

جداسازی کور چند سیگنال پرش فرکانسی غیرهمزمان با تداخل فرکانسی براساس مبدل په‌ن باند مدوله‌شده و توزیع‌های مکان زمان فرکانس

مرتضی بابائی*^۱، محسن رضایی خیرآبادی^۲، محمدرضا متدین^۳

۱. استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه جامع امام حسین (ع)، تهران، ایران

۲. استادیار، پژوهشگاه ارتباطات و فناوری اطلاعات، تهران، ایران

۳. دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه جامع امام حسین (ع)، تهران، ایران

تاریخ دریافت:

۱۸ دی ماه ۱۴۰۳

تاریخ پذیرش:

۱۳ اسفند ماه ۱۴۰۳

چکیده

در اکثر روش‌های جداسازی چند سیگنال، اغلب فرض می‌شود که اطلاعات زمانی و فرکانسی هر سیگنال بدون تداخل و منحصر به یک منبع محیطی می‌باشد اما در محیط واقعی بین سیگنال‌های دریافت شده از چند منبع محیطی به‌طور هم‌زمان تداخل زمانی و فرکانسی وجود دارد. این مقاله، مسئله جداسازی و تخمین پارامترهای چند سیگنال پرش فرکانسی (FH) په‌ن باند، غیرهم‌زمان، با نرخ پرش یکسان و دارای تداخل زمانی-فرکانسی را با گیرنده‌هایی با په‌نای باند کم و نرخ نمونه‌برداری زیرشرط نایکوئیست بررسی می‌کند. روش پیشنهادی شامل دو مرحله است: در مرحله اول، پس از دریافت چند سیگنال FH، توسط گیرنده‌های باند محدود، تعداد سیگنال‌های FH محیطی، با دو تخمین‌گر با دقت خوب و نسبت سیگنال به نویز پایین، تخمین زده می‌شود و در مرحله دوم، تخمین پارامترهای هر سیگنال در حوزه مکان-زمان-فرکانس (STF)، به کمک تفاضل توزیع‌های STF و روش قطری مشترک به دست می‌آیند. با انتخاب مناسب تعداد المان‌ها در آرایه‌های خطی یکنواخت، در شرایط SNR بالاتر از -4dB، تعداد منابع به درستی تخمین زده شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد روش ترکیبی استفاده شده نسبت به روش‌های موجود، به‌میزان نرخ نمونه‌برداری مبدل په‌ن باند مدوله‌شده (MWC)، از پیچیدگی کمتر برخوردار بوده و امکان پیاده‌سازی آن در عمل میسر می‌گردد.

واژه‌های کلیدی: ارتباطات پرش فرکانسی متداخل، گیرنده باند محدود، مبدل په‌ن باند مدوله‌شده، توزیع مکان زمان فرکانس، آنتن آرایه خطی یکنواخت.

Blind Separation of Multiple Asynchronous FH Signals with Frequency Interference Based on MWC and STF Distributions

Morteza Babaei^{*1}, Mohsen Rezaee², Mohammadreza Motedayen³

1. Assistant Professor, Faculty of Electrical Engineering Department, Imam Hossein University, Tehran, Iran.

2. Assistant Professor, ICT Research Institute, Tehran, Iran.

3. PhD Student, Faculty of Electrical Engineering Department, Imam Hossein University, Tehran, Iran

Abstract

In most methods of Multiple signal separation, the time and frequency information of the signal are considered unique to an environmental source. However, in the actual environment, there is time and frequency interference between the signals received from several environmental sources at the same time. This article investigates the problem of separating and estimating the parameters of multiple frequency hopping (FH) wideband signals, non-synchronous, with the same hopping rate and having time-frequency interference using narrow-band receivers. The proposed method consists of two steps: in the first step, after receiving several FH signals by band-limited receivers, the number of ambient FH signals, with two estimators with good accuracy and signal-to-noise ratio (SNR) is estimated, and in the second step, the parameters of each signal are deduced in the space-time-frequency (STF) domain using the difference of STF distributions and the joint diagonal (JD) method. By carefully choosing the number of elements in uniform linear arrays (ULA), the number of sources were correctly estimated under conditions of SNR higher than -4dB. The simulation results indicate that the proposed algorithm, as the sampling rate of the modulated wideband converter (MWC), has lower computational complexity than existing algorithms.

Key words: Interfering Frequency Hopping Communications, Band-Limited Receiver, Modulated Wideband Converter, Space-Time-Frequency Distribution, Uniform Linear Array Antenna.

طیف گسترده یک تکنیک مخابراتی است که با پخش سیگنال بر روی پهنای باندی بسیار گسترده‌تر از حد متعارف، مقاومت سیستم را در برابر تداخل‌ها و نویز محیطی افزایش می‌دهد [۱]. ارتباط پرش فرکانسی یکی از اصلی‌ترین انواع ارتباطات طیف گسترده است که در آن، سیگنال از فرکانس حاملی استفاده می‌کند که تحت کنترل کد شبه تصادفی است [۲]. این نوع ارتباط به دلیل ویژگی‌هایی نظیر، احتمال آشکارسازی و شنود کم [۳]، اعتماد بالا، ضدجینگ [۴] و حساسیت پایین کاربرد گسترده‌ای در ارتباطات نظامی و غیرنظامی دارد [۵]. هرچند این ویژگی‌ها مزایای زیادی دارند، اما تخمین پارامترهای سیگنال FH، به‌ویژه در شرایطی که اطلاعات پیشین در مورد الگوهای پرش موجود نیست، دشوار است [۶]. از سویی در ارتباطات عملی، محیط الکترومغناطیسی به‌خصوص در باند موج کوتاه، بسیار پیچیده است. زیرا انواع سیگنال محیطی با یکدیگر درهم می‌آمیزند و تشخیص سیگنال FH را دشوار می‌سازند [۸].

شناسایی سیگنال FH عمدتاً به دو مرحله، تخمین پارامترها و مرتب‌سازی سیگنال‌ها تقسیم می‌شود [۹-۱۱]. در مرحله تخمین پارامترها، تخمین زمان پرش [۱۲]، فرکانس [۱۳] و زاویه رسیدن (DOA) [۱۴، ۱۵] از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. این فرآیند به‌خصوص در شرایطی که اطلاعات پیشین در دسترس نیست، از اهمیت بالایی برخوردار است. برای تحلیل سیگنال FH، نیاز به یک روش مناسب برای نمایش هم‌زمان تغییرات زمانی و فرکانسی سیگنال است [۱۷]. تحلیل فرکانس زمان FH به‌عنوان یک روش گسترده، اغلب برای تخمین پارامترهای سیگنال FH استفاده می‌شود [۳]، [۱۸، ۱۹] در طبقه‌بندی سیگنال‌های غیرایستا، تحلیل سیگنال FH به دو دسته تحلیل بر مبنای زمان فرکانس و تحلیل بدون آن تقسیم می‌شود [۲۰].

تحلیل زمان فرکانس (TF) به دو بخش تحلیل خطی و مرتبه دوم تقسیم می‌شود. تحلیل خطی TF عمدتاً شامل تبدیل فوریه زمان کوتاه (STFT)، تبدیل گابور^۴، و تبدیل موجک (WT) است [۱۷]. پنجره بکار برده شده در تبدیل STFT تابع مستطیلی و در تبدیل گابور، تابع گوسی است. تابع مستطیلی در تبدیل STFT دارای عرض ثابت است لذا STFT وضوح فرکانس زمانی ضعیفی دارد [۲۱]. در میان این تبدیل‌ها، تبدیل موجک به‌عنوان ابزار مؤثر در تحلیل TF محسوب می‌شود زیرا در مواجهه با سیگنال‌های با ناپیوستگی تند، تقریب مناسبی ارائه می‌دهد. با این حال، تبدیل موجک نیازمند دانش پیشین درباره سیگنال مورد نظر است. ابزارهای اصلی تحلیل TF عبارتند از [۳]، [۲۲]: تحلیل STFT، که در بین توزیع‌های TF، دارای پیچیدگی محاسباتی کمتر

است اما خطای تخمین آن کمی بالاتر است [۲۳]. توزیع اسپکتروگرام^۶ (SPEC)، یکی از ساده‌ترین روش‌های تحلیل TF مرتبه دوم محسوب می‌شود که وضعیت انرژی سیگنال را نمایش می‌دهد [۲۴]. تحلیل بر اساس توزیع ویگنرویل^۷ (WVD) که دارای وضوح بهتر است اما موجب ایجاد مؤلفه‌های تداخلی متقابل می‌شود [۳]. تحلیل بر اساس توزیع شبه‌ویگنرویل هموارشده^۸ (SPWVD) که مؤلفه‌های متقابل توزیع را تشخیص می‌دهد اما منجر به افزایش محاسبات و کاهش عملکرد در SNR پایین می‌گردد [۱۹]، [۲۵-۲۸]. تحلیل بر اساس توزیع شبه‌ویگنرویل هموارشده مجدد^۹ (RSPWVD) که بر تداخل متقابل توزیع غلبه دارد اما میزان محاسبات را افزایش می‌دهد [۱۸].

مرجع [۲۹]، از روش ترکیبی STFT - SPWVD برای تخمین پارامترهای سیگنال FH استفاده می‌کند اما عملکرد آن تا حد زیادی تحت تأثیر نویز است. مرجع [۳۲]، از تبدیل S و ترکیب^{۱۰} STFT - WT، پارامترهای سیگنال FH را تخمین می‌زند که منجر به وضوح زمانی خوب برای همه مؤلفه‌های فرکانسی می‌شود. اما، وابستگی تابع پنجره به فرکانس باعث ایجاد لکه^{۱۱} در فرکانس‌های بالا می‌شود. ضمن اینکه، برای SNR بیش از 5dB، تخمین پارامترهای سیگنال با دقت مناسب ممکن است.

مرجع [۳۳]، با تحلیل SPWVD و روش قطری تقریبی مشترک ماتریس‌های ویژه^{۱۲} (JADE)، پارامترهای سیگنال FH را تخمین می‌زند. مرجع [۳۴]، با تحلیل STFT طی دو مرحله چند سیگنال FH دارای تداخل فرکانسی را مرتب‌سازی می‌کند اما دارای پیچیدگی محاسباتی است. لذا در محیط واقعی و در شرایط بلادرنگ قابل اجرا نمی‌باشد.

مفهوم مکان زمان فرکانس^{۱۳} (STF) برای اولین بار در ادبیات [۳۸، ۳۷] برای جداسازی سیگنال منابع کور و تخمین جهت سیگنال معرفی شد و نسبت به روش‌های متداول عملکرد بهتری داشت. مرجع [۳۹] از روش STF برای یافتن جهت و جداسازی سیگنال‌های غیرایستا مانند FM خطی و سیگنال‌های صوتی استفاده می‌کند.

از جمله روش‌های متداول زیرفضا در تخمین DOA و فرکانس‌های سیگنال‌های محیطی می‌توان روش‌های^{۱۴} MUSIC و^{۱۵} ESPRIT را نام برد. روش MUSIC یک تکنیک پردازش آرایه است که با استفاده از تحلیل زیرفضا، فرکانس‌ها و جهت ورود سیگنال‌ها را تخمین می‌زند. این روش با تجزیه ماتریس کواریانس به بردارها و مقادیر ویژه، فضای سیگنال و نویز را جدا کرده و طیف MUSIC را محاسبه می‌کند تا زوایای ورود سیگنال‌ها را شناسایی کند. روش ESPRIT بر اساس ویژگی چرخشی عمل می‌کند. این روش با ساخت زیرمجموعه‌های

9 - Reassigned Smoothed Pseudo Wigner-Ville distribution
10 - Short Time Fourier Transform - Wavelet Transform (STFT-WT)
11 - Smearing
12 - Joint Approximate Diagonalization of Eigen (JADE)
13 - Space - Time - Frequency
14 - Multiple Signal Classification (MUSIC)
15 - Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT)

1 - Direction of Arrival (DoA)
2 - Time-Frequency (TF)
3 - Short-Time Fourier Transform (STFT)
4 - Gabor Transform
5 - Wavelet Transform (WT)
6 - Spectrogram
7 - Wigner-Ville Distribution
8 - Smoothed Pseudo Wigner-Ville Distribution

داده، محاسبه ماتریس‌های کواریانس و تجزیه به بردارهای ویژه، ماتریس انتقال را محاسبه کرده و زوایای ورود سیگنال‌ها را از مقادیر ویژه به دست می‌آورد. روش MUSIC به دلیل استفاده از طیف‌نگاری دقیق‌تر است و قابلیت تفکیک بالایی دارد، اما به تعداد نمونه‌های زمانی بیشتری نیاز دارد و محاسبات بیشتری انجام می‌دهد. ESPRIT کارآمدتر و سریع‌تر است زیرا به تخمین بردارهای جهت‌گیری نیاز ندارد و محاسبات کمتری دارد، اما به آنتن‌های جفتی و شرایط خاص‌تری نیاز دارد که می‌تواند دقت آن را تحت تأثیر قرار دهد [۴۰، ۴۱]. روش پیشنهادی 1 - MWC - STF نسبت به MUSIC و ESPRIT با بهره‌گیری از نمونه‌برداری فشرده‌تر، تحلیل سیگنال‌های دارای تداخل فرکانسی، نیاز به تعداد کمتری آنتن دارد و در شرایط SNR پایین و منفی عملکرد بهتری ارائه می‌دهد. همچنین، MWC - STF بدون نیاز به دانش اولیه از تعداد منابع سیگنال و با مقاومت بیشتر در برابر نویز، برای جداسازی سیگنال‌های غیرایستا مناسب‌تر است.

$$s_n(t) = \sum_{r=1}^R \alpha_{nr}(t) e^{j(2\pi f_{nr}(t-t_n) + \varphi_{nr}(t))} \quad (1)$$

در اینجا، $\alpha_{nr}(t)$ ، $f_{nr}(t)$ و $\varphi_{nr}(t)$ به ترتیب پارامترهای پوش مختلط باند پایه، فرکانس آنی و فاز اولیه n امین سیگنال در r امین پرش هستند و t_n تأخیر زمانی سیگنال n ام است.

