

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Спосіб оцінювання достовірності виявлення сигналів на фоні завад

Виконав(ла): студент(ка) 6 курсу, групи РАМ-61
спеціальності

172 Електронні комунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

Сікула В.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник Дедів І.Ю.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Нормоконтроль Хвостівська Л.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри Дунець В.Л.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Рецензент Дозорська О.Ф.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.
(підпис) (прізвище та ініціали)

«26» листопада 2025 р.

**З А В Д А Н Н Я
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття освітнього ступеня магістр

(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Електронні комунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

студенту Сікулі Володимиру Володимировичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Спосіб оцінювання достовірності виявлення сигналів на фоні завад

Керівник роботи Дедів Ірина Юріївна, к.т.н., доцент

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «26» листопада 2025 року № 4/7-1038

2. Термін подання студентом завершеної роботи 11 грудня 2025 року

3. Вихідні дані до роботи Технічне завдання, оцінювання достовірності виявлення сигналів

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Аналітична частина

2. Основна частина

3. Науково-дослідна частина

4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

[illegible]

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Спосіб оцінювання достовірності виявлення сигналів на фоні завад // Кваліфікаційна робота магістра // Сікула Володимир Володимирович // ТНТУ ім. І.Пулюя, ФПТ // Тернопіль, 2025 // с. - 95, рис. - 23, дод. - 2, бібл. - 35.

Ключові слова: ДОСТОВІРНІСТЬ, СИГНАЛ, УЗГОДЖЕНИЙ ФІЛЬТ, ДЕТЕКТОР.

В роботі запропоновано спосіб оцінювання достовірності виявлення сигналів на фоні завад. Розроблено метод виявлення сигналів та реалізовано спосіб оцінювання достовірності такого виявлення. Задача виявлення сигналів вирішується на основі кореляційного методу з використанням узгодженого фільтра та адаптивних порогів типу CFAR. Прийняття рішення про наявність сигналу здійснюється шляхом порівняння отриманої статистики з порогом. Для оцінювання достовірності виявлення на реальних даних, де відсутні точні мітки розташування сигналів, використовується практичний підхід. Локальні максимуми статистики детектора розглядаються як кандидати на наявність корисних подій. Ймовірність правильного виявлення оцінюється як частка таких піків, що перевищили поріг детектора. Результати експериментального дослідження підтвердили ефективність такого підходу.

ANNOTATION

Method for assessing the reliability of signal detection against interference // Sikula V.V. // TNTU, FPT // Ternopil, 2025 // p. - 95, fig. - 23, appl. - 2, bibl. - 35.

Key words: RELIABILITY, SIGNAL, MATCHED FILTER, DETECTOR.

The paper proposes a method for assessing the reliability of signal detection against a background of interference. A method for detecting signals has been developed and a method for assessing the reliability of such detection has been implemented. The problem of signal detection is solved based on the correlation method using a matched filter and adaptive thresholds of the CFAR type. The decision on the presence of a signal is made by comparing the obtained statistics with the threshold. To assess the reliability of detection on real data, where there are no precise location labels for signals, a practical approach is used. Local maxima of the detector statistics are considered as candidates for the presence of useful events. The probability of correct detection is estimated as the proportion of such peaks that exceeded the detector threshold. The results of an experimental study confirmed the effectiveness of this approach.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА.....	10
1.1 Передумови для виявлення радіосигналів.....	10
1.2 Статистичні підходи виявлення радіосигналів.....	10
1.3 Параметричне виявлення сигналів.....	25
1.4 Висновки до розділу 1.....	34
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	35
2.1 Формулювання задачі виявлення сигналу на фоні завад.....	35
2.2 Оптимальне статистичне виявлення.....	35
2.3 Методи оптимального виявлення та оцінювання достовірності.....	36
2.4 Узагальнення методів виявлення сигналів та рекомендації до їхнього застосування.....	43
2.5 Виведення оцінок достовірності виявлення сигналів при застосуванні узгодженого фільтра.....	45
2.6 Висновки до розділу 2.....	52
РОЗДІЛ 3. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА.....	53
3.1 Спосіб визначення ймовірності виявлення сигналів.....	53
3.2 Спосіб адаптивного визначення порога.....	54
3.3 Розробка алгоритму виявлення сигналів.....	57
3.4 Перевірка роботи методу виявлення сигналів та способу оцінювання достовірності виявлення.....	59
3.5 Висновки до розділу 3.....	67
РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	69
4.1 Охорона праці.....	69
4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	71
4.3 Висновки до розділу.....	73

ВИСНОВКИ.....	74
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	76
ДОДАТКИ	

ВСТУП

Актуальність. У сучасних інформаційних, вимірювальних та телекомунікаційних системах корисні сигнали, як правило, спостерігаються в умовах наявності завад різної природи. Такі завади можуть бути зумовлені як внутрішніми шумами апаратури, так і впливом зовнішнього середовища або інших джерел сигналів. У цих умовах задача виявлення сигналів набуває статистичного характеру, а прийняття рішення завжди супроводжується певною ймовірністю помилки.

Просте прийняття рішення про наявність або відсутність сигналу без кількісної оцінки його достовірності є недостатнім для практичного застосування. Тому, що будь-який детектор має ненульові ймовірності хибної тривоги та пропуску виявлення. Без оцінювання цих показників неможливо об'єктивно визначити ефективність алгоритму, порівняти різні методи виявлення або гарантувати заданий рівень надійності роботи системи.

Особливої актуальності задача оцінювання достовірності виявлення набуває в умовах змінного або неоднорідного рівня завад. У реальних системах статистичні характеристики шуму часто є невідомими або змінюються в часі, що робить використання фіксованих порогів виявлення неефективним. Це призводить або до надмірної кількості хибних спрацювань, або до втрати слабких, але важливих сигналів.

Значного поширення набули адаптивні методи виявлення, зокрема алгоритми з постійним рівнем хибних тривог (CFAR). Проте навіть у випадку використання таких методів необхідним залишається емпіричне оцінювання ймовірностей правильного виявлення та хибної тривоги, оскільки реальні умови експлуатації можуть суттєво відрізнятися від прийнятих теоретичних моделей.

Таким чином, задача оцінювання достовірності виявлення сигналів у суміші із завадами є актуальною як з теоретичної, так і з практичної точок

зору. Вона забезпечує обґрунтований вибір алгоритмів і їх параметрів, дозволяє контролювати якість роботи системи в реальних умовах та є складовою сучасних методів обробки сигналів і прийняття рішень.

Мета. Розробка способу оцінювання достовірності виявлення сигналів на фоні завад. **Задачі:**

- аналіз способів виявлення сигналів на фоні завад;
- розроблення способу оцінювання достовірності виявлення сигналів;
- розроблення методу достовірного виявлення сигналів;
- експериментальне дослідження розробленого методу виявлення та способу оцінювання достовірності.

Об'єкт дослідження: процес виявлення сигналів на фоні завад.

Предмет дослідження: спосіб оцінювання достовірності виявлення сигналів.

Наукова новизна. Запропоновано спосіб оцінювання достовірності виявлення сигналів на фоні завад, що ґрунтується на застосуванні узгодженого фільтра та адаптивних порогів під час виявлення сигналів та визначення відношення частки прийнятих рішень про наявність сигналу до кількості потенційних сигналів.

Практичне значення. Розроблений спосіб та програма дають можливість визначення відносної оцінки ефективності роботи детекторів в системах виявлення сигналів.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

1.1 Передумови для виявлення радіосигналів

Приймання радіосигналів завжди супроводжується цілим рядом випадкових факторів. На корисні сигнали впливають зовнішні шуми та перешкоди, а також внутрішні шуми приймачів. Крім того, самі сигнали, що приймаються, флюктуують. У силу цих причин при обробці прийнятих сигналів широко використовуються методи теорії ймовірності та математичної статистики, а сам прийом сигналів, у тому числі їх виявлення, розглядається як статистична задача.

1.2 Статистичні підходи виявлення радіосигналів

Через статистичну природу аналізованої напруги, прийняте рішення має той чи інший ступінь достовірності [1-3].

Для отримання достовірного рішення стосовно прийому сигналів потрібно виконати дві умови. По-перше, має бути відома деяка попередня (апріорна) інформація про склад вихідної напруги приймача. Як апріорна інформація використовуються, наприклад, відомі функції розподілу напруги шуму $W_0(u)$ і напруги суми сигналу і шуму $W_1(u)$. Такою інформацією є форма очікуваного сигналу. По-друге, обробка вихідної напруги та прийняття рішення про наявність чи відсутність сигналу мають бути виконані за певним правилом. Застосування цього правила має максимально збільшити обсяг отриманої (апостеріорної) інформації про склад вихідної напруги. Розглянемо процес отримання такого правила.

Рішення про наявність або відсутність сигналу приймається на підставі спостереження процесу $x(t)$ на вході приймача, який у загальному випадку є сумішшю сигналу і шуму [4]:

$$x(t) = \lambda s(t) + n(t); \quad \lambda = \begin{cases} 1, & S_1; \\ 0, & S_0, \end{cases} \quad (1.1)$$

де $n(t)$ – власний шум приймача; $s(t)$ – корисний сигнал.

Ситуація, коли сигнал у вхідній суміші є ($\lambda = 1$), позначається символом S_1 , ситуація, коли він відсутній ($\lambda = 0$), – символом S_0 .

Власний шум приймача вважаємо нормальним та «білим». Спектральну густину потужності шуму N_0 знаходимо за формулою:

$$P_{ш} = k_{ш} k T_0 \Delta f = N_0 \Delta f, \quad (1.2)$$

де $k_{ш}$ – коефіцієнт шуму приймача; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж·К⁻¹ – постійна Больцмана; T_0 – абсолютна температура приймача; Δf – шумова смуга приймача.

Звідси отримуємо

$$N_0 = k_{ш} k T_0,$$

де N_0 – спектральна густина потужності шуму (одностороння, для позитивних частот).

Енергетичний спектр "білого" шуму представлений на рис. 1.1.

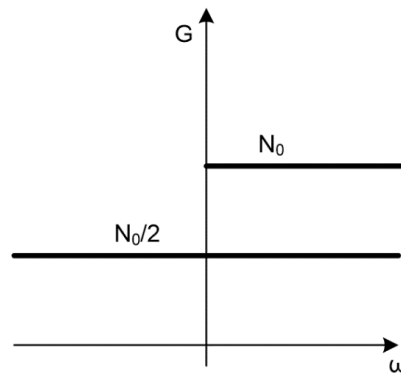


Рис. 1.1. Енергетичний спектр білого шуму

Кореляційна функція такого шуму

$$R(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau), \quad (1.3)$$

де $\delta(\tau)$ – дельта-функція Дірака.

Розглядаючи реалізацію $x(t)$ на інтервалі $0 - T$, слід ухвалити рішення, є сигнал чи його немає.

У практиці радіопередавання на підставі спостереження на деякому інтервалі часу $0 - T$ можна винести одне з трьох рішень [2-4]:

- сигналу немає;
- сигнал є;
- для ухвалення впевненого рішення про наявність або відсутність сигналу слід продовжити спостереження.

При бінарному виявленні сигналу є дві групи подій.

У першу групу входять дві події, які відображають фактичну ситуацію в зоні прийому радіосигналу: сигнал є (подія $A1$) і сигналу немає (подія $A0$). Кожна з цих подій має свою ймовірність появи: $P(A1)$ та $P(A0)$. Ці події становлять повну групу, оскільки $P(A1) + P(A0) = 1$ і несумісні, оскільки в один момент часу може відбуватися лише одна із них.

До другої групи входять дві інші події, які відображають фактичну ситуацію на виході системи обробки після аналізу отриманої напруги та

прийняття рішення: «сигнал є» (подія $A'1$) та «сигналу немає» (подія $A'0$). Імовірності появи цих подій: $P(A'1)$ та $P(A'0)$. Ці події також несумісні та становлять повну групу: $P(A'1)+P(A'0)=1$.

В процесі радіоспостереження в кожному з елементарних об'ємів зони обміну буде мати місце одна з подій першої групи та одна з подій другої групи [3,4]. В результаті в кожному об'ємі виникне один із чотирьох варіантів одночасного настання двох залежних подій. Два з цих варіантів дадуть безпомилкове рішення: $A1$ та $A'1$ – правильне виявлення сигналу та $A0$ та $A'0$ – правильне невиявлення сигналу. І два варіанти дадуть помилкові рішення: $A1$ та $A'0$ – пропуск сигналу та $A0$ та $A'1$ – помилкова тривога. Помилкові варіанти з'являться завдяки статистичному (шумовому) характеру вихідної напруги приймача, що не дозволяє отримувати достовірну інформацію.

