

*Бугайов. М. В., канд. техн. наук., старш. наук. співр.*

*НДЛ РРТР НЦ*

*Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова*

## **МЕТОДИКА ВИЯВЛЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ ЗІ СТРИБКОПОДІБНОЮ ЗМІНОЮ РОБОЧОЇ ЧАСТОТИ НА ФОНІ ІМПУЛЬСНИХ І ВУЗЬКОСМУГОВИХ ПЕРЕШКОД**

Радіосигнали зі стрибкоподібною зміною робочої частоти (СЗРЧ) на сьогоднішній день досить часто використовуються у цивільних та військових системах зв'язку. Виявлення таких радіосигналів є достатньо складним завданням на фоні широкосмугового шуму, вузькосмугових та імпульсних перешкод. Причому параметри сигналів зі СЗРЧ часто є невідомими і одночасно з виявленням сигналу необхідно оцінити його параметри.

Вихідними даними для запропонованої методики є такі значення параметрів сигналу зі СЗРЧ: мінімальний очікуваний крок сітки частот  $\Delta F_{\min}$  та мінімальна  $T_{\min}$  і максимальна  $T_{\max}$  очікувані тривалості частотних елементів.

Першим етапом запропонованої методики є розрахунок енергетичного спектру прийнятої в заданій смузі частот реалізації сигналу на основі швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Довжина вікна  $N$  ШПФ обирається виходячи із компромісу між точністю визначення тривалості частотного елементу (вища точність при менших  $N$ ) і ймовірністю виявлення (вища при більших  $N$ ). Якщо частота дискретизації сигналу  $f_s$ , то мінімальна та максимальна кількість реалізацій ШПФ, що вкладаються на один частотний елемент, може бути розрахована за такими виразами:

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

Кожна розрахована реалізація енергетичного спектру підлягає пороговому обробленню. Значення порогу  $\gamma_0$  обирають виходячи із заданої ймовірності хибної тривоги, незалежно від абсолютних значень потужностей сигналу і шуму, а враховуються лише їх структурні особливості. Тому імпульсні перешкоди, які займають практично всю смугу частот, що аналізується, на даному етапі оброблення сигналу будуть відкинуті.

Інтервал аналізу прийнятого сигналу  $T_a$  рекомендовано обирати із співвідношення  $T_a \approx (4..5)T_{\max}$ . Результатом порогового оброблення

реалізації сигналу тривалістю  $T_a$  буде матриця з кількістю рядків  $T_a f_s / N$  (кількість елементів розділення за часом) та стовпців  $0,5N$  (кількість елементів розділення за частотою). За наявності в смузі аналізу сигналу деяка частина елементів матриці буде ненульовою. Для виявлення вузькосмугових перешкод необхідно замінити ненульові елементи матриці одиницями і після цього розрахувати суми елементів у стовпцях. Значення сум утворюють вектор довжиною  $0,5N$ . Якщо деякі елементи даного вектора перевищать значення  $\gamma_2 = N_{\max}$  (вузькосмугові перешкоди) або не перевищать значення  $\gamma_1 = N_{\min}$  (шумові викиди), то елементи вихідної матриці, які знаходяться у стовпцях з номерами таких елементів необхідно замінити нулями. Якщо значення елементів вектора знаходяться в межах  $[\gamma_1; \gamma_2]$ , то їх номери відповідають частотним елементам сигналу зі СЗРЧ.

Вказаний підхід добре працює, якщо потужність вузькосмугової перешкоди набагато більша за потужність сигналу зі СЗРЧ. Якщо ж потужність такої перешкоди приблизно така ж як і сигналу або менша, то в деякі моменти часу вона може не перевищувати поріг  $\gamma_0$  і при подальшому обробленні попасти в межі  $[\gamma_1; \gamma_2]$ . Особливістю такої перешкоди є те, що вона перевищує поріг  $\gamma_0$  в моменти часу, які не зосереджені на досить короткому інтервалі, що відповідає тривалості частотного елемента. Для виявлення такої перешкоди замінимо ненульові елементи у стовпцях вихідної матриці номерами їх рядків. Після цього розрахуємо різниці між кожним попереднім і наступним значенням у стовпцях.

З отриманих векторів різниць відкинемо усі елементи, що не перевищують одиниці і розрахуємо значення відповідних дисперсій. Для перешкоди значення дисперсії буде набагато більшим, ніж для частотного елемента сигналу зі СЗРЧ, і такі елементи матриці замінюють нулями. Порогове значення дисперсії залежить від багатьох факторів (виду символної модуляції, довжини ШПФ, типу віконної функції) і потребує уточнення в кожному конкретному випадку. Після такого оброблення ненульові елементи утвореної матриці у рядках заповнюють номерами відповідних стовпців. Далі розраховують суми елементів у рядках після чого знаходять абсолютні значення різниць попереднього і наступного елементів утвореного вектора. Моменти часу, у яких відбувається перевищення отриманим значенням різниць величини  $\Delta F_{\min}$  відповідають часовим межам частотних елементів.