

Thuật toán tổng hợp và điều khiển giản đồ hướng anten trong ra đa MIMO bằng cách giải hệ phương trình đại số tuyến tính theo phương pháp phân rã - QP

Võ Văn Phúc*, Vũ Tuấn Anh, Nguyễn Văn Duy, Phạm Khắc Lanh

Viện Ra đa, Viện Khoa học và Công nghệ quân sự.

*Email: phuchvktqs@gmail.com

Nhận bài: 21/10/2022; Hoàn thiện: 14/11/2022; Chấp nhận đăng: 12/12/2022; Xuất bản: 28/12/2022.

DOI: <https://doi.org/10.54939/1859-1043.j.mst.84.2022.3-12>

TÓM TẮT

Bài báo nghiên cứu vấn đề thay đổi thích nghi dạng giản đồ hướng anten với cấu trúc thời gian tín hiệu nhiễu phát xạ và đề xuất một thuật toán tổng hợp và điều khiển giản đồ hướng anten cho ra đa MIMO. Thuật toán đề xuất được xây dựng dựa trên cơ sở giải hệ phương trình đại số tuyến tính theo phương pháp phân rã - QR. Thuật toán đề xuất cho phép giảm thời gian, khối lượng tính toán và có độ chính xác cao hơn các thuật toán đã công bố trong [6, 8].

Từ khóa: MIMO (nhiều đầu vào - nhiều đầu ra); Tín hiệu trực giao; Hệ thống ra đa; Tổng hợp giản đồ hướng anten.

1. MỞ ĐẦU

Hiện nay, hệ thống ra đa dùng anten mạng pha đang được sử dụng rộng rãi trên thế giới. Bên cạnh các ưu điểm là độ tin cậy cao, đường truyền gọn nhẹ và chế độ làm việc linh hoạt thì hệ thống ra đa này có nhược điểm là giá thành cao do phải sử dụng nhiều module thu phát (tương ứng là số lượng các phần tử anten), giá thành của hệ thống tỷ lệ thuận với số lượng các module thu phát được dùng. Để khắc phục nhược điểm này, tức là giảm số lượng các phần tử anten phải dùng mà vẫn đảm bảo được số lượng kênh thu yêu cầu thì giải pháp tốt nhất là chuyển đổi sang ra đa MIMO (MIMO: Multiple Input - Multiple Output). Trong ra đa MIMO có M các phần tử anten phát khác nhau, phát xạ M tín hiệu trực giao, còn N phần tử thu cho phép nhận đồng thời các tín hiệu này [6].

Một trong những ưu điểm của ra đa MIMO so với ra đa dùng anten mạng pha là khả năng thay đổi (thích nghi) dạng giản đồ hướng hệ thống anten. Ưu điểm này làm giảm khả năng tác động nhiễu tích cực lên búp sóng chính, đồng thời cũng giảm ảnh hưởng của phản xạ ký sinh (nhiều thụ động) [1-6].

Trong ra đa MIMO, có hai phương pháp để giải bài toán tổng hợp giản đồ hướng của hệ thống anten [1, 5-7]:

* Phương pháp thứ nhất:

- Đối với các tín hiệu trực giao lẫn nhau, ma trận tương quan \mathbf{R} là chuẩn hoá (ma trận đơn vị đầy đủ) thì giản đồ hướng có độ rộng cực đại và bằng giản đồ hướng của một phần tử phát xạ.

- Đối với các tín hiệu tương quan (như trong ra đa dùng anten mạng pha), ma trận tương quan \mathbf{R} là ma trận bậc một, tương ứng với giản đồ hướng có độ rộng hẹp.

- Trong trường hợp trung gian, bằng cách lựa chọn ma trận tương quan \mathbf{R} thích hợp (cho phép tương quan chéo một phần của tín hiệu nhiễu), có thể tổng hợp và điều khiển dạng giản đồ hướng của mạng anten phát theo yêu cầu.

* Phương pháp thứ hai:

Trong phương pháp này chỉ sử dụng các tín hiệu trực giao lẫn nhau. Khi phát xạ M tín hiệu trực giao bởi M phần tử anten. M tín hiệu phân xạ được nhận bởi mỗi M phần tử. Tín hiệu được đưa đến các mạch tạo búp sóng, ở đây giản đồ hướng ảo được thiết lập bằng cách nhân với hệ số phức M^2 .

Phương pháp thứ nhất linh hoạt và có nhiều chức năng hơn, vì nó cho phép khả năng điều

kiểm theo hướng, theo số lượng búp sóng và theo độ rộng giản đồ hướng anten. Tuy nhiên, điều bất lợi ở đây là tạo ra sự tương quan chéo một phần, ảnh hưởng đến tính trực giao của tín hiệu. Phương pháp thứ hai kém linh hoạt và ít chức năng hơn, vì nó chỉ cho phép khả năng điều khiển theo hướng và theo số lượng búp sóng của giản đồ hướng anten, nhưng không làm ảnh hưởng đến tính trực giao của tín hiệu.

Bài báo nghiên cứu đề xuất một thuật toán tổng hợp và điều khiển giản đồ hướng anten cho ra đa MIMO theo phương pháp thứ nhất. Trong đó, vấn đề thay đổi thích nghi dạng giản đồ hướng anten với cấu trúc thời gian tín hiệu nhiễu sẽ được xem xét. Thuật toán được đề xuất dựa trên cơ sở giải hệ phương trình đại số tuyến tính theo phương pháp phân rã - QR. Phương pháp phân rã - QR cho phép giảm thời gian, khối lượng tính toán và là phương pháp được dùng phổ biến khi giải các hệ phương trình đại số tuyến tính phức tạp [9-11].

