

# KẾT HỢP THUẬT TOÁN MUSIC VÀ LMS TRÊN MẢNG MICROPHONE DẠNG CHỮ NHẬT PHỤC VỤ TRONG PHÒNG HỌP

## COMBINING MUSIC AND LMS ALGORITHMS ON THE RECTANGULAR MICROPHONE ARRAY FOR MEETING ROOMS

Nguyễn Thị Hòa<sup>1</sup>, Phạm Xuân Thành<sup>1</sup>,  
Nguyễn Văn Tùng<sup>1</sup>, Đoàn Văn Sáng<sup>2</sup>, Hoàng Mạnh Kha<sup>1,\*</sup>

DOI: <http://doi.org/10.57001/huih5804.2024.314>

### TÓM TẮT

Nghiên cứu này đề xuất mô hình microphone định hướng có cấu trúc mảng chữ nhật đồng nhất (Uniform Rectangular Array - URA) phục vụ trong phòng họp. Hoạt động của microphone dựa trên việc kết hợp thuật toán phân loại tín hiệu đa đường (Multiple Signal Classification - MUSIC) và thuật toán quân phương trung bình tối thiểu (Least Mean Squares - LMS), có thể theo dõi và điều khiển búp sóng theo hướng tín hiệu mong muốn, từ đó giảm công suất tiêu thụ, tiết kiệm năng lượng cho microphone. Qua mô phỏng đối với ba tín hiệu trong dải tần từ 1,3 kHz tới 1,4kHz, kết quả nhận được phù hợp với yêu cầu đề xuất. Khi so sánh hiệu suất đối với các thuật toán điều khiển búp sóng truyền thống (Conventional Beamforming - CB), đáp ứng không méo phương sai cực tiểu (Minimum Variance Distortionless Response - MVDR), MUSIC đạt tỷ số đỉnh trên trung bình (Peak-to-Average Power Ratio - PAPR) 50dB tại tỷ số tín hiệu trên nhiễu (Signal-to-Noise Ratio - SNR) 36dB trong khi MVDR và CB lần lượt là 36dB và 10dB. Trước bão hòa, lỗi trung bình căn quân phương (Root Mean Square Error - RMSE) của MUSIC là 1,3° tại SNR = 0dB thấp nhất so với MVDR 1,9° và CB 5,1°. Sau bão hòa, MVDR chạm tới mức lỗi của MUSIC trong khi CB vẫn trên 5°. Thuật toán LMS tuy có thời gian hội tụ chậm hơn thuật toán quân phương tối thiểu đệ quy (Recursive Least Squares - RLS) khoảng 0,06s, nhưng sau đó không có sự chênh lệch về biên độ tín hiệu.

**Từ khóa:** Mảng chữ nhật đồng nhất, ước lượng góc tới tín hiệu, thuật toán phân loại nhiễu tín hiệu, kỹ thuật điều khiển búp sóng thích nghi, thuật toán quân phương trung bình tối thiểu.

### ABSTRACT

This study presents a beamforming microphone that utilizes a uniform rectangular array (URA) structure specifically designed for meeting rooms. The microphone operates by combining the multiple signal classification (MUSIC) algorithm and the least mean squares (LMS) algorithm to effectively track and direct the beam towards the desired signal direction. This results in reduced power consumption and energy savings for the microphone. The results achieved through simulation for three signals within the frequency range of 1.3kHz to 1.4kHz satisfy the specified criteria. When comparing the performance of MUSIC with the conventional beamforming (CB) algorithm and minimum variance distortionless response (MVDR) algorithm, the MUSIC algorithm achieved a peak-to-average power ratio (PAPR) of 50dB at a signal-to-noise ratio (SNR) of 36dB. In contrast, the MVDR and the CB achieved PAPRs of 36dB and 10dB, respectively. Prior to reaching saturation, the root mean square error (RMSE) of the MUSIC algorithm was 1.3° at the SNR of 0dB, which was the smallest compared to the MVDR algorithm at 1.9° and the CB algorithm at 5.1°. Following the point of saturation, the MVDR algorithm achieved the same level of error as the MUSIC algorithm. However, the CB algorithm remained higher than 5 degrees. Despite the LMS algorithm's slower convergence time of approximately 0.06s in comparison to the Recursive Least Squares (RLS) algorithm, there is no difference in error thereafter.

**Keywords:** Uniform rectangular array, DOA estimation, multiple signal classification algorithm, adaptive beamforming technique, least mean squares algorithm.

<sup>1</sup>Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

<sup>2</sup>Học viện Hải quân

\*Email: khahoang@hauai.edu.vn

Ngày nhận bài: 18/4/2024

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 08/6/2024

Ngày chấp nhận đăng: 27/9/2024

**KÝ HIỆU**

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
PAPR	dB	Tỷ số đỉnh trên trung bình
RMSE	°	Lỗi trung bình căn quân phương
SNR	dB	Tỷ số tín hiệu trên nhiễu
$\lambda_D$	m	Bước sóng tín hiệu
c	m/s	Tốc độ lan truyền âm thanh trong không khí
d	m	Khoảng cách giữa các phần tử trong mảng

**CHỮ VIẾT TẮT**

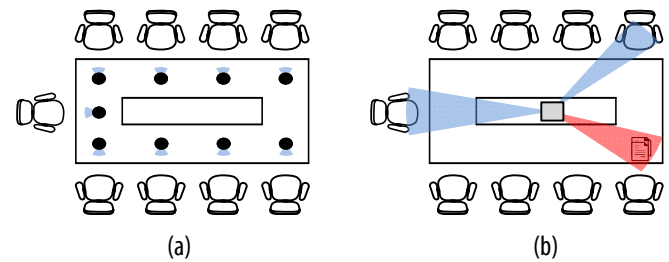
AB	Adaptive Beamforming	Điều khiển búp sóng thích nghi
CB	Conventional Beamforming	Điều khiển búp sóng truyền thống
DOA	Direction Of Arrival	Hướng sóng tới
LMS	Effective Number of Bits	Quân phương trung bình tối thiểu
MUSIC	Multiple Signal Classification	Phân loại tín hiệu đa đường
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response	Đáp ứng không méo phương sai cực tiểu
PPAR	Peak to Average Power Ratio	Tỷ số đỉnh trên trung bình
RLS	Recurisve Least Squares	Quân phương tối thiểu đệ quy
RMSE	Root Mean Square Error	Lỗi trung bình căn quân phương
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên nhiễu
UCA	Uniform Circular Array	Mảng đồngd nhất hình tròn
ULA	Uniform Linear Array	Mảng tuyến tính đồng nhất
URA	Uniform Rectangular Array	Mảng chữ nhật đồng nhất

**1. GIỚI THIỆU**

Mô hình phòng họp thông minh đang là xu hướng nghiên cứu tại Việt Nam cũng như trên thế giới, trong đó nâng cao chất lượng âm thanh là một trong những vấn đề quan trọng nhất [1-4]. Hầu hết các mô hình phòng họp truyền thống hiện nay, mỗi vị trí ngồi được trang bị một microphone cá nhân (hình 1(a)). Phòng họp thường có

kích thước rộng, song, quy mô một cuộc họp không phải lúc nào cũng đáp ứng với số microphone này.

