

NÂNG CAO HIỆU QUẢ PHÁT HIỆN MỤC TIÊU TRONG HỆ THỐNG RADAR MIMO KẾT HỢP DỰA VÀO XỬ LÝ THÍCH NGHI KHÔNG GIAN - THỜI GIAN VỚI ĐỘ PHỨC TẠP TÍNH TOÁN THẤP

IMPROVING PERFORMANCE OF TARGET DETECTION OF COHERENT MIMO RADAR BASED ON SPACE-TIME ADAPTIVE PROCESSING WITH LOW COMPUTATION COMPLEXITY

Đào Minh Hưng¹, Mai Xuân Bình²

¹Trường Đại học Quy Nhơn; daominhhungqn@gmail.com

²Công ty Quản lý bay Miền Trung; maixbinh@gmail.com

Tóm tắt - Để tăng khả năng phát hiện mục tiêu ở radar MIMO kết hợp, người ta sử dụng phân tập dạng sóng, phân tập tần số hoặc phân tập không gian. Tuy nhiên, khả năng phát hiện mục tiêu vẫn bị hạn chế do ảnh hưởng của tán xạ và nhiễu cố ý gây ra [6]. Kỹ thuật xử lý thích nghi không gian thời gian STAP được sử dụng để giảm nhiễu. Khi đó các trọng số của bộ lọc được ước lượng phải chính xác. Điều này đòi hỏi ma trận hiệp phương sai nhiễu có kích cỡ lớn, do đó việc tính toán nghịch đảo ma trận hiệp phương sai nhiễu càng phức tạp đôi lúc không tính được. Đã có nhiều thuật toán đưa ra nhằm mục đích giảm kích cỡ của ma trận hiệp phương sai nhiễu hay giảm hạng của ma trận như sử dụng hàm PSWF [9]. Bài viết này sử dụng phép biến đổi tuyến tính để làm thưa ma trận hiệp phương sai do đó làm giảm độ phức tạp trong tính toán mà vẫn đảm bảo tăng hiệu quả phát hiện mục tiêu của hệ thống.

Từ khóa - Radar; Coherent MIMO radar; Radar Technology; Space-Time Adaptive Processing for MIMO Radar; STAP.

1. Đặt vấn đề

Radar là một hệ thống điện tử dùng để phát hiện và xác định vị trí các vật. Chức năng cơ bản nhất là phát hiện mục tiêu. Trong đó việc phát hiện mục tiêu lại phụ thuộc vào tỉ số SNR tại đầu vào máy thu.

Có nhiều kỹ thuật được phát triển để tối đa hóa tỉ số SNR tại đầu vào máy thu như lựa chọn dạng sóng phát đi ở máy phát [1-2], [4] để tăng khả năng của radar trong việc tách các mục tiêu khỏi các tín hiệu phản xạ không cần thiết và can nhiễu ở máy thu. Hoặc tạo dạng búp sóng phát ở máy phát [5], [8] nhằm tăng tỉ số SNR tại máy thu. Trong [3], [10] đã đề xuất cách bố trí các phần tử anten một cách hợp lý cũng giúp cho việc tăng độ lợi anten thu nhưng không làm tăng kích cỡ của chúng, qua đó cũng tăng khả năng phát hiện mục tiêu. Tuy nhiên, chọn dạng sóng phát ở máy phát giúp tăng phân tập dạng sóng và cải thiện fading nhưng chưa loại bỏ nhiễu cố ý. Việc bố trí các phần tử anten cũng chỉ tăng độ lợi cho anten thu theo một hướng nào đó xác định và không dùng cho anten phát.

Xử lý thích nghi không gian thời gian ở phía thu [7] bằng cách lọc tín hiệu theo cả chiều không gian và thời gian với trọng số bộ lọc được chọn thích nghi với môi trường hoạt động của radar MIMO. Để làm được điều này thì phải ước lượng chính xác trọng số của bộ lọc. Khi đó yêu cầu ma trận hiệp phương sai phải có số lượng lớn các phần tử, dẫn đến xử lý tính toán phức tạp để tìm trọng số tối ưu. Trong [9] đã đề cập thuật toán để giảm độ phức tạp tính toán nghịch đảo ma trận mẫu như giảm số mẫu bằng cách

Abstract - In order to increase the target detection capability of a coherent MIMO radar, people make use of wave diversity, frequency diversity, or space diversity. However, the ability to detect a target is limited by the effects of deliberate scattering and interference [6]. Space-time adaptive processing (STAP) techniques are used to reduce interference. Then the weights of the filter are estimated to be accurate. This requires a large covariance matrix, thus the inverse computation of the covariance matrix becomes more complex and sometimes appears impossible. Many algorithms have been proposed to reduce the size of the covariance matrix or to reduce the rank of the matrix, including the PSWF function [9]. This paper uses linear transformation to covalance the covariance matrix, thus reducing the computational complexity while still ensuring an increase in the target detection performance of the system.