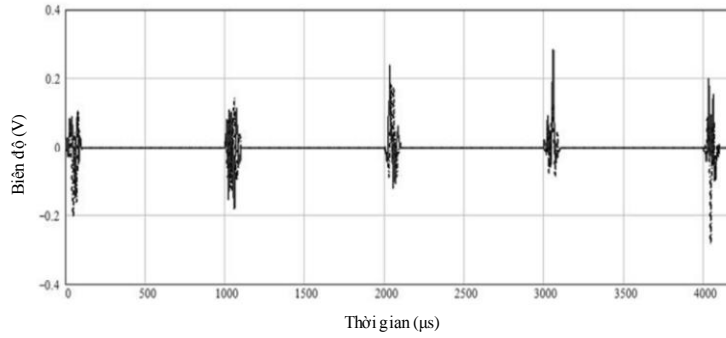
2. TỔNG HỢP THUẬT TOÁN

Xét hệ thống anten phát gồm M phần tử tuyến tính cách đều. Mỗi phần tử thứ m phát xạ tín hiệu nhiễu thứ m (đối với độ rộng giản đồ hướng cực đại). Khi đó, tín hiệu có dạng:

$$\frac{1}{T_0} \int \overline{s_m(t) \cdot s_n^*(t)} d(t) = \begin{cases} 1 & \text{khi } n = m \\ 0 & \text{khi } n \neq m \end{cases}$$

Trong đó: $S_m(t)$ và $S_n(t)$ là cấu trúc thời gian của tín hiệu thứ m và n .

Hình 1 mô tả cấu trúc thời gian của chuỗi tín hiệu phát xạ nhiễu.



Hình 1. Cấu trúc thời gian của chuỗi tín hiệu phát xạ nhiễu.

Tổng tín hiệu phát xạ dải hẹp với mục tiêu được biểu diễn như sau [5]:

$$S(t, \theta) = \sum_{m=1}^M b_m s_m(t) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} x_m \sin \theta} \quad (1)$$

Trong đó: b_m và $S_m(t)$ là giá trị hiệu dụng của biên độ và hình bao phức tiêu chuẩn của tín hiệu từ phần tử thứ m của anten phát; λ là độ dài bước sóng; x_m là tọa độ phần tử thứ m của anten phát (góc tọa độ có thể chọn bất kỳ); θ là tọa độ góc của mục tiêu.

Khi đó, công suất trung bình tiêu chuẩn của tín hiệu đối với mục tiêu:

$$P = \frac{1}{T_0} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M \int \overline{s_m(t) \cdot s_n^*(t)} d(t) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (x_m - x_n) \sin \theta} \quad (2)$$

Trong đó: $\overline{\quad}$ có nghĩa là giá trị trung bình của tín hiệu theo thời gian.

Ký hiệu \mathbf{a} là véc tơ biểu diễn hướng xác định tín hiệu phát xạ của anten phát và R_{mn} là phần tử của ma trận tương quan \mathbf{R} của tín hiệu phát xạ:

$$\mathbf{a} = [e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} x_1 \sin \theta} \dots e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} x_M \sin \theta}]^T \text{ và } \frac{1}{T_0} \int \overline{s_m(t) \cdot s_n^*(t)} d(t) = R_{mn}$$

Khi đó, (1) có thể đưa về dạng:

$$P = \mathbf{a}^* \mathbf{R} \mathbf{a} \quad (3)$$

Công thức (3) là biểu thức chung thể hiện giản đồ hướng theo công suất của anten phát. Từ (3) ta thấy rằng, để tổng hợp giản đồ hướng anten theo dạng yêu cầu khi vị trí các phần tử mạng anten được xác định trước (giá trị véc tơ \mathbf{a}) thì cần phải tìm được ma trận tương quan \mathbf{R} của các tín hiệu phát xạ. Theo [6], vấn đề này được giải quyết với các ràng buộc như sau:

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{p, \mathbf{R}} - p \\ \mathbf{a}(\theta_0)^*T \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_0) - \mathbf{a}(\mu_l)^*T \mathbf{R} \mathbf{a}(\mu_l) \geq p, \mu_l \in \Omega \\ \mathbf{a}(\theta_1)^*T \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_1) = k \mathbf{a}(\theta_0)^*T \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_0) \\ \mathbf{a}(\theta_2)^*T \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_2) = k \mathbf{a}(\theta_0)^*T \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_0) \\ \mathbf{R} \geq 0 \end{array} \right. \quad (4)$$

Trong đó: θ_0 là hướng góc cực đại; θ_1 và θ_2 xác định độ rộng búp sóng của giản đồ hướng; k là mức búp sóng bên; Ω là vùng búp sóng bên; $\mu_l = l.\Delta\theta$ là hướng góc trong vùng búp sóng bên, $\Delta\theta$ là bước xây dựng giản đồ hướng và $l = 0, 1, \dots, 180/\Delta\theta$.

Bài toán (4) đã được giải quyết bằng phương pháp lập trình bậc hai trong [6, 8]. Tuy nhiên, hạn chế của phương pháp này là bước xây dựng giản đồ hướng $\Delta\theta$ nhỏ (cỡ 0,01 độ) nên thời gian và khối lượng tính toán lớn, phải sử dụng các thiết bị tính toán có cấu hình mạnh và khó đáp ứng được yêu cầu xử lý thời gian thực.

Trong phần tiếp theo, bài báo đề xuất một phương pháp khác để giải quyết bài toán (4), phương pháp này cho phép khắc phục các hạn chế của phương pháp lập trình bậc 2.

Xét mạng anten tuyến tính với khoảng cách các phần tử cách đều nhau $0,5\lambda$. Bằng cách thiết lập giá trị $\Delta\theta$ của giản đồ hướng, công thức (3) được đưa về dạng:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{\theta_1} = \mathbf{a}^*T(\theta_1) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{a}(\theta_1) \\ P_{\theta_2} = \mathbf{a}^*T(\theta_2) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{a}(\theta_2) \\ \dots \\ P_{\theta_N} = \mathbf{a}^*T(\theta_N) \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{a}(\theta_N) \end{array} \right. \quad (5)$$

Trong đó: $\theta_i = i.\Delta\theta$ ($i = 0, 1, \dots, N - 1$); N là số điểm của giản đồ hướng.