Để giảm tối đa số lượng microphone cần sử dụng, nhóm nghiên cứu đề xuất sử dụng một microphone định hướng duy nhất, thay thế các microphone cũ, nhưng công năng sử dụng cao hơn. Microphone được lắp âm trên trần nhà, đặt chính giữa không gian họp, làm cho không gian phòng họp đơn giản, thẩm mỹ, chất lượng cuộc họp được nâng cao (hình 1(b)). Microphone có cấu trúc URA, hoạt động dựa trên sự kết hợp hai kỹ thuật: ước lượng góc tới tín hiệu (DOA Estimation - DOAs) và điều khiển búp sóng thích nghi (Adaptive Beamforming - AB). Kỹ thuật AB sẽ theo dõi và điều khiển búp sóng chính theo nguồn âm thanh mục tiêu, đặt điểm “không” (null) vào các âm thanh không mong muốn (tiếng lật giấy, tiếng va đập,...) dựa trên kết quả xác định góc tới của kỹ thuật DOAs, từ đó loại bỏ sự tác động của chúng, tập trung thu và khuếch đại âm thanh mục tiêu qua loa.



Hình 1. Mô hình (a) phòng họp truyền thống, (b) phòng họp với microphone để xuất

Sự kết hợp giữa kỹ thuật DOAs và AB thường xuyên được sử dụng trong các công nghệ truyền thông, chủ yếu trên mảng tuyến tính (Uniform Linear Array - ULA) và mảng tròn (Uniform Circular Array - UCA) [5-9]. Được nghiên cứu từ cấu trúc ULA, URA thích hợp với mô hình đề xuất hơn vì nó cung cấp phổ đáp ứng hai chiều thay vì một như ULA và UCA, từ đó đem lại độ chính xác từ cả mặt phẳng phương vị và mặt phẳng ngang [10-13]. Một số thuật toán DOAs sử dụng phổ biến hiện nay như: thuật toán MUSIC, CB, MVDR. Với cùng điều kiện đầu vào, thuật toán MUSIC luôn có độ rộng búp sóng chính nhỏ nhất, tỷ số đỉnh trên trung bình (PAPR) cao hơn so với các thuật toán còn lại [14-17]. Đối với kỹ thuật AB, thuật toán LMS và RLS là hai thuật toán lọc thích nghi được áp dụng rộng rãi. LMS sử dụng phương pháp giảm dần độ dốc ngẫu nhiên (Stochastic Gradient Descent) trong khi RLS sử dụng phương pháp quân phương tối thiểu (Least Square), điều này giúp cho tốc độ hội tụ của RLS nhanh hơn LMS [18-22]. Tuy vậy, LMS ít phức tạp hơn RLS do không yêu cầu ma trận tương quan đảo của tín hiệu và vẫn đưa ra kết quả chính xác.

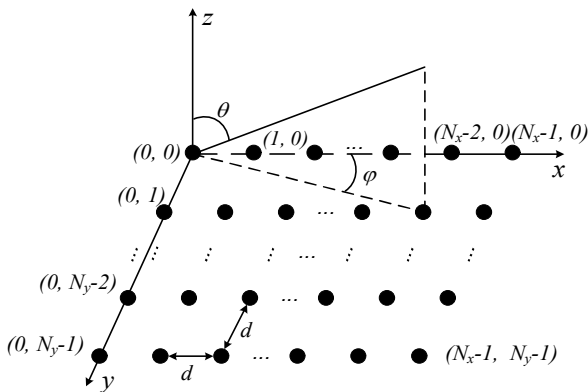
Mục tiêu của nghiên cứu này là cung cấp thông số mô phỏng cơ bản để phát triển ra mô hình microphone định hướng được áp dụng tại phòng họp trong các công ty, doanh nghiệp. Cũng từ đó, có thể phát triển hai thuật toán được áp dụng trong đề xuất để nâng cao hiệu suất của thuật toán, sử dụng dụng trong nhiều lĩnh vực khác không riêng xử lý âm thanh.

Các phần tiếp theo của bài báo được sắp xếp như sau: Phần 2 tiến hành phân tích mô hình tín hiệu và cấu trúc URA, nguyên lý thuật toán MUSIC và thuật toán LMS; phần 3 là kết quả mô phỏng của mô hình đề xuất, sau đó so sánh độ chính xác thuật toán MUSIC với các thuật toán MVDR, CB; thuật toán LMS với thuật toán RLS; kết luận được trình bày trong phần 4.

**2. CƠ SỞ LÝ THUYẾT**

**2.1. Mô hình tín hiệu và cấu trúc URA**

Hình 2 biểu diễn cấu trúc hình học của anten URA trên hệ trục tọa độ Descartes, bao gồm  $N = N_x \times N_y$  phần tử cách đều và đẳng hướng. Cấu trúc trên cho phép URA hoạt động trong không gian ba chiều. Mỗi phần tử anten cách đều nhau khoảng cách  $d$  bằng một nửa bước sóng rộng nhất  $\lambda_{max}$  của tín hiệu thu được.



Hình 2. Cấu trúc hình học anten URA

Trên thực tế, để tiết kiệm chi phí, các nhà nghiên cứu tích cực tính toán, đo đạc, giảm kích thước của mảng anten mà vẫn giữ được hiệu suất cho phép. Tổng số lượng phần tử phải lớn hơn số lượng tín hiệu tới  $D$ , tín hiệu tới là các tín hiệu dải hẹp đến từ các cặp góc  $[\varphi_1, \theta_1], [\varphi_2, \theta_2], \dots, [\varphi_D, \theta_D]$ . Hệ số lan truyền  $k_D = 2\pi/\lambda_D$  với  $\lambda_D$  là bước sóng tín hiệu  $\lambda_D = c/f_D$ ,  $c$  là tốc độ lan truyền âm thanh trong không khí  $c = 340m/s$  và tần số trung tâm  $f_D$ .

