

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

Trần Thị Thuý 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

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

Hà nội, 2015

Công trình này được hoàn thành tại: Khoa Điện tử - Viễn thông,
Trường Đại học Công nghệ, ĐHQGHN.

Người hướng dẫn khoa học: GS. TSKH. Phan Anh
PGS. TS. Trần Minh Tuấn

Phản biện 1: PGS. TS. Đào Ngọc Chiến

Phản biện 2: PGS. TS. Nguyễn Văn Đức

Phản biện 3: TS. Lê Hải Nam

Luận án sẽ được bảo vệ trước Hội đồng cấp Đại học Quốc gia chấm
luận án tiến sĩ họp tại Trường Đại học Công nghệ (phòng 212, nhà
E3, 144 Xuân Thủy, Cầu Giấy, Hà Nội)

Vào hồi: 09 giờ 00 ngày 23 tháng 09 năm 2015

Có thể tìm hiểu luận án tại:

- Thư viện Quốc gia Việt Nam
- Trung tâm Thông tin - Thư viện, Đại học Quốc gia Hà Nội

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. 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 phải xem xét trong hệ Asym-AWPC-CS đó là thời gian tính khá lớn, phụ thuộc vào số mẫu K . Tuy nhiên, tính khả thi của hệ vẫn được đảm bảo do lý thuyết CS áp dụng cho ước lượng DOA cho phép hệ hoạt động tốt ngay cả trường hợp số mẫu nhỏ.

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 phục 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.

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,... 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 (ULA, NLA), 2-D (UCA, URA,...), hoặc 3-D; nhưng, phổ biến là mảng 1-D và 2-D. Các thuật toán ước lượng tham số, về cơ bản có thể chia thành một số nhóm sau: thuật toán tạo chùm truyền thống (Barlett, Capon), thuật toán cấu trúc riêng dựa trên ma trận hiệp phương sai không gian (MUSIC, ESPRIT), thuật toán giống nhất cực đại (DML, SML, WSF), thuật toán Matrix Pencil, các thuật toán khác (thông thường là các biến thể của các thuật toán đã nêu ở trên như Root-MUSIC, Cyclic-MUSIC, TST-MUSIC, Multiple Frequency-MUSIC, FO-MUSIC, Unitary-ESPRIT,...). Bên cạnh đó, trong những năm gần đây thuật toán nén mẫu (CS) cũng được sử dụng trong ước lượng DOA.

Hệ tìm phương xử lý mảng tạo bởi cấu trúc hình học của mảng và thuật toán ước lượng thường chỉ được lợi về một số mặt. 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: (i) Nguồn tín hiệu băng hẹp cố định, (ii) Chỉ ước lượng góc phương vị, (iii) 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 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 (gọi tắt là AWPC-MUSIC). Ưu điểm của AWPC-MUSIC so với các phương pháp dựa trên việc cải tiến thuật toán ước lượng (FO-MUSIC,...), đó là: (i) Vẫn duy trì tính ổn định, độ phân giải cao, và độ phức tạp tính toán vừa phải; (ii) 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).

Mặc dù vậy, *hai vấn đề lớn còn tồn tại trong hệ thống AWPC-MUSIC* đó là: (i) Phổ không gian xuất hiện các đỉnh phổ không mong muốn (hiện tượng lặp lại phổ); (ii) Hiệu năng của hệ thống bị suy giảm mạnh trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

Mục đích nghiên cứu

Mục đích của luận án là: *cải tiến hệ tìm phương sử dụng AWPC trên quan điểm khắc phục hai nhược điểm chính của hệ AWPC-MUSIC*. Từ đây, mục tiêu của luận án gồm: (i) Đề xuất phương pháp đánh giá mức độ lặp lại phổ của hệ thống AWPC-MUSIC; (ii) Đề xuất giải pháp khắc phục vấn đề lặp lại phổ; (iii) Đề xuất giải pháp khắc phục hiện tượng suy giảm hiệu năng của hệ thống trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan; (iv) So sánh hệ thống đề xuất với hệ thống tiêu biểu.

Phương pháp nghiên cứu

Các phương pháp nghiên cứu sau đã được sử dụng trong luận án: (i) CRLB dùng để 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; (ii) 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; (iii) Lỗi ước lượng để đánh giá hiệu năng của hệ thống đề xuất Asym-AWPC-MUSIC với hệ thống tiêu biểu 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 của ma trận đo được tạo bởi anten Asym-AWPC với ma trận đo theo lý thuyết và ma trận đo tạo bởi UCA; (vi) Lý thuyết giải bài toán nghiệm thừa bình phương tối thiểu có điều chỉnh l_1 để khôi phục tín hiệu trong CS.

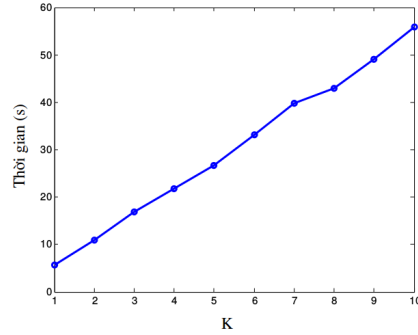
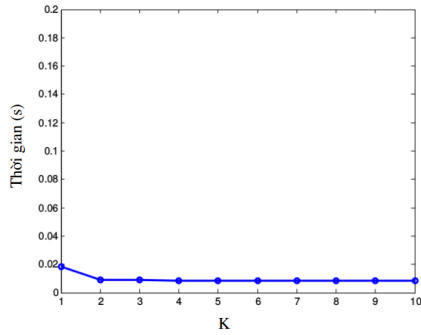
KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ

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 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



(a) Asym-AWPC-MUSIC

(b) Asym-AWPC-CS

Hình 3.8: Thời gian tính của hệ Asym-AWPC-MUSIC và Asym-AWPC-CS.

DOA cho phép hệ hoạt động tốt ngay cả trường hợp số mẫu nhỏ.

3.6 Kết luận chương 3

Asym-AWPC-CS có thể sử dụng để thay thế cho Asym-AWPC-MUSIC trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan. Độ phân giải của phương pháp mới có thể được cải thiện bằng cách tăng độ bất đối xứng Δd của anten Asym-AWPC. Bên cạnh những ưu điểm nổi trội, vấn đề độ phức tạp tính toán của Asym-AWPC-CS cũng đã được xem xét.

Nội dung nghiên cứu

Nội dung nghiên cứu của luận án bao gồm: (i) 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. (ii) 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. (iii) 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. (iv) 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.

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: (i) 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° ; (ii) Đề xuất sử dụng thuật toán CS cho hệ tìm phương Asym-AWPC hoạt động trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan.