Kích thước của vector cột \mathbf{a} bằng M , với M là số phần tử anten phát (số lượng tín hiệu phát xạ). Theo đó, kích thước ma trận tương quan \mathbf{R} là $M \times M$. Ký hiệu: $\mathbf{a}^*T = \mathbf{a}^+$. Sử dụng tính chất của ma trận, có thể chứng minh được:

$$\mathbf{a}^+ \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{a} = a_1^+ a_1 R_{11} + a_2^+ a_2 R_{12} \dots + a_i^+ a_j R_{ij} + \dots + a_M^+ a_M R_{MM} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M a_i^+ a_j R_{ij}$$

Khi đó, (5) có dạng hệ phương trình đại số tuyến tính:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{\theta_1} = a_i^+(\theta_1) a_j(\theta_1) R_{11} + \dots + a_i^+(\theta_1) a_j(\theta_1) R_{ij} + \dots + a_M^+(\theta_1) a_M(\theta_1) R_{MM} \\ P_{\theta_2} = a_i^+(\theta_2) a_j(\theta_2) R_{11} + \dots + a_i^+(\theta_2) a_j(\theta_2) R_{ij} + \dots + a_M^+(\theta_2) a_M(\theta_2) R_{MM} \\ \dots \\ P_{\theta_N} = a_i^+(\theta_N) a_j(\theta_N) R_{11} + \dots + a_i^+(\theta_N) a_j(\theta_N) R_{ij} + \dots + a_M^+(\theta_N) a_M(\theta_N) R_{MM} \end{array} \right. \quad (6)$$

Ta biết rằng, ma trận tương quan của tín hiệu phải là Hermitian, nghĩa là: $R_{ij} = R_{ji}^*$ và đường chéo chính phải là các số thực. Điều kiện này cần phải được tính đến trong (6). Có thể chứng minh được rằng:

$$a^+ a_j R_{ij} + a_j^+ a_i R_{ji} = a_i^+ a_j R_{ij} + a_j^+ a_i R_{ij}^* = Re(R_{ij}) \cdot (a_i^+ a_j + a_j^+ a_i) + lm(R_{ij}) \{ [lm(a_j^+ a_i) - lm(a_i^+ a_j)] + j [Re(a_i^+ a_j) - Re(a_j^+ a_i)] \} \quad (7)$$

Để đơn giản, ta ký hiệu:

$$sopr(a_i^+ a_j + a_j^+ a_i) = ([lm(a_j^+ a_i) - lm(a_i^+ a_j)] + [[Re(a_i^+ a_j) - Re(a_j^+ a_i)]])$$

Khi đó, với sự tính đến (7), hệ phương trình (6) có dạng:

$$\begin{cases} P_{\theta_1} = a_i^+(\theta_1)a_j(\theta_1)R_{11} + \dots + [a_i^+(\theta_1)a_j(\theta_1) + a_j^+(\theta_1)a_i(\theta_1)]Re(R_{ij}) + \\ \quad + sopr[a_i^+(\theta_1)a_j(\theta_1), a_j^+(\theta_1)a_i(\theta_1)]lm(R_{ij}) + \dots + a_i^+(\theta_1)a_j(\theta_1)R_{ij} \\ P_{\theta_2} = a_i^+(\theta_2)a_j(\theta_2)R_{11} + \dots + [a_i^+(\theta_2)a_j(\theta_2) + a_j^+(\theta_2)a_i(\theta_2)]Re(R_{ij}) + \\ \quad + sopr[a_i^+(\theta_2)a_j(\theta_2), a_j^+(\theta_2)a_i(\theta_2)]lm(R_{ij}) + \dots + a_i^+(\theta_2)a_j(\theta_2)R_{ij} \\ \dots \\ P_{\theta_N} = a_i^+(\theta_N)a_j(\theta_N)R_{11} + \dots + [a_i^+(\theta_N)a_j(\theta_N) + a_j^+(\theta_N)a_i(\theta_N)]Re(R_{ij}) + \\ \quad + sopr[a_i^+(\theta_N)a_j(\theta_N), a_j^+(\theta_N)a_i(\theta_N)]lm(R_{ij}) + \dots + a_i^+(\theta_N)a_j(\theta_N)R_{ij} \end{cases} \quad (8)$$

Hệ phương trình đại số tuyến tính (8) có N phương trình với $M \times M$ ẩn số. Hệ phương trình (8) có thể viết ở dạng ma trận:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} = \mathbf{B} \quad (9)$$

Trong đó: \mathbf{A} là ma trận của các hệ số có kích thước $N \times M^2$, được xác định bởi vị trí hình học của các phần tử anten; \mathbf{X} là véc tơ cột các phần tử chưa biết của ma trận tương quan, kích thước $M^2 \times 1$; \mathbf{B} là véc tơ cột của các thành phần tự do có kích thước $N \times 1$, được cho trước theo dạng giản đồ hướng yêu cầu.

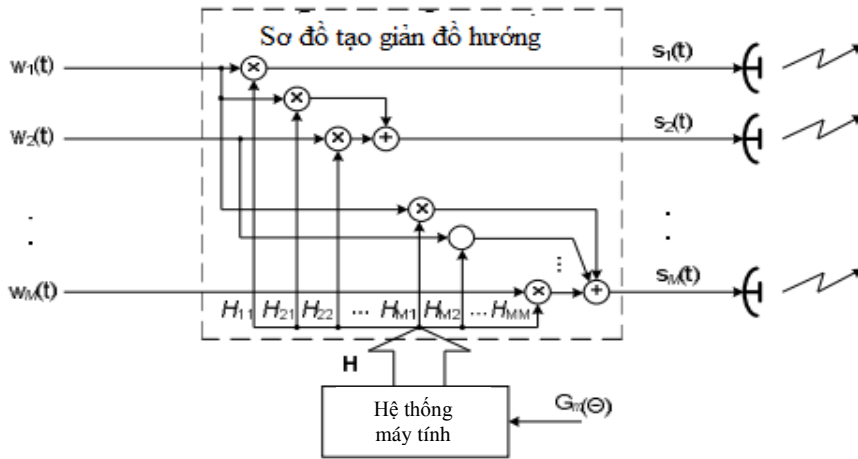
Ma trận \mathbf{A} là ma trận suy biến, với hạng nhỏ hơn M^2 . Trong tất cả các phương pháp được biết về giải hệ phương trình đại số tuyến tính, ta chọn phương pháp phân rã - QR vì các lý do đã nêu ở phần trên (mục 1).

