

# Hiệu năng của hệ thống tìm phương sử dụng anten không tâm pha bất đối xứng

Trần Thị Thúy Quỳnh<sup>1,\*</sup>, Trịnh Anh Vũ<sup>1</sup>, Trần Minh Tuấn<sup>2</sup>, Phan Anh<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Trường Đại học Công nghệ, ĐHQGHN, 144 Xuân Thủy, Cầu Giấy, Hà Nội, Việt Nam

<sup>2</sup>Viện Chiến lược Thông tin và Truyền thông, Bộ Thông tin và Truyền thông

Nhận ngày 01 tháng 3 năm 2013

Chỉnh sửa ngày 08 tháng 4 năm 2013; chấp nhận đăng ngày 07 tháng 5 năm 2013

**Tóm tắt.** Bài báo thực hiện việc đánh giá hiệu năng của hệ thống tìm phương sử dụng anten không tâm pha có cấu trúc bất đối xứng *Asym-AWPC* (Asymmetric - Antenna without Phase Center). Đây là cấu trúc anten có giản đồ pha là hàm phi tuyến đã được nhóm nghiên cứu đề xuất và tối ưu hóa về kích thước trong các công trình công bố gần đây. Khi kết hợp *Asym-AWPC* với thuật toán phân lớp nhiều tín hiệu MUSIC (Multiple Signal Classification), hệ thống tìm phương này có khả năng ước lượng cùng lúc nhiều nguồn tín hiệu với độ phân giải cao trong toàn bộ không gian  $360^\circ$  ngay cả khi số nguồn tín hiệu đến lớn hơn số phần tử anten. Hiệu năng của hệ thống được đánh giá thông qua lỗi ước lượng góc và được so sánh với hệ thống sử dụng cấu trúc mảng tròn cách đều UCA (Uniform Circular Array), là cấu trúc được sử dụng nhiều trong thực tế. Dựa trên các kết quả mô phỏng, có thể thấy rằng hệ thống đề xuất có hiệu năng tốt hơn nhiều hệ thống sử dụng UCA với cùng số phần tử anten, đặc biệt trong các trường hợp tỷ số công suất tín hiệu trên công suất tạp âm SNR (Signal to Noise Ratio) thấp, khoảng cách giữa các góc của các nguồn tín hiệu đến nhỏ (độ phân giải cao), cũng như số mẫu tín hiệu thu thập tại mỗi phần tử anten ít.

**Từ khóa:** Hướng sóng đến DOA (Direction of Arrival), thuật toán phân lớp nhiều tín hiệu MUSIC (Multiple Signal Classification), anten không tâm pha bất đối xứng *Asym-AWPC* (Asymmetric - Antenna without Phase Center), mảng tròn cách đều UCA (Uniform Circular Array).

## 1. Giới thiệu

Từ những thập kỷ trước, ước lượng hướng sóng đến luôn là chủ đề được nhiều người quan tâm với các ứng dụng trong quân sự và dân sự, bao gồm: hệ thống giám sát, hệ thống tìm và bám mục tiêu, các hệ thống tự động phát hiện và tránh xung đột, hệ anten thông minh,...[1]

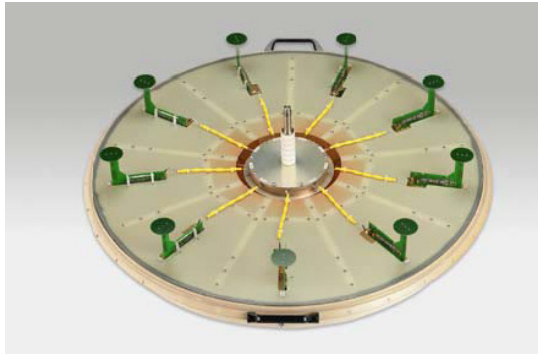
Trong những năm gần đây, các kỹ thuật liên quan đến các hệ ước lượng này vẫn luôn được phát triển với các giải pháp ngày càng tân tiến nhờ vào sự phát triển vượt bậc của kỹ thuật anten, các thuật toán xử lý tín hiệu và các hệ thực thi thời gian thực [2].

Bài báo đề cập đến hiệu năng của một hệ thống tìm phương sử dụng kết hợp cấu trúc anten không tâm pha bất đối xứng *Asym-AWPC* (Asymmetric-Antenna without Phase Center) với thuật toán phân lớp nhiều tín hiệu

\* Tác giả liên hệ. ĐT: 84-983057705.  
E-mail: quynhthtt@vnu.edu.vn

MUSIC (Multiple Signal Classification) nhằm ước lượng cùng lúc hướng sóng đến của nhiều nguồn tín hiệu với độ phân giải cao.

Hệ thống tìm phương được đề xuất có cải tiến hơn hẳn hệ tìm phương sử dụng phương pháp giao thoa tương quan dùng dàn anten tròn cách đều UCA (Uniform Circular Array), là phương pháp hiện nay được sử dụng nhiều nhất trong các hệ thống thực tế [3] ở chỗ: hệ anten chỉ gồm 4 phần tử, có khả năng ước lượng được đồng thời nhiều nguồn tín hiệu đến, ngay cả trong trường hợp số nguồn tín hiệu nhiều hơn số phần tử anten.