Key words - Radar; Coherent MIMO radar; Radar Technology; Space-Time Adaptive Processing for MIMO Radar; STAP.

sử dụng hàm PSWF (Prolate Spheroidal Wave Functions) nhưng có nhược điểm là phải biết trước cấu trúc hình học và cấu trúc không gian tán xạ, không gian tín hiệu vào lớn. Bài viết này đề xuất phép biến đổi tuyến tính để làm thưa ma trận hiệp phương sai, nhờ đó độ phức tạp khi tính toán ma trận hiệp phương sai nhiễu giảm đi mà vẫn tăng khả năng phát hiện mục tiêu của radar và có thể áp dụng cho các hệ thống radar khác.

2. Nội dung

2.1. Mô hình tín hiệu hệ thống radar MIMO kết hợp với xử lý thích nghi không gian thời gian

Các tán xạ không gian - thời gian thường không phải là nhiễu trắng, tức không phải là ma trận phương sai chéo. Bộ lọc một chiều không thể dùng để tách các tán xạ được bởi vì tán xạ có thể đến từ nhiều hướng khác nhau (phụ thuộc β). Toàn bộ tán xạ không gian thời gian đến máy thu từ cùng một khoảng cự ly thứ i biểu diễn như sau:

$$X_c = \sum_{i=1}^{r_c} \bar{\gamma}_i s_i \quad (1)$$

trong đó: $\bar{\gamma}_i$ là đại lượng phức của tán xạ thứ i , r_c là số phân giải về cự ly mà radar xử lý.

Công suất của toàn bộ nhiễu và tán xạ được biểu diễn:

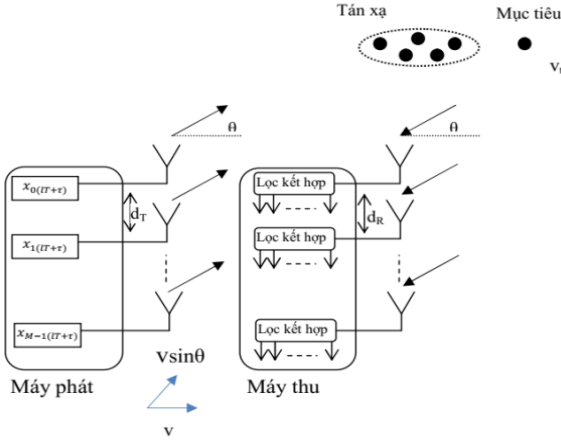
$$P_c = E(|\bar{f}_d \cdot \bar{\theta}|^2) = \mathbf{s}^* \mathbf{R} \mathbf{s} \quad (2)$$

Ta có mô hình xử lý thích nghi không gian thời gian như Hình 1.

Khi đó, các tín hiệu phát của anten thứ m được biểu diễn bằng:

$$x_m(lT + \tau) = \sqrt{E} \phi_m(\tau) e^{j2\pi f(lT + \tau)} \text{ với } m = 1, 2, \dots, M \quad (3)$$

trong đó: $\phi_m(t)$ là tín hiệu băng cơ sở, l : chỉ số xung phát thứ l của radar, τ : độ rộng thời gian xung phát, T : chu kỳ xung phát. $u_m(t)$ bao gồm một chuỗi xung lặp lại của các xung ngắn $\phi_m(t)$.



Hình 1. Mô hình xử lý thích nghi không gian thời gian

Do đó, tín hiệu thu bởi anten thứ n sau khi giải điều chế được viết như sau:

$$y_n(lT + \tau) = \sum_{m=0}^{M-1} \rho_i \phi_m^v(lT + \tau - \frac{2r}{c} - nd_r \sin \theta_i - md_T \sin \theta_i) + \sum_{i=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{M-1} \rho_i \phi_m^v(lT + \tau + \frac{2r}{c} - nd_r \sin \theta_i - md_T \sin \theta_i) + y_n^{(J)}(lT + \tau) + y_n^{(w)}(lT + \tau) \quad (4)$$

trong đó: $\phi_m^v(t) = \phi_m(t) e^{j2\pi v t}$

$$v_t = \frac{2(v_t + v \sin \theta_i)}{c} f \text{ và } v_i = \frac{2(v \sin \theta_i)}{c} f$$

r : là cự ly của khoảng quan tâm, ρ_i : biên độ tín hiệu phản xạ của mục tiêu, ρ_i : biên độ phản xạ không mong muốn thứ i , số tín hiệu phản xạ không mong muốn là N_c , $y_n^{(J)}$: tín hiệu gây nhiễu thu ở anten thứ n , $y_n^{(w)}$: nhiễu trắng ở anten thứ n .

