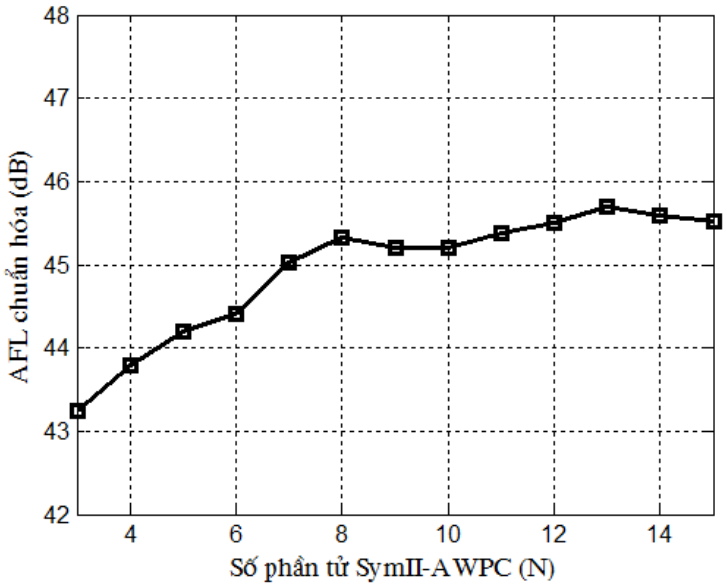


(a) SymII-AWPC



(b) SymII-AWPC-UCA 3 phần tử

Hình 2.5: ACF của anten: (a) SymII-AWPC, (b) SymII-AWPC-UCA 3 phần tử.



Hình 2.6: AFL chuẩn hóa của mảng SymII-AWPC-UCA theo số phần tử anten SymII-AWPC (N).

đưa ra như sau:

$$\bar{\eta}(N) = \frac{\eta(N)}{\eta(1)}$$

trong đó

$$\eta(N) \triangleq \min_{\phi_1,\phi_2} \gamma(\phi_1, \phi_2; N) \quad \text{với } |\phi_1 - \phi_2| > 90^\circ \tag{2.15}$$

Các đỉnh phổ giả sẽ xuất hiện với biên độ bằng biên độ các đỉnh phổ thật khi $\eta = 0$ và biên độ giảm dần bằng 0 khi $\eta \to 1$.

Hình 2.6 biểu diễn AFL chuẩn hóa dưới dạng dB theo số phần tử anten trong mảng SymII-AWPC-UCA. Trong đó $\bar{\eta}(3) = 43,25$ dB, điều này có nghĩa là $\eta(3)$ lớn hơn nhiều $\eta(1)$, hay phụ thuộc tuyến tính loại π trong SymII-AWPC đã được giải quyết bằng cách sử dụng SymII-AWPC-UCA 3 phần tử. Hơn nữa, chúng ta cũng quan sát thấy $\bar{\eta}(N) > \bar{\eta}(3)$ đối với $N = 4, \ldots, 15$. Do đó SymII-AWPC-UCA với $N > 2$ hoàn toàn có thể sử dụng cho hệ vô tuyến tìm phương trong khoảng không gian 360°. $\bar{\eta}(N)$ tăng mạnh trong khoảng $N = 3, \ldots, 8$ và dần bão hòa trong khoảng $N = 9, \ldots, 15$. Điều này giúp chúng ta có thể cân nhắc việc lựa chọn số phần tử SymII-AWPC trong mảng SymII-AWPC-UCA do số phần tử càng lớn, mảng càng cồng kềnh.

2.3.2. Kết quả mô phỏng

Phần này vẫn tiếp tục với kịch bản mô phỏng như trong phần 2.2.3 để minh họa về khả năng giải quyết vấn đề phụ thuộc tuyến tính của mảng SymII-AWPC-UCA trong không gian 360° với: 6 nguồn tín hiệu đến tại các góc phương vị (-60°, -40°, -20°, 20°, 40°, 60°); SNR = $20dB$; $K = 1000$.

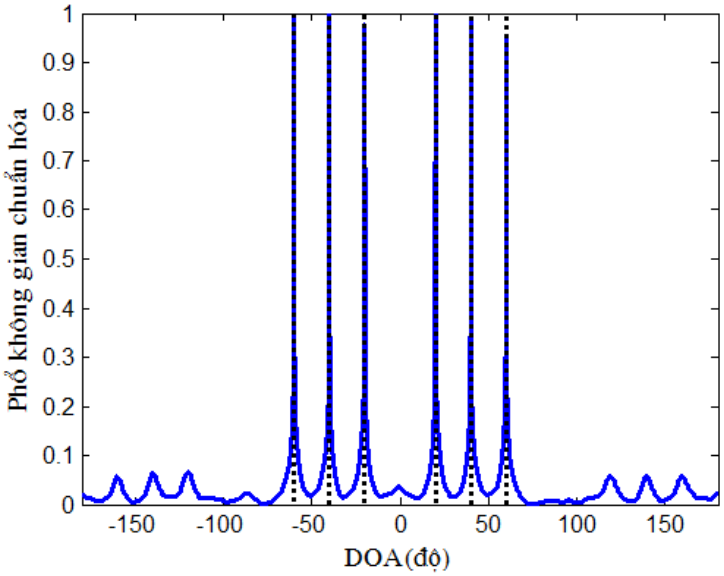
Hình 2.7(a) và 2.7(b) đều chỉ ra rằng cả hai mảng SymII-AWPC-UCA 3 phần tử và SymII-AWPC-UCA 8 phần tử tương ứng đều đã giải quyết được vấn đề phụ thuộc tuyến tính loại π của SymII-AWPC. Đỉnh phổ ứng với các hướng giả của SymII-AWPC-UCA 8 phần tử thấp hơn so với 3 phần tử là do $\bar{\eta}(8) > \bar{\eta}(3)$.

Một ví dụ về việc ước lượng phổ không gian tín hiệu gồm 24 nguồn sử dụng mảng SymII-AWPC-UCA 3 phần tử (12 dipole) được biểu diễn trên hình 2.8. Phổ MUSIC này thể hiện rằng mảng AWPC-UCA 3 phần tử không có hiện tượng phụ thuộc tuyến tính của vector đáp ứng mảng đồng thời ước lượng với số nguồn tín hiệu lớn gấp đôi số phần tử anten vật lý (thực tế, kích thước vector đáp ứng mảng trong trường hợp này là 17×3 thay cho 3 nên vẫn thỏa mãn điều kiện về quan hệ giữa số nguồn tín hiệu đến và số phần tử anten trong thuật toán MUSIC - số nguồn tín hiệu đến nhỏ hơn số phần tử anten).

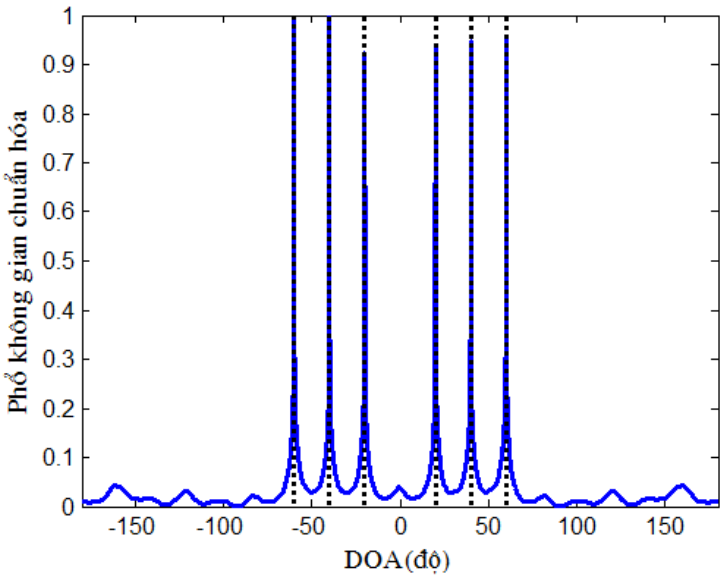
2.4. Asym-AWPC

Mặc dù đã đảm bảo được tính duy nhất của vector đáp ứng mảng trong không gian 360°, SymII-AWPC-UCA vẫn chưa thực sự thuyết phục do cấu trúc vật lý của mảng còn cồng kềnh với ít nhất 3 phần tử SymII-AWPC, tương đương với 12 dipole. Asym-AWPC là cấu trúc được đề xuất với mong muốn kích thước vật lý của mảng anten được thu nhỏ hơn với chỉ 4 dipole trong khi đó vẫn đảm bảo được sự độc lập tuyến tính của các vector đáp ứng mảng trong không gian 360°. Cấu trúc của Asym-AWPC cũng giống như anten không tâm pha trong trường hợp tổng quát (hình 1.11) nhưng có hoặc $d_1 \neq d_2$, hoặc $d_3 \neq d_4$.

Căn cứ vào giản đồ bức xạ của anten được tính toán trong phần 1.5 và vector đáp ứng mảng của hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha trong phương trình 1.43, phụ thuộc tuyến tính loại $\pi/2$ và loại π có thể được giải quyết

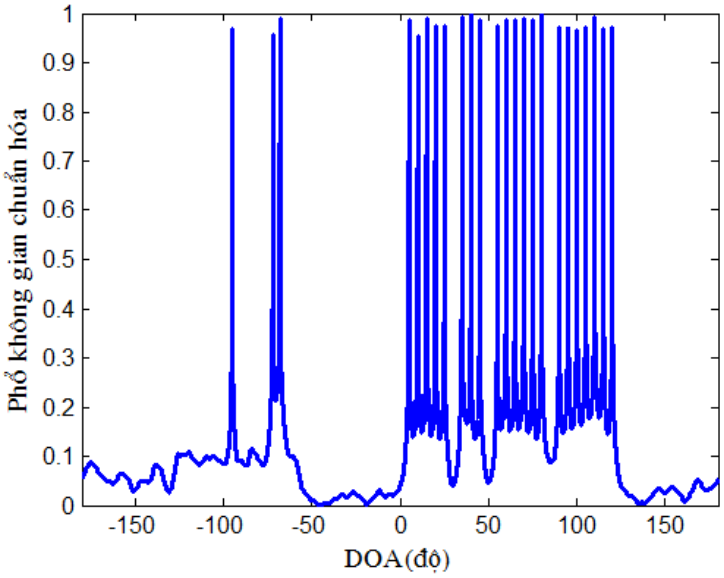


(a) SymII-AWPC-UCA 3 phần tử



(b) SymII-AWPC-UCA 8 phần tử

Hình 2.7: Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC và anten: (a) SymII-AWPC-UCA 3 phần tử, (b) SymII-AWPC-UCA 8 phần tử.



Hình 2.8: Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC và anten SymII-AWPC-UCA 3 phần tử (12 dipole) trong trường hợp ước lượng 24 nguồn tín hiệu.

nếu:

$$G\left(\phi \pm 90^{\circ}\right) \neq G(\phi) \tag{2.16}$$

và

$$G(\phi \pm 180^{\circ}) \neq G(\phi) \tag{2.17}$$

Điều này tương đương với việc anten không tâm pha tổng quát có hoặc $d_1 \neq d_2$, hoặc $d_3 \neq d_4$. Và anten này được gọi là anten không tâm pha bất đối xứng Asym-AWPC.

Asym-AWPC được khảo sát khi kết hợp thêm một số điều kiện rằng buộc để giảm thiểu ảnh hưởng của ghép tương hỗ giữa các phần tử anten đặt gần nhau trong khi đó kích thước anten được giữ tối thiểu. Các điều kiện rằng buộc này dẫn tới $AB = BC = AC = \lambda/2$ tương ứng các giá trị:

$$(d_1, d_2, d_3, d_4) = (\lambda/4, \lambda/4, \sqrt{3}\lambda/4, (\sqrt{3}/4 + \Delta d)\lambda) \tag{2.18}$$

và $\Delta d > 0$ duy trì điều kiện bất đối xứng của Asym-AWPC.

2.4.1. Phân tích số học tính duy nhất của vector đáp ứng mảng

Hàm ACF của Asym-AWPC được biểu diễn trên hình 2.9(a). So sánh với ACF của SymII-AWPC trên hình 2.9(b), cấu trúc Asym-AWPC có khả năng giải quyết vấn đề phụ thuộc tuyến tính của vector đáp ứng mảng trong không gian 360° như SymII-AWPC-UCA nhưng chỉ cần 4 dipole thay vì 12 dipole (trong trường hợp số phần tử anten của SymII-AWPC-UCA bằng 3).

Hình 2.10 biểu diễn sự phụ thuộc của AFL vào độ bất đối xứng Δd của anten Asym-AWPC. Xét trong khoảng $0 \leq \Delta d \leq 2$, $\Delta d = 0,6$ là giá trị cho AFL lớn nhất, tương đương với độ phụ thuộc tuyến tính của các vector đáp ứng mảng là nhỏ nhất.

2.4.2. Kết quả mô phỏng

Với cấu hình Asym-AWPC $(d_1, d_2, d_3, d_4) = (\lambda/4, \lambda/4, \sqrt{3}\lambda/4, (\sqrt{3}/4 + 0,6)\lambda)$, phổ MUSIC của 6 nguồn tín hiệu ($-60°$, $-40°$, $-20°$, $20°$, $40°$, $60°$) như kịch bản mô phỏng ở các phần trên được biểu diễn trên hình 2.11. So với phổ MUSIC của SymII-AWPC-UCA, các đỉnh phổ giả gần như là bằng phẳng.

Như vậy, trong các cấu trúc được xem xét Sym-AWPC, SymII-AWPC-UCA và Asym-AWPC thì Asym-AWPC với $\Delta d = 0,6$ là cấu trúc đảm bảo tốt nhất tính duy nhất của vector đáp ứng mảng trong không gian 360°, đồng thời kích thước vật lý của Asym-AWPC nhỏ gọn với chỉ 4 dipole.

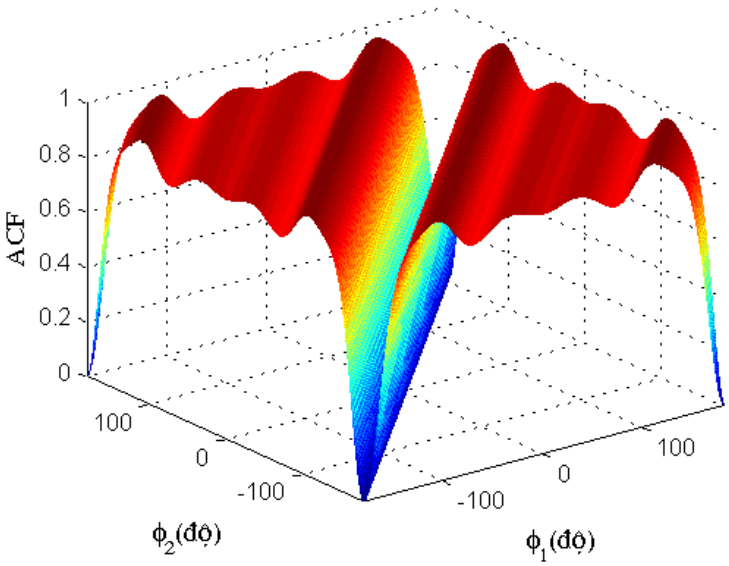
2.4.3. Tính vô hướng của mảng

Tính vô hướng của Asym-AWPC phụ thuộc vào độ bất đối xứng Δd được khảo sát dựa trên hai thước đo: *Average-CRB* ($\bar{\mathcal{C}}$) và *Margin-CRB* ($\epsilon_{\mathcal{C}}$) được định nghĩa như sau:

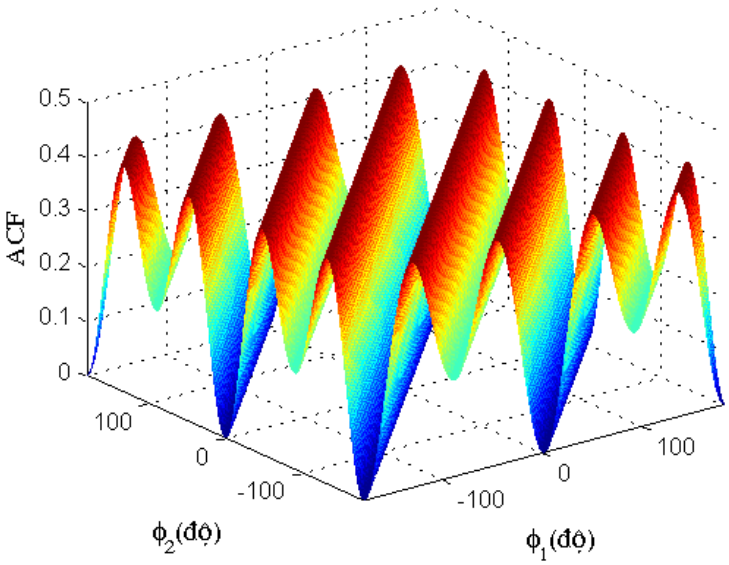
$$\bar{\mathcal{C}}(\Delta d) = \frac{1}{L} \sum_{\phi} \mathrm{CRLB}(\phi, \Delta d) \tag{2.19}$$

$$\epsilon_{\mathcal{C}}(\Delta d) = \max \mathrm{CRLB}(\phi, \Delta d) - \min \mathrm{CRLB}(\phi, \Delta d) \tag{2.20}$$

với L là số lượng góc khảo sát.

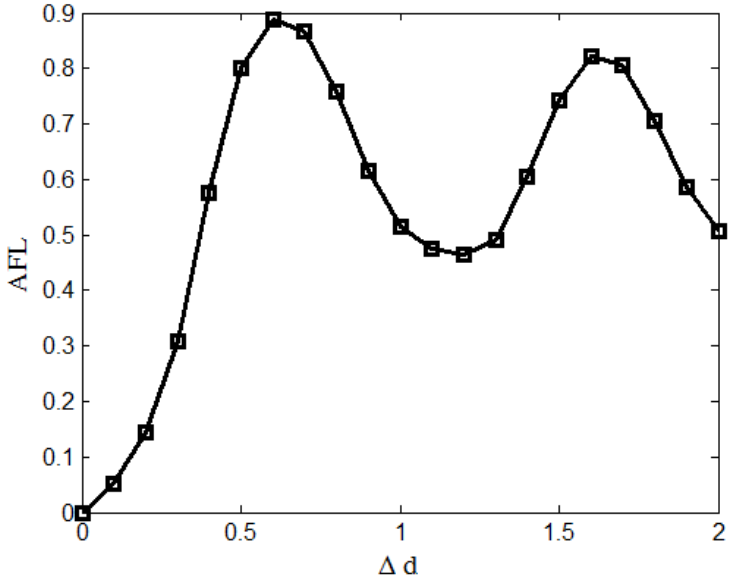


(a) Asym-AWPC ($d_1 = d_2 = \lambda/4, d_3 = \sqrt{3}\lambda/4, d_4 = \lambda$)

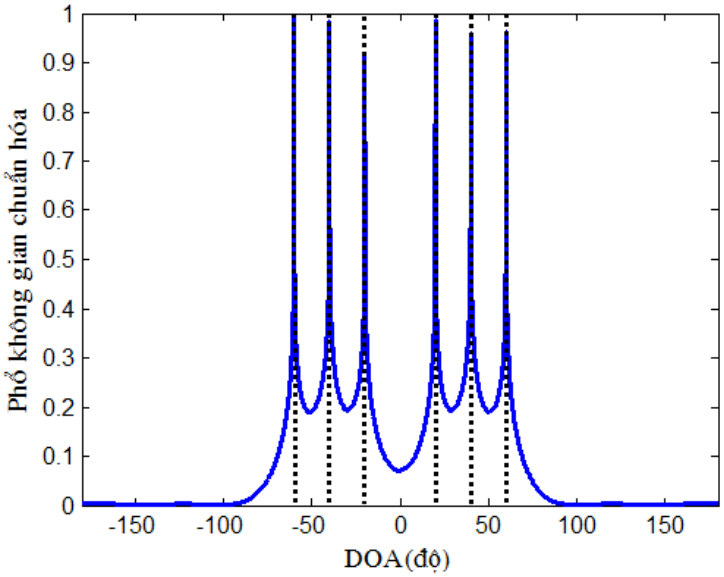


(b) SymII-AWPC ($d_1 = d_2 = \lambda/4, d_3 = d_4 = \sqrt{3}\lambda/4$)

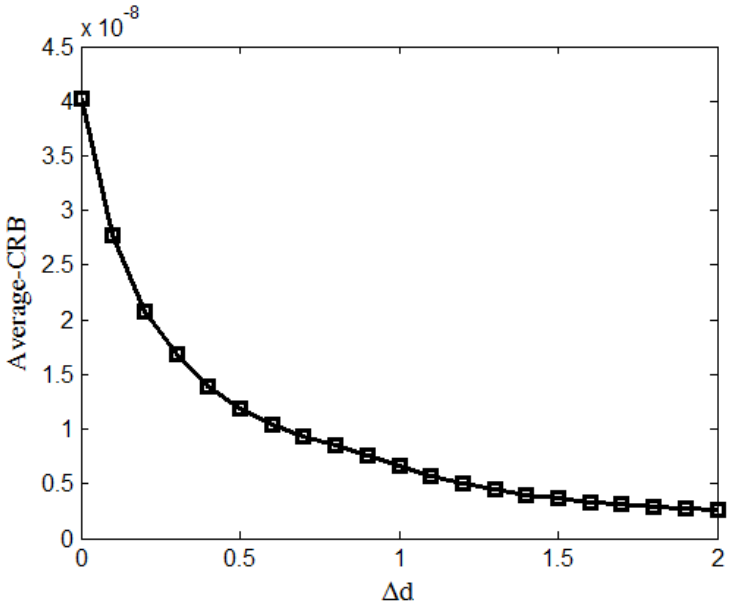
Hình 2.9: Biểu diễn ACF của: (a) Asym-AWPC, (b) SymII-AWPC.



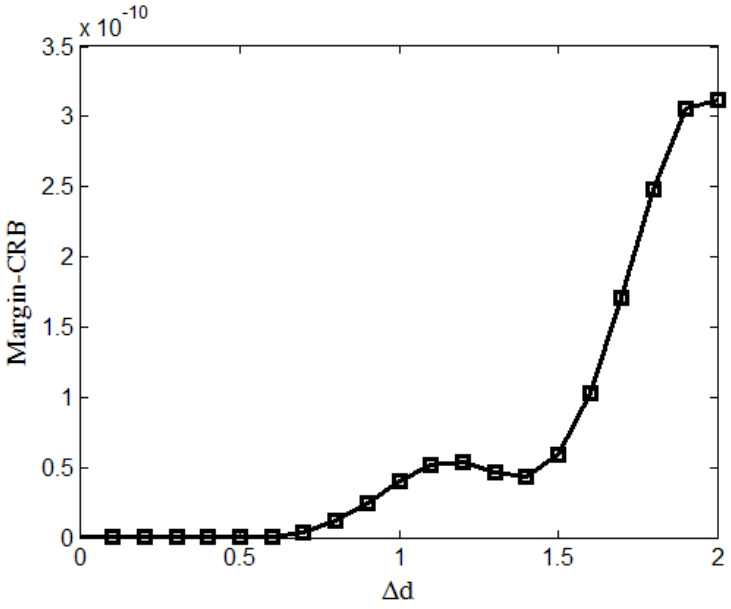
Hình 2.10: Biểu diễn AFL theo Δd.



Hình 2.11: Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC và anten Asym-AWPC với $\Delta d = 0,6$.

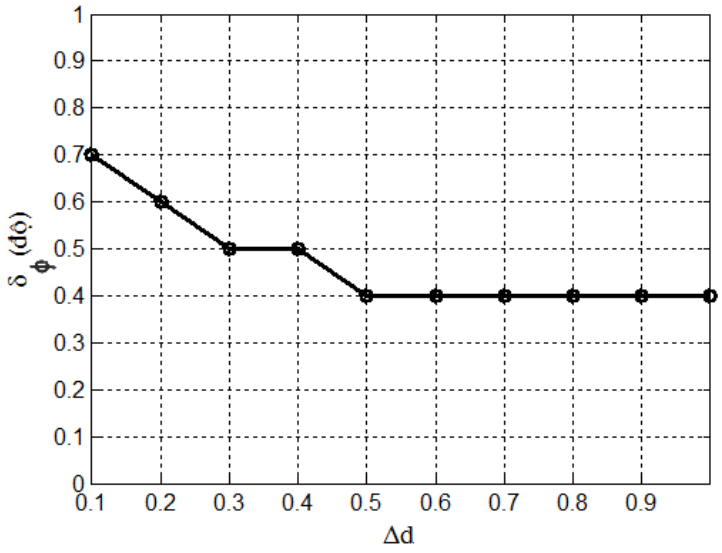


(a) Average-CRB



(b) Margin-CRB

Hình 2.12: Hàm đánh giá tính chất vô hướng của mảng: (a) Average-CRB, (b) Margin-CRB.



Hình 2.13: Ngưỡng phân giải thống kê SRL theo Δd.

Thông thường theo định nghĩa, một mảng là vô hướng chỉ cần CRLB một nguồn là hằng số đối với mọi góc đến hay tương đương *Margin-CRB* tiến tới 0. Tuy nhiên, trong trường hợp này, chúng ta mong muốn lỗi ước lượng càng nhỏ càng tốt nên xét thêm *Average-CRB* nhỏ nhất có thể.

