

Giải pháp kiểm soát búp sóng phụ theo cự ly trong ra đa MIMO

Võ Văn Phúc*

Viện Ra đa, Viện KH-CN quân sự.

*Email: phuchvktqs@gmail.com

Nhận bài: 13/5/2022; Hoàn thiện: 08/6/2022; Chấp nhận đăng: 15/6/2022; Xuất bản: 28/6/2022.

DOI: <https://doi.org/10.54939/1859-1043.j.mst.80.2022.49-59>

TÓM TẮT

Ra đa MIMO cho phép phát xạ đồng thời nhiều dạng sóng từ các nguồn phát riêng biệt trong không gian, điều này sẽ làm tăng búp sóng phụ theo cự ly do tác động chéo không tránh khỏi giữa các dạng sóng. Bài báo này trình bày một giải pháp sử dụng bộ lọc không phối hợp để giảm thiểu tỷ số tổng hợp búp sóng bên (ISR) có ràng buộc tỷ số tỷ số tín/nhiều (SNR) nhằm kiểm soát búp sóng phụ theo cự ly trong ra đa MIMO.

Từ khóa: Ra đa nhiều đầu vào - nhiều đầu ra (MIMO); SNR; ISR.

1. MỞ ĐẦU

Các ra đa MIMO (MIMO: Multiple-Input, Multiple-Output) có nhiều ưu điểm so với các hệ thống ra đa truyền thống trong rất nhiều ứng dụng [4, 6] do nó cho phép phát xạ đồng thời nhiều dạng sóng từ các nguồn phát tách biệt trong không gian. Việc phát xạ nhiều dạng sóng khác nhau sẽ cung cấp thêm nhiều bậc tự do hơn có thể khai thác để làm tăng hiệu suất của ra đa nhưng nó phát sinh một nhược điểm là sẽ làm tăng búp sóng phụ theo cự ly do tác động chéo không tránh khỏi giữa các dạng sóng của ra đa.

Các búp sóng bên phát ra năng lượng không mong muốn làm xuất hiện sự thăng giáng cự ly của một vài phản xạ về mục tiêu [1, 2-4]. Mức búp sóng bên có thể hạn chế khả năng phát hiện các mục tiêu nhỏ hơn ở gần và có thể gây ra các phát hiện lầm. Các búp sóng bên cũng có thể giảm chất lượng của các ảnh ra đa, làm giảm chất lượng phát hiện mục tiêu quan sát. Để tạo ra một ảnh, ra đa phân giải các mục tiêu ở cự ly dưới và cự ly chéo để tạo ra một ước lượng phản xạ của các vật phản xạ ở trong mỗi ô phân giải. Các búp sóng bên từ địa vật và các mục tiêu cự ly thăng giáng của một ô phân giải đặc biệt sẽ đóng góp năng lượng không mong muốn.

Các bộ xử lý tín hiệu trong ra đa truyền thống thường sử dụng bộ lọc phối hợp. Điều này nhằm mục đích làm tăng tối đa tỷ số tín/nhiều SNR (SNR: Signal to Noise Ratio) trong ô cự ly và không tính đến năng lượng búp sóng bên nằm trong các ô cự ly lân cận. Trong ra đa MIMO, với nhược điểm đã nêu trên, mức búp sóng phụ cần phải được kiểm soát, vì vậy thay cho bộ lọc phối hợp trở nên không hiệu quả, bộ lọc không phối hợp sẽ được sử dụng. Bộ lọc không phối hợp là một giải pháp hiệu quả để kiểm soát búp sóng phụ [12, 14]. Tuy nhiên, việc sử dụng bộ lọc không phối hợp sẽ làm giảm SNR [10, 12-14].

Bài báo đề xuất giải pháp kiểm soát búp sóng phụ trong ra đa MIMO sử dụng bộ lọc không phối hợp, áp dụng cho một dạng sóng đơn và phát triển cho trường hợp đa dạng sóng. Giải pháp này dựa trên nhận xét là phản xạ cự ly trong ra đa MIMO thay đổi theo góc, điều này cho phép kết hợp nén xung và điều hướng cánh sóng thay cho việc thực hiện riêng biệt 2 quá trình đó. Giải pháp đề xuất cho phép giảm thiểu tỷ số tổng hợp búp sóng bên ISR (ISR: Integrated Sidelobe Ratio) mà làm không giảm nhiều SNR (có ràng buộc về SNR).

2. NỘI DUNG NGHIÊN CỨU

2.1. Mô hình tín hiệu và đề xuất cấu trúc xử lý tín hiệu trong ra đa MIMO

2.1.1 Mô hình tín hiệu của ra đa MIMO

Xét một hệ thống ra đa MIMO sử dụng M phần tử phát, N phần tử thu. Gọi $x(t)$ là véc tơ cột

độ dài M , mỗi phần tử của véc tơ tương ứng là một dạng sóng ra đa. Tín hiệu do ra đa MIMO quan sát được từ mục tiêu không có trễ ($\tau_0 = 0$), không có Doppler ($v_0 = 0$) và ở góc tới mục tiêu θ_0 là [12]:

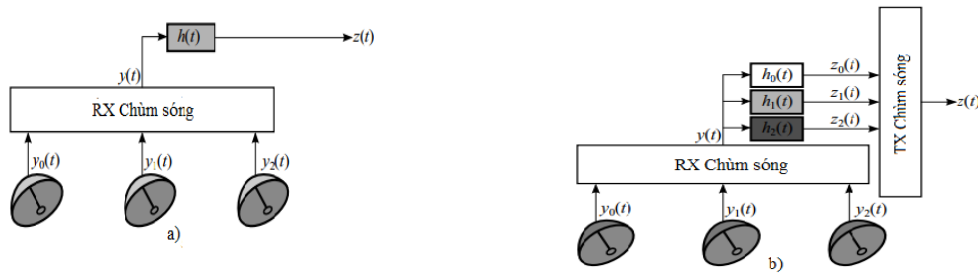
$$y(t) \triangleq b(\theta_0)(a(\theta_0))^T x(t) \quad (1)$$

Trong đó: $y(t)$ là véc tơ cột độ dài N , mỗi phần tử của véc tơ tương ứng với tín hiệu được thu nhận bởi một máy thu duy nhất; $a(\theta_0)$ là véc tơ điều hướng khi phát và $b(\theta_0)$ là véc tơ điều hướng khi thu. Tín hiệu được quan sát từ một mục tiêu duy nhất bởi mỗi máy thu trong (1) là giống hệt nhau cho đến khi có sự lệch pha. Sự dịch chuyển pha này được thu nhận bởi các phần tử của véc tơ điều hướng khi thu $b(\theta_0)$. Mỗi máy thu quan sát sự kết hợp tuyến tính của M dạng sóng truyền $x(t)$, trong đó, sự kết hợp tuyến tính được mô tả bởi véc tơ điều hướng khi phát $a(\theta_0)$.