Thành phần thứ nhất trong (4) là tín hiệu phản xạ của mục tiêu, thành phần thứ hai là phản xạ không mong muốn, thành phần thứ 3 và 4 là nhiễu cổ ý và nhiễu trắng.

Sự sai khác pha khi thu về là do hiệu ứng Doppler, vị trí của anten thu và vị trí anten phát gây ra. Với tín hiệu phát là băng hẹp và độ rộng xung T_ϕ đủ nhỏ để cho $T_\phi v_t \approx 0$. Khi đó ta có thể viết lại (4) như sau:

$$y_n(lT + \tau + \frac{2r}{c}) \approx \sum_{m=0}^{M-1} \rho_i \phi_m(\tau) e^{j(\frac{2\pi}{\lambda})(\sin \theta_i (2vT + d_R n + d_T m) + 2v_t Tl)} + \sum_{i=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{M-1} \rho_i \phi_m(\tau) e^{j(\frac{2\pi}{\lambda})(\sin \theta_i (2vTl + d_R n + d_T m))} + y_n^{(J)}(lT + \tau + \frac{2r}{c}) + y_n^{(w)}(lT + \tau + \frac{2r}{c}) \quad (5)$$

trong đó:

$$f_s = \frac{d_R}{\lambda} \sin \theta_i \text{ và } v_t \text{ là vận tốc mục tiêu hướng về radar;}$$

$$f_{s,i} = \frac{d_R}{\lambda} \sin \theta_i: \text{ là tần số không gian}$$

$$f_D = \frac{2(v \sin \theta_i + v_t)}{\lambda} T: \text{ là tần số Doppler chuẩn hóa.}$$

Khi đó tín hiệu sau khi qua bộ lọc được biểu diễn:

$$y_{m,n,l} = \int y_n(lT + \tau + \frac{2r}{c}) \phi_m^*(\tau) d\tau = \rho_i e^{j(\frac{2\pi}{\lambda})(\sin \theta_i (2vT + d_R n + d_T m) + 2v_t Tl)} + \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i e^{j(\frac{2\pi}{\lambda})(\sin \theta_i (2vTl + d_R n + d_T m))} + y_{n,m,l}^{(J)} + y_{n,m,l}^{(w)} \quad (6)$$

L là số xung. Với $d_R = \lambda/2$ khi đó (6) được viết lại:

$$y_{m,n,l} = \rho_i e^{j2\pi f_s(n+my)} e^{j2\pi f_D l} + \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i e^{j2\pi f_{s,i}(n+my+\beta l)} + y_{n,m,l}^{(J)} + y_{n,m,l}^{(w)} \quad (7)$$

trong đó: $\gamma = \frac{d_T}{d_R}; \beta = \frac{2vT}{d_R}$

Từ tín hiệu thu được ở (7) ta có thể tạo ra vector có $N \times M \times L$ chiều như sau:

$$\mathbf{y} = (y_{0,0,0}, y_{1,0,0}, \dots, y_{N-1,M-1,L-1})^T \quad (8)$$

Khi đó tổ hợp tuyến tính của các phần tử vector $\mathbf{y}$ có thể được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{w}^* \mathbf{y} \quad (9)$$

trong đó: $\mathbf{w}$ là trọng số.

Để có được tỉ số SINR lớn nhất thì tích $\mathbf{w}^* \mathbf{R} \mathbf{w}$ phải nhỏ nhất sao cho [7]:

$$\mathbf{w}^* \mathbf{s}(f_s, f_D) = 1 \quad (10)$$

trong đó: $\mathbf{R} = E[\mathbf{y} \mathbf{y}^*]$ và $\mathbf{s}(f_s, f_D)$ là vector lái không gian thời gian của hệ thống radar MIMO, có kích thước là $N \times M \times L$, bao gồm các phần tử viết dưới dạng:

$$e^{j2\pi f_s(n+my)} e^{j2\pi f_D l} \quad (11)$$

và khi đó $\mathbf{w}$ còn được gọi là bộ tạo búp MVDR (Minimum Variance Distortionless Response). Ma trận hiệp phương sai $\mathbf{R}$ có thể ước lượng bằng cách sử dụng các ô phân chia khoảng cách lân cận. Để thỏa mãn (10) thì ta có:

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}(f_s, f_D)}{\mathbf{s}^*(f_s, f_D) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}(f_s, f_D)} \quad (12)$$

Biểu thức (12) tồn tại ma trận nghịch đảo $\mathbf{R}$, do đó độ phức tạp tính toán rất lớn.