مجموعه فرکانس‌های حامل هر سیگنال $\{f_{n,1}, \dots, f_{n,R}\} \in \mathbb{R}$ است که در آن، R تعداد پرش فرکانسی می‌باشد. r امین زمان پرش در محدوده زمانی $t_r \in [0, T]$ قرار دارد که در آن، T زمان مشاهده است. نمایش تحلیلی سیگنال $s_n(t)$ به صورت زیر است [۴۵]:

$$s_n(t) = a_n(t) e^{j(2\pi f_n(t)t + \varphi_n(t))}, \quad 0 < t \leq T \quad (2)$$

در اینجا، $a_n(t)$ ، $f_n(t)$ و $\varphi_n(t)$ به ترتیب پارامترهای پوش مختلط باند پایه، فرکانس آنی و فاز اولیه سیگنال n ام در زمان t است. با در نظر گرفتن مدل مخلوط خطی^۵ برای ULA، سیگنال دریافتی $x_i(t)$ توسط i امین آرایه به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$x_i(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t + \tau_{in}) + n_i(t), \quad i = 1, \dots, M \quad (3)$$

در اینجا،

$$\tau_{in} = \frac{1}{c}(i-1)d \sin \varphi_n \quad (4)$$

$n_i(t)$ سیگنال نویز سفید گوسی اضافه‌شونده با میانگین صفر و واریانس σ^2 است. صرف نظر از پرش فرکانسی سیگنال‌های FH باندباز در زمان تأخیر و تأثیر از محوشدن دامنه، معادله سیگنال‌های تقریبی دریافتی به i امین آرایه ULA به شکل زیر خواهد بود [۳۴، ۴۵]:

$$x_i(t) \approx \sum_{n=1}^N s_n(t) e^{j2\pi f_n(t+\tau_{in})} + n_i(t) \quad (5)$$

در فرآیند جداسازی کور منبع^۶ (BSS)، با توجه به تعداد N سیگنال محیطی و M آرایه ULA، رعایت شرط $M \geq N$ الزامی است [۲۵].

۳- ساختار و روابط پایه حل مسئله

در این بخش، روابط پایه مرتبط با مدل سیگنال، برای حل مسئله BSS در حالتی که سیگنال‌های FH دارای تداخل فرکانسی هستند، ارائه شده است.

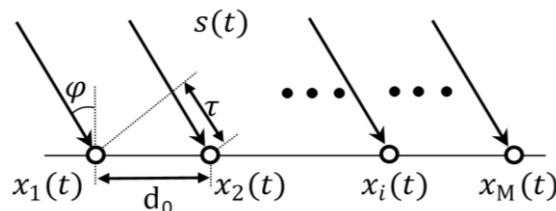
۳-۱- ساختار MWC

در پایش طیف فرکانسی، MWC به عنوان یک ابزار متداول استفاده می‌شود که با ویژگی‌هایی نظیر، ساختار ساده، نمونه برداری زیر شرط نایکویست، پردازش در باند پایه قادر است محدودیت‌های ناشی از

این مقاله، به جداسازی کور چند سیگنال FH غیرهم‌زمان، دارای تداخل زمانی - فرکانسی با استفاده از تحلیل STF و گیرنده باند محدود MWC می‌پردازد. در بخش دوم، مدل سیگنال برای دریافت N سیگنال توسط آرایه‌های خطی بکخواخت توسعه‌یافته مورد بررسی قرار می‌گیرد. در بخش سوم، روابط ریاضی پایه مرتبط با روش پیشنهادی شامل بررسی^۲ ULA بر اساس MWC و توزیع‌های STF ارائه می‌گردد. در بخش چهارم، روش پیشنهادی (شامل دو بخش اصلی شناسایی و جداسازی) برای حل مسئله بیان می‌شود. در بخش پنجم، نتایج حاصل از شبیه‌سازی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. در نهایت، در بخش ششم، نتیجه‌گیری از انجام پژوهش بیان می‌شود.

۲- مدل سیگنال

با توجه به شکل (۱)، فرض کنید مجموعه‌ای از N سیگنال FH، $\{s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)\}$ وجود دارد. این سیگنال‌ها متغیر با زمان، و توسط منابع ثابت و مستقر در میدان دور^۴ تولید می‌شوند. این سیگنال‌ها توسط یک ULA با M المان دریافت می‌شوند. با رعایت شرط $c = 3 \times 10^8 \frac{m}{s}$ ، $\lambda = c/f_{max}$ ، $d_0 \leq \lambda/2$ سرعت نور با



شکل (۱). ساختار ULA با M المان، با فاصله d_0 بین دو المان مجاور

4 - Far Field
5 - Linear Mixing Model
6 - Blind Source Separation

1 - Modulated Wideband Converter-Space-Time Frequency(MWC-STF)
2 - Uniform Linear Arrays (ULA)
3 - dwell

نمونه برداری و K طول سیگنال y_i است. در خروجی ULA بر اساس MWC، برای M شاخه، بردار $\mathbf{y}[n] = \{y_1[n], y_2[n], \dots, y_M[n]\}$ به دست می آید. پاسخ زمانی ULA مبتنی بر MWC، طبق معادله زیر برقرار است [۴۵]:

$$\mathbf{y}[n] = \mathbf{A} \mathbf{s}[n], \quad n = 1, \dots, K \quad (۸)$$

که در آن، $\mathbf{y}[n] \in \mathbb{C}^M$ بردار مشاهدات به طول K در خروجی MWC، $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ ماتریس مخلوط و $\mathbf{s}[n] \in \mathbb{C}^N$ بردار منابع ورودی است.

۳-۳- توزیع های STF

در حوزه TF، توزیع های STF به دلیل ویژگی هایی که دارند، نقش مؤثری در فرآیند BSS نشان می دهند. برخی از این ویژگی ها عبارتند از:

- استخراج همزمان اطلاعات زمانی و فرکانسی سیگنال،
- جداسازی سیگنال های غیرایستا و چندمؤلفه ای در حوزه TF
- تحلیل با بهره گیری از بُعد مکان برای بهبود نسبت سیگنال به نویز پایین تر

نمایش توزیع های STF بردار مشاهده $\mathbf{y}[n]$ سفید شده در خروجی MWC مطابق با روابط (الف-۵) و (الف-۶) بخش پیوست (الف)، به صورت زیر بیان می شود:

$$\underline{\mathbf{D}}_{\mathbf{y}, \mathbf{y}}[n, k] = \begin{pmatrix} \underline{\rho}_{y_1, y_1}[n, k] & \dots & \underline{\rho}_{y_1, y_M}[n, k] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\rho}_{y_M, y_1}[n, k] & \dots & \underline{\rho}_{y_M, y_M}[n, k] \end{pmatrix} \quad (۹)$$

که در آن، M تعداد المان های ULA است. توزیع های واقع بر قطر اصلی، به عنوان TFDS مؤلفه های خودی^۱ معرفی می شوند و به صورت $\underline{\mathbf{D}}_{y_i, y_i}^a[n, k] = \{\underline{\rho}_{y_i, y_i}[n, k]\}_{i=1}^M$ خارج از قطر اصلی، به عنوان TFDS مؤلفه های متقاطع^۲ نامیده می شوند و به صورت $\underline{\mathbf{D}}_{y_i, y_j}^c[n, k] = \{\underline{\rho}_{y_i, y_j}[n, k]\}_{i \neq j}^M$ نمایش داده می شوند. با محاسبه توزیع های STF و اعمال روش JD بر آنها، ماتریس جداننده سیگنال ها تخمین زده می شود.

۴- روش پیشنهادی

در این مقاله، روشی نوین برای جداسازی چند سیگنال FH پهن باند با پرش زمانی غیرهمزمان و با تداخل فرکانسی، براساس گیرنده باند محدود و تحلیل در حوزه STF پیشنهاد شده است. این روش از ساختار ULA به دلیل بهبود SNR و امکان میانگین گیری از نویز استفاده می کند [۴۶]. همچنین، به دلیل بهبود SNR و نمونه برداری زیر شرط نایکوئیست، از ساختار ULA براساس MWC بهره می برد [۱۶]، [۳۵]. تعداد سیگنال های FH محیطی را با استفاده از پردازش آرایه ای و دو تخمین گر معیار اطلاعات آکایک^۳ (AIC) و حداقل طول توصیفی^۴ (MDL) تخمین می زند.

کامبود پهنای باند گیرنده ها را برای سیگنال های پهن باند بهبود بخشید. در ساختار و روابط MWC، پاسخ شاخه i ام MWC به صورت زیر محاسبه می شود [۴۵]:

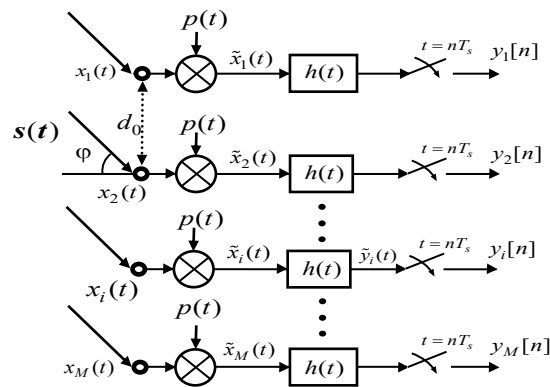
$$y_i[n] = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) p_i(\tau) h(t - \tau) dt \Big|_{t=nT_s} \quad (۶)$$

که در آن، $p_i(\tau)$ دنباله شبه تصادفی پهن باند متناوب در شاخه i ام، $h(t)$ پاسخ ضربه و T_s دوره تناوب سیگنال ورودی است. هدف از بکارگیری MWC، جداسازی سیگنال های پهن باند FH به کمک گیرنده باند محدود است اما وجود تداخل فرکانسی می تواند جداسازی را پیچیده تر کند. برای حل این چالش، یکی از راهکارهای پیشنهادی، استفاده از آرایه خطی یکنواخت ULA براساس MWC است. این ترکیب، با بهره گیری از ویژگی های ULA و MWC به تنهایی، مسئله جداسازی سیگنال ها را در شرایط تداخل فرکانسی، به کمک پردازشگر مرحله بعد، امکان پذیر می کند.

۳-۲- ساختار ULA براساس MWC

در این تحقیق، از ساختار ULA مبتنی بر MWC به عنوان گیرنده دیجیتال پهن باند [۳۵]، استفاده شده است. برخی از ویژگی های این ساختار عبارتند از:

- ۱- پردازش همزمان چند سیگنال FH در باند پایه،
- ۲- بهبود عملکرد در شرایط SNR پایین تر نسبت به MWC،



شکل (۲)، نمایش ساختار ULA براساس MWC با M آرایه،

با فاصله d_0 بین دو آرایه مجاور

۳- نمونه برداری گسسته در باند پایه و زیر شرط نایکوئیست،

۴- پیاده سازی ساده تر نسبت به MWC.