Відомо, що ймовірність одночасного настання двох сумісних та залежних подій $P(A_n+A'_k)$ визначається за правилом множення ймовірностей.

$$P(A_n + A'_k) = P(A_n) \cdot P(A'_k / A_n)$$

Умовна ймовірність помилкової тривоги (за умови, що сигналу немає), тобто ймовірність того, що напруга шуму $u(t)$ перевищить деяке граничне значення u_0 дорівнюватиме:

$$P(A'_1 / A_0) = P[u(t) \geq u_0] = \int_{u_0}^{\infty} W_0(u) du$$

Тоді ймовірність помилкової тривоги:

$$P(A_0 + A'_1) = P(A_0) \cdot P(A'_1 / A_0) = P(A_0) \int_{u_0}^{\infty} W_0(u) du$$

Умовна ймовірність пропуску сигналу (за умови, що сигнал є), тобто ймовірність того, що напруга суми сигналу та шуму не перевищить рівень u_0 , дорівнюватиме:

$$P(A'_0 / A_1) = P[u(t) \leq u_0] = \int_0^{u_0} W_1(u) du.$$

Тоді ймовірність пропуску сигналу:

$$P(A_1 + A'_0) = P(A_1) \cdot P(A'_0 / A_1) = P(A_1) \int_0^{u_0} W_1(u) du.$$

Події $(A_0 + A'_1)$ та $(A_1 + A'_0)$ несумісні. Тоді ймовірність прийняття одного з двох помилкових рішень відповідно до правила складання ймовірностей дорівнюватиме:

$$\begin{aligned} P[(A_0 + A'_1) \text{ или } (A_1 + A'_0)] &= P(A_0 + A'_1) + P(A_1 + A'_0) = \\ &= P(A_0) \int_{u_0}^{\infty} W_0(u) du + P(A_1) \int_0^{u_0} W_1(u) du \end{aligned}$$

Якщо змінити межі інтегралів, цей вираз можна подати також у такому вигляді:

$$P[(A_0 + A'_1) \text{ или } (A_1 + A'_0)] = 1 - \left[P(A_0) \int_0^{u_0} W_0(u) du + P(A_1) \int_{u_0}^{\infty} W_1(u) du \right].$$

Ймовірність прийняття правильного рішення дорівнюватиме:

$$P[(A_0 + A'_0) \text{ или } (A_1 + A'_1)] = 1 - P[(A_0 + A'_1) \text{ или } (A_1 + A'_0)] =$$

$$= P(A_0) \int_0^{u_0} W_0(u) du + P(A_1) \int_{u_0}^{\infty} W_1(u) du.$$

Для пошуку оптимального рівня порога u_0 необхідно визначити його значення, при якому вірогідність правильного рішення буде максимальною [3,4]. Для цього обчислимо похідну:

$$\frac{dP[(A_0 + A'_0) + (A_1 + A'_1)]}{du_0}$$

та прирівняємо її нулю. В результаті отримаємо:

$$P(A_0)W_0(u_0) = P(A_1)W_1(u_0)$$

або

$$\frac{W_1(u_0)}{W_0(u_0)} = \frac{P(A_0)}{P(A_1)}.$$

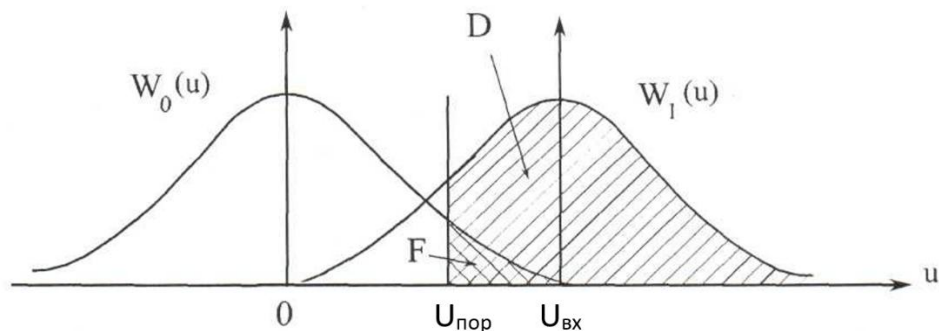


Рис. 1.2. Функції розподілу шуму $W_0(u)$ та суми сигналу та шуму $W_1(u)$

На рис. 1.2 наведено функції розподілу шуму $W_0(u)$ та суми сигналу та шуму $W_1(u)$. З рисунка видно, що рівень порога u_0 має бути тим вищим, чим більше амплітуда сигналу. При $P(A_0)=P(A_1)=0,5$ оптимальний рівень порога

визначається точкою перетину функцій розподілу $W_0(u)$ та $W_1(u)$. Для ухвалення рішення про наявність сигналу необхідно, щоб:

$$\frac{W_1(u)}{W_0(u)} \geq \frac{P(A_0)}{P(A_1)}.$$

При зворотній нерівності приймається рішення про відсутність сигналу.

Ця нерівність справедлива для значення напруги шуму або суміші сигналу та шуму в один момент часу і тому до нього входять одновимірні функції розподілу W_0 та W_1 . Її можна поширити на випадок, коли рішення приймається за n відліками цієї напруги, отриманими в інтервалі спостереження. Відліки можуть бути взяті або по ансамблю реалізацій в один момент часу або з однієї реалізації в різні моменти часу:

$$\frac{W_1(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)}{W_0(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)} \geq \frac{P(A_0)}{P(A_1)}.$$

У цьому випадку функції розподілу W_0 та W_1 стають багатовимірними.

Отриманий статистичний критерій є найпростішим. Він називається критерієм ідеального спостерігача. Її основний недолік – відсутність практично апріорних ймовірностей наявності $P(A_1)$ чи відсутності $P(A_0)$ сигналу в зоні спостереження. Крім того, критерій ідеального спостерігача не враховує наслідків хибних рішень.

Для усунення цього недоліку в рівняння для оцінки ймовірності помилкового рішення вводяться вагові коефіцієнти B і C , що характеризують втрати, пов'язані з помилковою тривоною і пропуском сигналу:

$$P[(A_0+A'_1) \text{ або } (A_1+A'_0)] = B \cdot P(A_0+A'_1) + C \cdot P(A_1+A'_0).$$

У цьому випадку для ухвалення рішення про наявність сигналу необхідне виконання нерівності:

$$\frac{W_1(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)}{W_0(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)} \geq \frac{B \cdot P(A_0)}{C \cdot P(A_1)}$$

Цей статистичний критерій називається критерієм мінімального ризику. Його використання ускладнене практично не тільки відсутністю апіорних ймовірностей $P(A_1)$ і $P(A_0)$, а й відсутністю апіорних оцінок важливості вагових коефіцієнтів B і C . Цей критерій, як і критерій ідеального спостерігача, належить до так званих байєсівських критеріїв.

Ще одним поширеним критерієм є критерій максимальної правдоподібності.

Наведена вище функція розподілу випадкових значень напруги на виході приймача $W(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)$ називається функцією правдоподібності. Існує метод максимальної правдоподібності, що дозволяє знаходити максимум цієї функції. Для цього похідна функції правдоподібності за сигналом, що шукається, дорівнює нулю. Вирішення отриманого рівняння дозволяє знайти максимально правдоподібну оцінку значення сигналу. Так, наприклад, якщо випадкові напруги на виході приймача $u_1, u_2, u_3, \dots, u_n$ розподілені за нормальним законом, то ця оцінка збігається з їх середнім значенням. Метод дозволяє отримати оцінки з найменшим (щодо інших методів) значенням дисперсії [3,4]. Такі оцінки називають ефективними. Таким чином, критерієм оптимальності процедури, що здійснюється методом максимальної правдоподібності, є ефективність оцінки. При використанні критерію максимальної правдоподібності рішення про наявність сигналу приймається в тому разі, коли функція правдоподібності W_1 перевищує функцію правдоподібності W_0 :

$$\frac{W_1(u_1, u_2, u_3, \dots u_n)}{W_0(u_1, u_2, u_3, \dots u_n)} \geq 1.$$

Як зазначалося вище, деякі апіорні ймовірності, необхідні для прийняття рішення про наявність сигналу, практично невідомі. Тому найбільш широко використовується ще один критерій, який не залежить від цих ймовірностей. Це критерій Неймана-Пірсона, який забезпечує максимальну ймовірність правильного виявлення $P(A1+A'1)$ (надалі позначається D) при заданій ймовірності помилкової тривоги $P(A0+A'1)$ (надалі позначається F). Відповідно до цього критерію величина порога u_0 у правій частині відношення правдоподібності вибирається із заданої умовної ймовірності хибної тривоги:

$$P[u(t) \geq u_0] = \int_{u_0}^{\infty} W_0(u) du.$$

Таким чином, вирішення задачі виявлення сигналу в більшості випадків зводиться до обчислення відношення:

$$\Lambda = \frac{W_1(u_1, u_2, u_3, \dots u_n)}{W_0(u_1, u_2, u_3, \dots u_n)}, \quad (1.4)$$

яке називається відношенням правдоподібності. Рішення про наявність сигналу приймається в тому разі, коли це відношення перевищує певний фіксований рівень u_0 , встановлений заздалегідь залежно від прийнятого критерію.

Обчислення відношення правдоподібності дозволяє сформувати структурну схему оптимального приймача.

Традиційні методи оптимального виявлення сигналів використовують як апіорну інформацію функцію розподілу ймовірностей напруги шуму на виході приймача. Цей шум зазвичай апроксимується так званим «білим

шумом», що має рівномірну спектральну щільність потужності N_0 , (Вт/Гц) у смузі частот приймача Δf і нормальну функцію розподілу напруги в часі:

$$W_0(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right). \quad (1.5)$$

Ця функція розподілу має нульове середнє значення та дисперсію $\sigma^2 = N_0 \cdot \Delta f$. Відліки напруги шуму, що віддаляються один від одного на інтервал $\Delta t = 1/2\Delta f$, є статистично незалежними. Тоді функція правдоподібності для N відліків напруги шуму є добутком N співмножників:

$$W_0(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n) = \prod_{i=1}^n W_0(u_i) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\right)^n \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n u_i^2\right). \quad (1.6)$$

Функція розподілу суми сигналу та шуму залежить від структури сигналу [1-5]. Для розуміння загальних закономірностей оптимальної обробки традиційної теорії зазвичай використовується гіпотетичний сигнал, параметри якого повністю відомі крім часу його приходу. У цьому випадку функція розподілу суми сигналу та шуму відрізняється від функції розподілу шуму тільки тим, що середнє значення цієї суми буде відмінне від нуля і дорівнюватиме амплітуді сигналу s :

$$W_1(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(u-s)^2}{2\sigma^2}\right). \quad (1.7)$$

Функція правдоподібності суми сигналу і шуму дорівнюватиме:

$$W_1(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n) = \prod_{i=1}^n W_1(u_i) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\right)^n \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n (u_i - s_i)^2\right).$$

Тоді відношення правдоподібності для повністю відомого сигналу буде рівним:

$$\Lambda = \frac{W_1(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)}{W_0(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n)} = \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n s_i^2\right) \cdot \exp\left(-\frac{2}{\sigma^2} \sum_{i=1}^n u_i s_i\right).$$

Враховуючи, що $\sigma^2 = N_0 \cdot \Delta f$, а $\Delta t = 1/2\Delta f$ можемо записати: $1/\sigma^2 = 2 \cdot \Delta t / N_0$.

Тоді:

$$\Lambda = \exp\left(-\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^n s_i^2 \Delta t\right) \cdot \exp\left(\frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^n u_i s_i \Delta t\right).$$

Далі в традиційній теорії зазвичай проводиться перехід до межі при $\Delta t \rightarrow 0$. Однак слід пам'ятати, що при цьому $\Delta f \rightarrow \infty$, а, отже, і $\sigma^2 \rightarrow \infty$, тобто потужність шуму стає нескінченно великою. Це дозволяє перейти від підсумовування до інтегрування на відрізок часу від 0 до T, де розташовуються випадкові значення напруги на виході приймача $u_1, u_2, u_3, \dots, u_n$:

$$\Lambda = \exp\left(-\frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt\right) \cdot \exp\left(\frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) \cdot s(t) dt\right). \quad (1.8)$$

Щоб позбутися експонентів у цьому виразі та спростити структурну схему оптимального приймача замість величини Λ обчислюють її логарифм:

$$\ln \Lambda = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) \cdot s(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt. \quad (1.9)$$

Другий доданок (1.9) є відношенням енергії сигналу до спектральної щільності потужності шуму і не залежить від вихідної напруги приймача $u(t)$. Для відомого сигналу та заданої щільності потужності шуму цей доданок є постійною величиною, яка може бути врахована при виборі порога u_0 (або включена до його складу) [2-5]. Таким чином, для отримання оптимального алгоритму виявлення сигналу необхідно обчислити інтеграл

$$\frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) \cdot s(t) dt$$

та порівняти отриману величину з порогом.

Це кореляційний інтеграл, який визначає ступінь зв'язку між сигналом $s(t)$ та вихідною напругою приймача $u(t)$. Можна сміливо сказати, що цей інтеграл показує «скільки» очікуваного сигналу міститься у прийнятій напрузі. Очевидно, що знання очікуваного сигналу при цьому методі виявлення є важливою апіорною інформацією.

Схема класичної кореляційної обробки [4], що реалізує цей інтеграл, наведена на рис. 1.3.

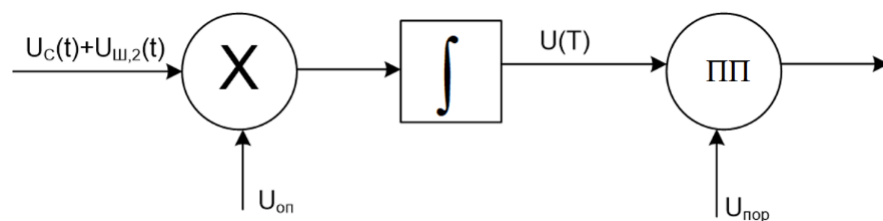


Рис. 1.3. Схема класичної кореляційної обробки

Зі схеми видно, що в процесі обробки бере участь два сигнали: опорний, в якості якого зазвичай використовується сигнал, що випромінюється передавачем, і сигнал, який надходить до корелятора з приймача в суміші з шумом. У зв'язку з цим уточнимо деякі позначення:

- $u_{оп}(t)$ – напруга опорного сигналу;

- $u_c(t)$ – напруга прийнятого сигналу;
- $u_{ш}(t)$ – напруга шуму;
- $u(T)$ – напруга на виході корелятора в кінці періоду накопичення T .

