

УДК 621.37,519.22

Ітеративний метод виявлення радіосигналів на основі вирішуючих статистик

Бугайов М. В.

Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова

E-mail: karunen@ukr.net

Інформатизація радіотехнічних систем стимулює використання найрізноманітніших технологій в радіолокаційних системах та системах передавання інформації, що ускладнює вирішення завдання виявлення сигналів та потребує використання в системах радіомоніторингу сучасних алгоритмів оброблення з можливістю модифікації їх окремих частин для налаштування на конкретний вид сигналу і заводову обстановку. Для вирішення даного завдання було розроблено ітеративний метод виявлення радіосигналів на основі вирішуючих статистик. Ключовою ідеєю запропонованого методу є використання статистичних відмінностей між сигналом і шумом не за самими величинами відліків прийнятого сигналу, а за деякими вирішуючими статистиками від них. Сутність методу полягає у перетворенні вибірки прийнятого радіосигналу із застосуванням деякого оператора з подальшим обчисленням вирішуючої статистики та її порівнянні з пороговим значенням. При перевищенні порогу відкидається максимальне значення відліку із перетвореної вибірки і процедура повторюється доки значення вирішуючої статистики не стане менше порогового. Відкинуті відліки відносяться до сигнальних, а решта – до шумових. Вид оператора обирається із апріорних відомостей про сигнал і повинен підвищити його контраст на фоні випадкового шуму. Вирішуюча статистика повинна мати малі характеристики розсіювання, а відстань між її значеннями для шуму і сигнальної суміші повинна бути якомога більшою для заданого значення відношення сигнал-шум. Дослідження розробленого методу для виявлення вузькосмугових сигналів у частотній області показали, що оптимальним видом оператора є перетворення Фур'є, вирішуючої статистики – коефіцієнт варіації. Розроблений ітеративний метод для частотної області дозволяє виявляти вузькосмугові сигнали при невідомих значеннях потужності шуму у динамічному діапазоні, який обмежується лише рівнем бічних пелюсток віконної функції, при завантаженості смуги частот аналізу не менше 60 %.

Ключові слова: оператор; вирішуюча статистика; відношення сигнал-шум; вузькосмуговий сигнал; ітеративний метод; поріг

DOI: [10.20535/RADAP.2020.81.11-20](https://doi.org/10.20535/RADAP.2020.81.11-20)

Постановка задачі дослідження

Інтенсивна комп'ютеризація радіотехнічних систем стимулює використання сигналів з різною формою в радіолокаційних системах та системах передавання інформації. Використання різних типів сигналів, що випромінюються радіоелектронними системами, ускладнює вирішення завдання виявлення радіосигналів і розпізнавання радіовипромінювань та потребує використання в сучасних системах радіомоніторингу нових алгоритмів оброблення з можливістю простої модифікації їх окремих блоків для налаштування на конкретний вид сигналу і заводову обстановку. Тому для надійного виявлення, оцінювання параметрів та розпізнавання складних видів радіопередач при невідомій потужності шуму необхідним є розроблення нових ітеративних методів оброблення таких сигналів. Даний напрямок стимулюється постійним зростанням потужностей

обчислювальної техніки, що дозволяє реалізувати достатньо складні алгоритми оброблення сигналів у реальному масштабі часу.

Аналіз останніх досліджень та публікацій

У даний час на базі теорії частотно-часових технологій цифрового оброблення сигналів намітилася тенденція переходу до якісно нового етапу їх оброблення [1–5]. При розробленні сучасних алгоритмів оброблення сигналів досить часто використовують ітеративні методи. У [6–11] показано, що такі алгоритми є ефективнішими в порівнянні з класичними. Крім того досить часто при виявленні сигналів і оцінюванні зайнятості радіочастотного спектра використовують вирішуючі статистики. Зокрема у [12] для виявлення незайнятих

ділянок частотного спектру використано статистику, яка формується із власних чисел коваріаційної матриці. Значення порогу формується на основі вирішуючої статистики для заданої ймовірності хибної тривоги і не залежить від потужності шуму. Проте запропонований алгоритм не забезпечує можливості оцінювання параметрів сигналів. У [13] для встановлення факту зайнятості визначеної ділянки частот у якості вирішуючої статистики використано енергію прийнятої реалізації. Недоліком запропонованого підходу є те, що оцінку енергії шуму, за якою розраховують поріг прийняття рішення, формують із прийнятої реалізації, а для цього необхідно знати де знаходяться незайняті ділянки спектра. У [14] для оцінювання зайнятості радіочастотного спектра та розпізнавання виду модуляції сигналів запропоновано алгоритм, що базується на використанні коефіцієнта ексцесу та кумулянт вищих порядків. У якості порогу виявлення сигналів використано стандартне відхилення коефіцієнта ексцесу прийнятої реалізації сигналу. Недоліком підходу є те, що він потребує оцінювання потужності шуму. У [15] для оцінювання зайнятості спектру використовують значення ентропії коефіцієнтів вейвлет-перетворення та власні числа коваріаційної матриці для даних коефіцієнтів. У [16] запропоновано стійкий до невідомої потужності шуму метод аналізу радіочастотного спектра на основі ентропії спектральних оцінок прийнятого сигналу. Показано, що розроблений метод забезпечує вищу ймовірність виявлення в порівнянні з енергетичним і циклостаціонарним детекторами. Проте для даного методу не показано, чи існує можливість оцінювання параметрів сигналів. У [17] запропоновано багатоканальний метод визначення зайнятих ділянок радіочастотного спектра із використанням вейвлет-перетворення та фрактальної розмірності спектральних відліків прийнятого сигналу. Проте не вказано як пов'язане порогове значення фрактальної розмірності з ймовірністю хибної тривоги в частотній області. У [18] запропоновано ітеративний детектор вузькосмугових сигналів, який не потребує оцінювання потужності шуму, проте при завантаженостях смуги частот аналізу більше 20 % стає нестійким.

Короткий огляд останніх публікацій за напрямом дослідження показує, що запропоновані підходи в переважній більшості випадків не дозволяють задати показники якості виявлення радіосигналів, оцінити їх параметри та потребують інформації про потужність шуму.

Метою статті є розроблення ітеративного методу виявлення радіосигналів на основі вирішуючих статистик для забезпечення можливості оброблення сигналів з різною формою при незначній зміні структури алгоритму оброблення.

