

Đồng bộ nhiều SDR trong thực thi thuật toán ước lượng hướng sóng đến MUSIC

Đỗ Hải Sơn*, Trần Thị Thúy Quỳnh†,

* Viện Tiên Tiến về Kỹ Thuật và Công Nghệ - Trường Đại học Công Nghệ - Đại học Quốc Gia Hà Nội

† Khoa Điện tử - Viễn thông - Trường Đại học Công Nghệ - Đại học Quốc Gia Hà Nội

Email: {dohaison1998, quynhttt}@vnu.edu.vn

Tóm tắt—Các thiết bị SDR (vô tuyến định nghĩa bằng phần mềm) được sử dụng nhiều trong các lĩnh vực như vô tuyến điện nghiệp dư, thử nghiệm các hệ thống truyền thông hay giáo dục. Bài báo trình bày giải pháp đồng bộ các thiết bị SDR riêng lẻ có thể sử dụng cho các hệ thống xử lý tín hiệu mảng. Hệ thống được thử nghiệm dựa trên việc thực thi thời gian thực thuật toán ước lượng hướng sóng đến MUSIC với cả với tín hiệu băng hẹp và tín hiệu băng rộng. Đóng góp của bài báo bao gồm phương pháp và các khối được lập trình trên phần mềm GNU Radio nhằm đồng bộ hóa mảng thu và ước lượng hướng sóng đến. Các kết quả trong bài báo cho thấy, việc đồng bộ và ước lượng hướng sóng đến trên hệ nhiều thiết bị SDR là hoàn toàn khả thi.

Từ khóa—MUSIC, DoA, SDR, GNU Radio.

I. GIỚI THIỆU

Thuật toán ước lượng hướng sóng đến thường được dùng trong các hệ thống truyền thông dung lượng cao sử dụng anten thông minh, cải thiện độ chính xác trong ước lượng kênh truyền, xác định hướng và vị trí của các đối tượng trong quân sự, trong tìm kiếm cứu nạn cũng như quản lý các nguồn phát không phép,... Các thuật toán ước lượng hướng sóng đến DoA (Direction of Arrival) phổ biến gồm: phương pháp tạo búp sóng (CBF [1], Capon [2]); sử dụng không gian con (MUSIC [3], ESPRIT [4]); Maximum Likelihood [5], ... Trong đó, thuật toán MUSIC [3] có độ phân giải, chính xác cao, độ phức tạp vừa phải và có khả năng áp dụng đối với mọi cấu hình anten [6].

Có nhiều nghiên cứu đã thực thi thuật toán MUSIC trên các phần cứng chuyên biệt [7] hay FPGA [8]. Tuy nhiên, trong những năm gần đây, các thiết bị SDR được sử dụng nhiều hơn cho mục đích kiểm nghiệm các thuật toán trong viễn thông [9], do tính linh hoạt, và đa dạng trong các thư viện xử lý tín hiệu có sẵn trên phần mềm GNU Radio [10]. Trong nghiên cứu này, thuật toán MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) sẽ được triển khai trên hệ gồm ba thiết bị SDR (BladeRF x115 [11]) trong đó hai thiết bị dùng cho bên thu

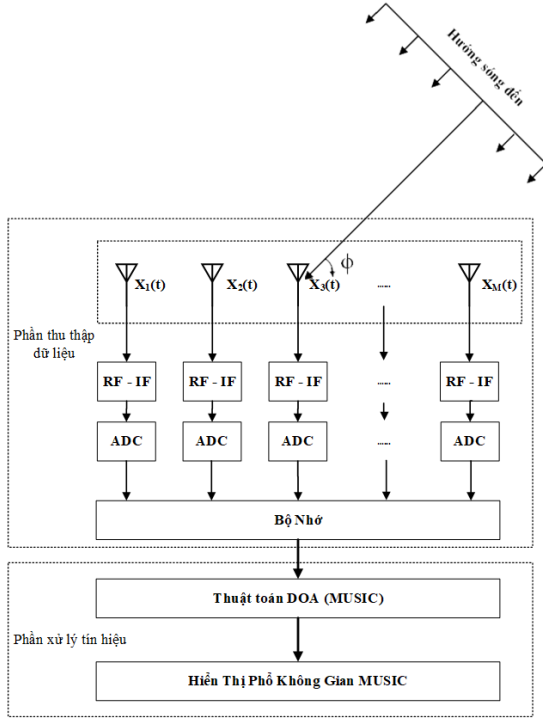
(mảng xử lý gồm hai phần tử) và một thiết bị dùng cho bên phát. Do mảng thu gồm hai phần tử riêng biệt nên cần phải đồng bộ tín hiệu thu được từ hai phần tử này trước khi đưa vào ước lượng DoA. Theo khảo sát của chúng tôi, đã có các nghiên cứu trước đây nhằm đồng bộ hệ thiết bị SDR như RTL-SDR [12], USRP [13] bằng cả phần mềm và phần cứng. Trong nghiên cứu này, chúng tôi đã thực hiện phương pháp đồng bộ hệ BladeRF x115 bằng phần mềm dựa trên việc xây dựng các khối mới trên nền GNU Radio. Ngoài ra, tín hiệu thu phát trong hệ thống được thử nghiệm dưới dạng điều chế tần số băng hẹp NBFM (Narrow Band Frequency Modulation) [3] và tín hiệu băng rộng DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial). Hiệu năng của hệ thống được đánh giá thông qua sai số ước lượng căn trung bình bình phương RMSE (Root Mean Square Error).

