

УДК 621.396

Узагальнений енергетичний детектор з ітеративним обробленням вузькосмугових сигналів у частотній області

Бугайов М. В.

Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова

E-mail: karunen@ukr.net

Стаття присвячена удосконаленню та дослідженню ефективності енергетичного детектора вузькосмугових сигналів на фоні адитивного шуму невідомої потужності. У роботі отримано аналітичні вирази, що описують розподіл щільності ймовірностей шумових відліків узагальненого енергетичного спектра. Показано, що отримані розподіли добре описують широкосмуговий шум, який відрізняється від гаусівського. Для розділення сигнальних і шумових відліків у частотній області запропоновано використовувати вирішуючу статистику у вигляді середньоквадратичного відхилення узагальненої спектральної щільності потужності. Чисельно отримано порогові значення вирішуючої статистики для заданої ймовірності хибної тривоги в частотній області. Запропоновано удосконалений ітеративний алгоритм виявлення вузькосмугових сигналів у частотній області. Відмінною особливістю розробленого алгоритму є нормування вектора частотних відліків до суми його елементів після кожної ітерації оброблення, яка полягає у рекурсивному розрахунку значення вирішуючої статистики, порівнянні його з пороговим і, у разі перевищення, відкиданні максимального частотного відліка з вектора. Кожен відкинутий відлік є сигнальним. Даний підхід дасть змогу виявляти вузькосмугові сигнали у динамічному діапазоні, який обмежуватиметься лише максимальним рівнем бічних пелюсток віконної функції. У ході дослідження алгоритму було встановлено, що найвищі показники якості виявлення досягаються при значенні показника степеня, до якого підносять частотні відліки, близько 3. Вид віконної функції слабо впливає на ймовірність правильного виявлення і такий вплив зменшується при збільшенні завантаженості смуги частот аналізу. При цьому запропонований детектор зберігає роботоздатність при завантаженості смуги частот аналізу до 20 %, а його робочі характеристики не гірші, ніж для випадку відомого рівня шуму. При відхиленні значення показника степеня від 3 алгоритм буде роботоздатним при меншій завантаженості смуги частот.

Ключові слова: вирішуюча статистика; відношення сигнал-шум; вузькосмуговий сигнал; ітеративне оброблення; поріг; узагальнений енергетичний детектор

DOI: [10.20535/RADAP.2019.78.27-35](https://doi.org/10.20535/RADAP.2019.78.27-35)

Постановка проблеми в загальному вигляді 1 Аналіз останніх досліджень та публікацій

На сьогоднішній день значна кількість радіосистем використовують вузькосмугові сигнали, виявлення яких є основним завданням для будь-якої системи радіомоніторингу, що визначає якість її роботи при оцінюванні зайнятості радіочастотного спектра. При невідомих значеннях потужності шуму та в умовах апріорної невизначеності значень параметрів вузькосмугових сигналів актуальним є питання розроблення нових та удосконалення існуючих методів виявлення таких сигналів. Причому такі методи повинні бути нечутливими до невідомих значень та статистичних характеристик сигналів і шуму [1].

Вирішенню завдання виявлення вузькосмугових радіосигналів в адитивних шумах присвячено значну кількість наукових публікацій. Зокрема у роботі [2] проведено аналіз узагальнених енергетичних детекторів у часовій області і показано, що детектор першого порядку практично не поступається квадратичному. Запропонований у [3] підхід є нечутливим до потужності шуму проте не забезпечує визначення частотних та енергетичних параметрів вузькосмугових сигналів, оскільки враховує лише відмінності у значеннях ентропії спектральних відліків. У [4] показано, що при відомих параметрах шуму сигнал може бути виявлений енергетичним детектором при як завгодно низьких значеннях від-

ношення сигнал-шум (ВСШ) шляхом збільшення часу оброблення. Проте при невідомій дисперсії шуму існує деяке мінімальне значення ВСШ, нижче якого ймовірність хибної тривоги або пропуску сигналу перевищує 0,5. У роботі [5] запропоновано узагальнений енергетичний детектор в частотній області, ймовірність хибної тривоги якого фіксована і не залежить від рівня шуму. Проте його робочі характеристики є гіршими, ніж для випадку відомого рівня шуму, і погіршуються при збільшенні завантаженості смуги частот вище 25%. У [6] завдання виявлення вузькосмугових сигналів в умовах невідомості вирішується застосуванням двоетапного алгоритму порогової обробки. Недоліком запропонованого методу є те, що ймовірність правильного виявлення зменшується при розширенні динамічного діапазону сигналів.

У більшості алгоритмів виявлення, які використовують за інформативну ознаку відмінність рівнів сигналу і шуму, проводять оцінювання потужності шуму. Ефективність даної оцінки безпосередньо впливає на величину ймовірності хибної тривоги [7]. Проте у разі використання засобів радіомоніторингу для оцінювання електромагнітної обстановки в умовах, де працює велика кількість незалежних вузькосмугових сигналів, наявність у смузі одночасного аналізу хоча б одного потужного сигналу призводить до помилок в оцінюванні рівня шуму в тій самій смузі аналізу.

2 Постановка задачі

Особливості розглянутих вище методів накладають обмеження на їх застосування. Тому актуальним залишається питання удосконалення та дослідження ефективності узагальненого енергетичного детектора вузькосмугових сигналів у частотній області.

Метою статті є забезпечення виявлення вузькосмугових сигналів у широкому динамічному діапазоні і невідомому рівні шуму.

Методи дослідження. При проведенні досліджень було використано математичний апарат теорії ймовірностей і математичної статистики, методи математичного моделювання.

3 Статистичні характеристики узагальненого енергетичного спектра

Відомо [1], що оптимальний алгоритм виявлення вузькосмугових сигналів на фоні адитивного широкосмугового шуму зводиться до оцінювання енергетичного спектра вхідного процесу. В даній роботі вузькосмуговим будемо вважати такий сигнал,

ширина спектра якого набагато менша ширини смуги аналізу, незалежно від виду модуляції.