Hình 1. Dàn anten UCA của hãng Rohde & Schwarz.

Bài báo được trình bày như sau: Phần một giới thiệu về hệ tìm phương được sử dụng phổ biến trên thị trường với cấu trúc mảng tròn cách đều UCA. Phần hai trình bày về cấu trúc anten không tâm pha bất đối xứng Asym-AWPC. Phần ba giới thiệu về thuật toán MUSIC. Phần bốn thực hiện việc so sánh hiệu năng của hệ tìm phương sử dụng cấu trúc đề xuất so với hệ tìm phương trong phần một. Và cuối cùng là phần năm đưa ra một số kết luận về các kết quả chính mà bài báo đã đạt được.

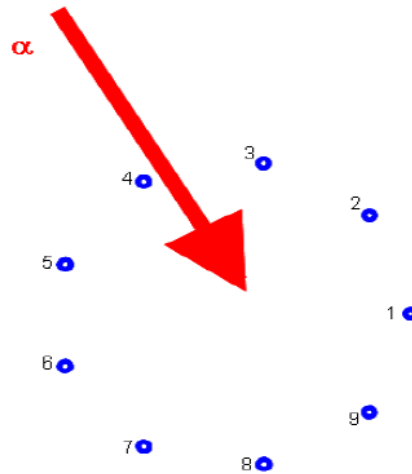
## 2. Hệ tìm phương sử dụng phương pháp giao thoa tương quan dùng dàn anten UCA

Hệ tìm phương được giới thiệu trong phần này là của hãng Rohde & Schwarz, là hãng cung cấp các thiết bị có độ tin cậy cao của Đức [3].

Hệ thống bao gồm một số phần tử anten đơn giản (thường là các dipole) được sắp xếp theo hình tròn cách đều nhau. Hình 1 biểu diễn một dàn anten UCA tiêu biểu với 9 phần tử anten.

Hệ tìm phương loại này có độ chính xác rất cao, thường nhỏ hơn  $1^\circ$ . Nguyên tắc hoạt động của hệ như sau:

Xét một dàn anten gồm 9 phần tử như mô hình trên hình 2 với phần tử số 1 là phần tử tham chiếu. Giả sử hướng sóng đến là  $\alpha$ , hệ thống tính hướng sóng đến theo các bước sau:

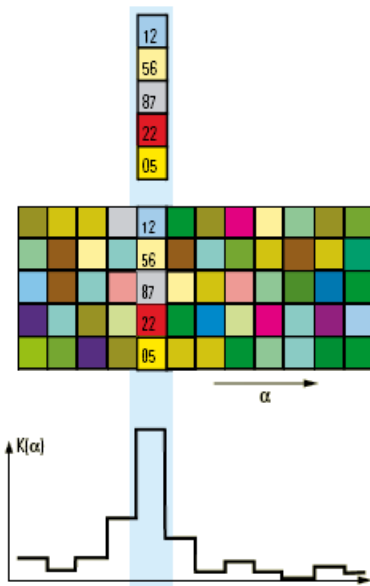


Hình 2. Mô hình dàn anten UCA 9 phần tử.

**Bước 1:** Đo sự khác pha của tín hiệu thực tế thu được tại mỗi phần tử anten so với phần tử anten tham chiếu (phần tử số 1), các giá trị này được gọi là *sự khác pha đo được*.

**Bước 2:** Tính sự khác pha của tín hiệu giả thiết biết trước góc đến tại mỗi phần tử anten so với phần tử anten tham chiếu, các giá trị này được gọi là *sự khác pha tham chiếu* (góc giả thiết được lấy lần lượt từ  $0^{\circ}$  đến  $360^{\circ}$  với độ phân giải  $1^{\circ}$ ).

**Bước 3:** Tính mối tương quan giữa sự khác pha đo được và sự khác pha tham chiếu như trên hình 3. Khi hai đại lượng này tương quan với nhau sẽ xuất hiện đỉnh phổ không gian hay hướng sóng đến cần xác định của nguồn tín hiệu.



Hình 3. Biểu diễn tương quan giữa sự khác pha đo được của tín hiệu và sự khác pha tham chiếu.

Mặc dù có độ phân giải khá cao nhưng phương pháp này chỉ có thể áp dụng cho trường hợp một nguồn tín hiệu đến.

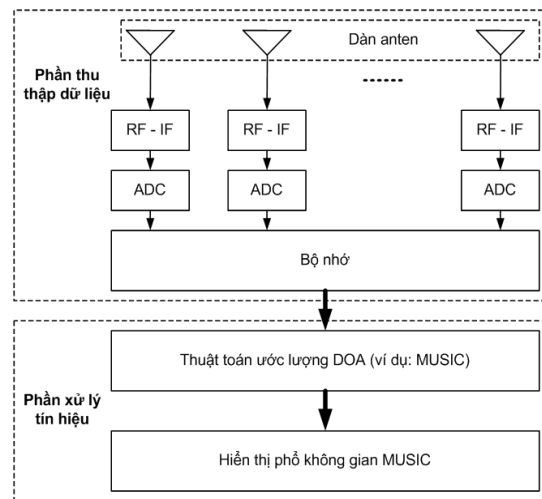
### 3. Hệ tìm phương sử dụng thuật toán MUSIC dùng dàn anten Asym-AWPC

Khác với phương pháp trong phần 2, thuật toán phân lớp nhiều tín hiệu MUSIC là một

thuật toán nổi tiếng, thuộc một trong các phương pháp không gian con. Đặc tính nổi bật của phương pháp này là độ phân giải cao, có khả năng áp dụng cho bất kỳ cấu trúc anten nào, đặc biệt là khả năng ước lượng cùng lúc nhiều nguồn tín hiệu đến [4]. Thuật toán này được đề xuất vào năm 1986 bởi R. O. Schmidt [5].