Các đóng góp chính của bài báo gồm: phương pháp đồng bộ hệ thu BladeRF x115 bằng một tín hiệu vô tuyến tham chiếu dựa trên phần mềm; xây dựng các khối trên GNU Radio dùng để đồng bộ mảng thu và ước lượng DoA; thực thi ước lượng DoA trên phần mềm GNU Radio cho tín hiệu băng hẹp NBFM, và tín hiệu băng rộng DVB-T.

Các nội dung của bài báo được tổ chức như sau. Trong phần II và phần III lần lượt trình bày về mô hình hệ thống, lý thuyết về thuật toán MUSIC và phương pháp đồng bộ hệ thu BladeRF x115 bằng phần mềm. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm được biểu diễn trong phần IV. Kết luận của bài báo được thể hiện trong phần V.

II. THUẬT TOÁN MUSIC

Xét mô hình hệ thống xác định hướng sóng đến dựa trên thuật toán MUSIC trong không gian 2D như trên hình 1. Với D nguồn tín hiệu đến với các hướng không biết trước ϕ_1, \dots, ϕ_D đến mảng anten thu gồm M phần tử vô hướng ($M > D$) được đặt tùy ý trong mặt phẳng ở các tọa độ $(\bar{x}_1, \bar{y}_1), \dots, (\bar{x}_M, \bar{y}_M)$.



Hình 1. Mô hình hệ thống cho thuật toán MUSIC

Vector tín hiệu bên thu nhận được $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{C}^M$ tại thời điểm t được biểu diễn bởi công thức (1), với $\Phi = [\phi_1, \dots, \phi_D]^T$ tương ứng với hướng của các nguồn tín hiệu đến mảng anten thu, $\mathbf{A}(\Phi) = [\mathbf{a}(\phi_1), \dots, \mathbf{a}(\phi_D)] \in \mathbb{C}^{M \times D}$ là ma trận chứa các vector đáp ứng mảng $\mathbf{a}(\phi) \in \mathbb{C}^M$; $\mathbf{s}(t) \in \mathbb{C}^D$ là vector nguồn tín hiệu và $\mathbf{n}(t) \in \mathbb{C}^M$ tương ứng là vector tạp âm:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ \dots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\phi_1) & \dots & \mathbf{a}(\phi_D) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ \dots \\ s_D(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ \dots \\ n_M(t) \end{bmatrix}$$

hay được viết dưới dạng ma trận

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\Phi)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

với vector đáp ứng mảng được biểu diễn chi tiết như (2) với λ là bước sóng của tín hiệu:

$$\mathbf{a}(\phi) = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\bar{x}_1 \cos \phi + \bar{y}_1 \sin \phi)} \\ \dots \\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\bar{x}_M \cos \phi + \bar{y}_M \sin \phi)} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Các vector đáp ứng mảng này là các giá trị cần được giả thiết là biết trước tùy theo cấu hình anten, được lưu trữ làm các giá trị chuẩn hóa cần thiết cho mọi bước tính

toán; vector tín hiệu và tạp âm (nhiều trắng) có trung bình bằng 0; vector tạp âm trắng hóa không gian (tạp âm đến mỗi phần tử anten đều có phương sai giống nhau là σ_n^2 không tương quan với nhau) và độc lập thống kê với các tín hiệu nguồn.

Ma trận hiệp phương sai trong không gian được biểu diễn bởi công thức (3), với \mathcal{E} là ký hiệu của kỳ vọng thống kê, $\mathcal{E}\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\} = \mathbf{R}_s$, $\mathcal{E}\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_n$ lần lượt là ma trận tương quan của tín hiệu nguồn và của tạp âm, $\mathbf{I}_n \in \mathbb{C}^{M \times M}$ là ma trận đơn vị.