1 Виклад матеріалу дослідження

1.1 Узагальнений ітеративний метод виявлення радіосигналів

Під час аналізу випромінювань радіоелектронних засобів через інформаційну невизначеність і дію різних перешкод прийняті сигнали є випадковими. У загальному випадку вектор прийнятої сигнальної суміші $\mathbf{x} = \mathbf{s} \square \xi$ є результатом деякої взаємодії \square (сума, добуток або згортка) векторів відліків детермінованого сигналу \mathbf{s} та випадкового шуму ξ . Сукупність миттєвих значень прийнятого випадкового сигналу не завжди є зручним первинним простором ознак, тому для виявлення та оцінювання параметрів сигналів у складній сигнальній обстановці необхідно попередньо застосувати деяке перетворення (оператор) $T(\cdot)$ [19]. Даний оператор повинен забезпечити підвищення контрасту корисного сигналу на фоні випадкового шуму і збільшити відстань між сигнальними і шумовими відліками у новому просторі. Найбільш часто при обробленні сигналів використовують інтегральні перетворення (Фур'є, дробне Фур'є, Радона, Уолша, Мелліна, вейвлет), а також кореляційний та спектрально-кореляційний аналіз [20]. Вид оператора необхідно обирати на основі загальних апріорних відомостей про вид сигналу: вузькосмуговий, широкосмуговий, хаотичний, імпульсний, безперервний та ін.

При використанні таких перетворень прийняття рішення про виявлення сигналів найчастіше ґрунтується на інформації, що міститься у їх миттєвих значеннях на деякому інтервалі часу, шляхом розрахунку однієї або кількох вирішуючих статистик Q . Найкоротший інтервал для обчислення таких статистик повинен містити якомога більше можливих значень сигналу, що забезпечить достатній ступінь проявлення його характерної ознаки.

Вирішуюча статистика розраховується для випадкового вектора \mathbf{x} із використанням деякого функціонала $F(\cdot)$. Визначальна роль функціонала полягає у відображенні суттєвих ознак, що характеризують сигнал, із загальної маси несуттєвих даних. Вирішуюча статистика повинна бути інваріантною до порядку слідування елементів вибірки. Статистики можуть бути побудовані із використанням моментів та екстремальних значень вибірки, фрактальної розмірності, ентропії або інших функціоналів. Оптимальний вид вирішуючої статистики можна попередньо встановити шляхом аналізу гістограм для шуму і суміші сигналу з шумом при різних значеннях відношення сигнал-шум (ВСП). Статистика повинна мати малі характеристики розсіювання. Крім того відстань між значеннями вирішуючої статистики для шуму і сигнальної суміші повинна бути якомога більшою для заданого значення ВСП. Рівень фонового шуму ϵ , як правило, невідомим і

може змінюватися, що не дає можливості безпосередньо зафіксувати порогове значення вирішуючої статистики. Тому воно не повинно залежати від потужності шуму.

Ключовою ідеєю запропонованого методу є використання статистичних відмінностей між сигналом і шумом не за самими величинами відліків прийнятого сигналу, а за деякими вирішуючими статистиками від них. Характеристики розсіювання для розподілу щільності ймовірностей (РЩЙ) вирішуючої статистики є значно меншими, ніж для РЩЙ самих відліків прийнятої реалізації, що забезпечує краще рознесення сигнальних і шумових відліків у новому просторі ознак.

Перед побудовою ітеративного алгоритму оброблення необхідно виконати такі операції:

1. Обрати вид оператора $T(\cdot)$, функціонала $F(\cdot)$ та кількість відліків N прийнятого сигналу \mathbf{x} , що оброблятимуться, та розрахувати значення вирішуючої статистики для шуму за такою ітеративною процедурою:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1 &= T(\xi), \quad \mathbf{z}_1 = \text{sort}(\mathbf{y}_1), \\ z_{(1)} &\leq z_{(2)} \leq \dots \leq z_{(N)} \\ \bar{\mathbf{z}}_1 &= \frac{\mathbf{z}_1}{\sum \mathbf{z}_1}, \quad Q_1 = F(\bar{\mathbf{z}}_1), \\ \mathbf{z}_2 &= (z_1, z_2, \dots, z_{N-1}), \quad \bar{\mathbf{z}}_2 = \frac{\mathbf{z}_2}{\sum \mathbf{z}_2}, \\ Q_2 &= F(\bar{\mathbf{z}}_2), \\ &\dots, \\ \mathbf{z}_{N-1} &= (z_1, z_2), \quad \bar{\mathbf{z}}_{N-1} = \frac{\mathbf{z}_{N-1}}{\sum \mathbf{z}_{N-1}}, \\ Q_{N-1} &= F(\bar{\mathbf{z}}_{N-1}). \end{aligned} \quad (1)$$

Нормування необхідне для того, щоб у ході оброблення сигналу не виникала необхідність оцінювання потужності шуму. Перед та після обчислення оператора можливі додаткові перетворення сигналу (фільтрація, нормування, піднесення до степеня та ін.).

2. Знайти емпіричні РЩЙ $p(Q_1)$, $p(Q_2)$, ..., $p(Q_{N-1})$ для кожного етапу ітерації, повторивши процедуру (1) велику кількість разів. Якщо РЩЙ вектора \mathbf{y} можна отримати в аналітичному вигляді, то із використанням функціональних перетворень випадкових величин (ВВ) та методу характеристичних функцій можна отримати вираз для РЩЙ вирішуючої статистики.
3. Для заданої ймовірності хибної тривоги P_F знайти порогові значення вирішуючої статистики γ_i для кожної ітерації.

Блок-схему ітеративного алгоритму виявлення радіосигналів наведено на рис. 1. Вхідними даними алгоритму є вектор сигнальної суміші \mathbf{x} довжиною N відліків та ймовірність хибної тривоги

P_F (блок 1). У блоці 2 даного алгоритму вектор \mathbf{y} копіюється у вектор \mathbf{g} , щоб перший залишався незмінним при подальших перетвореннях. При перевищенні розрахованим значенням вирішуючої статистики Q_i для i -ї ітерації відповідного порогу γ_i (блок 6) у вектор \mathbf{a} записується максимальне поточне значення вектора \mathbf{y} (блок 7), а у вектор \mathbf{b} – індекс даного значення (блок 8). У залежності від виду вирішуючої статистики знак у блоці 6 може бути змінено на протилежний. Після завершення циклу (виявлення усіх сигнальних відліків) шляхом аналізу векторів \mathbf{a} та \mathbf{b} можна оцінити значення параметрів сигналу.

