

PHƯƠNG PHÁP 2D-DOA CÁC TÍN HIỆU TƯƠNG QUAN SỬ DỤNG MẢNG ĂNG TEN HÌNH CHỮ L

PROPOSAL OF A METHOD 2D-DOA FOR CORRELATED SOURCES USING L SHAPE ANTENNA ARRAY

Nguyễn Tuấn Minh^{1,*},
Lê Thanh Hải¹, Nguyễn Trọng Lưu²

TÓM TẮT

Bài báo trình bày một phương pháp định hướng đồng thời cả góc ngẩng và góc phương vị (2D-DOA) các tín hiệu tương quan sử dụng mảng ăng ten hình chữ L với nguồn nhiễu có ma trận hiệp phương sai dạng Toeplitz đối xứng. Phương pháp này áp dụng cho các tín hiệu có SNR nhỏ với số mẫu tín hiệu ít bằng cách sử dụng ma trận chuyển đổi để biến đổi ma trận hiệp phương sai tín hiệu thu được thành ma trận hiệp phương sai mới nhằm loại bỏ các thành phần nhiễu. Trong đó, sử dụng thuật toán PM cho phép giảm đáng kể độ phức tạp tính toán vì không cần khai triển giá trị riêng. Các kết quả được kiểm thử, đánh giá và so sánh với thuật toán MUSIC thông qua mô phỏng trên phần mềm Matlab.

Từ khóa: Dàn ăng ten chữ L, PM, Toeplitz.

ABSTRACT

This article presents a method for identifying direction of arrival angle both the elevation angle and the azimuth (2D-DOA) of correlated sources based on L shape antenna array when the noise model has the symmetric Toeplitz covariance matrix. This method applies for the small SNR signals with a few snapshots by using a transformation matrix to transform into a new covariance matrix to eliminate noise components. In particular, the use of the PM algorithm allows to greatly *reduce the computational complexity* because there is no Eigen Value Decomposition. The results are tested, evaluated and compared with the MUSIC algorithm through simulation on the Matlab software.

Keywords: L shape antenna array, PM, Toeplitz.

¹Viện Điện tử, Viện Khoa học và Công nghệ Quân sự

²Phòng Đào tạo, Học viện Kỹ thuật Quân sự

*Email: ntminh.telecom@gmail.com

Ngày nhận bài: 10/12/2018

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 15/02/2019

Ngày chấp nhận đăng: 25/02/2019

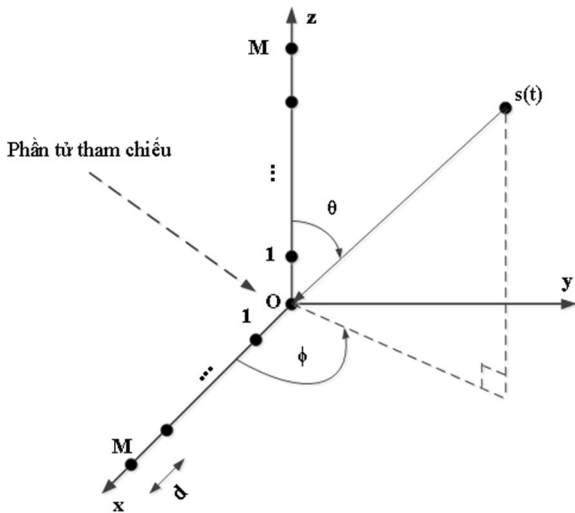
1. GIỚI THIỆU

Bài toán xác định hướng sóng tới đã và đang được nhiều nhà khoa học trong nước và trên thế giới quan tâm với hai hướng chính là xây dựng cấu trúc mảng ăng ten và sử dụng các phương xử lý tín hiệu mảng ăng ten. Các thuật toán phổ biến nhất được biết đến như thuật toán ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance