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_x &= \mathbf{R}_x = \mathcal{E}\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} \\ &= \mathbf{A}\mathcal{E}\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\}\mathbf{A}^H + \mathcal{E}\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_n \end{aligned} \quad (3)$$

Tiếp tục khai triển ma trận \mathbf{R}_x thành các giá trị riêng và các vector riêng tương ứng là λ_m và $\mathbf{e}_m (m = 1, \dots, M)$.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_x &= \sum_{m=1}^M \lambda_m \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H = \mathbf{E}\mathbf{\Lambda}\mathbf{E}^H \\ &= \mathbf{E}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{E}_s^H + \mathbf{E}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{E}_n^H \\ &= \mathbf{E}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{E}_s^H + \sigma_n^2 \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H = \mathbf{E}_s \tilde{\mathbf{\Lambda}}_s \mathbf{E}_s^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_n \end{aligned} \quad (4)$$

với $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_M]$, $\mathbf{E}_s = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_D]$, $\mathbf{E}_n = [\mathbf{e}_{D+1}, \dots, \mathbf{e}_M]$, $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_M\}$, $\mathbf{\Lambda}_s = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_D\}$, $\mathbf{\Lambda}_n = \text{diag}\{\lambda_{D+1}, \dots, \lambda_M\}$, và $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_s = \mathbf{\Lambda}_s - \sigma_n^2 \mathbf{I}_n$.

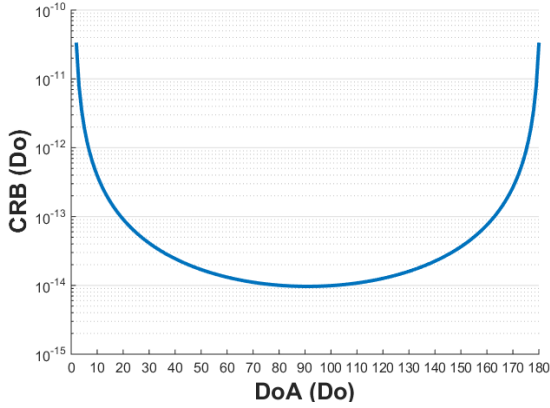
Vector riêng $\mathbf{E} = [\mathbf{E}_s, \mathbf{E}_n]$ có thể giả sử để tạo thành một cơ sở trực giao ($\mathbf{E}\mathbf{E}^H = \mathbf{E}^H\mathbf{E} = \mathbf{I}$). Từ \mathbf{E} có thể tách được ra hai ma trận: ma trận chứa D vector riêng tương ứng với không gian con tín hiệu là $\mathbf{E}_s \triangleq [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_D]$; ma trận chứa M - D vector riêng tương ứng với không gian con của tạp âm là $\mathbf{E}_n \triangleq [\mathbf{e}_{D+1}, \dots, \mathbf{e}_M]$. Để phân tích chi tiết các thuộc tính cấu trúc riêng của ma trận hiệp phương sai \mathbf{R}_x tham khảo tại [3].

Khi các không gian con đã được xác định, có thể ước tính hướng đến của các tín hiệu mong muốn bằng cách tính phổ không gian MUSIC trên vùng quan tâm:

$$\mathbf{P}_{MUSIC}(\phi) = \frac{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{a}(\phi)}{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{E}_n\mathbf{E}_n^H\mathbf{a}(\phi)} \quad (5)$$

Để đánh giá sai số của thuật toán ước lượng tốt nhất có thể đạt được theo hướng sóng đến, đường bao CRB (Cramér-Rao bound) [14] cho một nguồn được tính bởi công thức:

$$\text{CRB}(\phi) = \mathbf{J}^{-1} \quad (6)$$



Hình 2. CRB của mảng anten ULA hai phần tử

với \mathbf{J}^{-1} là ma trận Fisher:

$$\begin{aligned} \mathbf{J} &= K \cdot \text{trace} \left\{ \mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}_{\mathbf{x}}}{\partial \phi} \mathbf{R}_{\mathbf{x}}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}_{\mathbf{x}}}{\partial \phi} \right\} \\ &= \frac{2\text{SNR}^2}{(1 + \text{SNR}|\mathbf{a}|^2)^2} [2(\Re(\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}}))^2 \\ &\quad + (1 + \text{SNR}|\mathbf{a}|^2)(|\mathbf{a}|^2|\dot{\mathbf{a}}|^2 - |\mathbf{a}^H \dot{\mathbf{a}}|^2)] \end{aligned} \quad (7)$$

với $\dot{\mathbf{a}} = \partial \mathbf{a} / \partial \phi$. Hình 2 biểu diễn CRB của mảng anten ULA (thẳng cách đều) với các tham số: $M = 2$, $\text{SNR} = 70$ dB, số mẫu $K = 1024$. Như vậy, thấy rằng mảng ULA hai phần tử có lỗi ước lượng nhỏ với các hướng đến trực giao và sai số lớn với các hướng đến song song với mảng anten thu.