Quá trình xử lý tín hiệu trong ra đa MIMO có thể thực hiện bằng cách sử dụng bộ lọc phối hợp hoặc bộ lọc không phối hợp. Phương pháp dùng bộ lọc phối hợp được trình bày trong [12], ưu điểm của việc sử dụng bộ lọc phối hợp là tăng tối đa SNR trong ô cự ly nhưng nhược điểm là không tính đến năng lượng búp sóng bên ở các ô cự ly lân cận, nhược điểm này càng thể hiện rõ hơn trong trường hợp ra đa MIMO sử dụng nhiều dạng sóng. Khắc phục nhược điểm này, phương pháp dùng bộ lọc không phối hợp được sử dụng nhằm mục đích đạt được ISR nhỏ nhất. Tuy nhiên, việc sử dụng bộ lọc không phối hợp lại gây ra tổn hao SNR. Phương pháp dùng bộ lọc không phối hợp với các cách tiếp cận khác nhau để đạt được ISR nhỏ nhất và giảm tổn hao SNR được trình bày trong [6, 8, 11]. Cách tiếp cận của [6] là giảm tổn hao SNR trong khi vẫn đáp ứng tiêu chí kiểm soát mức búp sóng phụ cao nhất. Cách tiếp cận này được mở rộng trong [8] nhưng tiêu chí của [8] là kiểm soát mức búp sóng phụ tích hợp (mức búp sóng phụ thấp trong một phạm vi giới hạn) và tiếp tục mở rộng trong [11] có tính đến hiệu ứng Doppler. Hạn chế với [6] là mức búp sóng phụ vẫn khá cao trong vùng quan tâm vì chỉ kiểm soát mức búp sóng phụ cao nhất, còn với [8, 11] là mức búp sóng phụ thấp trong vùng giới hạn nhưng lại cao ở các vùng khác.

Bài báo giới thiệu một cách tiếp cận khác, cách tiếp cận này vẫn sử dụng tiêu chí kiểm soát mức búp sóng phụ tích hợp giống như [8, 11] nhưng dựa trên nhận xét từ (1), phản xạ cự ly trong ra đa MIMO là một hàm của góc tới mục tiêu. Một cấu trúc xử lý tín hiệu trong MIMO dùng bộ lọc không phối hợp được đề xuất ở phần sau. Cấu trúc này cho phép kết hợp các quá trình nén xung và điều hướng cánh sóng, thay vì áp dụng các quá trình trên một cách riêng lẻ. Trong đó, việc giảm thiểu ISR được tối ưu theo ràng buộc với tổn hao SNR cho phép.

2.1.2. Đề xuất cấu trúc xử lý tín hiệu trong ra đa MIMO



Hình 1. (a) Cấu trúc xử lý tín hiệu đơn lọc; (b) Cấu trúc xử lý tín hiệu đa lọc.

Tín hiệu được ghi nhận bởi mỗi máy thu sẽ tương đồng với một tỉ lệ biên độ (nếu các máy thu không đồng nhất) và có một độ trễ. Do đó, sử dụng nhiều kênh thu sẽ không có giá trị trong việc giảm búp sóng bên cự ly mà chỉ làm tăng thêm độ phân giải góc. Thay vì xử lý đồng thời dữ liệu từ tất cả các kênh thu, quá trình nén cự ly và nhận điều hướng cánh sóng phải được tiến hành riêng biệt. Hơn nữa, do tất cả mục tiêu ở góc θ_0 đều được chiếu xạ bởi cùng một tổ hợp tuyến tính các dạng sóng, như trong (1) là tương ứng với việc ra đa phát dạng sóng đơn. Ta xây dựng một cấu trúc xử lý tín hiệu như hình 1 (a). Cánh sóng thu được tạo ra ở hướng mong muốn, tổ

hợp N kênh thu thành một kênh đơn, chứa các thành phần của M cảm biến. Sau đó, một bộ lọc được dùng để tiến hành đồng thời nén cự ly và phát điều hướng cánh sóng. Bộ lọc này có thể được thiết kế để tối ưu phản xạ cự ly cho các mục tiêu nằm ở một góc quét của cánh sóng.

Trường hợp ra đa phát nhiều dạng sóng, cấu trúc xử lý tín hiệu như hình 1 (b) sẽ được sử dụng. Với M dạng sóng, cần thiết kế M bộ lọc và mỗi bộ lọc phải cho ra một đáp ứng như mong muốn với cả M dạng sóng. Các bộ xử lý tín hiệu của ra đa MIMO trong hình 1 (a), (b) có thể được gọi tương ứng là cấu trúc xử lý tín hiệu đơn lọc và cấu trúc xử lý tín hiệu đa lọc.

2.1.3. Đáp ứng của bộ lọc không phối hợp MIMO

Đáp ứng của bộ lọc không phối hợp trong hình 1 (a) sẽ được xây dựng, tương tự như đối với đáp ứng của bộ lọc phối hợp [12]. Giả sử rằng mục tiêu xuất hiện ở góc θ_0 , và cánh sóng thu được tạo cho góc θ , và một bộ lọc đơn $h(t, \theta)$ được sử dụng để tiến hành đồng thời nén xung và phát điều hướng cánh sóng. Công suất thành phần của mục tiêu này tại đầu ra của bộ lọc không phối hợp với độ trễ τ và độ lệch Doppler ν là:

$$P(\tau, \nu, \theta, \theta_0) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} (b(\theta)^H R_v^{-1} y(t)) h(\tau - t; \theta) e^{-i\nu t} dt \right|^2$$

$$= \left| \int_{-\infty}^{\infty} (a(\theta_0)^T x(t)) h(\tau - t; \theta) e^{-i\nu t} dt \right|^2 |b(\theta)^H R_v^{-1} b(\theta_0)|^2 \quad (2)$$

Trong đó: R_v là ma trận hiệp biến riêng của tạp và nhiễu.