Періодограмні методи отримання спектральних оцінок, що ґрунтуються на прямому перетворенні даних на основі швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), є найбільш стійкими методами спектрального оцінювання і можуть бути застосовані майже до всіх класів сигналів і шумів, які володіють стаціонарними властивостями. Крім того, методи спектрального оцінювання, що ґрунтуються на обчисленні ШПФ, є найбільш ефективними щодо обчислювальної складності [8]. Тому в подальшому для розрахунку енергетичного спектра реалізацій процесу будемо використовувати незгладжені періодограмні оцінки. Розглянемо випадок без усереднення спектральних оцінок.

Позначимо відліки прийнятої сигнальної суміші $x(n) = s(n) + \xi(n)$, $n = 1, 2, \dots, N$, де N – довжина ШПФ, $s(n)$ – сигналні, а $\xi(n)$ – шумові відліки прийнятої реалізації випадкового процесу. Тоді значення відліків узагальненої спектральної щільності потужності (СЩП) будемо розраховувати відповідно до такого виразу:

$$X_{w,p}(k) = \left| \sum_{n=1}^N x(n) w(n) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \right|^p, \quad (1)$$

$$0 \leq k \leq N-1,$$

де $w(n)$ – відліки віконної функції, а $p > 0$ – показник степеня.

Розглянемо випадок, коли процес, що аналізується, не містить сигналних компонент і отриманий у результаті дискретизації лише білого гаусівського шуму $\xi(n)$. Вектор відліків шуму будемо вважати стаціонарним і з нульовим математичним сподіванням. Узагальнений частотний відлік шуму із використанням (1) можна записати відповідно до такого виразу:

$$X_{w,p}(k) = \left[\left(\sum_{n=1}^N \xi(n) w(n) \cos\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^N \xi(n) w(n) \sin\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \right)^2 \right]^{\frac{p}{2}}. \quad (2)$$

Кожна із сум виразу (2) відповідно до центральної граничної теореми є асимптотично нормальною випадковою величиною (ВВ) з нульовим математичним сподіванням і дані ВВ між собою є некорельованими та мають однакові дисперсії.

При $p = 1$ розподіл щільності ймовірностей $X_{w,1}(k)$ буде підпорядкований закону Релея з параметром α [9] і описуватиметься таким виразом:

$$r(X_{w,1}; \alpha) = \frac{X_{w,1}}{\alpha^2} e^{-\frac{X_{w,1}}{2\alpha^2}}, \quad (3)$$

$$X_{w,1} \geq 0, \alpha > 0.$$

При $p = 2$ сума квадратів нормальних ВВ підпорядкована χ^2 -розподілу [9], тому розподіл щільності ймовірностей шумових відліків з урахуванням (2) можна записати в такому вигляді:

$$\chi^2(X_{w,2}; \lambda, R) = \frac{1}{\lambda^{\frac{R}{2}} \Gamma(\frac{R}{2})} X_{w,2}^{\frac{R-2}{2}} e^{-\frac{X_{w,2}}{\lambda}}, \quad (4)$$

$$X_{w,2} \geq 0, \lambda > 0$$

де λ – параметр розподілу; $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функція; R – кількість ВВ, що додаються.

Для нашого випадку $R = 2$ і частотні відліки шуму підпорядковані експоненціальному закону розподілу щільності ймовірностей:

$$p(X_{w,2}, \lambda) = \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{X_{w,2}}{\lambda}}. \quad (5)$$

Причому точний збіг розподілів спектральних відліків шуму, що описані виразами (3) і (5), буде лише для гаусівського шуму, для негаусівських процесів він буде наближенням [9].

При піднесенні до степеня m ВВ, що описана виразом (3), отримуємо такий розподіл:

$$r(X_{w,m}; \alpha) = \frac{X_{w,m}^{\frac{2-m}{2}}}{\alpha^2 m} e^{-\frac{X_{w,m}}{2\alpha^2}}, \quad (6)$$

$$X_{w,m} \geq 0, \alpha > 0.$$

При піднесенні до степеня d експоненціальної ВВ, що описана виразом (5), результуючий розподіл набуде такого вигляду:

$$p(X_{w,d}; \lambda) = \frac{X_{w,d}^{\frac{1-d}{d}}}{\lambda d} e^{-\frac{X_{w,d}}{\lambda}}, \quad (7)$$

$$X_{w,d} \geq 0, \lambda > 0.$$

Із виразів (2), (6) та (7) очевидно, що піднесення до степеня $m = p$ ВВ з розподілом Релея еквівалентно піднесенню до степеня $d = m/2 = p/2$ експоненціально розподіленої ВВ. Зазвичай показники степенів обирають цілими числами, оскільки їх обчислення швидше ніж нецілих. При цьому $\lambda = 2\alpha^2$. При подальшому викладенні матеріалу будемо користуватися виразом (7).

Якщо відліки шуму $\xi(n)$ мають не гаусівський розподіл, то відповідно до виразу (2) при $N > 500$ виходячи з центральної граничної теореми розподілу щільності ймовірностей спектральних відліків можна також наближено описати виразом (6) та (7) [9].

Якщо потужність шуму відома, то використовуючи вирази (6) або (7) для заданої ймовірності

хибної тривоги P_F можна визначити значення порогу як квантиль відповідного розподілу. Проте в більшості практичних випадків потужність шуму є невідомою і оцінити її досить складно, оскільки невідомо, міститься сигнал у прийнятій реалізації чи ні. Тому при подальших дослідженнях будемо використовувати значення відліків СЩП нормовані відповідно до такого виразу:

$$\tilde{X}_{w,d}(k) = \frac{X_{w,d}(k)}{\sum_{k=0}^{N/2-1} X_{w,d}(k)}. \quad (8)$$

При цьому вважаємо, що обробляється дійсний сигнал, і для номерів частотних відліків $N/2, \dots, N-1$ спектр буде симетричним. Очевидно, що $\sum_{k=0}^{N/2-1} \tilde{X}_{w,d}(k) = 1$. Для білого шуму, що містить рівновеликі спектральні складові на всіх частотах, при $d = 2$ флуктуації СЩП $s_{\tilde{X}_{w,2}}$ мають ту саму величину, як і її середнє значення $m_{\tilde{X}_{w,2}}$ і становлять $m_{\tilde{X}_{w,2}} = s_{\tilde{X}_{w,2}} = 2N^{-1} = \lambda$ для будь-якого типу вікна $w(n)$. Для обчислення квантилів на основі виразу (7) в якості параметра λ необхідно підставляти значення середньоквадратичного відхилення (СКВ) при заданому значенні d . Експериментальним шляхом було встановлено, що для шуму в разі збільшення удвічі довжини ШПФ значення λ зменшується в середньому також у два рази і не залежить від типу вікна.