III. THỰC THI PHẦN CỨNG

A. Phần cứng SDR

Việc ước lượng hướng sóng đến mảng anten thu được thực hiện trên phần mềm GNU Radio, và phần cứng gồm ba thiết bị BladeRF x115 trong đó một thiết bị dành cho bên phát và hai thiết bị còn lại tương ứng với hai phần tử anten của bên thu.

Các khối nguồn phát, thu, điều chế, mã kênh được phát triển bởi chính GNU Radio, khối điều chế DVB-T được phát triển bởi yo3iuu [15].

Với một hệ thu gồm các phần tử riêng lẻ, cần phải đồng bộ hóa các phần tử SDR trong mảng thu trước khi dữ liệu có thể dùng để ước lượng hướng sóng tới. Nhằm mục đích đồng bộ, ước lượng DoA và giao diện hiển thị cho người dùng, nhóm nghiên cứu xây dựng trên GNU Radio các khối bao gồm: “Sample Offset” và “Delay” ước lượng trễ mẫu và dịch mẫu trên luồng dữ liệu; “PCA Phase Diff” và “Multiply Exp” ước lượng sai khác pha và dịch pha của các mẫu; “DOA” và “DOApy”

để ước lượng và hiển thị kết quả phổ không gian MUSIC. Chi tiết việc đồng bộ sẽ được trình bày ở phần III-B.

B. Đồng bộ hệ BladeRF x115

1) *Đồng bộ xung đồng hồ giữa các thiết bị SDR mảng thu*: Việc đầu tiên cần làm với một hệ sử dụng nhiều SDR, đó là phải chia được xung đồng hồ chủ trên một thiết bị, chia cho các thiết bị còn lại, đảm bảo chắc chắn rằng chúng chạy trên cùng một xung đồng hồ. Với BladeRF, điều này đã được nhà sản xuất tích hợp sẵn, với cổng SMB (System Management Bus).

2) *Hiệu chỉnh f_{offset}* : Nhà sản xuất cung cấp công cụ kalibrate-bladeRF [16], cho phép người dùng sử dụng tín hiệu từ một kênh FCC (Frequency Correction Channel) đường xuống từ trạm cơ sở GSM ở gần để hiệu chỉnh lại VCTCXO của BladeRF. Sau khi hiệu chỉnh kết quả thu được từ máy phân tích phổ cho sai số chỉ 5 Hz ở tần sóng mang 923 MHz và độ lệch $\Delta f_{\text{offset}} = 20$ Hz.

3) *Hiệu chỉnh DC_{offset} và cân bằng mẫu IQ*: Nhà sản xuất đã tích hợp sẵn việc cân bằng mẫu IQ trong thư viện của BladeRF, chi tiết có tại [17]. Ngoài việc hiệu chỉnh trên phần cứng, sử dụng khối DC Block [10] trên GNU Radio để loại bỏ hoàn toàn thành phần một chiều.

4) *Hiệu chỉnh $\text{sample}_{\text{offset}}$* : $\text{sample}_{\text{offset}}$ hay trễ mẫu gây ra bởi việc truyền dữ liệu từ BladeRF đến cổng USB trên các BladeRF khác nhau là không cùng một thời điểm bắt đầu. Việc đồng bộ trễ mẫu có thể được thực hiện bằng việc sử dụng thêm phần cứng, tuy nhiên trong nghiên cứu này, chúng tôi sử dụng tương quan chéo của một tín hiệu tham chiếu vô tuyến $\mathbf{x}(t)$ bên ngoài để ước lượng độ trễ. Đây là phương pháp có tính linh hoạt cao, có thể đồng bộ lượng mẫu đầu vào lớn (chục triệu mẫu), tuy nhiên bị giới hạn độ chính xác bởi môi trường truyền.