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\varphi, \theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \tag{1}$$

Công thức (1) biểu diễn tổng tín hiệu anten thu được tại thời điểm  $t$  với  $\mathbf{s}(t)$  và  $\mathbf{A}(\varphi, \theta)$  lần lượt là biên độ và ma trận vector lái của tín hiệu.  $\mathbf{n}(t)$  là nhiễu Gaussian trắng được thêm vào. Riêng với URA,  $\mathbf{A}(\varphi, \theta)$  còn được biểu diễn chi tiết như sau:

$$\mathbf{A}_x(\varphi, \theta) = [\mathbf{a}_x(\varphi_1, \theta_1), \mathbf{a}_x(\varphi_2, \theta_2), \dots, \mathbf{a}_x(\varphi_D, \theta_D)]$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{jk_1 d \sin(\theta_1) \cos(\varphi_1)} & e^{jk_2 d \sin(\theta_2) \cos(\varphi_2)} & \dots & e^{jk_D d \sin(\theta_D) \cos(\varphi_D)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(N_x-1)k_1 d \sin(\theta_1) \cos(\varphi_1)} & e^{j(N_x-1)k_2 d \sin(\theta_2) \cos(\varphi_2)} & \dots & e^{j(N_x-1)k_D d \sin(\theta_D) \cos(\varphi_D)} \end{bmatrix} \tag{2a}$$

$$\mathbf{A}_y(\varphi, \theta) = [\mathbf{a}_y(\varphi_1, \theta_1), \mathbf{a}_y(\varphi_2, \theta_2), \dots, \mathbf{a}_y(\varphi_D, \theta_D)]$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{jk_1 d \sin(\theta_1) \sin(\varphi_1)} & e^{jk_2 d \sin(\theta_2) \sin(\varphi_2)} & \dots & e^{jk_D d \sin(\theta_D) \sin(\varphi_D)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(N_y-1)k_1 d \sin(\theta_1) \sin(\varphi_1)} & e^{j(N_y-1)k_2 d \sin(\theta_2) \sin(\varphi_2)} & \dots & e^{j(N_y-1)k_D d \sin(\theta_D) \sin(\varphi_D)} \end{bmatrix} \tag{2b}$$

$$\mathbf{A}(\varphi, \theta) = \mathbf{A}_y(\varphi, \theta) \times \mathbf{A}_x(\varphi, \theta)^T \tag{3}$$

trong đó,  $\mathbf{A}_x(\varphi, \theta)$  là ma trận vector lái theo trục  $Ox$ ,  $\mathbf{A}_y(\varphi, \theta)$  là ma trận vector lái theo trục  $Oy$ . Từ công thức (3), chuyển tuần tự  $\mathbf{A}(\varphi, \theta)$  thành vector có kích thước của  $\mathbf{A}_x(\varphi, \theta)$  và  $\mathbf{A}_y(\varphi, \theta)$  ban đầu.

**2.2. Thuật toán MUSIC**

Thuật toán MUSIC dựa trên việc phân giải ma trận hiệp phương sai của tập tín hiệu anten thu mà không cần quét chùm tia trong không gian. Với  $\mathbf{X}$  là tập tín hiệu thu theo công thức (1), ma trận hiệp phương sai  $\mathbf{R}_x$  được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] \tag{4}$$

Viết lại  $\mathbf{R}_x$  từ công thức (1) và công thức (4):

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{A}E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]\mathbf{A}^H + E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \mathbf{R}_n \tag{5}$$

với  $\mathbf{R}_s = E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]$  và  $\mathbf{R}_n = E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H]$  lần lượt là ma trận hiệp phương sai của tín hiệu  $\mathbf{s}$  và nhiễu  $\mathbf{n}$ , ma trận  $\mathbf{A}^H$  là ma trận chuyển vị liên hợp hay ma trận Hermitian của ma trận  $\mathbf{A}$ . Ma trận nhiễu  $\mathbf{R}_n$  còn được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{R}_n = \sigma^2 \mathbf{I} \tag{6}$$

trong đó,  $\mathbf{I}$  là ma trận đơn vị và  $\sigma^2$  là phương sai của nhiễu. Tính toán ma trận  $\mathbf{R}_x$ , thu được  $N$  giá trị riêng nằm trên đường chéo chính của ma trận, với  $D$  giá trị riêng lớn tương đương giá trị riêng của tín hiệu,  $N - D$  giá trị riêng

rất nhỏ tương ứng giá trị riêng của nhiễu. Từ các giá trị riêng, chia ma trận thành hai không gian con: không gian tín hiệu và không gian nhiễu chứa lần lượt vector riêng của tín hiệu và vector riêng của nhiễu  $\mathbf{E}_n$ . Quét ma trận  $\mathbf{a}(\varphi, \theta)$  trực giao với  $\mathbf{E}_n$  trong khoảng  $[-90^\circ; 90^\circ]$  đối với góc phương vị,  $[0^\circ; 90^\circ]$  đối với góc ngẩng theo công thức (7) thu được các đỉnh tương ứng với góc tới của tín hiệu  $[\varphi_1, \theta_1], [\varphi_2, \theta_2], \dots, [\varphi_D, \theta_D]$ , tại những điểm còn lại xấp xỉ 0 do chứa nhiễu.

$$\mathbf{P}_{\text{MUSIC}}(\varphi, \theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\varphi, \theta) \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \mathbf{a}(\varphi, \theta)} \quad (7)$$

Hiệu suất của thuật toán MUSIC được thể hiện qua hai thông số: tỷ số đỉnh trên trung bình (PAPR) và lỗi trung bình căn quân phương (RMSE). Công thức tính hai thông số này được biểu diễn lần lượt theo công thức (8) và công thức (9) như sau:

$$\text{PAPR(dB)} = 10 \log_{10} \left( \frac{\sum_{i=1}^D \mathbf{P}_{\text{MUSIC}}(\varphi_i, \theta_i)}{\text{mean}(\mathbf{P}_{\text{MUSIC}})} \right) \quad (8)$$

$$\text{RMSE}(\circ) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^D (\varphi_i - \varphi_i')^2 + (\theta_i - \theta_i')^2}{2D}} \quad (9)$$

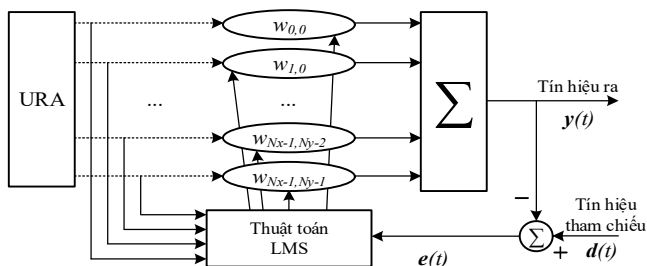
trong đó,  $\varphi_i, \theta_i$  lần lượt là góc phương vị và góc ngẩng ước lượng thứ  $i$  của thuật toán,  $\text{mean}(\mathbf{P}_{\text{MUSIC}})$  là giá trị trung bình bề mặt phổ đáp ứng của thuật toán MUSIC trên URA.