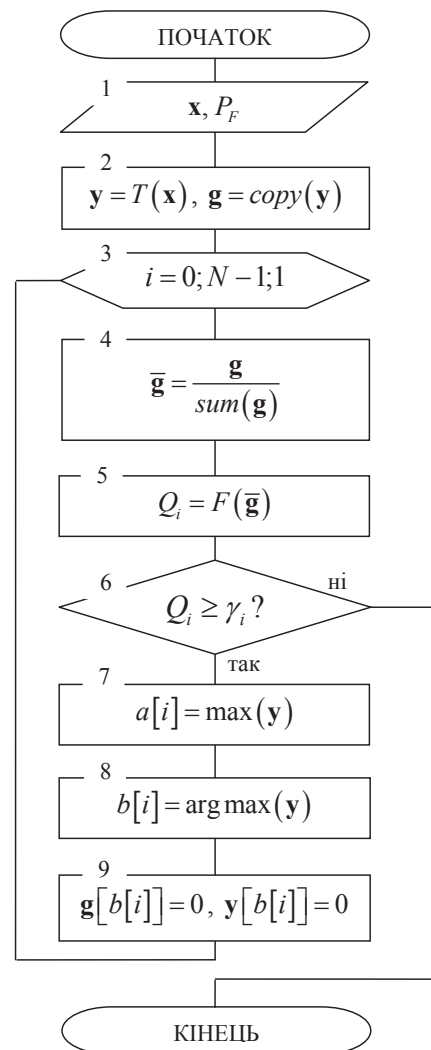


Рис. 1. Блок-схема ітеративного алгоритму виявлення радіосигналів

Кількість ітерацій алгоритму є ВВ для кожної реалізації сигналу і зменшується при зниженні ВСП і завантаженості смуги частот аналізу. Обчислювальна складність алгоритму може бути знижена за рахунок застосування швидких алгоритмів для реалізації широкого класу дискретних перетворень сигналів $T(\cdot)$ [21] та рекурсивного обчислення вирішуючої статистики Q [22].

Наведений алгоритм відображає головну ідею ітеративного методу виявлення. В залежності від конкретної сигнально-перешкодової обстановки в структуру алгоритму можуть бути додані додаткові процедури оброблення та логічні умови прийняття рішення.

1.2 Ітеративний метод виявлення вузькосмугових сигналів в частотній області

Дослідимо розроблений метод для вирішення задачі виявлення вузькосмугових сигналів, що є типовою при оцінюванні зайнятості радіочастотного спектру η . При виявленні таких радіосигналів з невідомими параметрами на фоні адитивного широкосмугового шуму оптимальним видом оператора $T(\cdot)$ є швидке перетворення Фур'є (ШПФ), на основі якого отримують оцінки відліків спектральної щільності потужності (СЩП) X_k вхідного процесу відповідно до виразу:

$$X_k = |\text{FFT}(\mathbf{xw})|^2, \quad 0 \leq k \leq N - 1, \quad (2)$$

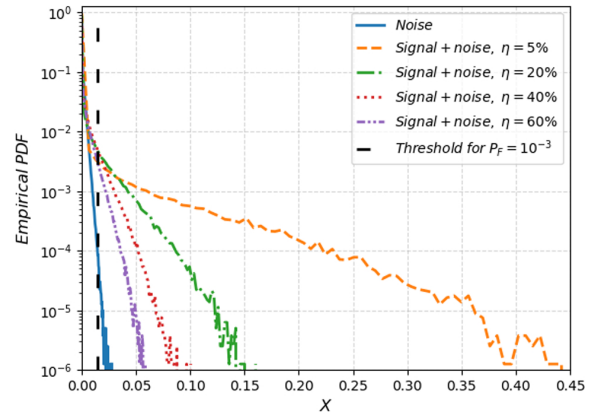
де $\text{FFT}(\cdot)$ – оператор N -точкового ШПФ; \mathbf{w} – вектор відліків віконної функції.

Після обчислення ШПФ сигнальні і шумові відліки розділити досить просто для заданого значення P_F при відомій потужності шуму. Нормування кожної реалізації ШПФ до її енергії дозволяє при невисокій завантаженості смуги частот аналізу та незначному динамічному діапазоні вузькосмугових сигналів усунути невизначеність щодо невідомого рівня шуму. У інших випадках доцільно застосовувати запропонований ітеративний метод.

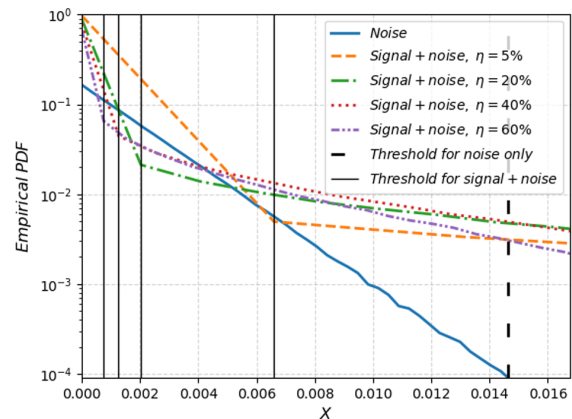
На рис. 2а наведено емпіричні РЩЙ відліків нормованого енергетичного спектра для шуму та сигнальної суміші при різних рівнях завантаженості η і значенні ВСШ 30 дБ для кожної складової. При розрахунку ШПФ було використано вікно Хеммінга довжиною 1024 точки. Вісь ординат відображено у логарифмічному масштабі. З даного графіка видно, що при збільшенні завантаженості смуги частот у два рази максимальне значення нормованого енергетичного спектра при цьому зменшується приблизно у два рази. Також при збільшенні η РЩЙ відліків сигнальної суміші наближається до РЩЙ шуму.

У [18] було показано, що відліки СЩП шуму мають експоненціальний РЩЙ. Тоді при відображенні вісі ординат у логарифмічному масштабі експонента перетвориться на пряму лінію. Прямолінійність РЩЙ є характерною ознакою шумових відліків у частотній області. На рис. 2б наведено у збільшеному масштабі частину рис. 2а для малих значень X_k . Якщо абсцису кінця прямолінійної ділянки РЩЙ сигнальної суміші прийняти за потужність шумової складової з максимальним значенням, то з даного графіку видно, що при збільшенні завантаженості

значення порогу необхідно зменшувати. Якщо ж значення порогу залишити незмінним, то в такому випадку буде відкинута частина сигнальних відліків вузькосмугових сигналів, а деякі слабкі сигнали взагалі можуть бути не виявлені.



(a)



(b)

Рис. 2. Емпіричні РЩЙ для шуму та сигнальної суміші при ВСШ 30 дБ і довжині вікна Хеммінга 1024 відліки побудовані для 10^4 реалізацій ШПФ

Оскільки кількість вузькосмугових сигналів у прийнятій реалізації та їх частотні характеристики є апріорно невідомими, тому для розділення сигнальних і шумових відліків у частотній області необхідно використати деяку вирішуючу статистику від значень відліків СЩП. Із рис. 2 видно, що РЩЙ для сигнальної суміші має важчі "хвости" ніж РЩЙ шуму. Враховуючи цю особливість, можна припустити, що вирішуюча статистика Q повинна ґрунтуватися на характеристиці, яка пов'язана із розсіянням (функції на основі моментів) або максимальним значенням відліків реалізації СЩП. Ентропія також може бути використана для вирішення вказаної задачі, оскільки в кожній реалізації ШПФ сума значень частотних відліків X_k дорівнює одиниці.