2.2. Đề xuất xử lý thích nghi không gian thời gian dựa trên định dạng thưa (sparsity based space time adaptive processing)

Ta có thể biểu diễn tín hiệu như sau:

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_t + \mathbf{x}_c + \mathbf{n} \quad (13)$$

trong đó: $\mathbf{x}_t$: vector mục tiêu, $\mathbf{x}_c$: vector tán xạ, $\mathbf{n}$: vector

nhieu nhiệt.

Vector tán xạ có thể biểu diễn như sau:

$$\mathbf{x}_c = \sum_{n=1}^{N_c} \sigma_{c,n} \mathbf{v}(f_{d,n}, f_{s,n}) \quad (14)$$

trong đó: N_c : là số các tán xạ, $f_{d,n} = 2vT \sin \phi_n / \lambda$: tần số Doppler của tán xạ thứ n , $f_{s,n} = d \sin \phi_n / \lambda$: tần số không gian của tán xạ n .

$\mathbf{v}(f_{d,n}, f_{s,n})$: vector lái không gian thời gian,

$$\mathbf{v}(f_{d,n}, f_{s,n}) = \mathbf{v}_d(f_d) \otimes \mathbf{v}_s(f_s),$$

$$\mathbf{v}_d(f_d) = [1 \quad \exp(j2\pi f_d) \cdots \exp(j2\pi f_d(N-1))]^T,$$

$$\mathbf{v}_s(f_s) = [1 \quad \exp(j2\pi f_s) \cdots \exp(j2\pi f_s(M-1))]^T.$$

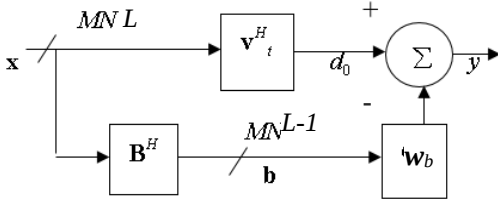
Vector tín hiệu mục tiêu: $\mathbf{x}_t = \sigma_t \mathbf{v}(f_{d,t}, f_{s,t}) = \sigma_t \mathbf{v}_t$

$$f_{d,t} = 2vT \sin \phi_t / \lambda + 2v_t T / \lambda, \quad f_{s,t} = d \sin \phi_t / \lambda,$$

v_t : vận tốc góc của mục tiêu, ϕ_t : góc tới của mục tiêu.

Ta có: $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{MN \times (MN-1)}$ là ma trận khối tín hiệu thỏa mãn: $\mathbf{B}^H \mathbf{v}_t = 0$ và $\mathbf{B} \mathbf{B}^H = \mathbf{I}$,

với: $[\mathbf{U} \quad \mathbf{S} \quad \mathbf{V}] = \text{svd}(\mathbf{v}_t^H)$, trong đó đã sử dụng phép biến đổi $\mathbf{b} = \mathbf{B}^H \mathbf{x} \in \mathbb{C}^{(MN-1) \times 1}$, và $MN-1$ là số dữ liệu tán xạ có sẵn.



Hình 2. Sơ đồ khối bộ loại bỏ búp sóng phụ thông thường

Nếu tất cả dữ liệu được sử dụng để loại bỏ tán xạ thì đầu ra được biểu diễn như sau:

$$y = d_0 - \mathbf{w}_b^H \mathbf{b} \quad (15)$$

trong đó: $d_0 = \mathbf{v}_t^H \mathbf{x}$ và $\mathbf{w}_b = \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{r}_{bb}$, $\mathbf{R}_b = E(\mathbf{b} \mathbf{b}^H)$ là ma trận hiệp phương sai tán xạ, $\mathbf{r}_{bb} = E(\mathbf{b} d_0^*)$ là vector tương quan chéo giữa d_0 và $\mathbf{b}$. Khi đó công suất đầu ra tán xạ như sau: $P = \mathbf{v}_t^H \mathbf{R}_x \mathbf{v}_t - \mathbf{r}_{bb}^H \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{r}_{bb}$

với: $\mathbf{R}_x = E(\mathbf{x} \mathbf{x}^H)$ là ma trận hiệp phương sai đầu vào.

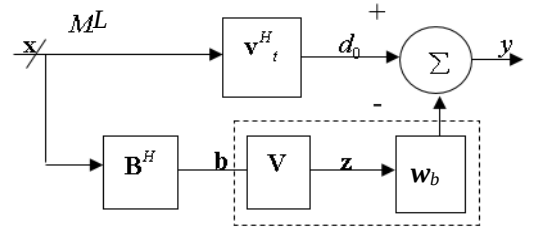
Tỉ số tín hiệu trên nhiễu và tán xạ SCNR đầu ra được biểu diễn như sau:

$$\text{SCNR} = \frac{LM |\alpha|^2}{\mathbf{v}_t^H \mathbf{R}_x \mathbf{v}_t - \mathbf{r}_{bb}^H \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{r}_{bb}} \quad (16)$$

Loại bỏ búp sóng phụ ở bộ xử lý thích nghi không gian thời gian, có các khối chức năng như Hình 3.