З урахуванням цих позначень напруга на виході корелятора має вигляд:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t) u_{оп}(t) dt \quad (1.10)$$

Сигнал вважається виявленим, якщо $u(T) > u_0$.

Вихідна напруга приймача $u(t)$ є вхідною напругою корелятора. Залежно від ситуації ця напруга дорівнюватиме:

- $u(t) = u_{ш}(t)$ – без прийнятого сигналу;
- $u(t) = u_c(t) + u_{ш}(t)$ – за наявності прийнятого сигналу.

Розглянемо ці ситуації. Коли прийнятий сигнал відсутній, кореляційний інтеграл набуває вигляду:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u_{ш}(t) u_{оп}(t) dt \quad (1.11)$$

Фактично, цей інтеграл показує зміни функції розподілу шуму при його проходженні через каскади корелятора. Для процедури виявлення сигналу це дуже важливе питання. Справа в тому, що без корисного сигналу функція розподілу шуму на виході корелятора визначає величину порога u_0 . Якщо, наприклад, дисперсія шуму на виході корелятора з якоїсь причини змінюється, для підтримки постійного рівня помилкових тривог (за критерієм Неймана-Пірсона) необхідно змінювати величину порога. Розглянемо, від чого залежить дисперсія шуму в цьому разі.

Напруга шуму на вході корелятора має нормальний розподіл. При проходженні шуму через елементи корелятора нормальний характер розподілу зберігається. Середнє значення цього розподілу залишається нульовим. Однак

його дисперсія відрізнятиметься від дисперсії на вході. На її зміну впливає кілька причин. По-перше, у процесі роботи може змінитися спектральна густина потужності N_0 , що призведе до зміни дисперсії шуму. По-друге, через перемноження напруги шуму з опорним сигналом дисперсія шуму збільшуватиметься пропорційно енергії E цього сигналу.

Щоб зі збільшенням дисперсії шуму зберегти постійний рівень помилкових тривог, потрібно підвищувати величину порога u_0 . Проте, щоб зберегти задану ймовірність правильного виявлення, необхідно збільшити відношення сигнал-шум, тобто збільшити енергію корисного сигналу.

На практиці вживаються заходи щодо стабілізації рівня порога (стабілізації рівня хибних тривог). З цією метою напруги шуму та опорного сигналу нормуються, тобто діляться на $\frac{1}{\sqrt{N_0}}$ і $\frac{1}{\sqrt{E}}$ відповідно. При цьому значення порога u_0 залишатиметься постійним. Однак для збереження заданої ймовірності правильного виявлення відношення сигнал-шум все одно необхідно збільшувати.

У загальному випадку дисперсія напруги шуму на виході корелятора залежить також від часу інтегрування T . Однак, при узгодженні лінії приймача з тривалістю сигналу, що інтегрується, ця залежність відсутня [4,5].

Коли корисний сигнал є у вхідній напрузі корелятора, то кореляційний інтеграл набуває вигляду:

$$u(T) = \frac{2}{N_0} \left[\int_0^T u_{\text{оп}}(t) u_c(t) dt + \int_0^T u_{\text{оп}}(t) u_{\text{ш}}(t) dt \right].$$

Перший інтеграл у виразі визначає ненульове середнє значення функції розподілу $W_1(u)$. Другий інтеграл визначає дисперсію цієї функції, яка буде такою ж, як і у функції $W_0(u)$ без корисного сигналу.

Ймовірність помилкової тривоги дорівнює:

$$F = \int_{u_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) du, \quad (1.12)$$

а вірогідність правильного виявлення:

$$D = \int_{u_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp\left(-\frac{(u-s)^2}{2\sigma^2}\right) du. \quad (1.13)$$

Використовуючи інтеграл ймовірностей:

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du, \quad (1.14)$$

можна переписати:

$$F = 1 - \Phi(u_0), \quad D = 1 - \Phi\left(u_0 - \sqrt{\frac{2s}{N_0}}\right). \quad (1.15)$$

За допомогою цих формул будуються характеристики виявлення, тобто залежності правильного виявлення D від відношення сигнал-шум s/N_0 при фіксованій ймовірності помилкової тривоги F (рис. 1.4). Наведені залежності побудовані для повністю відомого сигналу і тому є найкращими серед характеристик виявлення, побудованих для будь-яких інших видів сигналів. У зв'язку з цим надалі ці показники застосовуються, як еталонні.

На рис.1.5 зображено характеристики виявлення сигналу з випадковою початковою фазою.

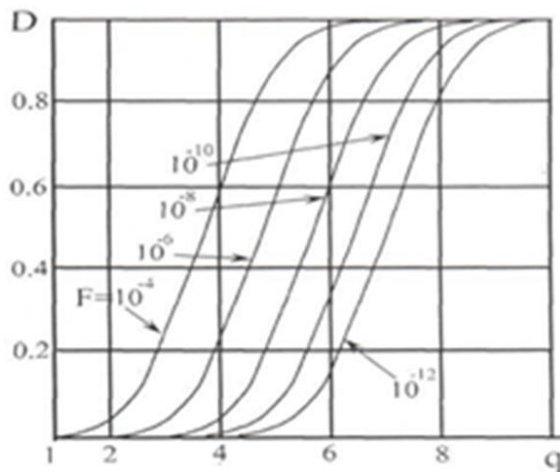


Рис. 1.4. Характеристики
виявлення класичного корелятора
для повністю відомого сигналу

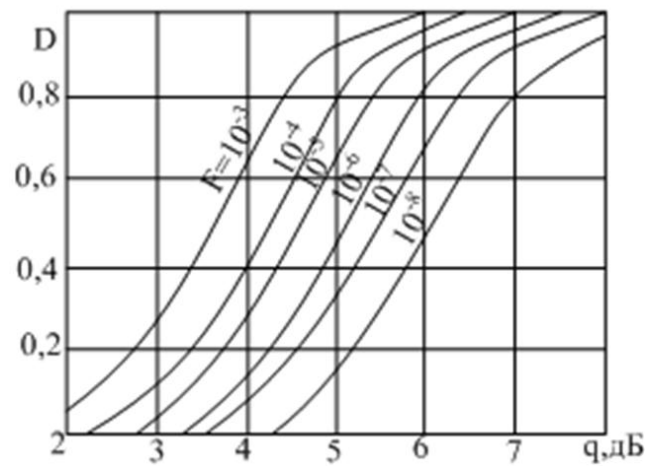


Рис. 1.5. Характеристики виявлення
сигналу із випадковою початковою
фазою

1.3 Параметричне виявлення сигналів

1.3.1 Виявлення детермінованого сигналу на фоні білого шуму.

Детермінований сигнал, інакше кажучи, сигнал із наперед відомими параметрами, являє собою апіорі відому функцію часу $S(t)$. Така модель означає, що відомі його форма, амплітуда, часове розміщення тощо [6].

Модель ідеалізована та використовується як найпростіша при теоретичному дослідженні завдання виявлення. Виявник повинен видати рішення про наявність або відсутність сигналу. Охарактеризуємо його деякою вирішальною функцією, яка в залежності від результату аналізу сигналу, що надходить на приймач, може приймати одне з двох значень: 0 або 1 (сигналу немає або він є). Оптимальний алгоритм виявлення повністю відомого сигналу визначається так:

$$Z = \int_0^t y(t) S(t) dt \geq U_0, \quad (1.16)$$

де Z – взаємна кореляційна функція; $y(t)$ – сигнал, що приймається; $S(t)$ – очікуваний сигнал; U_0 – поріг виявлення.

Структурні схеми виявників зображено на рис. 1.6.

Характеристика порогового пристрою зображена на рис. 1.7, а на рис. 1.8 зображені діаграми напруг у кореляційному виявнику.

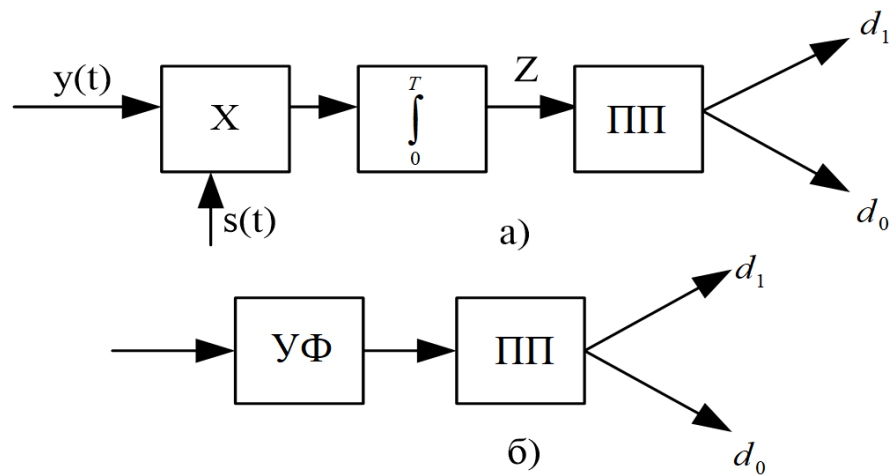


Рис. 1.6. Кореляційна (а) та фільтрова (б) схеми виявників детермінованого сигналу

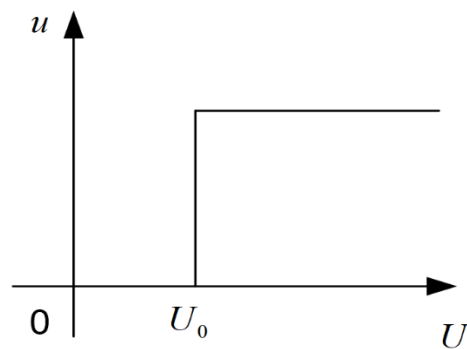


Рис. 1.7. Характеристика порогового пристрою

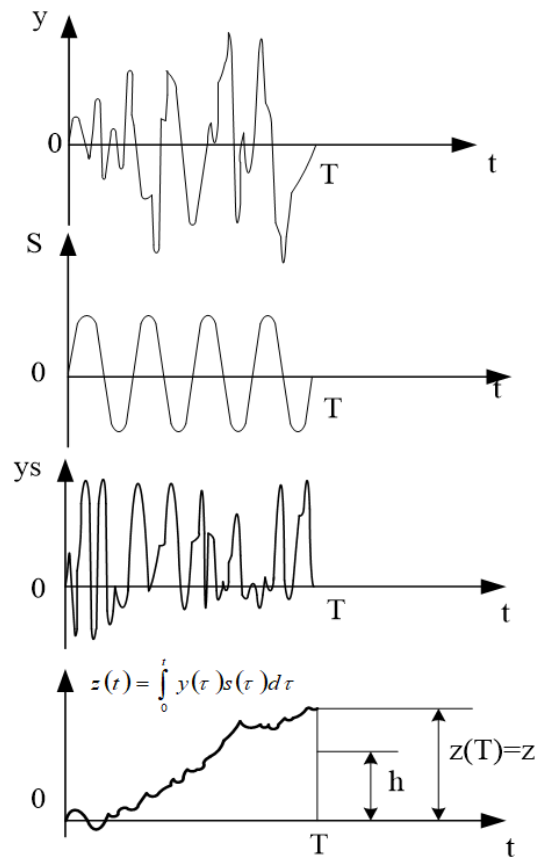


Рис. 1.8. Часові діаграми напруг в кореляційному виявнику

1.3.2 Виявлення сигналу з випадковою початковою фазою.

Насправді початкова фаза сигналу часто заздалегідь невідома. Тому великий практичний інтерес становить оптимальне виявлення такого сигналу

$$U(t, \varphi) = U_m \cdot \cos(\omega t + \varphi),$$

де φ – довільна початкова фаза.

Схеми виявників зображені на рис. 1.9 а, б. Оптимальний кореляційний виявник є кореляційною схемою з двома квадратурними каналами. Наявність двох каналів зумовлена незнанням початкової фази сигналу. Якщо корисний сигнал виявляється зсунутим по фазі відносно опорного коливання в одному з каналів на 90° то збільшення напруги на виході інтегратора в цьому каналі не буде. Однак в іншому каналі відповідне збільшення буде максимальним [7].

При цьому при двох квадратурних каналах результат обробки z_0 не залежить від справжнього значення початкової фази сигналу.

Схема оптимального виявника може бути також у фільтровому варіанті (рис. 1.9, б). Дійсно, величина z_0 , яку повинен формувати виявник, є огибаючою коливання z_0 , інакше кажучи, огибаюча кореляційного інтеграла z . Це коливання можна сформувати, пропустивши спостережуваний процес $y(t)$ через фільтр, узгоджений із сигналом $s(\varphi, t)$, тобто має імпульсну характеристику виду $h(t) = s(\varphi, T-t)$ (тут φ – фіксована величина). Відзначимо, що оскільки результат обробки z_0 не залежить від значення початкової фази φ , то її при реалізації фільтра можна брати будь-якою, зокрема можна прийняти $\varphi = 0$. Огибаюча $z_0(t)$ коливання $z(t)$ на виході узгодженого фільтра (УФ) виділяється амплітудним детектором (АД), при цьому результат детектування подається на пороговий пристрій.