مطابق شکل (۲)، پاسخ شاخه i ام به صورت زیر محاسبه می شود:

$$y_i[n] = \left((x_i(t) \times p(t)) * h(t) \right) \Big|_{t=nT_s} \\ = \int_{-\infty}^{\infty} x_i(\tau) p(\tau) h(t - \tau) dt \Big|_{t=nT_s} \quad (۷)$$

که در آن، $y_i = \{y_i[0], y_i[1], \dots, y_i[K-1]\}$ ، دنباله شبه تصادفی پهن باند متناوب، $h(t)$ پاسخ ضربه، T_s فاصله زمانی

3 -The Akaike Information Criterion (AIC)
4 -The Minimum Description Length (MDL)

1 - Auto-terms-TFDs
2 - Cross-terms-TFDs

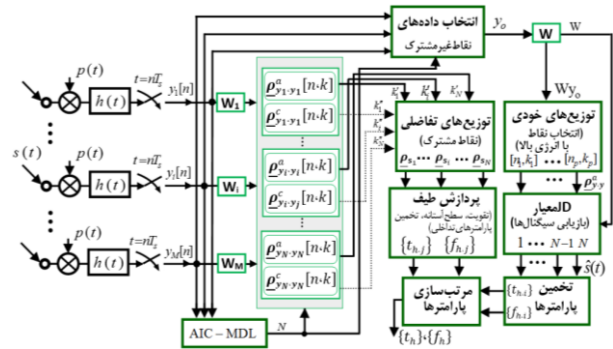
همچنین، با تحلیل آرایه‌ای در حوزه STF، زمان و فرکانس‌های نقاط تداخلی را تخمین می‌زند و از روش JD در حوزه STF برای تخمین ماتریس جداکننده و بازیابی سیگنال‌ها استفاده می‌کند [۱۷]، [۴۲]، [۴۳]. برخی از ویژگی‌های روش پیشنهادی عبارتند از:

- ۱- تخمین تعداد سیگنال‌های FH محیطی
- ۲- جداسازی سیگنال‌های FH دارای تداخل زمانی و فرکانسی
- ۳- قابلیت پردازش سیگنال در باند پایه و نمونه‌برداری زیر شرط نایکوئیست [۳۶]
- ۴- عملکرد در SNR پایین‌تر نسبت به روش‌های متداول،
- ۵- کاهش پیچیدگی محاسباتی

شکل (۳)، بلوک دیاگرام کلی روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. کلیه ضرایب k' و k'' اعداد صحیح می‌باشند. این روش، طبق شکل (۳)، از دو بخش اصلی تشکیل شده است:

بخش الف) شناسایی تعداد سیگنال‌های FH محیطی به کمک دو تخمین گر AIC و MDL.

بخش ب) جداسازی سیگنال‌های FH غیرهم‌زمان و دارای تداخل فرکانسی



شکل (۳). بلوک دیاگرام کلی فرآیند BSS برای چند سیگنال FH غیرهم‌زمان و دارای تداخل فرکانسی

ب-۱) شناسایی نقاط مشترک $[n_{ac}, k_{ac}]$ توزیع STF برای استخراج اطلاعات زمانی و فرکانسی نقاط تداخلی هر یک از سیگنال‌ها FH، نظیر زمان‌ها $\{t_{nj}\}_{j \leq R}$ و فرکانس‌های پرش $\{f_{nj}\}_{j \leq R}$.

ب-۲) شناسایی نقاط غیرمشترک و پرانرژی توزیع STF مؤلفه‌های خودی، اعمال روش JD بر آنها، تخمین ماتریس جداکننده و تخمین پارامترها، نظیر زمان‌ها $\{t_{ni}\}_{i \leq R}$ و فرکانس‌های پرش $\{f_{ni}\}_{i \leq R}$.

۴-۱- تخمین تعداد منابع محیطی

از جمله اطلاعات پیشین مورد نیاز در تخمین غیرکور پارامترها، مشخص بودن تعداد منابع محیطی است. در پردازش آرایه‌ای و در حالت کور، از مرتب‌سازی مقادیر ویژه ماتریس کوواریانس $\{E\{y y^T\}\}$ $R_{y,y}$ که در آن $E\{\cdot\}$ عملگر امید ریاضی و y بردار داده‌های خروجی MWC است. به عنوان یک روش تخمین تعداد منابع استفاده می‌شود. با ایجاد

تفاوت معنی‌دار مقادیر ویژه در زیرفضای سیگنال و نویز، می‌توان دقت تخمین را افزایش داد. در غیر این صورت، بایستی از روش‌های دیگر تفکیک مقادیر ویژه زیرفضای نویز از زیرفضای سیگنال استفاده کرد.

برای تخمین منابع محیطی، از دو معیار AIC و MDL به عنوان تخمین‌گرهای متداول استفاده می‌شود. در این تخمین‌گرها، با در نظر گرفتن نویز تصادفی گوسی سفید مکانی و زمانی در داده‌ها، تعداد منابع با کمترین مقادیر ویژه ماتریس $R_{y,y}$ تخمین زده می‌شود. دو شرط اساسی در اعتبارسنجی این دو تخمین‌گر عبارتند از [۴۵، ۴۶]:

۱- رعایت شرط $N < M$ که در آن M ، تعداد المان‌ها و N ، تعداد منابع محیطی می‌باشد.

۲- رعایت شرط $K \gg M$ که در آن K ، تعداد نمونه زمانی به صورت آنی^۱ بر روی آرایه‌ها است. شرط دوم بیان می‌کند که تعداد نمونه‌هایی که به طور هم‌زمان و در یک لحظه خاص از آرایه‌ها گرفته می‌شود (K) ، باید بسیار بیشتر از تعداد کل عناصر موجود در آرایه‌ها (M) باشد.

در تخمین منابع محیطی، تخمین‌گرها بر اساس تابع هزینه $L_d(d)$ مطابق با رابطه (۱۰) عمل می‌کنند:

$$L_d(d) = K(M-d) \ln \left\{ \frac{\frac{1}{M-d} \sum_{i=d+1}^M \hat{\lambda}_i}{\left\{ \prod_{i=d+1}^M \hat{\lambda}_i \right\}^{\frac{1}{M-d}}} \right\} \quad (10)$$

که در آن، L_d تابعی برحسب d ، K تعداد نمونه‌های آنی به طور هم‌زمان رسیده به آرایه‌ها، M تعداد کل مقادیر ویژه ماتریس $R_{y,y}$ به‌ازای $d = 0, 1, \dots, N-1$ ، $\hat{\lambda}_i$ مجموعه‌ای از کوچک‌ترین مقادیر ویژه ماتریس $R_{y,y}$ به تعداد $(M-d)$ در زیرفضای نویز است.

رابطه (۱۰)، به عنوان یک معیار پراکندگی مقادیر تخمینی عمل می‌کند. اگر مقادیر تخمینی $\hat{\lambda}_i$ نزدیک به هم باشند، صورت لگاریتم (میانگین حسابی $\hat{\lambda}_i$) و مخرج لگاریتم (میانگین هندسی $\hat{\lambda}_i$) تقریباً برابر خواهند بود و مقدار داخل لگاریتم به ۱ نزدیک می‌شود. در نتیجه، لگاریتم این مقدار به صفر نزدیک می‌شود و تابع هزینه مقدار کمتری خواهد داشت. این نشان‌دهنده تخمین بهتر است اما اگر مقادیر تخمینی تفاوت زیادی با هم داشته باشند، میانگین حسابی بزرگتر از میانگین هندسی خواهد بود و مقدار داخل لگاریتم بیشتر از یک می‌شود، که باعث افزایش مقدار تابع هزینه می‌شود، که نشان‌دهنده تخمین ضعیف‌تر است.

از سویی، به منظور تسریع در محاسبات و کاهش حجم داده‌ها، می‌توان از آرایه‌های متقارن استفاده نمود. در آرایه‌های متقارن، آرایه‌ها نسبت به یک محور یا نقطه متقارن هستند.

۴-۱-۱- تخمین d بر اساس AIC

برای آرایه‌های متقارن، زمانی که برخی منابع محیطی با یکدیگر همبستگی بالایی دارند، تخمین d بر اساس AIC به صورت زیر محاسبه می‌شود [۴۳]:

ب- منابع دارای تداخل فرکانسی باشند: در حالت تداخل فرکانسی، نقاط مشترک $[n_{ac}, k_{ac}]$ در توزیع‌ها با افزایش تراکم انرژی و شدت بالازدگی‌ها همراه هستند. این ویژگی به خصوص در ترکیب برخی از توزیع‌های $[n.k]$ بیشتر قابل مشاهده است. از این خاصیت می‌توان در استخراج اطلاعات زمانی و فرکانسی نقاط مشترک $[n_{ac}, k_{ac}]$ در توزیع‌های $[n.k]$ استفاده کرد. در تعیین نقاط مشترک، دو روش مورد توجه است:

(۱) استفاده از سطح آستانه مناسب

در این روش برای تعیین نقاط $[n_{ac}, k_{ac}]$ از سطح آستانه مناسب، مانند $\max_{i=1}^N \{|\rho_{y_i y_i}[n.k]|\} > \varepsilon_0$ ، $T_r > \varepsilon_0$ ، به ازای $0.4 < \varepsilon_0 < 0.8$ استفاده می‌شود. وجود بالازدگی‌های با شیب تند در ابتدا و انتهای نقاط $[n_{ac}, k_{ac}]$ باعث می‌شود تفکیک این نقاط به راحتی امکان‌پذیر باشد.

(۲) ترکیب توزیع‌های خودی و بهینه‌سازی تابع

هزینه

برای تعیین نقاط مشترک برای هر سیگنال به روش حداقل مربعات^۲، مراحل زیر انجام می‌شود:

(الف) ترکیب خطی توزیع‌های $\underline{D}_{y,y}^a[n.k]$: برای هر سیگنال،

ترکیبی خطی از توزیع‌های $\underline{D}_{y,y}^a[n.k]$ در نظر گرفته می‌شود. برای مثال، توزیع نقاط مشترک سیگنال $s_1(t)$ به صورت زیر است:

$$\underline{\rho}_{s_1} = k'_1 \underline{\rho}_{y_1 y_1} + k'_2 \underline{\rho}_{y_2 y_2} + \dots + k'_N \underline{\rho}_{y_N y_N} \quad (۱۵)$$

که در آن، $\underline{\rho}_{y_N y_N}$ توزیع مؤلفه‌های خودی سفیدشده خروجی N ام MWC - ULA و k'_1, k'_2, \dots, k'_N ضرایب این ترکیب هستند.

(ب) ایجاد تابع هزینه: مطابق با رابطه بالا، برای هر عضو

مجموعه $\{\underline{\rho}_{s_i}[n.k]\}_{i=1}^N$ به‌عنوان توزیع هدف، تابع هزینه $J(\beta)$ تعریف می‌شود. برای مثال، برای توزیع هدف $\underline{\rho}_{s_1}$ ، تابع $J(\beta)$ به صورت زیر است:

$$J(\beta) = \sum_{n,k} \left(\underline{\rho}_{s_1}[n.k] - \sum_{i=1}^N k'_i \underline{\rho}_{y_i y_i}[n.k] \right)^2 \quad (۱۶)$$

(ج) کمینه‌کردن تابع هزینه: عملیات $\frac{dJ(\beta)}{d\beta} = 0$ انجام می‌شود.

این فرآیند منجر به ایجاد مجموعه‌ای از معادلات خطی به شکل زیر می‌شود:

$$\mathbf{A}' \mathbf{k}' = \mathbf{b} \quad (۱۷)$$

که در آن، مؤلفه‌های ماتریس \mathbf{A}' و بردار \mathbf{b} برابراند با:

$$\hat{d}_{AIC_FB} = \underset{d}{\operatorname{argmin}} \left\{ L_d(d) + \frac{1}{2} d(2M - d + 1) \right\} \quad (۱۱)$$

در این رابطه، اندیس FB، جهت میانگین‌گیری رو به عقب^۱ ماتریس $\mathbf{R}_{y,y}$ است. در این نوع میانگین‌گیری، محاسبه میانگین برای داده‌های گذشته با وزن‌های مختلف مدنظر قرار می‌گیرد. با کمینه‌یابی بر روی متغیر d تعداد منابع محیطی با استفاده از روش AIC تخمین زده می‌شود. اگر منابع محیطی بدون همبستگی باشند، تخمین منابع d ، بر اساس رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$\hat{d}_{AIC} = \underset{d}{\operatorname{argmin}} \{ L_d(d) + d(2M - d + 1) \} \quad (۱۲)$$

۴-۱-۲- تخمین d بر اساس MDL

برای آرایه‌های متقارن، هنگامی که برخی منابع محیطی با یکدیگر همبستگی بالایی دارند، تخمین d بر اساس MDL به‌صورت زیر محاسبه می‌شود [۴۳]:

$$\hat{d}_{MDL_FB} = \underset{d}{\operatorname{argmin}} \left\{ L_d(d) + \frac{1}{4} d(2M - d + 1) \ln K \right\} \quad (۱۳)$$

در این رابطه، با کمینه‌یابی بر روی متغیر d تعداد منابع محیطی با استفاده از روش MDL تخمین زده می‌شود. اگر منابع محیطی بدون همبستگی باشند، تخمین منابع d ، بر اساس رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$\hat{d}_{MDL} = \underset{d}{\operatorname{argmin}} \left\{ L_d(d) + \frac{1}{2} d(2M - d + 1) \ln K \right\} \quad (۱۴)$$

پس از تخمین تعداد منابع \hat{d} که تخمینی از منابع N (یعنی $\hat{d} = N$) است، سه حالت رخ می‌دهد:

(الف) $\hat{d} = N$: در این حالت، نتیجه تخمین مطلوب است.