Xét $\Delta d = (0; 2]$, $K = 1000$, SNR$= 20dB$, hình 2.12(a) và 2.12(b) tương ứng biểu diễn *Average-CRB* và *Margin-CRB* của Asym-AWPC theo Δd. Chúng ta thấy rằng trung bình của CRLB ($\bar{\mathcal{C}}$) giảm khi Δd tăng hay nói cách khác Δd càng lớn, độ chính xác ước lượng trung bình càng cao. $\bar{\mathcal{C}}$ tăng mạnh trong khoảng $(0; 1, 4]$ và hội tụ khi Δd rất lớn. Trong khi đó, giá trị thăng giáng của CRLB ($\epsilon_{\mathcal{C}}$) là hằng số trong khoảng $\Delta d = (0; 0, 6]$ và thay đổi đáng kể ngoài khoảng này.

Việc xác định giá trị Δd để Asym-AWPC có tính chất của mảng vô hướng chủ yếu phụ thuộc vào giá trị $\epsilon_{\mathcal{C}}$. Tuy nhiên điều này cũng phải cân nhắc sao cho sai số ước lượng trung bình $\bar{\mathcal{C}}$ cũng như kích thước của mảng không quá lớn. Giá trị tốt nhất có thể trong khoảng khảo sát đó là $\Delta d = 0, 6$.

2.4.4. Ngưỡng phân giải

Trong trường hợp SNR=$0dB$, $K = 1$, mối quan hệ giữa ngưỡng phân giải thống kê SRL và độ bất đối xứng của cấu trúc Asym-AWPC (Δd) được biểu diễn trên hình 2.13. SRL giảm đồng nghĩa với khả năng phân giải tăng khi Δd càng lớn. Tuy nhiên, khi Δd trong khoảng $[0,5; 1]$ thì SRL trở nên bão hòa ở giá trị 0,4.

2.4.5. Hiệu năng của hệ thống

Trong số các cấu trúc anten không tâm pha đề xuất, Asym-AWPC với $\Delta d = 0,6$ (được ký hiệu là Asym-AWPC-0.6) nổi bật với các đặc tính: kích thước mảng nhỏ gọn, đảm bảo tính duy nhất của vector đáp ứng mảng trong không gian 360°, là mảng vô hướng, ngưỡng phân giải thấp, đồng thời có thể sử dụng cho cả trường hợp số nguồn tín hiệu lớn hơn số phần tử anten. Với những ưu điểm này, Asym-AWPC-0.6 là cấu trúc được lựa chọn để so sánh hiệu năng với UCA (là mảng anten đảm bảo tính duy nhất của vector đáp ứng mảng trong không gian 360° và có đặc tính mảng vô hướng).

Thông thường, để đánh giá hiệu năng của một hệ thống tìm phương vô tuyến, người ta sử dụng công cụ tính lỗi căn trung bình bình phương RMSE như biểu diễn trong công thức (2.21), đồng thời so sánh với hiệu năng của một hệ thống khác trong cùng một điều kiện so sánh.

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{D}\sum_{i=1}^{D}(\phi_i - \hat{\phi}_i)^2} \tag{2.21}$$

với ϕ_i là góc thực của nguồn tín hiệu đến, $\hat{\phi}_i$ là góc ước lượng được thực hiện bởi hệ tìm phương.

Trong phần này, hiệu năng của hệ thống tìm phương sử dụng Asym-AWPC-0.6 sẽ được so sánh với mảng UCA 4 phần tử (ký hiệu là UCA-4e), về các mặt sau:

1. Trong trường hợp số nguồn tín hiệu cần ước lượng DOA lớn hơn số phần tử anten ($D = 6$, $M = 4$):

- Khả năng ước lượng hướng sóng đến trong không gian 360°.

2. Trong trường hợp số nguồn tín hiệu cần ước lượng DOA nhỏ hơn số phần tử anten ($D = 2,\ M = 4$):

   - Lỗi ước lượng phụ thuộc vào tỷ số SNR của các nguồn tín hiệu đến.
   - Lỗi ước lượng phụ thuộc vào khoảng cách góc của các nguồn tín hiệu đến.
   - Lỗi ước lượng phụ thuộc vào số lần lấy mẫu tín hiệu tại lối vào của mỗi phần tử anten K.

2.4.6. Kết quả mô phỏng

Kịch bản mô phỏng:

1. UCA-4e:

   - Hình dạng: Các phần tử anten được sắp xếp cách đều nhau trên một đường tròn.
   - Bán kính của đường tròn: $R = \frac{1}{2\sqrt{2}}\lambda$.
   - Số phần tử anten: 4.
   - Loại phần tử anten: Vô hướng.
   - Đặc điểm: Lối ra của mỗi phần tử anten được nối với bộ RF-IF.

2. Asym-AWPC-0.6:

   - Hình dạng: Các phần tử anten được sắp xếp như trên hình 1.11 với các tham số ($d_1 = d_2 = \lambda/4, d_3 = \sqrt{3}\lambda/4,\ d_4 = \sqrt{3}\lambda/4 + 0,6\lambda$).
   - Số phần tử anten: 4.
   - Loại phần tử anten: Vô hướng.
   - Đặc trưng nổi bật: Lối ra của mỗi phần tử anten được nối với một bộ quay pha có giá trị như ở phần 1.5 và được cộng với nhau. Sau đó lối ra bộ cộng được nối với bộ RF-IF như trong sơ đồ khối hình 1.9. Như vậy 4 phần tử anten vô hướng này tương đương với một phần tử anten có giản đồ biên độ và pha như công thức (1.39) và (1.40).

- Số lần quay giản đồ bức xạ của hệ anten: 17-1.
- Độ lớn bước quay giản đồ bức xạ của hệ anten: $\frac{360^\circ}{17}$.

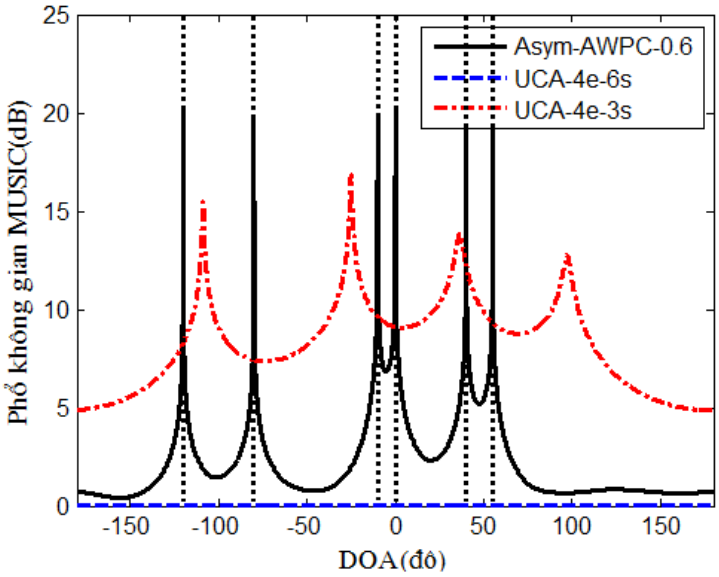
3. Nguồn tín hiệu đến:
   - Số nguồn: 6 trong trường hợp số nguồn tín hiệu cần ước lượng DOA lớn hơn số phần tử anten, và 2 trong trường hợp số nguồn tín hiệu cần ước lượng DOA nhỏ hơn số phần tử anten.
   - Tỷ số SNR thông thường của mỗi nguồn: 20dB.
   - Góc phương vị đến: $(-120^\circ, -80^\circ, -10^\circ, 0^\circ, 40^\circ, 55^\circ)$ trong trường hợp số nguồn tín hiệu cần ước lượng DOA lớn hơn số phần tử anten, và $(-10^\circ, 40^\circ)$ trong trường hợp số nguồn tín hiệu cần ước lượng DOA nhỏ hơn số phần tử anten.
   - Số mẫu tín hiệu thu thập thông thường tại mỗi phần tử anten: $K = 1000$.

Kết quả mô phỏng:

Hình 2.14, 2.15, 2.16 và 2.17 lần lượt biểu diễn hiệu năng của hệ tìm phương trong từng trường hợp cụ thể với các đường liền nét (hoặc đánh dấu o) biểu diễn hiệu năng của hệ thống sử dụng Asym-AWPC và đường đứt nét (hoặc đánh dấu +) biểu diễn hiệu năng của hệ thống sử dụng UCA-4e.

1. Phổ không gian MUSIC

   Phổ không gian MUSIC của hệ tìm phương sử dụng Asym-AWPC-0.6 và UCA-4e được biểu diễn trên hình 2.14. Các đường thẳng đứt nét ứng với các góc thực của các nguồn tín hiệu đến. Giả sử số nguồn tín hiệu đến được ước lượng chính xác $\hat{D} = 6$. Như vậy, cùng trong điều kiện chỉ có 4 phần tử anten vô hướng, Asym-AWPC-0.6 có thể ước lượng chính xác 6 nguồn tín hiệu đến nằm phân bố trong khoảng $(-180^\circ; 180^\circ)$, trong khi đó UCA-4e thì không thể. Điều này là do đối với Asym-AWPC-0.6, hạng của ma trận tương quan trong không gian được mở rộng thành 17 do sử dụng phương pháp quay giản đồ bức xạ trong khi thu thập dữ liệu. Trong khi đó đối với UCA-4e, giá trị này chỉ là 4. Theo thuật toán MUSIC trong phần 1.4.2, UCA-4e chắc chắn không thể ước lượng được góc đến của các



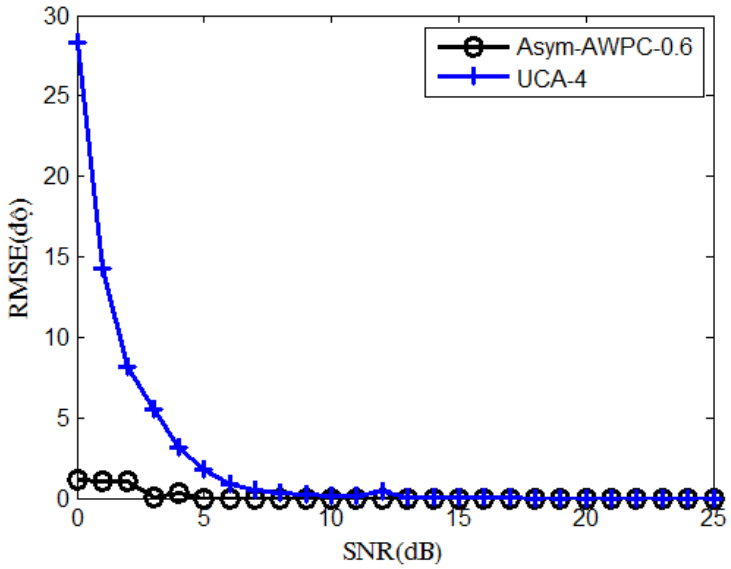
Hình 2.14: Phổ không gian MUSIC của hệ tìm phương dùng Asym-AWPC và UCA-4e.

nguồn tín hiệu khi số nguồn tín hiệu đến $D = 6 > M = 4$ như biểu diễn bởi đường đứt nét UCA-4e-6s. Tuy nhiên, trong trường hợp giả thiết số nguồn tín hiệu được ước lượng sai mà dẫn đến $\hat{D} \leq M - 1$, trong mô phỏng chọn $\hat{D} = 3$, sẽ vẫn có thể hiển thị được các đỉnh phổ nhưng kết quả không đúng (đường chấm-gạch UCA-4e-3s). Điều này là do việc ước lượng sai số nguồn tín hiệu sẽ dẫn đến việc lựa chọn sai các vectơ riêng trong không gian con tạp âm.

2. Hiệu năng của hệ thống

   Phần này thực hiện việc xem xét hiệu năng của hệ thống theo SNR, ngưỡng phân giải góc và số mẫu tín hiệu thu thập K cho cả hai hệ thống Asym-AWPC-0.6 và UCA-4e với chỉ 2 nguồn tín hiệu đến. Lỗi ước lượng được tính trung bình trên 100 lần thử.

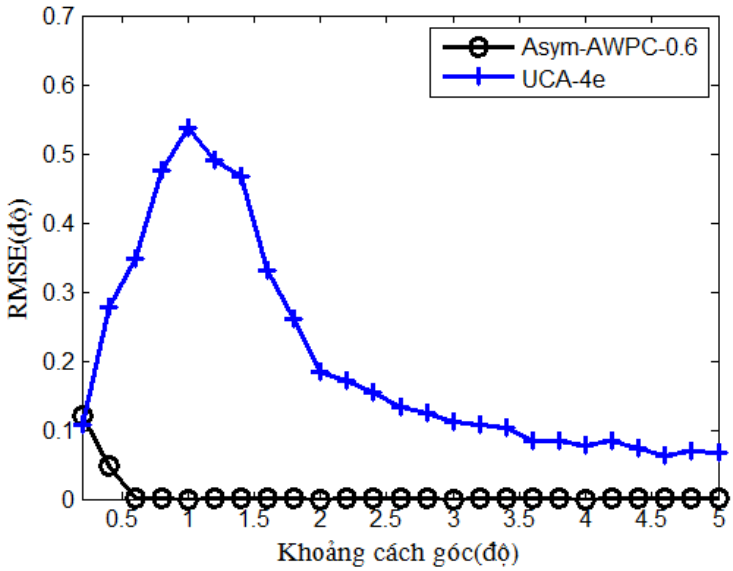
   Đặt $K_{\text{UCA-4e}}$ là số mẫu thu thập bởi mỗi phần tử trong mảng UCA-4e, $K_{\text{Asym-AWPC-0.6}}$ là số mẫu thu thập bởi mỗi phần tử ảo tạo bởi Asym-AWPC-0.6 (số phần tử ảo tạo bởi Asym-AWPC-0.6 được chọn là 17). Để tổng số mẫu sử dụng mảng UCA-4e bằng tổng số mẫu sử dụng cho Asym-AWPC-0.6, thì $K_{\text{UCA-4e}} = 4,25K_{\text{Asym-AWPC-0.6}}$. Số mẫu K trong các mô phỏng được định nghĩa bởi $K = K_{\text{UCA-4e}}$.



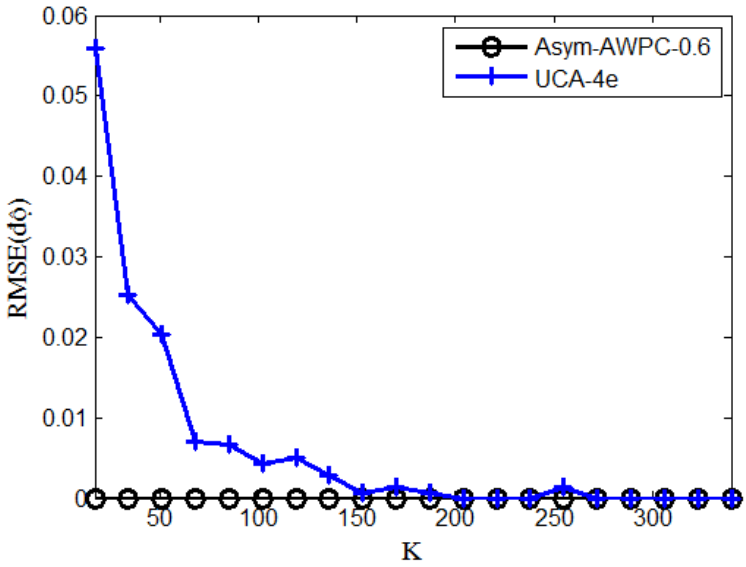
Hình 2.15: Hiệu năng của hệ thống theo SNR với $K = 1000$, DOA $= [-10°, 40°]$.

Hiệu năng của hệ thống được xét chi tiết như sau:

- *Theo SNR:* hình 2.15 biểu diễn hiệu năng của hai hệ thống theo tỷ số SNR. Khi SNR tăng, hiệu năng của cả hai hệ thống tăng. Đến khi SNR lớn hơn 10dB thì lỗi góc ước lượng của cả hai hệ thống đều bằng 0. Trong khi đó, trong vùng SNR thấp, nhỏ hơn 10dB, hiệu năng của hệ sử dụng Asym-AWPC-0.6 tỏ ra vượt trội hơn hẳn hệ sử dụng UCA-4e.
- *Theo khoảng cách góc:* Ngưỡng phân giải góc thực chất là khoảng cách góc giữa hai nguồn tín hiệu đến mà hệ thống còn có thể ước lượng được chính xác. Hình 2.16 biểu diễn hiệu năng của cả hai hệ thống theo khoảng cách góc của hai nguồn tín hiệu đến. Với hệ thống sử dụng Asym-AWPC-0.6, vẫn có thể ước lượng chính xác góc đến ngay cả khi khoảng cách giữa hai góc chỉ là $0,6°$. Trong khi đó, với hệ thống UCA-4e, khi các góc cách nhau $5°$, lỗi ước lượng vẫn còn khá lớn. Tuy nhiên, lỗi này có thể được cải thiện nếu số phần tử trong UCA được tăng lên, nghĩa là số phần tử anten trong dàn UCA phải lớn hơn nhiều số nguồn tín hiệu đến cần ước lượng, điều này đồng nghĩa với kích thước hệ thống tăng lên.
- *Theo số mẫu tín hiệu thu thập K:* Theo lý thuyết, hiệu năng của hệ



Hình 2.16: Hiệu năng của hệ thống theo khoảng cách góc (bắt đầu từ 0,2) với $K = 1000$, SNR $= 20dB$.



Hình 2.17: Hiệu năng của hệ thống theo số mẫu thu thập K (bắt đầu từ 17) với SNR $= 20dB$, DOA $= [-10°, 40°]$.

thống được cải thiện khi số mẫu tín hiệu càng lớn. Kết quả mô phỏng đối với cả hai hệ thống đều cho kết quả phù hợp với lý thuyết. Tuy nhiên, như trên hình 2.17, hệ thống sử dụng Asym-AWPC-0.6 có thể ước lượng đúng ngay cả khi số mẫu tín hiệu là khá nhỏ trong khi hệ thống UCA-4e cần nhiều hơn ít nhất gấp 10 lần. Như vậy hệ thống dùng Asym-AWPC-0.6 sẽ giúp giảm thời gian thực thi thuật toán ước lượng DOA so với hệ dùng UCA-4e.

2.5. Kết luận chương 2

Nội dung nổi bật của chương là nghiên cứu và đề xuất một số cấu hình anten dùng cho hệ tìm phương nhiều nguồn tín hiệu với số phần tử anten ít hơn số nguồn tín hiệu đến, bao gồm Sym-AWPC, SymII-AWPC-UCA, và Asym-AWPC. Trước tiên, các cấu hình này đều được tập trung xem xét để giải quyết vấn đề đảm bảo tính duy nhất của vector đáp ứng mảng trong không gian hoạt động. Kết quả là Sym-AWPC có không gian hoạt động 90° nếu $d_1 = d_2$ và 180° nếu $d_1 \neq d_2$; SymII-AWPC-UCA và Asym-AWPC có vùng hoạt động 360°. Trong các cấu hình có vùng hoạt động 360°, Asym-AWPC là loại có kích thước nhỏ gọn với chỉ 4 dipole. Với độ bất đối xứng Δd của Asym-AWPC bằng 0,6, anten đảm bảo kích thước đủ nhỏ, tối thiểu ảnh hưởng của ghép tương hỗ giữa các phần tử, là mảng vô hướng, và lỗi ước lượng của hai góc đến gần nhau nhỏ. Hiệu năng của Asym-AWPC-0.6 cũng được so sánh với UCA (mảng có đặc tính vô hướng, vector đáp ứng mảng không phụ thuộc tuyến tính trong không gian 360° và là mảng hiện được sử dụng nhiều trong thực tế [48]). Với cùng số phần tử anten vật lý bằng 4, hệ sử dụng Asym-AWPC-0.6 cho kết quả tốt hơn so với hệ dùng UCA-4e về các mặt: SNR thấp, lỗi ước lượng khi hai góc đến gần nhau nhỏ hơn, và số mẫu tín hiệu thu thập tại mỗi phần tử anten cần thiết cũng nhỏ hơn. Các nội dung trình bày trong chương được công bố trong các công trình từ 1-5 của tác giả.

Chương 3

HỆ TÌM PHƯƠNG SỬ DỤNG ASYM-AWPC TRONG MÔI TRƯỜNG CÁC NGUỒN TÍN HIỆU TƯƠNG QUAN

3.1. Giới thiệu

Asym-AWPC-0.6 là cấu trúc anten được đề xuất kết hợp với thuật toán MUSIC nhằm tạo ra hệ vô tuyến tìm phương độ phân giải cao, số nguồn tín hiệu ước lượng có thể lớn hơn số phần tử anten, và hoạt động trong không gian 360° (trong chương này được gọi là hệ Asym-AWPC-MUSIC). Tuy nhiên, với hạn chế của thuật toán MUSIC, Asym-AWPC-MUSIC chỉ đạt chất lượng tốt nhất khi các nguồn sóng đến không tương quan. Trên thực tế, môi trường vô tuyến là môi trường phức tạp với các thành phần đa đường (ba cơ chế truyền dẫn chính trong môi trường vô tuyến đó là: phản xạ, nhiễu xạ, và tán xạ được định nghĩa chi tiết trong [34]). Các thành phần đa đường này thực chất là các phiên bản trễ và/hoặc suy giảm của tín hiệu gốc, trong luận án được gọi là các tín hiệu tương quan. Mức độ tương quan giữa các tín hiệu được biểu diễn thông qua hệ số biên độ (trong khoảng (0;1]) và hệ số lệch pha giữa tín hiệu phiên bản và tín hiệu gốc, tương ứng với hệ số tương quan biên độ và hệ số tương quan pha [8].

Đối với các thuật toán dựa trên việc khai triển riêng ma trận tương quan không gian lối vào như MUSIC, các tín hiệu đa đường sẽ làm giảm hạng của ma trận từ đó làm giảm hiệu năng ước lượng DOA của hệ thống. Asym-AWPC-MUSIC không nằm ngoài quy luật này.

Để có thể khôi phục lại hạng của ma trận đối với hệ thống ước lượng DOA

sử dụng MUSIC trong môi trường đa đường, một số kỹ thuật tiền xử lý như FBA, SS, FBSS [43]...được áp dụng. Tuy nhiên, các phương pháp này chỉ dùng trong trường hợp số nguồn tín hiệu cần ước lượng nhỏ [43], mảng anten có cấu trúc dịch hoặc đối xứng tâm, và đặc biệt là làm giảm hiệu suất góc mở của mảng [13][22][25][42].

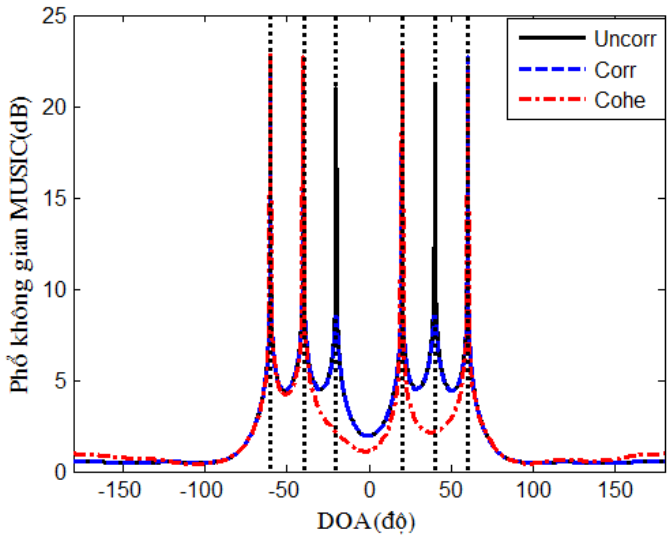
Một phương pháp khác có thể sử dụng để cải thiện hiệu năng của hệ thống Asym-AWPC-MUSIC trong môi trường đa đường mà không làm giảm hiệu suất góc mở của mảng là dùng các thuật toán ước lượng không dựa trên khai triển riêng ma trận tương quan tín hiệu lối vào, cụ thể là DML, SML, WSF [25], nhưng các thuật toán này ít khi được dùng trong thực tế do có độ tính toán rất phức tạp [22], đặc biệt khi số nguồn tín hiệu ước lượng lớn nên không phải là đối tượng được xem xét trong luận án.

Trong những năm gần đây, thuật toán nén mẫu CS nhận được nhiều sự chú ý trong xử lý tín hiệu [7] với các ứng dụng như phục hồi và xây dựng lại ảnh, chọn cấu hình trong học máy, tạo ảnh radar,... [16]. Thuật toán này cho phép thu thập và xây dựng lại tín hiệu thưa từ một số mẫu ít hơn định lý lấy mẫu Nyquist-Shannon [7][17][20][53]. Đối với ước lượng DOA, được coi là một dạng tín hiệu thưa về mặt góc, CS có khả năng ước lượng DOA với số mẫu nhỏ [60][66] và trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan [66]. So với các thuật toán siêu phân giải (MUSIC, ML), CS đảm bảo khả năng siêu phân giải nhưng không cần phải ước lượng ma trận hiệp phương sai nhiễu [60].

Với mục đích nâng cao hiệu năng của hệ tìm phương sử dụng Asym-AWPC trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan, chương này sẽ thực hiện các nội dung sau:

- Khảo sát ảnh hưởng của môi trường các nguồn tín hiệu tương quan lên phổ không gian của Asym-AWPC-MUSIC.

- Với các đặc tính ưu việt của CS, đề xuất sử dụng CS thay cho thuật toán MUSIC của trong hệ tìm phương sử dụng Asym-AWPC.