Như vậy, theo kết quả giải hệ phương trình (9) ta tìm được giá trị các phần tử của ma trận tương quan của các tín hiệu phát xạ \mathbf{R} . Sau khi xác định được ma trận tương quan của các tín hiệu phát xạ \mathbf{R} , ta có thể xác định được cấu trúc thời gian của các tín hiệu phát xạ [6]:

$$\mathbf{s}(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{w}(t) \quad (10)$$

Trong đó: $\mathbf{s}(t) = \|s_1(t) \dots s_M(t)\|^T$ là hàm số véc tơ M được tổng hợp các tín hiệu phát xạ nhiễu dài hẹp tương quan lẫn nhau; $\mathbf{w}(t) = \|w_1(t) \dots w_M(t)\|^T$ là hàm số véc tơ M của các tín hiệu nhiễu tương quan dài hẹp; $\mathbf{H} = \mathbf{R}^{1/2}$ là căn bậc hai của ma trận \mathbf{R} .

Sơ đồ thực hiện thuật toán đã đề xuất như hình 2.



Hình 2. Sơ đồ thực hiện thuật toán thay đổi thích nghi hình dạng giản đồ hướng anten.

Yêu cầu về hình dạng giản đồ hướng $G_{yc}(\theta)$ được đưa vào hệ thống máy tính. Hệ thống máy tính sẽ giải hệ phương trình (9) và tìm căn bậc hai Hermitian của ma trận tương quan \mathbf{R} . Sơ đồ tạo giản đồ hướng thực hiện phép toán (10).

3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Việc tính toán mô phỏng được thực hiện bằng phần mềm Matlab, Ver 2021a. Để đánh giá và so sánh hiệu quả của thuật toán đề xuất, việc tính toán mô phỏng được tiến hành với hai trường hợp: Sử dụng thuật toán đề xuất (phương pháp phân rã - QR) và sử dụng phương pháp lập trình bậc 2 (phương pháp SDP) như trong [6, 8].

Tính toán mô phỏng được thực hiện với các điều kiện chung: Bước sóng $\lambda = 3$ cm; số lượng các phần tử anten lần lượt là $M = 8, 12, 16$ và khoảng cách giữa các phần tử trong mạng anten $0,5\lambda$; bước xây dựng giản đồ hướng với phương pháp phân rã - QR là $\Delta\theta = 1^\circ$ và với phương pháp SDP là $\Delta\theta = 0,01^\circ$.

Ứng với từng giá trị M cụ thể, việc tính toán mô phỏng được thực hiện với các trường hợp như sau:

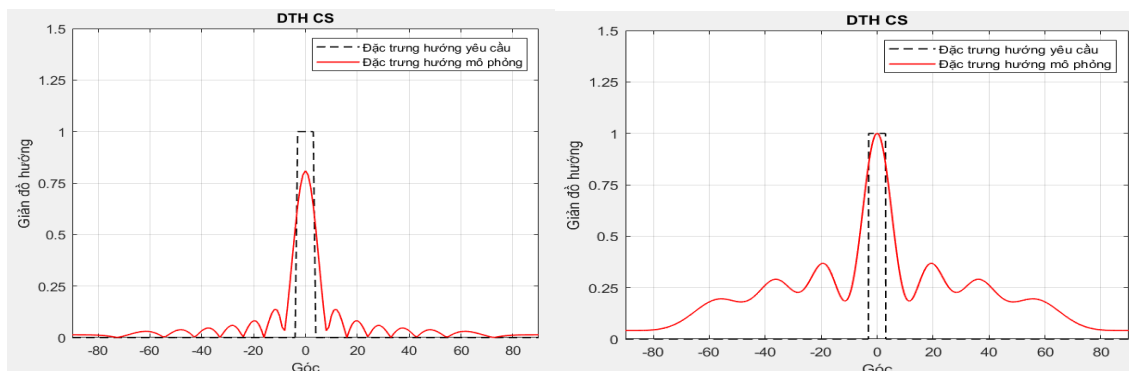
- Trường hợp 1 búp sóng với độ rộng búp sóng yêu cầu hẹp, cụ thể độ rộng búp sóng yêu cầu 6° ;

- Trường hợp 1 búp sóng với độ rộng búp sóng yêu cầu rộng, cụ thể độ rộng búp sóng yêu cầu 60° ;

- Trường hợp nhiều búp sóng, cụ thể là 3 búp sóng với độ rộng búp sóng yêu cầu 20° và 10° .

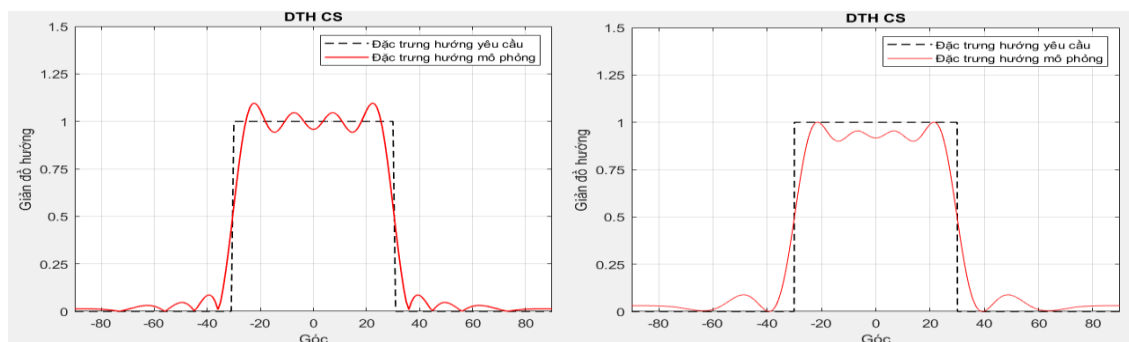
Các hình 3 đến hình 15 thể hiện kết quả mô phỏng. Các bảng 1 đến bảng 3 thể hiện kết quả tính toán độ rộng búp sóng từ kết quả mô phỏng và thời gian tính toán tương ứng với các trường hợp mô phỏng đã thực hiện.