На рис. 1 наведено гістограми значень $\tilde{X}_{w,d}(k)$ для значень показника степеня $d = 1, 2, 3, 4$ і довжини прямокутного вікна ШПФ 1024 відліки. Даний тип і довжина вікна будуть використовуватися і при подальших дослідженнях. З даних гістограм видно, що при збільшенні d більшість значень узагальноної СЩП зосереджується в області нуля, а "хвости" розподілу стають більш тяжкими.

Враховуючи властивості вектора $X_{w,d}$, при невідомій потужності шуму для розділення частотних відліків вузькосмугових сигналів і шуму використаємо деяку вирішуючу статистику від узагальненого енергетичного спектра прийнятої реалізації. Така статистика повинна відображати характерну ознаку широкосмугового шуму – практично рівномірну СЩП шуму в смузі частот аналізу. Тому в якості такої статистики оберемо СКВ узагальноної СЩП Q_d , яку будемо розраховувати за таким виразом:

$$Q_d = \sqrt{\frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} \tilde{X}_{w,d}^2(k) - \frac{2}{N^2}}. \quad (9)$$

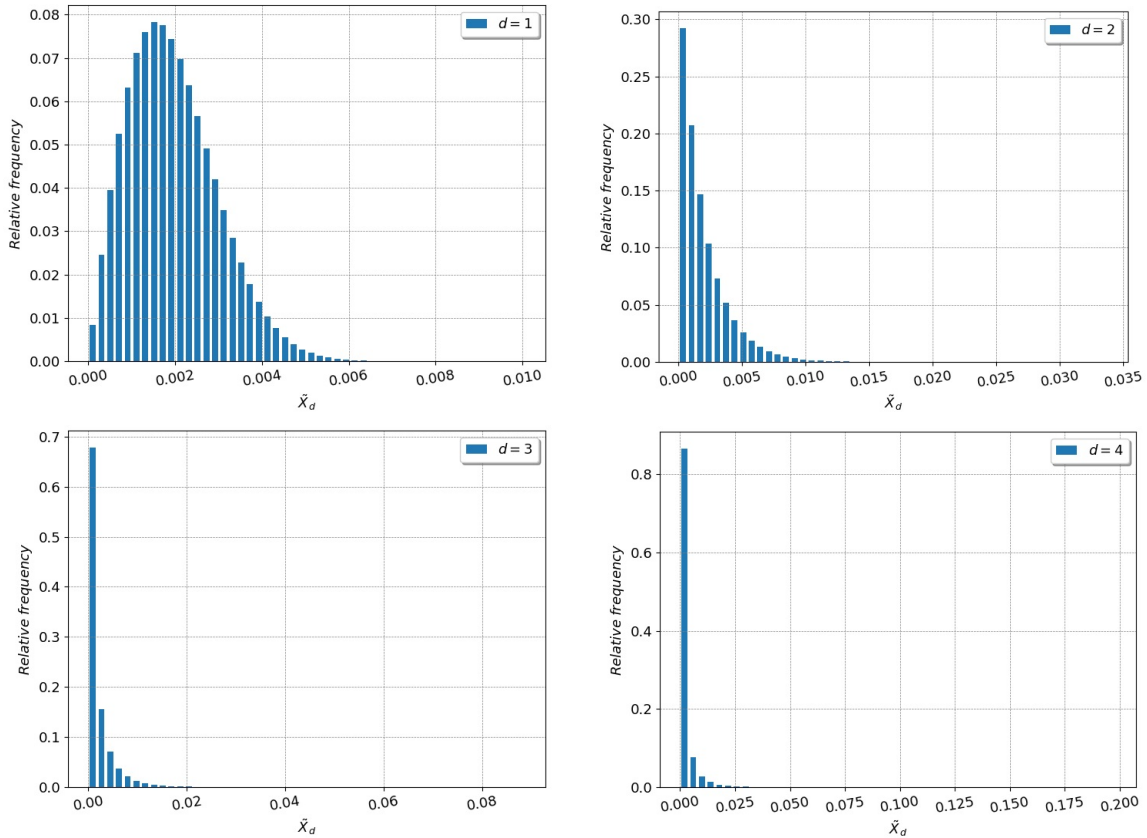


Рис. 1. Гістограми значень $\tilde{X}_{w,d}(k)$ для різних значень показника степеня d

Виведення аналітичного виразу для розподілу величини Q_d пов'язане зі значними математичними складнощами. Тому основні характеристики даної ВВ встановимо шляхом математичного моделювання. На рис. 2а наведено залежність вибірових середнього, СКВ та максимального значень Q_d від показника степеня для $N = 1024$. При зміні значення N у стільки ж разів змінюється і значення Q_d . На рис. 2б наведено графіки залежності середнього значення Q_d узагальненої СЦП гармонічного коливання при різних значеннях ВСШ від показника степеня. При високих ВСШ значима відмінність у значеннях Q_d для сигналу і шуму може бути досягнута навіть при малих значеннях $d = 1, 5..2, 0$. При низьких ВСШ для надійного розрізнення сигналу і шуму за значенням Q_d доцільно обирати значення показника степеня в межах $d = 4, 0..5, 0$. При подальшому збільшенні d значення Q_d зростає несуттєво.