### 2.3. Thuật toán LMS

Hình 3 trình bày mô hình thực hiện kỹ thuật AB sử dụng thuật toán LMS. Viết lại công thức (1) dưới dạng sau:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\varphi_0, \theta_0) \mathbf{s}_0(t) + \sum_{i=1}^{D-1} \mathbf{A}(\varphi_i, \theta_i) \mathbf{s}_i(t) + \mathbf{n}(t) \quad (10)$$

trong đó,  $\mathbf{s}_0(t), \mathbf{A}(\varphi_0, \theta_0)$  lần lượt là biên độ và vector lái của tín hiệu được điều khiển;  $\mathbf{s}_i(t), \mathbf{A}(\varphi_i, \theta_i)$  là biên độ và vector lái của tín hiệu không mong muốn.



Hình 3. Kỹ thuật AB cho thuật toán LMS

Tín hiệu phản hồi được tính như sau:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (11)$$

với  $\mathbf{w}$  là trọng số thích nghi của bộ lọc. Coi  $\mathbf{d}(t) = \mathbf{s}_0(t)$  tại thời điểm  $t$ , lỗi  $\mathbf{e}(t)$  xuất hiện:

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{d}(t) - \mathbf{y}(t) = \mathbf{d}(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (12)$$

Lỗi  $\mathbf{e}(t)$  sử dụng để điều chỉnh các trọng số thích nghi của đến khi  $\mathbf{w}$  đạt giá trị tối ưu bằng phương pháp SGD, khi đó  $\mathbf{e}(t)$  được tối thiểu. Hàm cập nhật trọng số tại thời điểm  $t + 1$ :

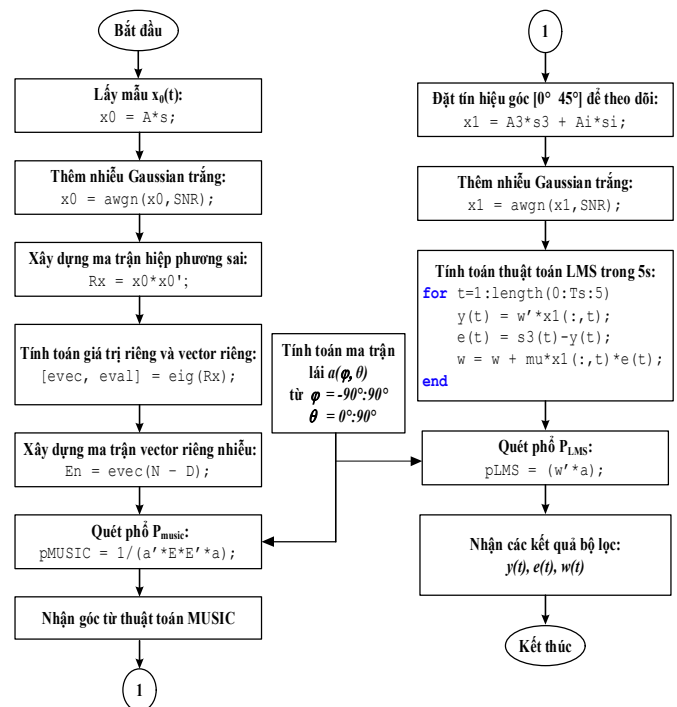
$$\mathbf{w}(t+1) = \mathbf{w}(t) + \mu \mathbf{x}(t) \mathbf{e}(t) \quad (13)$$

$\mu$  được gọi là tốc độ học hoặc hệ số thích nghi, đóng vai trò điều khiển tốc độ hội tụ và độ chính xác của hệ thống.  $\mu$  là một hằng số được chọn trong khoảng  $(0, 1/\alpha_{\max})$ , với  $\alpha_{\max}$  là giá trị riêng lớn nhất của ma trận  $\mathbf{R}_x$ . Thông thường,  $\mu$  được chọn  $\mu \ll 0,01$  phù hợp với nhiều ứng dụng khác nhau. Phổ búp sóng phản hồi của thuật toán LMS đối với URA được tính như sau:

$$\mathbf{P}_{\text{LMS}}(\varphi, \theta) = |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\varphi, \theta)| \quad (14)$$

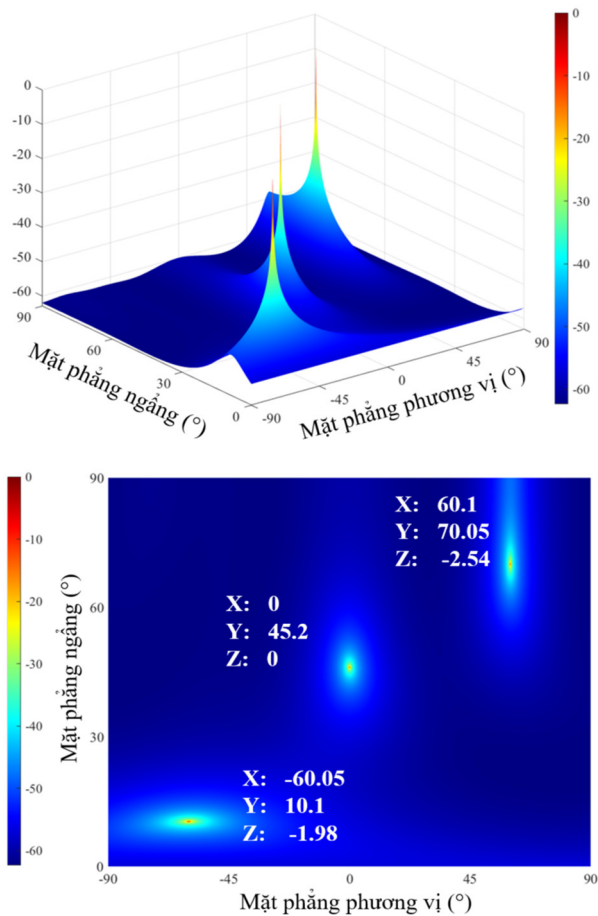
### 3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THẢO LUẬN

Tại lần mô phỏng đầu tiên, thiết lập microphone định hướng gồm 16 phần tử có kích thước  $4 \times 4$  cách đều nhau  $d = 0,12\text{m}$ . Tín hiệu phát bao gồm ba tín hiệu sin có dải tần số từ 1300Hz tới 1400Hz đến từ các góc  $A = [-60^\circ, 10^\circ]$ ,  $B = [60^\circ, 70^\circ]$  và  $C = [0^\circ, 45^\circ]$ . Vị trí trong ma trận từ trái sang lần lượt là góc phương vị và góc ngẩng của tín hiệu. Chọn  $\text{SNR} = 30\text{dB}$ , tần số lấy mẫu tiêu chuẩn  $F_s = 48\text{kHz}$ , tốc độ học  $\mu = 0,001$ .