Виходячи з наведених у першому пункті вимог до вирішуючої статистики, критерій для обрання її оптимального виду Q_{opt} можна записати у такому вигляді:

$$Q_{opt} = \max_j (\delta_{Q_j}), \quad (3)$$

де δ_{Q_j} – показник ефективності j -ї статистики, який враховує завантаженість η смуги частот аналізу, і обчислюється відповідно до такого виразу:

$$\delta_Q = \frac{|m_{Q_\xi} - m_{Q_{\eta=60}}| + |m_{Q_\xi} - m_{Q_{\eta=5}}|}{\sigma_{Q_\xi} + \sigma_{Q_{\eta=60}} + \sigma_{Q_{\eta=5}}}, \quad (4)$$

де m_{Q_ξ} , $m_{Q_{\eta=5}}$, $m_{Q_{\eta=60}}$ – середні значення вирішуючої статистики для шуму і для сигнальної суміші для завантажених 5% і 60% відповідно; σ_{Q_ξ} , $\sigma_{Q_{\eta=5}}$, $\sigma_{Q_{\eta=60}}$ – значення середньоквадратичного відхилення (СКВ) вирішуючої статистики для шуму і для сигнальної суміші для завантажених 5% і 60% відповідно.

Завантаженості смуги частот аналізу на рівні 5% і 60% було обрано як мінімальне та максимальне значення для більшості практично важливих випадків. Відповідно до критерію (3) серед усіх можливих вирішуючих статистик оптимальною буде та, для якої сума відстаней між її середніми значеннями для шуму та сигнальної суміші є максимальною, а сума відповідних СКВ мінімальною для заданого ВСШ. Для фіксованого розміру вибірки N неможливо одночасно зробити як завгодно малими ймовірності помилок першого та другого роду, тому такий підхід забезпечить мінімальне значення помилки другого роду при фіксованому значенні помилки першого роду.

У табл. 1 наведено значення показника ефективності δ_Q для різних типів вирішуючої статистики Q при ВСШ 30 дБ: *std* – СКВ, *var* – дисперсія, *variation* – коефіцієнт варіації, *skew* – асиметрія, *kurtosis* – ексцес, *max* – максимальне значення, *entropy* – інформаційна ентропія. З даної таблиці видно, що серед статистик побудованих на основі центральних моментів, найбільш ефективною є коефіцієнт варіації. У ході досліджень було встановлено, що при збільшенні степеня моменту ефективність такої статистики знижується, а правий "хвіст" стає важчим. Статистика на основі максимальних значень також має надто важкий правий "хвіст", який навіть для ВСШ 30 дБ спричинить високий рівень хибних тривог при високій завантаженості. Інформаційна ентропія має найвищу ефективність серед розглянутих статистик.

На рис. 3 наведено емпіричний РЩЙ для коефіцієнта варіації (а) та ентропії (б) вектора відліків реалізації ШПФ для різних значень завантаженості.

Вказані статистики було розраховано відповідно до наведених нижче виразів:

$$\begin{aligned} \text{variation} &= \frac{\text{std}(\mathbf{X})}{\text{mean}(\mathbf{X})}, \\ \text{entropy} &= -\sum_{k=1}^N X_k \log_2 X_k. \end{aligned} \quad (5)$$

Із рис. 3а видно, що при зменшенні завантаженості значення середнього значення коефіцієнта варіації збільшується, так само як і його СКВ. Таку ж поведінку демонструють і інші статистики з табл. 1 крім ентропії (рис. 3б), для якої при зменшенні завантаженості її середнє значення зменшується, а СКВ так само як і для решти статистик збільшується.

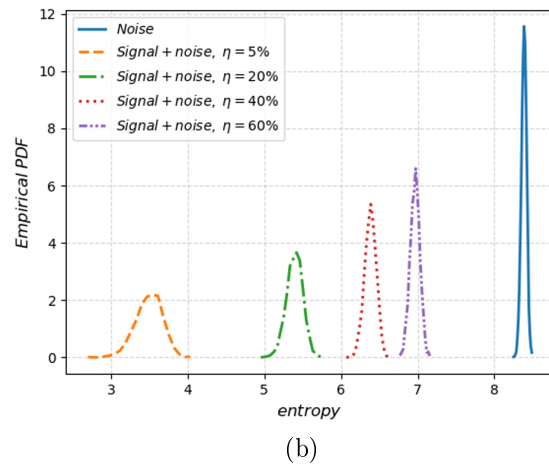
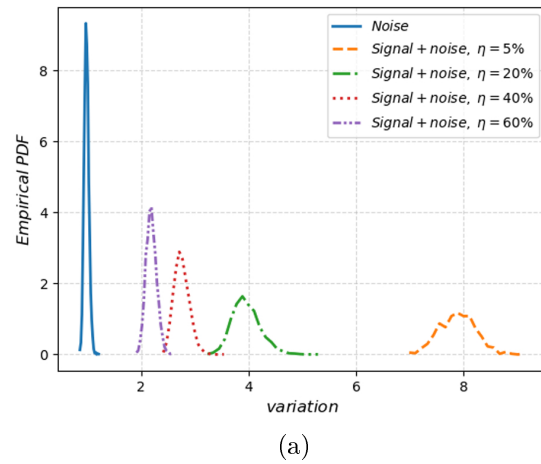


Рис. 3. Емпіричні РЩЙ коефіцієнта варіації (а) та ентропії (б) при ВСШ 30 дБ, довжині вікна Хеммінга 1024 відліки побудовані для 10^4 реалізацій ШПФ

Табл. 1 Значення δ_Q для різних типів вирішуючої статистики Q

Q	<i>std</i>	<i>var</i>	<i>variation</i>	<i>skew</i>	<i>kurtosis</i>	<i>max</i>	<i>entropy</i>
δ_Q	1,58	1,18	1,84	0,47	0,29	0,59	2,27

При зниженні ВСШ ефективність вирішуючих статистик буде зменшуватися через збільшення їх СКВ та наближення середніх значень до середнього значення статистики для шуму.

На рис. 4а наведено залежності значення показника ефективності від ВСШ для різних видів вирішуючої статистики. Як бачимо найбільш ефективними є коефіцієнт варіації та ентропія. З даного рисунка видно, що чим більшим є значення коефіцієнта ефективності при високих значеннях ВСШ тим швидше воно зменшується при його зниженні. На рис. 4б наведено залежності середнього значення коефіцієнта варіації та ентропії для шуму від номера i ітерації. СКВ даних статистик для $i \leq 350$ практично не відрізняються, тому можна припустити що обидві статистики можуть бути використані в алгоритмі виявлення радіосигналів.

