

РАДІОТЕХНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

УДК 621.37

DOI <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2019.3-1/11>**Бугайов М.В.**

Житомирський військовий інститут імені С.П. Корольова

ЧАСТОТНО-ЧАСОВИЙ МАТРИЧНИЙ МЕТОД ВИЯВЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ ЗІ СТРИБКОПОДІБНОЮ ЗМІНОЮ РОБОЧОЇ ЧАСТОТИ В СКЛАДНІЙ СИГНАЛЬНІЙ ОБСТАНОВЦІ

У роботі запропоновано частотно-часовий матричний метод виявлення та оцінювання параметрів радіосигналів зі стрибкоподібною зміною робочої частоти (СЗРЧ) на фоні вузькосмугових та імпульсних перешкод і широкосмугового шуму. Основою запропонованого методу є виявлення вузькосмугових сигналів у смузі частот аналізу та подальше оброблення отриманої частотно-часової матриці. У результаті такого оброблення отримують оцінки значень параметрів як сигналів зі СЗРЧ, так і перешкод. Запропонований метод може бути використаний у автоматичних комплексах радіомоніторингу для виявлення та оцінювання параметрів сигналів зі СЗРЧ.

Ключові слова: стрибкоподібна зміна робочої частоти, виявлення, вузькосмугова перешкода, широкосмуговий шум, імпульсна перешкода, ітеративне порогове оброблення, частотно-часова матриця.

Постановка проблеми. У сучасних цивільних та військових цифрових системах зв'язку широко використовують радіосигнали зі СЗРЧ. Такі системи використовують велику кількість частотних позицій і за рахунок розширення смуги частот шляхом стрибкоподібною зміни робочої частоти володіють високою енергетичною розвідзахищеністю та стійкістю до впливу вузькосмугових перешкод [1, с. 752; 2, с. 129].

Сучасні радіостанції в режимі СЗРЧ працюють у діапазоні частот від 1,5 МГц до 2 ГГц, кількість частотних каналів може перевищувати 3000, а кількість змін робочої частоти досягати 20000 за секунду, а канална швидкість передачі даних може досягати 11 МБіт/с. При цьому схеми символної модуляції можуть бути найрізноманітнішими.

Оскільки для будь-якої системи радіомоніторингу задача виявлення сигналів є базовою [3, с. 10], то без її якісного розв'язання складно розраховувати на задовільну якість роботи системи в цілому. Усе це зумовлює необхідність розроблення стійких методів виявлення та оцінювання параметрів радіосигналів зі СЗРЧ в умовах невизначеності щодо швидкості перебудови частоти, кількості частотних каналів та рознесення між ними, зайнятості смуги частот, що аналізується, рівня широкосмугового шуму та потужності імпульсних і вузькосмугових перешкод.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Питанням виявлення радіосигналів зі СЗРЧ при-

свячено значну кількість вітчизняних та закордонних наукових публікацій, у яких висвітлено основні підходи до виявлення та оцінювання параметрів таких сигналів. Основними напрямками виявлення сигналів зі СЗРЧ є використання енергетичних широкосмугових, вузькосмугових та скануючих радіометрів [4, с. 278; 5, с. 32], частотно-часового [6–7] та вейвлет-аналізу [8]. У роботах [9–10] запропоновано підхід до виявлення радіосигналів зі СЗРЧ, сутність якого полягає у стисненні прийнятого сигналу за рахунок змішування із широкосмуговим сигналом з лінійною модуляцією частоти. Запропоновані у роботах [11–12] алгоритми ґрунтуються на обчисленні деякої статистики із використанням значень миттєвої частоти сигналу і потребують знання параметрів сигналу, що виявляється.

До основних недоліків розглянутих методів та алгоритмів можна віднести низьку ефективність під час роботи в умовах апріорної невизначеності щодо параметрів радіосигналів зі СЗРЧ, широкосмугового шуму та інших радіосигналів, що містяться в смузі частот аналізу.