Tương quan chéo $\mathbf{x}_1 \star \mathbf{x}_2$ giữa 2 tín hiệu phức:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1(t) &= \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}_2(t) &= \mathbf{x}(t - T) \\ \mathbf{x}_1 \star \mathbf{x}_2(\tau) &\triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{x}_1^*(t) \mathbf{x}_2(t + \tau) dt \\ T &= \text{argmax}(\mathbf{x}_1 \star \mathbf{x}_2) \end{aligned} \quad (8)$$

với $*$ là ký hiệu của liên hợp phức, chỉ có nghĩa khi \mathbf{x}_1 là số phức, T là thời gian trễ giữa 2 tín hiệu. Rồi rạc công thức tương quan chéo (2.2) để áp dụng cho các mẫu:

$$\mathbf{x}_1 \star \mathbf{x}_2(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \mathbf{x}_1^*(m) \cdot \mathbf{x}_2(m + n) \quad (9)$$

số mẫu trễ tương ứng là $n = \text{argmax}(\mathbf{x}_1 \star \mathbf{x}_2)$. Nhược điểm của phương pháp này là nếu tín hiệu đầu vào có tính tương quan cao giữa các mẫu, kết quả đầu ra sẽ không chính xác; nếu độ trễ mẫu quá lớn, thông thường lớn hơn $\frac{1}{2}$ số mẫu đầu vào để tính toán thì không thể tìm được độ trễ của các nguồn. Vì vậy, số lượng phân tử được đưa vào để ước lượng trễ mẫu có thể nâng lên đến hàng trăm nghìn phân tử để chắc chắn rằng thu được độ trễ khớp, nhưng để giảm thiểu tính toán, chỉ cần thực hiện hiệu chỉnh $\text{sample}_{\text{offset}}$ ngay khi hệ thống khởi động và lưu giá trị trễ cố định cho toàn bộ thời gian chương trình chạy. Do một khi luồng dữ liệu từ SDR đã vào được GNU Radio, lượng trễ này sẽ giữ ở mức ổn định.

5) *Hiệu chỉnh phase_{offset}*: Vẫn sử dụng một tín hiệu tham chiếu bên ngoài đặt ở góc 90° để căn chỉnh pha, do được truyền qua kênh truyền với nhiễu, đa đường, suy hao,... nếu ước lượng sai khác pha trực tiếp: $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_0$, sự sai khác pha tính toán ra sẽ phát sinh những sai số ngẫu nhiên khiến hệ thống không thể về trạng thái ổn định. Vì vậy, sau khi đã căn chỉnh trễ mẫu, phương pháp dưới đây sử dụng thuật toán MUSIC ước lượng DoA và phản hồi vòng kín để tính toán ra độ lệch pha giữa các tín hiệu.

- 1) Ước lượng sự sai khác pha của SDR sử dụng thuật toán MUSIC [12].
- 2) Phản hồi sai khác pha về khối "Multiply Exp" (hay $e^{j\Delta\phi}$).
- 3) Lặp lại hai bước trên liên tục đến khi ổn định, phương sai giảm đến ngưỡng ϵ mong muốn (trong phần thực nghiệm $\epsilon = 10^{-3}$).
- 4) Chuyển đổi hệ từ trạng thái đồng bộ sang ước lượng DoA.

IV. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

A. Kết quả mô phỏng

Mô phỏng dữ liệu BladeRF thực với tín hiệu đầu vào là âm thanh được điều chế NBFM qua kênh truyền Rayleigh NLOS và SNR = 70 dB. Chạy mô phỏng với các tệp âm thanh khác nhau, mỗi tệp chạy 5 lần và ghi lại kết quả thông số đồng bộ và vector giá trị riêng từ hệ DoA, sau đó tính trung bình và đưa vào bảng I.

Bảng I
KẾT QUẢ MÔ PHỎNG ĐỒNG BỘ

| Nguồn tín hiệu | Độ trễ (mẫu) | Độ lệch pha(rad) | Vector giá trị riêng |
|----------------|--------------|------------------|----------------------|
| Tệp âm thanh 1 | 994,6 | 0,72986 | 0,00048; 0,04719 |
| Tệp âm thanh 2 | 991,25 | 0,72999 | 2,035e-5; 0,08634 |

Nhận thấy việc ước lượng độ trễ bằng tương quan chéo của tín hiệu NBFM cho kết quả chưa hoàn toàn chính



Hình 3. Thực nghiệm hệ thống xác định hướng sóng đến sử dụng SDR

xác (< 10 mẫu), kéo theo đó sẽ là sai số khi ước lượng độ lệch pha ở mức 0,056 (rad). Thông số đánh giá còn lại là ma trận vector giá trị riêng, biểu hiện sự phân biệt giữa tín hiệu và tạp âm, với tỷ lệ trung bình 10^2 đến 10^3 , tín hiệu NBFM đủ để xuất hiện đỉnh phổ trên phổ không gian MUSIC.