Techniques), thuật toán MUSIC (MUltiple Signal Classification), phương pháp Matrix Pencil, thuật toán PM (Propagation Method), phương pháp nửa bất biến bậc cao và các thuật toán cải tiến khác. Nhược điểm chủ yếu của các thuật toán và phương pháp trên là chất lượng bị suy giảm mạnh khi các nguồn tín hiệu có sự tương quan lẫn nhau. Để giải quyết vấn đề này, kỹ thuật làm mịn không gian SS (Spatial Smoothing) [1-5] được kết hợp với các thuật toán khác như MUSIC, ESPRIT. Mặc dù cho phép định hướng các nguồn tín hiệu tương quan có kết quả khá tốt nhưng độ phức tạp tính toán lớn. Bên cạnh đó, thuật toán PM [9-10] có độ phức tạp tính toán thấp do không cần khai triển giá trị riêng EVD (Eigen Value Decomposition) ma trận hiệp phương sai nhưng chỉ hiệu quả đối với các nguồn tín hiệu không tương quan lẫn nhau và cần sử dụng số lượng lớn mẫu tín hiệu. Các phương pháp Matrix Pencil [6-7], TLS (Total-Least-Square) [8] có thể sử dụng một mẫu tín hiệu, tuy nhiên, độ chính xác thấp và chỉ xác định góc phương vị trong điều kiện nhiễu có phân bố Gaussian. Trong điều kiện các tín hiệu tới tương quan và nhiễu không phân bố Gaussian thì các phương pháp nêu trên còn nhiều vấn đề cần phải giải quyết vì chất lượng định hướng giảm đáng kể hoặc thất bại. Chính vì vậy, bài báo này đề xuất một phương pháp 2D-DOA với cấu trúc mảng ăng ten dạng chữ L cho phép khắc phục các hạn chế trên ngay cả khi giá trị SNR nhỏ với dạng nguồn nhiễu điển hình là nhiễu màu với ma trận hiệp phương sai có dạng Toeplitz đối xứng (trường nhiễu xung quanh các phần tử ăng ten có dạng đẳng hướng hình trụ hoặc hình cầu [11-12]).

2. XÂY DỰNG MÔ HÌNH MẢNG ĂNG TEN DẠNG CHỮ L

Mảng ăng ten chữ L được biểu diễn trên hình 1 gồm hai dàn ăng ten ULA (Uniform...) đặt vuông góc nhau tại gốc tọa độ O. Điểm O được định nghĩa là phần tử tham chiếu chung. Số lượng các phần tử trên mỗi dàn ăng ten có thể khác nhau, tuy nhiên, số phần tử ăng ten quyết định đến số lượng tối đa các nguồn tín hiệu tới có thể định hướng được. Vì vậy, số phần tử ăng ten trên hai dàn ăng ten ULA được lựa chọn bằng nhau (gồm M phần tử). Các phần tử ăng ten được bố trí cách đều nhau một khoảng cách d có giá trị bằng nửa bước sóng ($\lambda/2$).



Hình 1. Mô hình dàn ăng ten chữ L

3. XÂY DỰNG MÔ HÌNH TÍN HIỆU VÀ GIẢI BÀI TOÁN ĐỊNH HƯỚNG

Các ký hiệu về biến đổi ma trận có ý nghĩa như sau: $(\cdot)^T$ là phép chuyển vị, $(\cdot)^H$ là phép chuyển đổi liên hợp phức, $(\cdot)^*$ là liên hợp phức.

Giả sử có p nguồn tín hiệu $\mathbf{S}(t) = [s_1(t) s_2(t) \dots s_p(t)]^T$ tới dàn ăng ten cùng một thời điểm. Véc tơ tín hiệu thu được bởi dàn ăng ten ULA trên trục z có dạng như sau:

$$\mathbf{Z}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}_1(t) \tag{1}$$

Với $\mathbf{A}(\theta)$ là véc tơ chỉ phương, $\mathbf{N}_1(t)$ véc tơ nhiễu tại mẫu thứ t ($t = 1, 2, \dots, L$).

$$\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_2) \dots \mathbf{a}(\theta_p)] \tag{2}$$