Постановка завдання. Метою статті є забезпечення автоматизації процесу виявлення та оцінювання параметрів радіосигналів зі СЗРЧ у складній сигнальній обстановці в умовах апріорної невизначеності.

Виклад основного матеріалу дослідження. Модель прийнятої реалізації радіосигналу.

Модель прийнятої реалізації радіосигналу має враховувати паразитну амплітудну модуляцію за рахунок поширення через канал із завмираннями, широкосмуговий адитивний шум, а також імпульсні і вузькосмугові перешкоди. Запишемо модель прийнятого в смузі частот ΔF радіосигналу в такому вигляді:

$$x(t) = A(t) \cos \{2\pi f_i t + \varphi_i(t)\} + \sum_{j=1}^J s_j(f_j, \Delta f_j, t) + p(t) + \xi(t),$$

$$iT_{FH} \leq t \leq (i+1)T_{FH}, \quad (1)$$

де $A(t)$ – функція, що описує обвідну прийнятого сигналу і враховує зміну амплітуди за рахунок завмирання та символічної модуляції;

f_i – частота i -го частотного елемента (центральна частота каналу), Гц;

$\varphi_i(t)$ – приріст фази несучої за рахунок символічної модуляції, рад;

J – кількість вузькосмугових перешкод s_j у смузі аналізу ΔF ;

$f_j, \Delta f_j$ – середня частота та ширина спектра j -ї вузькосмугової перешкоди, Гц;

$p(t)$ – імпульсна перешкода;

$\xi(t)$ – широкосмуговий шум;

T_{FH} – тривалість частотного елемента, с.

У заданій моделі невідомими вважаються частотно-часові та енергетичні параметри всіх складників прийнятої реалізації $x(t)$. Причому заважаючими є енергетичні параметри всіх компонент і частотно-часові параметри перешкод, а тривалість частотних елементів T_{FH} радіосигналу зі СЗРЧ та їх центральні частоти f_i підлягають оцінюванню. Також на етапі виявлення невідомим є вид символічної модуляції, а значення ширини спектра символу ΔF_s є заважаючим і вважається незмінним протягом сеансу радіопередачі.

Сутність методу. Вихідними даними для запропонованого методу є такі значення параметрів сигналу зі СЗРЧ, як: мінімальний очікуваний крок сітки частот ΔF_{\min} та мінімальна T_{\min} і максимальна T_{\max} очікувані тривалості частотних елементів. Вказані граничні значення є необхідними для вибору основних параметрів методу.

Першим етапом розробленого методу є розрахунок енергетичного спектра прийнятої в заданій смузі частот реалізації сигналу на основі швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Оскільки радіосигнали зі СЗРЧ можна розглядати як вузькосмугові, то із [13, с. 571] відомо, що така обробка є оптимальною. Довжина вікна N ШПФ обирається виходячи із компромісу між точністю визначення тривалості частотного елемента (вища точність за менших N) і ймовірністю виявлення

(вища за більших N). Якщо частота дискретизації сигналу f_s , то мінімальна N_{\min} та максимальна N_{\max} кількість реалізацій ШПФ, що вкладаються на один частотний елемент, може бути розрахована за такими виразами:

$$N_{\min} = \lfloor T_{\min} f_s / N \rfloor \text{ і } N_{\max} = \lceil T_{\max} f_s / N \rceil. \quad (2)$$

Кожна розрахована реалізація енергетичного спектра підлягає пороговому обробленню відповідно до ітеративного методу виявлення вузькосмугових сигналів, який було запропоновано у [14]. Значення порогу γ_0 обирають виходячи із заданої ймовірності хибної тривоги незалежно від значення потужності шуму. При цьому враховуються лише структурні особливості шуму, а саме відсутність явно виражених піків енергетичного спектра. Тому імпульсні перешкоди, які також займають практично всю смугу частот, що аналізується, на цьому етапі оброблення сигналу будуть відкинуті.