Hình 3.1: Phổ không gian MUSIC của hệ tìm phương sử dụng Asym-AWPC-0.6 trong một số trường hợp của môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

3.2. Hệ tìm phương Asym-AWPC-MUSIC

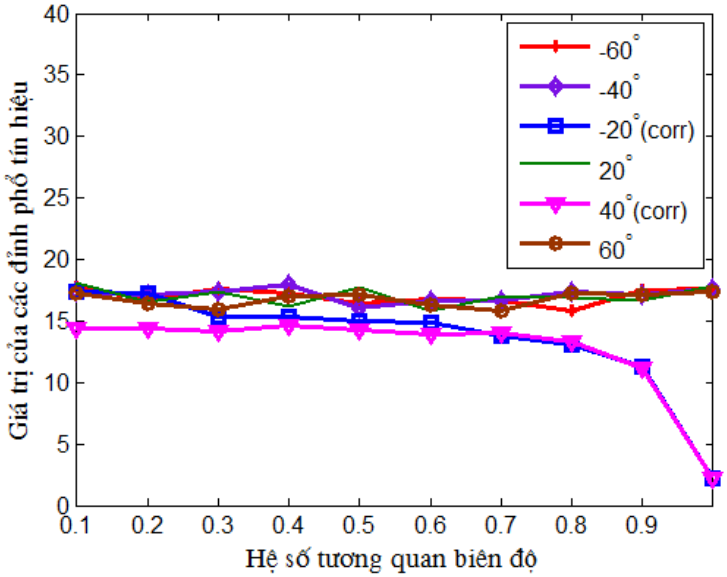
Phần này sẽ xét ảnh hưởng của môi trường các nguồn tín hiệu tương quan lên phổ không gian MUSIC sử dụng anten Asym-AWPC-0.6 thông qua kịch bản mô phỏng sau:

Xét mặt phẳng phương vị gồm 6 nguồn tín hiệu đến Asym-AWPC-0.6 tại các góc $(-60°, -40°, -20°, 20°, 40°, 60°)$ với SNR của mỗi nguồn bằng nhau và bằng 20dB. Số mẫu thu thập $K = 10$. Các nguồn tín hiệu được sắp xếp theo 3 kịch bản sau:

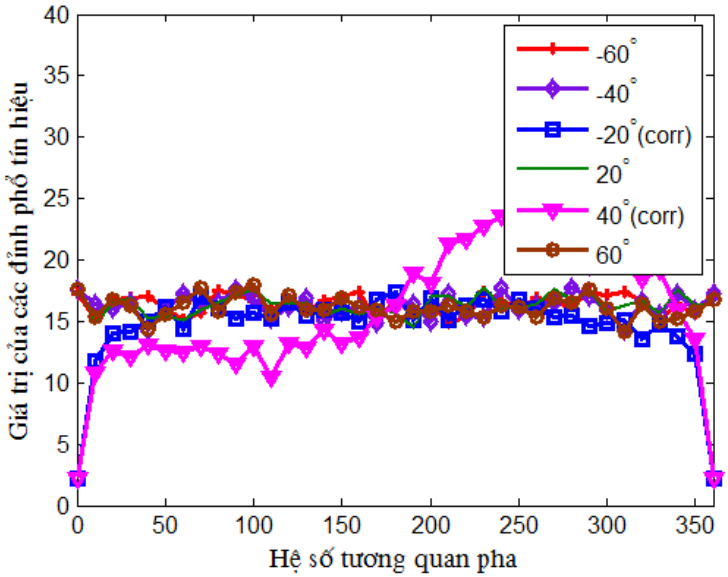
- Kịch bản 1: tất cả 6 nguồn tín hiệu đến không tương quan với nhau (các nguồn tín hiệu độc lập với nhau).

- Kịch bản 2: 2 nguồn tín hiệu đến tại góc $-20°$ và $40°$ tương quan với nhau (nguồn tín hiệu tại góc đến $40°$ là phiên bản trễ của nguồn tín hiệu tại $-20°$ với hệ số tương quan biên độ bằng 1, hệ số tương quan pha bằng $1°$), 4 nguồn đến còn lại không tương quan.

- Kịch bản 3: 2 nguồn tín hiệu đến tại góc $-20°$ và $40°$ giống nhau, 4 nguồn còn lại không tương quan.



(a) Theo hệ số tương quan biên độ



(b) Theo hệ số tương quan pha

Hình 3.2: Giá trị các đỉnh phổ của tín hiệu theo hệ số tương quan.

Phổ không gian của Asym-AWPC-MUSIC trong môi trường đa đường được biểu diễn trên hình 3.1 với đường liền nét, đường đứt nét, và đường chấm gạch tương ứng với các kịch bản mô phỏng 1, 2, và 3. Chúng ta nhận thấy rằng, các đỉnh phổ ứng với các nguồn tương quan bị suy giảm (kịch bản 2) hoặc thậm chí biến mất (kịch bản 3) trong trường hợp các nguồn giống nhau, trong khi các nguồn không tương quan còn lại thì không (kịch bản 1). Để rõ hơn, chúng ta biểu diễn độ cao của các đỉnh phổ MUSIC phụ thuộc vào hệ số tương quan biên độ và hệ số tương quan pha tương ứng trên hình 3.2(a) và 3.2(b).

Trong trường hợp nguồn tín hiệu đến tại góc 40° chỉ chịu ảnh hưởng của hệ số tương quan biên độ (hệ số tương quan pha bằng 0°), hình 3.2(a): 4 giá trị đỉnh phổ ứng với 4 nguồn không tương quan $(-60^\circ, -40^\circ, 20^\circ, 60^\circ)$ luôn lớn và ổn định trong khi 2 đỉnh ứng với 2 nguồn tương quan còn lại $(-20^\circ, 40^\circ)$ giảm nhẹ trong khoảng 0,1 đến 0,9 và giảm đột ngột trong khoảng từ 0,9 đến 1.

Trong trường hợp nguồn tín hiệu đến tại góc 40° chỉ chịu ảnh hưởng của hệ số tương quan pha (hệ số tương quan biên độ bằng 1), hình 3.2(b): bốn đỉnh phổ không tương quan $(-60^\circ, -40^\circ, 20^\circ, 60^\circ)$ luôn lớn và ổn định trong toàn phạm vi khảo sát trong khi đó hai đỉnh tương quan còn lại $(-20^\circ, 40^\circ)$ giảm mạnh khi hệ số tương quan pha tiến gần đến 0° và 360°.

Như vậy, chúng ta có thể kết luận rằng hiệu năng của hệ Asym-AWPC-MUSIC giảm khi hoạt động trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan và thậm chí không thể hoạt động được nếu các nguồn tín hiệu đến giống nhau hoàn toàn (hệ số tương quan biên độ bằng 1, hệ số tương quan pha bằng 0°).

3.3. Hệ tìm phương Asym-AWPC-CS

3.3.1. Mô hình dữ liệu

Xét kịch bản như trong phần 3.2. Đặt $\boldsymbol{\theta}_{scan} = (\phi_1, \ldots, \phi_{D_{scan}})$ là tập hợp các góc với D_{scan} là tổng số các góc chúng ta muốn quét, $\boldsymbol{\theta} \in \boldsymbol{\theta}_{scan}$ ($\boldsymbol{\theta}_{scan}$ được biết trước). Sử dụng Asym-AWPC-0.6, chúng ta định nghĩa ma trận quét góc có kích thước $M \times D_s$ là $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_{scan}) = [\mathbf{a}(\phi_1), \mathbf{a}(\phi_2), \ldots, \mathbf{a}(\phi_{D_{scan}})]$ (biết trước), với M là số mẫu không gian (chính là số bước quay anten Asym-AWPC-0.6 cộng

1).

Chúng ta cũng định nghĩa $D_{scan} \times 1$ là vector thưa (một số ít các phần tử không bằng 0, phần lớn các phần tử còn lại bằng 0):

$$\mathbf{z}(t) = [z_1(t), z_2(t), \ldots, z_{D_{scan}}(t)]^T \tag{3.1}$$

với D là các hệ số không bằng 0, $z(t) = s(t)$ tại các vị trí ứng với D nguồn, và các hệ số 0 ứng với $D_{scan} - D$ vị trí còn lại. Do đó, mô hình dữ liệu (1.27) được viết lại thành:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_{scan})\mathbf{z}(t) + \mathbf{n}(t) \tag{3.2}$$

Nhận thấy rằng giá trị của $\mathbf{x}(t)$ trong phương trình (3.2) cũng giống như giá trị của $\mathbf{x}(t)$ trong phương trình (1.27).

Giả sử dữ liệu sau khi khôi phục là $\hat{\mathbf{z}}$ (phương pháp khôi phục dữ liệu được trình bày ở phần 3.3.3), phổ không gian của thuật toán CS được biểu diễn bởi [69]:

$$P_{\mathrm{CS}}(\phi_i) = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} \hat{z}_{\phi_i}(k), \tag{3.3}$$

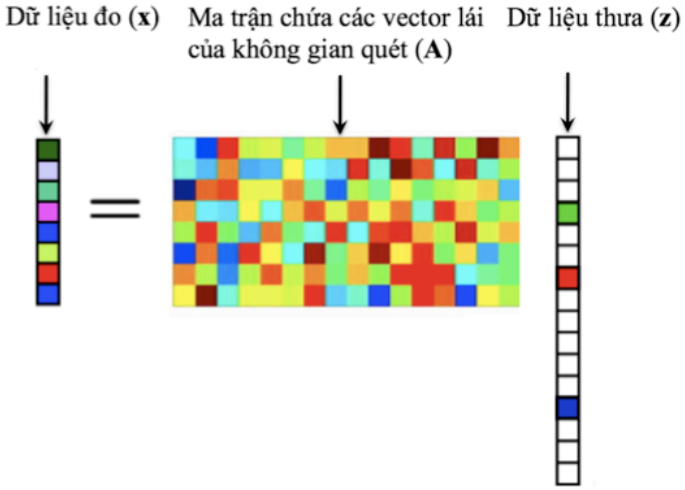
với $i = 1, \ldots, D_{scan}$.

Như vậy, vấn đề ước lượng DOA sử dụng thuật toán CS đã chuyển thành vấn đề ước lượng năng lượng ứng với các góc được quét [16]. Mô hình dữ liệu của thuật toán CS được biểu diễn tường minh trên hình 3.3(a).

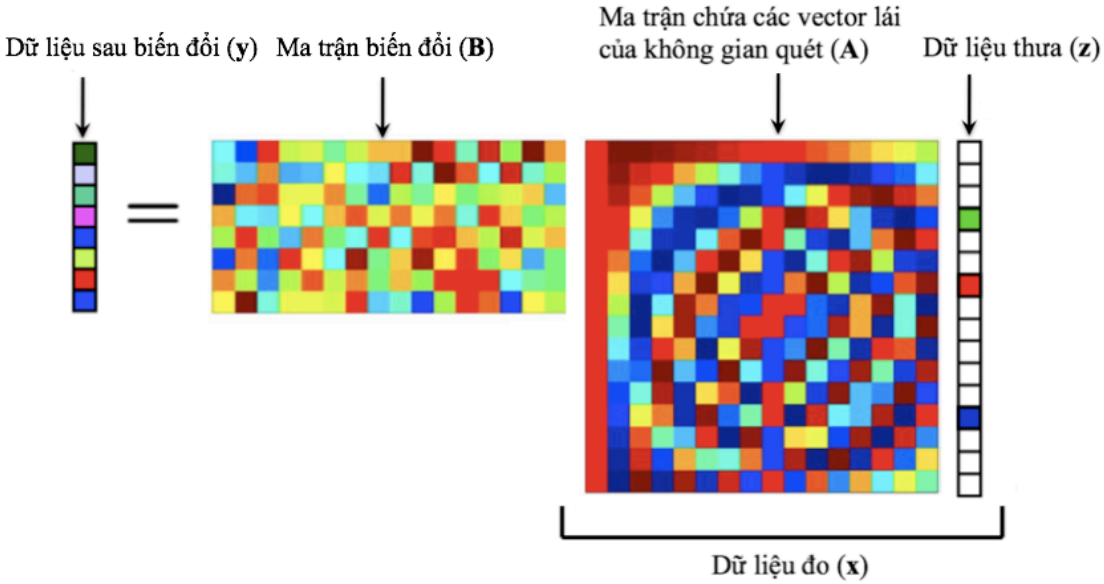
Vấn đề cơ bản của thuật toán nén mẫu CS chính là khôi phục lại dữ liệu từ số mẫu thu thập nhỏ hơn kích thước dữ liệu hay nói cách khác là giải hệ phương trình với số phương trình nhỏ hơn số ẩn. Hệ phương trình loại này có vô số nghiệm và có thể giải được nếu thỏa mãn các điều kiện sau (cũng là điều kiện để áp dụng CS) [54]:

- Dữ liệu phải đủ thưa (số phần tử khác 0 trong vector dữ liệu cần khôi phục $\mathbf{z}$ nhỏ hơn hoặc bằng kích thước của vector dữ liệu thu thập $\mathbf{x}$). Đây cũng chính là giới hạn trên theo lý thuyết về số nguồn tín hiệu mà Asym-AWPC-CS có khả năng ước lượng được.

- Ma trận đo $\mathbf{A}$ ổn định theo nghĩa thông tin "nổi bật" trong $\mathbf{z}$ không bị làm hỏng bởi việc giảm số chiều (được thực hiện bởi ma trận $\mathbf{A}$).



(a) Với ma trận đo có phân bố ngẫu nhiên



(b) Áp dụng với mảng ULA, UCA

Hình 3.3: Mô hình dữ liệu của thuật toán CS: (a) với ma trận đo có phân bố ngẫu nhiên và (b) áp dụng với mảng ULA, UCA [54].

Khi đó, việc giải hệ phương trình trong CS sẽ chuyển sang vấn đề tối ưu hóa như phân tích trong phần 3.3.3.

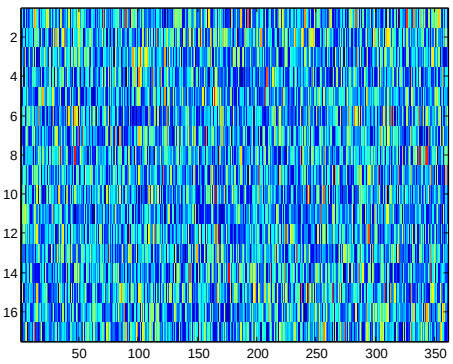
3.3.2. Đặc tính của ma trận đo được tạo bởi Asym-AWPC

Xét điều kiện để áp dụng lý thuyết CS vào ước lượng DOA, chúng ta có:

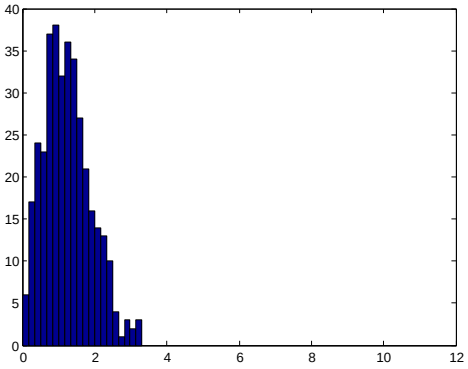
- Dữ liệu đủ thưa: luôn đảm bảo do bản thân vector DOA $\mathbf{z}$ luôn là vector thưa trong không gian.
- Ma trận đo $\mathbf{A}$ ổn định: tương đương với việc thỏa mãn điều kiện RIP [60][54], điều kiện để ma trận gần trực giao. Trên thực tế, rất khó để xây dựng được ma trận $\mathbf{A}$ thỏa mãn RIP do việc tính toán rất phức tạp [54]. Tuy nhiên, nếu như ma trận đo $\mathbf{A}$ là ma trận ngẫu nhiên (các phần tử trong ma trận độc lập, có phân bố Gauss, Bernoulli,...[69]) và $M = \mathcal{O}(D \log \frac{D_s}{D}) \ll D_s$ [54] thì dữ liệu thưa vẫn có thể khôi phục được.

Đặc tính thống kê của ma trận đo tạo bởi mảng Asym-AWPC-0.6 và mảng UCA được so sánh một cách tương đối so với ma trận đo tạo bởi phân bố Gauss bằng cách quan sát hình 3.4. Trong đó, các hình bên trái biểu diễn giá trị của các phần tử trong trị tuyệt đối của ma trận (có kích thước 17×360) dưới dạng hình ảnh (SDDI) hay màu sắc, và các hình bên phải biểu diễn thống kê dưới dạng phân bố dữ liệu số (HIS) của một hàng được chọn ngẫu nhiên trong ma trận (hàng 12). Cả hai cách thống kê cho phép quan sát đặc tính thống kê của ma trận đo một cách dễ dàng. Các kết quả chỉ ra rằng không có sự thay đổi về giá trị trong hàng được chọn đối với thiết kế mảng UCA (hình 3.4(e) và hình 3.4(f)). Điều này giải thích tại sao chúng ta không thể áp dụng CS đối với dữ liệu thu thập trực tiếp từ mảng UCA, vấn đề xảy ra tương tự đối với mảng ULA [60]. Ngược lại, *ma trận đo tạo bởi Asym-AWPC (hình 3.4(c) và hình 3.4(d)) có đặc tính gần giống phân bố ngẫu nhiên (phân bố chuẩn) (hình 3.4(a) và hình 3.4(b)) nên có thể áp dụng trực tiếp CS*. Như vậy, hệ tìm phương trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan khi kết hợp anten Asym-AWPC và thuật toán CS sẽ có những thuận lợi sau:

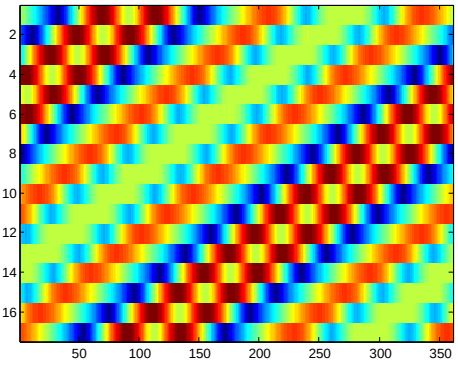
1. Việc thuật toán CS có thể áp dụng lên dữ liệu thu thập trực tiếp từ Asym-AWPC sẽ làm giảm độ phức tạp phần cứng do khi áp dụng CS đối với các



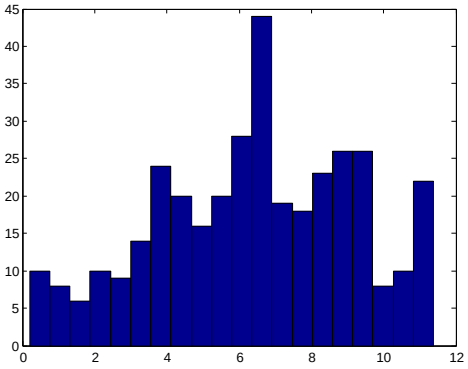
(a) SDDI của phân bố Gauss



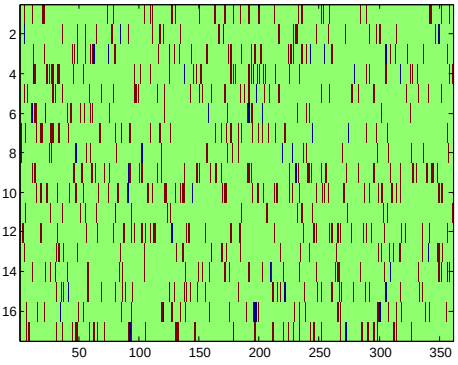
(b) HIS của phân bố chuẩn



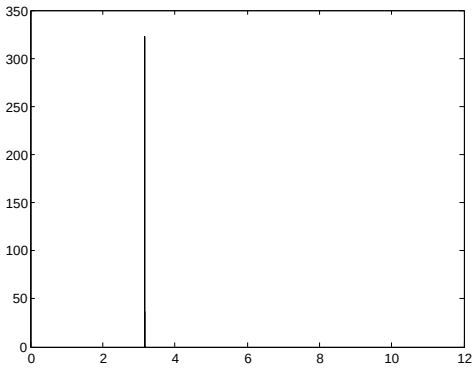
(c) SDDI của Asym-AWPC với $\Delta d = 0,6$



(d) HIS của Asym-AWPC với $\Delta d = 0,6$



(e) SDDI của UCA



(f) HIS của UCA

Hình 3.4: SDDI trị tuyệt đối của ma trận đo và HIS tại hàng 12.

hệ tìm phương sử dụng mảng ULA, UCA, mô hình dữ liệu thay đổi như biểu diễn trên hình 3.3(b). Dữ liệu $\mathbf{x}$ sau khi được thu thập bởi mảng anten phải được biến đổi bởi ma trận biến đổi $\mathbf{B}$ (là ma trận ngẫu nhiên) để trở thành $\mathbf{y} = \mathbf{Bx} = \mathbf{BAz}$ mới đủ điều kiện để áp dụng CS. Phương pháp này được mô tả trong [21][54][69].

2. Ngoài việc có thể tạo ra ma trận đo có đặc tính ngẫu nhiên thì Asym-AWPC còn có khả năng giải quyết vấn đề kích thước mảng lớn khi áp dụng CS. Theo lý thuyết, xét một ví dụ sử dụng CS cho hệ tìm phương tối đa 6 nguồn tín hiệu, chúng ta cần mảng anten với số phần tử ít nhất là $M = \mathcal{O}(6 \log \frac{360}{6}) = \mathcal{O}(11)$. Trong trường hợp mảng là ULA, kích thước của mảng đối với hệ xác định DOA dựa trên CS khoảng $11\lambda/2$. Trong một số công trình công bố sử dụng CS với mảng là ULA, số phần tử anten yêu cầu khá lớn, ví dụ: 20 phần tử để ước lượng 6 nguồn tín hiệu [29], 8 phần tử để ước lượng 2 nguồn tín hiệu [69], hoặc 30 phần tử để ước lượng 5 nguồn tín hiệu [66]. Trong khi đó, *Asym-AWPC với chỉ 4 phần tử vật lý có thể tạo ra các phần tử ảo đáp ứng yêu cầu của CS.*

3.3.3. Thuật toán khôi phục: Bình phương tối thiểu có điều chỉnh l_1

Như đã phân tích trong phần 3.3.1, việc khôi phục dữ liệu thưa trong thuật toán CS được chuyển sang vấn đề tối ưu hóa, trong đó tối ưu hóa l_1 như biểu diễn trong (3.4) thường được lựa chọn do có độ chính xác cao [7][16][53].

$$\hat{\mathbf{z}} = \text{argmin} \|\acute{\mathbf{z}}\|_1 \quad \text{với} \quad \mathbf{A}\acute{\mathbf{z}} = \mathbf{x}, \tag{3.4}$$

trong đó $\|\mathbf{u}\|_p = (\sum_i |u_i|^p)^{1/p}$ được ký hiệu là norm l_p của vector $\mathbf{u}$.

Phương trình (3.4) cũng được coi tương đương như bài toán bình phương tối thiểu có điều chỉnh l_1 và được giải bằng một số phương pháp chuẩn như các phương pháp lặp điểm [59]. Với thuật toán bình phương tối thiểu có điều chỉnh l_1, chúng ta giải vấn đề tối ưu hóa dưới dạng:

$$\min \|\mathbf{Az} - \mathbf{x}\|_2^2 + \xi \|\mathbf{z}\|_1 \tag{3.5}$$

với $\|\mathbf{z}\|_1 = \sum_{i=1}^{D_{scan}} |z_i|$, $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times D_{scan}}$ là ma trận đo, $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{D_{scan}}$ là vector biến, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^M$ là vector mẫu thu thập và $\xi \geq 0$ là tham số điều chỉnh [59].

Trong phần này, phương pháp lặp điểm Newton cụt, được chọn để giải phương trình (3.5) do nó có tốc độ hội tụ nhanh. Phương pháp này được mô tả chi tiết trong [59]. Hiệu năng của phương pháp này phụ thuộc vào hệ số điều chỉnh ξ và hệ số liên kết κ. Với một ma trận đo tùy ý, κ được định nghĩa bởi [38]:

$$\kappa = \max_{\phi_1 \neq \phi_2} \frac{|\mathbf{a}^H(\phi_1)\mathbf{a}(\phi_2)|}{\|\mathbf{a}(\phi_1)\|\|\mathbf{a}(\phi_2)\|}. \tag{3.6}$$

Phương pháp lặp điểm Newton cụt sẽ hội tụ chậm nếu ξ quá nhỏ ứng với việc nghiệm thu được không thực sự thưa (trong những phần sau ξ được chọn bằng 0,1) và κ gần 1 [38].

3.3.4. Kết quả mô phỏng

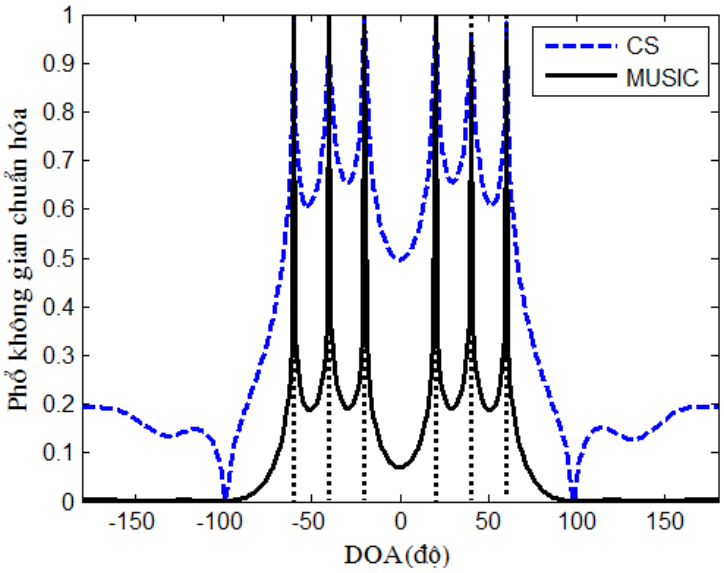
Kịch bản mô phỏng được giữ nguyên như trong phần 3.2 nhưng thêm trường hợp tất cả 6 nguồn tín hiệu đều giống nhau (kịch bản 4).