(ب) $\hat{d} < N$: در این حالت، زیرفضای سیگنال کمتر از مقدار واقعی در نظر گرفته شده است و یک یا چند سیگنال از بین می‌رود.

(ج) $\hat{d} > N$: در این حالت، زیرفضای سیگنال بیش از حد تخمین زده شده است و نویز منجر به ایجاد بردار(های) ویژه اضافی در زیرفضای سیگنال می‌شود. این ممکن است باعث کاهش عملکرد تخمین‌گر شود. به منظور تصحیح تخمین، اضافه کردن بخش پردازش پسین بعد از تخمین پیشنهاد می‌گردد.

۴-۲- انتخاب نقاط مشترک توزیع‌های STF

متناسب با رابطه (۹)، برای ULA یا $N < M$ آرایه، N^2 توزیع STF ایجاد می‌گردد که N تعداد توزیع‌های خودی و بقیه $(N^2 - N)$ آنها توزیع متقابل هستند. از طرفی، اثر سیگنال‌های FH در کلیه توزیع‌های خودی/متقابل به‌صورت بالازدگی‌هایی با شدت و ضعف متفاوت رخ می‌دهد.

الف- منابع فاقد تداخل فرکانسی باشند: در این حالت، اندازه

بالازدگی‌های کلیه توزیع‌های STF، تقریباً یکسان است.

$$A'_{ij} = \sum_{n,k} \rho_{-y_i, y_i} [n,k] \rho_{-y_j, y_j} [n,k] \quad (18)$$

$$b_i = \sum_{n,k} \rho_{-s_1} [n,k] \rho_{-y_i, y_i} [n,k]$$

سیگنال $s_2(t)$ و $s_3(t)$ در محدوده زمانی $[0, 0.2\mu s]$ و $[0.8\mu s, 1\mu s]$ دارای دو فرکانس تداخلی است.

در صورتی که سیگنالی با سیگنال دیگر تداخلی نداشته باشد، ترکیب تفاضل توزیع‌های خودی در خروجی آرایه‌ها، بالازدگی نشان نخواهد داد. به‌طور مشابه، شکل‌های (۴-b) و (۴-c)، به‌ترتیب نقاط تداخلی سیگنال $s_2(t)$ و $s_3(t)$ را با دو سیگنال دیگر نشان می‌دهند.

با شناسایی نقاط مشترک هر سیگنال با استفاده از توزیع‌های $\{\rho_{s_i}[n,k]\}_{i=1}^N$ می‌توان منحنی ماکزیمم تغییرات انرژی آن را برحسب زمان (یا فرکانس) رسم نمود. بکارگیری سطح آستانه مناسب بر روی این منحنی‌ها منجر به تخمین زمان‌ها (و فرکانس‌های پرش) نقاط تداخلی می‌گردد.

برای مثال، برای سیگنال $s_1(t)$ با سطح آستانه $T_r > 0.4 \max(|\rho_{s_1}|)$ می‌توان زمان‌های پرش $\{t_{hi,1}\}$ (و فرکانس‌های پرش $\{f_{hi,1}\}$) را تخمین زد. به همین ترتیب، زمان‌ها و فرکانس‌های پرش برای دو سیگنال $s_2(t)$ و $s_3(t)$ نیز به‌دست می‌آیند. در نهایت، کلیه زمان‌ها و فرکانس‌های پرش نقاط تداخلی سه سیگنال را می‌توان به صورت $\{t_{hi,1}\}, \{t_{hi,2}\}, \{t_{hi,3}\}$ و $\{f_{hi,1}\}, \{f_{hi,2}\}, \{f_{hi,3}\}$ نمایش داد.

۳-۴- انتخاب نقاط غیرمشترک توزیع‌های STF

اگر داده‌های نقاط مشترک $y_{int}[n]$ باشند و مطابق رابطه (۸) از خروجی ULA – MWC داده‌های $y[n]$ به‌دست آیند، در این صورت داده‌های غیرمشترک $y_o[n]$ با طول K به‌ازای $\mathcal{C}^N \in \mathcal{C}^N$ برابر خواهند بود با:

$$y_o[n] = y[n] - y_{int}[n] \quad (19)$$

داده‌های نقاط مشترک از نتایج حاصل از جدول (۱) است. برای مثال:

$$y_{int}[n] = y_1[n] - 2y_2[n] + y_3[n]$$

که در آن، $y_i[n]$ خروجی شاخه i ام ULA – MWC ($i = 1, 2, 3$) است.

به‌طور خلاصه، مراحل اصلی در این بخش شامل:

- انتخاب نقاط $[n,k]$ با انرژی بالا در صفحه $T - F$
- تخمین ماتریس جداکننده با اعمال روش JD

۳-۴-۱- انتخاب نقاط $[n,k]$ با انرژی بالا

از جمله مراحل مهم مسئله BSS، استخراج ویژگی‌های سیگنال است. یکی از این ویژگی‌ها انتخاب نقاط $[n,k]$ با انرژی بالا در صفحه $T - F$ می‌باشد. این نقاط حاوی اطلاعات زمان فرکانس سیگنال‌ها هستند. انتخاب صحیح این نقاط اساس کار در بازیابی سیگنال‌ها می‌باشد. لذا از کلیه توزیع‌های $\underline{D}_{y,y}^c[n,k]$ جهت انتخاب صحیح نقاط با انرژی بالا استفاده می‌گردد. البته برای یک انتخاب مناسب، باید شرط زیر برقرار گردد:

$$Trace(\underline{D}_{y,y}^c[n,k]) \approx 0 \quad (20)$$

رابطه (۲۰) بیان می‌دارد که جهت انتخاب صحیح نقاط $[n,k]$ با انرژی بالا، بایستی مجموع مؤلفه‌های قطر اصلی کلیه ماتریس‌های $\underline{D}_{y,y}^c[n,k]$ از توزیع‌های STF تقریباً برابر با صفر باشد. پس از جبران

با حل دستگاه معادلات رابطه (۱۷)، ضرایب k'_i به‌دست می‌آیند.

$$k'_i = \left\{ \rho_{s_i}[n,k] \right\}_{i=1}^N$$

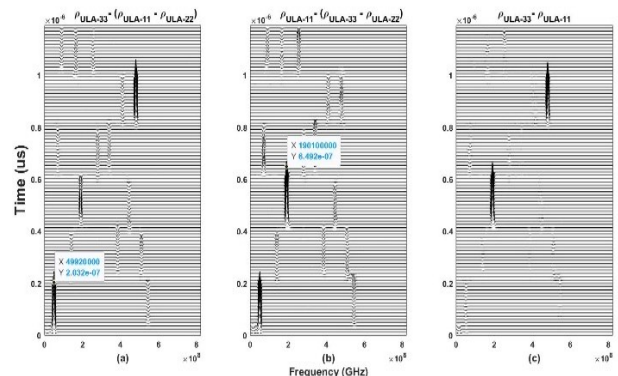
استفاده از اطلاعات زمانی و فرکانسی این مجموعه توزیع، می‌توان زمان‌ها و فرکانس‌های پرش هر سیگنال را در نقاط تداخلی بین سیگنال‌ها تخمین زد.

یکی از روش‌های کاربردی و ساده برای یافتن ترکیب خطی بهینه توزیع‌های $\underline{D}_{y,y}^c[n,k]$ با توجه به تعداد محدود این توزیع‌ها، بررسی تجربی این ترکیبات خطی است. این روش می‌تواند برای سیگنال‌های FH با هر آرایش الگوی پرش فرکانسی و با هر تعداد تداخل فرکانسی معتبر باشد. جدول (۱)، نقاط $[n_{ac}, k_{ac}]$ تداخلی سه سیگنال FH ($N = 3$) غیرهم‌زمان $\{s_i(t)\}_{i=1}^N$ را برای یک ULA – MWC با سه شاخه نشان می‌دهد.

طبق این جدول، تداخل فرکانسی هر یک از سیگنال‌ها با استفاده از ترکیب خطی توزیع‌های $\underline{D}_{y,y}^c[n,k]$ و بدون نیاز به توزیع‌های $\underline{D}_{y,y}^c[n,k]$ نشان داده شده است. هرچند تفاضل برخی از توزیع‌های متقابل مانند $\rho_{y_1, y_2} - \rho_{y_2, y_3}$ نقاط مشترک بین سیگنال‌ها را با دقت مناسبی نمایش می‌دهد.

جدول (۱)، ترکیب توزیع‌های خودی برای استخراج نقاط مشترک

سیگنال	ترکیب توزیع‌های خودی
$s_1(t)$	$\rho_{s_1} = \rho_{y_2, y_2} + \rho_{y_3, y_3} - \rho_{y_1, y_1}$
$s_2(t)$	$\rho_{s_2} = \rho_{y_1, y_1} + \rho_{y_2, y_2} - \rho_{y_3, y_3}$
$s_3(t)$	$\rho_{s_3} = \rho_{y_3, y_3} - \rho_{y_1, y_1}$



شکل (۴)، نمایش نقاط تداخلی هر سیگنال با دو سیگنال دیگر به‌کمک ترکیب تفاضل توزیع‌های خودی آرایه‌ها با هسته SPWV

شکل (۴)، نتایج حاصل از جدول (۱) را به‌صورت بالازدگی‌های پر رنگ نشان می‌دهد. این ترکیب منجر به حذف نقاط غیرمشترک توزیع‌های TF می‌گردد. مطابق شکل (۴-a)، سیگنال $s_1(t)$ با دو

نویز و در نظر گرفتن سطح آستانه معلوم ε ، با اعمال آزمایش به شرح زیر نقاط با اهمیت و دارای انرژی بیشتر از سطح آستانه تفکیک می‌گردند [۱۷]:

$$Trace(\underline{D}_{y,y}[n.k])/norm(\underline{D}_{y,y}[n.k]) > \varepsilon \quad (21)$$

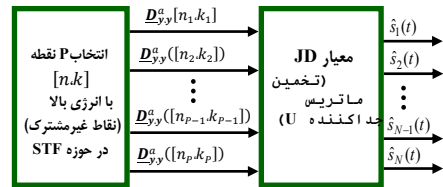
عبور از سطح آستانه به روش‌های مختلف قابل پیاده‌سازی است. یک انتخاب برای ε به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$\varepsilon = k_c \cdot mean \left(mean \left(Trace(\underline{D}_{y,y}[n.k]) \right) \right) \quad (22)$$

که در آن، $0 < k_c < 0.7$ است. با انجام این آزمایش، مجموعه P نقطه $\{[n_i, k_i] \mid i = 1, \dots, P\}$ از کلیه ماتریس‌های $\underline{D}_{y,y}[n.k]$ انتخاب می‌گردند. پارامتر P ، تعداد نقاطی مهمی است که اساس بازیابی سیگنال‌ها بر اساس آن انجام می‌شود.

۴-۳-۲- بازیابی سیگنال‌ها به کمک روش JD

پس از شناسایی P نقطه مهم در فضای زمان-فرکانس، با قرار دادن این نقاط در توزیع‌های $\underline{D}_{y,y}^a[n.k]$ مجموعه‌ای از P ماتریس ایجاد می‌گردد.



شکل (۵) جداسازی سیگنال‌های FH به کمک معیار JD

هدف از روش JD، قطری کردن این مجموعه از ماتریس‌ها است و سپس شکل (۵)، تخمین ماتریس جداکننده \mathbf{U} می‌باشد. روش JD، منجر به بازیابی و جداسازی سیگنال‌ها می‌گردد.