Búp sóng bên phụ thuộc vào kết quả của tích chập đáp ứng xung $h(t, \theta)$, được thiết kế cho một góc θ nhất định, với một tổ hợp tuyến tính và dịch pha Doppler của các dạng sóng. Trong đó, tổ hợp tuyến tính phụ thuộc vào góc tới của mục tiêu θ_0 , thông qua véc tơ điều hướng phát, $a(\theta_0)$. So sánh với đáp ứng của bộ lọc phối hợp, trong đó, búp sóng bên phụ thuộc vào ma trận tương quan tín hiệu MIMO $R_x(\tau, \nu)$, thông qua [12]:

$$|a(\theta)^H R_x^*(\tau, \nu) a(\theta_0)|^2 \quad (3)$$

Trong cấu trúc xử lý tín hiệu dùng các bộ lọc phối hợp, đầu ra của nó phụ thuộc vào ma trận tương quan tín hiệu MIMO $R_x(\tau, \nu)$, còn cấu trúc xử lý tín hiệu đề xuất ở hình 1 (a) thì bộ lọc $h(t)$ có thể được tự do thiết kế để giảm thiểu búp sóng phụ. Nếu sử dụng các bộ lọc phối hợp, chỉ có thể kiểm soát búp sóng phụ thông qua thiết kế dạng sóng. Bằng cách loại bỏ ràng buộc này và sử dụng các bộ lọc không phối hợp, cũng có thể giảm búp sóng phụ bằng cách thiết kế bộ lọc $h(t)$.

2.2. Lọc ISR nhỏ nhất cho một dạng sóng đơn

2.2.1. Mô hình tín hiệu

Gọi $s(t)$ là dạng sóng của ra đa và coi $\{s_k\}$ là biểu diễn rời rạc theo thời gian của tín hiệu đó, với $s_k = s(kT)$, đối với khoảng lấy mẫu T. Các mẫu nén thời gian của dạng sóng được giả định tương ứng với một xung đơn. Giả sử rằng, dạng sóng có thể được biểu diễn bằng K mẫu sao cho $s_k = 0$ đối với $k \notin \{0, 1, \dots, K - 1\}$. Một bộ lọc kỹ thuật số $\{w_l\}$, với L nhánh ($L \geq K$) được dùng để nén xung. Mục tiêu là để tìm các nhánh của bộ lọc để giảm thiểu ISR thu được.

Phản xạ của bộ lọc có độ dài $L\{w_l\}$, đến dạng sóng có độ dài $K\{s_k\}$, là tích chập của 2 chuỗi

$$z_k \triangleq \sum_{l=0}^{L-1} w_l s_{k-l} \quad (4)$$

với $k = 0, 1, \dots, K+L-1$. Mỗi mẫu của đầu ra, z_k , được coi như đầu ra cho một ô cự ly nhất định. Đầu ra của bộ lọc có thể được viết dưới dạng véc tơ z có chiều dài $(L+K-1)$. Nó được tạo ra từ vector của bộ lọc có chiều dài L, w bằng công thức:

$$z = \phi w \quad (5)$$

Trong đó: ϕ là ma trận tương can $(K+L-1) \times L$ của s .

2.2.2. Các chỉ tiêu chất lượng

ISR được định nghĩa là tổng năng lượng của búp sóng bên chia cho năng lượng trong đỉnh của đáp ứng bộ lọc. Bộ lọc phối hợp có SNR trong ô cụ lý của mục tiêu lớn nhất, còn bộ lọc ISR nhỏ nhất để kiểm soát búp sóng phụ lại làm giảm SNR. Ta đánh giá ISR và tổn hao SNR của bộ lọc không phối hợp.

ISR đặc trưng cho tổng năng lượng búp sóng bên của phản xạ của bộ lọc $\{z_k\}$, được xác định bởi (4). Để tính ISR, lấy công suất búp sóng phụ chia cho công suất đỉnh của đáp ứng:

$$ISR \triangleq \frac{\sum_{k=0, k \neq p}^{K+L-2} |z_k|^2}{|z_p|^2} \quad (6)$$

Trong đó, vị trí mong muốn của đỉnh p là: $p \triangleq \left\lfloor \frac{K+L}{2} \right\rfloor - 1$ (7)

Cách chọn vị trí đỉnh này rất tiện do đỉnh sẽ nằm ở giữa đáp ứng cụ lý chứa K+L-1 mẫu.

Tổn hao SNR của bộ lọc được hiểu là tổn hao SNR so với bộ lọc phối hợp:

$$L_s \triangleq \frac{SNR}{SNR_{max}} = \frac{|z_p|^2}{\|w\|^2 \|s\|^2} z \quad (8)$$

Tổn hao SNR bị giới hạn bởi $0 < L_s < 1$ do $SNR < SNR_{max}$. Khi $L_s = 1$ nghĩa là không có tổn hao SNR so với bộ lọc phối hợp. Mục tiêu thiết kế là thu được ISR thấp và tổn hao SNR càng gần 1 càng tốt (= 0 dB).

2.2.3. Phương pháp trực tiếp để thiết kế bộ lọc tối ưu

Để giảm thiểu ISR, bộ lọc phải cho đáp ứng càng gần lý tưởng càng tốt, trong đó, chỉ có một mẫu khác 0 và tất cả các mẫu còn lại đều bằng 0. Đáp ứng mong muốn này được viết dưới dạng:

$$d_k \triangleq \begin{cases} 1 & k = p \\ 0 & k \neq p \end{cases} \quad (9)$$

Trong đó: p là vị trí mong muốn của đỉnh như được xác định trong (7).

Tổng bình phương sai số giữa đáp ứng z và đáp ứng mong muốn d là:

$$\epsilon \triangleq \|z - d\|^2 = \|\phi w - d\|^2 \quad (10)$$

Lý tưởng nhất là các trọng số phải thỏa mãn $\phi d = w$ đối với w sao cho $\epsilon = 0$. Điều này đòi hỏi phải giải một hệ phương trình có số phương trình nhiều hơn số ẩn, tuy nhiên, có thể sử dụng phương pháp bình phương nhỏ nhất, khi đó sẽ giảm thiểu sai số. Các trọng số tối ưu là:

$$w = (\phi^H \phi)^{-1} \phi^H d \quad (11)$$

Ma trận LxL, là ma trận nghịch đảo được trừ khi dạng sóng bằng không cho tất cả các mẫu ($s_k = 0$ cho $k = 0, 1 \dots K-1$).