Bố cục của luận án

Luận án bao gồm phần mở đầu, 3 chương, và phần kết luận. Chương 1 là 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

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

Giả thiết có D nguồn tín hiệu $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_D(t)]^T$ ứng với các hướng $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \phi_1, \dots, \theta_D, \phi_D]^T$ (với $\theta_{\bar{d}}$ và $\phi_{\bar{d}}$ 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 $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), \dots, x_M(t)]^T$ được tính bởi:

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

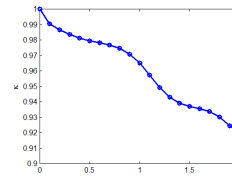
trong đó, nếu chỉ xét trong mặt phẳng phương vị thì $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{a}(\phi_1), \dots, \mathbf{a}(\phi_D)]$ là ma trận chứa các vector đáp ứng mảng $\mathbf{a}(\phi_{\bar{d}}) \in \mathbb{C}^M$, và $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), \dots, n_M(t)]^T$ là vector tạp âm.

Với môi trường vô tuyến, (i) Tín hiệu nguồn $\mathbf{s}(t)$ thường được mô hình toán học bởi vector ngẫu nhiên phân bố Gauss, dừng, trung bình $\boldsymbol{\mu}_s = \mathcal{E}\{\mathbf{s}\} = \mathbf{0}$, hiệp phương sai $\mathbf{C}_s = \mathcal{E}\{(\mathbf{s} - \boldsymbol{\mu}_s)(\mathbf{s}^H - \boldsymbol{\mu}_s^H)\} = \mathbf{R}_s$, với $\mathbf{R}_s = \mathcal{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\}$ là ma trận tương quan của các tín hiệu nguồn; và (ii) Tạp âm $\mathbf{n}(t)$: được mô hình bởi vector ngẫu nhiên phân bố Gauss, dừng, trung bình $\boldsymbol{\mu}_n = \mathbf{0}$, hiệp phương sai $\mathbf{C}_n = \mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{I}$.

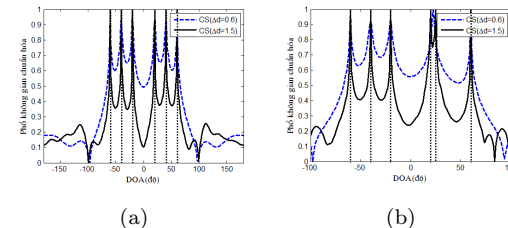
1.3 Cấu trúc hình học của mảng anten

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,...

góc thực ($-60^\circ, -40^\circ, -20^\circ, 20^\circ, 25^\circ, 60^\circ$). 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 $\Delta d = 0,6$.



Hình 3.6: Hệ số liên kết với $\epsilon = 5^\circ$.



Hình 3.7: Phổ không gian của Asym-AWPC-CS.

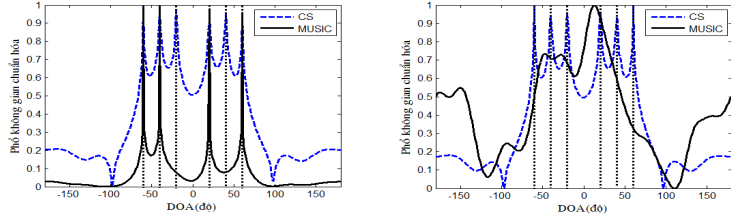
3.5 Độ phức tạp tính toán của Asym-AWPC-CS

3.5.1 Độ phức tạp tính toán

Độ phức tạp tính toán của một phép toán ước lượng hướng sóng đến phụ thuộc chủ yếu vào phương pháp giải. Đối với hệ Asym-AWPC-MUSIC 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 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. Độ phức tạp tính toán trong phần này được đo bởi thời gian giải bài toán ước lượng DOA (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).

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™ i5-2415M CPU 2.30GHz x 4; RAM: 3,8 GB. Hình 3.8(a) và 3.8(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 K 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). Tuy nhiên, hệ Asym-AWPC-CS vẫn mang tính khả thi do lý thuyết CS áp dụng cho ước lượng



(a) 2 nguồn giống nhau, 4 nguồn còn lại không tương quan

(b) 6 nguồn giống nhau

Hình 3.5: Phổ không gian của Asym-AWPC-CS và Asym-AWPC-MUSIC.

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 trong khi Asym-AWPC-MUSIC chỉ làm việc tốt nhất trong môi trường không tương quan.

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 thừa (các giá trị này càng nhỏ càng tốt). Trong áp dụng CS cho ước lượng DOA, hệ số liên kết được đưa ra trong phần 3.3.3 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 nên được thay đổi thành: $\kappa = \max_{|\phi_1 - \phi_2| \geq \epsilon} \{|\mathbf{a}^H(\phi_1)\mathbf{a}(\phi_2)|\} / \{||\mathbf{a}(\phi_1)|||\mathbf{a}(\phi_2)||\}$ với ϵ là độ phân giải của hệ thống. Hình 3.6 hiển thị hệ số liên kết trong khoảng $[-175^\circ, 175^\circ]$ với $\epsilon = 5^\circ$ theo độ bất đối xứng Δd . Tại $\epsilon = 5^\circ$, κ nhận giá trị nhỏ hơn khi Δd tăng.

3.4.2 Kết quả mô phỏng

Hình 3.7(a) chỉ ra rằng độ nhọn của các đỉnh phổ ứng với $\Delta d = 0,6$ tồi hơn đối với $\Delta d = 1,5$. Khả năng phân giải được biểu diễn trên hình 3.7(b) với các

Thông thường, các phần tử anten trong mảng được tiếp điện đồng đều (ULA và UCA là các cấu trúc tiêu biểu), nhưng trong một số trường hợp, việc tiếp điện không đồng đều cũng mang lại nhiều đặc tính thú vị.

Phần này sẽ thực hiện việc: nghiên cứu về: (i) 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*); (ii) phân tích số học cấu hình của ULA và UCA; và (iii) tìm hiểu về một số cấu hình anten không tâm pha (AWPC) được phát triển bởi nhóm nghiên cứu của tác giả Phan Anh.

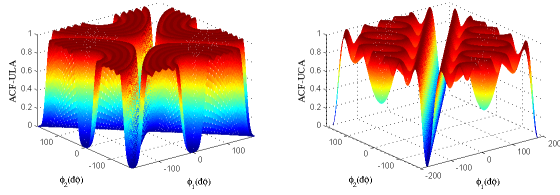
1.3.1 Tính duy nhất của vector đáp ứng mảng, tính vô hướng của mảng và ngưỡng phân giải

Tính duy nhất của vector đáp ứng mảng: Để không xuất hiện các đỉnh phổ không mong muốn trong phổ không gian, tính duy nhất của vector đáp ứng mảng phải được đảm bảo. Mức độ phụ thuộc tuyến tính hạng 1 của vector đáp ứng mảng được khảo sát qua công thức ACF: $\gamma(\phi_1, \phi_2) \triangleq 1 - |\mathbf{a}^H(\phi_1)\mathbf{a}(\phi_2)|^2 / \{||\mathbf{a}(\phi_1)|||\mathbf{a}(\phi_2)||\}^2$, trong đó $||\cdot||$ là norm-2. 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.