Інтервал аналізу прийнятого сигналу T_a рекомендовано обирати із співвідношення $T_a \approx (4..5)T_{\max}$. Результатом ітеративного порогового оброблення реалізації сигналу тривалістю T_a є частотно-часова матриця $\mathbf{P} = (p_{ji})_{j=0,1,\dots,K; i=1,2,\dots,M}$ з кількістю рядків $K = 0,5N - 1$ (кількість елементів розділення за частотою) та кількістю стовпців $M = \lfloor T_a f_s / N \rfloor$ (кількість елементів розділення за часом) заповнена значеннями частотних відліків p_{ji} , що перевищили поріг. За наявності в смузі аналізу вузькосмугових сигналів значення деяких елементів матриці \mathbf{P} будуть ненульовими.

На рис. 1 а наведено спектрограму прийнятої реалізації, що є відповідно до моделі (1) адитивною сумішшю сигналу зі СЗРЧ, широкосмугового шуму, імпульсної перешкоди та чотирьох вузькосмугових перешкод. Відношення сигнал–шум становить 10 дБ, а відношення сигнал–вузькосмугова перешкода – 7 дБ, 0 дБ, -2 дБ та -4 дБ. Рознесення між частотними каналами становить 30 кГц, тривалість частотного елемента – 25 мс. Вид символічної модуляції – двійкова частотна маніпуляція з тривалістю символу 2,5 мс і частотним рознесенням 4 кГц. Частотно-часовий розподіл енергії вузькосмугових складників для довжини вікна ШПФ $N = 1024$, які перевищили поріг, наведено на рис. 1 б, де відлік часу проводиться у номерах реалізацій ШПФ, а частоти – у бінах ШПФ.

Для виявлення вузькосмугових перешкод замінимо ненульові елементи матриці \mathbf{P} одиницями і після цього розрахуємо суми елементів у рядках $S_j = \sum_{i=1}^M p_{ji}$. Значення сум утворять вектор

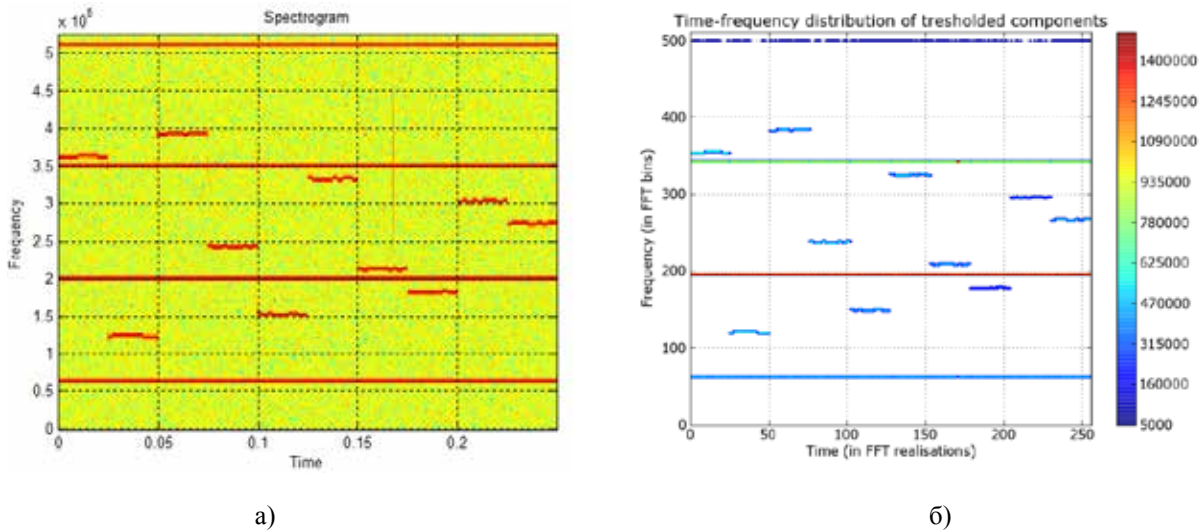


Рис. 1. Спектрограма прийнятої реалізації (а) та частотно-часовий розподіл енергії складників після порогового оброблення (б)