Vector trọng số tối ưu của (11) là cột p của nghịch đảo giả của ma trận tích chập; trong đó, nghịch đảo giả của ma trận A, với các cột độc lập tuyến tính là:

$$A^\dagger = (A^H A)^{-1} A^H \quad (12)$$

Vì $\phi^H \phi$ là ma trận Topelitz khi ϕ là ma trận tích chập, bộ lọc ISR tối thiểu có thể được mô phỏng bằng cách giải hệ phương trình cho vector trọng số tối ưu w:

$$(\phi^H \phi)w = \phi^H d \quad (13)$$

2.2.4. Phương pháp lặp để thiết kế bộ lọc tối ưu

Phương pháp trực tiếp để thiết kế bộ lọc tối ưu được đưa ra trong (11). Một cách khác là ta sử dụng phương pháp lặp. Phương pháp này có thể ổn định hơn phương pháp trực tiếp và cũng cho phép tiếp cận các bộ lọc trung gian, cho phép tiến hành bù trừ giữa ISR và tổn hao SNR. Một cách tiếp cận đơn giản là áp dụng giảm gradient. Bộ lọc phối hợp có thể được dùng làm bộ lọc ban đầu w_0 , sẽ giảm thiểu tổn hao SNR nhưng sẽ không cho phép kiểm soát ISR. Nếu w_n là bộ lọc sau bước lặp thứ n thì bộ lọc ở lần lặp tiếp theo sẽ là:

$$w_{n+1} = w_n - \mu(\phi^H \phi w_n - \phi^H d) \quad (14)$$

Trong đó: $\mu > 0$ là kích thước của bước và cho $n = 0, 1, \dots$. Nếu các bước đủ nhỏ thì quá trình lặp sẽ hội tụ đến bộ lọc ISR nhỏ nhất tối ưu. Ta thấy rằng, ISR sẽ giảm khi chạy vòng lặp và cùng lúc đó, tổn hao SNR có thể sẽ tăng.

2.2.5. Bộ lọc ISR tối thiểu với ràng buộc tổn hao SNR

Bộ lọc ISR tối thiểu được xây dựng bằng cách tối thiểu hóa tổng bình phương sai số xác định bởi (10) là bài toán tối ưu không ràng buộc. Sau đây sẽ thêm một ràng buộc cho phép kiểm soát tổn hao SNR. Bộ lọc thu được sẽ là bộ lọc ISR tối thiểu với tổn hao SNR cho trước.

Tổn hao SNR được xác định trong (8) phụ thuộc vào phản xạ của bộ lọc ở vị trí đỉnh mong muốn z_p , tổng công suất của tín hiệu s_2 , và tổng công suất của trọng số w_2 . Hàm tổn hao của (10) đã chế áp các bộ lọc có đỉnh z_p khác với $d_p = 1$, và tỷ lệ của vector tín hiệu s là ngẫu nhiên. Chỉ còn lại chuẩn của vector trọng số w , từ đó đưa ra bài toán tối ưu có ràng buộc:

$$\operatorname{argmin}_w \{ \|\phi w - d\|^2 : \|w\|^2 = \gamma \} \quad (15)$$

đối với đại lượng vô hướng γ . Đó là bài toán ràng buộc bình phương khả tích, có thể được giải bằng phương pháp Lagrange [2].

Toán tử Lagrange của (15) cho nhân tử Lagrange $\lambda \geq 0$ là:

$$\begin{aligned} L(w; \lambda) &\triangleq \|\phi w - d\|^2 + \lambda(\|w\|^2 - \gamma) \\ &= w^H(\phi^H \phi)w - w^H(\phi^H d) - (d^H \phi)w + \lambda w^H w + d^H d - \lambda \gamma \end{aligned} \quad (16)$$

Và Gradient của toán tử Lagrange là:

$$\nabla_w L(w; \lambda) = (\phi^H \phi + \lambda I)w - \phi^H d \quad (17)$$

Đối với một nhân tử Lagrange cho trước, tương ứng với tổn hao SNR nào đó, bộ lọc ISR tối thiểu được tìm bằng cách giải $\nabla L(w; \lambda) = 0$, trong đó:

$$w(\lambda) = (\phi^H \phi + \lambda I)^{-1} \phi^H d \quad (18)$$

2.2.6. Bộ lọc ISR tối thiểu cho nhiều dạng sóng

Bộ lọc ISR tối thiểu được dùng cho trường hợp khi nhiều dạng sóng được phát đồng thời bởi ra đa MIMO.

Xem xét trường hợp ra đa MIMO truyền M dạng sóng. Gọi $\{x_{m,k} : k = 0, 1, \dots, K-1\}$ là biểu diễn các mẫu của dạng sóng được sử dụng bởi máy phát m . Tín hiệu thu được từ mục tiêu không trễ, không có hiệu ứng Doppler bởi máy thu n là:

$$s_{n,k} = b_n \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_{m,k} \quad (19)$$

Trong đó: a_m và b_n tương ứng là các phần tử của vector điều hướng phát a và vector điều hướng thu b . Chú ý rằng, các vector điều hướng này phụ thuộc vào góc tới của mục tiêu θ_0 .

Không mất tính tổng quát, giả sử rằng chỉ sử dụng 1 kênh thu ($N = 1$). Trong trường hợp này, tín hiệu thu được sẽ là:

$$s_k = \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_{m,k} \quad (20)$$

Đây là một tổ hợp tuyến tính của các tín hiệu phát, trong đó, tổ hợp được biểu diễn bởi các thành phần của vector điều hướng phát, tổ hợp tuyến tính này phụ thuộc vào góc tới của mục tiêu. Ví dụ, trong trường hợp mạng phẳng chứa các phần tử giống nhau, các mục tiêu sẽ tạo ra một dạng sóng hiệu dụng là tổng của các dạng sóng MIMO.

Nếu các mẫu dữ liệu đó được tập hợp lại thành 1 vector độ dài K , x thì ta có:

$$s = X^T a \quad (21)$$

Trong đó: X là ma trận dạng sóng $M \times K$ mà $x_{m,k}$ là một mẫu dạng sóng:

$$X \triangleq \begin{pmatrix} x_{0,0} & \dots & x_{0,K-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M-1,0} & \dots & x_{M-1,K-1} \end{pmatrix} \quad (22)$$

Đối với một vector điều hướng phát/một góc mục tiêu cho trước, ra đa MIMO tương đương với ra đa đơn phát một dạng sóng. Điều này cho phép sử dụng phương pháp thiết kế bộ lọc ISR tối thiểu cho một dạng sóng đơn để xử lý cho trường hợp MIMO.