Tính vô hướng của mảng: Mảng là vô hướng khi CRLB một nguồn tín hiệu là hằng số trong khoảng từ 0° đến 360° .

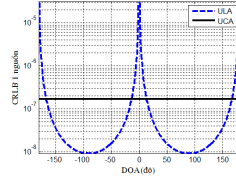
Ngưỡng phân giải: Luận án sử dụng phương pháp xác định ngưỡng phân giải thống kê SRL của Smith, được phát biểu như sau: hai tín hiệu có thể được phân giải về góc nếu sự khác biệt giữa hai góc lớn hơn độ lệch chuẩn của ước lượng chênh lệch giữa hai góc, hay $\delta_\phi < \sqrt{CRLB(\delta_\phi)}$, SRL được xác định bởi phương trình $\delta_\phi^2 = CRLB(\delta_\phi)$. Tính vô hướng của mảng được đánh giá thông qua CRLB một nguồn trong khi đó ngưỡng phân giải SRL được đánh giá bởi CRLB hai nguồn.

CRLB: CRLB biểu diễn đường bao thấp về phương sai của phép toán ước lượng không lệch bất kỳ. Quan hệ giữa CRLB và phương sai lỗi ước lượng MSE được biểu diễn bởi: $MSE(\boldsymbol{\theta}) = \mathcal{E} \{(\hat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta})(\hat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta})^H\} \geq CRLB(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta})$, trong đó $\boldsymbol{\theta}$ là vector chứa các tham số cần ước lượng, $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ là vector chứa các tham số ước lượng, $\mathcal{E}\{\cdot\}$ được gọi là ước lượng không lệch, và \mathbf{J} là ma trận thông tin Fisher. 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 có $J_{i,j_DET} = \frac{2}{\sigma_n^2} \text{Re}[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}_x^H(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \frac{\partial \boldsymbol{\mu}_x(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j}]$ thường được chọn nếu K và D nhỏ, và mô hình ngẫu nhiên



(a) ULA (b) UCA

Hình 1.1: ACF của mảng.



Hình 1.2: CRLB một nguồn của mảng ULA và UCA

có $J_{ij_SCH} = \text{trace}[\mathbf{C}_x^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \mathbf{C}_x(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_i} \mathbf{C}_x^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \frac{\partial \mathbf{C}_x(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_j}]$ được chọn nếu K và D lớn.

1.3.2 Mảng ULA và UCA

ULA và UCA là hai cấu trúc được sử dụng nhiều nhất trong nghiên cứu và ứng dụng do nó làm đơn giản hóa quá trình tính toán. ULA là mảng với các phần tử đặt cách đều nhau một khoảng d trên một đường thẳng trong khi UCA là mảng có các phần tử sắp xếp đều trên một đường tròn bán kính R .

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

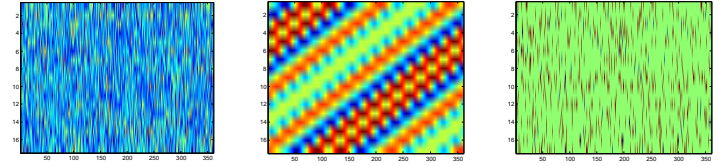
$$\mathbf{a}_{\text{ULA}}(\phi) = \left[1, \dots, \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (M-1) d \cos \phi \right\} \right]^T,$$

$$\mathbf{a}_{\text{UCA}}(\phi) = \left[1, \dots, \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} R \cos \left(\phi - (M-1) \frac{2\pi}{M} \right) \right\} \right]^T.$$

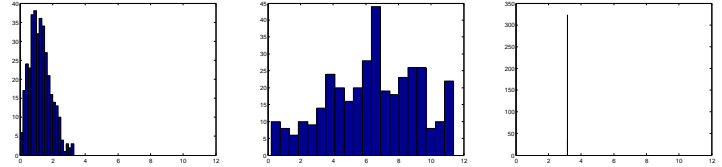
Tính duy nhất của vector đáp ứng mảng: Tính duy nhất của vector đáp ứng mảng ULA và UCA được biểu diễn tương ứng trên hình 1.1(a) và 1.1(b). Những tọa độ góc tương ứng với giá trị ACF tiến tới 0 là những điểm vi phạm tính duy nhất của vector đáp ứng mảng. Như vậy, mảng ULA là mảng vi phạm tính duy nhất ứng với $\phi_1 = -\phi_2$, trong khi đó mảng UCA là mảng có vector đáp ứng mảng đảm bảo tính duy nhất.

Tính vô hướng của mảng: Tính vô hướng của mảng ULA và UCA được biểu diễn trên hình 1.2 với $M = 6$, $SNR = 20dB$, và số mẫu $K = 1000$. Như vậy, mảng UCA có lỗi ước lượng ở mức trung bình, 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.

Ngưỡng phân giải: Trong trường hợp $SNR = 10dB$, $K = 100$, thì $SRL_{\text{ULA}} \approx$

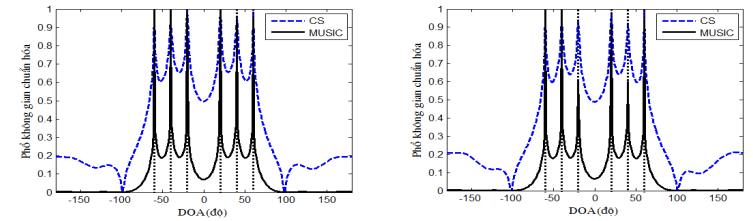


(a) Phân bố chuẩn (b) Asym-AWPC (c) UCA



(d) Phân bố chuẩn (e) Asym-AWPC (f) UCA

Hình 3.3: SDDI trị tuyệt đối của ma trận do (a, b, c) và HIS tại hàng 12 (d, e, f).



(a) 6 nguồn không tương quan (b) 2 nguồn tương quan, 4 nguồn còn lại không tương quan

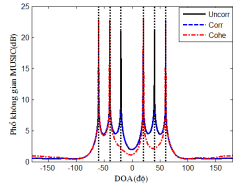
Hình 3.4: Phổ không gian của Asym-AWPC-CS và Asym-AWPC-MUSIC.

tor mẫu thu thập và $\xi \geq 0$ là tham số điều chỉnh. Trong luận án, phương pháp lặp điểm Newton cắt được chọn để giải bài toán do nó có tốc độ hội tụ nhanh. Hiệu năng của phương pháp này phụ thuộc vào hệ số điều chỉnh ξ và hệ số liên kết κ . Với một ma trận tùy ý, κ được định nghĩa bởi:

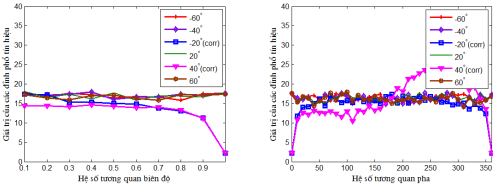
$$\kappa = \max_{\phi_1 \neq \phi_2} \{ |\mathbf{a}^H(\phi_1) \mathbf{a}(\phi_2)| \} / \{ \|\mathbf{a}(\phi_1)\| \|\mathbf{a}(\phi_2)\| \}.$$

3.3.4 Kết quả mô phỏng

Trong hình 3.4(a), 3.4(b), và 3.5(a), chúng ta cũng thấy rằng các đỉnh phổ của Asym-AWPC-MUSIC nhọn hơn so với các đỉnh phổ trong Asym-AWPC-CS, điều này thể hiện rằng độ phân giải của Asym-AWPC-MUSIC cao hơn



Hình 3.1: Phổ không gian của Asym-AWPC-MUSIC trong một số trường hợp.