Do hạng ma trận hiệp phương sai nhỏ hơn mức tự do của hệ thống nên người ta dùng các thuật toán RR-STAP

và RD-STAP để giảm độ dài bộ lọc, tức lúc đó vector trọng số lọc cho STAP gọi là thừa.



Hình 3. Sơ đồ khối bộ loại bỏ búp sóng phụ dựa trên xử lý thích nghi không gian thời gian phân bố thừa.

Trọng số của STAP có thể thay bằng: $\tilde{\mathbf{w}}_b = \mathbf{V} \mathbf{w}_b$, trong đó: $\mathbf{V} = \text{diag}(\mathbf{v})$ và $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{MN-1}$ là một vector thừa. Khi đó ta có:

$$\mathbf{z} = \mathbf{V}^H \mathbf{b} \in \mathbb{C}^{(MN-1) \times 1}$$

Đầu ra:

$$y_r = d_0 - \mathbf{w}_b^H \mathbf{z} = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{w}_b^H & -\mathbf{w}_b^H \mathbf{V}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Công suất tán xạ đầu ra đối với STAP làm thừa có thể tính:

$$P_r = \mathbf{v}_t^H \mathbf{R}_x \mathbf{v}_t - \mathbf{r}_{bb}^H \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{r}_{bb} + \varepsilon^H \mathbf{R}_b \varepsilon \quad (18)$$

trong đó: $\varepsilon = \mathbf{w}_b - \tilde{\mathbf{w}}_b$ là vector sai số trọng số do điều kiện làm thừa. Trong khi đó công suất tín hiệu không đổi do phép biến đổi.

Tỉ số tín hiệu trên tán xạ và nhiễu SCNR đầu ra:

$$\text{SCNR} = \frac{LM |\alpha|^2}{\mathbf{v}_t^H \mathbf{R}_x \mathbf{v}_t - \mathbf{r}_{bb}^H \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{r}_{bb} + \varepsilon^H \mathbf{R}_b \varepsilon} \quad (19)$$

Do đó cần tối thiểu hóa sai số bình phương trung bình $\varepsilon^H \mathbf{R}_b \varepsilon$. Hàm mục tiêu của tối thiểu hóa có thể được viết như sau:

$$\varepsilon^H \mathbf{R}_b \varepsilon = \mathbf{r}_{bb}^H \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{r}_{bb} - \mathbf{r}_{bb}^H \tilde{\mathbf{w}}_b - \tilde{\mathbf{w}}_b^H \mathbf{r}_{bb} + \tilde{\mathbf{w}}_b^H \mathbf{R}_b \tilde{\mathbf{w}}_b \quad (20)$$

Khi đó cần tìm giá trị nhỏ nhất của:

$$\min(-\mathbf{r}_{bb}^H \tilde{\mathbf{w}}_b - \tilde{\mathbf{w}}_b^H \mathbf{r}_{bb} + \tilde{\mathbf{w}}_b^H \mathbf{R}_b \tilde{\mathbf{w}}_b + \lambda \|\tilde{\mathbf{w}}_b\|_0) \quad (21)$$

trong đó, tham số λ dùng để quy định độ thừa của $\tilde{\mathbf{w}}_b$, tuy nhiên biểu thức không có giá trị nhỏ nhất nên thay vào đó ta dùng biểu thức trên có thể được viết lại như sau:

$$\min(-\mathbf{r}_{bb}^H \tilde{\mathbf{w}}_b - \tilde{\mathbf{w}}_b^H \mathbf{r}_{bb} + \tilde{\mathbf{w}}_b^H \mathbf{R}_b \tilde{\mathbf{w}}_b + \lambda \|\tilde{\mathbf{w}}_b\|_1) \quad (22)$$

2.3. Cấu trúc bộ phát hiện không gian thời gian

Vector trọng số có hệ số tối ưu và thích nghi lần lượt là $\boldsymbol{\mu}$, $\boldsymbol{\beta}$. Chọn hệ số nào đều không ảnh hưởng đến tỉ số SINR.