Kết quả mô phỏng được biểu diễn trên hình 3.5 và hình 3.6, trong đó hình 3.5(a), hình 3.5(b), hình 3.6(a), và hình 3.6(b) tương ứng biểu diễn kịch bản mô phỏng 1, 2, 3, và 4. Đường đứt nét biểu diễn trường hợp sử dụng thuật toán CS trong khi đó đường liền nét biểu diễn thuật toán MUSIC.

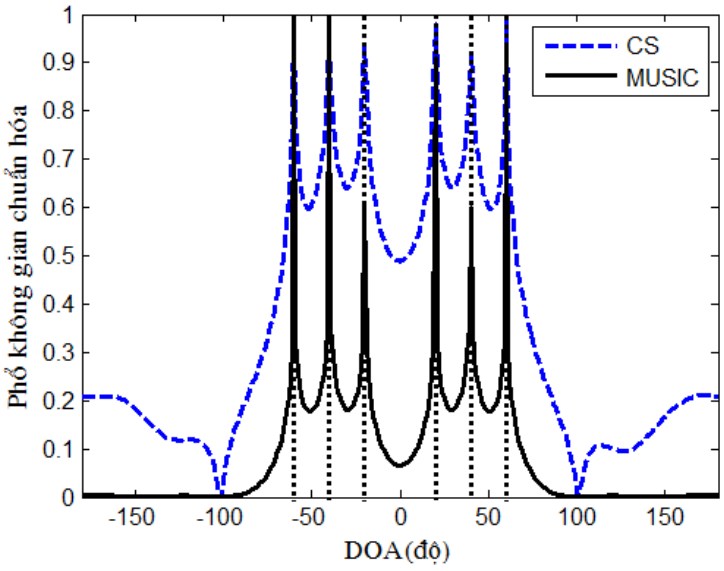
Với Asym-AWPC-MUSIC, 4 nguồn không tương quan, cụ thể là -60°, -40°, 20°, 60° luôn là các đỉnh phổ nhọn trong tất cả các kịch bản; trong khi đó 2 nguồn tương quan còn lại, cụ thể là $-20°, 40°$ phụ thuộc vào hệ số tương quan dưới dạng tương quan biên độ và tương quan pha. Trong tất cả các hình, các đường thẳng đứt nét biểu diễn các DOA thực.

Trong hình 3.5(a), hình 3.5(b), và hình 3.6(a), chúng ta cũng thấy rằng các đỉnh phổ của Asym-AWPC-MUSIC nhọn hơn so với các đỉnh phổ trong Asym-AWPC-CS. Phương pháp này dự đoán rằng độ phân giải của Asym-AWPC-MUSIC cao hơn Asym-AWPC-CS.

Mặc dù vậy, Asym-AWPC-CS luôn ước lượng chính xác DOA của 6 nguồn tín hiệu đến trong tất cả các trường hợp của môi trường vô tuyến kể cả khi các nguồn tín hiệu giống nhau hoàn toàn trong khi đó Asym-AWPC-MUSIC chỉ làm

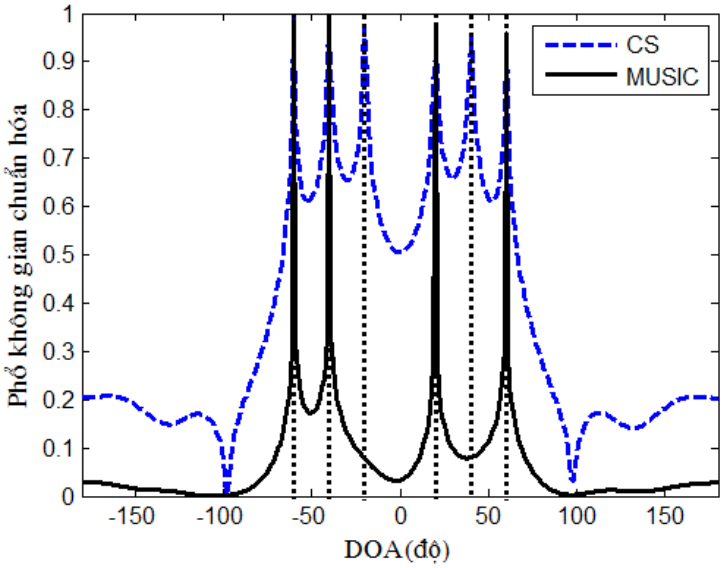


(a) 6 nguồn không tương quan

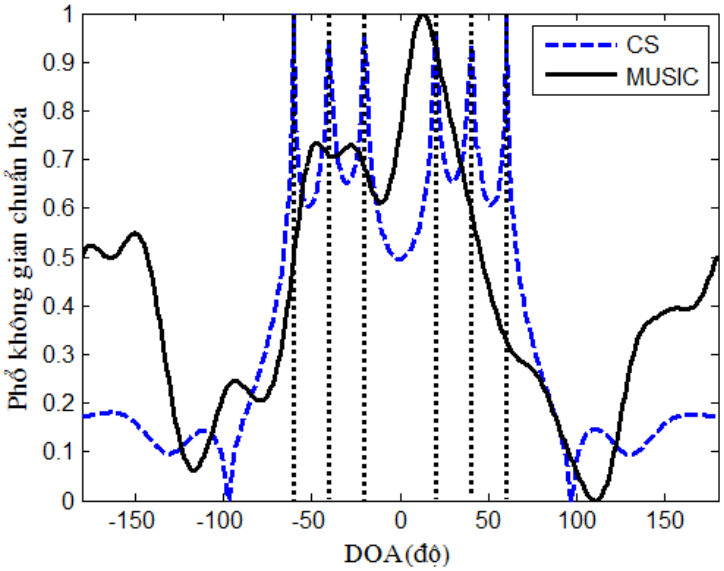


(b) 2 nguồn tương quan với (hệ số tương quan biên độ, hệ số tương quan pha)= $(1, 1°)$

Hình 3.5: Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương Asym-AWPC-CS và Asym-AWPC-MUSIC với một số trường hợp các nguồn tín hiệu tương quan nhau.

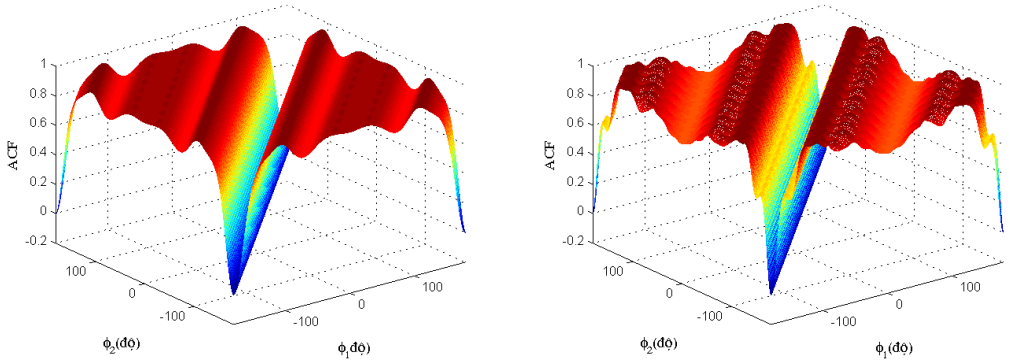


(a) 2 nguồn tại góc $-20°$ và $40°$ với hệ số tương quan bằng 1, các nguồn còn lại không tương quan



(b) 6 nguồn với hệ số tương quan bằng 1

Hình 3.6: Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương Asym-AWPC-CS và Asym-AWPC-MUSIC với một số trường hợp các nguồn tín hiệu giống nhau.



(a) $\Delta d = 0,6$ (b) $\Delta d = 1,5$

Hình 3.7: ACF tạo bởi Asym-AWPC với: (a) $\Delta d = 0,6$; (b) $\Delta d = 1,5$.

việc tốt nhất trong môi trường không tương quan. Đây chính là lý do Asym-AWPC-CS là phương pháp hứa hẹn cho hệ tìm phương vô tuyến làm việc trong môi trường đa đường. Tuy nhiên, Asym-AWPC-CS cần phải được cải thiện về độ phân giải.

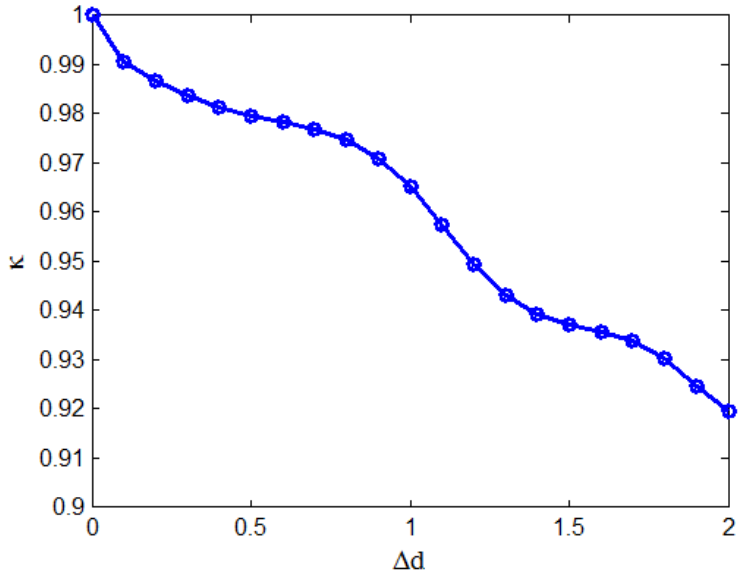
3.4. Cải thiện độ phân giải của Asym-AWPC-CS

3.4.1. Đánh giá độ phân giải

Khi quan sát phổ không gian được tạo bởi hệ Asym-AWPC-CS trong phần 3.3.4, chúng ta thấy rằng độ sâu phân cách giữa các đỉnh phổ chưa lớn, điều này dự báo về khả năng phân giải của hệ Asym-AWPC-CS chưa tốt. Phần này sẽ thực hiện việc cải thiện độ phân giải của hệ thống dựa trên việc điều chỉnh độ bất đối xứng của Asym-AWPC.

Như đã trình bày trong phần 3.3.3, hiệu năng của việc giải vấn đề tối ưu hóa phụ thuộc vào hệ số liên kết κ. Nếu hiệu năng giải không tốt sẽ tạo ra nhiều giá trị khác 0 không mong muốn trong vector thưa (các giá trị này càng nhỏ càng tốt).

Trong trường hợp tổng quát (dùng với mọi ứng dụng), hệ số liên kết của ma trận đo được biểu diễn bởi phương trình (3.6). Hàm nằm trong phương trình này có quan hệ với công thức tính ACF được định nghĩa bởi (A.1). Như biểu



Hình 3.8: Hệ số liên kết trong khoảng $[-175°, 175°]$ với $\epsilon = 5°$.

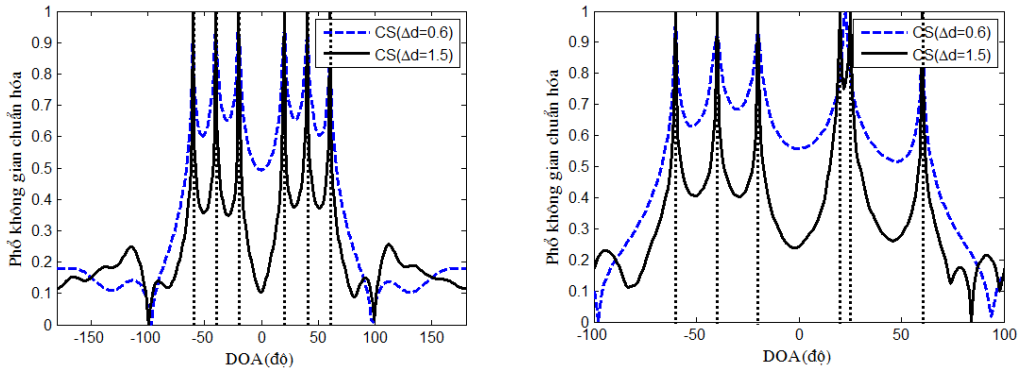
diễn trên hình 3.7, ACF với $\Delta d = 0,6$ và $\Delta d = 1,5$ luôn nhỏ nếu $|\phi_1 - \phi_2|$ gần $0°$ hoặc gần $360°$, ứng với hàm trong phương trình (3.6) luôn lớn trong khoảng này. Điều này có nghĩa là hệ số liên kết của ma trận đo trong ước lượng DOA nếu tính theo phương trình (3.6) luôn lớn và không đổi. Nói cách khác, trong áp dụng CS cho ước lượng DOA, phương trình (3.6) bị ảnh hưởng nhiều bởi một phần nhỏ các góc đến gần nhau mà không phản ánh được hệ số liên kết của ma trận đo ứng với phần lớn các góc còn lại. Do đó, hệ số liên kết trong ước lượng DOA được nghiên cứu sinh đề xuất đổi thành:

$$\kappa = \max_{|\phi_1 - \phi_2| \geq \epsilon} \frac{|\mathbf{a}^H(\phi_1)\mathbf{a}(\phi_2)|}{\|\mathbf{a}(\phi_1)\|\|\mathbf{a}(\phi_2)\|} \tag{3.7}$$

với ϵ là độ phân giải của hệ thống. Hình 3.8 hiển thị hệ số liên kết trong khoảng $[-175°, 175°]$ với $\epsilon = 5°$ theo độ bất đối xứng Δd của Asym-AWPC. Tại $\epsilon = 5°$, κ càng nhỏ khi Δd càng tăng.

3.4.2. Kết quả mô phỏng

Phổ không gian của Asym-AWPC-CS với $\Delta d = 0,6$ và $\Delta d = 1,5$ được biểu diễn trên hình 3.11 tương ứng với đường đứt nét và liền nét. Hình 3.9(a) chỉ thị rằng độ nhọn của các đỉnh phổ ứng với $\Delta d = 0,6$ tồi hơn đối với



(a) (b)

Hình 3.9: Phổ không gian chuẩn hóa của hệ tìm phương Asym-AWPC-CS với $\Delta d = 0,6$ và $\Delta d = 1,5$.

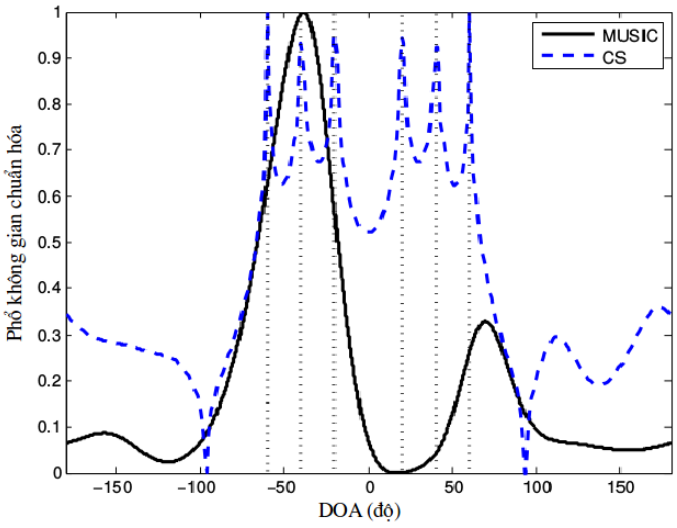
$\Delta d = 1,5$. Khả năng phân giải được biểu diễn trên hình 3.9(b) với các góc thực $(-60°, -40°, -20°, 20°, 25°, 60°)$. Hai góc đặt gần nhau tại 20° và 25° có thể được phân giải bởi $\Delta d = 1,5$ mà không được phân giải bởi $\Delta d = 0,6$.

3.5. Độ phức tạp tính toán của Asym-AWPC-CS

Phần này sẽ thực hiện việc so sánh độ phức tạp tính toán của Asym-AWPC-CS so với Asym-AWPC-MUSIC dựa trên việc đo thời gian giải bài toán ước lượng hướng sóng đến của hai hệ (bỏ qua thời gian thu thập dữ liệu và thời gian tính giá trị của các phần tử trong ma trận vector đáp ứng mảng). Không mất tính tổng quát và để thuận tiện trong so sánh, các nguồn tín hiệu được xét trong phần này là các nguồn không tương quan.

3.5.1. Độ phức tạp tính toán

Asym-AWPC-CS là phương pháp ước lượng hướng sóng đến có hiệu năng tỏ ra ưu việt hơn Asym-AWPC-MUSIC trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan. Bên cạnh đó, Asym-AWPC-CS còn là một trong số các phương pháp có thể hoạt động chỉ với số mẫu thu thập $K = 1$ trong khi Asym-AWPC-MUSIC thì không thể, như biểu diễn trên hình 3.10. Độ phức tạp tính toán của một phép toán ước lượng hướng sóng đến phụ thuộc chủ yếu vào phương pháp



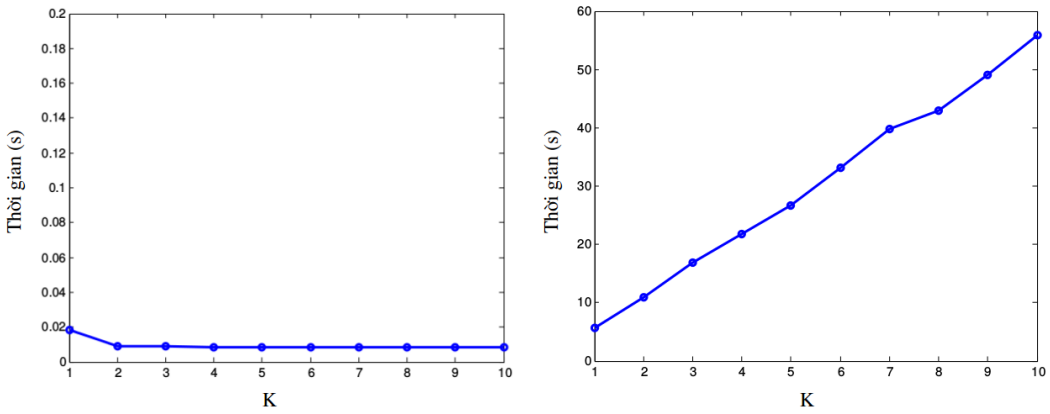
Hình 3.10: Phổ không gian chuẩn hóa của Asym-AWPC-MUSIC và Asym-AWPC-CS trong trường hợp các nguồn tín hiệu không tương quan và số mẫu K=1.

giải. Đối với hệ Asym-AWPC-MUSIC với thuật toán tìm phương là MUSIC, được mô tả chi tiết trong phần 1.4.2 thì độ phức tạp tính toán nằm chủ yếu ở phần tính ma trận hiệp phương sai không gian, khai triển riêng ma trận, và tính phổ không gian (các phép tính này được tính một lần dù cho số mẫu thu thập lớn hay nhỏ). Trong khi đó, hệ Asym-AWPC-CS dựa trên thuật toán CS, được mô tả chi tiết trong phần 3.3.1, có độ phức tạp tính toán tập trung vào phương pháp giải bài toán nghiệm thưa và kết quả phổ không gian được tính trung bình theo số mẫu thu thập. Từ phân tích lý thuyết có thể thấy rằng so với hệ Asym-AWPC-CS, thời gian tính của hệ Asym-AWPC-MUSIC sẽ ít phụ thuộc vào số mẫu hơn.

3.5.2. Kết quả mô phỏng

Kết quả mô phỏng của cả hai hệ Asym-AWPC-CS và Asym-AWPC-MUSIC được thực hiện trên máy tính cá nhân với cấu hình:

- Chip: Intel® Core^{TM} i5-2415M CPU 2.30GHz x 4
- RAM: 3,8 GB



(a) Asym-AWPC-MUSIC (b) Asym-AWPC-CS

Hình 3.11: Thời gian tính của hệ Asym-AWPC-MUSIC và Asym-AWPC-CS.

Hình 3.11(a) và 3.11(b) tương ứng minh họa thời gian tính của hệ Asym-AWPC-MUSIC và Asym-AWPC-CS (được tính trung bình trong 20 lần thử). Như vậy, đúng như phân tích lý thuyết trong phần 3.5.1, thời gian tính của hệ Asym-AWPC-MUSIC hầu như không phụ thuộc vào số mẫu và giá trị này rất nhỏ (phần trăm của giây); trong khi đó hệ Asym-AWPC-CS có thời gian tính phụ thuộc vào số mẫu, số mẫu càng tăng thì thời gian tính càng nhiều (khoảng vài hoặc vài chục giây). Nhược điểm này của hệ Asym-AWPC-CS chỉ có thể được cải thiện khi tìm cách cải tiến hơn nữa phương pháp giải bài toán tìm nghiệm thưa. Vấn đề này không được đặt ra trong luận án.

3.6. Kết luận chương 3

Chương 3 nghiên cứu về việc xác định DOA trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan với dàn anten có số phần tử nhỏ, thậm chí ít hơn số nguồn tín hiệu. Điều này được thực hiện bằng cách kết hợp cấu trúc Asym-AWPC với thuật toán CS. Kết quả ước lượng đạt được khá tốt cho mọi trường hợp của môi trường vô tuyến trong khi nếu sử dụng thuật toán MUSIC thì hiệu năng sẽ giảm hoặc không thể thực hiện được tùy thuộc vào mức độ tương quan của các nguồn tín hiệu. Độ phân giải trong phổ không gian của hệ Asym-AWPC-CS có thể được cải thiện bằng cách tăng độ bất đối xứng của anten Asym-AWPC tương ứng với việc giảm hệ số liên kết của ma trận đo tạo bởi anten này. Bên cạnh

những ưu điểm nổi trội, vấn đề độ phức tạp tính toán của hệ Asym-AWPC-CS cũng đã được xem xét. Các kết quả nghiên cứu của chương này phần lớn được công bố trong công trình 6 và 7 của tác giả.

KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ

Kết luận của luận án

Các kết quả nghiên cứu của luận án nhằm mục đích cải tiến cấu trúc anten không tâm pha và khai thác những ưu điểm này cho hệ tìm phương với số nguồn tín hiệu đến nhiều hơn số phần tử anten trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

Đối với vấn đề cải tiến cấu trúc anten không tâm pha, nghiên cứu sinh đã đề xuất cấu trúc anten Asym-AWPC nhằm giải quyết vấn đề lặp lại phổ không gian trong bài toán tìm phương sử dụng MUSIC với số nguồn tín hiệu nhiều hơn số phần tử anten. Việc cải tiến AWPC được thực hiện từng bước qua các cấu trúc Sym-AWPC, SymII-AWPC-UCA, và Asym-AWPC. Phương pháp cải tiến dựa trên việc tính toán đường bao CRLB cũng như phân tích vector đáp ứng mảng của mỗi cấu trúc. Với Sym-AWPC, cấu trúc chỉ gồm 4 dipole nhưng vùng không gian hoạt động bị giới hạn trong 90° nếu là cấu trúc SymI-AWPC và trong 180° nếu là cấu trúc SymII-AWPC. Với SymII-AWPC-UCA, cấu trúc nhỏ gọn nhất cũng bao gồm 12 dipole (3 phần tử SymII-AWPC). Càng tăng số phần tử SymII-AWPC, các đỉnh phổ không mong muốn càng nhỏ. Tuy nhiên, với số phần tử SymII-AWPC lớn hơn 8 thì các đỉnh phổ không mong muốn trở nên bão hòa. Cấu trúc SymII-AWPC-UCA cho phép hệ thống hoạt động trong không gian 360°. Với Asym-AWPC, chỉ gồm 4 dipole, vùng không gian hoạt động 360°, để có kích thước nhỏ gọn đồng thời có thể bỏ qua được ghép tương hỗ, độ bất đối xứng tốt nhất là $\Delta d = 0,6$. Đây cũng là kết quả để đảm bảo Asym-AWPC vẫn là mảng vô hướng. Lựa chọn giữa hai cấu trúc hoạt động trong không gian 360°, Asym-AWPC nổi trội hơn SymII-AWPC-UCA do cấu

trúc chỉ cần 4 dipole trong khi đó SymII-AWPC-UCA cần ít nhất 12 dipole. Đây chính là lý do Asym-AWPC được lựa chọn cho phần nghiên cứu tiếp theo của luận án.

Đối với vấn đề khai thác những ưu điểm của Asym-AWPC cho hệ tìm phương số nguồn tín hiệu nhiều hơn số phần tử anten trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan, trước hết nghiên cứu sinh khảo sát ảnh hưởng của môi trường các nguồn tín hiệu tương quan đối với hệ thống tìm phương Asym-AWPC-MUSIC. Kết quả nhận được là: trong phổ không gian chuẩn hóa, các đỉnh phổ ứng với DOA của các nguồn tín hiệu tương quan giảm mạnh khi hệ số tương quan biên độ lớn hơn 0,9 và hệ số tương quan pha nhỏ hơn 10°; các đỉnh này biến mất khi các tín hiệu hoàn toàn giống nhau (hệ số tương quan bằng 1). Việc tìm kiếm thuật toán tìm phương cho môi trường các nguồn tín hiệu tương quan một cách toàn diện đã được đặt ra. Thuật toán CS được lựa chọn do việc tính toán không phụ thuộc vào độ tương quan của các nguồn tín hiệu đến. Nhược điểm của CS là số phần tử anten cần thiết khá lớn và ma trận đo được xây dựng từ anten phải là ma trận ngẫu nhiên, không phù hợp với các mảng phổ biến như ULA, UCA. Tuy nhiên Asym-AWPC đã giải quyết vấn đề này. Các kết quả đã chứng minh được khả năng hoạt động tốt của hệ Asym-AWPC-CS trong mọi trường hợp của môi trường các nguồn tín hiệu tương quan. Hơn nữa, độ phân giải của hệ thống Asym-AWPC-CS cũng được cải thiện nhờ việc giảm hệ số liên kết, ứng với việc tăng độ bất đối xứng của anten Asym-AWPC trong khoảng khảo sát (0;2]. Một vấn đề cần được xem xét đối với hệ Asym-AWPC-CS đó là thời gian tính phụ thuộc vào số mẫu K. Tuy nhiên, Asym-AWPC-CS vẫn có thể hoạt động tốt ngay cả khi số mẫu $K = 1$.