* Trường hợp $M = 8$:



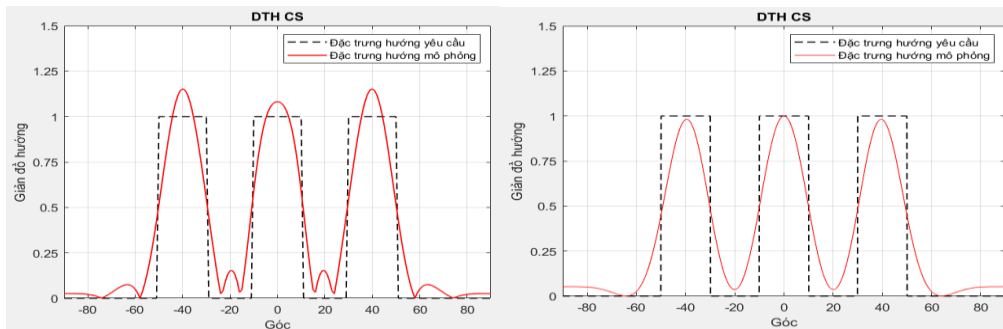
Hình 3. Điều kiện mô phỏng: Độ rộng búp sóng 6° , hướng búp sóng chính 0°

a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP.

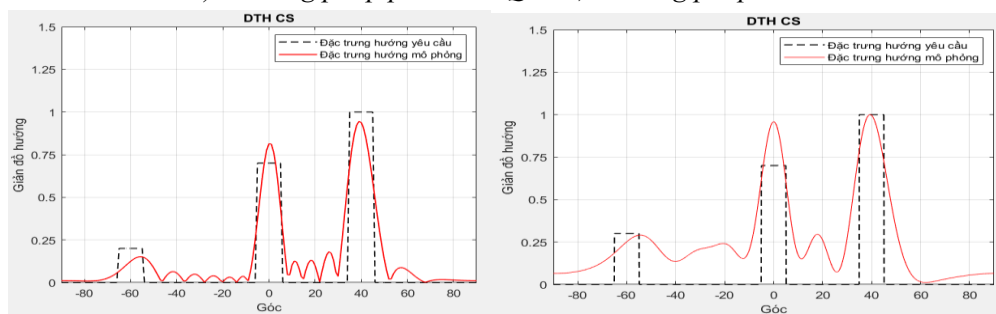


Hình 4. Điều kiện mô phỏng: Độ rộng búp sóng 60° , hướng búp sóng chính 0°

a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP.

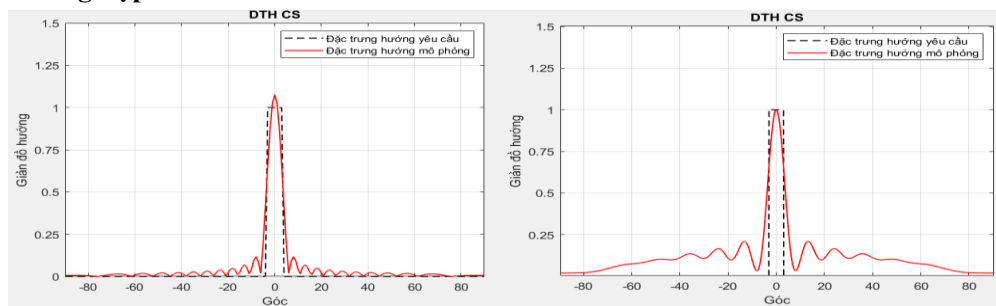


Hình 5. Điều kiện mô phỏng: Số lượng búp sóng 3; hướng chính của các búp sóng -40° , 0° , 40° ; độ rộng mỗi búp sóng 20°
 a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP.

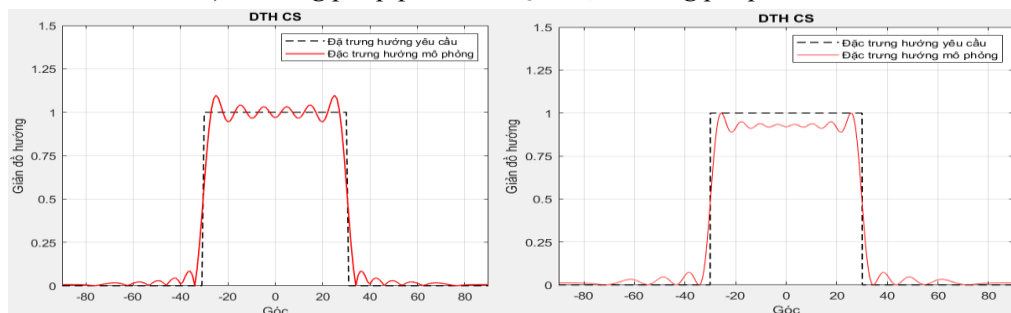


Hình 6. Điều kiện mô phỏng: Số lượng búp sóng 3; hướng chính của các búp sóng -60° , 0° , 40° ; độ rộng mỗi búp sóng 10°
 a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP.