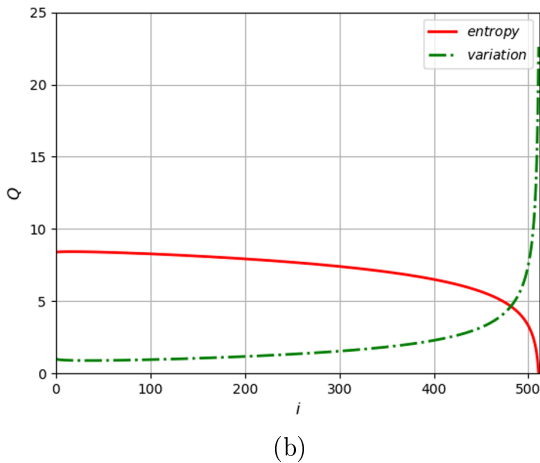
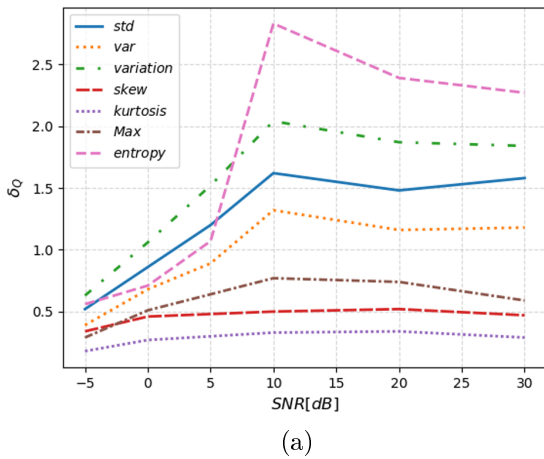


Рис. 4. Залежності показника ефективності від ВСШ (а) та значення вирішуючої статистики від номера ітерації (б) для $N = 1024$

На рис. 5 зображено залежності зміни коефіцієнта варіації (а) та ентропії (б) від номера ітерації для різних рівнів завантаженості при значенні ВСШ 30 дБ. Крива для шуму побудована для максимальних значень коефіцієнта варіації та мінімальних

значень ентропії для кожного значення номера ітерації при аналізі 5000 реалізацій СЦП. Будь-яка крива для сигнальної суміші перетинає криву для шуму лише в одній точці і абсциса цієї точки i_η відповідає кількості сигнальних відліків. Завантаженість смуги частот аналізу може бути оцінена за таким виразом:

$$\eta = \frac{i_\eta m}{N}, \quad (6)$$

де $m = 1$ для комплексного сигналу і $m = 2$ для дійсного.

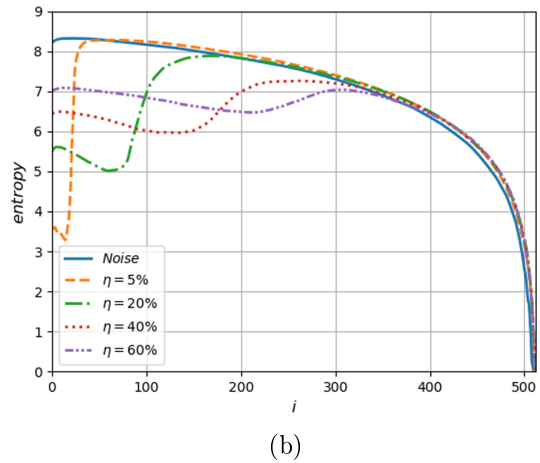
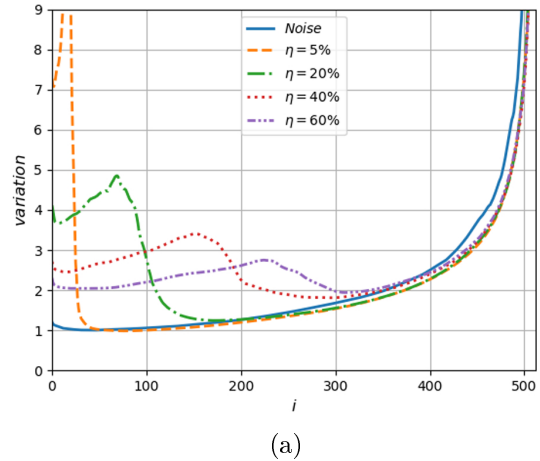


Рис. 5. Залежності зміни коефіцієнта варіації (а) та ентропії (б) від номера ітерації для різних рівнів завантаженості при значенні ВСШ 30 дБ

При обробленні сигналу в частотній області оптимальний вид вирішуючої статистики було обрано методом перебору із деякого набору функціоналів. Знаходження виду такої статистики аналітичними методами в даному випадку пов'язане зі значними математичними складнощами.

Для заданої ймовірності P_F , того що у реалізації СЦП для шуму хоча б один частотний відлік буде прийнятий за сигнальний, необхідно встановити залежність між квантилем розподілу вирішуючої статистики Q_α рівня α та квантилем розподілу шумових відліків СЦП рівня P_F . При цьому будемо

виходити з припущення, що вид розподілу вирішуючої статистики для різних ступенів ітерації залишається унімодальним, а змінюються лише його параметри. Оцінити значення квантиля вирішуючої статистики рівня α для кожної ітерації алгоритму можна за допомогою нерівності Височанського-Петуніна. СКВ вирішуючої статистики для i -ї ітерації $\sigma_Q(i)$ змінюється аналогічно до середнього значення статистики $m_Q(i)$: спочатку зменшується, а потім збільшується. Зменшення СКВ пов'язане із відкиданням великих значень шумових відліків, а подальше збільшення – зі зменшенням довжини вектора відліків СЩП. Тому вектор порогових значень вирішуючої статистики можна записати у такому виді:

$$\begin{aligned} \gamma_i &= m_Q(i) \pm \lambda_\alpha \sigma_Q(i) \pm \Delta\sigma_Q(i) \sqrt{i}, \\ \lambda_\alpha &= \frac{2}{3\sqrt{\alpha}}, \end{aligned} \quad (7)$$

де знак "+" обирається для коефіцієнта варіації та "-" для ентропії і

$$\Delta\sigma_Q[i] = \begin{cases} |\sigma_Q(i) - \sigma_Q(0)|, & i \leq \arg \min(\sigma_Q(i)) \\ \sigma_Q(0) - \min(\sigma_Q(i)), & i > \arg \min(\sigma_Q(i)) \end{cases}, \quad (8)$$

де для ентропії необхідно замість "min" брати "max".

У ході експериментальних досліджень було встановлено, що для коефіцієнта варіації та ентропії можна прийняти $\alpha \approx P_F$. Тоді на основі виразу (7) для заданої ймовірності хибної тривоги у частотній області P_F можна розрахувати порогове значення вирішуючої статистики γ_i .