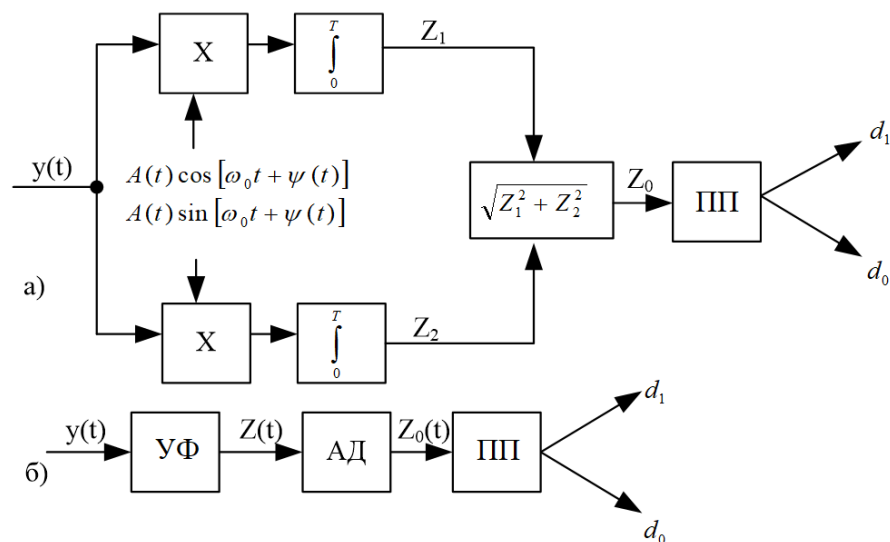


Рис. 1.9. Кореляційна (а) і фільтрова (б) структурні схеми оптимальних виявників сигналу із випадковою початковою фазою

1.3.3 Виявлення сигналу з випадковими амплітудою та початковою фазою.

Якщо випадкова не тільки початкова фаза, а й амплітуда, структура оптимального виявника буде аналогічна до попередньої (рис.1.9). Однак слід

мати на увазі те, що в даному випадку корелятори керуються квадратурними коливаннями з усередненої огибаючої сигналу.

Сигнальні компоненти на виході кореляторів у даному випадку визначаються таким чином:

$$Z1 = U_{cp} A \cos \varphi,$$

$$Z2 = U_{cp} A \sin \varphi,$$

де U_{cp} - постійна середня напруга при нульовій початковій фазі; A – випадкова відносна амплітуда; φ – випадкова початкова фаза.

Зі статистичної радіотехніки відомо, що миттєві значення коливань $Z1 = U_{cp} A \cos \varphi$ і $Z2 = U_{cp} A \sin \varphi$, амплітуда A яких розподілена за законом Релея, а початкова фаза φ за рівномірним законом мають гаусівський розподіл. Тому сигнальні компоненти є нормальними, незалежними, випадковими величинами. Таким чином, сигнал з випадковими амплітудою та початковою фазою можна розглядати як результат спотворення точно відомого сигналу гаусівським шумом, а виявлення такого сигналу можна вважати як виявлення точно відомого сигналу при спільній дії шумів.

Для виявлення сигналу з випадковими амплітудою та початковою фазою потрібне значно більше граничне відношення сигнал-шум, ніж при виявленні сигналу з відомою амплітудою. Це ілюструє те, що незнання параметрів сигналу потребує збільшення енергії сигналу для забезпечення заданих показників якості виявлення.

1.3.4 Оптимальне виявлення когерентної пачки радіоімпульсів [4-6].

Розрізняють когерентну та некогерентну пачки радіоімпульсів. Якщо початкові фази високочастотного заповнення радіоімпульсів пов'язані між собою детермінованою залежністю, то пачка називається когерентною; якщо початкові фази від імпульсу до імпульсу змінюються випадковим чином – некогерентною.

Когерентність випромінюваних радіоімпульсів забезпечується відповідною побудовою передавача, наприклад, за схемою: високостабільний генератор - імпульсний модулятор - підсилювач потужності. Однак когерентність випромінюваних коливань ще не є достатньою умовою когерентності радіоімпульсів, що приймаються. Для її збереження потрібно, щоб при поширенні радіохвиль у середовищі зсув фаз був однаковий для всіх радіоімпульсів, при умові $\tau_{к\text{ фл}} > \tau_{п}$, де $\tau_{к\text{ фл}}$ – інтервал кореляції флуктуації радіоімпульсів, що приймаються.

Когерентна пачка радіоімпульсів може відноситися до класу детермінованих або квазидетермінованих сигналів, при цьому можливі моделі когерентної пачки з повністю відомими параметрами, випадковою початковою фазою, випадковими початковими фазами і амплітудою, а також з випадковим часом і зміщенням частоти.

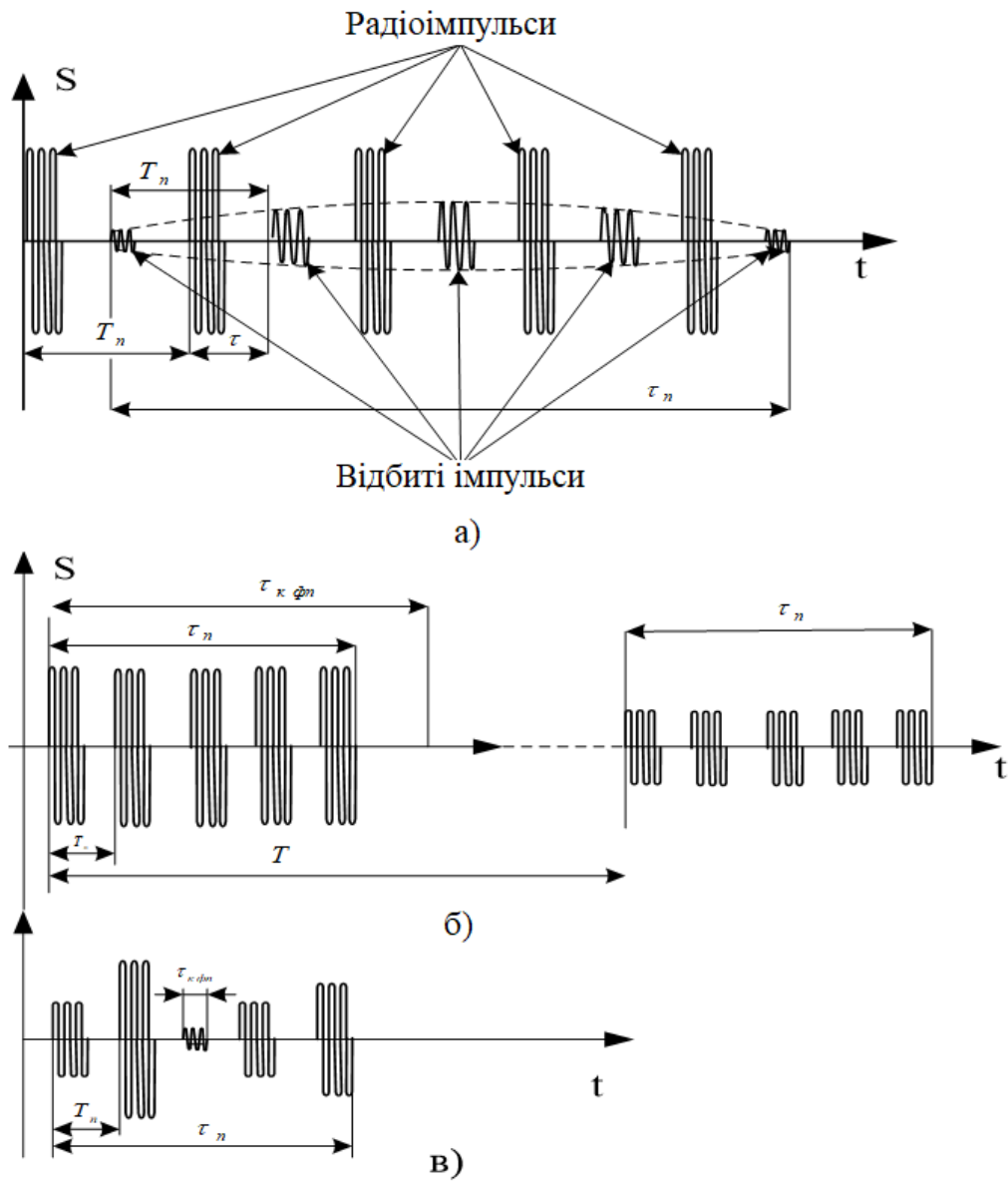
На рис. 1.10 зображено різні пачки радіоімпульсів.

Узгоджений фільтр для пачки когерентних радіоімпульсів можна подати у вигляді послідовного з'єднання узгодженого фільтра для одиночного радіоімпульсу УФ1 та синхронного накопичувача СН (рис.1.11 а). Останній виконується як лінії затримки з відводами (рис. 1.12). Вагові коефіцієнти x_i пропорційні амплітудам імпульсів пачки. Якщо обвідна пачки прямокутна, то вагові коефіцієнти однакові і їх вводити не потрібно.

Технічна реалізація синхронного накопичувача на радіочастоті досить складна через жорсткі вимоги до стабільності параметрів лінії затримки та точності розташування відводів.

Більш прийнятна схема виявника з двома квадратурними каналами (рис.1.11 б), в якій синхронне накопичення здійснюється на відеочастоті завдяки синхронному детектуванню радіосигналу в квадратурних каналах за допомогою фазових детекторів (ФД). У цьому випадку втрати інформації немає. Частота ω_0 опорних коливань збігається з частотою заповнення радіоімпульсів на виході УФ1, а фаза ϕ_1 повинна змінюватися від одного

періоду прямування імпульсів до іншого відповідно до набігу фази імпульсів, що приймаються на час T_n .



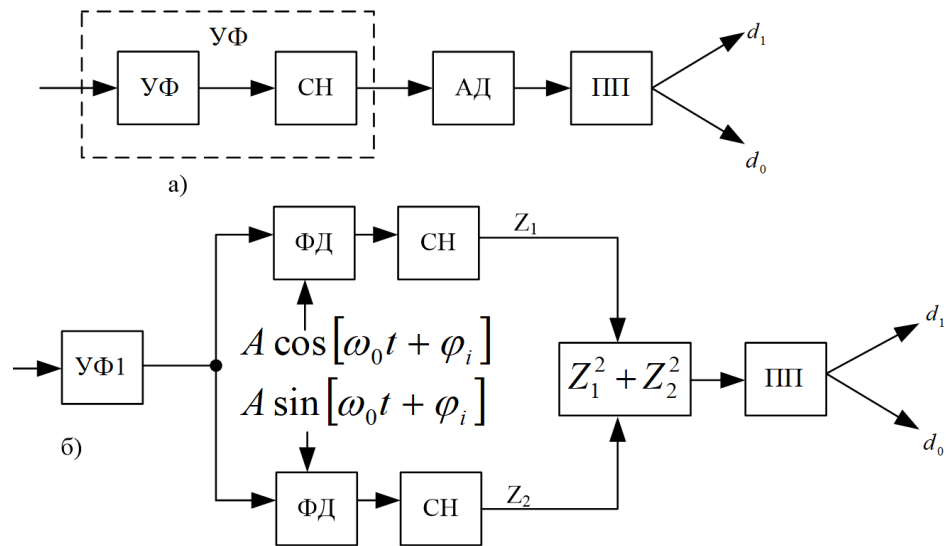


Рис. 1.11. Фільтрова (а) та фільтраційно-кореляційна (б) структурні схеми оптимальних виявників когерентної пачки радіоімпульсів із випадковою початковою фазою

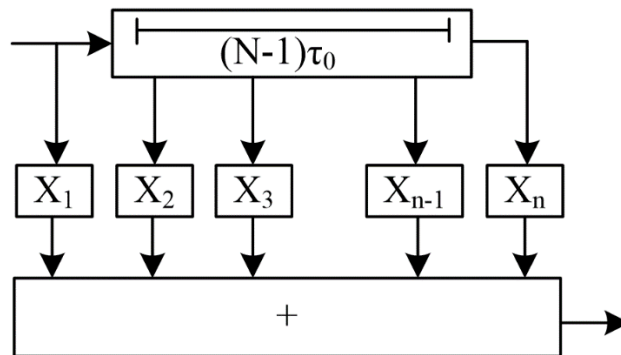


Рис. 1.12. Структурна схема синхронного накопичувача

У схемі на рис. 1.11, б здійснюється фільтрова і потім кореляційна (по початковій фазі) обробки сигналу. Можливе інше поєднання кореляційної та фільтрової обробки.

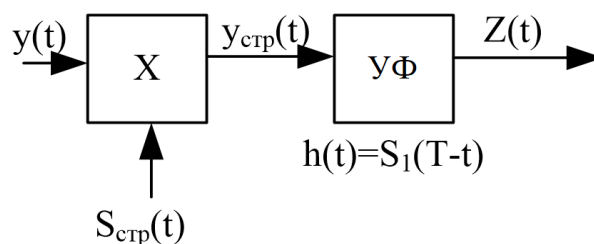


Рис. 1.13. Структурна схема кореляційно-фільтрової обробки

У кореляційно-фільтровій схемі (рис. 1.13) накопичення відбувається не на відеочастоті, а на радіочастоті. При цьому відпадає потреба в квадратурних каналах і досить складних накопичувачах з багатовідвідними лініями затримки.