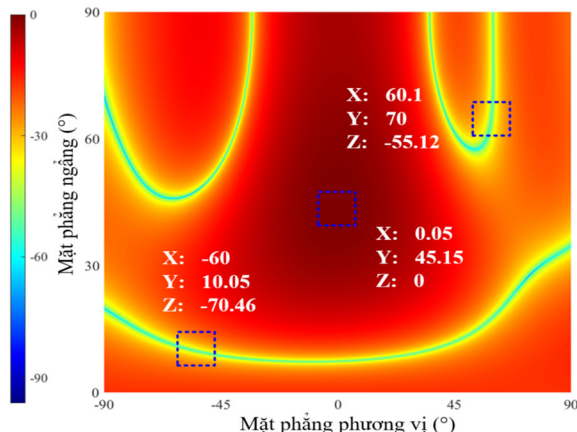
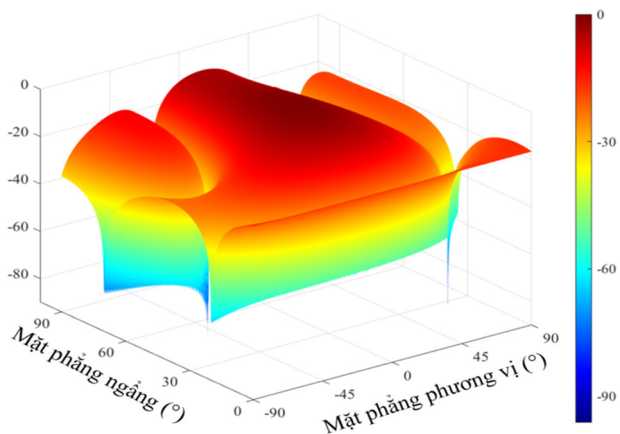


Hình 4. Sơ đồ thực hiện mô phỏng

Sơ đồ thực hiện mô phỏng được biểu diễn trên hình 4. Để bắt đầu, thực hiện lấy mẫu các tín hiệu để xây dựng ma trận hiệp phương sai theo công thức (4), sau đó tính toán giá trị riêng và vector riêng từ hàm  $\text{eig}(\mathbf{R}_x)$  trong Matlab. Xây dựng ma trận  $\mathbf{a}(\varphi, \theta)$  trực giao với ma trận nhiễu  $\mathbf{E}_n$  và quét theo Công thức (7). Từ phổ  $\mathbf{P}_{\text{MUSIC}}$  trên không gian ba chiều, xác định góc tới các tín hiệu để cung cấp cho thuật toán LMS. Điều chỉnh các trọng số thích nghi theo các công thức (11), (12) và (13) đối với tín hiệu được theo dõi.

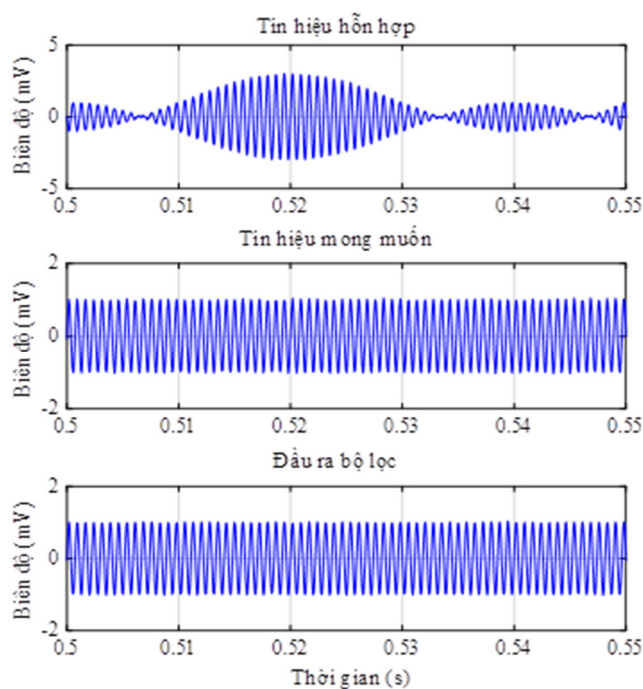


Hình 5. Phổ ước lượng góc tín hiệu



Hình 6. Phổ điều khiển búp sóng thích nghi

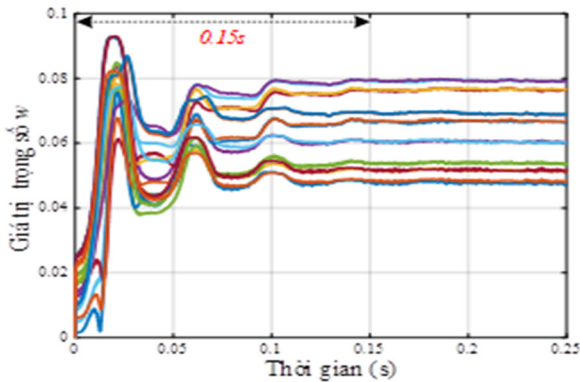
Phổ đáp ứng của thuật toán MUSIC trên mảng URA được thể hiện trên hình 5. Vùng phổ có tín hiệu bé, độ rộng búp sóng chính tại  $-3\text{dB}$  nhỏ, sai số lớn nhất của góc tới thấp hơn  $0,5^\circ$ . Kết quả này được chấp nhận để cung cấp cho kỹ thuật AB. Đặt hai tín hiệu góc A, B làm tín hiệu không mong muốn, đặt những điểm “không” vào hai góc này để theo dõi góc mong muốn C. Hình 6 biểu diễn phổ đáp ứng của thuật toán LMS đối với tín hiệu C. Có thể thấy, các rãnh “không” được đặt với độ sâu hơn  $-50\text{dB}$ , giữ độ rộng chủ yếu cho vùng điều khiển.