Như vậy, cả hai vấn đề được nghiên cứu trong luận án đều có liên quan trực tiếp đến việc phát triển các hệ thống tìm phương nhiều nguồn tín hiệu với kích thước nhỏ gọn. Từ đây, nghiên cứu sinh có thể kết luận rằng anten Asym-AWPC được đề xuất cùng với thuật toán CS rất hữu ích cho lĩnh vực tìm phương vô tuyến.

Những kiến nghị nghiên cứu tiếp theo

1. Nghiên cứu ảnh hưởng của số lần quay anten Asym-AWPC lên kết quả phổ không gian của hệ tìm phương Asym-AWPC-CS.

2. Nghiên cứu các phương pháp khôi khục tín hiệu thưa trong CS nhằm rút ngắn thời gian ước lượng DOA và nâng cao hơn nữa độ phân giải của Asym-AWPC-CS.

3. Xây dựng hệ thống phần cứng để kiểm nghiệm các kết quả mô phỏng.

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

[1] T. T. T. Quynh, P. P. Hung, P. Anh, P. T. Hong, T. M. Tuan (2010), "Direction-Of-Arrival Estimation Using Special Phase Pattern Antenna Elements in Uniform Circular Array", *Proceedings of the 2010 International Conference on Computational Intelligence and Vehicular System*, pp. 138-141.

[2] T. T. T. Quynh, N. Linh Trung, P. Anh and K. Abed-Meraim (2012), "On optimization of antennas without phase center for DOA estimation", *Proceedings of the 2012 International Conference on Communications and Electronics*, pp. 421-425.

[3] T. T. T. Quynh, N. Linh Trung, P. Anh and K. Abed-Meraim (2012), "Whole-Space Ambiguity Removal in DOA Estimation by AWPC Antenna", *Proceedings of the 2012 International Conference on Advanced Technologies for Communications*, pp. 337-340.

[4] T. T. T. Quynh, N. Linh Trung, P. Anh and K. Abed-Meraim (2012), "A Compact AWPC Antenna for DOA Estimation", *Proceedings of the 2012 International Symposium on Communications and Information Technologies*, pp. 1133-1137.

[5] Trần Thị Thúy Quỳnh, Trịnh Anh Vũ, Trần Minh Tuấn, Phan Anh (2013), "Hiệu năng của hệ thống tìm phương sử dụng anten không tâm pha bất đối xứng", *Tạp chí Khoa học và Công nghệ, ĐHQGHN*, tập 29 (3), tr. 40-50.

[6] Tran Thi Thuy Quynh, Tan Tran-Duc, Nguyen Linh-Trung, Phan Anh (2014), "Asymmetric Antennas Without Phase Center and Compressive Sensing for

DOA estimation in Correlated Environments", *Proceedings of the 2014 International Conference on Green and Human Information Technology*, pp. 84-88.

[7] Tran Thi Thuy Quynh, Tran Duc Tan, Nguyen Linh-Trung, Phan Anh (2014), "Antenna without Phase Center for DOA estimation in Compressive Array Processing", *International Journal of Control and Automation*, Vol. 7 (8), pp. 55-68.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Lâm Hồng Thạch (2009), *Thông tin định vị trên biển sử dụng sóng vô tuyến điện ứng dụng trong vùng biển Việt Nam*, Luận án tiến sĩ kỹ thuật, Đại học Bách khoa Hà Nội, Bộ Giáo dục và Đào tạo.

[2] Phan Anh (2010), *Lý thuyết và kỹ thuật anten*, Nhà xuất bản Khoa học Kỹ thuật.

[3] Trần Cao Quyền (2012), *Anten thông minh và áp dụng trong các hệ thống thông tin đa sóng mang*, Luận án tiến sĩ kỹ thuật, Đại học Công nghệ, Đại học Quốc gia Hà Nội.

[4] A. J. Barabell (1983), "Improving the Resolution Performance of Eigenstructure-based Direction Finding Algorithms", *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing-83*, pp. 336-339.

[5] A. Manikas, A. Alexiou and H. R. Karimi (1997), "Comparison of the Ultimate Direction Finding Capabilities of a Number of Planar Array Geometries", *Proceedings of IEE on Radar, Sonar and Navigation*, Vol. 144 (6), pp. 321-329.

[6] Alex B. Gershman and Johann F. Bohme (1997), "A Note on Most Favorable Array Geometries for DOA Estimation and Array Interpolation", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 4 (8), pp. 232-235.

[7] Anila Satheesh B and Deepa B and Subhadra Bhai and Anjana Devi S (2012), "Compressive Sensing for Array Signal Processing", *Proceedings of India Conference*, pp. 555-560.

[8] Anthony J. Weiss and Benjamin Friedlander (1993), "On the Cramer-Rao Bound for Direction Finding of Correlated Signals", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 41 (1), pp. 495-499.

[9] Arpita Thakre, Martin Haardt, and K. Giridhar (2009), "Single Snapshot Spatial Smoothing with Improved Effective Array Aperture", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 16 (6), pp. 505-508.

[10] Athanassios Manikas, Adham Sleiman, and Ioannis Dacos (2001), "Manifold Studies of Nonlinear Antenna Array Geometries", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 49 (3), pp. 497-506.

[11] Athanassios Manikas and Christos Proukakis (1998), "Modeling and Estimation of Ambiguities in Linear Arrays", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 46 (8), pp. 2166-2179.

[12] B. D. Van Veen and B. Williams (1988), "Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering", *Signal Processing Magazine*, Vol. 5 (2), pp. 4-24.

[13] B. K. Lau and G. J. Cook and Y. H. Leung (2004), "An Improved Array Interpolation Approach to DOA Estimation in Correlated Signal Environment", *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 2, pp. ii-237-40.

[14] Chong Meng Samson See and Alex B. Gershman (2004), "Direction of Arrivals Estimation in Partly Calibrated Subarray based Sensor Array", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 25 (2), pp. 329-338.

[15] Constantine A. Balanis and Panayiotis I. Ioannides (2007), *Introduction to Smart Antenna*, Morgan & Claypool.

[16] Dmitry Malioutov, Mujdat Cetin, and Alan S. Willsky (2005), "A Stable Signal Reconstruction Perspective for Source Localization With Sensor Arrays", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 53 (8), pp. 3010-3022.

[17] David L. Donoho (2006), "Compressed Sensing", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 52 (4), pp. 1289-1306.

[18] Egemen Gonnen and Jerry M. Mendel (1999), *Subspace-Based Direction Finding Methods, Digital Signal Processing Handbook*, CRC Press LLC.

[19] Emmanuel J. Candes and Justin Romberg (2007), "Sparsity and incoherence in compressive sampling", *Inverse problems*, Vol. 23 (3), pp. 969-985, IOP Publishing.

[20] Emmanuel J. Candes and Justin Romberg and Terence Tao (2006), "Stable Signal Recovery from Incomplete and Inaccurate Measurements", *Communications on Pure and Applied Mathematics*, Vol. 59 (8), pp. 1207-1223.

[21] Emmanuel J. Candes and Justin Romberg and Terence Tao (2006), "Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 52 (2), pp. 489-509.

[22] Engin Tuncer, and Benjamin Friedlander (2009), *Classical and Modern Direction-Of-Arrival Estimation*, Academic Press, Elsevier.

[23] H. B. Lee (1992), "The Cramer Rao bound on Frequency Estimates of signal closely spaced in frequency," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 40 (6), pp. 1507-1517.

[24] H. Gazzah and K. Abed-Meraim (2009), "Optimum ambiguity-free isotropic antenna arrays", *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 2157-2160.

[25] Hamid Krim and Mats Viberg (1996), "Two Decades of Array Signal Processing Research", *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 13 (4), pp. 67-94.

[26] Harry L. Van Tree (2002), *Optimum Array Processing: Part 4 of Detection, Estimation and Modulation Theory*, John Wiley&Sons.

[27] Hon Tat Hui, *Mutual Coupling in Antenna Array*, EE6831, NUS/ECE.

[28] Houcem Gazzah and Karim Abed-Meraim (2009), "Optimum Ambiguity Free Isotropic Antenna Arrays", *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 2157-2160.

[29] Ismail Jouny (2011), "Music DOA Estimation with Compressive Sensing and/or Compressive Arrays", *Proceedings of 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 2016-2019.

[30] Jean-Pierre Delmans, Habti Abeida (2006), "Statistical Resolution Limits for Discrete Sources", *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 4, pp. IV-889—IV-892.

[31] Jen-Der Lin, Wen-Hsien Fang, Yung-Yi Wang and Jiunn Tsair Chen (2006), "FSF-MUSIC for Joint DOA and Frequency Estimation and Its Performance Analysis", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 51 (12), pp. 4529-4542.

[32] Jinhwan Koh and Tapan K. Sarkar (2004), "High Resolution DOA Estimation Using Matrix Pencil", *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, Vol. 1, pp. 423-426.

[33] John Litva, Titus Kwok-Yeung Lo (1996), *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Chapter 2, Section 2.1.1, Artech House.

[34] Jorgen Bach Andersen, Theodore S. Rappaport, and Susumu Yoshida (1995), "Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels", *IEEE Communications Magazine*, Vol. 33 (1), pp. 42-49.

[35] Joseph C. Liberti. Jr (1999), *Smart Antennas for Wireless Communications IS-95 and Third Generation CDMA Applications,* Prentica Hall PTR.

[36] K. A. Gotsis, E. G. Vaisopoulos, K. Siakavara, and J. N. Sahalos (2007), "Multiple Signal Direction of Arrival (DoA) Estimation for a Switched-Beam System Using Neural Network", *PIERS Online*, Vol. 3(8), pp. 1160-1164.

[37] Khairy A. El-Barbary, Tawil S. Mohamed, Mohamed. S. Melad (2013), "High Resolution Direction of Arrival Estimation (Coherent Signal Source

DOA Estimation)", *International Journal of Engineering Research and Application*, Vol. 3(1), pp. 132-139.

[38] Kwangmoo Koh, Seungjean Kim, and Stephen Boyd, "A Matlab Solver for Large Scale l1 Regularized Least Squares Problems", http://www.stanford.edu/∼boyd/l1_ls/.

[39] Liu Tingting and Xiao Ling (2010), "About the Ambiguities in DOA Estimation", *Chinese Journal of Electronics*, Vol. 19 (4), pp. 747-751.

[40] M. Haardt and J. Nossek (1995), "Unitary ESSPRIT: How to obtain increased estimation accuracy with a reduced computational burden", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 43 (5), pp. 1232-1242.

[41] Mati Wax, and Jacob Sheinvald (1994), "Direction finding of coherent signals via spatial smoothing for uniform circular array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 42 (5), pp. 613-620.

[42] Mats Viberg and Thomas Svantesson (2002), *Direction of Arrival Estimation in Mobile Communication Environment*, CRC Press LLC.

[43] Michael Shoor and Bin Yang (2009), "Subspace based DOA estimation in the presence of correlated signals and error model", *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 2161-2164.

[44] Mohammed Nabil El Korso, Remy Boyer, Alexandre Renaux, and Sylvie Marcos (2010), "Statistical Resolution Limit for Multiple Parameters of Interest and for Multiple Signals", *Proceedings of IEEE International Conference of Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 3602-3605.

[45] Motti Gavish and Anthony J. Weiss (1996), "Array Geometry for Ambiguity Resolution in Direction Finding", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 44 (6), pp. 889-895.

[46] P. Hacker and B. Yang (2010), "Single Snapshot DOA Estimation", *Advances in Radio Science*, Vol. 8, pp. 251-256ing.

[47] Pascal Chevalier and Anne Férréol (1999), "On the Virtual Array Concept for the Fourth-Order Direction Finding Problem", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 47 (9), pp. 2529-2595.

[48] Paul Denisowski, *A comparison of radio direction-finding technologies,* Applications Engineer, Rohde & Schwarz.

[49] Petre Stoica and Randolph Moses (2005), *Spectral Analysis of Signals,* Prentice Hall.

[50] Phan Anh (1986), *Antennas without Phase Centers and their Applications in Radio Engineering*, ser. Monograph, (23).

[51] Phan Anh, Q. Tran Cao (2005), "DOA Determination by Using an Antenna System without Phase Center and MUSIC Algorithm", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 4A, pp. 134-137.

[52] Ralph. O. Schmidt (1986), "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-34 (3), pp. 276-280.

[53] Richard G. Baraniuk (2007), "Compressive Sensing", *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 24 (4), pp. 118-120,124.

[54] Richard Roy, Thomas Kailath (1989), "ESPRIT-Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 37 (7), pp. 984-995.

[55] Robert R Gallager (2008), *Principles of Digital Communications*, Cambridge University Press.

[56] S. M. Kay (1993), *Fundamentals of Statistical Signal Processing*, Prentice Hall, Vol. 1.

[57] S. T. Smith (2005), "Statistical Resolution Limits and the Complexified Cramer Rao bound", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 53 (5), pp. 1597-1609.

[58] S. V. Schell, Calabretta, W. A. Gardner and B. G. Agee (1989), "Cyclic MUSIC Algorithm for Signal Selective DOA Estimation", *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing-89*, pp. 2278-2281.

[59] Seung-Jean Kim and K.Koh and M. Lustig and Stephen Boyd and Dimitry Gorinevsky (2007), "An Interior-Point Method for Large-Scale l1-Regularized Least Squares", *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, Vol.1 (4), pp. 606-617.

[60] Stefano Fortunati, Raffaele, Fulvio Gini, Maria S Greco, and Kevin LePage (2014), "Single-snapshot DOA estimation by using Compressived Sensing", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Vol. 120 (1), pp. 1-17.

[61] Supakwong S., Manikas A., and Constantinides A. (2007), "Resolving Manifold Ambiguities in Direction Finding Systems", *Proceedings of EUSIPCO*, pp. 95-99.

[62] Tansu Filik and T. Engin Tuncer (2008), "Uniform and Nonuniform V-shaped Isotropic Planar Arrays", *Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, pp. 99-103.

[63] Tie-Jun Shan, Wax, M., Kailath, T. (1985), "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 33 (4), pp. 806-811.

[64] Ülkü Baysal, and Randolph L. Moses (2003), "On the Geometry of Isotropic Arrays", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 51 (6), pp. 1469-1478.

[65] Wing-Kin Ma, Tsung-Han Hsieh and Chong-Yung Chi (2010), "DOA Estimation of Quasi-Stationary Signals with Less Sensors than Sources and Unknown Spatioal Noise Covariance: A Khatri-Rap Subspace Approach", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 58 (4), pp. 2168-2180.

[66] Xuan Li and Xiaochuan Ma and Shefeng Yan and Chaohuan Hou (2013), "Single snapshot DOA estimation by compressive sampling", *Applied Acoustics*, Vol. 74 (7), pp. 926-930.

[67] Y.-H. Chen and Y.-S. Lin (1994), "Fourth-order cumulant matrices for DOA estiamtion", *IEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation*, Vol. 141 (3), pp. 144-148.

[68] Yao Luo and Qun Wan (2012), *Chapter 46: DOA Estimation Algorithm based on Compressed Sensing*, Communication, Signal Processing and Systems, Lecture Notes, New York, USA.

[69] Ying Wang and Geert Leus and Ashish Pandharipande (2009), "Direction Estimation using Sampling Array Processing", *Proceedings of IEEE 15th Workshop on Statistical Signal Processing*, pp. 626-629.

[70] Yingbo Hua and Tapan K. Sarkar (1991), "A Note on the Cramer Rao Bound for 2-D Direction Finding Based on 2-D Array", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 39 (5), pp. 1215-1218.

[71] Yung-Yi Wang, Jiunn-Tsair Chen and Wen-Hsien Fang (2001), "TST-MUSIC for Joint DOA Delay Estimation", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 49 (4), pp. 721-729.

[72] Zhilong Shan and Tak-Shing P. Yum (2005), "A Conjugate Augmented Approach to Direction of Arrival Estimation", *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, Vol. 53 (11), pp. 4104-4109.

[73] Zhongfu Ye and Chao Liu (2008), "On the Resiliency of MUSIC Direction Finding Against Antenna Sensor Coupling," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, Vol. 56 (2), pp. 371-380.

PHỤ LỤC A. Công thức đánh giá tính duy nhất của vector đáp ứng mảng

Phần này cung cấp công cụ kiểm tra sự phụ thuộc tuyến tính hạng 1 của vector đáp ứng mảng, là hạng có xác suất xuất hiện lớn nhất. Việc kiểm tra được thực hiện qua công thức ACF được biểu diễn dưới đây:

$$\gamma(\phi_1, \phi_2) \triangleq 1 - \frac{|\mathbf{a}^H(\phi_1)\mathbf{a}(\phi_2)|^2}{\|\mathbf{a}(\phi_1)\|^2\|\mathbf{a}(\phi_2)\|^2} \tag{A.1}$$

trong đó $\|.\|$ là ký hiệu của norm-2.

ACF là thước đo độ phụ thuộc tuyến tính giữa hai vector đáp ứng mảng, giá trị này sẽ bằng 0 khi hai vector phụ thuộc tuyến tính và bằng giá trị cực đại 1 khi hai vector trực giao nhau.

PHỤ LỤC B. Công thức tính CRLB

Tính vô hướng của mảng được đánh giá thông qua CRLB một nguồn [24] trong khi đó ngưỡng phân giải SRL được đánh giá bởi CRLB hai nguồn [57]. Phần này sẽ trình bày về CRLB cho trường hợp tổng quát.

1. **Định nghĩa:**

   Cramer Rao Lower Bound (CRLB) hay Cramer Rao Bound (CRB) được đặt tên để tưởng nhớ Harald Cramér và Calyampudi Radhakrishna Rao. CRLB biểu diễn đường bao thấp về phương sai của phép toán ước lượng không lệch bất kỳ.

   Mặc dù tồn tại một số đường bao phương sai khác như của McAulay và Hofstetter (1971), Kendall và Stuart (1979), Seidman (1970), Ziv và Zakai (1969), nhưng CRLB vẫn là đường bao được sử dụng phổ biến do khả năng áp dụng dễ dàng hơn [56].

   Quan hệ giữa CRLB và phương sai lỗi ước lượng MSE được biểu diễn như sau:

   $$MSE(\boldsymbol{\theta}) = \mathcal{E}\left\{(\hat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta})(\hat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta})^H\right\} \geq CRLB(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \qquad \text{(B.1)}$$

   trong đó $\boldsymbol{\theta}$ là vector chứa các tham số cần ước lượng, $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ là vector chứa các tham số ước lượng, $\mathcal{E}\{\hat{\boldsymbol{\theta}}\} = \boldsymbol{\theta}$ được gọi là ước lượng không lệch, và $\mathbf{J}$ là ma trận thông tin Fisher.

2. **Phân loại CRLB:**

CRLB cho trường hợp tổng quát được tính bởi:

$$CRLB(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) = \left(-\mathcal{E}\left[\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta} \partial \boldsymbol{\theta}^T} \right] \right)^{-1} \tag{B.2}$$

với $p(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta})$ là hàm mật độ phổ công suất của dữ liệu thu thập.

$$p(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}) = \prod_{k=1}^{K} p(\mathbf{x}(k)), \boldsymbol{\theta}) \tag{B.3}$$

với giả thiết K mẫu lấy theo thời gian là độc lập thống kê.

Trong trường hợp vector dữ liệu thu thập $\mathbf{x}$ gồm M biến ngẫu nhiên có phân bố Gauss phức với giá trị trung bình $\boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})$, hiệp phương sai $\mathbf{C}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})$ thì hàm log-likelihood biểu diễn bởi [26]:

$$\begin{aligned} \ln p(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}) = & -K \ln \det[\mathbf{C}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})] - \sum_{k=1}^{K} (\mathbf{x}^H(k) - \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}^H(\boldsymbol{\theta})) \mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) (\mathbf{x}(k) - \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})) \\ & - KM \ln \pi \end{aligned} \tag{B.4}$$

Do giả thiết các mẫu theo thời gian là độc lập thống kê nên chỉ cần tính CRLB cho trường hợp dữ liệu thu thập gồm một mẫu theo thời gian. Kết quả cuối cùng sẽ được nhân với K mẫu. Khi đó, hàm log-likelihood sẽ là:

$$\ln p(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}) = -\ln \det[\pi \mathbf{C}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})] - (\mathbf{x}^H - \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}^H(\boldsymbol{\theta})) \mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) (\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})) \tag{B.5}$$

và các phần tử trong ma trận Fisher được tính bởi :

$$J_{ij} = \operatorname{trace}[\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \mathbf{C}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \mathbf{C}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j}] + 2 \operatorname{Re}[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}^H(\boldsymbol{\theta}))}{\partial \theta_i} \mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta}))}{\partial \theta_j}] \tag{B.6}$$

Thông thường CRLB được phân làm hai loại dựa theo mô hình dữ liệu được giới thiệu trong phần 1.2. Trong đó mô hình xác định thường được chọn nếu số mẫu K và số nguồn tín hiệu D là nhỏ, và mô hình ngẫu nhiên được chọn nếu K và D lớn [70].

Khi đó, các phần tử trong ma trận Fisher ứng với mỗi mô hình được tính như sau:

- Mô hình xác định:

$$J_{ij_DET} = \frac{2}{\sigma_n^2} \mathrm{Re}[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}^H(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \frac{\partial \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta}))}{\partial \theta_j}] \tag{B.7}$$

- Mô hình ngẫu nhiên:

$$J_{ij_SCH} = \mathrm{trace}[\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \mathbf{C}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \mathbf{C}_{\mathbf{x}}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j}] \tag{B.8}$$

PHỤ LỤC C. Giản đồ bức xạ của anten AWPC tổng quát (Công thức 1.41 và 1.42)

Hình C.12 biểu diễn chi tiết hơn hình 1.11 về hệ anten không tâm pha tổng quát với 4 chấn tử A, C, B và D đặt cách gốc đồ thị các khoảng d_1, d_2, d_3, và d_4; lệch pha tương ứng của dòng kích thích là ψ_1, ψ_2, ψ_3, và ψ_4; $AC \perp BD$.

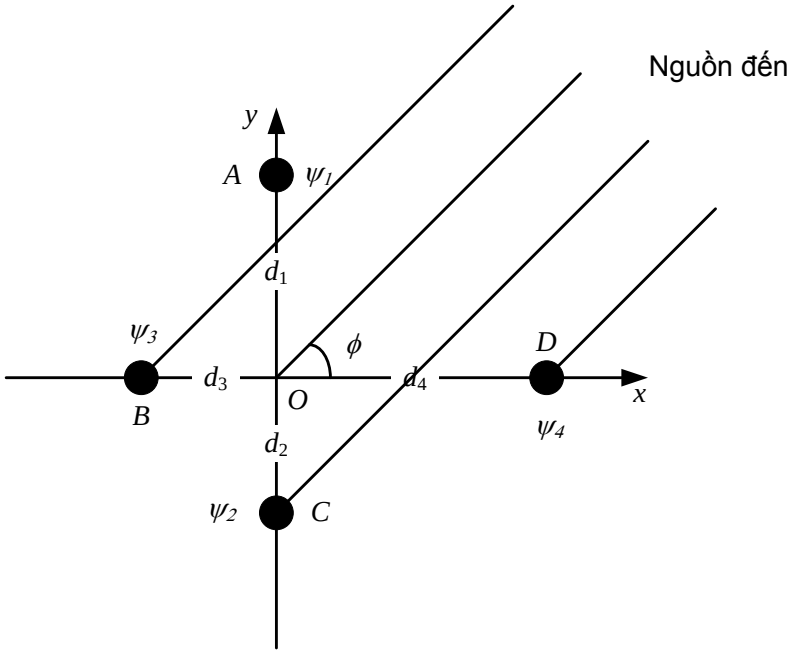
Hệ anten không tâm pha tổng quát có giản đồ biên độ $G(\phi)$ và giản đồ pha $\Phi(\phi)$ được cho trong công thức (1.39) và (1.40) là:

$$G(\phi) = \sqrt{\Re^2\{\beta(\phi)\} + \Im^2\{\beta(\phi)\}} \tag{C.1}$$

$$\Phi(\phi) = \angle\beta(\phi) \tag{C.2}$$

Trong trường hợp pha của dòng kích thích $\psi_1 = 0°$, $\psi_2 = 180°$, $\psi_3 = 90°$, và $\psi_4 = 270°$ thì:

$$\begin{aligned}\beta(\phi) = &+ 1[\cos(kd_1 \sin\phi) - j\sin(kd_1 \sin\phi)] \\ &- 1[\cos(kd_2 \sin\phi) + j\sin(kd_2 \sin\phi)] \\ &+ j[\cos(kd_3 \cos\phi) + j\sin(kd_3 \cos\phi)] \\ &- j[\cos(kd_4 \cos\phi) - j\sin(kd_4 \cos\phi)]\end{aligned} \tag{C.3}$$



Hình C.12: Hệ anten không tâm pha trong trường hợp tổng quát.