#### 3.1. Hệ tìm phương tổng quát

Hình 4 biểu diễn một hệ tìm phương tổng quát bao gồm hai phần: phần thu thập dữ liệu và phần xử lý tín hiệu. Phần thu thập dữ liệu thường gồm một tập các phần tử anten có đặc tính và cách bố trí trong không gian tùy ý, thường là các anten vô hướng và được đặt cách đều (được ký hiệu bởi  $\nabla$ ), bộ biến đổi từ cao tần xuống trung tần RF-IF (Radio Frequency - Intermediate Frequency), bộ biến đổi từ tương tự sang số ADC (Analog to Digital Converter) và bộ nhớ. Phần xử lý tín hiệu gồm khối ước lượng DOA (thực hiện các thuật toán mà cụ thể ở đây là thuật toán MUSIC) và khối hiển thị kết quả.



Hình 4. Hệ tìm phương tổng quát.

### 3.2. Thuật toán MUSIC

Giả thiết rằng tất cả các nguồn tín hiệu đến và dàn anten đều nằm trong cùng một mặt phẳng. Xét  $D$  nguồn tín hiệu  $s_i(t)$  với  $i = 1, \dots, D$  đến mảng anten gồm  $M$  phần tử. Các nguồn tín hiệu được giả thiết là không tương quan, băng hẹp, có phân bố Gauss trung bình bằng 0. Khi đó, tín hiệu thu được tại phần tử anten thứ  $m$  được biểu diễn bởi:

$$x_m(t) = \sum_{i=1}^D s_i(t) G_m(\theta_i) \exp\{j[\Phi_m(\theta_i) + \Psi_m(\theta_i)]\} + n_m(t) \quad (1)$$

với  $m = 1, \dots, M$  là chỉ số của các phần tử anten,  $G_m(\theta)$  và  $\Phi_m(\theta)$  tương ứng là giản đồ biên độ và giản đồ pha của phần tử thứ  $m$ ;  $\Psi_m(\theta)$  là độ dịch pha do sự khác biệt về vị trí giữa phần tử thứ  $m$  và gốc tọa độ,  $\theta_i$  là góc tới (góc phương vị) của nguồn thứ  $i$ , và  $n_m(t)$  là nhiễu Gauss trắng, trung bình bằng 0, phương sai  $\sigma^2$ , và độc lập với các nguồn tín hiệu đến.

Dữ liệu thu bởi dàn anten được biểu diễn dưới dạng ma trận như sau:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

với  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_D(t)]^T$  là vector nguồn tín hiệu,  $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), \dots, x_M(t)]^T$  là vector lối ra của các phần tử anten,  $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), \dots, n_M(t)]^T$  là vector nhiễu, và  $\mathbf{A}(\theta)$  là ma trận vector lái, được định nghĩa như sau:

$$\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_D)] \quad (3)$$

với  $\mathbf{a}(\theta_i)$  là vector lái tương ứng với nguồn thứ  $i$

$$\mathbf{a}(\theta_i) = \begin{bmatrix} G_1(\theta_i) \exp\{j[\Phi_1(\theta_i) + \Psi_1(\theta_i)]\} \\ G_2(\theta_i) \exp\{j[\Phi_2(\theta_i) + \Psi_2(\theta_i)]\} \\ \vdots \\ G_M(\theta_i) \exp\{j[\Phi_M(\theta_i) + \Psi_M(\theta_i)]\} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Để lấy được thông tin về không gian (hướng sóng đến của các nguồn tín hiệu), một cách tự nhiên, thuật toán MUSIC thực hiện việc xét hàm tương quan chéo giữa các phần tử anten được đặt tại các vị trí khác nhau trong không gian [6].

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \mathbf{E}\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{E}\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\}\mathbf{A}^H + \mathbf{E}\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \end{aligned} \quad (5)$$

với  $\mathbf{E}\{\cdot\}$  được ký hiệu là kỳ vọng thống kê,  $\mathbf{E}\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\} = \mathbf{P}$  là ma trận hiệp phương sai của nguồn và  $\mathbf{E}\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} = \sigma^2\mathbf{I}$  là ma trận hiệp phương sai của nhiễu.