Bộ phát hiện và chuẩn hóa được cho bởi [6]:

$$|\mathbf{w}_k^H \mathbf{x}_k|^2 = \frac{|\mathbf{s}_{s-t}^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{x}_k|^2}{\mathbf{s}_{s-t}^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{s}_{s-t}} \stackrel{H_1}{>} \eta_1 \quad (23)$$

với trường hợp ma trận hiệp phương sai đã biết thì:

$$\mu = 1/\sqrt{\mathbf{s}_{s-t}^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{s}_{s-t}},$$

Đặt: $\tilde{\mathbf{w}}_k = \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{s}_{s-t}$ sao cho $\mathbf{w}_k = \mu \tilde{\mathbf{w}}_k$ (24), khi đó $1/\mu^2$ tương đương với công suất nhiễu đầu ra của bộ lọc với trọng số vector $\tilde{\mathbf{w}}_k$.

Trong trường hợp ma trận hiệp phương sai không biết, ta thay (24) vào (23) khi đó thống kê phát hiện nghịch đảo ma trận mẫu sửa đổi MSMI (Modified Sample Matrix Inversion) khi đó (23) trở thành:

$$\left| \hat{\mathbf{w}}_k^H \mathbf{x}_k \right|^2 \underset{H_0}{>} \underset{H_1}{\eta_1 (\mathbf{s}_{s-t}^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1} \mathbf{s}_{s-t})}; \quad \hat{\mathbf{w}}_k = \hat{\mathbf{R}}_k^{-1} \mathbf{s}_{s-t}, \quad (25)$$

trong đó, ta tính η_1 đối với kênh đơn, đơn xung và ma trận hiệp phương sai nhiễu đặt bằng đơn vị.

Thành phần: $1/\beta^2 = \mathbf{s}_{s-t}^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1} \mathbf{s}_{s-t}$ điều chỉnh mức ngưỡng khi mức công suất can nhiễu thay đổi. Việc chuẩn hóa dẫn đến tỉ lệ báo động nhầm là hằng số.

Kelly đưa ra công thức dùng kiểm tra được gọi là kiểm tra tỉ lệ khả năng tổng quát (GLRT) [10]:

$$\frac{\left| \mathbf{s}_{s-t}^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1} \mathbf{x}_k \right|^2}{\mathbf{s}_{s-t}^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1} \mathbf{s}_{s-t} \left(1 + \frac{1}{K} \mathbf{x}_k^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1} \mathbf{x}_k \right)} \underset{H_0}{>} \underset{H_1}{K\eta_2} \quad (26)$$

Công thức này cho thấy tỉ lệ báo động nhầm là hằng số.

$$\left| \hat{\mathbf{w}}_k^H \mathbf{x}_k \right|^2 \underset{H_0}{>} \underset{H_1}{\eta_1 (\mathbf{s}_{s-t}^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1} \mathbf{s}_{s-t})} \left[\frac{K\eta_2}{\eta_1} \left(1 + \frac{1}{K} \mathbf{x}_k^H \hat{\mathbf{R}}_k^{-1} \mathbf{x}_k \right) \right] \quad (27)$$

Khi này mức ngưỡng phụ thuộc vào dữ liệu.

Bộ lọc xử lý thích nghi không gian thời gian nén can nhiễu và đầu ra bộ lọc ứng với hằng số $1/\hat{\alpha}^2$ sau đó so với ngưỡng so sánh. Loại chuẩn hóa khác có thể tạo búp sóng có thay đổi ít, khi đó ta chọn:

$$\mu_{MV} = 1/\mathbf{s}_{s-t}^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{s}_{s-t} \quad (28)$$

Xử lý thích nghi không gian thời gian có thể được phân thành hai lớp:

+ STAP giảm độ lớn (RD): sử dụng phép biến đổi và chọn phân đoạn độc lập với dữ liệu.

+ STAP giảm hạn (RR): phụ thuộc vào dữ liệu.

Cả hai lớp đều có mục đích chung là giảm số mẫu dữ liệu và giảm tính toán.

Phép biến đổi thường dùng dùng bao gồm các bước tạo búp sóng và xử lý Doppler. Vector trọng số của xử lý thích nghi không gian thời gian RD yêu cầu cho SINR cực đại trong không gian thưa được cho bởi:

$$\tilde{\mathbf{w}}_k = (\mathbf{T}^H \mathbf{R}_k \mathbf{T})^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{s}_{s-t} \quad (29)$$

Trên thực tế trọng số RD được cho bởi:

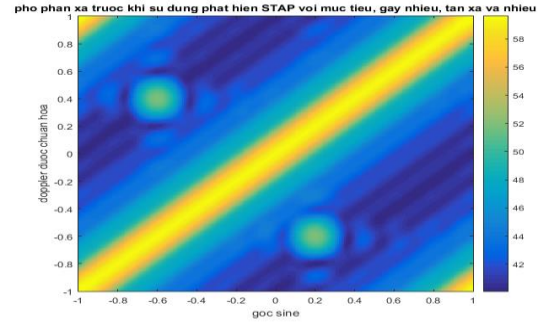
$$\hat{\mathbf{w}}_k = \hat{\mathbf{R}}_k^{-1} \tilde{\mathbf{v}}; \quad \hat{\mathbf{R}}_k = \frac{1}{K'} \sum_{m=1}^{K'} \tilde{\mathbf{x}}_m \tilde{\mathbf{x}}_m^H; \quad \tilde{\mathbf{v}} = \mathbf{T} \mathbf{v}_{s-t} \quad (30)$$

trong đó $K' \ll K$.