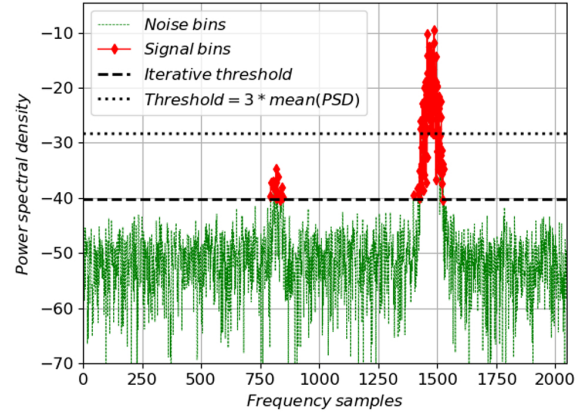
2 Аналіз та порівняння отриманих результатів

Для дослідження розробленого методу при виявленні вузькосмугових радіосигналів у частотній області було обрано вікно Хеммінга довжиною 4096 точок, а ймовірність хибної тривоги зафіксовано на рівні 0,01. Як вирішуючу статистику було обрано коефіцієнт варіації. Цих даних достатньо, щоб на основі виразу (7) розрахувати порогові значення вирішуючої статистики.

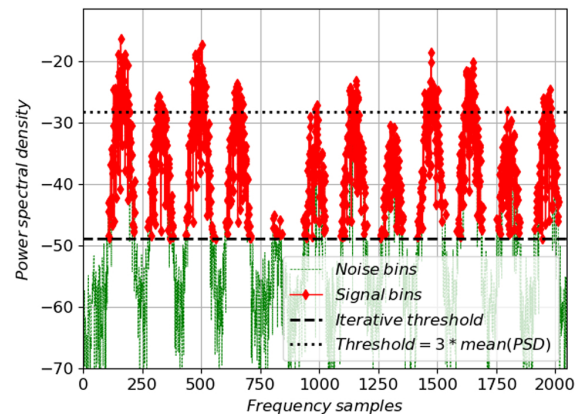
Найбільш близький для порівняння спосіб виявлення довільного класу вузькосмугових сигналів у частотній області, який також не потребує оцінювання потужності шуму запропоновано у [23], де поріг розраховується як потрібне середнє значення відліків СЩП.

На рис. 6 наведено результати порогового оброблення реалізацій СЩП при високих значеннях ВСШ, широкому динамічному діапазоні і рівнях завантаженості смуги частот 6% (рис. 6a) та 60% (рис. 6b). Значення ітеративного порогу дорівнює значенню шумового відліку з максимальною потужністю, і як видно з даних рисунків дозволяє

правильно виявити усі вузькосмугові сигнали. Запропонований же у [23] поріг очевидно є завищеним і не дозволяє виявляти слабкі сигнали.



(a)



(b)

Рис. 6. Реалізації СЩП після порогового оброблення для $\eta \approx 6\%$ (a) та $\eta \approx 60\%$ (b)

На рис. 7 наведено результати порогового оброблення аналогічної до зображеної на рис. 6 сигнальної обстановки при зменшеному на 27 дБ ВСШ. Як бачимо, при низьких значеннях ВСШ запропонований у [23] поріг є заниженим і призводить до того, що значна кількість шумових відліків його перевищують.

При збільшенні довжини вікна ШПФ у два рази значення СКВ вирішуючої статистики зменшується у середньому у 1,4 рази, а значення ВСШ зростає при цьому на 3 дБ, що дає змогу покращити характеристики виявлення слабких сигналів.

Після виявлення усіх вузькосмугових складових можна оцінити їх частотні параметри для формування приймальних каналів і подальшого розпізнавання та демодуляції.

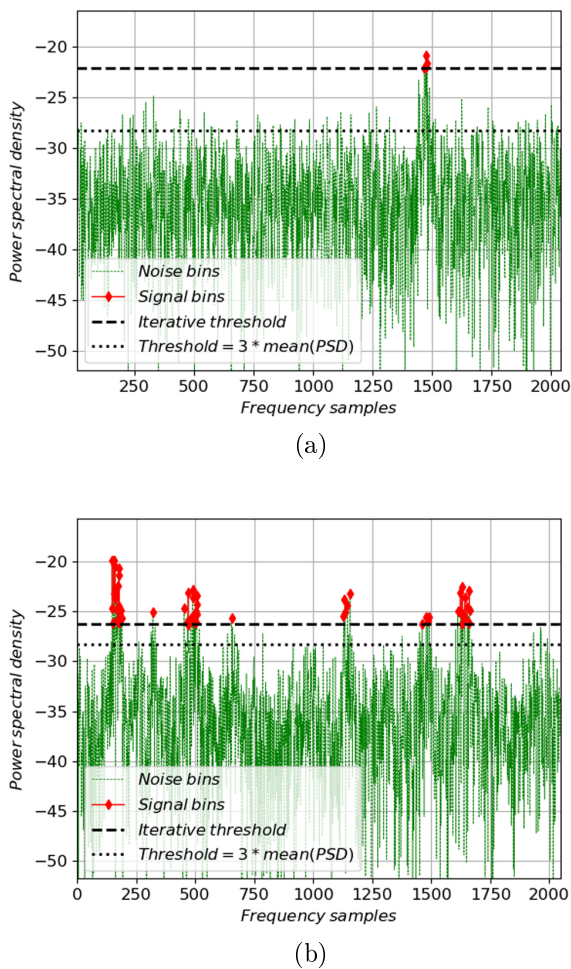


Рис. 7. Порогове оброблення реалізацій СЩП для $\eta < 1\%$ (a) та $\eta \approx 4\%$ (b)

Висновки

Наукова новизна запропонованого методу виявлення радіосигналів полягає у динамічній зміні порогового значення вирішуючої статистики для розділення сигнальних та шумових відліків. Для виявлення різних типів сигналів модифікація методу полягає лише у зміні виду перетворення та вирішуючої статистики. Розроблений ітеративний метод для частотної області дозволяє виявляти вузькосмугові сигнали у динамічному діапазоні, який обмежується лише рівнем бічних пелюсток віконної функції, при завантаженості смуги частот аналізу не менше 60 % і не потребує жодної інформації про параметри сигналів і потужність шуму.

Запропонований метод може бути використаний при удосконаленні існуючих і розробленні перспективних засобів радіомоніторингу для визначення зайнятих ділянок частотного спектра.

Подальші дослідження у даному напрямку доцільно зосередити в напрямку розроблення кореляційних алгоритмів для виявлення широкосмугових радіосигналів.