Вихід схеми на рис. 1.13 підключається через амплітудний детектор до порогового пристрою. Однак у цій схемі без втрат обробляються лише імпульси, які збігаються у часі зі стробуючими $S_{стр}(t)$, тобто кореляційно-фільтровій обробці на відміну від фільтрової не властива інваріантність на час запізнення сигналу. Тому при кореляційно-фільтровій обробці пачки з невідомим часом запізнення буде потрібна багатоканальна система. У той же час у фільтровому виявнику (рис. 1.11, а), а також у фільтраційно-кореляційному (рис. 1.11, б) можна обмежитися одним каналом дальності.

1.3.5 Оптимальне виявлення некогерентної пачки радіоімпульсів [4-6].

У некогерентній пачці початкові фази височастотного заповнення радіоімпульсів змінюються випадковим чином. Оптимальний виявник радіоімпульсів (рис. 1.14) включає узгоджений з одиночним радіоімпульсом фільтр УФ і синхронний (ваговий) накопичувач СН, що розділені амплітудним детектором АД.

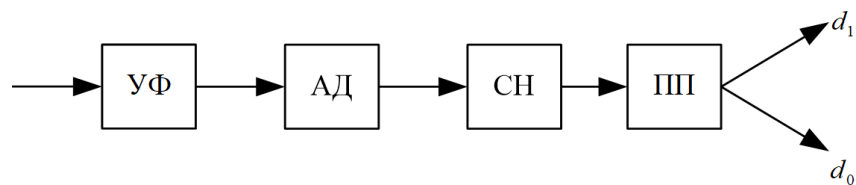


Рис. 1.14. Структурна схема оптимального виявника некогерентної пачки радіоімпульсів

Необхідність поділу пояснюється тим, що початкові фази кожного радіоімпульсу невідомі, тому когерентне накопичення імпульсів неможливе.

На практиці оптимальний фільтр УФ замінюється квазіоптимальним смуговим фільтром зі смугою пропускання $\Delta f = k / \tau_u$ (τ_u – тривалість

імпульсу). Значення коефіцієнта k , при якому забезпечується максимальне відношення сигнал-шум на виході квазіоптимального фільтра, дорівнює 1,37 для прямокутного імпульсу і прямокутною частотною характеристикою фільтра; при використанні квазіоптимального фільтра резонансного підсилювача значення k змінюється від 0,4 для однокаскадного підсилювача до 0,67 для п'ятикаскадного.

Оптимальна характеристика амплітудного детектора лінійна при великому відношенні сигнал-шум і квадратична при малому відношенні сигнал-шум.

Післядетекторний синхронний накопичувач може бути виконаний у вигляді затримки лінії з відведеннями. Синхронність накопичення забезпечується рівністю часу затримки між відведеннями. Проте технічна реалізація такого накопичувача за великої кількості імпульсів у пачці є дуже складною. І тут використовується рециркулятор.

1.4 Висновки до розділу 1

Розглянуто статистичні підходи до задачі виявлення радіосигналів. Зокрема розглянуто методи параметричного та непараметричного виявлення сигналів. Встановлено, що основними якісними показниками виявлення є умовні достовірності правильного виявлення сигналів та помилкової тривоги.

РОЗДІЛ 2

ОСНОВНА ЧАСТИНА

2.1 Формулювання задачі виявлення сигналу на фоні завад

Відповідно до описаних в першому розділі підходів, в найпростішому випадку задача формулюється як статистична перевірка двох гіпотез:

- H_0 – немає сигналу:

$x(t) = n(t)$ - на вході тільки завадовий процес (шум, перешкоди).

- H_1 – є сигнал:

$x(t) = s(t) + n(t)$ – сигнал $s(t)$ спотворений завадою $n(t)$

Ми спостерігаємо $x(t)$ протягом інтервалу $[0, T]$ і повинні вирішити, яка гіпотеза істинна, порівнюючи деяку статистику $T(x)$ з порогом γ :

- якщо $T(x) > \gamma$ – приймаємо H_1 (сигнал є);

- якщо $T(x) \leq \gamma$ – приймаємо H_0 (сигналу немає). Важливі показники

якості:

- P_D – ймовірність виявлення (прийняти H_1 коли сигнал справді є);

- P_{FA} – ймовірність хибної тривоги (прийняти H_1 коли сигналу немає);

- **SNR** – відношення сигнал/шум на вході/виході. Більшість методів

виявлення – це різні варіанти вибору статистики $T(x)$ і порогу γ з урахуванням того, що ми знаємо/не знаємо про сигнал і завади.

2.2 Оптимальне статистичне виявлення

Якщо нам відомі статистичні моделі сигналу й завад, застосовують критерій Неймана-Пірсона. При цьому формується відношення правдоподібностей:

$$\Lambda(x) = \frac{p(x|H_1)}{p(x|H_0)}$$

або логарифм:

$$\ln \Lambda(x) \underset{H_0}{\geq} \ln \gamma$$

Де $p(x|H_i)$ – щільність ймовірності спостережуваних даних при гіпотезі H_i .

Це оптимальний детектор в сенсі максимізації P_D при заданій P_{FA} . В загальному випадку це теорія, а на практиці вона реалізується як:

- узгоджений фільтр,
- кореляційний приймач,
- енергетичний детектор,

залежно від того, що саме відомо про сигнал і завади.

2.3 Методи оптимального виявлення та оцінювання достовірності

2.3.1 Узгоджений фільтр

Розглянемо модель узгоджуючого фільтра. Нехай сигнал детермінований, відомої форми $s(t)$, а завада – адитивний білий гаусівський шум (AWGN) з спектральною густиною $N_0/2$:

$$x(t) = s(t) + n(t)$$

На виході лінійного фільтра з імпульсною характеристикою $h(t)$ отримуємо:

$$y(t) = (x * h)(t) = \int_0^T x(\tau)h(t - \tau) d\tau$$

Рішення приймається в певний момент $t = T$: якщо $y(T) > \gamma$ – сигнал є.
Оптимальний фільтр максимізує відношення сигнал/шум на виході:

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \frac{|\int_0^T s(\tau)h(T-\tau)d\tau|^2}{N_0 \int_0^T |h(t)|^2 dt}$$

Максимум досягається, якщо:

$$h(t) = k s^*(T-t)$$

де s^* – комплексно спряжений сигнал, k – довільна константа.

Фізично: узгоджений фільтр = кореляція з еталоном + інтегрування в часі.

Дискретна форма фільтра.

Нехай маємо дискретні відліки $x[n]$ і відомий шаблон $s[n]$, $n = 0, \dots, N-1$. Узгоджений фільтр:

$$y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[k-n] s^*[n]$$

або кореляційний детектор:

$$T(x) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] s^*[n]$$

Порівнюємо $T(x)$ з порогом.

Застосування: виявлення відомих пакетів, пілот-сигналів, імпульсів у радіолокації, GPS-кодових послідовностей тощо.

2.3.2 Кореляційні методи.

Якщо форма сигналу відома, але час приходу невідомий, проводять ковзну кореляцію:

$$R_{xs}(\tau) = \int x(t) s^*(t - \tau) dt$$

На практиці ковзне вікно транслюється по даним та оцінюється кореляція з еталоном. Пік $R_{xs}(\tau)$ вказує на наявність сигналу та затримку.

Кореляційні методи бувають:

1. Когерентні (відомі і частота, і фаза, і форма);
2. Частково когерентні (відомі форма й частота, але фаза невідома – використовуються I/Q канали, квадратурна обробка);
3. Некогерентні (невідомі або нестабільні фаза/частота – працюють із огибаючою чи енергією).

2.3.3 Енергетичний детектор (детектор енергії).

Коли форма сигналу невідома (або складно обчислювати кореляцію), часто використовують енергетичний детектор.

Беремо відрізок сигналу $x[n]$, $n = 0, \dots, N - 1$, і обчислюємо:

$$T(x) = E = \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2$$

- якщо $E > \gamma$ – сигнал є,
- якщо $E \leq \gamma$ – сигналу немає.

За відсутності сигналу (тільки шум) E має χ^2 -розподіл. Знаючи (або оцінивши) потужність шуму, вибирають поріг γ для потрібного P_{FA} .

Переваги методу:

- не потрібна інформація про точну форму сигналу.
- дуже проста реалізація.

Мінуси методу:

- чутливий до невідомої чи змінної потужності шуму (потрібна калібровка/оцінка).

- ефективність гірша, ніж у узгодженого фільтра при відомому сигналі.

2.3.4 Когерентне та некогерентне виявлення.

Когерентне виявлення. Таке виявлення передбачає, що є еталон по фазі і частоті (локальний генератор синхронізований із прийнятим сигналом).

Приклад: BPSK-сигнал

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi)$$

Когерентний приймач перемножує $x(t)$ з $\cos(2\pi f_c t)$ і $\sin(2\pi f_c t)$, фільтрує та інтегрує – отримує I/Q компоненти. Рішення приймається на основі знаку або величини проекції на еталонний вектор.

Перевага такого методу: максимальна чутливість, оптимальність (при AWGN).

Недолік методу: потрібно забезпечити точну синхронізацію по фазі/частоті (PLL, відновлення несучої).

Некогерентне виявлення. Коли фаза/частота несучої невідома або сильно флюктує, застосовують детектори, які залежать тільки від енергії/модуля сигналу, а не від фази.

- детектор огибаючої:

$$r(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)},$$

далі інтегруємо $r^2(t)$ або $r(t)$ і порівнюємо з порогом.

- квадратичний детектор + інтегратор:

$x^2(t)$ – фільтр низьких частот – поріг.

Некогерентні методи простіші для практичної реалізації, але за однакових умов дають дещо гірші оцінки P_D при тій самій оцінці P_{FA} .

2.3.5 Виявлення у частотній області (спектральні методи).

Деякі сигнали добре проявляються саме в спектрі: гармонічні, вузькосмугові, OFDM-носії тощо.

FFT-детектор. Алгоритм роботи його наступний:

1. беремо фрагмент $x[n]$
2. розраховуємо дискретне Фур'є-перетворення (DFT / FFT).
3. обчислюємо спектральну енергію $|X[k]|^2$
4. шукаємо піки в потрібних частотних смугах і порівнюємо їх із

порогами. Приклади:

- виявлення тонального сигналу (радіомаяк, пілот-тон).
- виявлення вузькосмугового сигналу завади.
- виявлення сигналів у когнітивному радіо (чи зайнята смуга частот).

Узгоджений фільтр у частотній області. Узгоджений фільтр можна реалізувати через FFT:

- перейти в спектральну область: $X[k], S[k]$
- помножити: $Y[k] = X[k]S^*[k]$ (це фактично кореляція в часі).
- зробити IFFT – $y[n]$

Цей метод ефективний при великих обсягах даних.

2.3.6 Фільтрація завад перед виявленням.

Часто завади мають обмежений спектральний, часовий або просторовий характер, який можна приглушити, збільшуючи SNR перед детекцією.

Частотна (смугова) фільтрація. Якщо корисний сигнал займає вузьку смугу, а завади - позасмугові:

- застосовують смугові фільтри (аналогові чи цифрові) для відсікання завад;
- відношення сигнал/шум покращується, бо енергія шуму поза смугою відкидається.

Вінерівський і Калманівський фільтри. При кольоровому (небілому) шумі і відомих статистиках шуму/сигналу:

- фільтр Вінера мінімізує середньоквадратичну помилку оцінки сигналу (як наслідок – покращує виявлення);

- фільтр Калмана виконує оптимальну рекурсивну оцінку стану динамічної системи в шумі.

Ці фільтри формують «кращу» версію $\hat{s}(t)$ для кращого проведення виявлення.

Адаптивні фільтри для придушення перешкод. Коли є допоміжний (референсний) канал з інформацією про перешкоду:

- використовується адаптивний фільтр (LMS, RLS та ін.), який підлаштовується так, щоб відняти оцінку завади з основного сигналу.

- після віднімання залишається «очищений» сигнал, до якого застосовується узгоджений/енергетичний детектор.

2.3.7 CFAR-методи [9-14].

CFAR-методи (Constant False Alarm Rate) передбачають використання адаптивного порога при виявленні сигналів. У реальних системах (особливо в радіолокації) фон завад змінюється з часом, частотою, простором, і тому застосування фіксованого порогу не підходить - потрібно адаптивно оцінювати рівень фону й вибирати поріг так, щоб ймовірність хибної тривоги P_{FA} залишалась приблизно сталою.

Принцип CFAR. На виході деякого попереднього детектора (узгодженого фільтра, енергетичного, FFT) маємо послідовність значень (наприклад, по дальності):

- для кожної комірки перевірки (cell under test, CUT) береться вікно сусідніх комірок, які вважаються такими, що містять тільки завади.

- оцінюється середній/медіанний рівень фону.

- поріг встановлюється пропорційним до цієї оцінки:

$$\gamma = \alpha \cdot \hat{N},$$

де α вибирають відповідно до бажаного P_{FA} .

2.3.8 Часово-частотні та вейвлет-методи.

Для сигналів із змінною частотою/структурою в часі (імпульси ЛЧМ, FHSS, сигнали радіомоніторингу):

- будуються спектрограми (STFT), Wigner-Ville розподіл тощо;
- проводиться виявлення характерних «доріжок»/патернів в час-частота площині. Вейвлет-перетворення дає добру локалізацію в часі й масштабі, тому підходить для:

- коротких імпульсів на фоні широкосмугових завад;
- фрактальних/нестандартних сигналів.

Далі будується деяка статистика T (максимум коефіцієнтів, енергія у певних масштабах) і порівнюється з порогом.

2.3.9 Циклостаціонарне виявлення.