Tính RMSE của góc DoA thu được ($\tilde{\phi}$) so với góc đến thực tế (ϕ) như trên công thức (10) với D là số lần thu thập kết quả, sai số được khi nguồn tín hiệu là tệp âm thanh 1 biểu diễn trên hình 6.

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{D} \sum_{i=1}^D (\phi_i - \tilde{\phi}_i)^2} \quad (10)$$

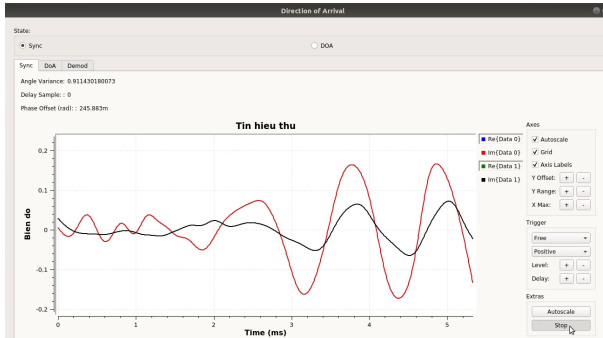
Do có sai số trong việc đồng bộ dẫn đến kết quả dù giữ nguyên được hình dạng như CRB nhưng sai số là khá lớn với RMSE lớn nhất đạt 17° ở các góc có hướng tới song song với hệ thu.

B. Kết quả thực nghiệm

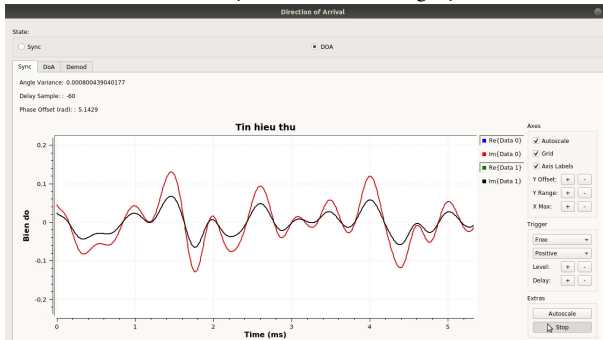
Hệ thu phát sử dụng BladeRF để ước lượng hướng sóng đến ở hình 3 là hệ thống được cài đặt hoàn chỉnh, gồm một BladeRF phát và hai BladeRF thu, cả ba anten được sử dụng đều là anten vô hướng VERT2450. Tần số sóng mang $f_c = 923$ MHz, là tần số nằm trong khoảng giữa của đường lên và xuống trong GSM900. Điều kiện thực nghiệm là Đại học Công Nghệ - ĐHQGHN, tiến hành thực nghiệm 350 lần, xác định hướng sóng đến từ các góc khác nhau, để giảm thiểu sai số chủ quan độ phân giải khi thực nghiệm ở mức 5° , bố trí hệ thống ở ba vị trí khác nhau để đưa ra ảnh hưởng của môi trường đến độ chính xác của hệ DoA.

Kết quả đồng bộ hệ thu gồm hai BladeRF như trên hình 4. Nhận thấy sau khi đã đồng bộ, hệ thống ổn định ở góc ban đầu 90° như mong muốn.

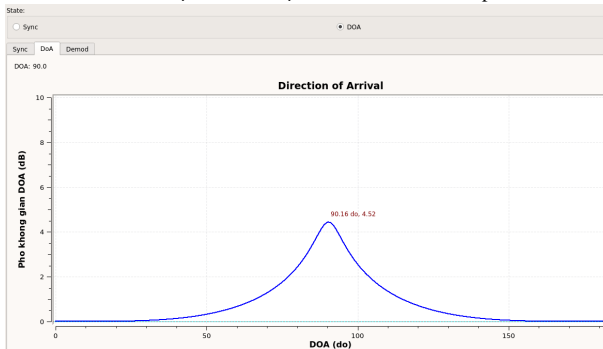
1) *Tín hiệu băng hẹp*: Điều chế NBFM trên GNU Radio với file nguồn là file âm thanh nén ở chuẩn WAV (Waveform Audio File Format). Tín hiệu đầu ra bằng



a, Tín hiệu ban đầu chưa đồng bộ



b, Tín hiệu sau khi dịch mẫu và căn chỉnh pha



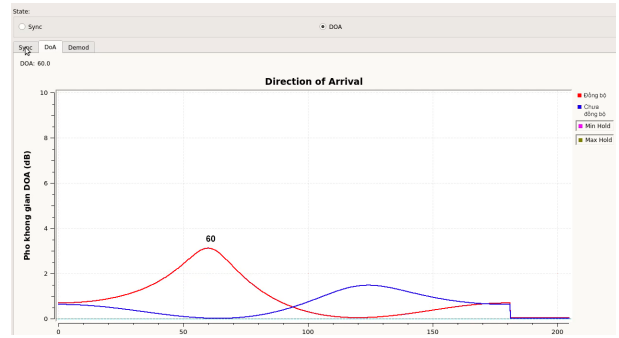
c, Góc đầu ra ban đầu khi hệ được đồng bộ