Trong đó, véc tơ chỉ phương đối với nguồn tín hiệu i có dạng:

$$\mathbf{a}(\theta_i) = \left[1 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\cos(\theta_i)} e^{-j2\frac{2\pi}{\lambda}d\cos(\theta_i)} \dots e^{-j(M-1)\frac{2\pi}{\lambda}d\cos(\theta_i)} \right]^T \tag{3}$$

Ma trận hiệp phương sai \mathbf{R}_z thu được:

$$\mathbf{R}_z = E[\mathbf{Z}(t)\mathbf{Z}^H(t)] = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}\mathbf{A}(\theta)^H + \mathbf{Q}_z \tag{4}$$

Trong đó, $\mathbf{S} = E[\mathbf{S}(t)\mathbf{S}(t)^H]$ là ma trận hiệp phương sai của nguồn tín hiệu có kích thước là: $p \times p$, \mathbf{Q}_z có kích thước $M \times M$ là ma trận hiệp phương sai của nhiễu với giả thiết có dạng Toeplitz đối xứng. Với L số mẫu tín hiệu, ma trận hiệp phương sai thu được có dạng:

$$\hat{\mathbf{R}}_z = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L \mathbf{Z}(t)\mathbf{Z}(t)^H \tag{5}$$

Gọi \mathbf{J} là ma trận chuyển đổi có giá trị bằng 1 trên đường chéo và bằng 0 ở các giá trị còn lại.

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{6}$$

Đặt $\tilde{\mathbf{Z}}_z = \mathbf{J}\mathbf{Z}_z^*$. Khi đó, ma trận hiệp phương sai $\tilde{\mathbf{R}}_z$ thu được có dạng:

$$\tilde{\mathbf{R}}_z = E[\tilde{\mathbf{Z}}_z \tilde{\mathbf{Z}}_z^H] = \mathbf{J}[\mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}\mathbf{A}(\theta)^H]^* \mathbf{J} + \mathbf{J}\mathbf{Q}_z^* \mathbf{J} \tag{7}$$

Bằng cách lấy \mathbf{R}_z trừ $\tilde{\mathbf{R}}_z$ thu được ma trận hiệp phương sai mới $\Delta\mathbf{R}_z$.

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{R}_z &= \mathbf{R}_z - \tilde{\mathbf{R}}_z \\ &= \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}\mathbf{A}(\theta)^H + \mathbf{Q}_z - \mathbf{J}[\mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}\mathbf{A}(\theta)^H]^* \mathbf{J} + \mathbf{J}\mathbf{Q}_z^* \mathbf{J} \end{aligned} \tag{8}$$

Vì \mathbf{Q}_z là ma trận Toeplitz đối xứng nên $\mathbf{Q}_z^T, \mathbf{Q}_z^H$ và $\mathbf{J}\mathbf{Q}_z\mathbf{J}$ cũng là ma trận Toeplitz đối xứng và $\mathbf{J}\mathbf{Q}_z^T\mathbf{J} = (\mathbf{J}\mathbf{Q}_z\mathbf{J})^T = \mathbf{Q}_z$ do đó thu được:

$$\mathbf{Q}_z = \mathbf{J}\mathbf{Q}_z^T\mathbf{J} = \mathbf{J}\mathbf{Q}_z^*\mathbf{J} \tag{9}$$

Thực hiện biến đổi $\Delta\mathbf{R}_z$ ta được kết quả như sau:

$$\Delta\mathbf{R}_z = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}\mathbf{A}(\theta)^H - \mathbf{J}[\mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}\mathbf{A}(\theta)^H]^* \mathbf{J} \tag{10}$$

Nhận thấy, ma trận hiệp phương sai của nhiễu \mathbf{Q}_z trong phương trình (10) đã bị loại bỏ hoàn toàn và $\Delta\mathbf{R}_z$ có bậc đầy đủ khi các nguồn tín hiệu tương quan theo cặp hoặc tương quan hoàn toàn. Mặt khác, $\Delta\mathbf{R}_z$ có p giá trị riêng khác không nên số phần tử ăng ten M chỉ cần thỏa mãn điều kiện $M > p$. Ngoài ra, các nguồn tín hiệu tới có thể tương quan theo cặp nên số phần tử cũng phải thỏa mãn $M < 2p$. Như vậy, điều kiện số phần tử ăng ten sử dụng phải đáp ứng là: $p < M < 2p$.