Do đó,

$$\begin{aligned}
\Re\{\beta(\phi)\} &= [\cos(kd_1\sin\phi) - \cos(kd_2\sin\phi)] - [\sin(kd_3\cos\phi) + \sin(kd_4\cos\phi)] \\
&= -2\sin\left[\frac{k}{2}(d_1+d_2)\sin\phi\right]\sin\left[\frac{k}{2}(d_1-d_2)\sin\phi\right] \\
&\quad - 2\sin\left[\frac{k}{2}(d_3+d_4)\cos\phi\right]\cos\left[\frac{k}{2}(d_3-d_4)\cos\phi\right] \\
\Im\{\beta(\phi)\} &= -[\sin(kd_1\sin\phi) + \sin(kd_2\sin\phi)] + [\cos(kd_3\cos\phi) - \cos(kd_4\cos\phi)] \\
&= -2\sin\left[\frac{k}{2}(d_1+d_2)\sin\phi\right]\cos\left[\frac{k}{2}(d_1-d_2)\sin\phi\right] \\
&\quad - 2\sin\left[\frac{k}{2}(d_3+d_4)\cos\phi\right]\sin\left[\frac{k}{2}(d_3-d_4)\cos\phi\right]
\end{aligned} \tag{C.4}$$

PHỤ LỤC D. Tính đường bao thấp CRLB một nguồn trong trường hợp mô hình ngẫu nhiên (Công thức 2.7)

CRLB trong trường hợp tổng quát được tính bởi:

$$CRLB(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) = \left\{ -\mathcal{E}\left[\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta} \partial \boldsymbol{\theta}^T} \right] \right\}^{-1} \tag{D.1}$$

Với K mẫu thu thập thì:

$$CRLB(\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{K} \mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \tag{D.2}$$

Trong trường hợp mô hình gồm 1 nguồn tín hiệu đến và dữ liệu thu thập có phân bố Gauss trung bình bằng 0 thì: $\boldsymbol{\theta} = \phi$, $\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\phi)s(t) + \mathbf{n}(t)$ và $\mathbf{C_x} = \mathbf{R_x}$.

Ma trận Fisher $\mathbf{J}$ trở thành:

$$J_{\phi\phi} = \text{trace}\left[\mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1}(\phi) \frac{\partial \mathbf{R_x}(\phi)}{\partial \phi} \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1}(\phi) \frac{\partial \mathbf{R_x}(\phi)}{\partial \phi} \right] \tag{D.3}$$

trong đó

$$\begin{aligned} \mathbf{R_x}(\phi) =& \mathbf{a}(\phi)\mathbf{R_s}\mathbf{a}^H(\phi) + \sigma_\mathbf{n}^2\mathbf{I} \\ =& \sigma_\mathbf{n}^2 \left[\mathbf{a}(\phi) \frac{\sigma_\mathbf{s}^2}{\sigma_\mathbf{n}^2} \mathbf{a}^H(\phi) + \mathbf{I} \right] \\ =& \sigma_\mathbf{n}^2 \left[\mathbf{a}(\phi) SNR \mathbf{a}^H(\phi) + \mathbf{I} \right] \end{aligned} \tag{D.4}$$

nên

$$\frac{\partial \mathbf{R_x}(\phi)}{\partial \phi} = SNR \left[\frac{\partial \mathbf{a}(\phi)}{\partial \phi} \mathbf{a}^H(\phi) + \mathbf{a}(\phi) \frac{\partial \mathbf{a}^H(\phi)}{\partial \phi} \right] \tag{D.5}$$

Ký hiệu $\mathbf{a}(\phi) = \mathbf{a}$, $\frac{\partial \mathbf{a}(\phi)}{\partial \phi} = \dot{\mathbf{a}}$, $\mathbf{R_x}(\phi) = \mathbf{R_x}$, và $\frac{\partial \mathbf{R_x}(\phi)}{\partial \phi} = \dot{\mathbf{R}}_\mathbf{x}$. Từ (D.3) và

(D.5), chúng ta có:

$$\begin{aligned}
J_{\phi\phi} =& \operatorname{trace}\left(\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}}\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}}\right) \\
=& \operatorname{trace}\left[SNR\left(\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{a}}\mathbf{a}^H + \mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{a}\dot{\mathbf{a}}^H\right) SNR\left(\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{a}}\mathbf{a}^H + \mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{a}\dot{\mathbf{a}}^H\right)\right] \\
=& SNR^2 \operatorname{trace}\left[\left(\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{a}}\mathbf{a}^H\right)^2 + 2\left(\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{a}}\mathbf{a}^H\right)\left(\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{a}\dot{\mathbf{a}}^H\right) + \left(\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{a}\dot{\mathbf{a}}^H\right)^2\right] \\
=& SNR^2\left\{\operatorname{trace}\left[\left(\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{a}}\mathbf{a}^H\right)^2\right] + 2\operatorname{trace}\left[\left(\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{a}}\mathbf{a}^H\right)\left(\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{a}\dot{\mathbf{a}}^H\right)\right] + \operatorname{trace}\left[\left(\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{a}\dot{\mathbf{a}}^H\right)^2\right]\right\} \\
=& SNR^2\left[\left(\mathbf{a}^H\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{a}}\right)^2 + 2\left(\dot{\mathbf{a}}^H\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{a}}\right)\left(\mathbf{a}^H\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{a}\right) + \left(\dot{\mathbf{a}}^H\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{a}\right)^2\right]
\end{aligned} \tag{D.6}$$

Xét công thức tính ma trận nghịch đảo:

$$(\mathbf{A}+\mathbf{BCD})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}(\mathbf{C}^{-1}+\mathbf{D}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B})^{-1})\mathbf{D}\mathbf{A}^{-1} \tag{D.7}$$

Xét $\mathbf{R}_{\mathbf{x}}$ được viết lại dưới dạng $\mathbf{R}_{\mathbf{x}} = \sigma_{\mathbf{n}}^2\left(\mathbf{I} + \mathbf{a}SNR\mathbf{a}^H\right)$

Áp dụng (D.7) để tính $\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}$ với $\mathbf{A} = \mathbf{I}$, $\mathbf{B} = \mathbf{a}$, $\mathbf{C} = SNR$, và $\mathbf{D} = \mathbf{a}^H$ chúng ta có:

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1} =& \sigma_{\mathbf{n}}^{-2}\left[\mathbf{I}^{-1} - \mathbf{I}^{-1}\mathbf{a}\left(SNR^{-1} + \mathbf{a}^H\mathbf{I}^{-1}\mathbf{a}\right)^{-1}\mathbf{a}^H\mathbf{I}\right] \\
=& \sigma_{\mathbf{n}}^{-2}\left[\mathbf{I} - \mathbf{I}\mathbf{a}\left(SNR^{-1} + \mathbf{a}^H\mathbf{I}\mathbf{a}\right)^{-1}\mathbf{a}^H\mathbf{I}\right] \\
=& \sigma_{\mathbf{n}}^{-2}\left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{a}\mathbf{a}^H}{SNR^{-1} + \mathbf{a}^H\mathbf{a}}\right)
\end{aligned} \tag{D.8}$$

Giả thiết phương sai nhiễu $\sigma_{\mathbf{n}}^2 = 1$ thì $\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1} = \mathbf{I} - \frac{\mathbf{a}\mathbf{a}^H}{SNR^{-1}+\mathbf{a}^H\mathbf{a}}$.

Xét thành phần $\mathbf{a}^H\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{a}}$ ta có:

$$\begin{aligned}
\mathbf{a}^H\mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\mathbf{a}} =& \mathbf{a}^H\left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{a}\mathbf{a}^H}{SNR^{-1} + \mathbf{a}^H\mathbf{a}}\right)\dot{\mathbf{a}} \\
=& \mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}} - \frac{\mathbf{a}^H\mathbf{a}\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}}{SNR^{-1} + \mathbf{a}^H\mathbf{a}} \\
=& \left(1 - \frac{|\mathbf{a}|^2}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2}\right)\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}
\end{aligned} \tag{D.9}$$

Xét thành phần $\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1} \dot{\mathbf{a}}$ ta có:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1} \dot{\mathbf{a}} =& \dot{\mathbf{a}}^H \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{a}\mathbf{a}^H}{SNR^{-1} + \mathbf{a}^H \mathbf{a}} \right) \dot{\mathbf{a}} \\ =& \dot{\mathbf{a}}^H \dot{\mathbf{a}} - \frac{\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{a}\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}}}{SNR^{-1} + \mathbf{a}^H \mathbf{a}} \\ =& |\dot{\mathbf{a}}|^2 - \frac{|\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}}|^2}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2}\end{aligned} \tag{D.10}$$

do $\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{a} = \left(\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}} \right)^H$.

Xét thành phần $\left(\mathbf{a}^H \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1} \mathbf{a} \right)$ ta có:

$$\begin{aligned}\left(\mathbf{a}^H \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1} \mathbf{a} \right) =& \mathbf{a}^H \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{a}\mathbf{a}^H}{SNR^{-1} + \mathbf{a}^H \mathbf{a}} \right) \mathbf{a} \\ =& \mathbf{a}^H \mathbf{a} - \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{a}\mathbf{a}^H \mathbf{a}}{SNR^{-1} + \mathbf{a}^H \mathbf{a}} \\ =& |\mathbf{a}|^2 - \frac{|\mathbf{a}|^4}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2}\end{aligned} \tag{D.11}$$

Xét thành phần $\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1} \mathbf{a}$ ta có:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1} \mathbf{a} &= \left(\mathbf{a}^H \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1} \dot{\mathbf{a}} \right)^H \\ &= \left(1 - \frac{|\mathbf{a}|^2}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} \right) \dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{a}\end{aligned} \tag{D.12}$$

Thế (D.9), (D.10), (D.11), và (D.12) vào (D.6), ta được:

$$\begin{aligned}J_{\phi\phi} =& SNR^2 \left[\left(\mathbf{a}^H \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1} \dot{\mathbf{a}} \right)^2 + 2 \left(\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1} \dot{\mathbf{a}} \right) \left(\mathbf{a}^H \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1} \mathbf{a} \right) + \left(\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{R}_\mathbf{x}^{-1} \mathbf{a} \right)^2 \right] \\ =& SNR^2 \left\{ \left[\left(1 - \frac{|\mathbf{a}|^2}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} \right) \mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}} \right]^2 \right. \\ & + 2 \left[|\dot{\mathbf{a}}|^2 - \frac{|\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}}|^2}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} \right] \left[|\mathbf{a}|^2 - \frac{|\mathbf{a}|^4}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} \right] \\ & \left. + \left[\left(1 - \frac{|\mathbf{a}|^2}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} \right) \dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{a} \right]^2 \right\}\end{aligned} \tag{D.13}$$

Do

$$\begin{aligned}1 - \frac{|\mathbf{a}|^2}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} =& \frac{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2 - |\mathbf{a}|^2}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} \\ =& \frac{SNR^{-1}}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} \\ =& \frac{1}{1 + SNR|\mathbf{a}|^2}\end{aligned} \tag{D.14}$$

nên (D.13) trở thành:

$$
\begin{aligned}
J_{\phi\phi} =& SNR^2 \left\{ \left[\left(1 - \frac{|\mathbf{a}|^2}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} \right) \mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}} \right]^2 \right. \\
& \left. + 2 \left[|\dot{\mathbf{a}}|^2 - \frac{|\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}}|^2}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} \right] \left[|\mathbf{a}|^2 - \frac{|\mathbf{a}|^4}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} \right] + \left[\left(1 - \frac{|\mathbf{a}|^2}{SNR^{-1} + |\mathbf{a}|^2} \right) \dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{a} \right]^2 \right\} \\
=& SNR^2 \left\{ \left[\left(\frac{1}{1 + SNR|\mathbf{a}|^2} \right) \mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}} \right]^2 \right. \\
& + 2 \left[\left(|\dot{\mathbf{a}}|^2 \left(1 + SNR|\mathbf{a}|^2 \right) - SNR|\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}}|^2 \right) \left(\frac{1}{1 + SNR|\mathbf{a}|^2} \right) \right] \left[|\mathbf{a}|^2 \left(\frac{1}{1 + SNR|\mathbf{a}|^2} \right) \right] \\
& \left. + \left[\left(\frac{1}{1 + SNR|\mathbf{a}|^2} \right) \dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{a} \right]^2 \right\} \\
=& SNR^2 \left(\frac{1}{1 + SNR|\mathbf{a}|^2} \right)^2 \\
& \times \left\{ \left[\left(\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}} \right)^2 + \left(\dot{\mathbf{a}}^H \mathbf{a} \right)^2 \right] + 2 \left[\left(|\dot{\mathbf{a}}|^2 \left(1 + SNR|\mathbf{a}|^2 \right) - SNR|\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}}|^2 \right) \right] |\mathbf{a}|^2 \right\} \\
=& SNR^2 \left(\frac{1}{1 + SNR|\mathbf{a}|^2} \right)^2 \\
& \times \left\{ \left[\left(\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}} \right)^2 + \left(\left(\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}} \right)^H \right)^2 \right] + 2 \left[\left(|\dot{\mathbf{a}}|^2 \left(1 + SNR|\mathbf{a}|^2 \right) - SNR|\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}}|^2 \right) \right] |\mathbf{a}|^2 \right\}
\end{aligned}
\tag{D.15}
$$

Do $\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}}$ là một vô hướng, đồng thời áp dụng công thức:

$a^2 + (a^*)^2 = (a + a^*)^2 - 2aa^* = (2\Re(a)) - 2|a|^2 = 4\Re^2(a) - 2|a|^2$ vào (D.15) ta được:

$$
\begin{aligned}
J_{\phi\phi} =& SNR^2 \left(\frac{1}{1+SNR|\mathbf{a}|^2}\right)^2 \\
& \times \left\{ \left[4\Re^2\left(\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}\right) - 2|\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}|^2 \right] + 2\left[\left(|\dot{\mathbf{a}}|^2\left(1+SNR|\mathbf{a}|^2\right) - SNR|\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}|^2 \right) \right] |\mathbf{a}|^2 \right\} \\
=& 2\left(\frac{SNR}{1+SNR|\mathbf{a}|^2}\right)^2 \\
& \times \left\{ \left[2\Re^2\left(\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}\right) - |\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}|^2 \right] + \left[\left(|\dot{\mathbf{a}}|^2\left(1+SNR|\mathbf{a}|^2\right) - SNR|\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}|^2 \right) \right] |\mathbf{a}|^2 \right\} \\
=& 2\left(\frac{SNR}{1+SNR|\mathbf{a}|^2}\right)^2 \\
& \times \left\{ 2\Re^2\left(\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}\right) - |\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}|^2\left(1+SNR|\mathbf{a}|^2\right) + |\dot{\mathbf{a}}|^2|\mathbf{a}|^2\left(1+SNR|\mathbf{a}|^2\right) \right\} \\
=& 2\left(\frac{SNR}{1+SNR|\mathbf{a}|^2}\right)^2 \left\{ 2\Re^2\left(\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}\right) + \left(1+SNR|\mathbf{a}|^2\right)\left(|\dot{\mathbf{a}}|^2|\mathbf{a}|^2 - |\mathbf{a}^H\dot{\mathbf{a}}|^2 \right) \right\}
\end{aligned}
\tag{D.16}
$$

PHỤ LỤC E. Chứng minh phụ thuộc tuyến tính loại π của vector đáp ứng mảng trong cấu trúc Sym-AWPC (Công thức 2.8)

Xét vector đáp ứng mảng được biểu diễn dưới dạng: $\mathbf{a}(\phi) = [a(\phi), a(\phi + \Delta\phi), \ldots, a(\phi+(M-1)\Delta\phi)]^T$ trong đó $a(\phi+m\Delta\phi) = G(\phi+m\Delta\phi)\exp j\Phi(\phi+m\Delta\phi)$.

Biết rằng:

$$G(\phi) = \sqrt{\sin^2\left(\frac{k}{2}d_{AC}\cos\phi\right) + \sin^2\left(\frac{k}{2}d_{BD}\sin\phi\right)} \tag{E.1}$$

$$\Phi(\phi) = \angle\sin\left[\frac{k}{2}d_{AC}\cos\phi\right], \sin\left[\frac{k}{2}d_{BD}\sin\phi\right] \tag{E.2}$$

Xét:

$$\begin{aligned} G(\phi \pm 180^\circ) &= \sqrt{\sin^2\left(\frac{k}{2}d_{AC}\cos(\phi \pm 180^\circ)\right) + \sin^2\left(\frac{k}{2}d_{BD}\sin(\phi \pm 180^\circ)\right)} \\ &= \sqrt{\sin^2\left(-\frac{k}{2}d_{AC}\cos\phi\right) + \sin^2\left(-\frac{k}{2}d_{BD}\sin\phi\right)} \\ &= \sqrt{\left[-\sin\left(\frac{k}{2}d_{AC}\cos\phi\right)\right]^2 + \left[-\sin\left(\frac{k}{2}d_{BD}\sin\phi\right)\right]^2} \\ &= \sqrt{\sin^2\left(\frac{k}{2}d_{AC}\cos\phi\right) + \sin^2\left(\frac{k}{2}d_{BD}\sin\phi\right)} \\ &= G(\phi) \end{aligned} \tag{E.3}$$

$$\begin{aligned}\Phi(\phi \pm 180^\circ) &= \angle \sin\left[\frac{k}{2} d_{AC} \cos(\phi \pm 180^\circ)\right], \sin\left[\frac{k}{2} d_{BD} \sin(\phi \pm 180^\circ)\right] \\ &= \angle \sin\left(-\frac{k}{2} d_{AC} \cos\phi\right), \sin\left(-\frac{k}{2} d_{BD} \sin\phi\right) \\ &= \angle -\sin\left(\frac{k}{2} d_{AC} \cos\phi\right), -\sin\left(\frac{k}{2} d_{BD} \sin\phi\right) \\ &= 180^\circ + \Phi(\phi)\end{aligned} \tag{E.4}$$

Do đó,

$$a(\phi \pm 180^\circ) = G(\phi \pm 180^\circ) \exp j[\Phi(\phi \pm 180^\circ)] \tag{E.5}$$

$$= G(\phi)\{\cos[\Phi(\phi) \pm 180^\circ] + j \sin[\Phi(\phi) \pm 180^\circ]\} \tag{E.6}$$

$$= G(\phi)[-\cos\Phi(\phi) - j \sin\Phi(\phi)] \tag{E.7}$$

$$= -G(\phi)[\cos\Phi(\phi) + j \sin\Phi(\phi) \tag{E.8}$$

$$= -a(\phi) \tag{E.9}$$

với mọi d_{AC} và d_{BD}.

PHỤ LỤC F. Chứng minh phụ thuộc tuyến tính loại $\pi/2$ của vector đáp ứng mảng trong cấu trúc SymI-AWPC (Công thức 2.10)

Với SymI-AWPC có $d_{AC} = d_{BD} = d$ thì: Xét vector đáp ứng mảng được biểu diễn dưới dạng: $\mathbf{a}(\phi) = [a(\phi), a(\phi + \Delta\phi), \ldots, a(\phi + (M-1)\Delta\phi)]^T$ trong đó $a(\phi + m\Delta\phi) = G(\phi + m\Delta\phi) \exp j\Phi(\phi + m\Delta\phi)$.

Biết rằng:

$$G(\phi) = \sqrt{\sin^2\left(\frac{k}{2}d\cos\phi\right) + \sin^2\left(\frac{k}{2}d\sin\phi\right)} \tag{F.1}$$

$$\Phi(\phi) = \angle\sin\left[\frac{k}{2}d\cos\phi\right], \sin\left[\frac{k}{2}d\sin\phi\right] \tag{F.2}$$

Xét:

$$\begin{aligned} G(\phi \pm 90^\circ) &= \sqrt{\sin^2\left(\frac{k}{2}d\cos(\phi \pm 90^\circ)\right) + \sin^2\left(\frac{k}{2}d\sin(\phi \pm 90^\circ)\right)} \\ &= \sqrt{\sin^2\left(\mp\frac{k}{2}d\sin\phi\right) + \sin^2\left(\pm\frac{k}{2}d\cos\phi\right)} \\ &= \sqrt{\left[\mp\sin\left(\frac{k}{2}d\cos\phi\right)\right]^2 + \left[\pm\sin\left(\frac{k}{2}d\cos\phi\right)\right]^2} \\ &= \sqrt{\sin^2\left(\frac{k}{2}d\cos\phi\right) + \sin^2\left(\frac{k}{2}d\sin\phi\right)} \\ &= G(\phi) \end{aligned} \tag{F.3}$$

$$\begin{aligned}\Phi(\phi \pm 90^\circ) &= \angle \sin\left[\frac{k}{2} d\cos(\phi \pm 90^\circ)\right], \sin\left[\frac{k}{2} d \sin(\phi \pm 90^\circ)\right] \\ &= \angle \mp \sin\left(\frac{k}{2} d \sin\phi\right), \pm \sin\left(\frac{k}{2} d \cos\phi\right) \\ &= \Phi(\phi) \pm 90^\circ\end{aligned} \tag{F.4}$$

Do đó,

$$a(\phi \pm 90^\circ) = G(\phi \pm 90^\circ) \exp j[\Phi(\phi \pm 90^\circ)] \tag{F.5}$$

$$= G(\phi) \exp j[\Phi(\phi) \pm 90^\circ] \tag{F.6}$$

$$= G(\phi)\{\cos[\Phi(\phi) \mp 90^\circ] + j \sin[\Phi(\phi) \mp 90^\circ]\} \tag{F.7}$$

$$= G(\phi)[\pm \sin \Phi(\phi) \mp j \cos \Phi(\phi)] \tag{F.8}$$

$$= \pm \Im\{a(\phi)\} \mp j \Re\{a(\phi)\} \tag{F.9}$$

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

Số: 565 /QĐ-ĐT

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM
Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

Hà Nội, ngày 03 tháng 08 năm 2015

QUYẾT ĐỊNH
Về việc thành lập Hội đồng cấp Đại học Quốc gia chấm luận án tiến sĩ

HIỆU TRƯỞNG
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

Căn cứ Quy định về Tổ chức và hoạt động của các đơn vị thành viên và các đơn vị trực thuộc Đại học Quốc gia Hà Nội (ĐHQGHN) ban hành theo quyết định số 3568/QĐ-ĐHQGHN ngày 08/10/2014 của Giám đốc ĐHQGHN;

Căn cứ Quy chế Đào tạo Sau đại học ở ĐHQGHN ban hành theo Quyết định số 1555/QĐ-ĐHQGHN ngày 25/05/2011 và được sửa đổi, bổ sung theo các Quyết định số 3050/QĐ-ĐHQGHN ngày 17/09/2012; Quyết định số 4280/QĐ-ĐHQGHN ngày 14/11/2014 của Giám đốc ĐHQGHN;

Căn cứ đơn xin bảo vệ cấp Đại học Quốc gia luận án tiến sĩ của nghiên cứu sinh Trần Thị Thúy Quỳnh và nhận xét của tập thể cán bộ hướng dẫn;

Xét đề nghị của Trưởng phòng Đào tạo và Chủ nhiệm Khoa Điện tử-Viễn thông,

QUYẾT ĐỊNH:

Điều 1. Thành lập Hội đồng cấp Đại học Quốc gia chấm luận án tiến sĩ của nghiên cứu sinh Trần Thị Thúy Quỳnh, sinh ngày 22/09/1979, tại Hà Nội.

Tên đề tài luận án: "*Nghiên cứu nâng cao hiệu năng của hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan*";

Chuyên ngành: Kỹ thuật viễn thông Mã số: 62 52 02 08

Danh sách các thành viên Hội đồng kèm theo quyết định này.

Điều 2. Hội đồng cấp Đại học Quốc gia chấm luận án tiến sĩ của nghiên cứu sinh Trần Thị Thúy Quỳnh theo đúng Quy chế Đào tạo Sau đại học ở ĐHQGHN và các quy định hiện hành. Hội đồng chấm luận án tự giải thể sau khi đã hoàn thành việc đánh giá luận án hoặc quá 3 tháng kể từ ngày thành lập mà chưa tổ chức được buổi bảo vệ lần thứ nhất.

Điều 3. Trưởng phòng Hành chính Quản trị, Trưởng phòng Đào tạo, Thủ trưởng các đơn vị liên quan, các thành viên trong Hội đồng và nghiên cứu sinh Trần Thị Thúy Quỳnh chịu trách nhiệm thi hành quyết định này./.

Nơi nhận:
- Như Điều 3;
- ĐHQGHN (để báo cáo);
- Lưu: VT, ĐT, DT.15.

HIỆU TRƯỞNG

TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

Nguyễn Việt Hà

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM
Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

DANH SÁCH HỘI ĐỒNG CẤP ĐẠI HỌC QUỐC GIA CHẤM LUẬN ÁN TIẾN SĨ

(Theo Quyết định số: 565 /QĐ-ĐT ngày 03 tháng 08 năm 2015
của Hiệu trưởng Trường Đại học Công nghệ)

TT	Chức danh khoa học, Họ và tên	Chuyên ngành-Lĩnh vực chuyên môn	Cơ quan công tác	Trách nhiệm trong Hội đồng
1	GS.TS. Nguyễn Bình	Điện tử-Viễn thông	Học viện Công nghệ BC-VT	Chủ tịch
2	TS. Phạm Minh Triển	Điện tử-Viễn thông	Trường ĐH Công nghệ, ĐHQGHN	Thư ký
3	PGS.TS. Đào Ngọc Chiến	Kỹ thuật anten và truyền song	Bộ Khoa học - Công nghệ	Phản biện
4	PGS.TS. Nguyễn Văn Đức	Điện tử-Viễn thông	Trường ĐH Bách khoa HN	Phản biện
5	TS. Lê Hải Nam	Điện tử-Viễn thông	Học viện Kỹ thuật quân sự	Phản biện
6	PGS.TS. Nguyễn Tiến Ban	Điện tử-Viễn thông	Học viện Công nghệ BC-VT	Ủy viên
7	PGS.TS. Trịnh Anh Vũ	Điện tử-Viễn thông	Trường ĐH Công nghệ, ĐHQGHN	Ủy viên

Danh sách này gồm 07 người./.