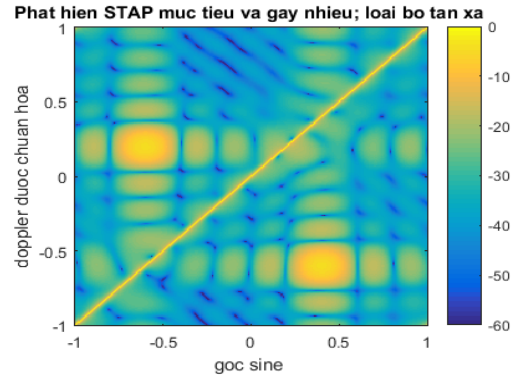
3. Kết quả mô phỏng

Thực hiện mô phỏng bằng Matlab, với số Anten thu bằng 10, số xung phát là 12 xung, d/λ có giá trị là 0,5 cùng với tỉ số tán xạ trên nhiễu CNR=30dB, tỉ số tín hiệu trên nhiễu SNR=10dB và tỉ số nhiễu giả trên tín hiệu JSR= 0dB. Các vị trí mục tiêu tạo với hướng chính của Anten một góc $\sin(\theta) = 0,4$ với tần số Doppler chuẩn hóa $\bar{f}_d = -0,6$ và nhiễu giả có vị trí lần lượt là $\sin(\theta) = -0,6$ và $\bar{f}_d = 0,2$.

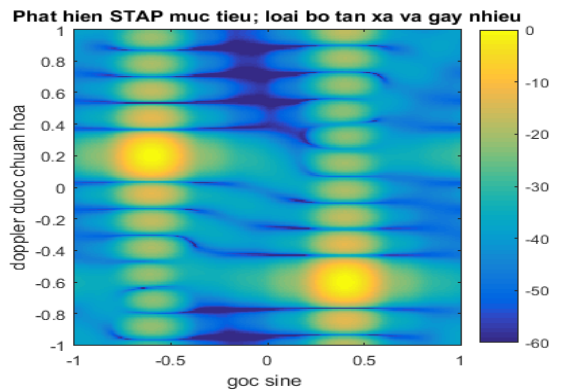
Các kết quả tính toán phổ trong các trường hợp khác nhau được biểu diễn trên Hình 4, Hình 5, Hình 6.



Hình 4. Phổ của tín hiệu tại máy thu khi chưa sử dụng thuật toán STAP



Hình 5. Phổ tín hiệu phát hiện tại máy thu dùng thuật toán STAP: loại bỏ nhiễu không mong muốn do tán xạ và nhiễu trắng, vẫn còn nhiễu giả (nhiều cổ ý)



Hình 6. Phổ tín hiệu phát hiện tại máy thu dùng thuật toán STAP dựa trên định dạng thưa: loại bỏ nhiễu không mong muốn do tán xạ, nhiễu trắng và cả nhiễu giả (nhiều cổ ý)

Hình 4 là phổ của tín hiệu tại đầu vào máy thu khi chưa sử dụng thuật toán xử lý thích nghi không gian và thời gian

STAP. Khi không có xử lý STAP, trong tín hiệu thu ngoài tín hiệu phản xạ phát hiện mục tiêu còn có tín hiệu không mong muốn do tán xạ, nhiễu cổ ý (nhiều giả) và nhiễu trắng (đường chéo màu vàng trong Hình 4 to, đậm) nên mục tiêu (2 chấm tròn trong Hình 4 rất mờ) khó phát hiện.

Hình 5 là phổ tín hiệu tại máy thu dùng để phát hiện mục tiêu khi đã sử dụng thuật toán không gian thời gian thích nghi STAP. Khi có xử lý không gian thời gian thì mục tiêu dễ phát hiện hơn (2 chấm tròn rõ nét hơn). Nhờ có xử lý STAP tạo búp sóng không gian thời gian nên loại bỏ nhiễu không mong muốn do tán xạ và nhiễu trắng chỉ còn nhiễu cổ ý (nhiều giả), nên làm tăng tỉ số SINR. Tuy nhiên nhiễu cổ ý vẫn còn (đường chéo màu vàng trong Hình 5 vẫn còn nhưng mảnh và nhạt hơn Hình 4).