Багато сигналів зв'язку мають циклічні статистичні властивості (через модуляцію, символну структуру, періодичні складові). Шум зазвичай чисто стаціонарний. Ідея методу полягає в наступному:

- проводиться обчислення цикло-спектральної щільності – функції частоти і циклічної частоти.
- у випадку присутності сигналу з певною циклічною частотою α з'являються характерні піки.
- виявлення за наявності цих піків значно стійкіше до завад, ніж просте енергетичне.

Такий підхід застосовується в когнітивному радіо, радіомоніторингу, розвідці.

2.3.10 Сучасні (ML/NN) методи.

На сьогодні для виявлення сигналів все частіше застосовують методи машинного навчання (класичні класифікатори - SVM, random forest) та нейронні мережі (CNN, RNN, трансформери), які працюють по сирим відлікам, спектрограмам чи іншим ознакам і фактично навчаються реалізовувати «складний оптимальний детектор» в умовах невідомих/нелінійних завад.

Але в основі все одно лежить та сама схема: обчислити ознаки – прийняти рішення про H_0/H_1 .

2.4 Узагальнення методів виявлення сигналів та рекомендації до їхнього застосування

Тепер можна провести узагальнення розглянутих вище методів та сформулювати особливості їхнього застосування в залежності від наявної інформації про шум та корисні сигнали, які необхідно виявити:

- 1) сигнал детермінований, відома форма, шум - AWGN: оптимальним є використання узгодженого фільтра або кореляційного приймача;
- 2) відомий сигнал, але невідомий час приходу: може застосовуватись ковзна кореляція (matched filter + пошук максимуму по затримці);
- 3) форма сигналу невідома, відомо лише, що збільшується потужність у певний момент/смузі: варто застосувати енергетичний детектор, можливо, у вузькій смузі;
- 4) невідомо, який шум, фон сильно змінюється: варто застосувати енергетичний/кореляційний детектор + CFAR-порогування;
- 5) сигнал має чітку частотну структуру: застосовується FFT-виявлення, спектральний аналіз;
- 6) сигнал має циклічні властивості (модуляція, символіка): застосовується циклостаціонарне виявлення.

Таблиця 2.1

тип ситуації -> рекомендований метод виявлення

№	Тип сигналу / завади	Рекомендований метод(и) виявлення	Коментар
1	Відомий детермінований сигнал, AWGN, час приходу відомий	Узгоджений фільтр / кореляційний приймач	Оптимальний за Нейманом-Пірсоном при AWGN.
2	Відомий сигнал, AWGN, час приходу невідомий	Ковзний узгоджений фільтр / ковзна кореляція	Шукаємо максимум кореляції по затримці.

№	Тип сигналу / завади	Рекомендований метод(и) виявлення	Коментар
3	Гармонічний / вузькосмуговий сигнал на фоні шуму	Спектральний аналіз (FFT) + пороговий детектор	Пошук піку в потрібній частотній смузі.
4	Сигнал є, але його форма майже невідома; шукаємо просто «збільшення потужності»	Енергетичний детектор (energy detector)	Проста реалізація, чутливий до оцінки шуму.
5	Шум/фон змінний у просторі/дальності/часі, завади клатерного типу (радар)	Будь-який попередній детектор + CFAR-порогування	Забезпечує приблизно сталий P_{FA} .
6	Відомий сигнал, але фаза/несуча невідомі або нестабільні	Некогерентне виявлення (детектор огибаючої, квадратурне)	I
7	Відомий сигнал, є точний синхронізований генератор несучої	Когерентний приймач (I/Q демодуляція + узгоджений фільтр)	Максимальна чутливість.
8	Корисний сигнал вузькосмуговий, завади позасмугові	Смуговий фільтр + далі узгоджений/енергетичний детектор	Спочатку «очищення» спектра.
9	Кольоровий шум, відомі спектри сигналу й шуму	Вайнерівський фільтр (Wiener) + детектор	Зменшує вплив кольорового шуму.
10	Динамічна система в шумі (траєкторія, відстеження об'єкта)	Фільтр Калмана + виявлення за оцінками стану	Добре для трекінгу та згладжування.
11	Є референсний канал із перешкодою (наприклад, приймач завади)	Адаптивне придушення перешкод (LMS/RLS) + стандартний детектор	Віднімаємо оцінку завади з основного каналу.

№	Тип сигналу / завади	Рекомендований метод(и) виявлення	Коментар
12	Багатоантенний прийом, завади з інших напрямків	Beamforming / адаптивна антена + matched filter	Просторове приглушення завад.
13	Сигнал має виражену час–частотну структуру (ЛЧМ, FHSS тощо)	Часово–частотний аналіз (STFT, спектрограма) + пороговий детектор	Виявлення патернів у площині час–частота.
14	Сигнал циклостаціонарний (цифрова модуляція, періодична структура)	Циклостаціонарне виявлення (цикло–спектральний аналіз)	Стійке до стаціонарного шуму.
15	Сигнал/завада складні, статистика неточна, є багато прикладів даних для навчання	ML/NN–детектори (SVM, CNN, RNN, трансформери)	Дані → ознаки → класифікація H_0/H_1 .
16	Імпульсні, сильно негаусівські завади, сигнал ближчий до гаусівського (або навпаки)	Методи на високих моментах (куртозис, статистика 4-го порядку)	Використання різниці в формі розподілів.

2.5 Виведення оцінок достовірності виявлення сигналів при застосуванні узгодженого фільтра

Спочатку розглянемо модель узгодженого фільтра. Нехай спостерігаємо вектор відліків:

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T.$$

Гіпотези:

$$\begin{cases} H_0 : \mathbf{x} = \mathbf{n}, \\ H_1 : \mathbf{x} = \mathbf{s} + \mathbf{n}, \end{cases}$$

де:

- $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_N]^T$ – відомий детермінований сигнал;
- $\mathbf{n} \sim N(\mathbf{0}, \sigma_n^2 \mathbf{I})$ – білий гаусівський шум з дисперсією σ_n^2 на відлік. Отже:
- під $H_0: \mathbf{x} \sim N(\mathbf{0}, \sigma_n^2 \mathbf{I})$;
- під $H_1: \mathbf{x} \sim N(\mathbf{s}, \sigma_n^2 \mathbf{I})$.

Відношення правдоподібностей (LRT). Щільність багатовимірного нормального розподілу:

$$p(\mathbf{x} | \boldsymbol{\mu}) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{N/2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2} \|\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}\|^2\right).$$

Отже:

$$\begin{aligned} p(\mathbf{x}|H_0) &= \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{N/2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2} \|\mathbf{x}\|^2\right), \\ p(\mathbf{x}|H_1) &= \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{N/2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2} \|\mathbf{x} - \mathbf{s}\|^2\right). \end{aligned}$$

Відношення правдоподібностей:

$$\Lambda(\mathbf{x}) = \frac{p(\mathbf{x}|H_1)}{p(\mathbf{x}|H_0)}.$$

Підставляємо:

$$\Lambda(\mathbf{x}) = \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2} \|\mathbf{x} - \mathbf{s}\|^2 + \frac{1}{2\sigma_n^2} \|\mathbf{x}\|^2\right).$$

Розкриваємо норму:

$$\|\mathbf{x} - \mathbf{s}\|^2 = (\mathbf{x} - \mathbf{s})^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}) = \mathbf{x}^T \mathbf{x} - 2\mathbf{s}^T \mathbf{x} + \mathbf{s}^T \mathbf{s}.$$

Тоді:

$$-\frac{1}{2\sigma_n^2} \|\mathbf{x} - \mathbf{s}\|^2 + \frac{1}{2\sigma_n^2} \|\mathbf{x}\|^2 = -\frac{1}{2\sigma_n^2} (\mathbf{x}^T \mathbf{x} - 2\mathbf{s}^T \mathbf{x} + \mathbf{s}^T \mathbf{s}) + \frac{1}{2\sigma_n^2} \mathbf{x}^T \mathbf{x}.$$

$\mathbf{x}^T \mathbf{x}$ скорочуються, лишається:

$$= -\frac{1}{2\sigma_n^2} (-2\mathbf{s}^T \mathbf{x} + \mathbf{s}^T \mathbf{s}) = \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{s}^T \mathbf{x} - \frac{1}{2\sigma_n^2} \mathbf{s}^T \mathbf{s}.$$

Отже:

$$\Lambda(\mathbf{x}) = \exp\left(\frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{s}^T \mathbf{x} - \frac{1}{2\sigma_n^2} \mathbf{s}^T \mathbf{s}\right).$$

Критерій Неймана-Пірсона:

$$\Lambda(\mathbf{x}) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \eta.$$

Беремо логарифм:

$$\ln \Lambda(\mathbf{x}) = \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{s}^T \mathbf{x} - \frac{1}{2\sigma_n^2} \mathbf{s}^T \mathbf{s} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \ln \eta.$$

Переносимо константу:

$$\mathbf{s}^T \mathbf{x} \underset{H_0}{\geq} \gamma,$$

$$\text{де } \gamma = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s} + \sigma_n^2 \ln \eta.$$

Таким чином, оптимальний детектор (узгоджений фільтр) порівнює

скалярний добуток $T(\mathbf{x}) = \mathbf{s}^T \mathbf{x} = \sum_{k=1}^N s_k x_k$ з порогом γ . Це і є дискретна реалізація корелятора / узгодженого фільтра.

Розподіли статистики $T(\mathbf{x})$ під H_0 :

$$\mathbf{x} = \mathbf{n}, \quad \mathbf{n} \sim N(\mathbf{0}, \sigma_n^2 \mathbf{I}).$$

Тоді

$$T(\mathbf{x}) = \mathbf{s}^T \mathbf{x} = \mathbf{s}^T \mathbf{n}.$$

Це лінійна комбінація незалежних нормальних, отже:

- математичного сподівання:

$$E[T|H_0] = \mathbf{s}^T E[\mathbf{n}] = 0;$$

- дисперсія:

$$\text{Var}[T|H_0] = \mathbf{s}^T (\sigma_n^2 \mathbf{I}) \mathbf{s} = \sigma_n^2 \mathbf{s}^T \mathbf{s}.$$

Отже:

$$T|H_0 \sim N(0, \sigma_n^2 \|\mathbf{s}\|^2),$$

$$\text{де } \|\mathbf{s}\|^2 = \mathbf{s}^T \mathbf{s} = \sum_k s_k^2.$$

Розподіли статистики $T(\mathbf{x})$ під H_1 :

$$\mathbf{x} = \mathbf{s} + \mathbf{n}.$$

Тоді

$$T(\mathbf{x}) = \mathbf{s}^T (\mathbf{s} + \mathbf{n}) = \mathbf{s}^T \mathbf{s} + \mathbf{s}^T \mathbf{n}.$$

- математичне сподівання:

$$E[T|H_1] = \mathbf{s}^T \mathbf{s} + \mathbf{s}^T E[\mathbf{n}] = \|\mathbf{s}\|^2;$$

- дисперсія:

$$\text{Var}[T|H_1] = \text{Var}[\mathbf{s}^T \mathbf{n}] = \sigma_n^2 \|\mathbf{s}\|^2.$$

Отже:

$$T|H_1 \sim N(\|\mathbf{s}\|^2, \sigma_n^2 \|\mathbf{s}\|^2).$$

Тепер виведемо вирази для оцінювання ймовірностей P_{FA} та P_D для узгодженого фільтра. Нехай:

$$T(\mathbf{x}) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \gamma.$$

- оцінка ймовірності хибної тривоги:

$$P_{FA} = P(T > \gamma | H_0).$$

Нормуємо:

$$Z_0 = \frac{T}{\sigma_n \|\mathbf{s}\|} \mid H_0 \sim N(0, 1).$$

Тоді:

$$P_{FA} = P(Z_0 > \frac{\gamma}{\sigma_n \|\mathbf{s}\|}) = Q(\frac{\gamma}{\sigma_n \|\mathbf{s}\|}),$$

де

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt.$$

- оцінка ймовірності виявлення:

$$P_D = P(T > \gamma \mid H_1).$$

Нормуємо:

$$Z_1 = \frac{T - \|\mathbf{s}\|^2}{\sigma_n \|\mathbf{s}\|} \mid H_1 \sim N(0, 1).$$

Тоді:

$$P_D = P\left(\frac{T - \|\mathbf{s}\|^2}{\sigma_n \|\mathbf{s}\|} > \frac{\gamma - \|\mathbf{s}\|^2}{\sigma_n \|\mathbf{s}\|}\right) = Q\left(\frac{\gamma - \|\mathbf{s}\|^2}{\sigma_n \|\mathbf{s}\|}\right).$$

Вираз P_D через P_{FA} і SNR

З формули для P_{FA} :

$$P_{FA} = Q\left(\frac{\gamma}{\sigma_n \|\mathbf{s}\|}\right) \Rightarrow \frac{\gamma}{\sigma_n \|\mathbf{s}\|} = Q^{-1}(P_{FA}).$$

Тоді поріг:

$$\gamma = \sigma_n \|\mathbf{s}\| Q^{-1}(P_{FA}).$$

Підставляємо у формулу для P_D :

$$P_D = Q\left(\frac{\sigma_n \|\mathbf{s}\| Q^{-1}(P_{FA}) - \|\mathbf{s}\|^2}{\sigma_n \|\mathbf{s}\|}\right) = Q\left(Q^{-1}(P_{FA}) - \frac{\|\mathbf{s}\|}{\sigma_n}\right).$$

Зазвичай вводять енергію сигналу:

$$E_s = \|\mathbf{s}\|^2 = \sum s_k^2,$$

та SNR на вході:

$$\text{SNR} = \frac{E_s}{\sigma_n^2}.$$

Тоді:

$$\frac{\|\mathbf{s}\|}{\sigma_n} = \sqrt{\frac{E_s}{\sigma_n^2}} = \sqrt{\text{SNR}}.$$

Отже:

$$P_D = Q(Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{\text{SNR}})$$

Останній вираз – це власне вираз для оцінювання достовірності виявлення сигналу у випадку застосування узгодженого фільтра при AWGN.