Áp dụng thuật toán PM đối với $\Delta\mathbf{R}_z$, phổ công suất $P_{PM}(\theta)$ được biểu diễn như sau:

$$P_{PM}(\theta) = \frac{1}{\|\mathbf{E}_z^H \mathbf{a}(\theta)\|^2} = \frac{1}{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{E}_z \mathbf{E}_z^H \mathbf{a}(\theta)} \tag{11}$$

Ở đây, \mathbf{E}_z là ma trận nhiễu có kích thước $M \times (M - p)$ được xác định theo thuật toán PM.

Đối với dàn ăng ten ULA trên trục x , véc tơ tín hiệu có dạng như sau:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}(\hat{\theta}, \phi)\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}_2(t) \tag{12}$$

Trong đó: $\mathbf{A}(\hat{\theta}, \phi)$ là véc tơ chỉ phương với góc ngẩng $\hat{\theta}$ đã tìm được, $\mathbf{N}_2(t)$ véc tơ nhiễu tại mẫu thứ t ($t = 1, 2, \dots, L$).

$$\mathbf{A}(\hat{\theta}, \phi) = [\mathbf{a}(\hat{\theta}_1, \phi_1) \mathbf{a}(\hat{\theta}_2, \phi_2) \dots \mathbf{a}(\hat{\theta}_p, \phi_p)] \tag{13}$$

Trong đó, véc tơ chỉ phương đối với nguồn tín hiệu i có dạng:

$$\mathbf{a}(\hat{\theta}_i, \phi_i) = \left[1 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin(\hat{\theta}_i)\cos(\phi_i)} e^{-j2\frac{2\pi}{\lambda}d\sin(\hat{\theta}_i)\cos(\phi_i)} \dots e^{-j(M-1)\frac{2\pi}{\lambda}d\sin(\hat{\theta}_i)\cos(\phi_i)} \right]^T \tag{14}$$

Tương tự như trên, ma trận hiệp phương sai được xây dựng lại như sau:

$$\Delta\mathbf{R}_x = \mathbf{A}(\hat{\theta}, \phi)\mathbf{S}\mathbf{A}(\hat{\theta}, \phi)^H + \mathbf{J}[\mathbf{A}(\hat{\theta}, \phi)\mathbf{S}\mathbf{A}(\hat{\theta}, \phi)^H]^* \mathbf{J} \tag{15}$$

Cũng áp dụng thuật toán PM đối $\Delta\mathbf{R}_x$, phổ công suất $P_{PM}(\hat{\theta}, \phi)$ được xác định theo công thức sau:

$$P_{PM}(\hat{\theta}, \phi) = \frac{1}{\|\mathbf{E}_x^H \mathbf{a}(\hat{\theta}, \phi)\|^2} = \frac{1}{\mathbf{a}(\hat{\theta}, \phi)^H \mathbf{E}_x \mathbf{E}_x^H \mathbf{a}(\hat{\theta}, \phi)} \tag{16}$$

Cả E_x , E_z là ma trận nhiễu có kích thước $M \times (M - p)$ được xác định theo thuật toán PM.

Nhận thấy, việc xác định E_x và E_z không cần phải thực hiện tra khiên giá trị riêng như thuật toán MUSIC nên độ phức tạp tính toán của phương pháp này đã giảm đi đáng kể.

4. MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ

Để kiểm chứng các phân tích lý thuyết, bài báo thực hiện mô phỏng trên phần mềm Matlab với các bước thực hiện như sau:

Bước 1: Thiết lập các tham số về dàn ăng ten bao gồm: số phần tử, khoảng cách giữa các phần tử.

Bước 2: Thiết lập các tham số về nguồn tín hiệu tới bao gồm: số nguồn tín hiệu, bước sóng các nguồn tín hiệu tới, số mẫu tín hiệu.

Bước 3: Xây dựng các ma trận tín hiệu và ma trận hiệp phương sai ΔR_z .