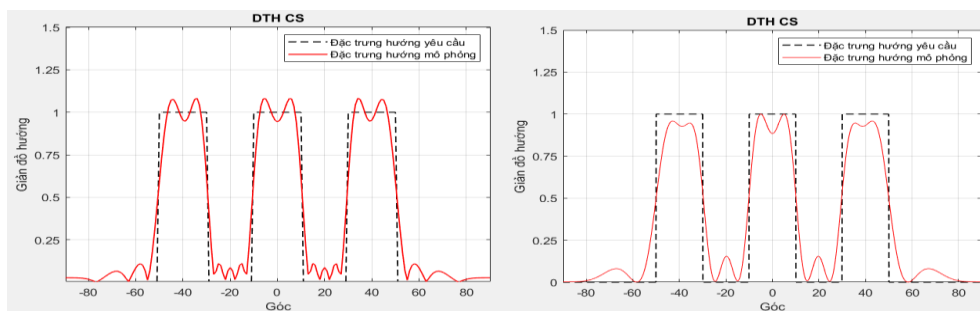
*** Trường hợp $M = 12$:**



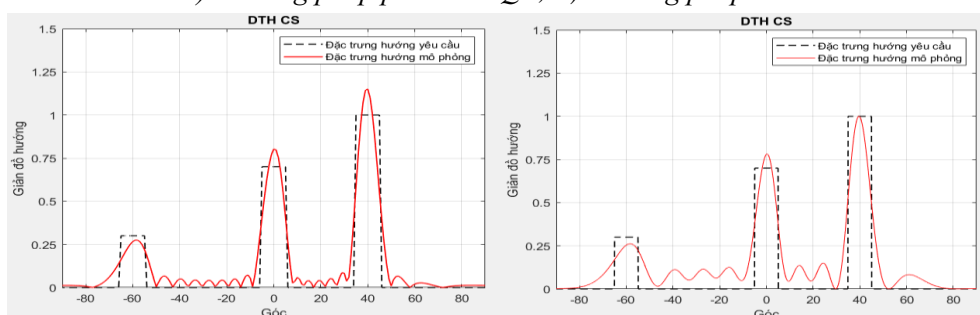
Hình 7. Điều kiện mô phỏng: Độ rộng búp sóng 6° , hướng búp sóng chính 0°
 a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP.



Hình 8. Điều kiện mô phỏng: Độ rộng búp sóng 60° , hướng búp sóng chính 0°
 a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP.

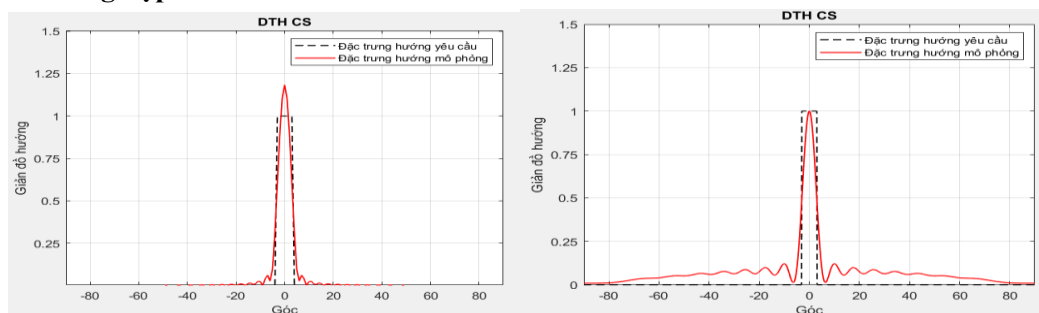


Hình 9. Điều kiện mô phỏng: Số lượng búp sóng 3; hướng chính của các búp sóng $-40^\circ, 0^\circ, 40^\circ$; độ rộng mỗi búp sóng 20°
 a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP.

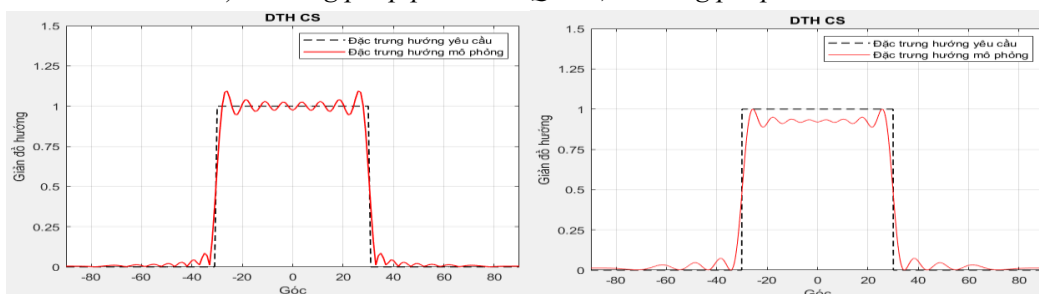


Hình 10. Điều kiện mô phỏng: Số lượng búp sóng 3; hướng chính của các búp sóng $-60^\circ, 0^\circ, 40^\circ$; độ rộng mỗi búp sóng 10°
 a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP.

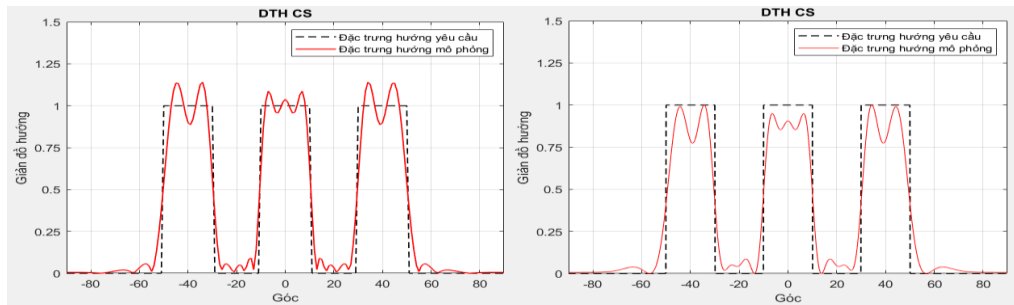
*** Trường hợp $M = 16$:**



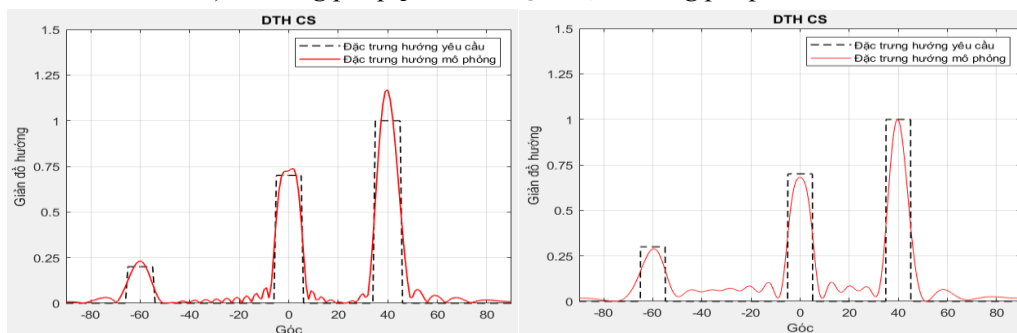
Hình 11. Điều kiện mô phỏng: Độ rộng búp sóng 6° , hướng búp sóng chính 0°
 a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP.