2.6 Висновки до розділу 2

Проведено формулювання задачі виявлення сигналу на фоні завад, що являє собою статистичну перевірку двох гіпотез про відсутність і наявність сигналу в суміші із шумами.

Розглянуто методи оптимального виявлення сигналів та оцінювання достовірності такого виявлення. Встановлено, що для більшості випадків виявлення ефективним є використання узгоджених чи оптимальних фільтрів. Також розглянуто застосування методів адаптивної фільтрації, формування адаптивних порогів виявлення сигналів. Проведено виведення оцінок достовірності виявлення сигналів при застосуванні узгодженого фільтра.

РОЗДІЛ 3

НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

3.1 Спосіб визначення ймовірності виявлення сигналів

Власне ймовірність вірного виявлення сигналів позначається як P_D , і в класичному розумінні визначається як: $P_D = P(\text{детектор виявив «сигнал»} \mid \text{сигнал дійсно присутній})$. Для роботи із реальними даними можливі два випадки.

1) Немає еталонних міток на зашумленому сигналі і неможливо знайти «істинний» P_D , але можна оцінити ймовірність перевищення порога на інтервалах, де очікується присутність сигналу. Тобто: проводиться пошук локальних максимумів статистики; вони вважаються «кандидатами цілі»; розраховується частка таких максимумів.

2) Є точні мітки цілей, тоді можна рахувати істинні P_D і P_{FA}

В запропонованому способі для реального сигналу ми введемо оцінку:

$$\hat{P}_D = \frac{\text{кількість виявлень (CFAR або Global)}}{\text{кількість потенційних цілей}}$$

Для визначення «потенційних цілей» пропонується знайти локальні максимуми статистики $\text{stat} = y^2$. Це стандартна практика (піки узгодженого фільтра).

Однак, оцінки P_D – це не абсолютна істинна ймовірність виявлення, а відносна оцінка ефективності детектора на реальних даних. Для правильного використання потрібно порівнювати режими при використанні глобального та адаптивних порогів (Global vs CA-CFAR vs GO-CFAR vs SO-CFAR). Також потрібно підбирати параметри та балансувати P_D / P_{FA} , оскільки використання

адаптивного порогу може зменшити P_D , але і сильно зменшити хибні тривоги (P_{FA}).

3.2 Спосіб адаптивного визначення порога

Власне CFAR — це клас алгоритмів адаптивного визначення порогу виявлення сигналу.

Його мета – утримувати сталий рівень хибних тривог P_{FA} , навіть якщо змінюється рівень шуму або перешкод.

У звичайному детекторі на основі узгодженого фільтра приймається сталий поріг:

$$\gamma = \sigma \cdot \Phi^{-1}(1 - P_{FA})$$

Але якщо шум неоднорідний, то:

- в одних частинах запису шум високий і детектор пропускає цілі;
- в інших частинах шум низький і детектор видає послідовності хибних тривог.

Це пов'язано із тим, що статичний поріг не адаптується до ситуації.

Основний принцип CFAR – формується адаптивний поріг навколо кожної точки.

Суть CFAR наступна:

- 1) Для кожного відліку тестової статистики $y(k)$: визначити локально рівень шуму, оцінити $\hat{\sigma}(k)$ або $\hat{P}_{\text{noise}}(k)$.

- 2) Адаптивно вибрати поріг:

$$\gamma(k) = \alpha \cdot \hat{\sigma}(k)$$

або

$$\gamma(k) = \alpha \cdot \hat{P}_{\text{noise}}(k)$$

3) Порівняти сигнал:

$$\text{if } y(k) > \gamma(k) \Rightarrow \text{detected}$$

У результаті:

- в гучному шумі поріг автоматично піднімається (менше хибних тривог);
- у тихому шумі поріг опускається (кращі шанси виявити слабкі сигнали).

Основні типи CFAR:

1) CA-CFAR (Cell Averaging CFAR) найпоширеніший. Тут оцінка шуму визначається наступним чином:

$$\hat{Z}(k) = \frac{1}{N_T} \sum Z_{\text{training}}$$

де N_T — кількість тренувальних вибірок.

Поріг:

$$\gamma(k) = \alpha \cdot \hat{Z}(k)$$

де α — коефіцієнт, що залежить від P_{FA} та N_T :

$$\alpha = N_T \left(P_{FA}^{-1/N_T} - 1 \right)$$

Перевагами цього алгоритму є наступні: простий та ефективний у однорідному шумі

Недоліки: дуже погано працює у випадку складних завад, коли «з одного боку» є сигнал або перешкода

2) GO-CFAR (Greatest Of CFAR). Тут поріг береться по максимуму з двох областей шуму (лівої та правої):

$$\hat{Z}(k) = \max(Z_{\text{left}}, Z_{\text{right}})$$

Використовується, коли з одного боку може бути сильна перешкода (наприклад, острови шуму).

3) SO-CFAR (Smallest Of CFAR). Тут поріг береться по мінімуму з двох областей шуму.

$$\hat{Z}(k) = \min(Z_{\text{left}}, Z_{\text{right}})$$

Використовується, коли ціль може ховатися збоку від сильних завад. Використовується в морських радарах.

4) OS-CFAR (Ordered Statistic CFAR). При цьому алгоритмі виконується сортування навчальних вибірок:

$$\hat{Z}(k) = Z_{(i)}$$

Далі визначається поріг:

$$\gamma(k) = \alpha \cdot \hat{Z}(k)$$

У випадках, коли навчальні вибірки містять кілька перешкод, сортування дозволяє «ігнорувати» найбільші значення.

В запропонованому способі узгоджений фільтр повертає статистику:

$$y(k) = s^T x(k : k + N - 1)$$

CFAR бере цю статистику і локально оцінює шум $\hat{Z}(k)$, адаптивно ставить поріг $\gamma(k)$ та тестує:

$$y(k) > \gamma(k)$$

Це робить виявлення стійким до повільно змінного шуму, локальних перешкод, розподілів негаусівського типу.

Таким чином, без CFAR поріг один для всіх точок, тобто багато помилок у складних сигналах. Якщо застосувати CFAR, то поріг для кожної точки «підлаштовується» під локальний шум, рівень хибних тривог стає постійним, виявлення стає чутливішим там, де шум слабкий, і більш обережним там, де шум сильний.

3.3 Розробка алгоритму виявлення сигналів

Основні кроки методу виявлення наступні:

1. Попередня підготовка сигналу
 2. Формування шаблону. Шаблон або вибирається безпосередньо з сигналу, або синтезується.
 3. Езгоджена фільтрація. Оцінюється кореляція сигналу з шаблоном (згортка). Отримується кореляційний відгук $y(k)$.
 4. Формування статистики. Обчислюється потужність $y^2(k)$.
 5. Оцінка шуму. Глобально або локально (через CFAR).
 6. Формування порогу. Формується глобальний або адаптивний (CFAR) поріг.
 7. Прийняття рішення. Якщо $y^2(k)$ перевищує поріг, то приймається рішення, що «сигнал виявлено».
 8. Оцінка якості. Обчислюються $\hat{P}_D$ та $\hat{P}_{FA}$ на реальних даних.
- Глобальна оцінка шуму і поріг (без CFAR)

Для оцінювання шуму беруться найменші 20% значень stat ; вважається, що там сигналу немає.

Поріг:

$$\gamma_{\text{global}} = -\mu \ln(P_{FA})$$

де μ — середня шумова потужність.

CFAR забезпечує приблизно сталий рівень хибних тривог.

Поріг CFAR:

$$\begin{aligned}\gamma(k) &= \alpha \cdot Z(k) \\ \alpha &= N_T \left(P_{FA}^{-1/N_T} - 1 \right)\end{aligned}$$

де N_T — кількість навчальних вибірок.

Прийняття рішення

Для кожної позиції:

$$\text{stat}(k) > \gamma(k) \Rightarrow \text{виявлення}$$

Результат — масив спрацювань уздовж сигналу.

Оцінка $\hat{P}_D$ на реальних даних

$$\hat{P}_D = (\text{піки, що перевищили поріг}) / (\text{усі піки})$$

Це відносна оцінка, корисна для порівняння режимів і параметрів.

Оцінка $\hat{P}_{FA}$ на реальних даних

Усі позиції поза околами піків вважаються шумом.

Рахується частка шумових позицій, де:

$$\text{stat}(k) > \gamma(k)$$

Це дає емпіричну оцінку хибних тривог.

Підсумуємо суть пропонованого методу. Використаний метод:

- базується на класичній теорії виявлення;
- оптимальний для AWGN (matched filter);
- стійкий до змін фону (CFAR);
- дозволяє кількісно оцінювати ефективність без розмічених даних.

Цей метод особливо добре працює, коли:

- події мають повторювану форму;
- шум змінюється повільніше, ніж подія;
- є можливість виділити хороший шаблон.

Описані етапи реалізовані у вигляді програмного коду для Matlab, який наведений в Додатку А. При створенні графічного інтерфейсу та перевірки коду на помилки було використано засоби ШІ.

3.4 Перевірка роботи методу виявлення сигналів та способу оцінювання достовірності виявлення

Насамперед було проведено запис аудіосигналу із повторенням одного звуку, який використано як тестовий сигнал. Його було завантажено в Matlab (рис. 3.1).

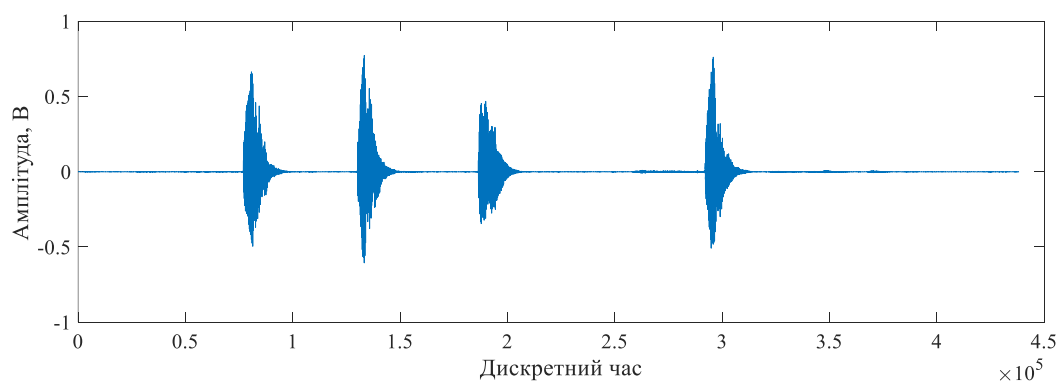


Рис. 3.1. Тестовий сигнал

Дальше до цього сигналу було додано білий шум із різними значеннями SNR. Отримані сигнали наведені на рис. 3.2.

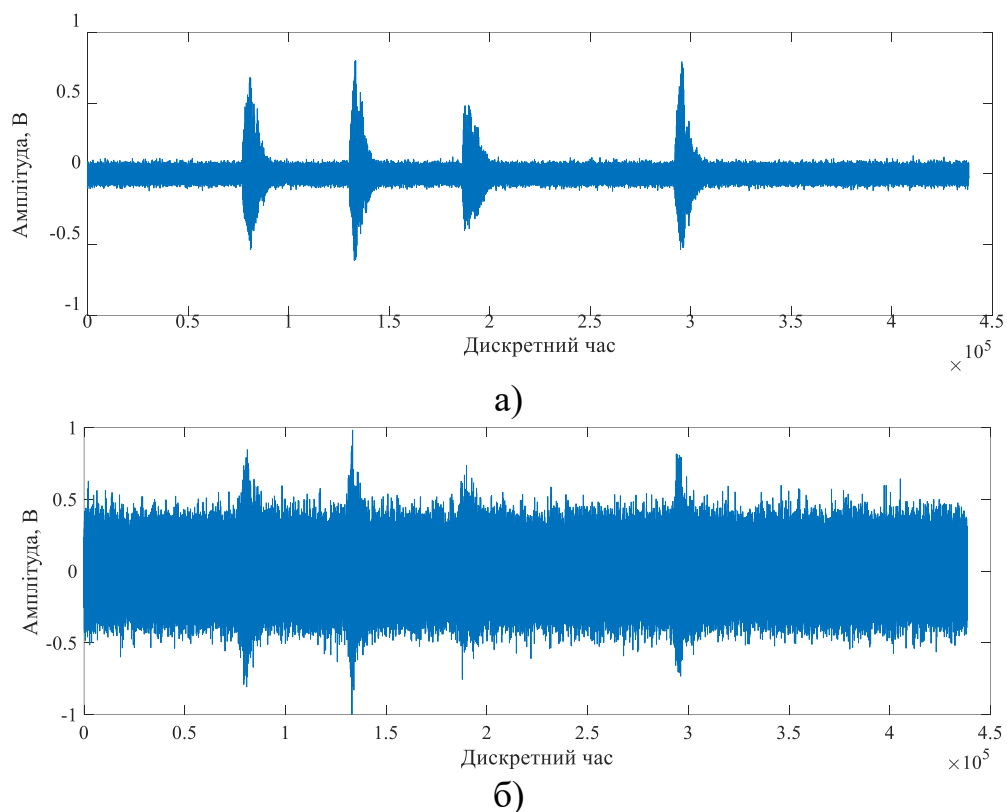


Рис. 3.2. Зашумлений тестовий сигнал з SNR рівним 5 дБ (а) та -10 дБ (б)

Відповідно до рис. 3.2, корисний сигнал є практично повністю зашумлений.