مطابق شکل، با قراردادن P نقطه انرژی بالا در توزیع‌های $\underline{D}_{y,y}^a[n.k]$ طبق تعریف، برای مجموعه‌ای از P ماتریس $\{\underline{D}_{y,y}^a[n_i, k_i]\}_{i=1}^P$ روش JD به‌عنوان بیشینه‌یابی معیار $C_{JD}(\mathbf{U})$ بر روی مجموعه ماتریس‌های یکنای $\mathbf{U} = [\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_N]$ تعریف می‌شود [۸] و [۱۷] یعنی:

$$C_{JD}[\mathbf{U}] \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{i=1}^P \sum_{l=1}^N |\mathbf{U}_l^H \underline{D}_{y,y}^a[n_i, k_i] \mathbf{U}_l|^2 \quad (23)$$

که در آن، P تعداد نقاط انتخاب‌شده با انرژی بالا، \mathbf{U} ماتریس جداکننده و N تعداد سیگنال‌های محیطی است. با تخمین ماتریس جداکننده \mathbf{U} ، سیگنال‌های ورودی $\hat{\mathbf{s}}[n]$ تخمین زده می‌شوند:

$$\mathbf{A} = \mathbf{W}^\dagger \mathbf{U}, \quad \hat{\mathbf{s}}[n] = \mathbf{A}^\dagger \mathbf{y}[n] \quad (24)$$

که در آن، \mathbf{W} ماتریس سفیدکننده و $(\cdot)^\dagger$ نماد شبه‌معکوس گرفتن است. با تبدیل فوریه سریع^۱ (FFT) از هر یک از سیگنال‌های $\hat{\mathbf{s}}[n]$ ، فرکانس‌های پرش هر سیگنال احصاء می‌گردد.

۴-۳-۳- تخمین پارامترهای نقاط غیرمشتري

مطابق با بخش سوم پیوست الف، براساس تحلیل طیفی، چگالی طیفی سیگنال $\hat{\mathbf{s}}[n]$ در n امین پنجره زمانی برابر با:

$$P_{\hat{\mathbf{s}}}[n.k] = \frac{|Spec_{\hat{\mathbf{s}}}[n.k]|}{\sum_{k=0}^{N-1} |Spec_{\hat{\mathbf{s}}}[n.k]|} \quad (25)$$

که در آن، $0 \leq P_{\hat{\mathbf{s}}}[n.k] < 1$ ، $\sum P_{\hat{\mathbf{s}}}[n.k] = 1$ ، به‌ازای $k = 1, \dots, N_s$ است. مطابق با تعریف آنتروپی اطلاعات شانون، آنتروپی طیفی سیگنال $\hat{\mathbf{s}}[n]$ در n امین پنجره زمانی به شکل زیر تعریف می‌شود:

$$H_{\hat{\mathbf{s}}}[n] = -\sum_{k=1}^{N_s} P_{\hat{\mathbf{s}}}[n.k] \log P_{\hat{\mathbf{s}}}[n.k] \quad (26)$$

که در آن، $n = 1, \dots, \left\lfloor \frac{L-N_s}{\Delta L} \right\rfloor + 1$ ، L طول سیگنال $\hat{\mathbf{s}}[n]$ و ΔL طول اسلاید است. پنجره‌های زمانی به صورت متوالی و با هم‌پوشانی یا بدون هم‌پوشانی بر روی سیگنال اعمال می‌شوند تا تحلیل دقیق‌تری از رفتار فرکانسی سیگنال در طول زمان به دست آید. مفهوم اسلاید به میزان جابجایی این پنجره‌های زمانی در طول سیگنال اشاره دارد. به عبارت دیگر، طول اسلاید ΔL مشخص می‌کند که بعد از اعمال یک پنجره زمانی بر روی سیگنال، پنجره بعدی چند نمونه (یا چه فاصله زمانی‌ای) از پنجره قبلی جابجا می‌شود.

پس از محاسبه آنتروپی طیفی در هر لحظه از سیگنال، می‌توان منحنی آنتروپی طیفی سیگنال را ترسیم کرد. به کمک منحنی آنتروپی طیفی $H_{\hat{\mathbf{s}}}[n]$ ، با استخراج تعداد پیک‌ها در هر لحظه زمانی، مجموعه‌ای از لحظات پرش فرکانسی هر سیگنال $\{t_{hj,1}\}, \{t_{hj,2}\}, \{t_{hj,3}\}$ قابل احصاء است [۴۴].

۴-۳-۴- مرتب‌سازی پارامترهای هر سیگنال

$$\{\hat{t}_h\}$$

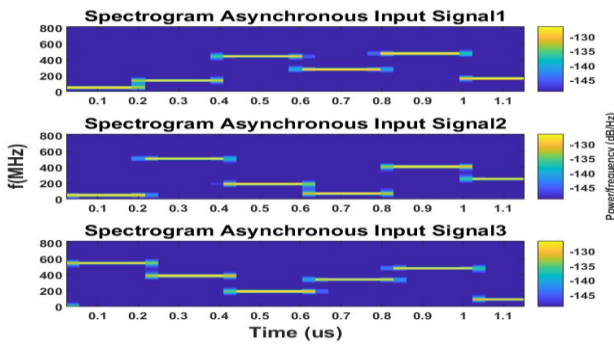
$$\begin{aligned} \{\hat{t}_{h1}\} &= \{t_{hj,1}\} + \{t_{hi,1}\} \\ \{\hat{t}_{h2}\} &= \{t_{hj,2}\} + \{t_{hi,2}\} \\ \{\hat{t}_{h3}\} &= \{t_{hj,3}\} + \{t_{hi,3}\} \end{aligned}$$

(۲۸)

۵- ارزیابی روش پیشنهادی

سه سیگنال FH غیرهم‌زمان و هر کدام با شش پرش فرکانسی ($R = 6$) در نظر گرفته شده‌اند. سیگنال‌ها دارای اندازه واحد، فاز صفر و طول زمان اقامت فرکانسی یکسان هستند. سیگنال‌ها دارای تداخل فرکانسی در محدوده فرکانسی $f \in [50, 550] \text{ (MHz)}$ می‌باشند. در کلیه محاسبات از AWGN استفاده شده است. SNR در بخش گیرنده و مطابق با رابطه (۳) برای ترکیبی از سیگنال‌های دریافتی به حسگرهای ULA فرض شده است. الگوی پرش فرکانس سه منبع ورودی در جدول (۲) در حالت فرکانس‌های پرش متفاوت و در جدول (۳) در حالت فرکانس‌های پرش مشترک نشان داده شده است. در هر دو حالت مقادیر نرمالیزه شده‌اند.

1 - Fast Fourier Transform



شکل (۷)، SPEC سه سیگنال FH ورودی غیرهمزمان و دارای تداخل فرکانسی

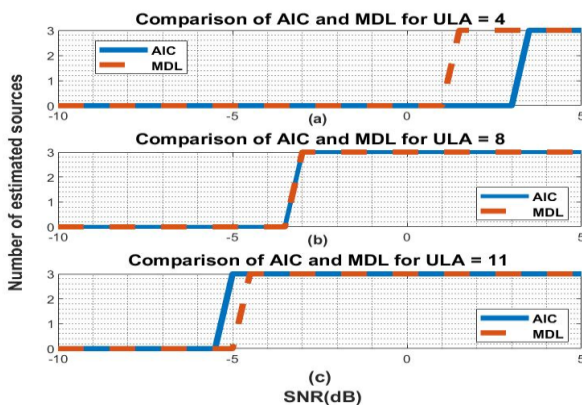
جدول (۴)، پارامترهای MWC

پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
حداقل تعدادشاخه (M)	4	حداقل فرکانس نمونه برداری	5MHz
حداقل پهنای باند فیلتر (B)	5MHz	فشرده سازی دنباله (k_p)	2

جدول (۴) مقدار عددی پارامترهای MWC را نشان می دهد. مطابق با جدول (۴)، برای عبور سیگنال های FH با 500MHz محدوده پرش، از فیلتر پایین گذر با حداقل پهنای باند محدود 5MHz و حداقل فرکانس نمونه برداری 5MHz استفاده شده است. k_p ضریب فشرده سازی دنباله پهن باند شبه تصادفی $p_i(t)$ در ساختار است [۴۵] و ۲ در نظر گرفته شده است.

۵-۱- تخمین تعداد منابع محیطی

با توجه به شکل (۸)، در تعداد چهار المان ULA در شرایط SNR بزرگتر از 1.5dB، معیار MDL به عملکرد بهتری دست می یابد و با افزایش تعداد المان های ULA، متناسب با شکل (۸-۱) در SNR=-5dB عملکرد معیار AIC نسبت به MDL بهبود یافته و با دقت بهتر تعداد سه منبع محیطی را تخمین می زند.



شکل (۸)، مقایسه تخمین تعداد منابع FH نویزی، غیرهمزمان، با تداخل فرکانسی، با dwell یکسان، با دو تخمین گر AIC و MDL با ULA

(a) چهار المان (b) هشت المان (c) یازده المان

ضمن اینکه، افزایش تعداد ۷ آرایه در شکل (۸-۱) نسبت به (۸-۱)، با تخمین گر AIC باعث کاهش 8dB در شناسایی صحیح سه منبع FH می شود.

جدول (۲)، الگوی پرش فرکانس سه سیگنال ورودی در حالت بدون تداخل

ورودی ها	فرکانس های پرش نرمالیزه شده
سیگنال اول	{0.05, 0.14, 0.445, 0.28, 0.48, 0.165}
سیگنال دوم	{0.22, 0.51, 0.19, 0.07, 0.41, 0.225}
سیگنال سوم	{0.545, 0.385, 0.115, 0.34, 0.36, 0.09}

جدول (۳)، الگوی پرش فرکانس سه سیگنال ورودی در حالت دارای تداخل

ورودی ها	فرکانس های پرش نرمالیزه شده
سیگنال اول	{0.05, 0.14, 0.445, 0.28, 0.48, 0.165}
سیگنال دوم	{0.05, 0.51, 0.19, 0.07, 0.41, 0.255}
سیگنال سوم	{0.545, 0.385, 0.19, 0.34, 0.48, 0.09}

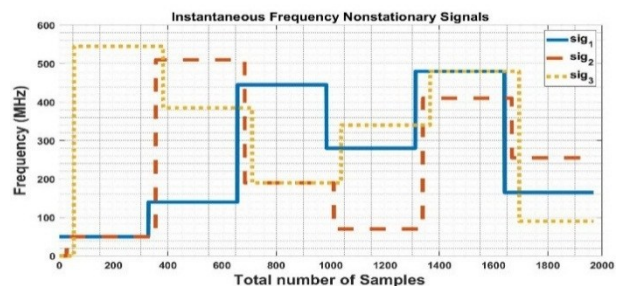
با توجه به جدول (۳)، هر سیگنال دارای یک فرکانس پرش مشترک است. به این ترتیب، الگوی پرش فرکانسی هر سیگنال دارای دو فرکانس

برابراند با:

- بین سیگنال های اول و دوم، فرکانس پرش ۵۰ مگاهرتز
- بین سیگنال های اول و سوم، فرکانس پرش ۴۸۰ مگاهرتز
- بین سیگنال های دوم و سوم، فرکانس پرش ۱۹۰ مگاهرتز

شکل (۶)، فرکانس لحظه ای سه سیگنال FH ورودی را بر اساس اطلاعات جدول شماره (۳) به تصویر می کشد. با توجه به شکل (۶)، روی هم افتادگی فرکانسی سیگنال های غیرهمزمان در سه بازه زمانی به ترتیب، به صورت زیر مشاهده می گردد:

- در بازه زمانی اول، بین سیگنال های اول و دوم، فرکانس پرش ۵۰ مگاهرتز
- در بازه زمانی سوم، بین سیگنال های دوم و سوم، فرکانس پرش ۱۹۰ مگاهرتز
- در بازه زمانی پنجم، بین سیگنال های اول و سوم، فرکانس پرش ۴۸۰ مگاهرتز



شکل (۶)، فرکانس لحظه ای سه سیگنال FH ورودی غیرهمزمان دارای تداخل فرکانسی با شش فرکانس پرش

در این حالت، زمان های پرش سیگنال ها یکسان نیستند و نسبت به یکدیگر تأخیر دارند. میزان تأخیر زمانی با توجه به تعداد نمونه های هر اقامت فرکانسی (تقریباً ۳۰۰ نمونه) و فاصله بین دو پرش مجاور کمتر از یک دهم میکرو ثانیه (۳۰ نمونه) به دست می آید. شکل (۷)، SPEC سیگنال های غیرهمزمان ورودی را نشان می دهد. مطابق شکل، مدت زمان اقامت فرکانسی سیگنال ها یکسان و برابر $T_h = 0.2\mu$ ثانیه (نرخ پرش $f_h = 5\text{MHz}$) در نظر گرفته شده است.