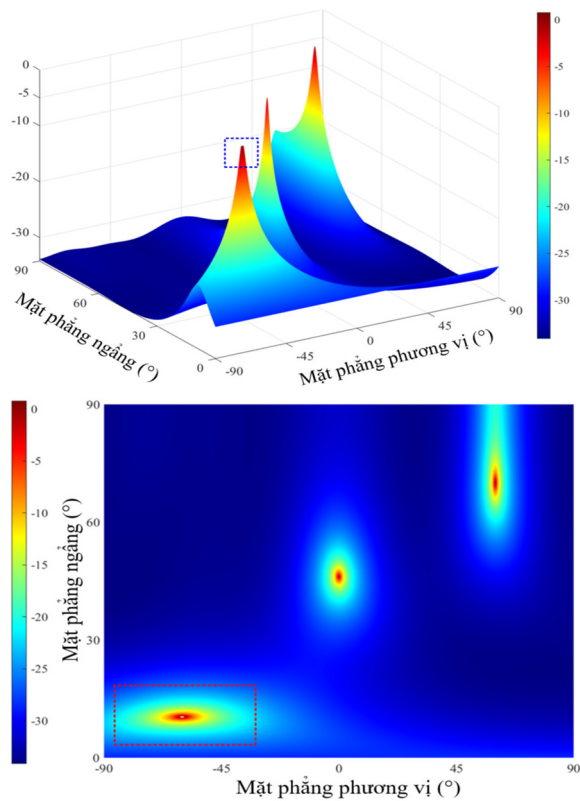
Hình 7. Tín hiệu hỗn hợp, tín hiệu mong muốn và đầu ra bộ lọc theo thời gian

Theo hình 5 và 6, đỉnh và độ cao của các phổ tín hiệu là “giả”, không thể hiện cho độ lớn thực tế của tín hiệu. Hình 7 mô tả độ lớn tổng ba tín hiệu  $\mathbf{x}(t)$ , tín hiệu mong muốn  $\mathbf{x}_0(t)$  và đầu ra thực tế của bộ lọc  $\mathbf{y}(t)$  từ  $0,5\text{s}$  tới

0,55s. Từ tín hiệu ban đầu được cộng hưởng và bù trừ tại các điểm thời gian, đầu ra của bộ lọc có biên độ và tần số giống với tín hiệu mong muốn, đáp ứng yêu cầu của đề xuất. Hình 8 hiển thị giá trị tuyệt đối của trọng số trên phần tử URA, thấy rằng các giá trị  $w$  hội tụ cùng lúc trong thời gian 0,15s. Chỉ có thể nhìn thấy tám đường thẳng phân biệt do chúng ngược pha và cùng độ lớn theo từng cặp. Kết thúc lần mô phỏng đầu tiên, cho ra các kết quả phù hợp với yêu cầu của mô hình đề xuất.



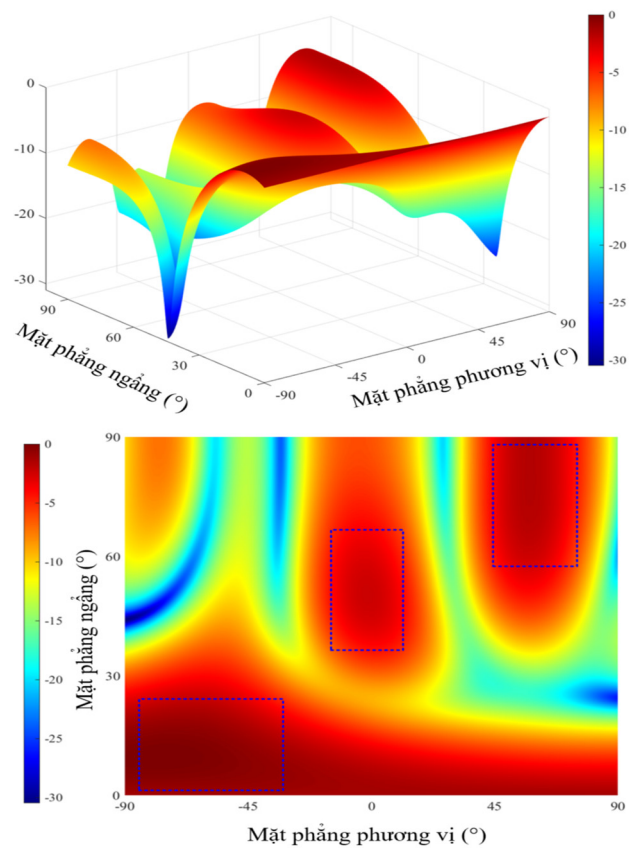
Hình 8. Giá trị cập nhật trọng số theo thời gian



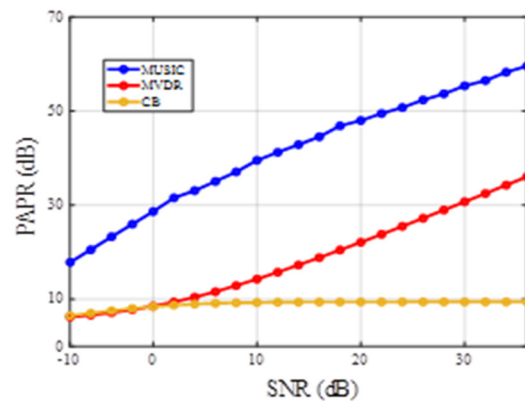
Hình 9. Phổ đáp ứng của thuật toán MVDR

Lần mô phỏng thứ hai, nhóm nghiên cứu trình bày kết quả hai thuật toán MVDR, CB và so sánh độ chính xác của ba thuật toán qua tỷ số PAPR và lỗi RMSE. Hình 9 và 10 lần lượt biểu diễn phổ đáp ứng của thuật toán MVDR và CB.

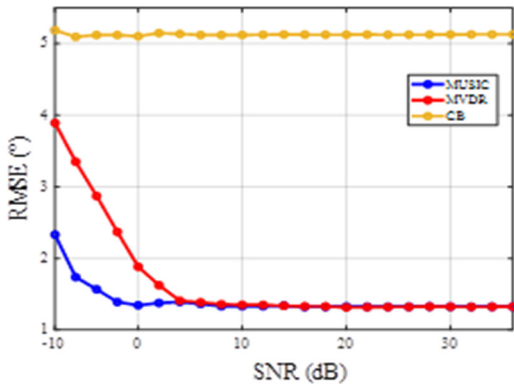
Dễ dàng nhận thấy, các vùng phổ của MVDR rộng hơn, độ sâu trung bình thấp hơn so với thuật toán MUSIC, đỉnh của các tín hiệu trải trong khoảng  $2^\circ$  tới  $3^\circ$ . Đặc biệt vùng tín hiệu A không phát hiện đỉnh tín hiệu mà có dạng mặt cắt. Đối với thuật toán CB, giống với các thuật toán điều khiển búp sóng khác, bằng mắt thường chỉ có thể xác định vùng tín hiệu với độ rộng phổ lớn và độ sâu trung bình thấp. Sau đó, lặp lại mô phỏng 500 lần để lấy giá trị PAPR và lỗi RMSE trung bình ba tín hiệu theo công thức (8) và công thức (9) của ba thuật toán theo sự thay đổi của SNR từ -10dB đến 36dB.