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM
Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

Hà Nội, ngày 23 tháng 09 năm 2015

QUYẾT NGHỊ
CỦA HỘI ĐỒNG CẤP ĐẠI HỌC QUỐC GIA CHẤM LUẬN ÁN TIẾN SĨ

Căn cứ Quyết định số 565/QĐ-ĐT ngày 03/08/2015 của Hiệu trưởng Trường Đại học Công nghệ, Đại học Quốc gia Hà Nội về việc thành lập Hội đồng cấp Đại học Quốc gia chấm luận án tiến sĩ, Hội đồng cấp Đại học Quốc gia chấm luận án tiến sĩ của nghiên cứu **Trần Thị Thúy Quỳnh** , sinh ngày 22/09/1979 đã họp vào hồi....9... giờ .00. phút, ngày 23/09/2015 tại Trường Đại học Công nghệ.

Tên đề tài luận án: "*Nghiên cứu nâng cao hiệu năng của hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan* ";

Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông Mã số: 62 52 02 08

Sau khi nghe nghiên cứu sinh (NCS) trình bày tóm tắt luận án tiến sĩ; các phản biện đọc nhận xét; Thư ký Hội đồng đọc bản tổng hợp các nhận xét khác; NCS trả lời các câu hỏi của Hội đồng và đại biểu tham dự; đại diện tập thể hướng dẫn đọc nhận xét, Hội đồng đã họp, trao đổi ý kiến và thống nhất kết luận như sau:

1. **Về ý nghĩa khoa học và công nghệ của luận án, của các kết quả luận án**:

Hệ tìm phương luôn đóng vai trò quan trọng trong các ứng dụng vô tuyến như truyền thông, định vị, giám sát – dẫn đường, tìm kiếm cứu nạn… Vấn đề đặt ra là vấn đề truyền thống, được nghiên cứu nhiều năm nhưng luôn có tính thời sự và cấp thiết. Hệ thống này có nhiều tiềm năng ứng dụng thực tế phục vụ bài toán kinh tế - xã hội và an ninh quốc phòng.

Đề tài tập trung giải quyết các bài toán khi sử dụng anten không tâm pha, cụ thể có hai vấn đề chính cần giải quyết đó là phổ không gian xuất hiện đỉnh không mong muốn và hiệu năng bị suy giảm mạnh trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

Với vấn đề phổ không gian xuất hiện đỉnh không mong muốn, luận án đề xuất cấu trúc anten Asym-AWPC để giải quyết vấn đề lặp phổ trong không gian 360^0 thay thế cho cấu trúc AWPC ban đầu.

Với vấn đề hiệu năng bị suy giảm mạnh trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan, luận án đề xuất sử dụng thuật toán CS cho hệ Asym-AWPC trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan để nâng cao hiệu năng làm việc của hệ thống.

Kết quả được phân tích và so sánh với các kết quả nghiên cứu trước đó và chứng minh được tính hiệu quả và khả thi của các đề xuất mới.

2. Về tính hiện đại, hợp lý và độ tin cậy của phương pháp nghiên cứu mà NCS đã sử dụng:

Phương pháp nghiên cứu được nghiên cứu sinh sử dụng là hợp lý, hiện đại và có độ tin cậy cao khi xuất phát từ tìm hiểu lý thuyết và giải pháp từ các nguồn tài liệu đáng tin cậy trên thế giới như các hội nghị, tạp chí chuyên ngành... sau đó sử dụng các công cụ mô phỏng đánh giá đã được kiểm chứng để phân tích, đánh giá thiết kế cũng như giải thuật. Dựa trên các nguồn tài liệu đáng tin cậy cùng với nền tảng kiến thức chuyên ngành tốt của nghiên cứu sinh, các giải pháp được đề xuất và chứng minh thông qua toán học cũng như đánh giá thông qua các công cụ mô phỏng đáng tin cậy. Kết quả thu được cho thấy phương pháp tiếp cận, giải quyết vấn đề của nghiên cứu sinh là hoàn toàn phù hợp với bài toán đặt ra.

3. Về các kết quả mới của luận án. Giá trị của các kết quả này trong lĩnh vực khoa học chuyên ngành về mặt lý thuyết và ứng dụng:

Luận án đã đề xuất hai kết quả mới trong giải quyết hai vấn đề đó là lặp phổ trong không gian 360^0 và vấn đề suy giảm hiệu năng trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan. Các đề xuất này rất có ý nghĩa về mặt khoa học cũng như ứng dụng trong bài toán tìm phương sử dụng anten không tâm pha góp phần xây dựng hệ thống xác định hướng sóng đến nhỏ gọn, có khả năng ước lượng số nguồn tín hiệu nhiều hơn số lượng phần tử anten đặc biệt hệ thống có thể hoạt động trong không gian 360^0 và môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

4. Những thiếu sót về nội dung và hình thức của luận án:

- Phần đặt vấn đề cần làm nổi bật hơn nữa phương pháp nghiên cứu đã sử dụng, nêu rõ công cụ sử dụng để mô phỏng.

- Trong hình 2.8, cần giải thích khả năng ước lượng chính xác số lượng tín hiệu nguồn gấp đôi số phần tử anten.

- Bổ sung thêm phần giới thiệu về thuật toán CS trong phần trình bày các thuật toán tìm hướng sóng đến.

- Bổ sung nhận xét về giới hạn trên của số nguồn tín hiệu ước lượng trong phương pháp Asym-AWPC-CS.

- Còn một số lỗi chế bản điện tử.

5. **Kết luận của Hội đồng**:

Nội dung đáp ứng đầy đủ đối với yêu cầu Luận án Tiến sĩ.

Cần tham khảo, chỉnh sửa theo ý kiến đóng góp của hội đồng.

Quyết nghị này được ..7...../...7..... thành viên của Hội đồng nhất trí thông qua.

THƯ KÝ HỘI ĐỒNG	CHỦ TỊCH HỘI ĐỒNG
TS. Phạm Minh Triển	GS.TS. Nguyễn Bình

XÁC NHẬN CỦA CƠ SỞ ĐÀO TẠO

T/L HIỆU TRƯỞNG

TRƯỞNG PHÒNG ĐÀO TẠO

TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

Nguyễn Phương Thái

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM
Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

Hà Nội, ngày 02 tháng 10 năm 2015

BẢN XÁC NHẬN ĐÃ SỬA CHỮA CÁC THIẾU SÓT CỦA LUẬN ÁN

Bà Trần Thị Thúy Quỳnh được công nhận là nghiên cứu sinh (NCS) theo Quyết định số 2377/SĐH ngày 14 tháng 12 năm 2006 của Giám đốc Đại học Quốc gia Hà Nội. Thực hiên Quyết định số 565QĐ-ĐT ngày 03/08/2015 của Hiêu trưởng trường Đại học Công nghê về viêc thành lâp Hôi đồng cấp Đại học Quốc gia chấm luân án tiến sĩ của NCS Trần Thị Thúy Quỳnh. Hôi đồng đã họp ngày 23/09/2015, (có biên bản kèm theo). Theo Quyết nghị của Hội đồng, NCS phải bổ sung và sửa chữa các điểm sau đây trong luận án:

1. Phần đặt vấn đề cần làm nổi bật hơn nữa phương pháp nghiên cứu đã sử dụng, nêu rõ công cụ sử dụng để mô phỏng.
2. Trong hình 2.8, cần giải thích khả năng ước lượng chính xác số lượng tín hiệu nguồn gấp đôi số phần tử anten.
3. Bổ sung thêm phần giới thiệu về thuật toán CS trong phần trình bày các thuật toán tìm hướng sóng đến.
4. Bổ sung nhận xét về giới hạn trên của số nguồn tín hiệu ước lượng trong phương pháp Asym-AWPC-CS.
5. Còn một số lỗi chế bản điện tử.

Ngày 02/10/2015, NCS Trần Thị Thúy Quỳnh đã nộp bản luận án và tóm tắt luận án có chỉnh sửa. Chúng tôi nhận thấy rằng nội dung, hình thức của luận án và tóm tắt luận án đã được sửa chữa, bổ sung theo các điểm trên của Quyết nghị (Bản giải trình sửa chữa của NCS kèm theo).

Xin trân trọng cảm ơn./.

THƯ KÝ HỘI ĐỒNG	**CHỦ TỊCH HỘI ĐỒNG**
TS. Phạm Minh Triển	**GS. TS. Nguyễn Bình**

NGHIÊN CỨU SINH	CÁN BỘ HƯỚNG DẪN	XÁC NHẬN CỦA TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ T/L. HIỆU TRƯỞNG TRƯỞNG PHÒNG ĐÀO TẠ
Trần Thị Thúy Quỳnh	GS. TSKH. Phan Anh	Nguyễn Phương Thái
	PGS. TS. Trần Minh Tuấn	

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM
Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

Hà Nội, ngày 02 tháng 10 năm 2015

BẢN GIẢI TRÌNH
CỦA NGHIÊN CỨU SINH VỀ VIỆC SỬA CHỮA, BỔ SUNG LUẬN ÁN

Họ và tên NCS: Trần Thị Thúy Quỳnh

Tên đề tài luận án: Nghiên cứu nâng cao hiệu năng của hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan

Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông Mã số: 62 52 02 08

Sau khi họp Hôi đồng cấp Đại học Quốc gia chấm luân án tiến sĩ, Nghiên cứu sinh đã nghiêm túc thực hiện việc nghiên cứu, tiếp thu, sửa chữa, bổ sung luận án theo Quyết nghị của Hội đồng và có các giải trình như sau:

1. Phần đặt vấn đề cần làm nổi bật hơn nữa phương pháp nghiên cứu đã sử dụng, nêu rõ công cụ sử dụng để mô phỏng.

- NCS đã bổ sung tại trang 6 của luận án.

2. Trong hình 2.8, cần giải thích khả năng ước lượng chính xác số lượng tín hiệu nguồn gấp đôi số phần tử anten.

- NCS đã bổ sung phần giải thích tại trang 54 của luận án.

3. Bổ sung thêm phần giới thiệu về thuật toán CS trong phần trình bày các thuật toán tìm hướng sóng đến.

- NCS đã bổ sung phần giới thiệu tại trang 32 của luận án.

4. Bổ sung nhận xét về giới hạn trên của số nguồn tín hiệu ước lượng trong phương pháp Asym-AWPC-CS.

- NCS đã bổ sung phần nhận xét tại trang 74.

5. Sửa chữa một số lỗi chế bản.

- NCS đã sửa chữa một số lỗi chế bản tại các trang: 16, 19, 28, 31, 39, 42, 47, 48, 50, 51, 53, 54, 71, 73, 74, 76, 84, 89, 112, 113, 114, 115.

Xin trân trọng cảm ơn./.

CÁN BỘ HƯỚNG DẪN

GS. TSKH. Phan Anh

PGS. TS. Trần Minh Tuấn

NGHIÊN CỨU SINH

Trần Thị Thúy Quỳnh

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM
Độc lập – Tự do – Hạnh phúc

BẢN NHẬN XÉT LUẬN ÁN TIẾN SỸ

Tên đề tài luận án: Nghiên cứu nâng cao hiệu năng của hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

Chuyên ngành: Kỹ thuật viễn thông **Mã số:** 62 52 02 08

Nghiên cứu sinh: Trần Thị Thúy Quỳnh

Họ và tên người nhận xét: Đào Ngọc Chiến **Học hàm, học vị:** PGS.TS.

Chuyên ngành: Kỹ thuật viễn thông

Cơ quan công tác: Trung tâm Nghiên cứu và Phát triển Quốc gia về Công nghệ mở, Bộ Khoa học và Công nghệ

Ý KIẾN NHẬN XÉT

1. Tính cấp thiết, thời sự, ý nghĩa khoa học và thực tiễn

Hệ tìm phương hay còn gọi là hệ tìm hướng sóng tới (DoA) luôn đóng một vai trò quan trọng trong các ứng dụng vô tuyến như truyền thông, định vị, giám sát và dẫn đường, tìm kiếm cứu nạn, v.v. Ngày nay, với sự phát triển nhanh chóng của các kỹ thuật xử lý tín hiệu tiên tiến, các hệ thống tìm hướng sóng tới xử lý mảng cho phép cùng lúc có thể tính toán, ước lượng nhiều tham số như hướng, tần số, thời gian, v.v. của nhiều loại tín hiệu khác nhau cùng hoặc khác kênh vốn là vấn đề mà các hệ tìm hướng sóng tới đơn giản không thể xử lý được.

Theo đó, vấn đề đặt ra trong luận án mặc dù là vấn đề truyền thống, đã được nghiên cứu qua nhiều năm nhưng luôn có tính thời sự và cấp thiết khi triển khai áp dụng các thuật toán xử lý tín hiệu mảng tiên tiến, có nhiều tiềm năng ứng dụng trong thực tế phục vụ nhu cầu kinh tế - xã hội cũng như quốc phòng, an ninh.

2. Sự không trùng lặp của kết quả nghiên cứu của luận án với kết quả của các công trình khoa học của các tác giả khác; tính trung thực, rõ ràng và đầy đủ trong trích dẫn tài liệu tham khảo

Các kết quả nghiên cứu được đề cập trong luận án tập trung vào vấn đề cải tiến hệ tìm phương dựa trên hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha (AWPC) trên quan điểm khắc phục hai nhược điểm chính của hệ AWPC-MUSIC, từ đó đưa ra các đề xuất gồm: (i) phương pháp đánh giá mức độ lặp lại phổ của hệ thống AWPC-MUSIC; (ii) giải pháp khắc phục vấn đề lặp lại phổ; (iii) giải pháp khắc phục hiện tượng suy giảm hiệu năng của hệ thống trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan; và (iv) so sánh hệ thống đề xuất với hệ thống tiêu biểu truyền thông.

Với những đề xuất nêu trên, các kết quả đạt được của luận án đảm bảo tính độc lập, không trùng lặp với các kết quả đã công bố của các tác giả trong và ngoài nước khác.

Các công trình nghiên cứu của luận án được trình bày một cách khoa học, logic, đảm bảo tính trung thực, đúng đắn của các kết quả nghiên cứu; danh sách tài liệu tham khảo và cách trích dẫn được trình bày đúng quy định, chính xác.

3. Sự phù hợp giữa tên đề tài với nội dung, giữa nội dung với chuyên ngành và mã số chuyên ngành

Tên và nội dung của luận án hoàn toàn phù hợp với chuyên ngành Kỹ thuật viễn thông với Mã số: 62 52 02 08.

4. Sự hợp lý, độ tin cậy và tính hiện đại của các phương pháp đã sử dụng để nghiên cứu

Trong luận án, tác giả đã sử dụng các lý thuyết và kỹ thuật:

(i) CRLB dùng cho việc xác định góc quay anten AWPC, đánh giá tính vô hướng cho cấu trúc AWPC bất đối xứng, xác định ngưỡng phân giải SRL cho AWPC bất đối xứng;

(ii) Công thức đề xuất AFL và ACF để phân tích số học mức độ lặp lại của phổ của các cấu trúc anten AWPC bất đối xứng;

(iii) Lỗi ước lượng để đánh giá hiệu năng của hệ thống đề xuất Asym-AWPC-MUSIC với hệ thống UCA-MUSIC;

(iv) Lý thuyết CS ước lượng DoA trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan, số mẫu nhỏ;

(v) Phương pháp thống kê để so sánh đặc tính ma trận;

(vi) Lý thuyết giải bài toán nghiệm thưa bình phương tối thiểu có điều chỉnh để khôi phục tín hiệu trong CS.

Các lý thuyết và kỹ thuật nêu trên có cơ sở khoa học vững chắc, đã được sử dụng nhiều trong các công trình nghiên cứu trong cùng lĩnh vực, theo đó đảm bảo sự hợp lý, độ tin cậy và tính hiện đại của các phương pháp đã sử dụng để nghiên cứu.

5. Những kết quả nghiên cứu mới của tác giả; những kết quả mới; mức độ đóng góp cho sự phát triển khoa học chuyên ngành; đóng góp mới phục vụ sản xuất, kinh tế, xã hội, an ninh, quốc phòng và đợi sống. Ý nghĩa, giá trị khoa học và độ tin cậy của những kết quả.

Các đóng góp mới của luận án bao gồm:

(i) Cấu trúc Asym-AWPC nhằm giải quyết vấn đề lặp lại phổ cho hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha AWPC kết hợp với thuật toán MUSIC hoạt động trong không gian 360 độ;

(ii) Sử dụng thuật toán CS cho hệ tìm phương Asym-AWPC hoạt động trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

Các đóng góp nêu trên đã góp phần tích cực cho sự phát triển của lĩnh vực khoa học và công nghệ liên quan đến các hệ thống vô tuyến và ứng dụng, đặc biệt trong lĩnh vực quốc phòng, an ninh.

6. Ưu điểm và nhược điểm về nội dung, kết cấu và hình thức của luận án

Luận án được trình bày một cách khoa học, logic về mặt nội dung, đẹp về mặt hình thức. Phản biện đánh giá cao hình thức trình bày của luận án.

7. Sự phù hợp của nội dung luận án với nội dung của các công trình đã được công bố trên tạp chí, tuyển tập công trình hội nghị khoa học; giá trị khoa học của các công trình đã công bố.

Toàn bộ nội dung của luận án được tổng hợp, biên tập từ 07 công trình của tác giả luận án cùng các nhà khoa học trong cùng lĩnh vực, theo đó nội dung của luận án phù hợp với nội dung của các công trình đã được công bố.

8. Sự đáp ứng các yêu cầu đối với luận án tiến sỹ? Bản tóm tắt luận án phản ảnh trung thành nội dung cơ bản của luận án? Luận án có thể đưa ra bảo vệ để nhận học vị tiến sỹ?

Trong số 07 công trình được liệt kê có 02 bài báo tạp chí và 05 bài báo hội thảo khoa học quốc tế. Theo đó, về cơ bản, nội dung luận án đáp ứng đủ đối với trình độ tiến sỹ. Bản tóm tắt luận án phản ảnh trung thực nội dung cơ bản của luận án, theo đó có thể đưa ra bảo vệ trước hội đồng cấp trường.

9. Các ý kiến khác (nếu có)

Cần bổ sung kết quả, nâng cao hàm lượng khoa học của các công trình đã công bố trong một số hội thảo khoa học quốc tế để có thể xem xét, đăng trong các tạp chí khoa học chuyên ngành trong và ngoài nước./.

Hà Nội, ngày 04 tháng 9 năm 2015

XÁC NHẬN CỦA CƠ QUAN CÔNG TÁC

Trung tâm NC&PT Quốc gia về Công nghệ mở xác nhận chữ ký bên cạnh là của Ông Đào Ngọc Chiến – Giám đốc Trung tâm

VT/L. GIÁM ĐỐC

TRUNG TÂM NGHIÊN CỨU VÀ PHÁT TRIỂN QUỐC GIA VỀ CÔNG NGHỆ MỞ

Nguyễn Hằng Nga

NGƯỜI NHẬN XÉT

PGS.TS. Đào Ngọc Chiến

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM
Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

BẢN NHẬN XÉT LUẬN ÁN TIẾN SĨ

Tên đề tài luận án: "*Nghiên cứu nâng cao hiệu năng của hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan*";

Chuyên ngành: Kỹ thuật viễn thông Mã số: 62 52 02 08

Nghiên cứu sinh: Trần Thị Thúy Quỳnh

Họ và tên người nhận xét: Nguyễn Văn Đức Học hàm, Học vị: PGS. TS

Chuyên ngành:

Cơ quan công tác: Viện Điện tử - Viễn thông, ĐHBKHN

Ý KIẾN NHẬN XÉT

1. **Về tính cấp thiết, thời sự, ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài luận án:**

Các hệ thống xác định hướng sóng đến luôn đóng vai trò quan trọng trong an ninh quốc phòng và dân sự. Mặc dù được phát triển từ rất lâu nhưng cho đến nay, với sự phát triển của khoa học kỹ thuật, các hệ thống xác định hướng sóng đến ứng dụng công nghệ xử lý tín hiệu mảng vẫn luôn được nhiều nhà nghiên cứu trong nước và quốc tế quan tâm phát triển. Các hướng nghiên cứu chủ yếu tập trung vào cải tiến cấu trúc mảng anten hoặc đề xuất các thuật toán ước lượng hướng sóng đến mới nhằm đáp ứng yêu cầu về số nguồn tín hiệu ước lượng, độ phân giải, kích thước hệ thống, độ phức tạp tính toán,....

Luận án tập trung vào việc cải tiến cấu trúc mảng anten AWPC (cấu trúc chỉ gồm 4 phần tử dipole) và đề xuất kết hợp anten với thuật toán CS nhằm nâng cao hiệu năng của hệ thống ước lượng hướng sóng đến với kích thước nhỏ, độ phân giải cao, không gian hoạt động 360^0, và làm việc tốt trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan. Vì vậy, vấn đề đặt ra trong luận án mang tính cấp thiết, thời sự, và có ý nghĩa khoa học và thực tiễn.

2. **Kết luận về sự không trùng lặp (hay trùng lặp) của kết quả nghiên cứu của luận án với kết quả của các công trình khoa học của các tác giả khác; tính trung thực, rõ ràng và đầy đủ trong trích dẫn tài liệu tham khảo:**

a. Về sự không trùng lặp của luận án:

Các công trình nghiên cứu của nước ngoài có rất nhiều cải tiến liên quan đến cấu trúc mảng anten cũng như các thuật toán tìm phương. Tuy nhiên, theo hiểu biết của người phản biện thì với cấu trúc anten AWPC chỉ gồm 4 phần tử dipole có thể ước lượng cùng lúc nhiều nguồn sóng đến thì chưa có công trình nào đề cập đến.

Dưới đây liệt kê một số công trình nghiên cứu của các nghiên cứu sinh trong nước đã bảo vệ thành công luận án tiến sĩ (có liên quan đến định hướng nghiên cứu của NCS. Trần Thị Thuý Quỳnh), bao gồm:

- Hoàng Đình Thuyên, "Nghiên cứu các phương pháp số để tổng hợp đặc trưng hướng mạng anten và thiết lập anten thích nghi", 2004.
- Trần Xuân Việt, "Nghiên cứu hệ anten có gia công tín hiệu theo đặc tính pha", 2006.
- Lâm Hồng Thạch, "Thông tin định vị trên biển sử dụng sóng vô tuyến điện ứng dụng trong vùng biển Việt Nam", 2009.
- Trần Cao Quyền, "Anten thông minh áp dụng cho hệ thống thông tin đa sóng mang", 2012.
- Phạm Duy Phong "Thuật toán ước lượng các tham số của tín hiệu trong hệ thống thông tin vô tuyến", 2012.

Nhìn chung, các công trình tập trung chủ yếu vào cải tiến các thuật toán xử lý tín hiệu và cấu trúc anten thường là mảng truyền thống ULA và UCA. Riêng công trình của TS. Trần Cao Quyền có liên quan trực tiếp đến luận án của NCS. Trần Thị Thuý Quỳnh, cụ thể như sau:

- Trong luận án tiến sĩ của tác giả Trần Cao Quyền có đề xuất việc cải tiến cấu trúc anten AWPC (với giản đồ biên độ là hằng số và giản đồ pha tuyến tính) bằng cách điều chỉnh khoảng cách đối xứng giữa hai cặp anten dipole. Với cấu trúc đề xuất, giản đồ pha sẽ có đặc trưng phi tuyến (giản đồ biên độ được tác giả Trần Cao Quyền giả thiết là hằng số). Cấu trúc này khi sử dụng với thuật toán MUSIC sẽ cho hệ tìm phương độ phân giải cao, có khả năng ước lượng số nguồn tín hiệu nhiều hơn số phần tử anten. Tuy nhiên, nhược điểm của cấu trúc này là phổ không gian ước lượng xuất hiện các đỉnh phổ không mong muốn (còn gọi là hiện tượng lặp lại phổ) dẫn đến việc xác định sai số lượng và các hướng sóng đến của hệ thống. Hơn nữa, trên thực tế, đặc tính của giản đồ biên độ cũng cần phải được tính đến trong việc ước lượng hướng sóng đến.
- Đối với luận án của NCS. Trần Thị Thuý Quỳnh: dựa trên các kết quả đạt được trong luận án của tác giả Trần Cao Quyền, NCS. Trần Thị Thuý Quỳnh đã khảo sát một cách toàn diện cấu trúc anten AWPC (với các cấu trúc anten có độ đối xứng khác nhau), đề xuất một số cấu trúc anten nằm trong họ anten AWPC nhằm giải quyết vấn đề lặp lại phổ, trong đó cấu trúc Asym-AWPC được đề xuất có cấu trúc nhỏ gọn. Bên cạnh đó, nghiên cứu sinh cũng đề xuất kết hợp hệ

anten Asym-AWPC với thuật toán CS để hệ thống hoạt động tốt trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

Với những nhận xét trên, tôi kết luận kết quả nghiên cứu của luận án không trùng lặp với kết quả của các công trình khoa học của các tác giả khác.

b. Về tính trung thực, rõ ràng, và đầy đủ trong trích dẫn tài liệu tham khảo: các nội dung trong luận án không phải do tác giả đề xuất đều được trích dẫn rõ ràng, đầy đủ từ các nguồn tài liệu: sách, tạp chí,... trong và ngoài nước có uy tín. Tài liệu tham khảo mới nhất là năm 2014.