Bước 4: Áp dụng thuật toán PM để tính toán phổ công suất và xác định góc ngẩng θ .

Bước 5: Xây dựng các ma trận tín hiệu và ma trận hiệp phương sai ΔR_x với góc ngẩng θ thu được.

Bước 6: Áp dụng thuật toán PM để tính toán phổ công suất và xác định góc phương vị ϕ .

Các tham số đầu vào được trình bày trong bảng 1.

Bảng 1. Bảng tham số mô phỏng với dàn ăng ten chữ L

Tham số	Giá trị	Ý nghĩa
p	6	Số lượng nguồn tín hiệu tới
L	100	Số mẫu tín hiệu
λ	1	Bước sóng các nguồn tín hiệu tới
M	9	Số phần tử ăng ten trên trục z và x
d	$\lambda/2$	Khoảng cách giữa các phần tử ăng ten
SNR	-15dB	Tỉ số tín hiệu trên tạp âm

Giả thiết có sáu nguồn tín hiệu tới tương quan s_1, s_2, \dots, s_6 với các góc lần lượt tương ứng là $[(12^\circ, 10^\circ), (65^\circ, 65^\circ), (20^\circ, 85^\circ), (75^\circ, 30^\circ), (125^\circ, 90^\circ), (95^\circ, 150^\circ)]$ trong đó $s_1 = s_2, s_3 = s_4, s_5 = s_6$. Nguồn nhiễu có ma trận hiệp phương sai tương ứng với trục z và trục x là:

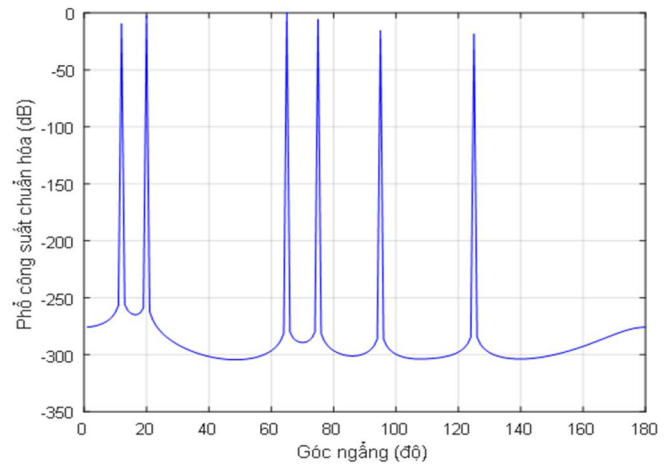
$$Q_z = \text{Toeplitz}([1 \ 0,95 \ 0,9 \ 0,85 \ 0,8 \ 0,75 \ 0,7 \ 0,65 \ 0,6]) \quad (17)$$

$$Q_x = \text{Toeplitz}([1 \ 0,9 \ 0,8 \ 0,7 \ 0,6 \ 0,5 \ 0,4 \ 0,3 \ 0,2]) \quad (18)$$

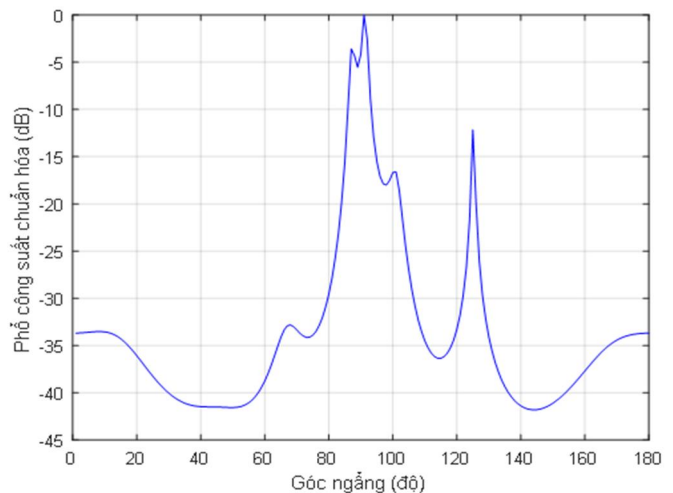
Trong đó, hàng và cột thứ nhất của Q_z có giá trị là $[1 \ 0,95 \ 0,9 \ 0,85 \ 0,8 \ 0,75 \ 0,7 \ 0,65 \ 0,6]$; hàng và cột thứ nhất của Q_x có giá trị là $[1 \ 0,9 \ 0,8 \ 0,7 \ 0,6 \ 0,5 \ 0,4 \ 0,3 \ 0,2]$.