$S = (S_0, S_1, \dots, S_K)$, елементи якого відображають кількість перевищень порогу частотного відліку з номером j за час аналізу T_a . Якщо деякі елементи цього вектора перевищують значення $\gamma_2 = N_{\max}$ (вузькосмугові перешкоди) або не перевищують значення $\gamma_1 = N_{\min}$ (шумові викиди), то елементи матриці \mathbf{P} , які знаходяться у рядках з такими номерами j , замінюємо нулями. Якщо значення елементів вектора \mathbf{S} знаходяться в межах $[\gamma_1; \gamma_2]$, то їхні номери j відповідають частотним елементам сигналу зі СЗРЧ. Вказані значення γ_1 і γ_2 є лише орієнтовними. На практиці значення нижнього порогу γ_1 (здебільшого і верхнього γ_2) потребує уточнення залежно від виду символної модуляції.

Вказаний підхід добре працює, якщо потужність вузькосмугової перешкоди набагато більша або менша за потужність сигналу зі СЗРЧ. Якщо ж потужність такої перешкоди приблизно така ж, як і сигналу, то в деякі моменти часу вона може не перевищувати поріг γ_0 і у разі подальшого оброблення попадати в межі $[\gamma_1; \gamma_2]$ на заданому інтервалі аналізу T_a . Особливістю такої перешкоди є те, що вона перевищує поріг γ_0 в моменти часу, які не зосереджені на досить короткому інтервалі, що відповідає тривалості частотного елемента. Для виявлення такої перешкоди замінимо ненульові елементи у стовпцях частотно-часової матриці \mathbf{P} номерами даних стовпців і отримаємо нову матрицю $\mathbf{H} = (h_{ji} = i) \forall p_{ji} > 0$. Після цього розрахуємо різниці між кожним наступним і попереднім значенням у рядках матриці \mathbf{H} та отримаємо матрицю $\mathbf{D} = (d_{ji} = h_{ji+1} - h_{ji})_{i, j=1, 2, \dots, M-1}$. У такій матриці відкинемо всі її елементи d_{ji} , що

не перевищують одиниці, і розрахуємо для кожного рядка значення статистики:

$$\sigma_j = \frac{\sum_{l=1}^{M-1} d_{jl}^2 - \left(\sum_{l=1}^{M-1} d_{jl} \right)^2}{L_j}, \quad (3)$$

де L_j – кількість ненульових елементів у j -му рядку матриці \mathbf{D} .

Для вузькосмугової перешкоди значення σ_j дисперсії буде набагато більшим, ніж для частотного елемента сигналу зі СЗРЧ. Елементи матриці \mathbf{P} у рядках з номерами j , де значення σ_j перевищує деякий поріг γ_3 , необхідно замінити нулями. Порогове значення статистики σ_j залежить від багатьох факторів (виду символної модуляції, довжини ШПФ, типу віконної функції) і потребує уточнення в кожному конкретному випадку.

Після всіх етапів порогового оброблення ненульові елементи частотно-часової матриці \mathbf{P} у рядках заповнюють номерами таких рядків (значеннями частот) і формують матрицю $\mathbf{F} = (F_{ji} = j)$. Далі розраховують суми елементів у стовпцях матриці \mathbf{F} , у результаті чого утворюється вектор \mathbf{R} з елементами $R_i = \sum_{j=1}^{0.5N-1} F_{ji}$. Після цього знаходять абсолютні значення різниць попереднього і наступного елементів утвореного вектора. Моменти часу, у яких відбувається перевищення отриманих значень різниць величини порогу $\gamma_F = \lfloor N \Delta F_{\min} f_s^{-1} \rfloor$, відповідають часовим межам частотних елементів.