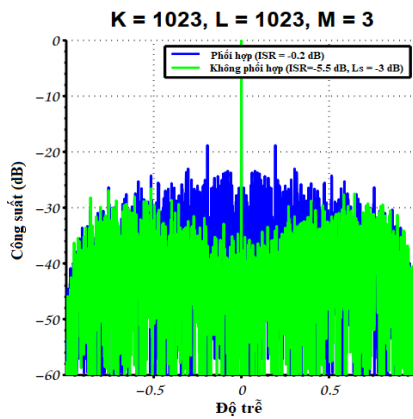
3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

3.1. Mô phỏng với mã Kasami

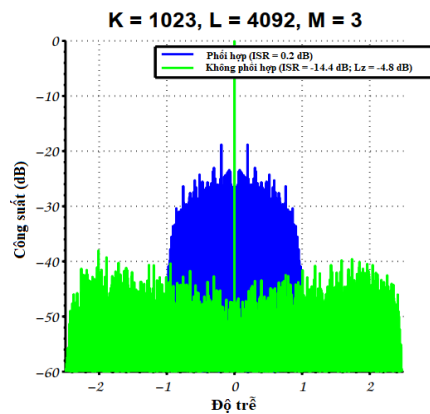
Việc tính toán mô phỏng được thực hiện bằng phần mềm MATLAB với dạng sóng sử dụng mã Kasami. Để đánh giá và so sánh hiệu quả của phương pháp đề xuất, việc tính toán mô phỏng được thực hiện cho các trường hợp: Sử dụng bộ lọc phối hợp và bộ lọc không phối hợp, so sánh với kết quả phương pháp [11]; sử dụng 1 dạng sóng và nhiều dạng sóng, so sánh với việc sử dụng mã 2 pha được tạo ngẫu nhiên.

Mã Kasami [9] là một tổ hợp các chuỗi nhị phân có các hàm tương quan chéo tốt. Các hàm tương quan của chúng thỏa mãn điều kiện giới hạn Sarwate [13]. Giả sử m là một số nguyên chẵn, không âm. Bộ mã Kasami nhỏ chứa $2\hat{m}/2$ chuỗi nhị phân, độ dài mỗi chuỗi là $2\hat{m}-1$. Các mức búp sóng bên được tạo ra rõ ràng sẽ phụ thuộc vào cách chọn dạng sóng. Mặc dù có thể có những mã tốt hơn nhưng mã Kasami cũng đủ để chứng minh ưu điểm của phương pháp lọc đã đề xuất và so sánh với các phương pháp lọc khác, vì có đặc tính tương quan chéo tốt có sẵn cho mỗi độ dài mã nên thuận lợi cho việc mở rộng chuỗi trong ứng dụng với ra đa MIMO nói riêng cũng như với hệ thống truyền thông đa người dùng nói chung. Ra đa MIMO sẽ chỉ yêu cầu một số ít dạng sóng, ở đây tập trung cho trường hợp $M = 3$.

- Kết quả trên hình 2 ($M = 3, L = K = 1023$) cho thấy đáp ứng của bộ lọc phối hợp có hiệu năng đỉnh búp sóng phụ tốt, tổng năng lượng búp sóng phụ lại cao, ISR cự ly là gần như đồng nhất (-0,2 dB). Bộ lọc ISR tối thiểu cải thiện điều này lên hơn 5 dB. Điều này có thể cải thiện hơn nữa nếu dùng bộ lọc dài hơn. Kết quả của việc thiết kế một bộ lọc không phối hợp, có độ dài gấp 4 lần độ dài của dạng sóng ($M = 3, L = 4K$) được thể hiện trên hình 3 với ISR lên tới hơn 14 dB.

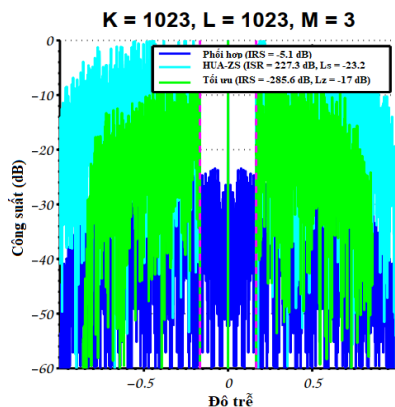


Hình 2. Đáp ứng của bộ lọc không phối hợp cho 3 mã Kasami đối với mục tiêu nằm ngang trong ô Doppler/góc mục tiêu với $L=K$.

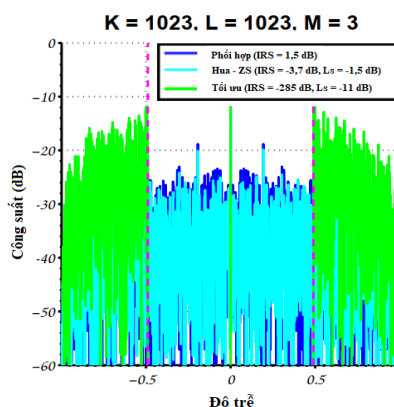


Hình 3. Đáp ứng của bộ lọc không phối hợp cho 3 mã Kasami đối với mục tiêu nằm ngang trong ô Doppler/góc mục tiêu với $L=4K$.

- Kết quả thể hiện trên hình 4 và hình 5 cho thấy, so với phương pháp [11], tùy thuộc vào yêu cầu K_0 , bộ lọc tối ưu đề xuất có thể đạt được tổn hao SNR nhỏ hơn phương pháp [11] trong khi vẫn đảm bảo mức búp sóng phụ gần như bằng 0 (hình 4) hoặc số búp sóng phụ bằng 0 nhiều hơn và mức búp sóng phụ gần như bằng 0 trong cả vùng quan tâm (hình 5).



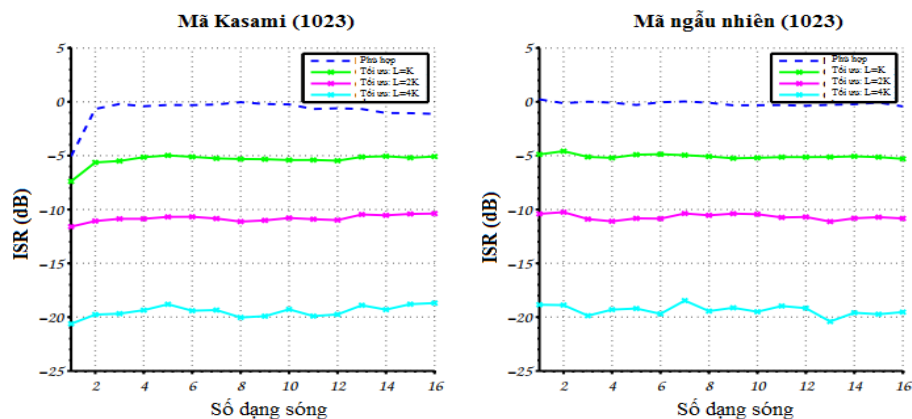
Hình 4. Đáp ứng của bộ lọc không phối hợp khi các búp sóng bên được tối ưu trên $K_0=170$ của 1022 ô cự ly ở mỗi bên của đỉnh.