На рис. 3 наведено гістограми значень Q_d для різних значень показника степеня d . З даних графіків видно, що при збільшенні значення d розподіл стає більш асиметричним і правий "хвіст" стає більш тяжким, а мода статистики Q_d зміщуються вліво. Розподіли щільностей ймовірності спектральних віддіків суміші сигналу і шуму та відповідної статистики Q_d для різних видів модуляцій вузькосмугових сигналів (PSK, QAM та ін.) будуть різними, а також будуть змінюватися при зміні ВСШ.

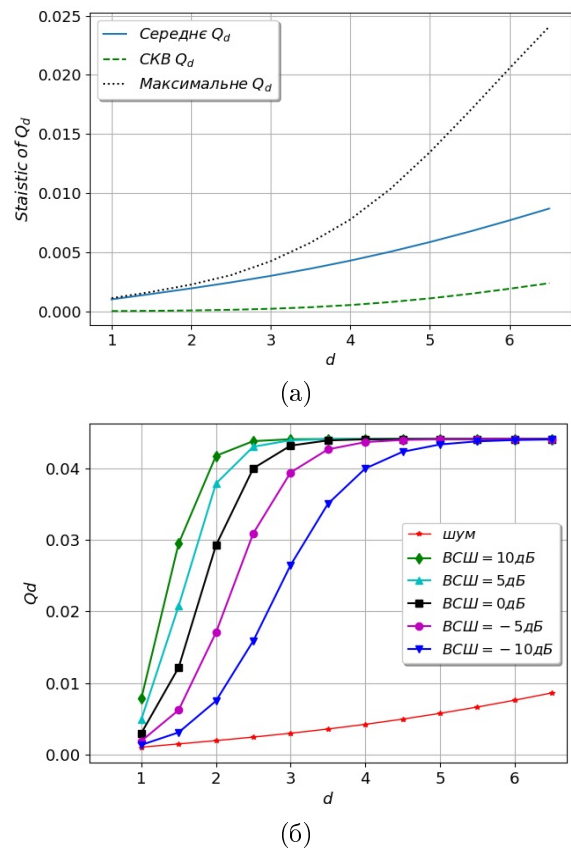


Рис. 2. Залежність вибірових статистик (а) та середнього значення Q_d для різних ВСШ (б) від показника степеня

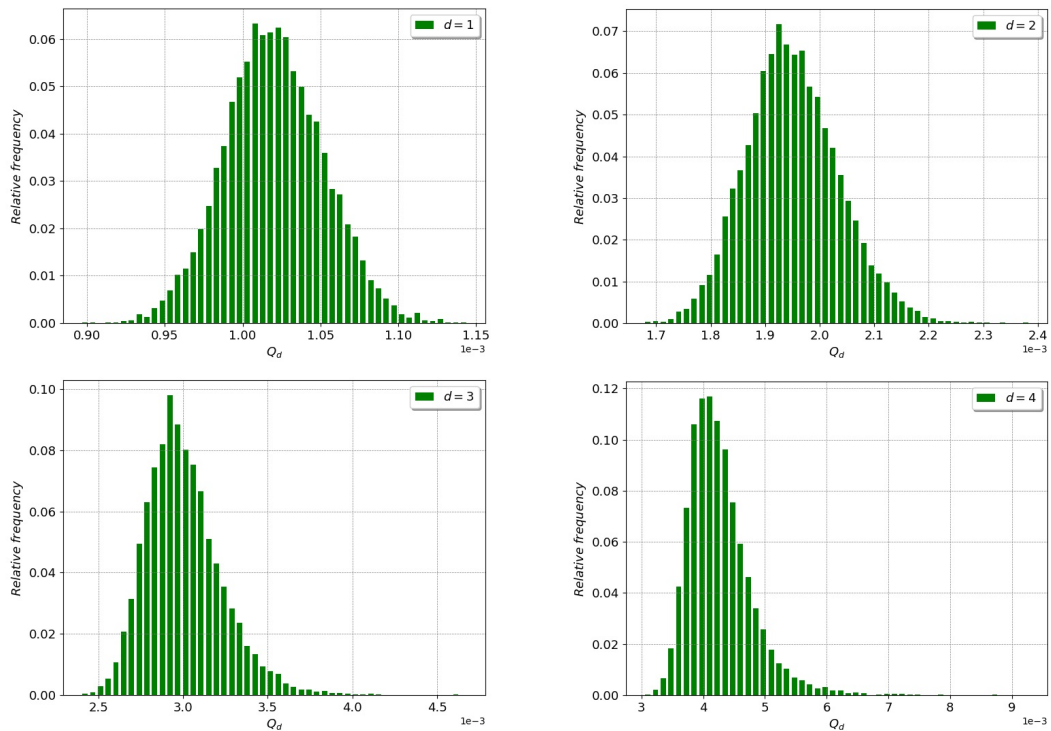


Рис. 3. Гістограми значень Q_d для різних значень показника степеня d

Порогове значення Q_{tr} для вирішуючої статистики Q_d при заданій ймовірності P'_F того, що в даній реалізації ШПФ наявний лише шум, а буде прийнято рішення про наявність сигналу, було оцінено чисельно. В табл. 1 наведено значення порогів Q_{tr} , розраховане за 105 реалізацій ШПФ. Також було встановлено, що при збільшенні довжини вікна ШПФ у 2 рази значення порогу для забезпечення заданого значення ймовірності хибної тривоги необхідно зменшити приблизно у 2,06 рази.

У ході досліджень було встановлено, що для даного виду статистики використання її порогового значення Q_{tr} забезпечить ймовірність $P_F \approx P'_F$ перевищення шумовим відліком значення деякого порогу $\gamma_{\tilde{X}_d}$ при заданому значенні порогу Q_{tr} .