На рис. 2 а наведено частотно-часовий розподіл частотних елементів після видалення вузькосмугових перешкод. Як бачимо, в момент часу,

що відповідає імпульсній перешкоді, не було перевищення жодним частотним відліком енергетичного спектра порогового значення γ_0 і значення частоти становить 0. Залежність тривалості частотних елементів від часового положення наведено на рис. 2 б. Сьомий частотний елемент був розділений імпульсною перешкодою на три часові інтервали, тривалості яких у сумі дадуть

тривалість частотного елемента. При цьому максимальна помилка оцінювання тривалості частотного елемента T_{FH} становить Nf_s^{-1} .

Очевидно, що запропонований частотно-часовий матричний метод виявлення може також бути застосований для визначення часових параметрів радіосигналів зі СЗРЧ, тривалість частотних елементів яких змінюється в часі.

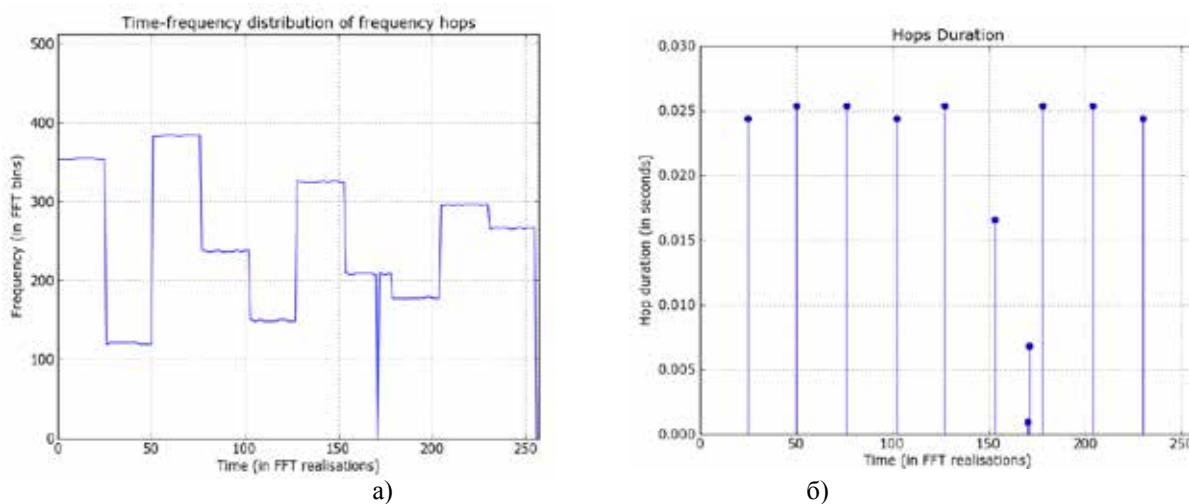


Рис. 2. Частотно-часовий розподіл частотних елементів (а) та залежність тривалості частотних елементів від часового положення (б)

Висновки. Таким чином, для виявлення радіосигналів зі СЗРЧ у складній сигнальній обстановці запропоновано метод, який поєднує у собі ітеративну порогову обробку реалізацій енергетичного спектра з подальшим обробленням отриманої частотно-часової матриці. Перевагами методу є нечутливість до флуктуацій потужності як сигналу, так і вузькосмугових перешкод. Запропонований метод виявлення

та оцінювання параметрів сигналів цифрових радіостанцій зі СЗРЧ може бути застосований у автоматичних комплексах радіомоніторингу. Метод буде роботоздатним за наявності в смузі аналізу лише одного сигналу зі СЗРЧ. Тому перспективи подальших досліджень доцільно зосередити в напрямі розроблення методів виявлення та розділення кількох радіосигналів зі СЗРЧ в одній смузі частот.