Các kết quả mô phỏng như hình 2 ÷ 5.

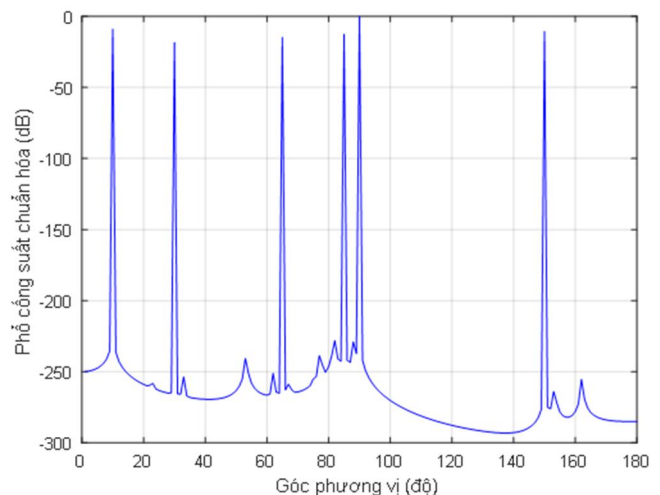
Hình 2 ÷ 5 biểu diễn kết quả mô phỏng của phương pháp đề xuất và thuật toán MUSIC với $L = 500$ mẫu. Rõ ràng rằng, thuật toán MUSIC mặc dù sử dụng số lượng lớn mẫu tín hiệu những đã thất bại hoàn toàn, trong khi phương pháp đề xuất chỉ cần $L = 100$ mẫu nhưng vẫn cho phép xác định thành công cả sáu góc tới với độ chính xác và phân giải cao.



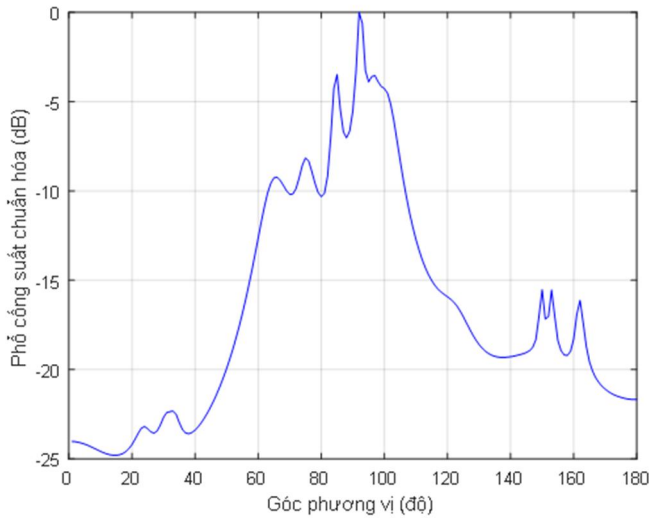
Hình 2. Kết quả định hướng góc ngẩng sáu nguồn tín hiệu tới tương quan hoàn toàn tại ba góc lần lượt là $[(12^\circ, 10^\circ), (65^\circ, 65^\circ), (20^\circ, 85^\circ), (75^\circ, 30^\circ), (125^\circ, 90^\circ), (95^\circ, 150^\circ)]$ với phương pháp đề xuất



Hình 3. Kết quả định hướng góc ngẩng sáu nguồn tín hiệu tới tương quan hoàn toàn tại ba góc lần lượt là $[(12^\circ, 10^\circ), (65^\circ, 65^\circ), (20^\circ, 85^\circ), (75^\circ, 30^\circ), (125^\circ, 90^\circ), (95^\circ, 150^\circ)]$ với thuật toán MUSIC