Theo phụ lục trang 1375 của tài liệu [1], chúng ta có thể chia  $\mathbf{R}$  trong (5) thành hai không gian con trực giao gồm: không gian con tín hiệu và không gian con nhiễu như sau:

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{U}_n^H \quad (6)$$

với  $\mathbf{U}_s = [\phi_1 : \phi_2 : \dots : \phi_D]$  là ma trận  $M \times D$  chứa các vector riêng của nguồn tín hiệu,  $\mathbf{\Lambda}_s = \text{diag}[\lambda_1 + \sigma^2, \lambda_2 + \sigma^2, \dots, \lambda_D + \sigma^2]$  là ma trận đường chéo,  $\mathbf{U}_n = [\phi_{D+1} : \phi_{D+2} : \dots : \phi_M]$  là ma trận  $M \times (M - D)$  chứa các vector riêng của nhiễu, và  $\mathbf{\Lambda}_n = \sigma^2 \mathbf{I}_{(M-D)}$  với

$$\phi_i^H \phi_j = 0, \quad i = D+1, \dots, M, \quad j = 1, \dots, D \quad (7)$$

Giả thiết rằng  $\mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{A}^H$  có hạng đầy đủ (đủ hạng), điều này xảy ra chỉ khi  $\mathbf{P}$  là đủ hạng và các vector lái là độc lập tuyến tính. Từ (5), (6), và (7), suy ra các vector lái trong  $\mathbf{U}_n$  là trực giao với  $\mathbf{A}$ , chúng ta có

$$\mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\theta) = 0, \quad \theta \in \{\theta_1, \dots, \theta_D\} \quad (8)$$

Do đó, các hướng sóng đến được ước lượng từ việc tìm các vector lái thỏa mãn (8).

Tuy nhiên, trong thực tế, thuật toán ước lượng hướng sóng đến được thực hiện trên các mẫu dữ liệu thu thập, vì vậy các đại lượng tính toán được thêm ký hiệu  $\hat{\cdot}$ , và được tổng kết với các bước cơ bản sau:

**Bước 1:** Tính ma trận hiệp phương sai không gian dựa trên các mẫu thu thập theo thời gian

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \quad (9)$$

với  $k=1, \dots, K$  và  $K$  là số mẫu thu thập tại mỗi phần tử anten.

**Bước 2:** Khai triển riêng  $\hat{\mathbf{R}}$

$$\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{U}} \hat{\mathbf{\Lambda}} \hat{\mathbf{U}}^H \quad (10)$$

với  $\hat{\mathbf{U}}$  là các vectơ riêng và

$\hat{\mathbf{\Lambda}} = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M]$  là ma trận đường chéo với các giá trị riêng thực được sắp xếp như sau  $\{\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M > 0\}$  trong đó  $\{\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_D > \sigma^2\}$  và  $\{\lambda_{D+1} = \dots = \lambda_M = \sigma^2\}$ .

**Bước 3:** Giả thiết rằng  $\hat{\mathbf{R}}$  là đủ hạng, dựa trên  $M - D$  các giá trị riêng bằng nhau và bằng  $\sigma^2$  trong  $\hat{\mathbf{\Lambda}}$ , xác định  $D$  nguồn tín hiệu đến và các vectơ riêng của nhiễu  $\hat{\mathbf{U}}_n$  (tương ứng với  $M - D$  các giá trị riêng bằng  $\sigma^2$ ).

**Bước 4:** Biểu diễn phổ không gian của thuật toán MUSIC

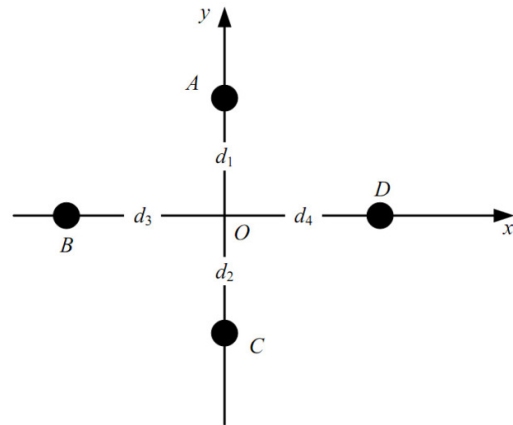
$$P_M(\theta) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{U}}_n^H \hat{\mathbf{U}}_n \mathbf{a}(\theta)} \quad (11)$$

### 3.3. Dàn anten không tâm pha bất đối xứng

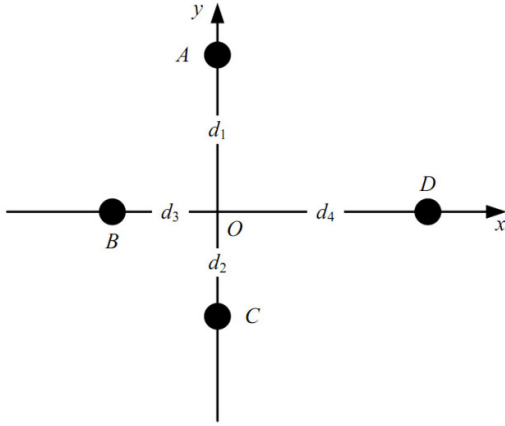
Dàn anten không tâm pha có cấu trúc đối xứng lần đầu tiên được giới thiệu bởi Phan

Anh vào năm 1986 [7] với giản đồ pha là hàm phụ thuộc tuyến tính theo góc và được ứng dụng trong trường hợp ước lượng hướng của một nguồn tín hiệu đến. Cấu trúc anten này cũng được đề xuất sử dụng với thuật toán MUSIC trong trường hợp ước lượng đồng thời hướng của nhiều nguồn tín hiệu [8] nhưng chưa thành công. Một số công trình khác của tác giả được công bố vào năm 2010 [9] và năm 2012 [10] cũng như trong luận án tiến sĩ của Trần Cao Quyền năm 2012 đã giới thiệu về một vài phiên bản cải tiến của anten không tâm pha đối xứng nhằm khắc phục lỗi này và đã đạt được những thành công nhất định. Tuy nhiên, các cấu trúc này chưa giải quyết được hoàn toàn vấn đề xuất hiện các đỉnh “ma” trong phổ không gian MUSIC, được gọi là vấn đề “mập mờ”. Một lần nữa, trong công bố năm 2012 gần đây nhất của nhóm tác giả [11], vấn đề “mập mờ” đã được giải quyết triệt để bằng đề xuất về một cấu trúc anten không tâm pha bất đối xứng Asym-AWPC.