Список літератури:

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е испр.; / пер. с англ. Москва : Изд. дом «Вильямс», 2007. 1104 с.
2. Torrieri D. Principles of spread-spectrum communication systems. Springer Science, 2005. 457 p.
3. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / под ред. А.М. Рембовского. Изд. второе. Москва : Горячая линия-Телеком, 2010. 623 с.
4. Poisel R. Modern Communications Jamming Principles and Techniques. 2nd edition. Artech House, 2011. 895 p.
5. Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А. Помехозащищённость систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты : монография. Санкт-Петербург : Свое издательство, 2013. 166 с.
6. Chevva L., Sagar G.V.R. FH Signal Interception Based on the Time-Frequency Spectrogram by Image Enhancement Techniques. *International Journal of Engineering Research and Applications*, 2012. Vol. 2, Issue 2. P. 687–692.
7. Chen T.-C. Frequency Hopping Signal Identification Using Time-Frequency Transforms. *Journal of China Institute of Technology*. Vol. 38. 2008. P. 217–231.
8. Overdyk H.F. Detection and estimation of frequency hopping signals using wavelet transforms : Thesis for the degree of master of science in electrical engineering. Monterey, California. Naval Postgraduate School, 1997. 114 p.

9. Yuan J., Tian P., Yu H. The identification of frequency hopping signal using compressive sensing. *Communication and network*. Vol. 11008, 2009. P. 52–56.
10. Feng L. Compressive Measurement of Spread Spectrum Signals. Electronic Dissertation, The University of Arizona, 2015. P. 26–47.
11. Бугайов М.В., Павлюк В.В. Алгоритм виявлення радіосигналів із псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти каналів дистанційного керування безпілотними літальними апаратами. *Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем* : зб. наук. праць. Житомир : ЖВІ, 2017. Вип. 14. С. 4–14.
12. Бугайов М.В., Молодецький Б.В. Метод виявлення радіосигналів зі стрибкоподібною зміною робочої частоти на фоні вузькосмугових перешкод. *Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем* : зб. наук. праць. Житомир : ЖВІ, 2018. Вип. 15. С. 27–36.
13. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. Москва : Радио и связь, 1989. 656 с.
14. Бугайов М.В. Ітеративний метод виявлення вузькосмугових сигналів на основі аналізу коефіцієнта варіації спектральних оцінок. XI науково-практична конференція «Пріоритетні напрями розвитку телекомунікаційних систем та мереж спеціального призначення. Застосування підрозділів, комплексів, засобів зв'язку та автоматизації в Операції об'єднаних сил». 8–9 листопада 2018 року. Київ : ВІТІ, 2018. С. 69–70.

ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ МАТРИЧНЫЙ МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ СО СКАЧКООБРАЗНЫМ ИЗМЕНЕНИЕМ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ В СЛОЖНОЙ СИГНАЛЬНОЙ ОБСТАНОВКЕ

В работе предложен частотно-временной матричный метод обнаружения и оценивания параметров радиосигналов со скачкообразным изменением рабочей частоты (СИРЧ) на фоне узкополосных и импульсных помех и широкополосного шума. Основой предлагаемого метода является обнаружение узкополосных сигналов в полосе частот анализа и дальнейшая обработка полученной частотно-временной матрицы. В результате такой обработки получают оценки значений параметров как СИРЧ сигналов, так и помех. Предложенный метод может быть использован в автоматических комплексах радиомониторинга для обнаружения и оценивания параметров СИРЧ сигналов.

Ключевые слова: скачкообразное изменение рабочей частоты, обнаружение, узкополосная помеха, широкополосный шум, импульсная помеха, итеративная пороговая обработка, частотно-временная матрица.

TIME-FREQUENCY MATRIX METHOD OF FREQUENCY HOPPING SIGNALS DETECTION IN SOPHISTICATED SIGNAL ENVIRONMENT

In the paper proposed a time-frequency matrix method for detecting and estimating the parameters of frequency hopping (FH) radio signals at the background of narrowband and impulse interference and wideband noise. The basis of the proposed method is detection of narrowband signals in the analyzed frequency band and processing of the received time-frequency matrix. In result of matrix' processing obtained estimates of FH signals and interference parameters. Proposed method reasonably to implement in automatic radio monitoring complexes for detection and estimating the parameters of FH signals.

Key words: frequency hopping, detection, narrowband interference, wideband noise, impulse interference, iterative threshold processing, time-frequency matrix.