Перелік посилань

1. Qiu E, Guo. Y. Signal Processing and Data Analysis. Walter de Gruyter GmbH, Berlin/Boston, 2018. 580 p.
2. Napolitano A. Generalizations of cyclostationary signal processing. Spectral analysis and applications. John Wiley & Sons Ltd., 2012. 492 p.
3. Pace P. E. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar. Second Edition. Artech house, 2009. 893 p.
4. Boashash B. Time-frequency signal analysis and processing. A comprehensive reference. Elsevier Ltd, 2003. 743 p.
5. Дятлов А. П., Кульбикаян Б. Х. Корреляционная обработка широкополосных сигналов в автоматизированных комплексах радиомониторинга. Москва: Горячая линия–Телеком, 2010. 332 с.
6. Carillo R. E., Polania L. F., Barnen K. E. Iterative algorithms for compressed sensing with partially known support // ICASSP, 2010. P. 3654–3657.
7. Wang Y., Yin W. Sparse Signal Reconstruction via Iterative Support Detection // SIAM Journal on Imaging Sciences, 2010. N. 3. P. 462–491. doi. 10.1137/090772447
8. Pun M., Morelli M., Kuo C. J. Iterative Detection and Frequency Synchronization for OFDMA Uplink Transmissions // IEEE Transactions on wireless communications, 2007. Vol. 6, N. 2. P. 629–639.
9. Feng H., Zhao X., Li Z., Xing S. A Novel Iterative Discrete Estimation Algorithm for Low-Complexity Signal Detection in Uplink Massive MIMO Systems // Electronics, 2018. Vol. 8. P. 1–13. doi:10.3390/electronics80
10. Shaghghi M., Vorobyov S. A. Iterative root-MUSIC algorithm for DOA estimation // 5th IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing, 2013. P. 53–56.
11. Choi J. Adaptive and Iterative Signal Processing in Communication. Cambridge University Press, 2006. 336 p.
12. Lin F., Qui R. C., Browning J. P. Spectrum Sensing With Small-Sized Data Sets in Cognitive Radio: Algorithms and Analysis // IEEE transactions on vehicular technology, 2015. Vol. 64, N. 1. P. 77–87.
13. Hu X-L., Ho P-H., Peng L. Statistical Properties of Energy Detection for Spectrum Sensing by Using Estimated Noise Variance // Journal of Sensors and Actuator Networks, 2019. N. 8 (28). P. 1–22. doi:10.3390/jsan8020028
14. Bozovic R., Simic M. Spectrum Sensing Based on Higher Order Cumulants and Kurtosis Statistics Tests in Cognitive Radio // Radioengineering, 2019. Vol. 28, N 2. P. 464–472. doi: 10.13164/re.2019.0464
15. Negi B. S., Singh O., Khairnan C. Enhancing Entropy Based Spectrum Sensing using Eigen Value Decomposition in Cognitive Radio Networks // International Journal of Engineering Research and Technology, 2019. Vol. 12, N. 7. P. 1008–1013.
16. Zhang Y. L., Zhang Q. L., Melodia T. A Frequency-Domain Entropy-Based Detector for Robust Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks // IEEE communications letters, 2010. Vol. 14, N. 6. P. 533–535.
17. Molina-Tenorio Y., Prieto-Guerrero A., Aguilar-Gonzalez R. A Novel Multiband Spectrum Sensing Method Based on Wavelets and the Higuchi Fractal Dimension // Radi-engineering, 2019. Vol. 19, N 1322. P. 1–20.

18. Бугайов М. В. Узагальнений енергетичний детектор з ітеративним обробленням вузькосмугових сигналів у частотній області // Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування. Київ: КПІ, 2019. № 78. С. 27–35. doi: <https://doi.org/10.20535/RADAP.2019.78.27-35>
19. Технический анализ сигналов и распознавание радиозлучений. С.–Пб.: ВАС, 1998. 368 с.
20. Poularikas A. D. Transforms and applications. Handbook. CRC Press Taylor & Francis Group, 2010. 914 p.
21. Egner S., Püschel M. Automatic Generation of Fast Discrete Signal Transforms // IEEE Transactions on Signal Processing, 2001. Vol. 49, N. 9. P. 1992–2002.
22. Бугайов М. В. Рекурсивний алгоритм обчислення коефіцієнта варіації // Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки, приладобудування і комп'ютерних технологій. Матеріали IV міжнар. наук.-техн. конф., 20–21 червня 2019 року: збірник тез доповідей. Тернопіль : ФОП Паляниця В. А. , 2019. С. 85–86.
23. Способ автоматического обнаружения узкополосных сигналов: пат. 2479920 Российская Федерация, МПК Н04В 1/10/ Т. Е. Алексеева; заявитель и патентообладатель Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного. № 2011128870/07; заявл. 12.07.2011; опубл. 20.04.2013, Бюл. № 11. 10 с.
- 9] Feng H., Zhao X., Li Z. and Xing S. (2019) A Novel Iterative Discrete Estimation Algorithm for Low-Complexity Signal Detection in Uplink Massive MIMO Systems. *Electronics*, Vol. 8, Iss. 9, pp. 980. DOI: 10.3390/electronics8090980
- 10] Shaghghi M. and Vorobyov S.A. (2013) Iterative root-MUSIC algorithm for DOA estimation. *2013 5th IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP)*, pp. 53–56. DOI: 10.1109/camsap.2013.6714005
- 11] Choi J. (2006) *Adaptive and Iterative Signal Processing in Communications*, Cambridge University Press, 336 p. DOI: 10.1017/cbo9780511607462
- 12] Lin F., Qiu R.C. and Browning J.P. (2015) Spectrum Sensing With Small-Sized Data Sets in Cognitive Radio: Algorithms and Analysis. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 64, Iss. 1, pp. 77-87. DOI: 10.1109/tvt.2014.2321388
- 13] Hu X., Ho P. and Peng L. (2019) Statistical Properties of Energy Detection for Spectrum Sensing by Using Estimated Noise Variance. *Journal of Sensor and Actuator Networks*, Vol. 8, Iss. 2, pp. 28. DOI: 10.3390/jsan8020028
- 14] Bozovic R. and Simic M. (2019) Spectrum Sensing Based on Higher Order Cumulants and Kurtosis Statistics Tests in Cognitive Radio. *Radioengineering*, Vol. 28, Iss. 2, pp. 464-472. DOI: 10.13164/re.2019.0464
- 15] Negi B. S., Singh O., Khairnan C. Enhancing Entropy Based Spectrum Sensing using Eigen Value Decomposition in Cognitive Radio Networks // International Journal of Engineering Research and Technology, 2019. Vol. 12, N. 7. P. 1008–1013.
- 16] Zhang Y., Zhang Q. and Melodia T. (2010) A frequency-domain entropy-based detector for robust spectrum sensing in cognitive radio networks. *IEEE Communications Letters*, Vol. 14, Iss. 6, pp. 533-535. DOI: 10.1109/lcomm.2010.06.091954
- 17] Molina-Tenorio Y., Prieto-Guerrero A. and Aguilar-Gonzalez R. (2019) A Novel Multiband Spectrum Sensing Method Based on Wavelets and the Higuchi Fractal Dimension. *Sensors*, Vol. 19, Iss. 6, pp. 1322. DOI: 10.3390/s19061322
- 18] Buhaiov M.V. (2019) Generalized Energy Detector with Iterative Processing of Narrowband Signals in Frequency Domain. *Visnyk NTUU KPI Seriia - Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia*, Iss. 78, pp. 27-35. DOI: 10.20535/radap.2019.78.27-35
- 19] Technical analysis of signals and recognition of radio emissions [Технічний аналіз сигналів і розпознавання радіозлучень]. С.–Пб. : Military Academy of Communication, 1998. 368 p.
- 20] Poularikas A. D. Transforms and applications. Handbook. CRC Press Taylor & Francis Group, 2010. 914 p.
- 21] Egner S. and Puschel M. (2001) Automatic generation of fast discrete signal transforms. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 49, Iss. 9, pp. 1992-2002. DOI: 10.1109/78.942628
- 22] Buhaiov M. V. Recursive algorithm for calculating the coefficient of variation [Рекурсивний алгоритм обчислення коефіцієнта варіації] // "Theoretical and applied aspects of radio engineering, instrumentation and computer technology". Materials IV int. scientific-technical conf., June 20-21, 2019: Abstracts. Ternopil: 2019. P. 85–86.