Cấu trúc anten Asym-AWPC được mô tả trên hình 5(b) với bốn chân tử  $A, B, C$  và  $D$ . Cấu trúc là bất đối xứng theo nghĩa  $d_1 \neq d_2$  và/hoặc  $d_3 \neq d_4$ .



(a) Đối xứng:  $d_1 = d_2, d_3 = d_4$



b) Bất đối xứng:  $d_1 \neq d_2$  và/hoặc  $d_3 \neq d_4$ .

Hình 5. Các cấu trúc AWPC.

Theo lý thuyết Anten, trong trường hợp tổng quát, điện trường tổng cộng của các phần tử Anten trong dàn được diễn đạt bởi:

$$E(\theta) = -\frac{jk}{4\pi} \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} |I_0| \beta(\theta) \quad (12)$$

$$\Re\{\beta(\theta)\} = -2 \sin\left[\frac{k}{2}(d_1 + d_2)\sin\theta\right] \sin\left[\frac{k}{2}(d_1 - d_2)\sin\theta\right] - 2 \sin\left[\frac{k}{2}(d_3 + d_4)\cos\theta\right] \cos\left[\frac{k}{2}(d_3 - d_4)\cos\theta\right] \quad (16)$$

$$\Im\{\beta(\theta)\} = -2 \sin\left[\frac{k}{2}(d_1 + d_2)\sin\theta\right] \cos\left[\frac{k}{2}(d_1 - d_2)\sin\theta\right] - 2 \sin\left[\frac{k}{2}(d_3 + d_4)\cos\theta\right] \sin\left[\frac{k}{2}(d_3 - d_4)\cos\theta\right] \quad (17)$$

Khi đó, vector lái trong hệ tìm phương sử dụng Anten Asym-AWPC được tính bởi:

$$\mathbf{a}(\theta_i) = \begin{bmatrix} G_1(\theta_i) \exp\{j[\Phi_1(\theta_i)]\} \\ G_2(\theta_i + \Delta\theta) \exp\{j[\Phi_2(\theta_i + \Delta\theta)]\} \\ \vdots \\ G_M(\theta_i + (M-1)\Delta\theta) \exp\{j[\Phi_M(\theta_i + (M-1)\Delta\theta)]\} \end{bmatrix} \quad (18)$$

với  $m = 0, \dots, M-1$  là chỉ số của các bước quay Anten và  $\Delta\theta$  là góc quay Anten.

với  $\theta$  là hướng truyền sóng,  $k$  là hệ số sóng,  $R_0$  là khoảng cách giữa dàn Anten với nguồn sóng đến,  $|I_0|$  là biên độ dòng điện của mỗi phần tử Anten, và  $\beta(\theta)$  là hệ số của dàn Anten.

Trong trường hợp Anten không tâm pha bất đối xứng,  $\beta(\theta)$  được tính bởi:

$$\beta(\theta) = e^{j\psi_1} e^{-jkd_1 \sin\theta} + e^{j\psi_2} e^{jkd_2 \sin\theta} + e^{j\psi_3} e^{jkd_3 \cos\theta} + e^{j\psi_4} e^{-jkd_4 \cos\theta} \quad (13)$$

với  $\psi_1 = 0^\circ, \psi_2 = 180^\circ, \psi_3 = 90^\circ, \psi_4 = 270^\circ$  là pha dòng điện của các phần tử A, C, B, và D tương ứng.

Với các điều kiện trên, giản đồ biên độ  $G(\theta)$ , và giản đồ pha  $\Phi(\theta)$  của Anten không tâm pha bất đối xứng được cho bởi:

$$G(\theta) = \sqrt{\Re^2\{\beta(\theta)\} + \Im^2\{\beta(\theta)\}} \quad (14)$$

$$\Phi(\theta) = \angle\beta(\theta) \quad (15)$$

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

Ta có thể thấy rằng nếu  $d_1 \neq d_2$  và/hoặc  $d_3 \neq d_4$  thì

$$G\left(\theta \pm \frac{\pi}{2}\right) \neq G(\theta) \quad (19)$$

$$G(\theta \pm \pi) \neq G(\theta) \quad (20)$$

và khi đó

$$\mathbf{a}^H\left(\theta \pm \frac{\pi}{2}\right)\mathbf{a}\left(\theta \pm \frac{\pi}{2}\right) \neq \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta) \quad (21)$$

$$\mathbf{a}^H(\theta \pm \pi)\mathbf{a}(\theta \pm \pi) \neq \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta) \quad (22)$$

“Mập mờ” thực chất là hiện tượng các vectơ lái ứng với các góc khác nhau có biên độ bằng nhau, điều này dẫn đến việc xuất hiện các đỉnh “ma” không mong muốn trong phổ không gian MUSIC. Từ định nghĩa này và các phương trình (21) (22) ta thấy rằng anten không tâm pha bất đối xứng đã loại bỏ hoàn toàn vấn đề “mập mờ” trong phổ không gian. Điều này sẽ được minh họa rõ hơn qua các mô phỏng ở phần sau.