(a) Tương quan biên độ (b) Tương quan pha
Hình 3.2: Định phổ của tín hiệu theo hệ số tương quan.

trong phương trình (1.3)). Sau khi khôi phục $\hat{\mathbf{z}}$, phổ không gian của thuật toán CS được biểu diễn bởi: $P_{CS}(\phi_i) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \hat{z}_{\phi_i}(k)$ với $i = 1, \dots, D_{scan}$.

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: (i) Dữ liệu đủ thưa: luôn đảm bảo do bản thân vector DOA \mathbf{z} luôn là vector thưa trong không gian; (ii) Ma trận đo \mathbf{A} ổn định: tương đương với việc thỏa mãn điều kiện RIP, 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. 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,...) và $M = \mathcal{O}(D \log \frac{D_s}{D}) \ll D_s$ thì dữ liệu thưa vẫn có thể khôi phục được.

Đặc tính của ma trận đo tạo bởi Asym-AWPC được so sánh với ma trận đo ngẫu nhiên phân bố chuẩn và ma trận đo tạo bởi mảng UCA trên hình 3.3. Các kết quả chỉ ra rằng ma trận đo tạo bởi Asym-AWPC là ma trận xác định có phân bố khá ngẫu nhiên trong khi không có nhiều sự thay đổi về giá trị trong ma trận đo tạo bởi UCA. 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. Ngược lại, ma trận đo tạo bởi Asym-AWPC có đặc tính gần giống phân bố ngẫu nhiên nên có thể áp dụng trực tiếp CS.

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

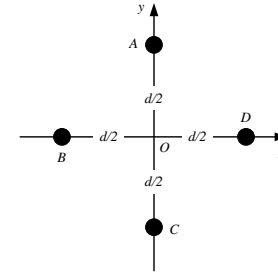
Các thuật toán khôi phục tín hiệu dùng trong CS thường dựa trên bài toán tối ưu hóa, và cụ thể trong trường hợp này tương đương với bài toán bình phương tối thiểu có điều chỉnh l_1 : $\min \|\mathbf{Az} - \mathbf{x}\|_2^2 + \xi \|\mathbf{z}\|_1$ với $\|\mathbf{z}\|_1 = \sum_{i=1}^{D_{scan}} |z_i|$, $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times D_{scan}}$ là ma trận đo, $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{D_{scan}}$ là vector biến, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^M$ là vec-

tor, $0, 7^\circ$ và $SRL_{UCA} \approx 0, 43^\circ$, tương ứng cấu hình ULA có ngưỡng phân giải lớn hơn cấu hình UCA.

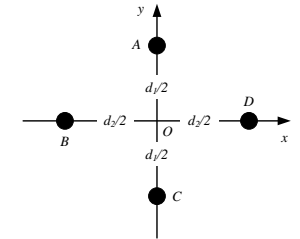
1.3.3 Anten không tâm pha (AWPC)

Anten không tâm pha được đề xuất nhằm giải quyết vấn đề số nguồn tín hiệu đến nhiều hơn số phần tử anten. Một anten được gọi là không có tâm pha nếu giản đồ pha không là hằng số trong phạm vi của một búp sóng.

AWPC dùng cho hệ tìm phương một nguồn tín hiệu: Anten không tâm pha với giản đồ biên độ $G(\phi) = \text{const}$ và giản đồ pha $\Phi(\phi) = \phi$ (trong luận án gọi là AWPC) được đề xuất cho hệ tìm phương một nguồn tín hiệu bởi tác giả Phan Anh. Cấu trúc của AWPC được biểu diễn trên hình 1.3 với A, C, B, D là các dipole được tiếp điện với pha tương ứng là $0^\circ, 180^\circ, 90^\circ$ và 270° ; khoảng cách giữa các phần tử anten đến gốc tọa độ bằng $d/2$; và $kd \ll 1$ (với k là hệ số sóng).

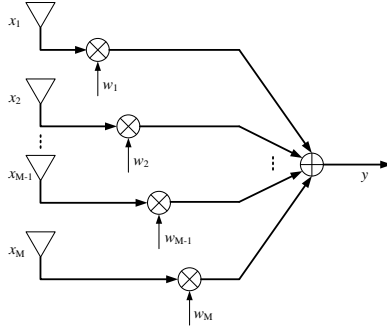


Hình 1.3: Cấu trúc anten AWPC.



Hình 1.4: Cấu trúc anten New-AWPC.

AWPC dùng cho hệ tìm phương nhiều nguồn tín hiệu: Việc kết hợp AWPC và thuật toán MUSIC được đề xuất bởi tác giả Trần Cao Quyền nhằm nâng cao số DOA có thể ước lượng. Các mẫu tín hiệu được lấy sau mỗi bước quay anten $\Delta\phi_m$ (cho cả trường hợp quay đều và ngẫu nhiên). Khi đó vector đáp ứng mảng ứng với góc ϕ trở thành: $\mathbf{a}(\phi) = [\exp\{j\phi\}, \dots, \exp\{j(\phi + \Delta\phi_{M-1})\}]^T$. Tuy nhiên, do giản đồ pha của AWPC là hàm tuyến tính dẫn đến các hàng và các cột trong ma trận \mathbf{A} đều phụ thuộc tuyến tính với nhau và do đó thuật toán MUSIC không thể xác định được số lượng cũng như DOA của các nguồn tín hiệu. Để khắc phục hạn chế trên, tác giả Trần Cao Quyền đã cải tiến AWPC với cấu trúc như trên hình 1.4 với giản đồ biên độ được giả thiết là hằng số và giản đồ pha $\Phi(\phi) = \arctan(\sin(\frac{kd_1}{2} \sin \phi) / \sin(\frac{kd_2}{2} \cos \phi))$, trong đó d_1 và d_2 lần lượt là



Hình 1.5: Sơ đồ tổng quát của bộ tạo chùm.

khoảng cách giữa hai phần tử anten của mảng AC và mảng BD. Luận án gọi cấu trúc này là New-AWPC. Tuy nhiên, New-AWPC là cấu trúc 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 nhỏ hơn số phần tử anten.