Hình 6 là phổ tín hiệu tại máy thu dùng để phát hiện mục tiêu sử dụng thuật toán STAP với hàm PSWF định dạng thưa, có thể loại bỏ nhiễu không mong muốn do tán xạ, nhiễu trắng và nhiễu giả khỏi tín hiệu thu (không còn đường chéo màu vàng như trong Hình 4, Hình 5), do đó mục tiêu dễ dàng được phát hiện (2 chấm tròn sắc nét nhất). Kết quả này tương đương với kết quả mô phỏng phổ trong [9].

4. Kết luận

Bài viết này đã đề cập hệ thống radar MIMO kết hợp với xử lý thích nghi không gian thời gian. Trong ma trận tìm trọng số thích nghi còn tồn tại ma trận nghịch đảo nên độ phức tạp tính toán rất phức tạp và sẽ tăng nhanh khi số anten MIMO tăng. Để giảm phức tạp, trong tài liệu [9] sử dụng hàm PSWFs để tạo một không gian con, sau đó chuyển ma trận tán xạ nhận được có kích cỡ lớn thành ma trận có kích cỡ của không gian con được tạo nên bởi hàm PSWFs, từ đó tính ra các trọng số. Phương pháp này giúp giảm độ phức tạp tính toán khi tính nghịch đảo ma trận tán xạ nhưng số lượng tín hiệu thu đầu vào không giảm tức số trọng số không thay đổi nên khi đòi hỏi để bám mục tiêu tốt thì số lượng tín hiệu thu phải lớn, do đó độ phức tạp khi tính vẫn cao.

Trong bài viết này tận dụng đặc tính của ma trận tán xạ có hạng thấp và sử dụng thuật toán làm thưa trọng số nên

làm giảm được số tín hiệu thu cần để tạo ma trận tán xạ, đồng thời giảm số trọng số cũng giảm. Đề xuất trong bài viết này có đã làm giảm độ đáng kể độ phức tạp tính toán mà phương pháp sử dụng hàm PSWFs [9] không tận dụng được. Hiệu quả phát hiện mục tiêu của phương pháp đề xuất cũng đã chứng tỏ bằng các kết quả mô phỏng. Ngoài ra, với phương pháp đề xuất nếu áp dụng trong trường hợp biết trước môi trường hoạt động của radar MIMO kết hợp thì việc tính các trọng số nhanh hơn, tăng hiệu quả phát hiện mục tiêu của Radar MIMO kết hợp tốt hơn. Phương pháp này cũng có thể giúp phát hiện mục tiêu với thời gian thực.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Olivier Rabaste, Laurent Savy, Mathieu Cattenoz. "Signal Waveforms and Range/Angle Coupling in Coherent Collocated MIMO Radar": IEEE, 2003.
- [2] Vyacheslav Tuzlukov. "Design of Optimal Waveforms in MIMO Radar Systems Based on the Generalized Approach to Signal Processing" E-ISSN: 2224-2864, December 2012.
- [3] Mohammad Mahdi Chitgarha, Mojtaba Radmard, Mohammad Nazari Majd, Seyyed Mohammad Karbasi, Mohammad Mahdi Nayeibi, "MIMO radar signal design to improve the MIMO ambiguity function via maximizing its peak" s.l.: IEEE, Sharif University of Technology, Tehran, Iran, 2016.
- [4] A. Merline and S.J. Thiruvengadam. "Multiple-input Multiple-output radar Waveform design Methodologies", Defence Science Journal, July 2013.
- [5] Delphine Cerutti-Maori, Jens Klare, and Joachim Ender, *Coherent mimo radar for gmti*, Wachtberg, Germany.
- [6] Antonio De Maio, Marco Lops *Design Principles of MIMO Radar Detectors*, IEEE, April, 2007.
- [7] Jacques G. Verly, Fabian D. Lapierre, Braham Himed, Richard Klemm, and Marc Lesturgie, *Radar Space-Time Adaptive Processing*, EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Hindawi Publishing Corporation, 2006.
- [8] Aboulhasn Hassanien and Sergiy A. Vorobyov, *Transmit/receive beamforming for mimo radar with collocated antennas*, IEEE, University of Alberta, Edmonton, Canada, 2009
- [9] Chun-yang chen, P. P. Vaidyanathan, *Mimo radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions*, IEEE transactions on signal processing, february 2008.
- [10] E.J. Kelly, "An adaptive detection algorithm," IEEE Trans. AES, Vol. AES-22, No. 1, March 1986, pp. 115-127.

(BBT nhận bài: 19/9/2018, hoàn tất thủ tục phản biện: 16/10/2018)