Hình 4. Kết quả đồng bộ hệ SDR

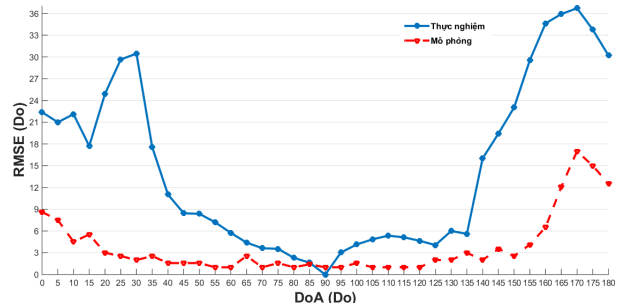
hẹp 5,3 kHz (SNR trên 70 dB) và chỉ cần một bộ lọc thông thấp 5 kHz và khối giải điều chế NBFM tiêu chuẩn là đủ để giải điều chế.

Giao diện kết quả trên GNU Radio như trên hình 5, ở đây tín hiệu phát ở góc 60°, nhận thấy nếu không đồng bộ hệ thu trên đường màu xanh, phổ MUSIC cho ra kết quả sai về giá trị DoA và biên độ của đỉnh phổ cũng thấp hơn so với đường màu đỏ khi hệ đã được đồng bộ.

Thực nghiệm 350 lần, sau đó tính RMSE thu được kết quả như trên hình 6. Nhận thấy, dạng biểu đồ RMSE thu được từ thực nghiệm là tương đồng với mô phỏng



Hình 5. Kết quả DoA thực nghiệm khi hệ SDR đồng bộ

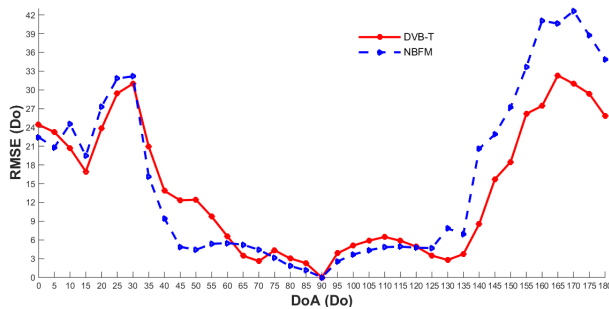


Hình 6. RMSE: DoA mô phỏng và thực nghiệm

CRB được ước lượng ở hình 2, sai số ở các góc gần 90° nhỏ, và tăng dần ở các góc ở hai biên của phổ không gian. Ở khoảng góc từ 60° đến 135°, sai số dưới 6°, và do chỉ sử dụng hai phần tử anten mảng thu nên mức sai số này là chấp nhận được.

2) *Tín hiệu băng rộng*: Tuy theo lý thuyết, thuật toán MUSIC áp dụng cho mô hình tín hiệu băng hẹp, nhưng trong nghiên cứu này, sẽ mở rộng thêm và sử dụng tín hiệu băng rộng cho hệ DOA sử dụng thuật toán MUSIC. Tín hiệu băng rộng được sử dụng là DVB-T, tín hiệu chuẩn thu truyền hình số mặt đất tiêu chuẩn ở Việt Nam. Điều chế chuẩn DVB-T trên GNU Radio với file nguồn là file video nén ở chuẩn TS (Transport Stream), băng thông 8 MHz, các thông số còn lại có tại [15]. Do sử dụng OFDM nên phổ của DVB-T bị trải đều trên dải tần số, dẫn đến SNR ở mức 37,5 dB so với trên 70 dB của NBFM.

Qua thực nghiệm sử dụng tín hiệu băng rộng DVB-T cho đồng bộ và xác định hướng sóng đến, nhận thấy nếu thu toàn bộ 8 MHz băng thông của DVB-T sử dụng cho đồng bộ hệ BladeRF thì không thể thu được kết quả như mô phỏng. Vì vậy thay vì sử dụng toàn bộ dải băng rộng của tín hiệu DVB-T, chúng tôi chỉ thu một



Hình 7. RMSE: DoA với tín hiệu NBFM và DVB-T

phần của phổ DVB-T là 2 MHz, sau đó sử dụng thêm bộ lọc thông thấp 5 kHz như NBFM để lấy một phần nhỏ của tín hiệu DVB-T ban đầu, điều này khiến việc giải điều chế tín hiệu đồng thời như NBFM là không thể, tuy nhiên lại cho kết quả tốt khi xác định hướng sóng đến.