4 Ітеративний алгоритм виявлення вузькосмугових сигналів

У даному дослідженні для виявлення вузькосмугових сигналів удосконалено запропонований у роботі [10] метод, який стабілізує значення вирішуючої статистики Q_d при відкиданні сигнальних відліків. Сутність удосконалення полягає в нормуванні вектора частотних відліків $\tilde{X}_{w,d}$ після кожної ітерації оброблення. Це дасть змогу значно (на десятки дБ) розширити динамічний діапазон при виявленні вузькосмугових сигналів. Блок-схему фрагмента програмного коду написаного на мові Python, що

реалізує удосконалений ітеративний алгоритм виявлення вузькосмугових сигналів, представлено на рис. 4.

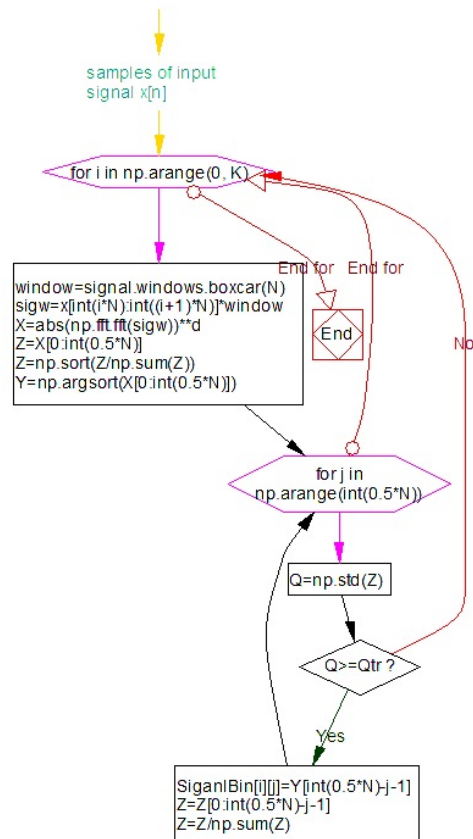


Рис. 4. Блок-схема фрагменту програмного коду ітеративного алгоритму

Табл. 1 Значення порогу Q_{tr} при різних показниках степеня d для $N = 1024$

P'_F	1	2	3	4	5	6	7
10^{-2}	0,00109	0,00216	0,00366	0,00966	0,0145	0,0205	0,0257
10^{-3}	0,00112	0,00228	0,00417	0,0133	0,0213	0,0284	0,0332

Вхідними даними алгоритму є відліки $x(n)$ прийнятої реалізації дійсного сигналу, довжина N та вид $w(n)$ віконної функції, порогове значення вирішуючої статистики Q_{tr} . Якщо відліки вхідного сигналу $x(n)$ будуть комплексними, тоді у першому циклі алгоритму необхідно обробляти усі частотні відліки, тобто $Z=X[0:N-1]$. Перед входом у другий цикл алгоритму частотні відліки Z нормують відповідно до виразу (8) і сортують за зростанням. Також формують масив Y , у якому містяться порядкові номери частотних відліків у відсортованому масиві.

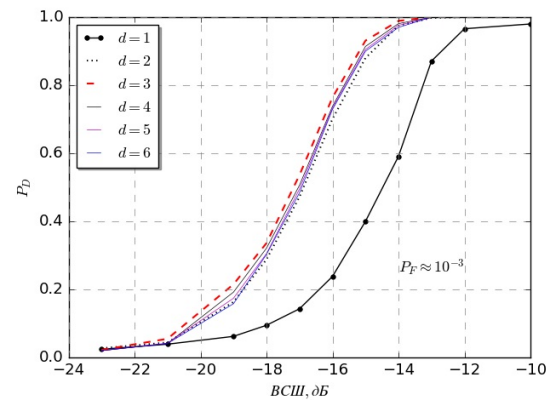
У другому циклі розраховують значення вирішуючої статистики і порівнюють її з пороговим значенням Q_{tr} . У разі перевищення порогу у двомірний масив SignalBin записують значення номеру частотного відліку, який відповідає сигнальному. Після цього з масиву Z відкидають відлік з максимальним значенням і знову проводять нормування відповідно до виразу (8). В ході досліджень було встановлено, що при відкиданні навіть значної кількості частотних відліків (до 80 %) шуму значення параметрів розподілу вирішуючої статистики практично не змінюються. Завдяки цьому додаткове нормування масиву Z після кожної ітерації дасть змогу виявляти вузькосмугові сигнали у динамічному діапазоні, який обмежуватиметься лише максимальним рівнем бічних пелюсток віконної функції. Якщо ж вектор Z не нормувати після кожного наступного відкидання максимального відліку, то значення вирішуючої статистики при наявності сигнальних відліків у прийнятій реалізації дуже швидко стане менше порогового Q_{tr} , а це унеможливить виявлення слабких сигналів на фоні потужних.

5 Дослідження узагальненого енергетичного детектора та оцінка отриманих результатів

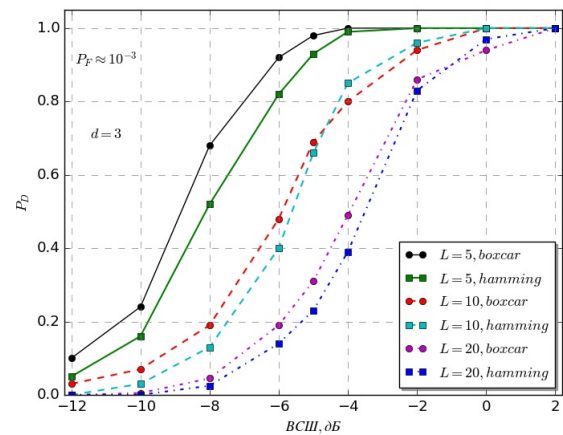
Перевірку працездатності розробленого узагальненого енергетичного детектора було здійснено шляхом імітаційного моделювання за допомогою програми, написаної на мові програмування Python. За тестові вузькосмугові сигнали використано як гармонічні коливання, так і сигнали з цифровими видами модуляції (PSK, QAM), а широкосмуговий шум сформовано за допомогою вбудованої функції `pr.random.normal`. Відліки прийнятої реалізації $x(n)$ було утворено шляхом додавання інформаційних сигналів та широкосмугового шуму. Значення ВСШ розраховувалося як відношення дисперсій

одного вузькосмугового сигналу і шуму в смузі частот аналізу.