Hình 10. Phổ đáp ứng của thuật toán CB



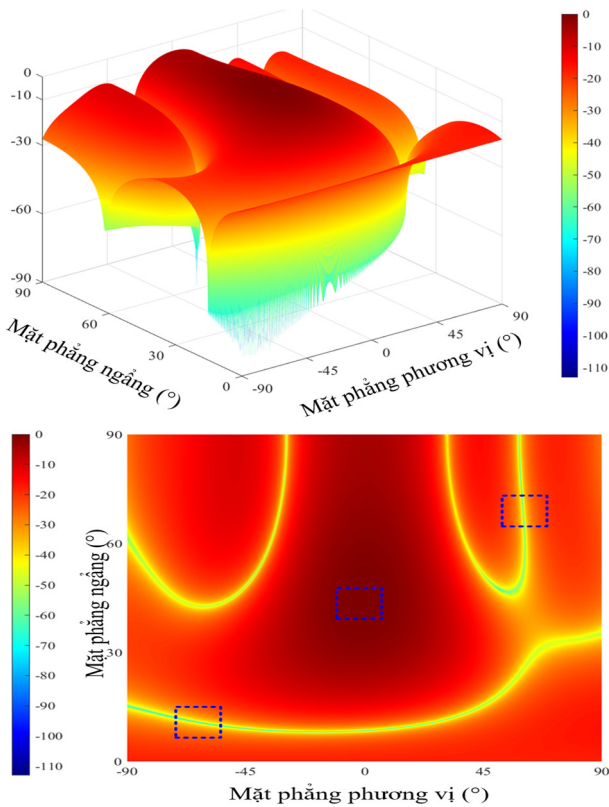
(a)



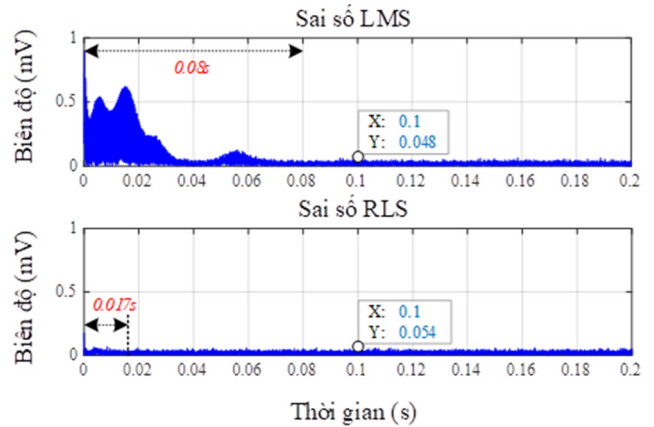
(b)

Hình 11. So sánh các thuật toán MUSIC, MVDR, CB theo sự thay đổi SNR: (a) PAPR, (b) RMSE

Kết quả thể hiện qua hình 11 cho thấy, kết thúc quá trình, PAPR của MUSIC cao nhất là 60dB so với MVDR khoảng 36dB và CB khoảng 10dB. Cả ba thuật toán đạt bão hòa về sai số ở mức SNR = 10dB. Tại mức SNR = 0dB, MUSIC có lỗi RMSE thấp nhất với 1,3° trong khi CB cao nhất 5,1° và MVDR 1,9°. Sau khi bão hòa, thuật toán MVDR có RMSE tiệm cận với MUSIC khoảng 1,3° nhưng CB vẫn ở mức trên 5°. Tại lần mô phỏng này, thuật toán MUSIC đáng tin cậy hơn so với thuật toán MVDR và CB dưới sự tác động của nhiễu, ngoài ra cũng thấy rằng thuật toán CB luôn có hiệu suất thấp nhất.



Hình 12. Phổ đáp ứng thuật toán RLS



Hình 13. Độ lớn sai số thuật toán LMS và RLS

Tại lần mô phỏng cuối cùng, nhóm nghiên cứu so sánh tốc độ hội tụ và sai số của thuật toán LMS với thuật toán RLS. Hình 12 biểu diễn phổ đáp ứng của thuật toán RLS trên URA, dạng phổ của RLS gần giống với LMS với một vùng tín hiệu lớn đối với tín hiệu C và hai rãnh đối với tín hiệu A, B. Độ lớn sai số hai thuật toán RLS và LMS được thể hiện trên hình 13. Có thể thấy, tốc độ hội tụ của thuật toán RLS nhanh hơn thuật toán LMS 0,06s, nhưng kể từ khi hội tụ, hai thuật toán không cho thấy sự chênh lệch đáng kể về độ lớn. Vì vậy, có thể sử dụng thuật toán LMS do sự đơn giản của nó mang lại.

4. KẾT LUẬN

Nghiên cứu này trình bày một mô hình thiết kế một microphone định hướng chuyên dụng trong phòng họp, dựa trên cấu trúc URA có kích thước 4 × 4, hoạt động qua sự kết hợp giữa hai thuật toán MUSIC và LMS. Nhờ kết quả của ba lần mô phỏng, chứng minh rằng mô hình và thuật toán sử dụng hoàn toàn phù hợp đối với ứng dụng thực tế. Để phát triển nghiên cứu này và hướng tới thực nghiệm, nhóm tác giả sẽ tiếp tục mô phỏng mô hình qua các điều kiện khác nhau. Do thuật toán MUSIC dựa trên việc phân giải ma trận hiệp phương sai, đối với môi trường nhiễu nhiễu điện từ như phòng họp, giá trị thực tế của ma trận hiệp phương sai sẽ không đạt tới giá trị lý tưởng, dẫn đến thuật toán MUSIC gốc sẽ không đạt được hiệu suất tối đa. Vì vậy, định hướng của nhóm là tập trung vào việc áp dụng các thuật toán học sâu (Deep Learning) để giảm thiểu tối đa sự chênh lệch của ma trận hiệp phương sai thực tế so với lý tưởng, tối ưu khả năng định hướng gốc tối của thuật toán MUSIC.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. Ronzhin, A. Ronzhin, V. Budkov, "Audiovisual speaker localization in medium smart meeting room," in 2011 8th International Conference on