1.4 Thuật toán tìm hướng sóng đến

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 1.5. Búp sóng được tạo và quét trong khoảng không gian bằng cách thay đổi vector trọng số $\mathbf{w} = [w_1, \dots, w_M]^T$. Công suất lối ra $y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)$ được tính bởi phương trình (1.2).

$$P_{\text{BF}}(\mathbf{w}) = \mathcal{E}\{|y(t)|^2\} = \mathcal{E}\{|\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)|^2\} = \mathbf{w}^H \mathcal{E}\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad (1.2)$$

Bộ tạo chùm Balett: Phương pháp Balett 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 tín hiệu nguồn σ_s^2 , và công suất tạp âm σ_n^2 , để công suất lối ra đạt

Chương 3

Hệ tìm phương sử dụng Asym-AWPC trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan

3.1 Giới thiệu

Trong chương này, hiệu năng của hệ tìm phương Asym-AWPC-MUSIC (kết hợp giữa thuật toán MUSIC và Asym-AWPC-0.6) trong môi trường các nguồn tín hiệu tương quan được cải thiện bằng cách sử dụng thuật toán nén mẫu CS (gọi là hệ Asym-AWPC-CS). Với đặc tính của mảng Asym-AWPC, thuật toán CS được áp dụng trực tiếp để ước lượng DOA mà không cần phải sử dụng thêm ma trận biến đổi có đặc tính ngẫu nhiên như lý thuyết CS yêu cầu đối với các mảng truyền thống (ULA, UCA,...).

3.2 Hệ tìm phương Asym-AWPC-MUSIC

Mức độ ảnh hưởng của môi trường các nguồn tín hiệu tương quan lên phổ không gian MUSIC sử dụng anten Asym-AWPC-0.6 được biểu diễn trên hình 3.1. Hệ gồm 6 nguồn ($-60^\circ, -40^\circ, -20^\circ, 20^\circ, 40^\circ, 60^\circ$) đến mảng Asym-AWPC-0.6. Các đỉnh phổ ứng với các nguồn tương quan -20° và 40° bị suy giảm hoặc thậm chí biến mất trong trường hợp các nguồn giống nhau, trong khi các nguồn không tương quan còn lại thì không. Độ cao của các đỉnh phổ MUSIC phụ thuộc vào hệ số tương quan được biểu diễn trên hình 3.2(a) và 3.2(b) tương ứng với hệ số tương quan biên độ và hệ số tương quan pha.

3.3 Hệ tìm phương Asym-AWPC-CS

3.3.1 Mô hình dữ liệu

Xét kịch bản như trong phần 3.2. Đặt $\boldsymbol{\theta}_{scan} = (\phi_1, \dots, \phi_{D_{scan}})$ là tập hợp các góc với D_{scan} là tổng số các góc chúng ta muốn quét, $\boldsymbol{\theta} \in \boldsymbol{\theta}_{scan}$. Sử dụng Asym-AWPC-0.6, ma trận quét góc có kích thước $M \times D_{scan}$ được định nghĩa bởi: $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_{scan}) = [\mathbf{a}(\phi_1), \mathbf{a}(\phi_2), \dots, \mathbf{a}(\phi_{D_{scan}})]$, với M là số mẫu không gian (chính là số bước quay anten Asym-AWPC-0.6 cộng 1). Chúng ta cũng định nghĩa vector thừa có kích thước $D_{scan} \times 1$: $\mathbf{z}(t) = [z_1(t), z_2(t), \dots, z_{D_{scan}}(t)]^T$, 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 (1.3) được viết lại thành: $\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_{scan})\mathbf{z}(t) + \mathbf{n}(t)$ (giá trị của $\mathbf{x}(t)$ cũng giống với giá trị của $\mathbf{x}(t)$)

2.4.4 Ngưỡng phân giải

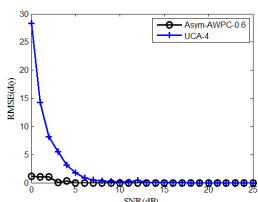
Mối quan hệ giữa ngưỡng phân giải thống kê SRL và Δd đã được khảo sát trong trường hợp SNR=0dB, $K = 1$. Kết quả chỉ ra rằng: SRL giảm đồng nghĩa với khả năng phân giải tăng khi Δd tăng; tuy nhiên, với Δd trong khoảng $[0, 5; 1]$ thì SRL trở nên bão hòa ở giá trị 0,4.

2.4.5 Hiệu năng của hệ thống

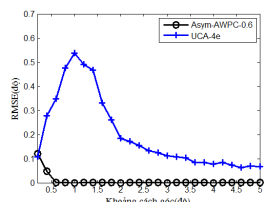
Hiệu năng của hệ thống Asym-AWPC với $\Delta d = 0,6$ (ký hiệu là Asym-AWPC-0.6) được so sánh với mảng UCA 4 phần tử (ký hiệu là UCA-4e). Công cụ tính được sử dụng để so sánh là lỗi căn trung bình bình phương RMSE = $\sqrt{\frac{1}{D} \sum_{i=1}^D (\phi_i - \hat{\phi}_i)^2}$, với ϕ_i là góc thực của nguồn tín hiệu đến, $\hat{\phi}_i$ là góc ước lượng.

2.4.6 Kết quả mô phỏng

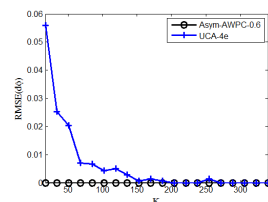
Hiệu năng của hai hệ thống được so sánh theo SNR, ngưỡng phân giải góc và số mẫu tín hiệu thu thập K , tương ứng với các hình 2.8, 2.9, và 2.10. Lỗi ước lượng được tính trung bình trên 100 lần thử và áp dụng với trường hợp 2 nguồn tín hiệu đến. Kết quả mô phỏng chỉ ra rằng: hiệu năng của hệ sử dụng Asym-AWPC-0.6 tỏ ra vượt trội hơn hẳn hệ sử dụng UCA-4e.



Hình 2.8: Hiệu năng của hệ thống theo SNR.



Hình 2.9: Hiệu năng của hệ thống theo khoảng cách góc.



Hình 2.10: Hiệu năng của hệ thống theo K.