Hình 5. Đáp ứng của bộ lọc không phối hợp khi các búp sóng bên được tối ưu trên $K_0=500$ của 1022 ô cự ly ở mỗi bên của đỉnh.

- Kết quả thể hiện trên hình 6 là trường hợp sử dụng đồng thời nhiều dạng sóng. Ngoài các mã Kasami, còn thể hiện các kết quả cho tổ hợp các mã 2 pha được tạo ngẫu nhiên. Ta có một số nhận xét sau: Hiệu suất ISR giảm không đáng kể khi thêm nhiều dạng sóng. Tuy nhiên, có một ngoại lệ, đó là khi đi từ trường hợp một dạng sóng ($M = 1$) đến trường hợp nhiều dạng sóng ($M > 1$) đối với các mã Kasami. Mỗi mã Kasami có đặc tính tự tương quan tốt, nên ISR cho $M = 1$ thường sẽ tốt hơn so với mã 2 pha được tạo ngẫu nhiên. Tuy nhiên, các búp sóng phụ tổ hợp tăng lên ngang mức của mã 2 pha được tạo ngẫu nhiên khi nhiều mã Kasami được tổ hợp tuyến tính với $M > 1$. Mặc dù các mã Kasami có các mức tương quan chéo đỉnh tương đối thấp, chúng vẫn cho ISR kém khi dùng bộ lọc phối hợp.

Thêm một nhận xét nhỏ nhưng khá thú vị ở đây là, ISR có thể thay đổi dù rất ít (phần rất nhỏ dB) bằng cách truyền bổ sung dạng sóng và càng khẳng định bộ lọc không phối hợp hoàn toàn có thể áp dụng trong trường hợp truyền đồng thời nhiều dạng sóng.

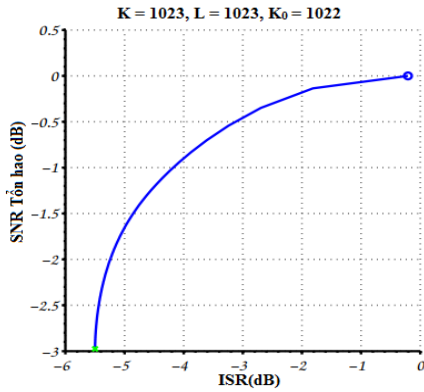


Hình 6. ISR là một hàm của số dạng sóng phát.
Biểu diễn các kết quả cho mã Kasami (trái) và mã 2 pha ngẫu nhiên (phải).

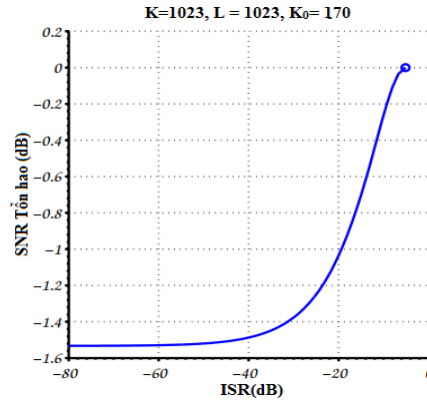
3.2. Bù trừ giữa ISR và tổn hao SNR

Phương pháp thiết kế bộ lọc không phối hợp đã nêu dựa trên việc giải bài toán tối ưu nhằm giảm thiểu bình phương sai số giữa phân xạ của bộ lọc và phân xạ mong muốn lý tưởng. Một giải pháp dạng đóng được trình bày trong (17), trong đó chứa nghịch đảo giả. Thay vì trực tiếp tìm các trọng số tối ưu, phương pháp lặp trong (14) được sử dụng dựa trên phương pháp giảm gradient. Nó sẽ cho ra một chuỗi các bộ lọc cho phép cải thiện dần ISR. Nếu bộ lọc phối hợp được dùng làm điểm bắt đầu để khởi tạo thuật toán, thì bất cứ sự điều chỉnh nào với bộ lọc cũng sẽ dẫn đến tổn hao

SNR. Kết quả sử dụng thuật toán giảm gradient được thể hiện trên các hình 7 và hình 8.



Hình 7. Các kết quả cải thiện lặp của bộ lọc với $M=3$, tối ưu cho tất cả búp sóng bên.

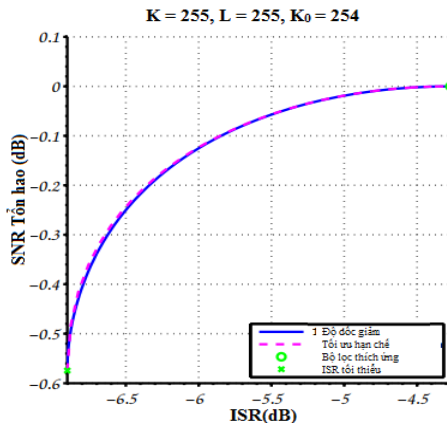


Hình 8. Các kết quả cải thiện lặp của bộ lọc với $M=3$ tối ưu với $K_0=170$ trong 1022 búp sóng bên ở hai bên của đỉnh.

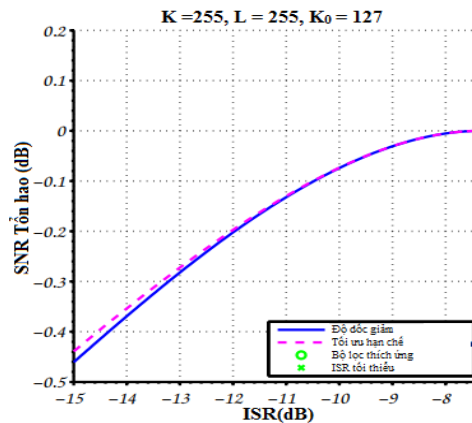
Phương pháp lặp đặc biệt tốt cho trường hợp khi yêu cầu gần như không có các búp sóng bên trên một khoảng giới hạn ($K_0 < K$). Có thể thấy rõ điều này trên hình 8. Ở đó, các búp sóng bên thấp tùy ý xuất hiện trên cả vùng quan tâm nhưng có tổn hao SNR thấp hơn nhiều so với bộ lọc tối ưu. Điều này là do trường hợp này xảy ra trong điều kiện ít chật chội hơn, thuận lợi hơn cho việc sử dụng phương pháp lặp. Phương pháp lặp có thể cho ISR thấp khoảng -80 dB với tổn hao SNR chỉ khoảng -1.5 dB. Phương pháp trực tiếp, như thể hiện trên hình 4 cho ISR cực thấp, nhưng lại có tổn hao SNR lớn đáng kể, $L_s = -17$ dB.