Hình 4. Kết quả định hướng góc phương vị sáu nguồn tín hiệu tới tương quan hoàn toàn tại ba góc lần lượt là $[(12^\circ, 10^\circ), (65^\circ, 65^\circ), (20^\circ, 85^\circ), (75^\circ, 30^\circ), (125^\circ, 90^\circ), (95^\circ, 150^\circ)]$ với phương pháp đề xuất



Hình 5. Kết quả định hướng góc phương vị sáu nguồn tín hiệu tới tương quan hoàn toàn tại ba góc lần lượt là [(12°, 10°), (65°, 65°), (20°, 85°), (75°, 30°), (125°, 90°), (95°, 150°)] với thuật toán MUSIC

5. KẾT LUẬN

Bài báo đã đề xuất một phương pháp 2D-DOA sử dụng dàn ăng ten dạng chữ L đối với các tín hiệu tới tương quan theo cặp trong điều kiện nhiễu có ma trận hiệp phương sai dạng Toeplitz đối xứng. Phương pháp đề xuất sử dụng ma trận chuyển đổi để biến đổi ma trận hiệp phương sai tín hiệu thu được thành ma trận hiệp phương sai mới và sử dụng thuật toán PM để xác định góc tới. Các kết quả thu được cho thấy, độ phức tạp tính toán đã giảm đi đáng kể so với thuật toán MUSIC trong khi chỉ sử dụng ít phần tử ăng ten ($p < M < 2p$). Ngoài ra, đề xuất phù hợp với các ứng dụng với các tín hiệu có SNR nhỏ và sử dụng ít mẫu tín hiệu.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. T. J. Shan, M. Wax, T. Kailath, 1985. *On spatial smoothing for estimate of coherent signals*. IEEE Trans. Acoustic, Speech, Signal Processing, vol. 37, pp. 806-811.

[2]. T. J. Shan, M. Wax, T. Kailath, 1985. *On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals*. IEEE Trans. Acoust., Speech Signal Processing, vol. ASSP-33, pp. 806-811.

[3]. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalanabis, L. H. Sibul, 1989. *An Improved Spatial Smoothing Technique for Bearing Estimation in a Multipath Environment*. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, Signal Processing, 1988.

[4]. S. U. Pillai, B. H. Kwon, 1989. *Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification*. IEEE Trans. Acoustic, Speech, Signal Processing, vol. 37, pp. 8-15.

[5]. S. Jeng and H. Lin, G. Okamoto, G. Xu, W.J. Vogel., 1997. *Multi-Path Direction Finding with Subspace Smoothing*. IEEE Transactions on ASSP, Volume 5, Issue 21-24, pp. 3485-3488.

[6]. Y. Hua, T. K. Sarkar, 1990. *Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise*. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol.38, pp. 814-824.

[7]. C. K. E. Lua, 2003. *Minimum norm mutual coupling compensation with applications in Matrix Pencil direction of arrival estimation*. Ph.D. dissertation, University of Toronto.

[8]. N. Tayem, M. Naraghi-Pour, 2016. *A Fast Algorithm for Direction of Arrival Estimation in Multipath Environments*. Wireless Sensing and Processing II, Vol. 6577 65770B-1.

[9]. Z. Xiaofei, L. Jianfeng, X. Lingyun, 2011. *Novel two-dimensional DOA estimation with L-shaped array*. Journal on Advances in Signal Processing.

[10]. J. Chen, Y. Wu, H. Cao, H. Wang, 2011. *Fast Algorithm for DOA Estimation with Partial Covariance Matrix and without Eigendecomposition*. Journal of Signal and Information Processing, 266-269.

[11]. Pasad S., Williams R.T., Mahalanabis A.K., Sibul L.H., 1988. *A transform-based covariance differencing approach for some classes of parameter estimation problems*. IEEE Trans., ASSP-36,(5), pp. 631-641.

[12]. Talham R. J., 1981. *Noise correlation functions for anisotropic noise field*. J. Acoustic. Soc. Amer., Vol. 69, pp. 213-215.