Hình 12. Điều kiện mô phỏng: Độ rộng búp sóng 60° , hướng búp sóng chính 0°
 a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP.



Hình 13. Điều kiện mô phỏng: Số lượng búp sóng 3; hướng chính của các búp sóng $-40^\circ, 0^\circ, 40^\circ$; độ rộng mỗi búp sóng 20°
 a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP.



Hình 14. Điều kiện mô phỏng: Số lượng búp sóng 3; hướng chính của các búp sóng $-60^\circ, 0^\circ, 40^\circ$; độ rộng mỗi búp sóng 10°
 a) Phương pháp phân rã - QR; b) Phương pháp SDP

Quá trình mô phỏng, kết quả mô phỏng và tính toán cho ta thấy rằng:

- Thuật toán tổng hợp giản đồ hướng theo phương pháp phân rã - QR cho độ chính xác cao hơn phương pháp SDP. Ta thấy rõ điều này thông qua điều kiện mô phỏng và các tham số đặc trưng cho hình dạng giản đồ hướng anten, đó là độ rộng búp sóng chính và mức búp sóng phụ. Điều kiện mô phỏng ở đây: Bước xây dựng giản đồ hướng với phương pháp phân rã - QR là $\Delta\theta = 1^\circ$ lớn hơn nhiều với phương pháp SDP là $\Delta\theta = 0,01^\circ$. Còn về các tham số đặc trưng cho hình dạng giản đồ hướng anten thì phương pháp phân rã - QR cho phép đạt được độ rộng búp sóng chính, chính xác hơn (các bảng 1 đến bảng 3) và mức búp sóng phụ cũng nhỏ hơn so với phương pháp SDP (các hình 3 đến hình 15).

Bảng 1. Trường hợp độ rộng búp sóng yêu cầu 6° :
 Kết quả tính toán độ rộng búp sóng và thời gian tính toán.

Số phần tử	Tham số	M = 8			M = 12			M = 16		
		Bước xây dựng giản đồ hướng (độ)	Độ rộng búp sóng theo mô phỏng (độ)	Thời gian tính toán (s)	Bước xây dựng giản đồ hướng (độ)	Độ rộng búp sóng theo mô phỏng (độ)	Thời gian tính toán (s)	Bước xây dựng giản đồ hướng (độ)	Độ rộng búp sóng theo mô phỏng (độ)	Thời gian tính toán (s)
	Giản đồ hướng theo phương pháp phân rã - QR	1	10	0,66	1	7	0,843	1	6	1,02
	Giản đồ hướng theo phương pháp SDP	0,01	12	14,85	0,01	7,5	23,81	0,01	6	31,81

- Trường hợp yêu cầu độ rộng búp sóng hẹp, khi số lượng các phần tử của mạng anten M nhỏ

thì độ chính xác của phương pháp phân rã - QR giảm đi đáng kể, dù vẫn tốt hơn phương pháp SDP. Kết quả mô phỏng và tính toán (hình 3 và bảng 1) cho thấy, sai lệch về độ rộng búp sóng so với yêu cầu khá lớn (trường hợp $M = 8$, độ rộng búp sóng yêu cầu là 6° nhưng độ rộng búp sóng mô phỏng được là 10°). Mặt khác, mức búp sóng chính bị giảm và mức búp sóng phụ tăng lên đáng kể.

Bảng 2. Trường hợp độ rộng búp sóng yêu cầu 60° :
Kết quả tính toán độ rộng búp sóng và thời gian tính toán.

Số phần tử	M = 8			M = 12			M = 16		
Tham số	Bước xây dựng giản đồ hướng (độ)	Độ rộng búp sóng theo mô phỏng (độ)	Thời gian tính toán (s)	Bước xây dựng giản đồ hướng (độ)	Độ rộng búp sóng theo mô phỏng (độ)	Thời gian tính toán (s)	Bước xây dựng giản đồ hướng (độ)	Độ rộng búp sóng theo mô phỏng (độ)	Thời gian tính toán (s)
Giản đồ hướng theo phương pháp phân rã - QR	1	60	0,617	1	60	0,832	1	60	1,022
Giản đồ hướng theo phương pháp SDP	0,01	60	18,38	0,01	59,99	31,66	0,01	59,99	46,53

Bảng 3. Trường hợp ba búp sóng, độ rộng búp sóng yêu cầu 20° :
Kết quả tính toán độ rộng búp sóng và thời gian tính toán.

Số phần tử	M = 8				M = 12				M = 16						
Tham số	Bước xây dựng giản đồ hướng (độ)	Độ rộng búp sóng theo mô phỏng (độ)			Thời gian tính toán (s)	Bước xây dựng giản đồ hướng (độ)	Độ rộng búp sóng theo mô phỏng (độ)			Thời gian tính toán (s)	Bước xây dựng giản đồ hướng (độ)	Độ rộng búp sóng theo mô phỏng (độ)			Thời gian tính toán (s)
		1	2	3			1	2	3			1	2	3	
Giản đồ hướng theo phương pháp phân rã - QR	1	19,5	20	19,5	0,799	1	20	20	20	0,934	1	20	20	20	1,103
Giản đồ hướng theo phương pháp SDP	0,01	19,3	20	19,3	21,555	0,01	20,7	20,2	20,7	32,373	0,01	19	20	19	49,513