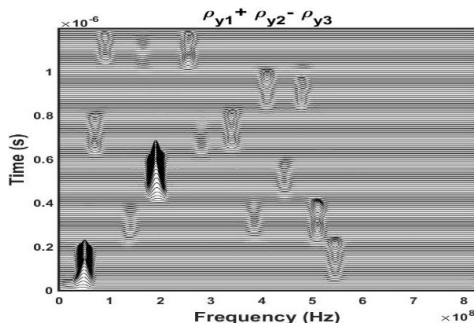
۲- افزایش تعداد آرایه‌ها، تا جایی که سخت افزار اجازه دهد، منجر به بهبود عملکرد تخمین گرها در شرایط SNR منفی تر می‌شود.

۳- هر دو تخمین گر، قادر به تخمین صحیح تعداد سیگنال‌های FH محیطی در شرایط مختلف از نظر هم‌زمان/غیرهم‌زمان، داشتن/نداشتن تداخل فرکانسی و دارای dwell یکسان/غیریکسان آن هم در شرایط $SNR > 0dB$ هستند.

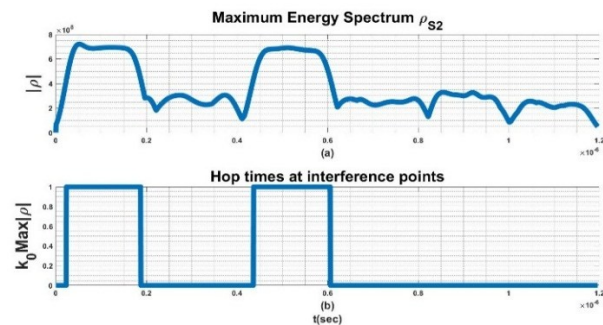
۴- با مقایسه شکل‌های (۱۰-b) و (۱۰-d)، مدت اقامت فرکانسی غیریکسان در حالتی که سیگنال‌های FH دارای تداخل فرکانسی هستند، تأثیر ناچیز در عملکرد دو تخمین گر گردیده است.

۲-۵- تخمین زمان و فرکانس‌های تداخلی سه سیگنال

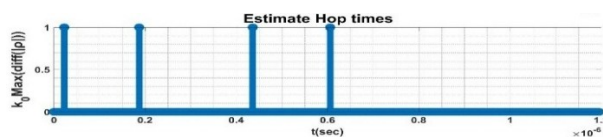
شکل (۱۱)، براساس اطلاعات جدول (۱)، نقاط (t, f) تداخلی سیگنال $s_2(t)$ را با استفاده از تفاضل توزیع‌های STF خودی سه آرایه ULA با هسته SPWV نمایش می‌دهد. مطابق با شکل (۱۱)، سیگنال $s_2(t)$ با دو سیگنال $s_1(t)$ و $s_3(t)$ در محدوده زمانی $[0, 0.2\mu s]$ و $[0.4\mu s, 0.6\mu s]$ دارای دو فرکانس تداخلی است.



شکل (۱۱)، نقاط (t, f) تداخلی $s_2(t)$ به کمک ترکیب توزیع‌ها



شکل (۱۲)، (a) منحنی ماکزیمم تغییرات انرژی تفاضل توزیع‌های $s_2(t)$ برحسب زمان (b) تعیین زمان‌های پرش در نقاط تداخلی



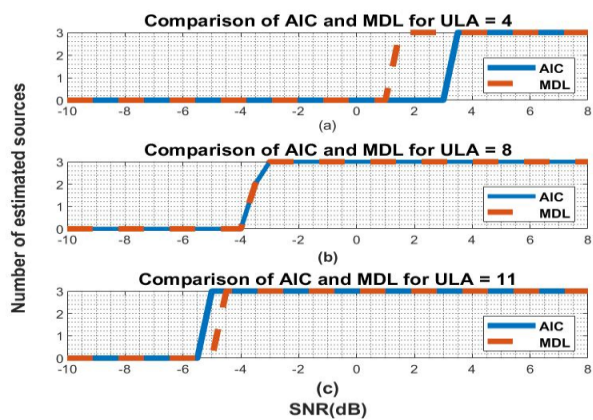
شکل (۱۳)، تخمین زمان‌های پرش $s_2(t)$ در نقاط تداخلی

شکل (۱۲) زمان‌های پرش در نقاط تداخلی را با استفاده از منحنی ماکزیمم تغییرات انرژی تفاضل توزیع‌ها برحسب زمان برای سیگنال $s_2(t)$ نمایش می‌دهد. مطابق شکل (۱۲)، انتخاب سطح آستانه مناسب نظیر $k_0 \max|\rho(t, f)|$ منجر به تعیین زمان‌های پرش حوالی 0، 0.2،

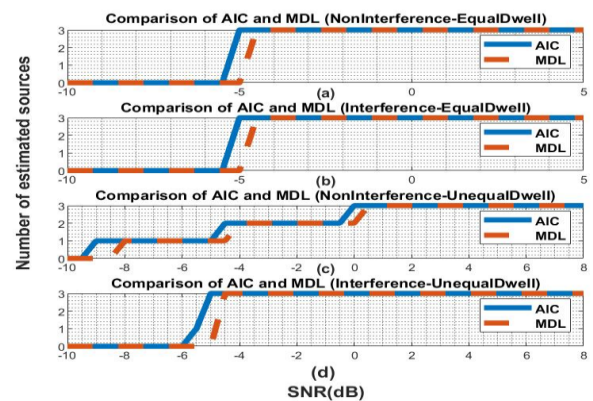
شکل (۹)، تخمین تعداد منابع FH نویزی، با تداخل فرکانسی را با دو تخمین گر AIC و MDL و در حالتی که مدت زمان اقامت فرکانسی سیگنال‌ها متفاوت است، مورد بررسی قرار داده است. مطابق شکل (۹)، افزایش تعداد آرایه‌های ULA، منجر به تخمین تعداد منابع محیطی در نسبت سیگنال به نویز کمتر می‌گردد به طوری که افزایش تعداد آرایه در شکل (۹-c) نسبت به (۹-a)، با معیار AIC باعث کاهش 8.5dB در شناسایی صحیح سه منبع FH می‌شود.

مطابق شکل (۱۰) نتایج تخمین برای چهار حالت مختلف سیگنال‌های FH غیرهم زمان عبارت است از:

- (a) با dwell یکسان و بدون تداخل فرکانسی،
- (b) با dwell یکسان و با تداخل فرکانسی،
- (c) با dwell غیریکسان و بدون تداخل فرکانسی،
- (d) با dwell غیریکسان و با تداخل فرکانسی.



شکل (۹)، مقایسه تخمین تعداد منابع FH نویزی، غیرهم‌زمان، با تداخل فرکانسی، با dwell متفاوت، با دو تخمین گر MDL و AIC و ULA با (a) چهار المان (b) هشت المان (c) یازده المان



شکل (۱۰)، مقایسه تخمین تعداد منابع FH نویزی، با استفاده از ULA-11 و دو تخمین گر AIC و MDL، در حالت‌های مختلف

بعضی از نتایج به دست آمده از شکل (۱۰) عبارتند از:

- ۱- مطابق شکل (۱۰-d) تخمین گر AIC قادر است برای $SNR > -5 dB$ در حالتی که چند سیگنال دارای تداخل فرکانسی و مدت زمان اقامت فرکانسی متفاوت هستند، تعداد منابع محیطی را به درستی شناسایی نماید.

(a) توزیع WV، (b) توزیع SPWV، (c) توزیع CK

همان طور که ملاحظه می شود، فرکانس های پرش تخمین زده شده هر سیگنال، با فرکانس های پرش جدول (۳) مطابقت دارد. برای مثال، دو فرکانس پرش ۴۹/۱ مگاهرتز و ۱۹۰ مگاهرتز تخمین زده شده سیگنال $s_2(t)$ با مقادیر جدول (۳) با اختلاف ناچیز منطبق است. شکل (۱۵)، منحنی ماکزیمم انرژی توزیع STF برحسب فرکانس را برای سه هسته مختلف (توزیع WV، توزیع SPWV و توزیع CK) سیگنال $s_1(t)$ نمایش می دهد. با توجه به شکل (۱۵) و اطلاعات جدول (۳)، تنها توزیع های STF با هسته SPWV، فرکانس های ۵۰ و ۴۸۰ مگا هرتز را به درستی برای سیگنال $s_1(t)$ تشخیص داده است.

۳-۵- تخمین فرکانس های غیر تداخلی سه سیگنال

با توجه به رابطه (۱۹) داده های $y_o[n]$ به حوزه TF برده می شوند و طبق رابطه (۲۳)، با اعمال روش JD بر سه توزیع $\underline{D}_{y_o, y_o}^a[n, k]$ ماتریس جداکننده \mathbf{U} تخمین زده می شود. در یک بررسی، به ازای $\text{SNR} = -4\text{dB}$ و تعداد نقاط نمونه برداری شده $N_e = 1500$ ، بعد از چندین بار تکرار اجرای برنامه و با خطای تقریباً صفر، ماتریس جداکننده \mathbf{U} به صورت زیر تخمین زده شد:

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 0.9899 & -0.0415 & -0.1353 \\ 0.0748 & 0.9650 & 0.2513 \\ 0.1201 & -0.2589 & 0.9584 \end{bmatrix}$$

طبق رابطه (۲۴) با اعمال پردازش در حوزه فرکانس بر سیگنال های بازیابی شده $\hat{s}[n]$ ، فرکانس های پرش freq_esti تعیین می گردند. در محدوده $5\text{dB} < \text{SNR} < 10\text{dB}$ و ۱۰۰۰ بار تکرار آزمایش برای هر واحد افزایش SNR، برای RMSE با دقت خوب به تعداد ۱۰۲۱ بار، کلیه فرکانس پرش مجموع سه سیگنال در نقاط غیر تداخلی به شکل زیر تخمین زده می شوند:

$$\text{freq_esti} = 1.0\text{e}+09 * \begin{bmatrix} 0.0500 & 0.0700 & 0.0900 & 0.1400 & 0.1650 \\ 0.1900 & 0.2550 & 0.2800 & 0.3400 & 0.3850 \\ 0.4100 & 0.4450 & 0.4800 & 0.5100 & 0.5450 \end{bmatrix}$$

$\hat{s}[n]$ نقاط زمانی پرش سیگنال ها احصاء می گردند و متناسب با فرکانس های پرش نقاط تداخلی بخش ۲-۵ و فرکانس های پرش نقاط غیر تداخلی freq_esti ، فرکانس های پرش هر سیگنال به شکل زیر مرتب می گردند.

$$f_{est}(\text{MHz}) = \begin{bmatrix} 49.9, 140, 445, 280, 480.1, 165 \\ 49.9, 510, 190.1, 70, 410, 255 \\ 545, 385, 190.1, 340, 480.1, 90 \end{bmatrix}$$

۴-۵- تخمین RMSE و RFE پارامترها

در ارزیابی نتایج تحلیل، دقت تخمین فرکانس های پرش با استفاده از دو معیار RMSE و RFE به صورت زیر اندازه گیری می شود:

2 - Relative Frequency Error (RFE)

0.4 و 0.6 در نقاط تداخلی می گردد. مطابق شکل (۱۳)، زمان های پرش سیگنال $s_2(t)$ با دو سیگنال $s_1(t)$ و $s_3(t)$ در نقاط تداخلی به صورت زیر به دست می آیند:

$$\text{time_esti_S2} = 1.0\text{e}-06 * [0.0200 \ 0.1908 \ 0.4313 \ 0.6107]$$

به طور مشابه، زمان های پرش سیگنال $s_1(t)$ با دو سیگنال $s_2(t)$ و $s_3(t)$ در نقاط تداخلی به صورت زیر برابند با:

$$\text{time_esti_S1} = 1.0\text{e}-06 * [0.0206 \ 0.1939 \ 0.8227 \ 0.9941]$$

به همین ترتیب، زمان های پرش سیگنال $s_3(t)$ با دو سیگنال $s_1(t)$ و $s_2(t)$ در نقاط تداخلی به صورت زیر برابند با:

$$\text{time_esti_S3} = 1.0\text{e}-06 * [0.4344 \ 0.6076 \ 0.8251 \ 0.9899]$$

مطابق شکل (۱۴)، فرکانس های پرش سیگنال $s_2(t)$ با دو سیگنال $s_1(t)$ و $s_3(t)$ در نقاط تداخلی به صورت زیر به دست می آیند:

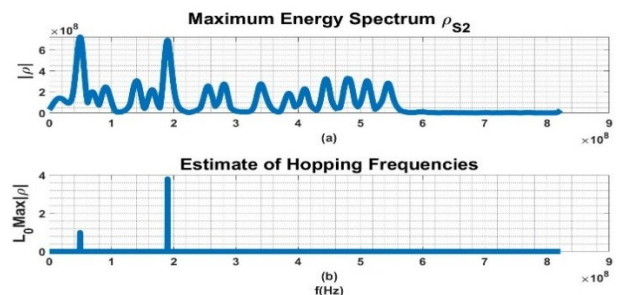
$$\text{freq_esti_S2} = 1.0\text{e}+08 * [0.4910 \ 1.9010]$$

به همین ترتیب، فرکانس های پرش سیگنال $s_1(t)$ با دو سیگنال $s_2(t)$ و $s_3(t)$ در نقاط تداخلی به صورت زیر به دست می آیند:

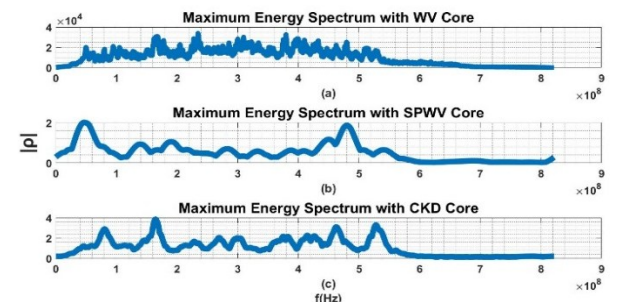
$$\text{freq_esti_S1} = 1.0\text{e}+08 * [0.4992 \ 4.8005]$$

همچنین، فرکانس های پرش سیگنال $s_3(t)$ با دو سیگنال $s_1(t)$ و $s_2(t)$ در نقاط تداخلی برابند با:

$$\text{freq_esti_S3} = 1.0\text{e}+08 * [1.9010 \ 4.8010]$$



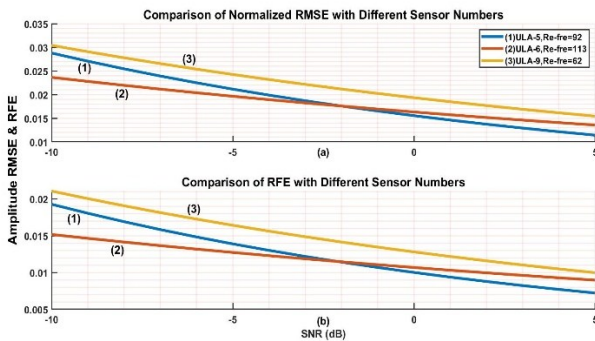
شکل (۱۴)، (a) منحنی ماکزیمم تغییرات انرژی تفاضل توزیع های $s_2(t)$ برحسب فرکانس (b) تعیین فرکانس های پرش در نقاط تداخلی



شکل (۱۵)، مقایسه منحنی ماکزیمم انرژی توزیع STF برحسب فرکانس سیگنال $s_1(t)$ با هسته های متفاوت

1 - Root Mean Square Error (RMSE)

RMSE تغییرات طول dwell هر پرش فرکانسی را با ۸۰۰ مرتبه تکرار در حالت تداخل/غیرتداخل فرکانسی بررسی نموده است. شکل (۱۷-ا) RMSE منحنی (۲) بیان می‌کند که به‌ازای طول dwell=1800 اندازه RMSE تخمین فرکانس سیگنال‌های دارای تداخل فرکانسی کمتر از 1.3kHz است. با این خطا تعداد 90 مرتبه فرکانس‌های پرش به‌طور صحیح تخمین زده شده‌اند. شکل (۱۸)، منحنی اندازه RMSE و RFE با تغییر تعداد حسگرهای ULA را نشان می‌دهد. مطابق شکل (۱۸-ا) منحنی (۱) بیان می‌کند که با پنج حسگر و SNR بیشتر از -1dB، اندازه خطا کمترین مقدار را دارد. در این آزمایش بیشترین فراوانی تخمین فرکانس‌های پرش صحیح به ULA با شش حسگر و $SNR \in [-10, -2]$ dB مربوط است.



شکل (۱۸) منحنی اندازه خطای تخمین فرکانس‌های پرش با تغییر تعداد حسگرهای ULA (a) RMSE (b) RFE

و در این حالت تعداد ۱۱۳ مرتبه تخمین صحیح ثبت گردیده است. شکل ۴-۳۶ (b) نتایج مشابه حالت (a) حاصل از منحنی اندازه RFE را با افزایش حسگرهای ULA نشان می‌دهد. در بازه فرکانسی فوق در تمامی حالات اندازه خطای RFE از اندازه خطای RMSE کمتر مشاهده می‌گردد.

۵-۵- مقایسه با دیگر روش‌ها

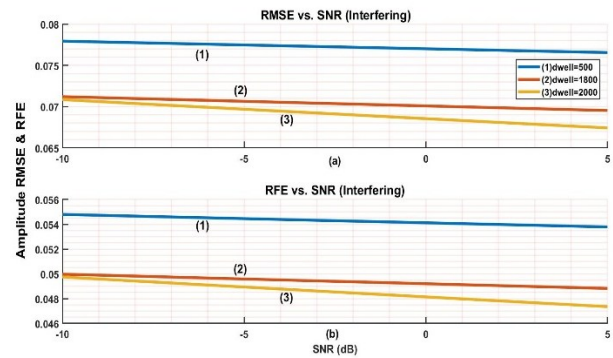
شکل (۱۹) منحنی اندازه RMSE روش پیشنهادی در حالت تداخل فرکانسی و غیرهم‌زمان را در محدوده SNR، -4dB تا 15dB مانند قبل، به‌طور هم‌زمان با دو روش توزیع STF بر اساس پردازش آرایه‌ای و روش تخمین پارامتر چند پرشی بر اساس رگرسیون خطی تنک (SLR) مقایسه می‌کند [۸]. مطابق شکل (۱۹) با در نظر گرفتن $R = 6$ و $dwell = 50$ به‌ازای $SNR < +8dB$ ، میزان RMSE این رویکرد در مقایسه با دو روش دیگر، با وجود تداخل فرکانسی، کاهش قابل توجه چندین برابری دارد. این آزمایش در شرایط تعداد حسگر ۶ عدد، پهنای باند 5MHz برای MWC، نرخ نمونه‌برداری 30MHz برای MWC انجام شده است. علت کاهش اندازه RMSE، وجود ساختار MWC در ترکیب با آنتن ULA می‌باشد. نداشتن سیگنال‌های پهن باند به محدوده فرکانسی باند پایه و پردازش آن منجر به این ویژگی می‌گردد.

$$RMSE_f = \sqrt{\frac{1}{NRR_e} \sum_{n=1}^N \sum_{r=1}^R \sum_{u=1}^{R_e} (f_{n,r}^{(u)} - \hat{f}_{n,r}^{(u)})^2} \quad (27)$$

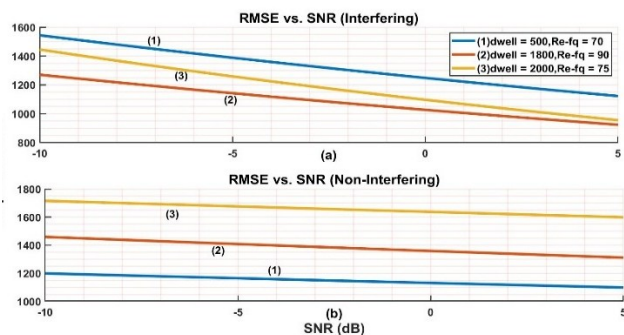
در این رابطه، نمایانگر فرکانس تخمین زده شده، $f_{n,r}^{(u)}$ مقدار صحیح فرکانس، n بیانگر n امین سیگنال و r نشان‌دهنده r امین فرکانس پرش سیگنال است.

$$RFE_f = \frac{1}{R_e} \sum_{u=1}^{R_e} \frac{|f_h - \hat{f}_{h_u}|}{f_h} \quad (28)$$

در این رابطه، \hat{f}_{h_u} فرکانس تخمین زده شده، f_h مقدار صحیح فرکانس و R_e تعداد کل تکرار اجرای آزمایش‌ها است.



شکل (۱۶)، مقایسه منحنی اندازه خطای تخمین فرکانس‌های پرش با تغییرات مدت زمان اقامت فرکانسی هر پرش فرکانسی (a) RMSE (b) RFE



شکل (۱۷)، مقایسه منحنی اندازه RMSE تخمین فرکانس‌های پرش با تغییرات dwell هر پرش فرکانسی در دو حالت تداخل/غیرتداخل فرکانسی

شکل (۱۶) منحنی اندازه RMSE و RFE تخمین فرکانس‌های پرش سیگنال‌ها را برحسب تغییرات dwell هر پرش فرکانسی را در $SNR \in [-10, 5]$ dB نشان می‌دهد. این آزمایش ۸۰۰ بار تکرار و از پنج حسگر ULA استفاده شده است. مطابق شکل (۱۶-ا) منحنی (۲) بیان می‌کند که به‌ازای طول dwell=1800، اندازه RMSE نرمالیزه شده نسبت به منحنی RFE کمی بیشتر است. به‌طور مشابه، مطابق شکل (۱۶-ب) منحنی اندازه RFE نرمالیزه شده را با تغییر dwell نشان می‌دهد. در تمامی حالات شکل (۱۶) اندازه RFE از RMSE کمتر مشاهده می‌گردد. شکل (۱۷) منحنی اندازه

(۴) بازیابی و استخراج زمان و فرکانس‌های پرش مرتبط با هر سیگنال به کمک ترکیب توزیع‌های STF و انتخاب نقاط مشترک و غیرمشترک، با بهره‌گیری از روش قطری‌سازی JD و ماتریس جداکننده.

پیوست - الف

الف-۱. مفهوم STFDs

برای بردار $\mathbf{y} = \{y_1[n] \ y_2[n] \ \dots \ y_M[n]\}$ تابع خودهمبستگی لحظه‌ای (IAF) در زمان گسسته به صورت زیر تعریف می‌شود [۱۷]:

$$\mathbf{K}_{\mathbf{y},\mathbf{y}}[n,m] = \mathbf{y}[n+m]\mathbf{y}^*[n-m] \quad (\text{الف-۱})$$

که در آن، \mathbf{y}^* مزدوج \mathbf{y} و $[n,m] \in \mathbb{Z}$ می‌باشد. همچنین، IAF هموار شده به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{y},\mathbf{y}}[n,m] = G[n,m] * \mathbf{K}_{\mathbf{y},\mathbf{y}}[n,m] \quad (\text{الف-۲})$$

که در آن، $G[n,m]$ هسته تبدیل و $*$ علامت کانولوشن زمان گسسته است. با این تعریف، توزیع‌های STF مرتبه دوم (QTFDs) زمان گسسته بردار $\mathbf{y}[n]$ ، به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$\mathbf{D}_{\mathbf{y},\mathbf{y}}[n,k] = \mathcal{DF}_{m \rightarrow k} \{ \mathbf{R}_{\mathbf{y},\mathbf{y}}[n,m] \} \quad (\text{الف-۳})$$

که در آن، $[n,k] \in \mathbb{Z}$ و تبدیل فوریه گسسته \mathcal{DF} نسبت به متغیر m ماتریس $\mathbf{R}_{\mathbf{y},\mathbf{y}}[n,m]$ اعمال می‌شود. QTFDs چند المانی اغلب STFDs نامیده می‌شوند [۱۷]. با قرار دادن (الف-۲) در (الف-۳) خواهیم داشت:

$$\mathbf{D}_{\mathbf{y},\mathbf{y}}[n,k] = \mathcal{DF}_{m \rightarrow k} \left\{ G[n,m] * \mathbf{K}_{\mathbf{y},\mathbf{y}}[n,m] \right\} \quad (\text{الف-۴})$$

الف-۲. توزیع‌های STF خودی / متقابل

در ULA با M آرایه، نمایش توزیع‌های STF سیگنال $\mathbf{y}[n]$ مشاهده در خروجی MWC به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\mathbf{D}_{\mathbf{y},\mathbf{y}}[n,k] = \begin{pmatrix} \rho_{y_1 y_1}[n,k] & \dots & \rho_{y_1 y_M}[n,k] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{y_M y_1}[n,k] & \dots & \rho_{y_M y_M}[n,k] \end{pmatrix} \quad (\text{الف-۵})$$

الف-۳. توزیع‌های STF متداول

ساختار اصلی هر توزیع STF بر اساس هسته تبدیل، بنا نهاده شده است. هسته دو توزیع متداول عبارتند از:

$$\text{WV} \quad \bullet$$

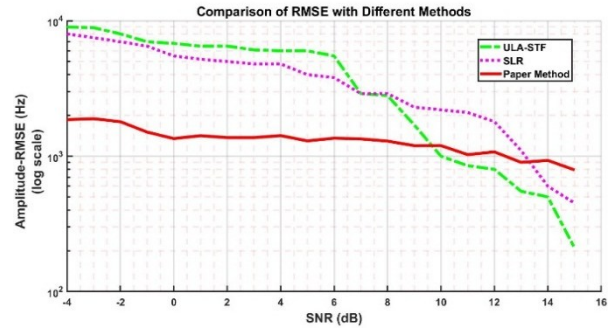
$$G[n,m] = \delta[n]$$

$$\text{SPEC} \quad \bullet$$

$$G[n,m] = w[n+m]w[n-m]$$

توزیع‌های WV و SPEC تبدیل دوخطی هستند.