Hơn nữa, trong [10] cấu trúc anten không tâm pha bất đối xứng cũng đã được tối ưu hóa để có kích thước tối thiểu với kết quả ( $d_1 = d_2 = \lambda/4, d_3 = \sqrt{3}\lambda/4, d_4 = \sqrt{3}\lambda/4 + 0,6\lambda$ ).

#### 4. Hiệu năng của hệ thống tìm phương sử dụng anten không tâm pha bất đối xứng

Thông thường, để đánh giá hiệu năng của một hệ thống tìm phương người ta sử dụng công cụ tính lỗi căn trung bình bình phương RMSE (Root Mean Square Error) như công thức (23), đồng thời so sánh với hiệu năng của một hệ thống khác trong cùng một điều kiện so sánh.

$$\mathbf{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{D} \sum_{i=1}^D (\theta_i - \hat{\theta}_i)^2} \quad (23)$$

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

Trong bài báo này, hiệu năng của hệ thống tìm phương sử dụng anten không tâm pha bất đối xứng sẽ được so sánh với dàn UCA 4 phần tử trong các trường hợp sau:

**Số nguồn tín hiệu cần ước lượng lớn hơn số phần tử anten** ( $D=6, M=4$ ): Phân tích khả năng ước lượng hướng sóng đến trong toàn bộ không gian  $360^\circ$  dựa trên phổ MUSIC.

**Số nguồn tín hiệu đến nhỏ hơn số phần tử anten** ( $D=2, M=4$ ): Phân tích hiệu năng của hệ thống dưới dạng lỗi góc ước lượng phụ thuộc vào tỷ số SNR, độ phân giải góc, và số lần lấy mẫu tín hiệu tại lối vào của mỗi phần tử anten.

##### 4.1. Điều kiện mô phỏng

*Anten UCA:*

♦ Hình dạng: Các phần tử anten được sắp xếp 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 trực tiếp với bộ RF-IF.

*Anten Asym-AWPC:*

♦ Hình dạng: Các phần tử anten được sắp xếp như trên hình 5(b) 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 3.3 và được cộng với nhau. Sau đó lỗi ra bộ cộng được nối với bộ RF-IF. Như vậy, 4 phần tử anten vô hướng này tương đương với một phần tử anten có giản đồ biên độ và pha nhất định như công thức (14) và (15).

- ♦ Số lần quay giản đồ bức xạ của hệ anten: 17 (giá trị được tối ưu hóa trong [10]).

- ♦ Các bước quay giản đồ bức xạ của hệ anten:  $\frac{2\pi}{17}$  (giá trị được tối ưu hóa trong [10]).

*Nguồn tín hiệu đến:*

- ♦ Số nguồn: 6 trong trường hợp số nguồn tín hiệu lớn hơn số phần tử anten, và 2 trong trường hợp số nguồn tín hiệu nhỏ hơn số phần tử anten.

- ♦ SNR của mỗi nguồn: 20dB.

- ♦ Góc phương vị đến:  $[-120 -80 -10 0 40 55]^\circ$  trong trường hợp số nguồn tín hiệu lớn hơn số phần tử anten, và  $[-10 40]^\circ$  trong trường hợp số nguồn tín hiệu nhỏ hơn số phần tử anten.

- ♦ Số mẫu tín hiệu thu thập tại mỗi phần tử anten: 1000.

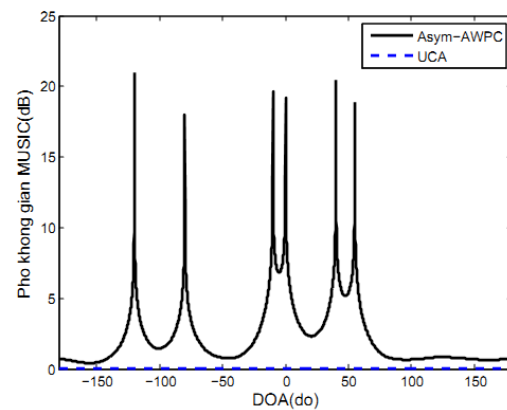
#### 4.2. Kết quả mô phỏng

Hình 6, 7, 8 và 9 lần lượt biểu diễn hiệu năng của hệ thống ước lượng hướng sóng đến trong từng trường hợp cụ thể như dưới đây với các đường liền nét (hoặc đánh dấu o) biểu diễn hiệu năng của hệ thống sử dụng anten Asym-AWPC và đường đứt nét (hoặc đánh dấu +) biểu diễn hiệu năng của hệ anten UCA 4 phần tử.