Khi các búp sóng bên chỉ được tối ưu trên một số lượng ô cụ ly nhất định, phương pháp lặp có thể được dùng để cho ra ISR đủ thấp ở mức chấp nhận được và tổn hao SNR thấp hơn nhiều so với phương pháp trực tiếp. Trong hầu hết các ứng dụng ra đa, các kỹ sư hệ thống có thể quyết định mức ISR không còn là yếu tố giới hạn trong hoạt động của ra đa nữa, ví dụ: khi nhiều trong các búp sóng bên bị đẩy xuống dưới nền nhiễu được thiết lập bởi nguồn khác. Do đó, có thể đưa ra quyết định dừng lặp dựa trên ISR lớn nhất chấp nhận được.

Hiệu quả của phương pháp giảm gradient với phương pháp tối ưu có ràng buộc được biểu diễn trên hình 9 và hình 10. Như dự tính, phương pháp tối ưu có ràng buộc cho tổn hao SNR tốt hơn so với phương pháp giảm gradient, nhưng sự cải thiện này có vẻ còn hạn chế.



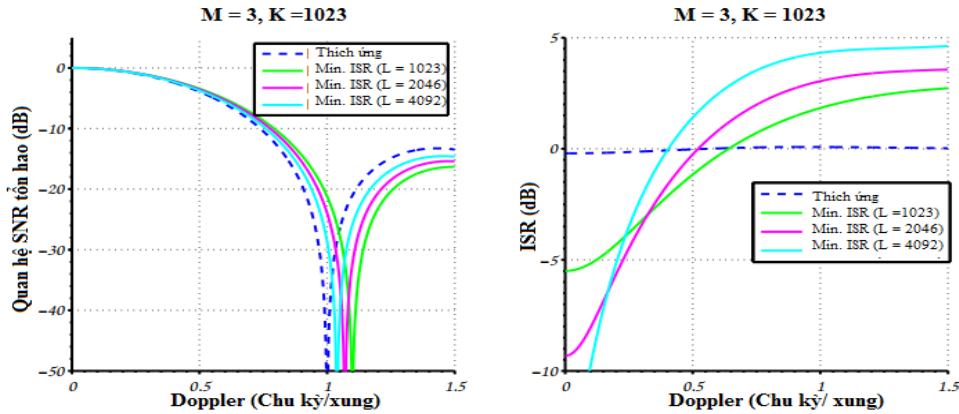
Hình 9. Kết quả cải thiện lặp bộ lọc với $M=1$ bằng các phương pháp giảm gradient và tối ưu ràng buộc.



Hình 10. Kết quả cải thiện lặp bộ lọc với $M=3$ giảm thiểu $K_0=127$ trong 255 búp sóng bên ở cả 2 mặt của đỉnh.

3.3. Độ ổn định đối với sự lệch góc và dịch tần Doppler

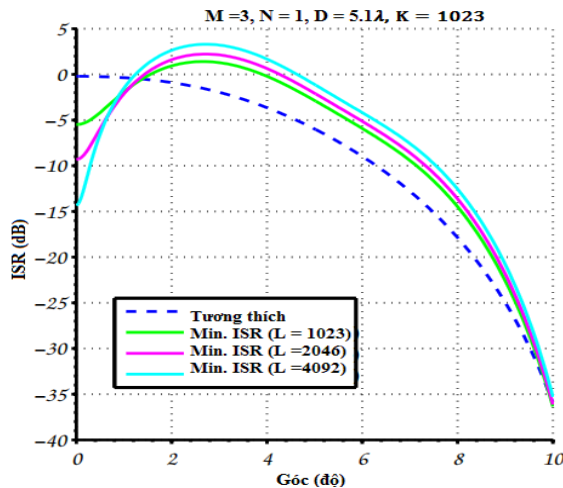
Các bộ lọc không phối hợp rất thành công trong việc cải thiện búp sóng phụ do chúng được thiết kế riêng cho một dạng sóng và hiệu quả của chúng giảm khi sử dụng với dạng sóng khác. Ví dụ điển hình của việc này là khi có dịch tần Doppler (không bù được) tác động lên dạng sóng. Mặc dù phản ứng của bộ lọc không phối hợp với dạng sóng có thể khá tốt nhưng mức búp sóng phụ và tổn hao SNR có thể tăng lên rất nhiều khi áp dụng cho dạng sóng bị dịch tần Doppler.



Hình 11. Tổn hao SNR và ISR theo dịch tần Doppler.

Các kết quả cho thấy việc giảm SNR và tăng ISR khi áp dụng cho dạng sóng bị dịch tần Doppler được thể hiện trên hình 11. Chú ý rằng, tổn hao SNR được tính so với trường hợp không có dịch tần Doppler cho mỗi bộ lọc. Hơn nữa, ISR được tính so với đỉnh của trường hợp không có dịch tần Doppler do lo ngại rằng các búp sóng phụ tạo ra do dịch tần Doppler sẽ gây nhiễu cho các phản xạ từ mục tiêu.

Các bộ lọc có thể được ổn định bằng cách tối ưu đáp ứng trên một khoảng Doppler nào đó. Có thể loại bỏ dịch tần Doppler được tạo ra bởi chuyển động của đài, điều này là cần thiết cho những nhóm góc có độ lệch búp sóng cao. Những mục tiêu trên mặt đất hầu như không chuyển động đủ nhanh về phía ra đa hoặc ra xa ra đa để tạo ra dịch tần Doppler đủ lớn.



Hình 12. ISR là 1 hàm của lệch góc.