با قرار دادن هسته $G[n,m]$ توزیع SPEC در رابطه (الف-۴)، توزیع‌های STF، $\mathbf{D}_{\mathbf{y},\mathbf{y}}[n,k] = \text{Spec}_{\mathbf{y},\mathbf{y}}[n,k]$ بردار \mathbf{y} قابل احصاء است.



شکل (۱۹)، مقایسه اندازه RMSE تخمین فرکانس پرش برای سه روش مختلف

۶-۵- کاهش حجم محاسبات

در این مقاله از جمله عوامل اصلی که منجر به کاهش حجم محاسباتی نسبت به سایر روش‌ها می‌گردند عبارتند از:

(۱) به طور معمول روش‌های بر مبنای پردازش آرایه، MWC و تحلیل STF به تنهایی دارای پیچیدگی محاسباتی هستند. اما در این رویکرد در ساختار پیشنهادی ULA-MWC بکارگیری MWC باعث می‌شود پردازش آرایه در باند پایه و با حداقل سخت‌افزار نمونه‌برداری انجام شود. این ساختار باعث می‌شود، یک دنباله شبه تصادفی پهن‌بند در ساختار MWC جایگزین مجموعه‌ای از دنباله‌های شبه تصادفی پهن‌بند گردد. (۲) متناسب با نرخ نمونه‌برداری باند پایه ساختار ULA-MWC شکل (۲) منجر به کاهش ابعاد ماتریس‌های توزیع‌های STF می‌گردد.

(۳) تعداد کم شاخه‌های ULA-MWC شکل (۲) نسبت به روش‌های نظیر CS که در جداسازی سیگنال استفاده می‌شوند.

(۴) بکارگیری توزیع مؤلفه‌های خودی رابطه (۹) در فرآیند جداسازی و عدم استفاده از توزیع‌های مؤلفه‌های متقابل در بخش پردازش STF

۶- نتیجه‌گیری

در این پژوهش، روش نوین و ترکیبی برای جداسازی و تخمین پارامترهای چند سیگنال FH در شرایط پیچیده‌ای نظیر غیرایستایی، غیرهم‌زمانی و وجود تداخل زمانی-فرکانسی، ارائه شد. ساختار پیشنهادی مبتنی بر ULA-MWC و تحلیل در حوزه STF طراحی شده است. نتایج حاصل از بررسی‌های انجام شده نشان داد که این روش در جداسازی و بازیابی سیگنال‌های FH، حتی در شرایط نویز و تداخل بالا، عملکرد مطلوبی دارد. دستاوردهای اصلی پژوهش به شرح زیر است:

(۱) در حالت کور تخمین تعداد سه سیگنال FH محیطی با دقت مناسب و $\text{SNR} > -4\text{dB}$ بالاتر از با استفاده از دو تخمین گر MDL و AIC.

(۲) جداسازی سه سیگنال FH غیرهم‌زمان با وجود تداخل‌های زمانی و فرکانسی، در حضور AWGN.

(۳) امکان پردازش سیگنال‌های پهن‌بند در محدوده ۵۰ تا ۵۵۰ مگاهرتز با استفاده از گیرنده‌هایی با حداقل پهنای باند محدود (حداقل ۵ مگاهرتز) و حداقل نمونه‌برداری در باند پایه (حداقل ۵ مگاهرتز).

الف-۴. سفید کردن داده‌ها

سفید کردن^۱ داده‌ها اغلب برای حذف همبستگی زمانی در سیگنال‌ها و کسب نتایج دقیق‌تر در تحلیل طیفی به کار می‌رود. برای این منظور، ماتریس \mathbf{W} را با ابعاد $M \times N$ و $M \geq N$ در نظر بگیرید ۳۱ لوری که $(\mathbf{W}\mathbf{A})(\mathbf{W}\mathbf{A})^H = \mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}$ ، که در آن $\mathbf{U} = \mathbf{W}\mathbf{A}$ با ابعاد $N \times N$ ماتریس جداکننده، \mathbf{A} ماتریس مخلوط و $(\cdot)^H$ عملگر ترانزپوز موهومی^۲ باشد، در این صورت نقاط $[n,k]$ مؤلفه‌های ماتریس‌های STFDs به فرم زیر سفید می‌گردند:

$$\underline{D}_{y,y}[n,k] = \mathbf{W}D_{y,y}[n,k]\mathbf{W}^H = \mathbf{U}D_{s,s}[n,k]\mathbf{U}^H \quad (\text{الف-۶})$$

مراجع

- [1] Yun-Bin. Y. and T. Qing-Min, "DOA Estimation Methods of FH Signals and Follower Jamming Signals", J. Nav. Univ. Eng 28, pp. 228-234, 2016.
- [2] F. Liu, Y. Jiang, "Knowledge-Enhanced Compressed Measurements for Detection of Frequency-Hopping Spread Spectrum Signals Based on Task-Specific Information and Deep Neural Networks", Vol. 25, No. 1, pp. 11, 2022.
- [3] S. Barbarossa and A. Scaglione, "Parameter Estimation of Spread Spectrum Frequency-Hopping Signals Using Time-Frequency Distributions," in Signal Processing Advances in Wireless Communications, First IEEE Signal Processing Workshop on, Paris, France, pp. 213-216, 1997.
- [4] Ye J, Zou J, Gao J, Zhang G, Kong M, Pei Z, Cui K, "A new frequency hopping signal detection of civil UAV based on improved k-means clustering algorithm," IEEE Access. 9, pp. 53190-53204, 2021.
- [5] Duan Baiyu, Chen Cong, Chen Shunke et al, "Performance Analysis of Co-frequency and Co-time Full Duplex Frequency Hopping Ad Hoc Networks in Finite Area.[J]", Journal of Electronics & Information Technology, vol. 44, pp. 1-8, 2022.
- [6] A. J. Viterbi, "Spread spectrum communications: myths and realities," IEEE Communications Magazine, vol. 40, no. 5, pp.34-41, 2002.
- [7] X. Liu, N. D. Sidiropoulos, and A. Swami, "Joint hop timing and frequency estimation for collision resolution in FH networks," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 4, no. 6, pp. 3063-3073, 2005.
- [8] J. Wan, D. Zhang, W. Xu, and Q. Guo, "Parameter Estimation of Multi-Frequency Hopping Signals Based on Space-Time-Frequency Distribution", Symmetry, Vol. 11, No.5, pp.648, 2019.
- [9] L. Wan, X. Kong, and F. Xia, "Joint Range-Doppler-Angle Estimation for Intelligent Tracking of Moving Aerial Targets," IEEE Internet of Things Journal, vol. 5, pp. 1625-1636, 2018.
- [10] S. Tomar and P. Sumathi, "Amplitude and Frequency Estimation of Exponentially Decaying Sinusoids," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.67, pp.229-237, 2018.
- [11] L. Wan, G. Han, L. Shu, S. Chan, and T. Zhu, "The Application of DOA Estimation Approach in Patient Tracking Systems with High Patient Density," IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 12, pp. 2353-2364, 2016.
- [12] D. Angelosante, G. B. Giannakis, and N. D. Sidiropoulos, "Estimating Multiple Frequency-Hopping Signal

2 - conjugate transpose

1 - whitening

- [36] M. Khazaee, and S. Akhlaghi, "Direction-of-Arrival and Hop Tracking of A Special User in A FH Multi-User Based Network Using Uniformly Linear Arrays", Journal of Ra'ad ,Imam Hossein University ,Vol. 5, No. 12, pp. 10-26, 2016.
- [37] Belouchrani, A.; Amin, M. *Blind source separation based on time-frequency signal representation*. IEEE Trans. Signal Process. 1998, 46, 2888–2898.
- [38] Belouchrani, A.; Amin, M.G. *Time-frequency MUSIC*. IEEE Trans. Signal Process. Lett. 1996, 6, 109–110.
- [39] L. Qiang, L. Yun, C, "Hang, *Direction of Arrival Estimation Using Array Model in Time-Frequency Domain*", In Proceedings of the 2010 International Conference on Audio, Language and Image Processing, Shanghai, China, 23–25 November, pp. 1112–1116, 2010.
- [40] Aravind Kumar, Y. V, and R. Yuvaraj, "Performance analysis of hybrid beamforming with modified root music DOA estimation algorithm for MIMO NOMA system over Rayleigh fading channel" , AIP Conference Proceedings. Vol. 2816. No. 1. AIP Publishing, 2024.
- [41] Maisto MA, Dell'Aversano A, Brancaccio A, Russo I, Solimene R, "A Computationally Light MUSIC Based Algorithm for Automotive RADARs" ,IEEE Transactions on Computational Imaging. 2024 Feb 23.
- [42] Van Trees, Harry L, "Optimum array processing: Part IV of detection, estimation, and modulation theory", John Wiley & Sons, eBook, 2004.
- [43] Zhao W, Fu W, "A single-channel blind source separation algorithm based on improved wavelet packet and variational mode decomposition. Telecommunication Systems", Springer, pp. 1-16, 2024.
- [44] L. Zhao, L. Wang, G. Bi, L. Zhang, and H. Zhang, "Robust Frequency-Hopping Spectrum Estimation Based on Sparse Bayesian Method", IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 14, No. 2, pp. 781-793, 2014.
- [45] Babaei M, Motedayen M, Rezaee M, "Semi-Blind Separation of Multiple Synchronous Wideband Frequency Hopping Signals Using a Band-Limited Receiver and Space-Time-Frequency Distributions" , Electronic and Cyber Defense, , Volume 11, Issue 4, 2024.
- [28] Y. Yang, X. Sun, and Z. Zhong, "A Parameter Estimation Algorithm for Frequency-Hopping Signals with a Stable Noise" IEEE 3rd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC), pp. 1898-1904, 2018.
- [29] W. H. Fu, Y. Q. Hei, and X. H. Li, "UBSS and blind parameters estimation algorithms for synchronous orthogonal FH signals", Journal of Systems Engineering and Electronics, vol. 25, no. 6, pp. 911–920, 2014.
- [30] W. H. Fu, W. Lu, K. Jia, et al, "Blind Parameter Estimation Algorithm for Frequency Hopping Signals Based on STFT and SPWVD", Journal of Huazhong University of Science and Technology, vol. 42, no. 9, pp. 59–63, 2014.
- [31] Y. Li, X. Guo, F. Yu, and Q. Sun, "A New Parameter Estimation Method for Frequency Hopping Signals", IEEE USNC-URSI Radio Science Meeting, (Joint with AP-S Symposium), pp. 51-52, 2018.
- [32] T. Li, J. Lv, and W. Sun, "An improved algorithm based on s-transform for parameter estimation of frequencyhopping signals", Measurement, International Conference on Information and Control (ICMIC), pp. 417-420, 2013.
- [33] Chao, Y.; Yan, G.P.; Liu, L.W.; Zhang, Y.X.; Li, G, "A Novel Algorithm for BSS of Frequency-Hopping Signals Based on Time Frequency Ratio", In Proceedings of the 2009 First International Conference on Information Science and Engineering, Nanjing, China, pp. 26–28, December 2009.
- [34] W. Fu, Z. Hu, & D. Li, "A Sorting Algorithm for Multiple Frequency-Hopping Signals in Complex Electromagnetic Environments", Circuits, Systems, and Signal Processing, Vol. 39, No. 1, pp. 245-267, 2020.
- [35] J. P. Changeux, and S. J. Edelman, "Allosteric mechanisms of signal transduction", Science, Vol. 308, No. 5727, pp. 1424-1428, 2005.