- Information, Communications & Signal Processing*, Singapore, 1-5, 2011. doi: 10.1109/ICICS.2011.6173618.
- [2]. W. B. Kleijn, F. Lim, "Robust and low-complexity blind source separation for meeting rooms," in *2017 Hands-free Speech Communications and Microphone Arrays (HSCMA)*, San Francisco, CA, USA, 156-160, 2017. doi: 10.1109/HSCMA.2017.7895581.
- [3]. F. Ma, W. Zhang, T. D. Abhayapala, "Active Control of Outgoing Broadband Noise Fields in Rooms," *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 28, 529-539, 2020. doi: 10.1109/TASLP.2019.2960716.
- [4]. Q. Qiongfang, G. Bo, T. Mengnan, C. Yongchao, "Statistical Energy Analysis-Based Sound Absorption Coefficient Calculation Model and Noise Reduction," in *2023 IEEE 11th International Conference on Computer Science and Network Technology (ICCSNT)*, Dalian, China, 503-509, 2023. doi: 10.1109/ICCSNT58790.2023.10334611.
- [5]. Yuze Sun, Ji Zhang, Xiaopeng Yang, "Design of experimental adaptive beamforming system utilizing microphone array," in *IET International Radar Conference 2013*, Xi'an, 1-5, 2013. doi: 10.1049/cp.2013.0242.
- [6]. Y. Sun, X. Yang, L. Guo, T. Long, "Experimental array signal processing demonstration system by utilizing microphone array," in *2016 CIE International Conference on Radar (RADAR)*, Guangzhou, China, 1-5, 2016. doi: 10.1109/RADAR.2016.8059533.
- [7]. H. S. Vu, K. T. Truong, L. T. Bang, V. Y. Vu, M. T. Le, "An Investigation of Adaptive Digital Beamforming Antenna for gNodeB 5G," in *2019 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, Hanoi, Vietnam, 221-224, 2019. doi: 10.1109/ATC.2019.8924509.
- [8]. R. Suleesathira, "Direction of Arrival Identification Using MUSIC Method and NLMS Beamforming," in *2020 15th International Joint Symposium on Artificial Intelligence and Natural Language Processing (ISA-I-NLP)*, Bangkok, Thailand, 1-6, 2020. doi: 10.1109/ISA-I-NLP51646.2020.9376838.
- [9]. Nguyen H.H., Pham X.T., Doan V.S., Hoang M.K., "Combining MUSIC Algorithm and Adaptive Beamforming to Improve Online Call Quality," in *Ad Hoc Networks (ADHOCNETS 2023)*, Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering, 558, Springer, Cham, 2024. doi: 10.1007/978-3-031-55993\_8\_1.
- [10]. N. Moraitis, P. Constantinou, "Indoor Channel Capacity Evaluation Utilizing ULA and URA Antennas in the Millimeter Wave Band," in *2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Athens, Greece, 1-5, 2007. doi: 10.1109/PIMRC.2007.4394438.
- [11]. Xingbin He, Zhi Zhang, Wenjie Wang, "DOA estimation with uniform rectangular array in the presence of mutual coupling," in *2016 2nd IEEE International Conference on Computer and Communications (ICCC)*, Chengdu, 1854-1859, 2016. doi: 10.1109/CompComm.2016.7925023.
- [12]. M. P. Vasambekar, Hariharan S., "Performance Analysis of Uniform Rectangular Array and Uniform Linear Array with Spatial Modulation for MIMO," in *2019 International Conference on Vision Towards Emerging Trends in Communication and Networking (ViTECoN)*, Vellore, India, 1-3, 2019. doi: 10.1109/ViTECoN.2019.8899608.
- [13]. J. Liu, et al., "Evaluation on the MUSIC Algorithm Performance of Uniform Rectangular Arrays," in *2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Guangzhou, China, 1-3, 2019. doi: 10.1109/ICMMT45702.2019.8992435.
- [14]. A. Hakam, R. M. Shubair, E. Salahat, "Enhanced DOA estimation algorithms using MVDR and MUSIC," in *2013 International Conference on Current Trends in Information Technology (CTIT)*, Dubai, United Arab Emirates, 172-176, 2013. doi: 10.1109/CTIT.2013.6749497.
- [15]. C. T. Tran, V. S. Doan, T. H. Nguyen, V. H. Tran, "Application of the music algorithm for doa estimation in passive sonar," *Journal of Military Science and Technology*, 56, 105-114, 2018.
- [16]. M. Job, R. Suchit Yadav, "High Resolution DOA Estimation of Narrowband Signal for MUSIC, MVDR and Beamscan Algorithm," in *2023 11th International Symposium on Electronic Systems Devices and Computing (ESDC)*, Sri City, India, 1-5, 2023. doi: 10.1109/ESDC56251.2023.10149863.
- [17]. X. Zhou, F. Zhu, Y. Jiang, X. Zhou, W. Tan, M. Huang, "The Simulation Analysis of DOA Estimation Based on MUSIC Algorithm," in *2020 5th International Conference on Mechanical, Control and Computer Engineering (ICMCCE)*, Harbin, China, 1483-1486, 2020. doi: 10.1109/ICMCCE51767.2020.00325.
- [18]. P. Anjaneyulu, P. V. D. S. Rao, D. Sunehra, "Effect of Various Parameters on Minimum Mean Square Error and Adaptive Antenna Beamforming using LMS Algorithm," in *2021 6th International Conference for Convergence in Technology (I2CT)*, Maharashtra, India, 1-5, 2021. doi: 10.1109/I2CT51068.2021.9418179.
- [19] S. O. Haykin, *Adaptive Filter Theory* (5th Edition). Pearson PLC, 2014.
- [20]. M. Abualhayja'a, M. Hussein, "Comparative Study of Adaptive Beamforming Algorithms for Smart antenna Applications," in *2020 International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSA)*, Sharjah, United Arab Emirates, 1-5, 2021. doi: 10.1109/ICCSA49915.2021.9385725.
- [21]. K. Nand, S. Agarwal, G. Kaur, "Algorithms for Adaptive Beamforming in smart Antenna in 5G," in *2023 3rd International Conference on Intelligent Technologies (CONIT)*, Hubli, India, 1-6, 2023. doi: 10.1109/CONIT59222.2023.10205664.
- [22]. J. Rudander, T. Husøy, P. Orten, P. V. Walree, "Comparing RLS and LMS Adaptive Equalizers for Large Hydrophone Arrays in Underwater Acoustic Communication Channels," in *OCEANS 2019 - Marseille*, Marseille, France, 1-5, 2019. doi: 10.1109/OCEANSE.2019.8867313.

---

#### AUTHORS INFORMATION

**Nguyen Thi Hoa<sup>1</sup>, Pham Xuan Thanh<sup>1</sup>, Nguyen Van Tung<sup>1</sup>,  
Doan Van Sang<sup>2</sup>, Hoang Manh Kha<sup>1</sup>**

<sup>1</sup>Hanoi University of Industry, Vietnam

<sup>2</sup>Vietnam Naval Academy, Vietnam