На рис. 5 а наведено залежність ймовірності правильного виявлення P_D одного гармонічного коливання при різних значеннях показника степеня d для прямокутного вікна довжиною 1024 точки. З даного графіка видно, що при збільшенні значення d задане значення P_D може бути досягнуте при нижчих значеннях ВСШ.



(а)



(б)

Рис. 5. Криві виявлення одного гармонічного коливання для різних значень d (а) та декількох сигналів при $d = 3$ (б)

Причому найкращі показники виявлення досягаються при $d \approx 3$ і вигравш у значенні ВСШ складає близько 0,4 дБ в порівнянні з $d = 2$. При подальшому збільшенні d криві виявлення зміщуватимуться вправо і наблизяться до кривої для $d = 2$. При низьких ВСШ (менше -21 дБ) і заданій довжині вікна ШПФ усі криві виявлення практично співпадають і наближаються до 0. При ВСШ -12 дБ і вище для $d \geq 2$ ймовірність правильного виявлення становить близько 1. Тобто вигравш у P_D за рахунок зміни d може бути досягнутий лише при

деяких середніх значеннях ВСШ (для заданої довжини вікна ШПФ). Кожне збільшення у два рази довжини вікна ШПФ дає виграш у ВСШ приблизно на 4дБ, що забезпечує відповідне зростання ймовірності правильного виявлення (зміщення кривих виявлення вліво).

Механізм отримання виграшу пояснюється тим, що при піднесенні відліків СЦП до степеня $d > 1$ розширюється їх динамічний діапазон: більше значення зростає швидше меншого. Тому при деяких середніх значеннях ВСШ, коли ймовірність правильного виявлення менше 1, узагальнений енергетичний детектор може забезпечити незначний виграш. Робочі характеристики запропонованого детектора не гірші, ніж для випадку відомого рівня шуму.

На рис. 5,б наведено криві виявлення різної кількості гармонічних коливань L однакової потужності, кожне з яких займає 1-2 частотні відліки (залежно від рівня витікання), для $d = 3$. З графіка слідує, що збільшення завантаженості смуги частот неминуче призводить до погіршення характеристик виявлення. Це є очевидним, оскільки неможливо виявити широкосмуговий сигнал на фоні широкосмугового шуму при його невідомому рівні із використанням ШПФ. Застосування вікна Хеммінга забезпечує незначне підвищення ймовірності правильного виявлення при високих ВСШ порівняно з прямокутним вікном. Проте при низьких значеннях ВСШ доцільніше використовувати прямокутне вікно.

На рис. 6а наведено криві виявлення BPSK сигналу для тривалості інформаційного символу τ 50 мкс та 25 мкс, з несучою частотою 750 кГц та частотою дискретизації 5 МГц. З даного рисунку видно, що при збільшенні довжини прямокутного вікна ШПФ збільшується крутизна кривих виявлення, що пояснюється зменшенням дисперсії шуму. При зменшенні тривалості інформаційного символу, що еквівалентно розширенню спектру, характеристики виявлення погіршуються, що повністю узгоджується з кривими на рис. 5а. В ході експериментальних досліджень було встановлено, що криві виявлення для заданої довжини вікна ШПФ практично співпадають при заданій тривалості символу для схем модуляції PSK та QAM незалежно від кратності маніпуляції.

Проте при таких низьких ВСШ вдається встановити лише сам факт передачі вузькосмугового сигналу (PSK, QAM), виявивши лише кілька його частотних відліків. Виявити ж сигнал в смузі частот, що складає величину $1/\tau$ можна при значно вищих ВСШ. На рис. 6б наведено спектр BPSK сигналу для $\tau = 25$ мкс при $N = 4096$ і ВСШ=1 дБ. За таких умов частотні відліки сигналу перевищують поріг в смузі близько 40 кГц, що складає $1/\tau$.

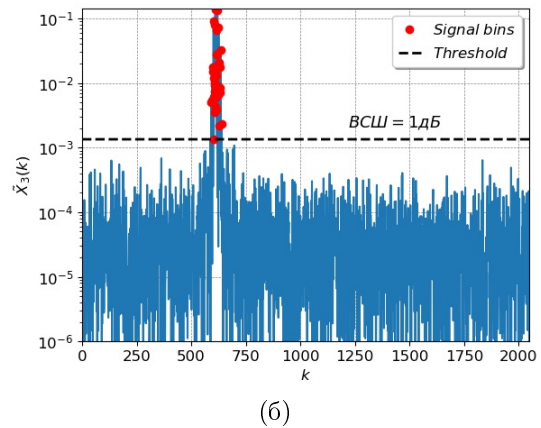
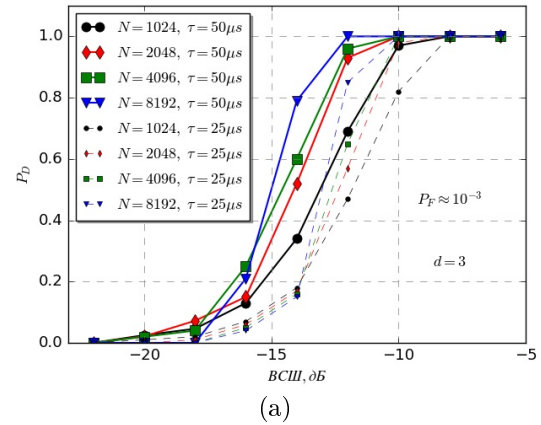


Рис. 6. Криві виявлення BPSK сигналу для різних значень N і τ (а) та спектр BPSK сигналу при $\tau = 25$ мкс після порогового оброблення (б)

У ході досліджень також було встановлено, що максимальна завантаженість смуги аналізу η , при якій ітеративний алгоритм виявлення (рис. 4) залишається роботоздатним, залежить від показника степеня d . На рис. 7а наведено залежність максимальної завантаженості смуги аналізу від показника степеня d . Як видно з даного графіка, виявлення вузькосмугових сигналів при максимальній завантаженості близько 20% забезпечується при $d = 3$. При інших значеннях d стійка робота алгоритму можлива при менших рівнях завантаженості. Застосування віконної функції несуттєво впливає на значення η .