- Thuật toán tổng hợp giản đồ hướng theo phương pháp phân rã - QR cho phép giảm khối lượng tính toán, kéo theo là thời gian tính toán nhanh hơn rất nhiều so với phương pháp SDP (các bảng 1 đến bảng 3). Ưu điểm này càng thể hiện rõ nét hơn trong trường hợp tăng số lượng phần tử của mạng anten M hoặc trường hợp tạo giản đồ hướng có nhiều búp sóng. Với phương pháp phân rã - QR thì phần lớn khối lượng tính toán nằm ở công đoạn thực hiện phân rã - QR của ma trận \mathbf{A} , phụ thuộc vào số lượng các phần tử của mạng anten M và giá trị bước xây dựng giản đồ hướng $\Delta\theta$. Với một dạng mạng anten cụ thể, phân rã - QR được thực hiện một lần ở giai đoạn thiết kế và được lưu trữ trong bộ nhớ của thiết bị máy tính. Trong quá trình hoạt động, khi thay đổi dạng giản đồ hướng theo yêu cầu thì chỉ thay đổi véc tơ cột \mathbf{B} trong biểu thức (9). Việc giải bài toán (4) phụ thuộc vào các giá trị bước xây dựng giản đồ hướng $\Delta\theta$, số lượng các phần tử của mạng anten M và số búp sóng của giản đồ hướng. Bước xây dựng giản đồ hướng $\Delta\theta$ càng nhỏ, số lượng các phần tử của mạng anten M và số búp sóng của giản đồ hướng càng lớn thì khối lượng tính toán sẽ càng lớn. Cần đặc biệt chú ý trường hợp tạo giản đồ hướng có nhiều búp sóng vì khi thay đổi số lượng búp sóng thì số lượng các điều kiện trong (4) sẽ thay đổi và kéo theo là khối lượng tính toán cũng sẽ thay đổi. Số lượng búp sóng càng lớn thì khối lượng tính toán càng lớn, kéo theo là thời gian tính toán sẽ tăng lên đáng kể.

4. KẾT LUẬN

Từ các phân tích lý thuyết và kết quả tính toán mô phỏng đã trình bày, có thể rút ra một số kết

luận như sau:

- Trong hệ thống ra đa MIMO, khi phát xạ các tín hiệu nhiễu dải hẹp thì bằng cách kiểm soát mối tương quan chéo (tính toán ma trận tương quan \mathbf{R}) của các tín hiệu này, có thể tạo ra và điều khiển giản đồ hướng anten có hình dạng yêu cầu. Để điều khiển hình dạng của giản đồ hướng cần phải có một tập hợp các ma trận tương quan \mathbf{R} , được lưu trữ trong bộ nhớ hoặc liên tục được tính toán cập nhật nó bằng hệ thống máy tính.

- Thuật toán tổng hợp giản đồ hướng theo phương pháp phân rã - QR, cho phép tính toán ma trận tương quan \mathbf{R} của các tín hiệu phát xạ, để thiết lập và điều khiển giản đồ hướng anten có hình dạng yêu cầu.

- Thuật toán tổng hợp giản đồ hướng theo phương pháp phân rã - QR có một số ưu điểm so với thuật toán dựa trên phương pháp lập trình bậc 2 như sau:

+ Khả năng thiết lập hình dạng giản đồ hướng anten theo yêu cầu có độ chính xác cao hơn, đặc biệt là khi tổng hợp giản đồ hướng có nhiều búp sóng.

+ Khối lượng tính toán giảm và kéo theo là thời gian tính toán nhanh hơn, điều này phù hợp hơn với yêu cầu xử lý thời gian thực và cho phép giảm yêu cầu về cấu hình cần đáp ứng của hệ thống máy tính.

- Thuật toán tổng hợp giản đồ hướng theo phương pháp phân rã - QR vẫn tồn tại hạn chế là khi yêu cầu độ rộng búp sóng hẹp hơn nữa (nhỏ hơn 6°) thì độ chính xác cũng giảm đi, đặc biệt là khi số lượng các phần tử của mạng anten M nhỏ. Vấn đề này sẽ được tiếp tục nghiên cứu hoàn thiện trong tương lai.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. J. Li and P. Stoica. "MIMO Radar: Diversity Means Superiority".
- [2]. E. Fishier, A. Haimovich, et al. IEEE Transactions on Signal Processing. (2006).
- [3]. Fred Daum, Jim Huang. IEEE A&E Systems Magazine. 2009.
- [4]. Frazer G.J., Abramovich Y.I., Johnson B.A et al. Proc. IEEE Radar Conf. Rome, Italy. P. 789-794.
- [5]. Черняк В.С. "Прикладная радиоэлектроника". М., (2009).
- [6]. Jiame Li, Petre Stoica. "MIMO radar signal processing", (2009).
- [7]. Hai Deng, Braham Himed. // IEEE transactions on antennas and propagation. Vol. 57, №2, (2009).
- [8]. Хедли Дж. "Нелинейное и динамическое программирование". М., (1967).
- [9]. Богачев К.Ю. Практикум на ЭВМ. "Методы решения линейных систем и нахождения собственных значений". М., (1998).
- [10]. Воеводин В.В., Кузнецов Ю.А. "Матрицы и вычисления". М., (1984).
- [11]. Воеводин В.В. "Численные методы алгебры. Теория и алгоритмы". М., (1966).

ABSTRACT

A proposed algorithm for synthesis and control of the antenna radiation pattern in MIMO radar by solving the system of linear algebraic equations using the decomposition method - QR

This paper presents a study on adaptive change of the antenna radiation pattern with the time structure of the emitted noise signal and proposes an algorithm for synthesizing and controlling the antenna radiation pattern for MIMO radar. The proposed algorithm is based on solving the system of linear algebraic equations by the decomposition method, the QR method. The proposed algorithm allows to reduce the time and volume of computation and has higher accuracy than the algorithms published in [6, 8].

Keywords: MIMO (Multiple input - Multiple output); Orthogonal Signal; Radar System; Synthesis of Antenna Radiation Pattern.