Một lo ngại nữa là việc kiểm soát các búp sóng phụ có thể bị giảm chất lượng đối với các mục tiêu lệch góc. Giải pháp đề xuất ở đây dùng để thiết kế các bộ lọc tối ưu với một góc mục tiêu cụ thể. Như đã nêu, các bộ lọc này đạt hiệu quả cao nhất khi mục tiêu nằm ở trung tâm cánh sóng

được tạo ra, và hiệu quả có thể bị giảm đi khi mục tiêu lệch khỏi góc trung tâm đó. Điều này được thể hiện ví dụ trên hình 12, ISR được biểu diễn so với trường hợp không có dịch góc. Ở đây các bộ lọc không phối hợp được thiết kế cho mục tiêu ở $\theta = 0$, ISR được tính cho đỉnh của phản xạ của mục tiêu ở $\theta = 0$. Các mạng phát và thu là các mạng tuyến tính đồng dạng được tạo ra từ các mạng con với độ rộng cánh sóng là 10 độ. Mặt mở phát dài hơn 3 lần mặt mở thu ($M = 3, N = 1$).

Mặc dù các mục tiêu ở tâm của cánh sóng có các búp sóng phụ thấp, các mục tiêu lệch góc sẽ có búp sóng phụ cao hơn khi dùng giải pháp lọc không phối hợp đã nêu. Giải pháp đề xuất tối ưu đáp ứng cho một góc mục tiêu duy nhất. Phương pháp này ổn định hơn với việc thực hiện bù góc, tuy nhiên việc này cũng chỉ hiệu quả trong một dải góc hẹp. Hướng phát triển tiếp theo là nghiên cứu giải pháp lọc không phối hợp đã đề xuất, tối ưu trên dải góc rộng hay toàn bộ các góc.

4. KẾT LUẬN

Bài báo trình bày giải pháp sử dụng bộ lọc không phối hợp để thiết kế bộ lọc tối ưu nhằm kiểm soát búp sóng phụ theo cự ly trong ra đa MIMO. Giải pháp đề xuất dựa trên nhận xét rằng, phản xạ cự ly của MIMO thay đổi theo góc. Điều này dẫn đến việc kết hợp nén xung và điều hướng cánh sóng, thay vì áp dụng các quá trình trên một cách riêng lẻ. Giải pháp này có ưu điểm là giảm thiểu ISR mà không làm giảm SNR nhiều so với các phương pháp khác. Hạn chế của của giải pháp là hiệu quả giảm xuống khi có dịch tần Doppler và lệch góc, mặc dù hạn chế này được khắc phục một phần nhờ các khâu bù dịch tần Doppler và bù góc nhưng việc nghiên cứu phát triển, mở rộng giải pháp để khắc phục triệt để hơn các hạn chế này cần được tiếp tục trong tương lai.

Cách tiếp cận để tạo ra các bộ lọc có ISR nhỏ nhất được đề xuất khác với các phương pháp được đề xuất trong các nghiên cứu trước [6, 8, 11] ở 2 góc độ. Thứ nhất, đối với một góc nhất định, chỉ cần tối ưu mức búp sóng phụ cho một tổ hợp tuyến tính cụ thể của dạng sóng phát, trong khi các phương pháp trước đây lại phát triển các bộ lọc đồng thời tối ưu búp sóng phụ cho tất cả các tổ hợp tuyến tính của các dạng sóng phát đi. Bằng cách kết hợp các thao tác điều hướng cánh sóng và nén xung, có thể điều khiển búp sóng bên một cách tốt hơn. Thứ hai, phương pháp này cho phép sử dụng một bộ lọc với dài bất kì, từ đó cho phép kiểm soát búp sóng phụ tốt hơn. Vì cả 2 lý do đó, đề xuất của bài báo là một công cụ hiệu quả để kiểm soát búp sóng phụ trong ra đa MIMO.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Ackroyd, M., and Ghani, F., "Optimum mismatched filters for sidelobe suppression", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 9, 2, pp. 214-218, (1973).
- [2]. Boyd, S., and Vandenberghe, L., "Convex Optimization" Cambridge University Press, Cambridge, (2004).
- [3]. Rihaczek, A. W., and Golden, R. M., "Range sidelobe suppression for Barker codes", IEEE Transactions On Aerospace And Electronic Systems, 7,6, pp. 1087-1092, (1971).
- [4]. Zoraster, S., "Minimum peak range sidelobe filters for binary phase-coded waveforms", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 16, 1, pp. 112-115, (1980).
- [5]. Griep, K. R., Ritcey, J. A., and Burlingame, J. J., "Poly-phase codes and optimal filters for multiple user ranging", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 31, 2, pp. 752-767, (1995).
- [6]. Li, J., Stoica, P., and Zheng, X., "Signal synthesis and receiver design for MIMO radar imaging", IEEE Transactions on Signal Processing, 56, 8, pp. 3959-3968, (2008).
- [7]. Hu, L., Liu, H., Feng, D.-Z., Jiu, B., Wang, X., and Wu, S., "Optimal mismatched filter bank design for MIMO radar via convex optimization", In 2010 International Waveform Diversity and Design Conference, Niagra Falls, ON, (2010).
- [8]. Ma, C., Yeo, T. S., Tan, C. S., Qiang, Y., and Zhang, T., "Receiver design for MIMO radar range sidelobes suppression", IEEE Transactions on Signal Processing, 58, 10, pp. 5469-5474, (2010).
- [9]. Kasami, T., "Weight distribution formula for some class of cyclic codes", University of Illinois, Tech, Rep, R-25, (1996).

- [10]. Zou, B., Dong, Z., and Liang, D., “*Design and performance analysis of orthogonal coding signal in MIMO-SAR*”, Science China Information Sciences, 54, 8, pp. 1723-1737, (2011).
- [11]. Hua, G., and Abeysekera, S., “*Receiver design for range and Doppler sidelobe suppression using MIMO and phased-array radar*”, IEEE Transactions on Signal Processing, 61, 6, pp. 1315-1326, (2013).
- [12]. Davis, M. S., Showman, G.A., and Lanterman, A.D., “*Coherent MIMO radar: The phased array and orthogonal waveforms*”, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 29, 8, Part II, pp. 76-90, (2014).
- [13]. Sarwate, D., and Pursley, M., “*Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences*”, Proceedings of the IEEE, 68, 5, pp. 593-619, (1980).
- [14]. Wang, H., and Cai, L., “*On adaptive spatial-temporal processing for airborne surveillance systems*”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 30, 3, pp. 660-670, (1994).

ABSTRACT

A method range sidelobes control for a MIMO radar

MIMO radar allows simultaneous emission of multiple waveforms from separate transmitters in space, which will increase the sidelobes with distances due to the inevitable crossover between the waveforms. This paper presents a solution using the un-matched filter to minimize interference-signal-ratio (ISR) with a constrained signal-to-noise ratio (SNR) to control the sidelobe with distance in the MIMO radar.

Keywords: Multiple-input; Multiple-output radar (MIMO) Radar; SNR; ISR.