Kết quả thực nghiệm trên hình 7 khi thực nghiệm DoA tại một vị trí chỉ thay đổi phương thức điều chế tín hiệu, cho thấy dù ở khoảng 135° đến 180° sai số của DVB-T là nhỏ hơn NBFM và hình dạng của đồ thị sai số của hai loại tín hiệu này vẫn là giống nhau và giữ được hình dạng như trong mô phỏng và CRB.

V. KẾT LUẬN

Bài báo đã đưa ra phương pháp đồng bộ hệ thu SDR BladeRF x115 sử dụng một tín hiệu tham chiếu vô tuyến nhằm sử dụng các SDR riêng rẽ cho mục đích ước lượng hướng sóng tới. Kết quả thực nghiệm cho thấy sai số ước lượng theo hướng phù hợp với các dự đoán từ đường bao CRB. Sai số ước lượng của hệ thống dưới 6° trong khoảng 60° đến 135°. Bên cạnh đó, việc ước lượng hướng sóng đến của một tín hiệu băng rộng cũng được thử nghiệm và cho kết quả tương đương nếu chỉ lấy một khoảng nhỏ trong tần số của tín hiệu phát. Các kết quả thu được còn sai số do quá trình đồng bộ, hay số lượng thiết bị mảng thu còn nhỏ, trong tương lai, chúng tôi sẽ xem xét tăng thêm số phần tử BladeRF trong mảng và đồng bộ bằng phần cứng để phục vụ cho các mục đích nghiên cứu, giảng dạy.

Các lưu đồ trên GNU Radio đã được sử dụng trong bài, các khối được chúng tôi xây dựng và ví dụ có thể tham khảo tại:

https://github.com/DoHaiSon/gr-DoA_BladeRF

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] J. Liberti and T. Rappaport, *Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications*. Prentice Hall, 1999.
- [2] J. Capon, "High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1408–1418, 1969.
- [3] R. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 3, pp. 276–280, 1986.
- [4] A. Paulraj, R. Roy, and T. Kailath, "Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques- esprit," in *Nineteenth Asilomar Conference on Circuits, Systems and Computers, 1985.*, 1985, pp. 83–89.
- [5] I. Ziskind and M. Wax, "Maximum likelihood localization of multiple sources by alternating projection," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 36, no. 10, pp. 1553–1560, 1988.
- [6] R. J. Weber and Y. Huang, "Analysis for capon and music doa estimation algorithms," in *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2009, pp. 1–4.
- [7] N. Tayem, M. Omer, and A. A. Hussain, "Hardware implementation of music and esprit on ni-pxi platform," in *2014 IEEE Military Communications Conference*, 2014, pp. 329–332.
- [8] M. Kim, K. Ichige, and H. Arai, "Implementation of fpga based fast doa estimator using unitary music algorithm [cellular wireless base station applications]," in *2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference*, vol. 1, 2003, pp. 213–217.
- [9] T. T. T. Quynh, N. K. Hoang, N. V. Ly, and et. al., "Network coding with multimedia transmission and cognitive networking: An implementation based on software-defined radio," *REV Journal on Electronics and Communications*, vol. 10, no. 3–4, 2020.
- [10] GNU Radio. [Online]. Available: www.gnuradio.org
- [11] BladeRF x115 - Nuand. [Online]. Available: www.nuand.com
- [12] S. Whiting, D. Sorensen, T. K. Moon, and J. H. Gunther, "Time and frequency corrections in a distributed network using gnuradio," in *GNU Radio Conference 2017 (GRCon)*, 2017.
- [13] "Direction finding with the usrp™ x-series and twinrx™," Ettus Research, 2016.
- [14] P. Stoica and A. Nehorai, "Music, maximum likelihood, and cramer-rao bound," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 5, pp. 720–741, 1989.
- [15] yo3iiu. [Online]. Available: github.com/BogdanDIA/gr-dvbt
- [16] Nuand. [Online]. Available: <https://github.com/Nuand/kalibrate-bladeRF>
- [17] ——. [Online]. Available: <https://github.com/Nuand/bladeRF/wiki/DC-offset-and-IQ-Imbalance-Correction>