##### *Phổ không gian MUSIC*

Phổ không gian MUSIC của hệ thống ước lượng hướng sóng đến sử dụng dàn anten Asym-AWPC và dàn anten UCA 4 phần tử được biểu diễn trên hình 6. Như vậy, cùng trong điều kiện chỉ có 4 phần tử anten vô hướng,

anten không tâm pha bất đối xứng có thể ước lượng chính xác 6 nguồn tín hiệu đến nằm phân bố trong khoảng  $[-180; 180]^\circ$ , trong khi đó dàn UCA thì không thể. Điều này là do đối với anten Asym-AWPC, hạng của ma trận hiệp phương sai 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 anten UCA, giá trị này chỉ là 4. Theo thuật toán MUSIC trong phần 3.2, UCA 4 phần tử chắc chắn không thể ước lượng được góc đến của các nguồn tín hiệu khi số nguồn tín hiệu đến  $D=6 > M=4$  như biểu diễn bởi đường đứt nét UCA (chương trình mô phỏng không thực hiện được phép chia cho số 0 nên tác giả thay thế bằng giá trị 0.5 để có thể quan sát được kết quả).

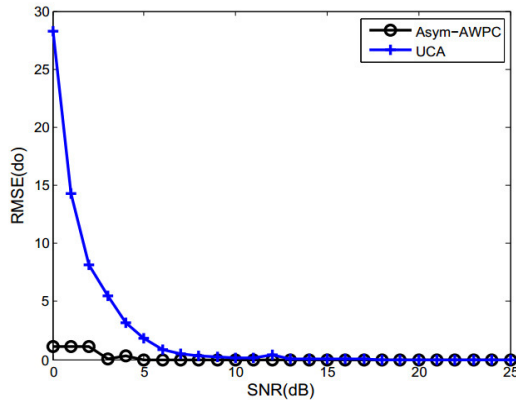


Hình 6. Phổ không gian MUSIC của hệ ước lượng DOA dùng Asym-AWPC và UCA 4 phần tử.

##### *Hiệu năng của hệ thống*

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

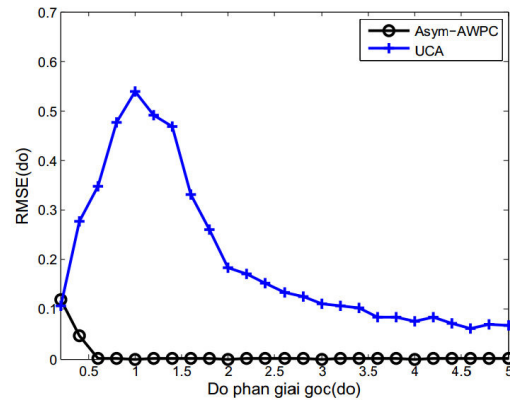




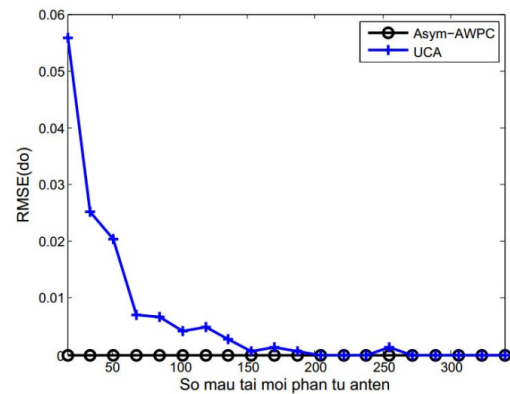
Hình 7. Hiệu năng của hệ thống theo tỷ số tín hiệu trên tạp âm SNR.

♦ *Theo SNR*: Hình 7 biểu diễn hiệu năng của hai hệ thống theo 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 Asym-AWPC tỏ ra vượt trội hơn hẳn hệ thống UCA.

♦ *Theo độ phân giải góc*: Độ phân giải góc được xem xét dưới dạng khoảng cách góc giữa hai nguồn tín hiệu đến mà hệ thống còn có thể ước lượng được chính xác. Độ phân giải góc càng cao thì khoảng cách góc này càng nhỏ. Hình 8 biểu diễn hiệu năng của cả hai hệ thống theo độ phân giải góc của hai nguồn tín hiệu đến. Với hệ thống sử dụng anten Asym-AWPC, vẫn có thể ước lượng chính xác góc sóng đến ngay cả khi khoảng cách giữa hai góc chỉ là  $0,5^{\circ}$ . Trong khi đó, với hệ thống UCA 4 phần tử, khi các góc cách nhau  $5^{\circ}$ , 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.



Hình 8. Hiệu năng của hệ thống theo độ phân giải góc.



Hình 9. Hiệu năng của hệ thống theo số mẫu tín hiệu thu thập tại mỗi phần tử anten.

♦ *Theo số mẫu tín hiệu thu thập tại mỗi phần tử anten*: Theo lý thuyết, hiệu năng của hệ 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 9, hệ thống sử dụng anten Asym-AWPC có thể ước lượng đúng ngay cả khi số mẫu tín hiệu thu thập là khá nhỏ trong khi hệ thống UCA 4 phần tử cần nhiều hơn ít nhất 10 lần. Như vậy hệ thống dùng Asym-AWPC sẽ giúp giảm thời gian thu thập dữ liệu so với hệ dùng UCA 4 phần tử.