На рис. 7б показано результати моделювання процесу виявлення двох гармонічних сигналів у динамічному діапазоні 60 дБ при ВСШ близько 45 дБ і -15 дБ відповідно і довжині вікна 4096 точок. Виявлення слабкого сигналу на фоні потужного стало можливим завдяки застосуванню вікна Наттала з максимальним рівнем бічних пелюсток -92 дБ, проте ключовим фактором є нормування відповідно до виразу (8) відліків СЦП в ітеративному алгоритмі (рис. 4). Точками на графіках позначено частотні відліки вузькосмугових сигналів, що перевищили поріг, який позначено пунктирною лінією. Значення порога є ВВ, що залежить від прийнятої реалізації, і відповідає відліку узагальненої СЦП, який слідує

наступним за останнім відкинутим відліком у ході порівняння розрахованого значення Q з пороговим Q_{tr} .

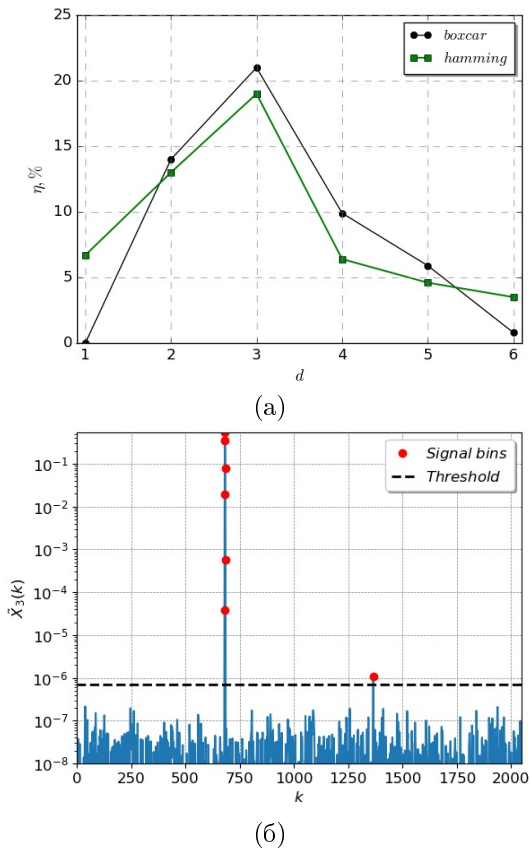


Рис. 7. Залежність максимальної завантаженості смуги аналізу від показника степеня d (а) та результати роботи ітеративного алгоритму при виявленні двох гармонік в широкому динамічному діапазоні (б)

Обмежені можливості детектора щодо завантаженості смуги частот аналізу є платою за те, що алгоритм не потребує оцінювання потужності шуму.

Висновки

Наукова новизна запропонованого детектора вузькосмугових сигналів полягає в ітеративному обробленні відліків узагальненої спектральної щільності прийнятої реалізації із використанням вирішуючої статистики. Завдяки цьому вдалося забезпечити робоздатність детектора при невідомій потужності шуму і завантаженості смуги аналізу до 20% в динамічному діапазоні, який обмежується лише характеристиками віконної функції. Детектор третього порядку забезпечує вигреш у значенні ВСШ близько 0,4дБ в порівнянні з квадратичним. Запропонований детектор може бути використаний при удосконаленні існуючих і розробленні перспективних засобів радіомоніторингу для визначення зайнятих ділянок частотного спектра.

Перспективи подальших досліджень у даному напрямку варто зосередити у розробленні методів пошуку визначальних ознак для розпізнавання радіовипромінювань, а також методів встановлення точних залежностей між квантилями розподілів ВВ при функціональних перетвореннях.

Перелік посилань

1. Hippenstiel R. D. Detection theory: applications and digital signal processing / R. D. Hippenstiel. – CRC Press LLC, 2002. – 340 p.
2. Костылев В. И. Статистический анализ эффективности обнаружения случайных сигналов на фоне полигауссовского шума с помощью обобщенного энергетического обнаружителя первого порядка / В.И. Костылев, И.П. Гресь // Вестник ВГУ. Системный анализ и информационные технологии. – 2015. – № 3. – С. 75-83.
3. Zhang Y. L. Frequency-Domain Entropy-Based Detector for Robust Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks / Y.L. Zhang, Q.Y. Zhang, T.A. Melodia // IEEE Communications letters. – 2010. – Vol. 14, NO. 6. – pp. 533-535.
4. Tandra R. SNR walls for signal detection / R. Tandra, A. Sahai // IEEE J. Sel. Topics Signal Process. – 2008. – Vol. 2, NO. 1. – pp. 4-17.
5. Nuttall A. H. Performance of Power-Law Processor with Normalization for Random Signals of Unknown Structure / A.H. Nuttall. – Rhode Island, 1997. 95 p.
6. Дворников С. В. Обнаружение сигналов с высоким различием динамики их амплитуд / С.В. Дворников, С.С. Дворников // Информационные технологии. – 2010. – № 2. – С. 56–59.
7. Токарев А. Б. Применение СМОШ – статистик для расчета порога панорамного обнаружения сигналов / А. Б. Токарев // Радиотехника. – 2012. – Вып. 2. – С. 53–59.
8. Kundu D. Statistical signal processing: frequency estimation / D. Kundu, S. Nandi. – 2012. – 141 p.
9. Devore J. Probability and Statistics for Engineering and the Sciences. Eighth edition / J. Devore. – Brooks/Cole, Cengage Learning, 2012. – 776 p.
10. Бугайов М. В. Ітеративний метод виявлення вузькосмугових сигналів на основі аналізу коефіцієнта варіації спектральних оцінок / М.В. Бугайов // Пріоритетні напрямки розвитку телекомунікаційних систем та мереж спеціального призначення. – Київ : ВІПІ. – с. 69–70.