2.5 Kết luận chương 2

Trong chương này, Sym-AWPC, SymII-AWPC-UCA, và Asym-AWPC được nghiên cứu và đề xuất nhằm khắc phục vấn đề lặp lại phổ trong không gian 360°. Asym-AWPC với $\Delta d = 0,6$ được lựa chọn với các đặc tính: kích thước nhỏ gọn, tối thiểu ảnh hưởng của ghép tương hỗ, là mảng vô hướng, và ngưỡng phân giải thống kê nhỏ. Hiệu năng của Asym-AWPC-0.6 tốt hơn UCA-4e. Các nội dung trình bày trong chương được công bố trong các công trình từ 1-5.

cực đại theo hướng ϕ_0 thì $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\phi_0)/\sqrt{\mathbf{a}^H(\phi_0)\mathbf{a}(\phi_0)}$; và khi đó, phổ không gian được tính bởi: $P_{\text{Balett}}(\phi) = [\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{R}_x\mathbf{a}(\phi)]/[\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{a}(\phi)]$.

Bộ tạo chùm Capon: Tạo chùm Capon khắc phục hạn chế về độ phân giải của phương pháp Balett. Với $\mathbf{w} = [\mathbf{R}_x^{-1}\mathbf{a}(\phi_0)]/[\mathbf{a}^H(\phi_0)\mathbf{R}_x^{-1}\mathbf{a}(\phi_0)]$, phổ không gian của phương pháp tạo chùm Capon được tính bởi: $P_{\text{Capon}}(\phi) = 1/[\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{R}_x^{-1}\mathbf{a}(\phi)]$.

1.4.2 Thuật toán MUSIC

Xét D nguồn tín hiệu với các hướng không biết trước ϕ_1, \dots, ϕ_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 $(\bar{x}_1, \bar{y}_1), \dots, (\bar{x}_M, \bar{y}_M)$. Tại thời điểm t , với $\boldsymbol{\theta} = [\phi_1, \dots, \phi_D]^T \in \mathbb{C}^D$ là vector hướng của các nguồn tín hiệu đến mảng anten; $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{a}(\phi_1), \dots, \mathbf{a}(\phi_D)] \in \mathbb{C}^{M \times D}$ là ma trận chứa các vector đáp ứng mảng $\mathbf{a}(\phi_{\bar{d}}) \in \mathbb{C}^M$; $\mathbf{s}(t) \in \mathbb{C}^D$ và $\mathbf{n}(t) \in \mathbb{C}^M$ lần lượt là vector tín hiệu nguồn và vector tạp âm, vector tín hiệu thu thập $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{C}^M$ được biểu diễn bởi:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1.3)$$

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

$$\mathbf{a}(\phi_{\bar{d}}) = \begin{bmatrix} \exp\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\bar{x}_1 \cos \phi_{\bar{d}} + \bar{y}_1 \sin \phi_{\bar{d}})\} \\ \vdots \\ \exp\{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\bar{x}_M \cos \phi_{\bar{d}} + \bar{y}_M \sin \phi_{\bar{d}})\} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

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

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_x &= \mathbf{R}_x = \mathcal{E}\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} \\ &= \mathbf{A}\mathcal{E}\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\}\mathbf{A}^H + \mathcal{E}\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_n \end{aligned} \quad (1.5)$$

với $\mathcal{E}\{\cdot\}$ 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: $\mathbf{R}_x = \sum_{m=1}^M \lambda_m \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H$ với λ_m và \mathbf{e}_m ($m = 1, \dots, M$) 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 ($\lambda_1 > \dots > \lambda_M$) thì có thể định nghĩa $\mathbf{E}_s \triangleq [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_D]$ và $\mathbf{E}_n \triangleq [\mathbf{e}_{D+1}, \dots, \mathbf{e}_M]$ 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.

Với K mẫu thu thập, ma trận tương quan tín hiệu được ước lượng bởi: $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)$. Khai triển riêng ma trận ta có: $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{E}}_{\mathbf{s}}\hat{\mathbf{\Lambda}}_{\mathbf{s}}\hat{\mathbf{E}}_{\mathbf{s}}^H + \hat{\mathbf{E}}_{\mathbf{n}}\hat{\mathbf{\Lambda}}_{\mathbf{n}}\hat{\mathbf{E}}_{\mathbf{n}}^H$, với $\hat{\mathbf{E}}_{\mathbf{s}} \triangleq [\hat{\mathbf{e}}_1, \dots, \hat{\mathbf{e}}_D]$, $\hat{\mathbf{E}}_{\mathbf{n}} \triangleq [\hat{\mathbf{e}}_{D+1}, \dots, \hat{\mathbf{e}}_M]$, $\hat{\mathbf{\Lambda}}_{\mathbf{s}} \triangleq \text{diag}\{\hat{\lambda}_1, \dots, \hat{\lambda}_D\}$, và $\hat{\mathbf{\Lambda}}_{\mathbf{n}} \triangleq \text{diag}\{\hat{\lambda}_{D+1}, \dots, \hat{\lambda}_M\}$, trong đó $\hat{\lambda}_m$ và $\hat{\mathbf{e}}_m$ ($m = 1, \dots, M$) 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 MUSIC được tính bởi: $P_{\text{MUSIC}}(\phi) = [\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{a}(\phi)]/[\mathbf{a}^H(\phi)\hat{\mathbf{E}}_{\mathbf{n}}\hat{\mathbf{E}}_{\mathbf{n}}^H\mathbf{a}(\phi)]$.

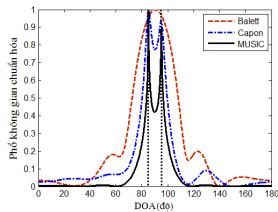
1.4.3 Thuật toán ML

Nguyên tắc hoạt động của phương pháp ML là tìm mô hình dữ liệu giống nhất với dữ liệu thu thập dựa trên hàm tối ưu hóa nhiều chiều: $\max_{\theta} L_{\mathbf{x}}(\theta)$, trong đó: $L_{\mathbf{x}}(\theta) = -\{\ln \det[\mathbf{C}_{\mathbf{x}}(\theta)] + \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K [\mathbf{x}^H(k) - \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}^H(\theta)]\mathbf{C}_{\mathbf{x}}^{-1}(\theta)[\mathbf{x}(k) - \boldsymbol{\mu}_{\mathbf{x}}(\theta)]\}$.

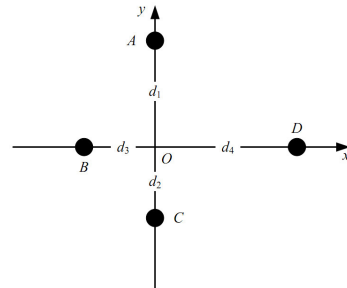
1.4.4 Nhận xét

Đối với các thuật toán có độ phức tạp tính toán vừa phải, Balett, Capon, và MUSIC là các thuật toán thường được đánh giá về nhiều mặt trong các công trình nghiên cứu. Tuy nhiên, luận án quan tâm đến hai nội dung quan trọng: (i) khả năng phân giải và (ii) khả năng làm việc trong môi trường đa đường. Khả năng phân giải của ba phương pháp trong trường hợp mảng ULA được biểu diễn trên hình 1.6 với thuật toán MUSIC có độ phân giải tốt nhất nhưng trong môi trường đa đường, hiệu năng của phương pháp này sẽ giảm do thuật toán ước lượng được tính dựa trên khai triển riêng ma trận tương quan $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}}$.