3. **Về sự phù hợp giữa tên đề tài với nội dung, giữa nội dung với chuyên ngành và mã số chuyên ngành**:

Tên và nội dung của đề tài phù hợp với chuyên ngành Kỹ thuật Viễn thông, mã số 62 52 02 08.

4. **Sự hợp lý, độ tin cậy và tính hiện đại của các phương pháp đã sử dụng để nghiên cứu**:

Trong luận án sử dụng các phương pháp nghiên cứu và giả định sau:

- Đường bao thấp CRLB dùng để xác định góc quay anten AWPC, đánh giá tính vô hướng của mảng cho cấu trúc Asym-AWPC, xác định ngưỡng phân giải SRL.
- Công thức ACF và AFL để phân tích số học mức độ lặp lại phổ của các cấu trúc anten khảo sát và đề xuất..
- Lỗi ước lượng để đánh giá hiệu năng của hệ thống.
- Lý thuyết CS dùng trong ước lượng DOA.
- Phương pháp thống kê để so sánh đặc tính của ma trận đo trong thuật toán CS.
- Lý thuyết giải bài toán nghiệm thưa bình phương tối thiểu có điều chỉnh l_1 để khôi phục tín hiệu trong CS.

Hầu hết các phương pháp nghiên cứu trên được nghiên cứu sinh tham khảo trong các tài liệu đáng tin cậy và mang tính hiện đại, riêng đối với công thức liên quan đến mức độ lặp lại phổ ACF: nghiên cứu sinh xuất phát từ việc khảo sát phổ không gian của thuật toán MUSIC được tính từ công thức 1.33. Theo lý thuyết của thuật toán MUSIC, một đỉnh phổ sẽ xuất hiện trong phổ không gian khi vector đáp ứng mảng ứng với hướng sóng đến $\mathbf{a}(\phi_i)$ nào đó trực giao với không gian con nhiễu $\mathbf{E}_n$. Hay nói cách khác, với góc đến thực tế, $\mathbf{a}^H(\phi_i)\mathbf{E}_n$ luôn tiến tới 0. Hiện tượng lặp lại phổ (hay các đỉnh phổ không mong muốn xuất hiện) xảy ra khi trong không gian quét xuất hiện góc phụ thuộc tuyến tính với góc sóng đến thực tế. Nghiên cứu sinh đã phân tích vấn đề tính duy nhất của vector đáp ứng mảng trong phần 1.3.1 và đã lựa chọn việc khảo sát hiện tượng phụ thuộc tuyến tính hạng 1 của các vector đáp ứng mảng. Để có thể quan sát một cách tường minh, công thức ACF trong phụ

lục A (trang 100) được nghiên cứu sinh đưa ra để khảo sát mức độ phụ thuộc tuyến tính hạng 1 của hai cặp góc bất kỳ trong không gian ước lượng.

Công thức ACF được sử dụng trong việc khảo sát cấu trúc anten ULA và UCA tương ứng trên hình 1.2a và 1.2b. Phổ không gian của hai cấu trúc này trong không gian 360^0 phổ biến trong các tài liệu liên quan đến thuật toán MUSIC nên không được nghiên cứu sinh đưa ra trong luận án.

Để quan sát rõ hơn quan hệ giữa công thức ACF và phổ không gian của hệ thống xác định hướng sóng đến, nghiên cứu sinh quan sát ACF ứng với cấu trúc SymII-AWPC và SymII-AWPC-UCA 3 phần tử tương ứng trên hình 2.5a và 2.5b, và phổ không gian tương ứng trên hình 2.3b và 2.7a. Trong hình 2.5a, các cặp vector đáp ứng mảng phụ thuộc tuyến tính (màu xanh nước biển) sẽ tạo ra các đỉnh phổ không mong muốn (đường đứt nét chỉ thị đỉnh thực) như trong hình 2.3b. Việc cải tiến cấu trúc mảng anten đã làm giảm mức độ phụ thuộc tuyến tính (hình 2.5b) và tương ứng làm giảm đỉnh phổ ứng với các góc không mong muốn (hình 2.7a).

Công thức AFL là công thức cải tiến của ACF để dễ dàng trong việc định lượng ảnh hưởng của các cấu trúc đề xuất đối với mức độ phụ thuộc tuyến tính của vector đáp ứng mảng (hay độ cao của các đỉnh phổ không mong muốn).

Như vậy, nghiên cứu sinh đã sử dụng phương pháp phân tích lý thuyết, kiểm chứng các kết quả đề xuất bằng mô phỏng Matlab. Phương pháp này được chấp nhận đối với luận án tiến sĩ.

5. **Về những kết quả nghiên cứu mới của tác giả; nêu rõ những kết quả mới; đánh giá mức độ đóng góp cho sự phát triển khoa học chuyên ngành; đóng góp mới phục vụ sản xuất, kinh tế, xã hội, an ninh, quốc phòng và đời sống. Đánh giá ý nghĩa, giá trị khoa học và độ tin cậy của những kết quả đó:**

Luận án có 2 kết quả mới, bao gồm:

- Đề xuất cấu trúc anten Asym-AWPC nhằm giải quyết vấn đề **lặp lại phổ trong không gian 360^0** của hệ tìm phương sử dụng AWPC. Liên quan đến đề xuất khắc phục vấn đề lặp lại phổ này, nghiên cứu sinh cũng đã thực hiện một số đề xuất trung gian gồm Sym-AWPC (phần 2.2), SymII-AWPC-UCA (phần 2.3) và kết luận Asym-AWPC là cấu trúc ưu việt với khả năng hoạt động trong không gian 360^0 và có kích thước nhỏ gọn; một số khảo sát về đặc tính mảng vô hướng (phần 2.4.3), độ phân giải (phần 2.4.4), hiệu năng của hệ thống sử dụng Asym-AWPC (phần 2.4.5) cũng đã được phân tích.
- Đề xuất **sử dụng thuật toán CS cho hệ tìm phương Asym-AWPC trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan**. Để nâng cao hiệu năng làm việc của hệ thống sử dụng Asym-AWPC trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan, thuật toán CS đã được nghiên cứu sinh đề xuất thay thế cho thuật toán MUSIC. Bên cạnh việc chứng minh khả năng hoạt động tốt so với thuật toán

MUSIC trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan hoàn toàn (phần 3.3.4), nghiên cứu sinh đã xem xét về việc cải thiện độ phân giải của hệ thống trong phần 3.4 và độ phức tạp tính toán của hệ thống trong phần 3.5.

Các kết quả nghiên cứu mới có ý nghĩa thực tiễn và giá trị khoa học, góp phần vào việc xây dựng hệ xác định hướng sóng đến nhỏ gọn, có khả năng ước lượng số nguồn tín hiệu nhiều hơn số phần tử anten, hoạt động tốt trong không gian 360^0 và môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

Nghiên cứu sinh cần phải trả lời 2 câu hỏi sau:

- Tại sao nghiên cứu sinh lại sử dụng cấu trúc Asym-AWPC trong việc khắc phục vấn đề lặp lại phổ của hệ tìm phương? Cấu trúc bất đối xứng này liệu có ảnh hưởng đến các vấn đề khác trong hệ thống không (Các cấu trúc anten thông thường là đối xứng)?
- Lý do khiến nghiên cứu sinh nghĩ rằng thuật toán CS có thể khắc phục vấn đề của thuật toán MUSIC trong việc xác định hướng sóng đến trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan? Ưu điểm của thuật toán CS so với các phương pháp xử lý tín hiệu khác để khắc phục vấn đề này?
- Nêu mức độ tương quan tín hiệu mà có thể còn áp đụng được thuật toán đề xuất!

6. **Nhận xét về ưu điểm và nhược điểm về nội dung, kết cấu và hình thức của luận án:**

Về ưu điểm: nội dung của luận án rõ ràng, kết cấu ngắn gọn gồm 3 chương (các đề xuất chính nằm trong chương 2 và chương 3) và hình thức trình bày phù hợp với yêu cầu của luận án tiến sĩ.

Về nhược điểm: nội dung của luận án có thể mở rộng để đánh giá giới hạn trên về số lượng nguồn tín hiệu mà hệ thống Asym-AWPC-CS có thể ước lượng được, cũng như việc cải tiến thời gian tính toán của hệ thống. Ngoài ra nghiên cứu sinh cũng cần xem xét thêm về khả năng thực thi hệ thống.

NCS cần khảo sát số nguồn tín hiệu tối đa có thể tìm được khi áp dụng thuật toán đề xuất.

7. **Đánh giá về sự phù hợp của nội dung luận án với nội dung của các công trình đã được công bố trên tạp chí, tuyển tập công trình hội nghị khoa học; nhận xét về giá trị khoa học của các công trình đã công bố?**

Nội dung luận án phù hợp với nội dung 7 công trình đã được công bố, trong đó có 5 công trình đăng trên Kỷ yếu của các Hội nghị Quốc tế, 1 công trình đăng trên tạp chí trong nước, 1 công trình đăng trên tạp chí quốc tế (thuộc danh mục SCOPUS). Các hội nghị và tạp chí đều được phản biện độc lập.

8. **Kết luận về sự đáp ứng các yêu cầu đối với luận án tiến sĩ hay không đáp ứng? Bản tóm tắt luận án có phản ánh trung thành nội dung cơ bản của luận án hay không? Luận án có thể đưa ra bảo vệ để nhận học vị tiến sĩ được hay không?**

Luận án đáp ứng các yêu cầu đối với luận án tiến sĩ. Bản tóm tắt luận án phản ánh đầy đủ và trung thực các nội dung cơ bản của luận án. Tôi đồng ý luận án có thể đưa ra bảo vệ cấp Đại học Quốc gia để nhận học vị tiến sĩ.

9. **Các ý kiến khác (nếu có).**

Hà Nội, ngày 04 tháng 09 năm 2015

XÁC NHẬN CỦA CƠ QUAN CÔNG TÁC

PHÓ VIỆN TRƯỞNG
VIỆN ĐIỆN TỬ - VIỄN THÔNG
PGS.TS. Phạm Ngọc Nam

NGƯỜI NHẬN XÉT
(*Ký và ghi rõ họ tên*)

PGS.TS. Nguyễn Văn Đức

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

CỘNG HOÀ XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM
Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

BẢN NHẬN XÉT LUẬN ÁN TIẾN SĨ

Tên đề tài luận án: "*Nghiên cứu kỹ thuật nâng cao hiệu năng của hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan*"

Chuyên ngành: Kỹ thuật viễn thông Mã số: 62.52.02.08

Nghiên cứu sinh: Trần Thị Thúy Quỳnh

Người nhận xét: Lê Hải Nam Học hàm, học vị: Tiến sĩ

Chuyên ngành: Kỹ thuật Điện tử

Cơ quan công tác: Học viện Kỹ thuật Quân sự

Ý KIẾN NHẬN XÉT

1/ Tính cấp thiết, thời sự, ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài luận án:

Việc xác định hướng sóng đến luôn là một vấn đề được các nhà khoa học chú ý vì những ứng dụng rộng rãi đặc biệt trong các hệ thống định vị. Các hướng nghiên cứu chủ yếu nhằm tăng độ chính xác giảm mức độ phức tạp tính toán, tăng số nguồn tín hiệu ước lượng … để đơn giản trong việc xác định cấu trúc và tính toán ước lượng tham số hệ tìm phương xử lý mảng thông thường sử dụng các mảng ULA và UCA. Với hệ thống an ten không tâm pha đề xuất cho những kết quả đáng chú ý. Đề tài "*Nghiên cứu kỹ thuật nâng cao hiệu năng của hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan*" là một nghiên cứu tiếp theo nhằm khắc phục các nhược điểm còn tồn tại của các nghiên cứu trước đó là khắc phục hiện tượng lặp lại phổ và nâng cao hiệu năng của hệ thống khi các nguồn tín hiệu tương quan. Đây là một nghiên cứu có ý nghĩa khoa học và có hướng ứng dụng thực tiễn

2/ Kết luận về sự không trùng lặp của kết quả nghiên cứu của luận án với kết quả của các công trình khoa học của các tác giả khác; tính trung thực rõ ràng và đầy đủ trong trích dẫn tài liệu tham khảo

Nội dung và kết quả nghiên cứu của đề tài không trùng lặp với các công trình đã công bố và các luận án đã được bảo vệ ở trong và ngoài nước. Các tài liệu trích dẫn đầy đủ và trung thực

3/ Sự phù hợp giữa tên đề tài với nội dung; giữa nội dung với chuyên ngành và mã số chuyên ngành.

Tên đề tài phù hợp với nội dung nghiên cứu và phù hợp với chuyên ngành Kỹ thuật Viễn thông mã số 62.52.02.08

4/ Sự hợp lý, độ tin cậy và tính hiện đại của phương pháp đã sử dụng để nghiên cứu.

Phương pháp nghiên cứu là phân tích lý thuyết và dùng công cụ mô phỏng để kiểm chứng. Đây là những phương pháp nghiên cứu hợp lý và tin cậy.

5/ Về những kết quả nghiên cứu mới của tác giả;

Luận án đã đưa ra một số đóng góp mới như sau:

+ Đề xuất cấu trúc Asym-AWPC nhằm giải quyết vấn đề lặp lại phổ không gian trong bài toán tìm phương sử dụng MUSIC với số nguồn tín hiệu nhiều hơn số phần tử anten.

+ Đề xuất sử dụng thuật toán CS thay cho thuật toán MUSIC trong hệ tìm phương dùng Asym-AWPC nhằm cải thiệm chất lượng của hệ tìm phương trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan

6/ Ưu nhược điểm về nội dung, kết cấu và hình thức của luận án.

Ưu điểm:

+ Luận án có bố cục hợp lý và lôgic phù hợp với các công trình đã công bố

+ Các nội dung nghiên cứu có ý nghĩa khoa học và đã chỉ rõ ưu nhược điểm và điều kiện ứng dụng

+ Luận văn trình bày đẹp, rõ ràng

Nhược điểm:

+ Luận án sẽ có giá trị hơn nếu chỉ rõ công cụ sử dụng để mô phỏng cũng như mức độ tin cậy của công cụ đó.

+ Luận án vẫn còn tồn tại một số lỗi chế bản điện tử.

7/ Đánh giá về sự phù hợp của nội dung luận án với nội dung của các công trình đã được công bố trên tạp chí và giá trị khoa học của các công trình đã công bố.

Nội dung của luận án phù hợp với nội dung của các công trình đã công bố. Các công trình nghiên cứu đã được công bố ở các hội thảo và tạp chí uy tín và có phản biện nghiêm túc.

8/ Kết luận về sự đáp ứng các yêu cầu đối với luận án tiến sĩ

Luận án Tiến sĩ của NCS Trần Thị Thúy Quỳnh đáp ứng được các yêu cầu về nội dung và hình thức của một luận án Tiến sĩ theo như quy định của Bộ Giáo dục và Đào tạo. Đề nghị cho phép NCS Trần Thị Thúy Quỳnh được bảo vệ luận án Tiến sĩ trước Hội đồng chấm luận án Tiến sĩ cấp Đại học Quốc gia

Hà Nội, ngày 8 tháng 9 năm 2015

Xác nhận của cơ quan
(hoặc cơ sở đào tạo)

P. CHÁNH VĂN PHÒNG
Đại tá
NGUYỄN DUY HƯNG

Người nhận xét

TS Lê Hải Nam

TRÍCH YẾU LUẬN ÁN

I. Tóm tắt mở đầu:

- Tên tác giả: Trần Thị Thúy Quỳnh
- Tên luận án: Nghiên cứu nâng cao hiệu năng của hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.
- Ngành khoa học của luận án: Công nghệ Điện tử - Viễn thông
- Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông Mã số: 62 52 70 05
- Tên đơn vị đào tạo SĐH: Trường Đại học Công nghệ

II. Nội dung bản trích yếu:

- Mục đích và đối tượng nghiên cứu của luận án:

  Mục đích: nâng cao hiệu năng của hệ tìm phương sử dụng anten không tâm pha (AWPC) trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

  Đối tượng nghiên cứu: vị trí các phần tử của anten AWPC và các thuật toán ước lượng hướng sóng đến độ phân giải cao.

- Các phương pháp nghiên cứu đã sử dụng:
  - Sử dụng CRLB cho: xác định góc quay anten AWPC, đánh giá tính vô hướng đối với cấu trúc đề xuất Asym-AWPC, xác định ngưỡng phân giải SRL cho Asym-AWPC.
  - Sử dụng công thức đề xuất AFL và ACF để phân tích số học mức độ lặp lại phổ của các cấu trúc anten Sym-AWPC, SymII-AWPC-UCA, và Asym-AWPC.
  - So sánh lỗi ước lượng để đánh giá hiệu năng của hệ thống đề xuất Asym-AWPC-MUSIC với hệ thống tiêu biểu UCA-MUSIC theo số mẫu thu thập, SNR, và khoảng cách góc.
  - Vận dụng lý thuyết CS vào bài toán ước lượng DOA trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan, số mẫu nhỏ.
  - Sử dụng phương pháp thống kê để so sánh đặc tính của ma trận đo được tạo bởi anten Asym-AWPC với ma trận đo theo lý thuyết và ma trận đo tạo bởi UCA.
  - Vận dụng lý thuyết giải bài toán nghiệm thưa bình phương tối thiểu có điều chỉnh l_1 để khôi phục tín hiệu trong thuật toán CS.

- Các kết quả chính và kết luận:

Các kết quả chính:

1. Đề xuất anten AWPC bất đối xứng (Asym-AWPC) gồm hai cặp dipole đặt dọc với ít nhất một cặp không đối xứng cho hệ tìm phương dùng thuật toán phân lớp nhiều tín hiệu (MUSIC). Hệ thống có khả năng hoạt động trong toàn không gian (từ 0^0 đến 360^0) với các ưu điểm: cấu trúc phần cứng đơn giản, độ phân giải cao, số nguồn tín hiệu ước lượng có thể lớn hơn số phần tử anten, lỗi ước lượng đồng đều. Các kết quả nghiên cứu gồm:

    - Góc quay giản đồ bức xạ của anten được tính trung bình theo số lần quay giản đồ cộng một cho lỗi ước lượng thấp nhất.
    - Khoảng cách bất đối xứng của anten bằng 0,6 lần bước sóng nhằm thoả mãn các yêu cầu của hệ thống đề xuất.
    - Hiệu năng của hệ thống dưới dạng lỗi ước lượng theo tỷ số công suất tín hiệu trên công suất tạp âm (SNR), khoảng cách góc giữa hai nguồn tín hiệu đến, và số mẫu tín hiệu thu thập luôn tốt hơn so với hệ sử dụng UCA truyền thống. Hệ thống có thể phân giải tốt với khoảng cách góc giữa hai nguồn tín hiệu đến bằng 0,5 độ.

2. Đề xuất kết hợp anten Asym-AWPC với thuật toán CS. Hệ thống hoạt động tốt trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan đồng thời không yêu cầu sử dụng thêm bộ nhớ lưu trữ các phần tử của ma trận đo như các trường hợp anten truyền thống khác kết hợp với CS. Các kết quả nghiên cứu gồm:

    - Hệ tìm phương sử dụng Asym-AWPC và thuật toán MUSIC hoạt động tốt khi các nguồn tín hiệu không tương quan, suy giảm khi hệ số tương quan lớn, và hoàn toàn sai khi các tín hiệu đến giống nhau.
    - Ma trận đo được tạo bởi Asym-AWPC đáp ứng đủ điều kiện áp dụng trực tiếp thuật toán CS để ước lượng hướng sóng đến.
    - Hệ tìm phương sử dụng Asym-AWPC và thuật toán CS hoạt động tốt trong mọi trường hợp của môi trường các nguồn tín hiệu tương quan kể cả khi các nguồn tín hiệu giống nhau hoàn toàn.
    - Trong khoảng khảo sát từ 0 đến 2, độ bất đối xứng của anten AWPC càng lớn, độ phân giải của hệ thống dùng thuật toán CS càng cao.

Kết luận:

Luận án đã nghiên cứu và đề xuất thành công cấu trúc anten và thuật toán tìm phương độ phân giải cao nhằm nâng cao hiệu năng hệ tìm phương sử dụng anten

không tâm trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan. Các hệ thống này bao gồm: (i) Asym-AWPC kết hợp thuật toán MUSIC trong trường hợp hệ số tương quan giữa các nguồn tín hiệu nhỏ, và (ii) Asym- AWPC kết hợp thuật toán CS trong mọi trường hợp của môi trường các nguồn tín hiệu tương quan. Hệ thống sau vượt trội hơn hệ thống trước nhưng thời gian xử lý cũng như độ phân giải cần được cải thiện hơn.

Hà Nội, ngày 08 tháng 01 năm 2015

NGHIÊN CỨU SINH	**CÁN BỘ HƯỚNG DẪN**	
(*Ký và ghi rõ họ, tên*)	(*Ký và ghi rõ họ, tên*)	
Trần Thị Thúy Quỳnh	GS. TSKH. Phan Anh	PGS. TS. Trần Minh Tuấn

XÁC NHẬN CỦA CƠ SỞ ĐÀO TẠO

T/L HIỆU TRƯỞNG

TRƯỞNG PHÒNG ĐÀO TẠO

TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

Nguyễn Phương Thái

THE ABSTRACT OF DOCTORAL THESIS

I. General information

- Author name: Tran Thi Thuy Quynh
- Thesis title: Improving performance of a radio direction finding system using antenna without phase center in correlated environments.
- Field name: Electronics and Telecommunication Engineering
- Major: Telecommunication Engineering Code: 62 52 70 05
- Training university: VNU University of Engineering and Technology

II. Content

- Goal and research objects of the thesis:

  The goal: The thesis focuses on improving performance of a radio direction finding system using antenna without phase center in correlated environments.

  The research objects: AWPC geometries and DOA estimation algorithms.

- Research methods:

  - The Cramer Rao Lower Bound is used for determining the rotation angle of AWPC antenna, isotropic array characteristic of the proposed antena (i.e, Asym-AWPC), and statistical resolution limit of the one.
  - The AFL and ACF formulas are proposed for analyzing ambiguity of Sym-AWPC, SymII-AWPC-UCA, and Asym-AWPC.
  - Performance of the proposed Asym-AWPC-MUSIC system is compared with that of the well-known UCA-MUSIC one in form of estimation error.
  - Compressive Sensing (CS) theory is applied for estimating DOA in correlated environments.
  - Comparision of properties of the measurement matrice, i.e, theorical matrix, the others are build from UCA and Asym-AWPC, is implemented by statistical method.
  - l_1-Regularized Least Squares method is used for recovering the sparse signal in CS.

- Main results and conclusions:

The main results:

1. An Asymmetric AWPC (Asym-AWPC), which is composed of two arrays of vertical dipoles and one of them is asymmetric at least, is proposed. The DOA estimation system, includes the antenna and Multiple Signal Classification (MUSIC) algorithm (called Asym-AWPC-MUSIC), operates in full space (from 0^0 to 360^0) with advantages of simple hardware, high resolution, less sensors than sources, and isotropic array. The detailed results are shown as:

    - The performance of the Asym-AWPC-MUSIC is the best if the rotation angle of the antenna is averaged (360^0 divides by the antenna rotation number plus 1).
    - The asymmetric factor of the antenna is equal to 0.6. This value satisfies the desired characteristics of the proposed system.
    - The performance of the Asym-AWPC-MUSIC versus Signal to Noise Ratio (SNR), resolution, and snapshot number is better than that of UCA-MUSIC (the DOA estimation system is composed of Uniform Circular Array and MUSIC algorithm), respectively. The obtained resolution is 0.5 degree.

2. The Asymmetric AWPC is combined with Compressive Sensing algorithm (called Asym-AWPC-CS) to estimate DOA exactly in correlated environments without the memory for the measurement matrix entries. The detailed results are shown as:

    - The performance of the Asym-AWPC-MUSIC is perfect if the sources are uncorrelated, degrades if they are correlated, and fails if they are coherent.
    - The measurement matrix, built from the Asym-AWPC, satisfies conditions to apply CS directly for DOA estimation without memory. The system works well in correlated environments even the sources are coherent.
    - In (0;2] examined range, the asymmetric factor of the Asym-AWPC is larger, the resolution of the system is better.

The conclusions:

The thesis proposes the radio finding systems which work well in correlated environments. The proposed systems include: (i) the Asym-AWPC-MUSIC for uncorrelated and small correlated source cases and (ii) the Asym-AWPC-CS for all cases even the sources are coherent. The latter is better than the former but the processing time and the resolution should be improved.

Hà Nội, ngày 08 tháng 01 năm 2015

NGHIÊN CỨU SINH (*Ký và ghi rõ họ, tên*)	**CÁN BỘ HƯỚNG DẪN** (*Ký và ghi rõ họ, tên*)
Trần Thị Thúy Quỳnh	GS. TSKH. Phan Anh PGS. TS. Trần Minh Tuấn

XÁC NHẬN CỦA CƠ SỞ ĐÀO TẠO

T/L HIỆU TRƯỞNG

TRƯỞNG PHÒNG ĐÀO TẠO

TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ

Nguyễn Phương Thái