References

- [1] Hippenstiel R. D. (2002) *Detection theory: applications and digital signal processing*, CRC Press LLC, 340 p.
- [2] Kostulev V. I. and Gres I. P. (2015) The statistical analysis of efficiency of detection of random signals against polygaussian noise by means of the generalized energy detector of the first order. *Vestnik VGU. Systems Analysis and Information Technologies*, No. 3, pp. 75-83.

- [3] 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
- [4] Tandra R. and Sahai A. (2008) SNR Walls for Signal Detection. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, Vol. 2, Iss. 1, pp. 4-17. DOI: 10.1109/jstsp.2007.914879
- [5] Nuttall A.H. (1997) *Performance of Power-Law Processor with Normalization for Random Signals of Unknown Structure*. DOI: 10.21236/ada327076
- [6] Dvornikov S.V. and Dvornikov S.S. (2010) Detecting of Signals with Different Ranges of Amplitudes, *Informatsionnyye tekhnologii*, no. 2, pp. 56-59.
- [7] Tokarev A.B. (2012) Use of MeVMaNS-Statistic as a Basis for the Panoramic Detection Threshold Estimation. *Radiotekhnika*, No.12, pp. 53-59.
- [8] Kundu D. and Nandi S. (2012) *Statistical signal processing: frequency estimation*. Springer, 141 p.
- [9] Devore J.L. (1991) Probability and Statistics for Engineering and the Sciences.. *Biometrics*, Vol. 47, Iss. 4, pp. 1638. DOI: 10.2307/2532427
- [10] Buhaiov M.V. (2018) Iterativnyi metod vyivlennia vuzkosmuhovykh syhnaliv na osnovi analizu koeffitsienta variatsii spektralnykh otsinok [An iterative method for narrowband signals detecting based on the analysis of the coefficient of variation of spectral estimates]. *Priority directions for the development of telecommunication systems and networks of special purpose*, Kyiv, pp. 69-70.

Обобщенный энергетический детектор с итеративной обработкой узкополосных сигналов в частотной области

Бугаёв Н. В.

Статья посвящена совершенствованию и исследованию эффективности энергетического детектора узкополосных сигналов на фоне аддитивного шума неизвестной мощности. В работе получены аналитические выражения, описывающие распределение плотности вероятности отсчетов обобщенного энергетического спектра. Показано, что полученные распределения хорошо описывают широкополосный шум, который отличается от гауссового. Для разделения сигнальных и шумовых отсчетов в частотной области предложено использовать решающую статистику в виде среднеквадратичного отклонения обобщенной спектральной плотности мощности. Численно получено пороговое значение решающей статистики для заданной вероятности ложной тревоги в частотной области. Предложен усовершенствованный итеративный алгоритм обнаружения узкополосных сигналов в частотной области. Отличительной особенностью разработанного алгоритма является нормирование вектора частотных отсчетов к сумме его элементов после каждой итерации обработки, которая заключается в рекурсивном расчете значения решающей статистики, сравнении его с пороговым и, в случае превышения порога, отбрасывании максимального частотного отсчета из вектора. Каждый отброшенный отсчет является сигнальным. Данный подход позволит обнаруживать узкополосные сигналы в динамическом

диапазоне, который ограничивается только максимальным уровнем боковых лепестков оконной функции. В ходе исследования алгоритма было установлено, что наиболее высокие показатели качества обнаружения достигаются при значении показателя степени, к которому подносят частотные отсчеты, около 3. Вид оконной функции слабо влияет на вероятность правильного обнаружения и такое влияние уменьшается при увеличении загруженности полосы частот анализа. При этом предложенный детектор сохраняет работоспособность при загруженности полосы частот анализа до 20%, а его рабочие характеристики не хуже, чем для случая известного уровня шума. При отклонении значения показателя степени от 3 алгоритм будет работоспособным при меньшей загруженности полосы частот.

Ключевые слова: решающая статистика; отношение сигнал-шум; узкополосный сигнал; итеративная обработка; порог; обобщенный энергетический детектор

Generalized Energy Detector with Iterative Processing of Narrowband Signals in Frequency Domain

Buhaiov M. V.

The article is devoted to improvement and study of efficiency of the energy detector of narrow-band signals in background of additive noise of unknown power. Analytical expressions describing the probability density distribution of samples of the generalized energy spectrum of noise are obtained. It is shown that the obtained distributions describe well the broadband noise, which differs from the Gaussian one. For the separation of signal and noise samples in the frequency domain, was proposed the decisive statistics in the form of the standard deviation of generalized power spectral density. The threshold value of the decisive statistics for a given probability of false alarm rate in frequency domain was obtained numerically. An iterative algorithm for detecting narrow-band signals in the frequency domain was proposed. A distinctive feature of the developed algorithm is the normalization of the vector of frequency samples to the sum of its elements after each iteration of processing, which consists of recursively calculating the value of decisive statistics, comparing it with the threshold and, if the threshold is exceeded, discarding the maximum frequency sample from the vector. Each dropped sample is signal sample. This approach will allow to detect narrow-band signals in a dynamic range, which is limited only by the maximum level of side lobes of the window function. During the study of the algorithm, it was found that the highest detection quality indicators are achieved when the value of the exponent to which the frequency samples is about 3. The type of window function has little effect on the probability of detection, and this effect decreases with increasing the load on the analysis frequency band. At the same time, the proposed detector remains operable when the analysis frequency band is loaded up to 20%, and its performance is not worse than for the case of a known noise level. If the value of the exponent deviates from 3, the algorithm will be operational with a smaller bandwidth load.

Key words: decisive statistics; signal-to-noise ratio; narrowband signal; iterative processing; threshold; generalized energy detector