1.5 Anten không tâm pha tổng quát và thuật toán MUSIC



Hình 1.6: Phổ không gian chuẩn hóa của thuật toán Balett, Capon, và MUSIC trong trường hợp 2 nguồn đến 85° và 90° , $SNR = 20dB$, mảng ULA với $M = 6$, $K = 100$.



Hình 1.7: Anten không tâm pha tổng quát.

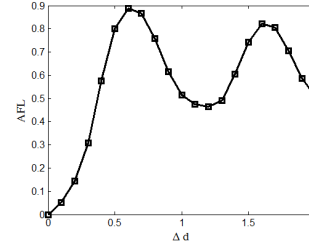
Sơ đồ của anten không tâm pha tổng quát được biểu diễn trên hình 1.7 với

2.4 Asym-AWPC

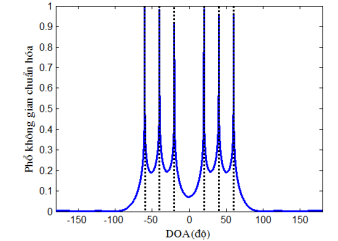
Khác với SymII-AWPC-UCA, Asym-AWPC là cấu trúc gồm 4 dipole được đề xuất với $d_1 \neq d_2$, hoặc $d_3 \neq d_4$ nhằm giải quyết vấn đề phụ thuộc tuyến tính loại $\pi/2$ và loại π của vector đáp ứng mảng trong AWPC. Asym-AWPC được khảo sát khi kết hợp thêm điều kiện ràng buộc để giảm thiểu ảnh hưởng của ghép tương hỗ giữa các phần tử anten đồng thời kích thước anten được giữ tối thiểu. Điều kiện ràng buộc này dẫn tới $(d_1, d_2, d_3, d_4) = (\lambda/4, \lambda/4, \sqrt{3}\lambda/4, (\sqrt{3}/4 + \Delta d)\lambda)$ 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

Hình 2.6 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. Phổ MUSIC ứng với cấu hình Asym-AWPC ($\Delta d = 0,6$) của 6 nguồn tín hiệu không tương quan tại $(-60^\circ, -40^\circ, -20^\circ, 20^\circ, 40^\circ, 60^\circ)$ có các đỉnh phổ gần như bằng phẳng (hình 2.7).



Hình 2.6: Biểu diễn AFL theo Δd .

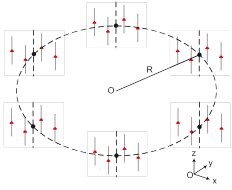


Hình 2.7: Phổ MUSIC chuẩn hóa.

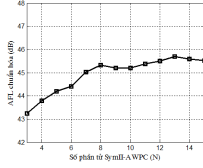
2.4.2 Kết quả mô phỏng

2.4.3 Tính vô hướng của mảng

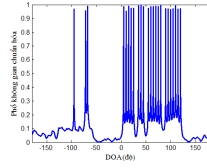
Tính vô hướng của Asym-AWPC phụ thuộc vào độ bất đối xứng Δd được khảo sát dựa trên hai thước đo: *Average-CRB*: $\bar{c}(\Delta d) = \frac{1}{L} \sum_{\phi} \text{CRLB}(\phi, \Delta d)$ và *Margin-CRB*: $\epsilon_c(\Delta d) = \max \text{CRLB}(\phi, \Delta d) - \min \text{CRLB}(\phi, \Delta d)$, với L là số lượng góc khảo sát. Xét $\Delta d = (0; 2]$, $K = 1000$, $SNR=20dB$, giá trị $\Delta d = 0,6$ được xác định để Asym-AWPC có tính chất của mảng vô hướng, sai số ước lượng trung bình, và kích thước của mảng nhỏ gọn.



Hình 2.3: Cấu trúc SymII-AWPC-UCA 6 phần tử.



Hình 2.4: AFL chuẩn hóa của mảng SymII-AWPC-UCA theo số phần tử anten SymII-AWPC (N).



Hình 2.5: Phổ MUSIC của mảng SymII-AWPC-UCA 3 phần tử ước lượng 24 nguồn tín hiệu.

SymII-AWPC-UCA được cho bởi $\mathbf{a}(\phi_i) = [\mathbf{a}_1(\phi_i), \mathbf{a}_2(\phi_i), \dots, \mathbf{a}_M(\phi_i)]^T$ với

$$\mathbf{a}_m(\phi_i) = G(\phi_i + (m-1)\Delta\phi) \times \begin{bmatrix} e^{j\{\Phi(\phi_i + (m-1)\Delta\phi)\}} \\ e^{j\{\Phi(\phi_i + (m-1)\Delta\phi) + \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\phi_i - \frac{2\pi}{N})\}} \\ \dots \\ e^{j\{\Phi(\phi_i + (m-1)\Delta\phi) + \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\phi_i - \frac{2\pi(N-1)}{N})\}} \end{bmatrix}^T, \quad m = 1, \dots, M \quad (2.1)$$

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

Công thức AFL chuẩn hóa thể hiện quan hệ giữa mức độ phụ thuộc tuyến tính loại π vào số phần tử anten trong mảng SymII-AWPC-UCA được biểu diễn bởi: $\bar{\eta}(N) = \frac{\eta(N)}{\eta(1)}$, trong đó $\eta(N) \triangleq \min_{\phi_1, \phi_2} \gamma(\phi_1, \phi_2; N)$ với $|\phi_1 - \phi_2| > 90^\circ$. 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 $\eta \rightarrow 1$. Hình 2.4 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.

2.3.2 Kết quả mô phỏng

Một ví dụ về ước lượng không gian tín hiệu gồm 24 nguồn sử dụng mảng SymII-AWPC-UCA 3 phần tử (12 dipole) được biểu diễn trên hình 2.5. Phổ MUSIC này thể hiện rằng mảng SymII-AWPC-UCA 3 phần tử không có hiện tượng phụ thuộc tuyến tính của vector đáp ứng mảng đồng thời ước lượng chính xác với số nguồn tín hiệu lớn gấp đôi số phần tử anten vật lý.