References

- [1] Qiu E, Guo. Y. Signal Processing and Data Analysis. Walter de Gruyter GmbH, Berlin/Boston, 2018. 580 p.
- [2] Napolitano A. (2012) *Generalizations of Cyclostationary Signal Processing: Spectral analysis and applications*, John Wiley & Sons Ltd., 2012. 492 p. DOI: 10.1002/9781118437926
- [3] Pace P. E. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar. Second Edition. Artech house, 2009. 893 p.
- [4] Boashash B. Time-frequency signal analysis and processing. A comprehensive reference. Elsevier Ltd, 2003. 743 p.
- [5] Dyatlov A. P., Kulbikayan B. H. Correlation processing of broadband signals in automated radio monitoring systems. [Korreljatsionnaya obrabotka širokopolosnyh signalov v avtomatizirovannyh kompleksah radiomonitoringa] / Moscow: Goryachaya liniya–Telekom, 2010. 332 p.
- [6] Carrillo R.E., Polania L.F. and Barner K.E. (2010) Iterative algorithms for compressed sensing with partially known support. *2010 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 3654–3657. DOI: 10.1109/icassp.2010.5495901
- [7] Wang Y. and Yin W. (2010) Sparse Signal Reconstruction via Iterative Support Detection. *SIAM Journal on Imaging Sciences*, Vol. 3, Iss. 3, pp. 462-491. DOI: 10.1137/090772447
- [8] Pun M., Morelli M. and Kuo C. (2007) Iterative detection and frequency synchronization for OFDMA uplink transmissions. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 6, Iss. 2, pp. 629-639. DOI: 10.1109/twc.2007.05368

[23] A method for automatically detecting narrowband signals: Pat. 2479920 Russian Federation, IPC H04B 1/10 / Т. Е. Alekseeva; Applicant and patent holder Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S. M. Budyonny. No. 2011128870/07; declared 07/12/2011; publ. 04/20/2013, Bull. No. 11. 10 p.

функции, при загруженности полосы частот анализа не менее 60 %.

Ключевые слова: оператор; решающая статистика; отношение сигнал-шум; узкополосный сигнал; итеративный метод; порог

Итеративный метод обнаружения радиосигналов на основе решающих статистик

Бугаёв Н. В.

Информатизация радиотехнических систем стимулирует использование разнообразных технологий в радиолокационных системах и системах передачи информации, что затрудняет решение задачи обнаружения сигналов и требует использования в системах радиомониторинга современных алгоритмов обработки с возможностью модификации их отдельных частей для настройки на конкретный вид сигнала и помехи. Для решения данной задачи был разработан итеративный метод обнаружения радиосигналов на основе решающих статистик. Ключевой идеей предложенного метода является использование статистических различий между сигналом и шумом не за величинами отсчетов принятого сигнала, а по некоторым решающим статистикам от них. Сущность метода заключается в преобразовании выборки принятого радиосигнала с применением некоторого оператора с последующим вычислением решающей статистики и ее сравнении с пороговым значением. При превышении порога отбрасывается максимальное значение отсчета с преобразованной выборки и процедура повторяется пока значение решающей статистики не станет меньше порогового. Отброшенные отсчеты относятся к сигнальным, а остальные — к шумовым. Вид оператора выбирается на основании априорных сведений о сигнале и повышает его контраст на фоне случайного шума. Решающая статистика должна иметь малые характеристики рассеивания, а расстояние между ее значениями для шума и сигнальной смеси должно быть как можно больше для заданного значения отношения сигнал-шум. Исследование разработанного метода для обнаружения узкополосных сигналов в частотной области показали, что оптимальным видом оператора является преобразование Фурье, а решающей статистики — коэффициент вариации. Разработанный итеративный метод для частотной области позволяет обнаруживать узкополосные сигналы при неизвестных значениях мощности шума в динамическом диапазоне, который ограничивается только уровнем боковых лепестков оконной

Iterative Method of Radiosignals Detection based on Decision Statistics

Buhaiov M. V.

Intensive computerization of radio systems stimulates the use of various technologies in radar and communication systems, which makes it difficult to solve the problem of signal detection and requires the use of modern processing algorithms in radio monitoring systems with the possibility of modifying their parts according to a specific type of signal and interference. To solve this problem, an iterative method for detecting radio signals based on decisive statistics was developed. The key idea of the proposed method is using of statistical differences between the signal and noise not according to the values of the samples of the received signal, but according to some decisive statistics from them. The essence of the method is to transform the sample of the received radio signal using some operator, followed by the calculation of the decisive statistics and its comparison with some threshold. When the threshold is exceeded, the maximum value of the sample from the converted sample is discarded and the procedure is repeated until the value of the decision statistics becomes less than the threshold. The discarded samples refer to the signal, and the rest to noise. The type of operator is selected based on a priori information about the signal and increases its contrast against random noise. Decisive statistics should have small scattering characteristics, and the distance between its values for noise and the signal mixture should be as large as possible for a given signal-to-noise ratio. A study of the developed method for detecting narrowband signals in the frequency domain showed that the Fourier transform is the optimal form of the operator, and the coefficient of variation is optimal decisive statistic. The developed iterative method for the frequency domain allows detecting narrowband signals at unknown values of noise power in the dynamic range, which is limited only by the level of the side lobes of the window function, when the analysis frequency band is loaded no less than 60 %.

Key words: operator; decisive statistics; signal-to-noise ratio; narrowband signal; iterative method; threshold