## 5. Kết luận

Trong bài báo này, dựa trên phương pháp mô phỏng, chúng tôi đã thực hiện việc so sánh hiệu năng của hệ thống tìm phương sử dụng anten không tâm pha bất đối xứng Asym-AWPC với hệ thống dùng dàn anten tròn cách đều UCA 4 phần tử. Qua các kết quả mô phỏng, chúng ta thấy rằng, ưu điểm nổi bật của hệ tìm phương sử dụng anten Asym-AWPC đó là có khả năng ước lượng được nhiều nguồn tín hiệu cùng lúc một cách “không mập mờ” ngay cả trong trường hợp số phần tử anten ít hơn số nguồn tín hiệu đến. Với cùng số phần tử anten, hệ sử dụng Asym-AWPC có hiệu năng tốt hơn nhiều hệ dùng UCA 4 phần tử, đặc biệt trong điều kiện SNR thấp, khoảng cách giữa các góc của các nguồn tín hiệu đến nhỏ, cũng như số mẫu tín hiệu thu thập tại mỗi phần tử anten ít. Mặc dù có hiệu năng tốt hơn hẳn UCA, Asym-AWPC cũng phải trả giá về độ phức tạp tính toán do việc phải tính các khai triển riêng đối với ma trận vuông kích thước  $17 \times 17$  thay vì  $4 \times 4$  trong hệ sử dụng UCA. Tuy nhiên, ngày nay, với sự phát triển vượt bậc của thuật toán cũng như phần cứng thực thi, vấn đề độ phức tạp tính toán trong hệ tìm phương sử dụng anten Asym-AWPC có thể giải quyết hoàn toàn.

## Lời cảm ơn

Công trình này được tài trợ một phần từ đề tài khoa học công nghệ cấp Đại học Quốc gia Hà Nội (mã số QG.12.48)

## Tài liệu tham khảo

- [1] Harry L. Van Trees, *Optimum Array Processing*, Wiley-Interscience, 2002.
- [2] Constantine A. Balanis, Panayiotis I. Ioannides, *Introduction to Smart Antennas*, Morgan & Claypool, 2007.
- [3] Paul Denisowski, *A Comparison of Radio Direction Finding Technologies*, Rohde&Schwarz.
- [4] Richard Roy, Thomas Kailath, “ESPRIT - Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol.37, no.7, Jul. 1989.
- [5] R. O. Schmidt, “Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. ASSP-34, no. 2, pp. 276-280, Mar. 1986.
- [6] Hamid Krim and Mats Viberg, “Two Decades of Array Signal Processing Research,” *IEEE Signal Processing Magazine*, Jul. 1996.
- [7] Phan Anh, *Antennas without Phase Centers and their Applications in Radio Engineering*, Series: Monograph, no.23, Wroclaw, Poland, 1986, ISSN 0324-9328.
- [8] Phan Anh and Q. Tran Cao, “DOA Determination by Using An Antenna System Without Phase Center and MUSIC Algorithm,” *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, Washington DC, USA, pp.134-137, Jul. 2005.
- [9] T. T. T. Quỳnh, P. P. Hung, P. T. Hong, T. M. Tuan and P. Anh, “Direction-of-Arrival Estimation using Special Phase Pattern Antenna Elements in Uniform Circular Array,” in *Proc. of the International Conference on Computational Intelligence and Vehicular System (CIVS2010)*, Cheju, Korea, Sep. 2010, pp.138-141.
- [10] T. T. T. Quỳnh, N. Linh Trung, P. Anh and K. Abed-Meraim, “On optimization of antennas without phase center for DOA estimation,” in *Proc. of the International Conference on Communications and Electronics (ICCE 2012)*, Hue, Vietnam, Aug. 2012, pp. 421-425.
- [11] T. T. T. Quỳnh, N. Linh Trung, P. Anh and K. Abed-Meraim, “A Compact AWPC Antenna for DOA Estimation,” in *Proc. of the International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2012)*, Gold Coast, Australia, Oct. 2012, pp. 1133-1137.

## Performance of the Asymmetric-AWPC DOA Estimation System

Trần Thị Thúy Quỳnh<sup>1</sup>, Trịnh Anh Vũ<sup>1</sup>, Trần Minh Tuấn<sup>2</sup>, Phan Anh<sup>1</sup>

<sup>1</sup>*VNU University of Engineering and Technology, 144 Xuân Thủy, Cầu Giấy, Hanoi, Vietnam*

<sup>2</sup>*National Institute of Information and Communications Strategy,  
Ministry of Information and Communications*

**Abstract:** Recently, an Asymmetric-Antenna without Phase Center (Asym-AWPC) with non-linear phase pattern has been optimized in such a way that it is free-ambiguity, compact and isotropic. Applying Multiple Signal Classification (MUSIC) algorithm to this antenna structure leads to a multiple source, super-resolution DOA estimation system, even though the number of sensors is less than that of sources. This paper focuses on analyzing performance of the proposed system and comparing to a commercial well-known Uniform Circular Array (UCA) system. The simulation results show that the Asym-AWPC system is much better than UCA system, especially in the following cases: low Signal to Noise Ratio, super-resolution, and small snapshot number.

*Keywords:* DOA (Direction of Arrival), MUSIC (Multiple Signal Classification), Asym-AWPC (Asymmetric - Antenna without Phase Center), UCA (Uniform Circular Array).