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 ; $AC \perp BD$. Anten có giản đồ biên độ $G(\phi) = \sqrt{\Re^2\{\beta(\phi)\} + \Im^2\{\beta(\phi)\}}$ và giản đồ pha $\Phi(\phi) = \angle\beta(\phi)$ với $\beta(\phi)$ là hệ số mảng của anten. Trong trường hợp $\psi_1 = 0^\circ, \psi_2 = 180^\circ, \psi_3 = 90^\circ$, và $\psi_4 = 270^\circ$; đặt $\Delta d_1 = d_1 + d_2, \Delta d_2 = d_1 - d_2, \Delta d_3 = d_3 + d_4$, và $\Delta d_4 = d_3 - d_4$ thì

$$\Re\{\beta(\phi)\} = -2 \sin\left(\frac{k}{2}\Delta d_1 \sin\phi\right) \sin\left(\frac{k}{2}\Delta d_2 \sin\phi\right) - 2 \sin\left(\frac{k}{2}\Delta d_3 \cos\phi\right) \cos\left(\frac{k}{2}\Delta d_4 \cos\phi\right),$$

$$\Im\{\beta(\phi)\} = -2 \sin\left(\frac{k}{2}\Delta d_1 \sin\phi\right) \cos\left(\frac{k}{2}\Delta d_2 \sin\phi\right) - 2 \sin\left(\frac{k}{2}\Delta d_3 \cos\phi\right) \sin\left(\frac{k}{2}\Delta d_4 \cos\phi\right).$$

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. 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, góc quay anten được chọn cố định $\Delta\phi_m = \Delta\phi$. Khi đó, vector đáp ứng mảng trở thành:

$$\mathbf{a}(\phi) = \begin{bmatrix} G(\phi) \exp\{j\Phi(\phi)\} \\ G(\phi + \Delta\phi) \exp\{j\Phi(\phi + \Delta\phi)\} \\ \dots \\ G(\phi + (M-1)\Delta\phi) \exp\{j\Phi(\phi + (M-1)\Delta\phi)\} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

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 vector 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.

Chương 2

Khắc phục vấn đề lặp lại phổ không gian của hệ tìm phương sử dụng anten AWPC

2.1 Giới thiệu

Chương này thực hiện việc khắc phục hạn chế đầu tiên của hệ tìm phương AWPC-MUSIC, 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 lên 360° . Ba cấu trúc được nghiên cứu và đề xuất là: Sym-AWPC, SymII-AWPC-UCA, và Asym-AWPC. 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).

2.2 Sym-AWPC

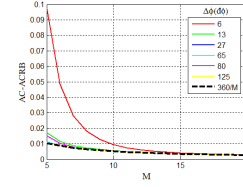
Sym-AWPC là cấu trúc anten không tâm pha đối xứng (bao gồm cả New-AWPC). Cấu trúc Sym-AWPC có $d_1 = d_2 = \frac{d_{AC}}{2}$ và $d_3 = d_4 = \frac{d_{BD}}{2}$. Vector đáp ứng mảng của Sym-AWPC có dạng như phương trình (1.6) với

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

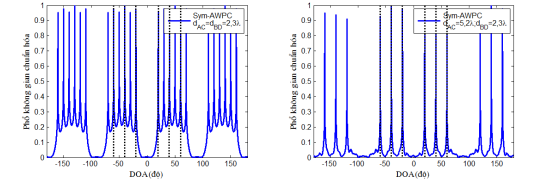
$$\Phi(\phi) = \angle -\sin \left(\frac{k}{2} d_{AC} \cos \phi \right), -\sin \left(\frac{k}{2} d_{BD} \sin \phi \right).$$

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

Góc quay anten $\Delta\phi$ được chọn dựa trên việc tính trung bình CRLB theo góc đến, theo mỗi cấu hình anten xét đến và được gọi là AC-ACRB. Với L là số cặp (d_{AC}, d_{BD}) và $ACRB = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [\mathbf{J}_{\phi\phi}]^{-1} d\phi$, AC-ACRB được tính bởi: $AC - ACRB = \frac{1}{L} \sum_{(d_{AC}, d_{BD})} ACRB$. Mối quan hệ giữa AC-ACRB và M được biểu diễn cụ thể hơn trên hình 2.1. Với $K = 1$, SNR=20dB, $0, 2\lambda \leq d_{AC}, d_{BD} \leq 10\lambda$, kết quả chỉ ra rằng: (i) $\Delta\phi = 360^\circ/M$ sẽ cho AC-ACRB thấp nhất trong tất cả các trường hợp; (ii) khi $M > 15$, AC-ACRB gần như giảm bão hòa nên giá trị cân đối giữa mức độ tính toán và độ chính xác ước lượng xung quanh $M = 15$.



Hình 2.1: AC-ACRB theo M .



(a) $d_{AC} = d_{BD}$ (b) $|d_{AC} - d_{BD}| > 0, 5\lambda$
Hình 2.2: Phổ MUSIC chuẩn hóa của anten Sym-AWPC.

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

Với Sym-AWPC, trong trường hợp $d_{AC} = d_{BD}$ được gọi là SymI-AWPC và $d_{AC} \neq d_{BD}$ được gọi là SymII-AWPC. Với cả SymI-AWPC và SymII-AWPC ta đều có $P_{MUSIC}(\phi \pm 180^\circ) = P_{MUSIC}(\phi)$ và được gọi là lỗi phụ thuộc tuyến tính π . Trong khi đó SymI-AWPC có thêm lỗi phụ thuộc tuyến tính $\pi/2$. Xét trong không gian 180° , mức độ không phụ thuộc tuyến tính $\pi/2$ của vector đáp ứng mảng được đánh giá thông qua công thức AFL: $\eta(d_{AC}, d_{BD}) \triangleq \min_{\phi_1, \phi_2} \gamma(\phi_1, \phi_2; d_{AC}, d_{BD})$ với $|\phi_1 - \phi_2| = 90^\circ$. AFL càng lớn, tính duy nhất của vector đáp ứng mảng càng được đảm bảo. Dựa vào công thức này luận án đã chứng minh: 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

Sym-AWPC được chọn có $M = 17$, $\Delta\phi = 360^\circ/M$, $(d_{AC}, d_{BD}) = (5, 2\lambda; 2, 3\lambda)$, ứng với $\min - ACF = 1$ và $ACRB \approx 4,9 * 10^{-9}$ trong trường hợp $K = 1000$, SNR=20dB. Phổ MUSIC chuẩn hóa được biểu diễn trên hình 2.2(a) và 2.2(b) tương ứng $d_{AC} = d_{BD}$ và $|d_{AC} - d_{BD}| > 0, 5\lambda$. Đường thẳng 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 $(-60^\circ, -40^\circ, -20^\circ, 20^\circ, 40^\circ, 60^\circ)$ với SNR bằng nhau và bằng 20dB.

2.3 SymII-AWPC-UCA

SymII-AWPC-UCA được đề xuất để mở rộng vùng hoạt động của hệ thống từ 180° lên 360° . Cấu trúc của SymII-AWPC-UCA được biểu diễn trên hình 2.3 với $N = 6$ phần tử SymII-AWPC (R là bán kính). Vector đáp ứng mảng của

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, DHQGHN*, tập 29 (3), tr. 40-50.
6. T. T. T. Quynh, T. Tran-Duc, N. Linh-Trung, P. 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. T. T. T. Quynh, T. Tran-Duc, N. Linh-Trung, P. 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.