При використанні описаного методу виявлення сигналів без адаптивного порогу та без оцінювання достовірності виявлення отримано результат, що наведений на рис. 3.3.

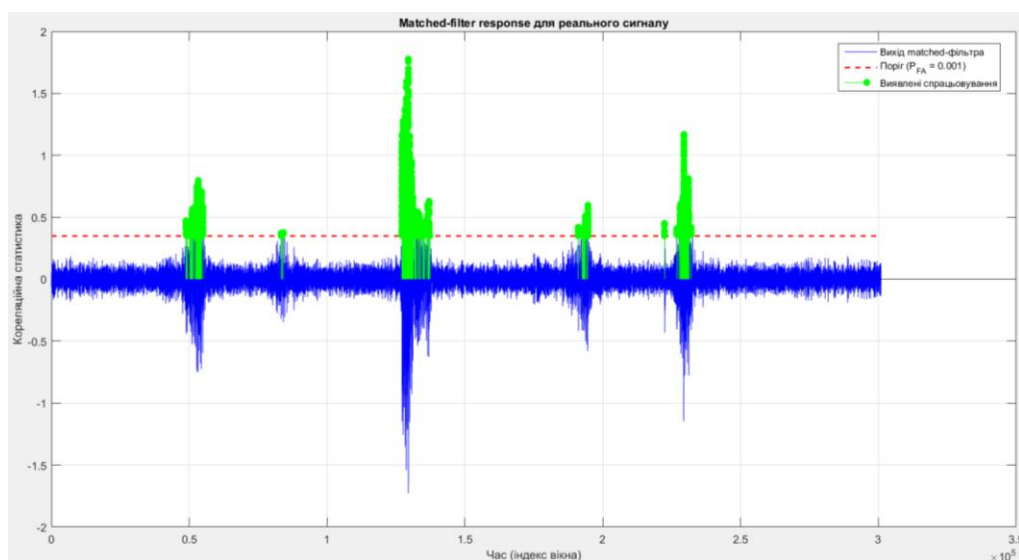


Рис. 3.3. Результат виявлення сигналу методом без адаптивного порогу

Власне в розробленому коді реалізовано можливість вибору типу порогу та власне налаштування параметрів виявлення сигналів і обчислення оцінок достовірності такого виявлення. Вигляд графічного інтерфейсу програми із результатами обробки при початкових параметрах наведено на рис. 3.4.

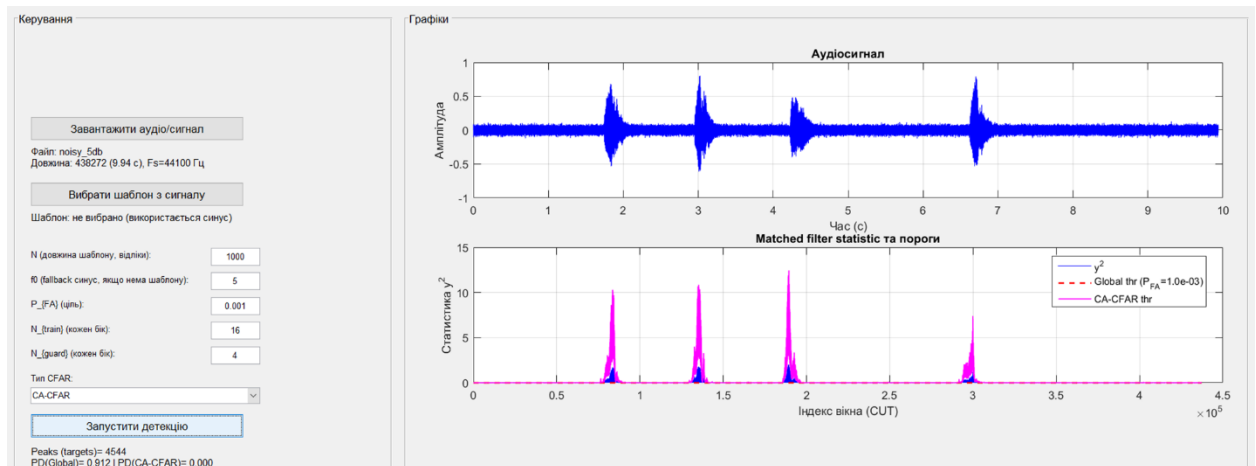


Рис. 3.4. Вигляд графічного інтерфейсу програми із результатами обробки при початкових параметрах

У вкладці «Тип CFAR» можна вибрати або глобальний поріг або один із трьох описаних вище адаптивних порогів. На верхньому графіку відображається вхідна суміш корисного сигналу та шуму, а на нижньому – результат обчислення глобального та вибраного адаптивного порогу виявлення (для порівняння). В лівій частині містяться поля для налаштування процесу виявлення, а також відображаються обчислені оцінки достовірності виявлення сигналів при використанні глобального та локального порогів.

Тут важливим є вибір довжини шаблону, від значення якого буде залежати достовірність виявлення сигналів. Так, при встановленій довжині шаблону в 1000 відліків значення $P_D(\text{глобальний поріг})=0,912$, тобто достовірність виявлення становить 91,2%.

На наступному етапі було протестовано роботу способу оцінювання достовірності виявлення сигналів при різних значеннях довжини шаблону та різних ймовірностях хибної тривоги. Це показано на рис. 3.5-3.7.

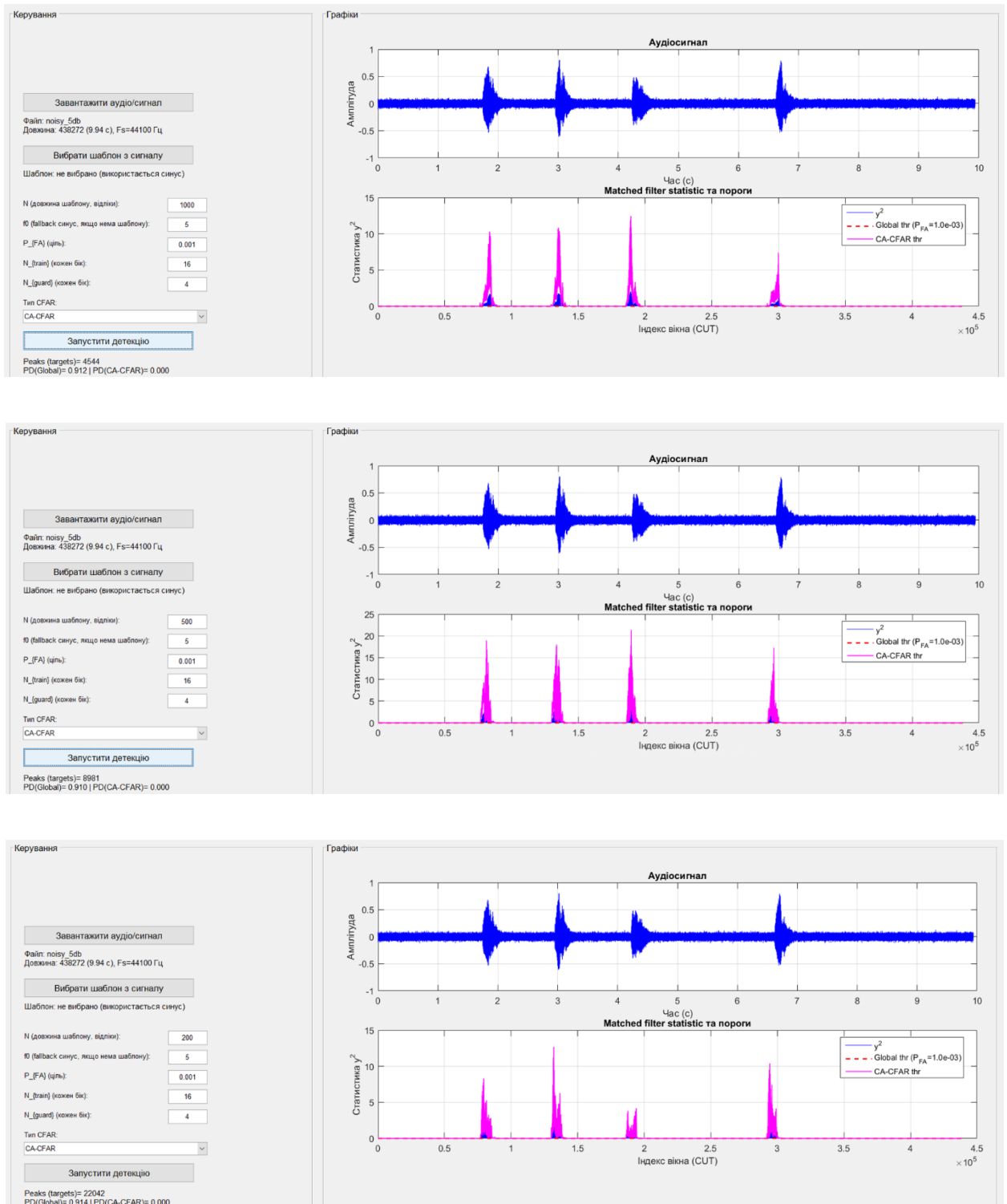


Рис. 3.5. Результати виявлення сигналів при різній довжині шаблону та ймовірності хибної тривоги 0,001

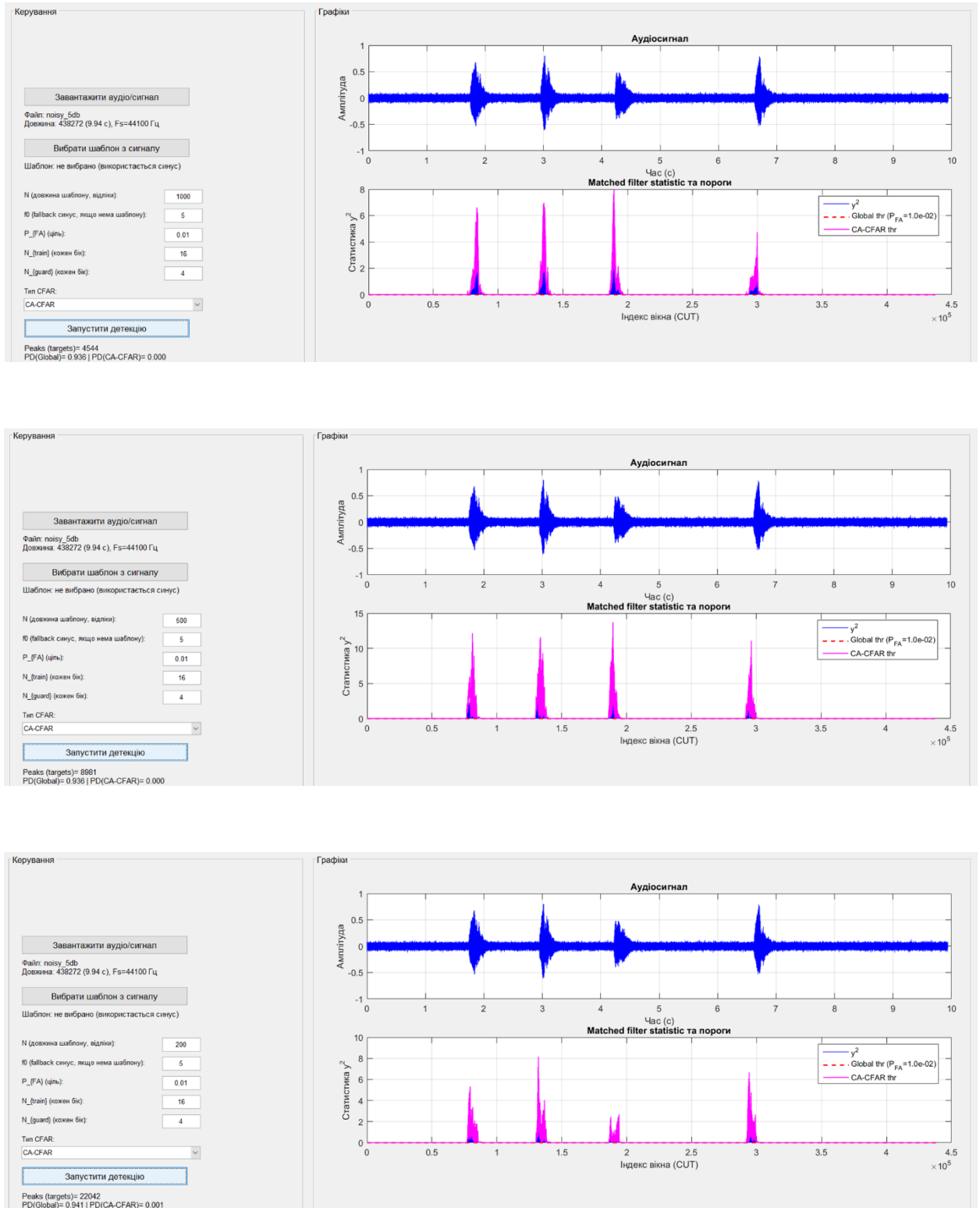


Рис. 3.6. Результати виявлення сигналів при різній довжині шаблону та ймовірності хибної тривоги 0,01

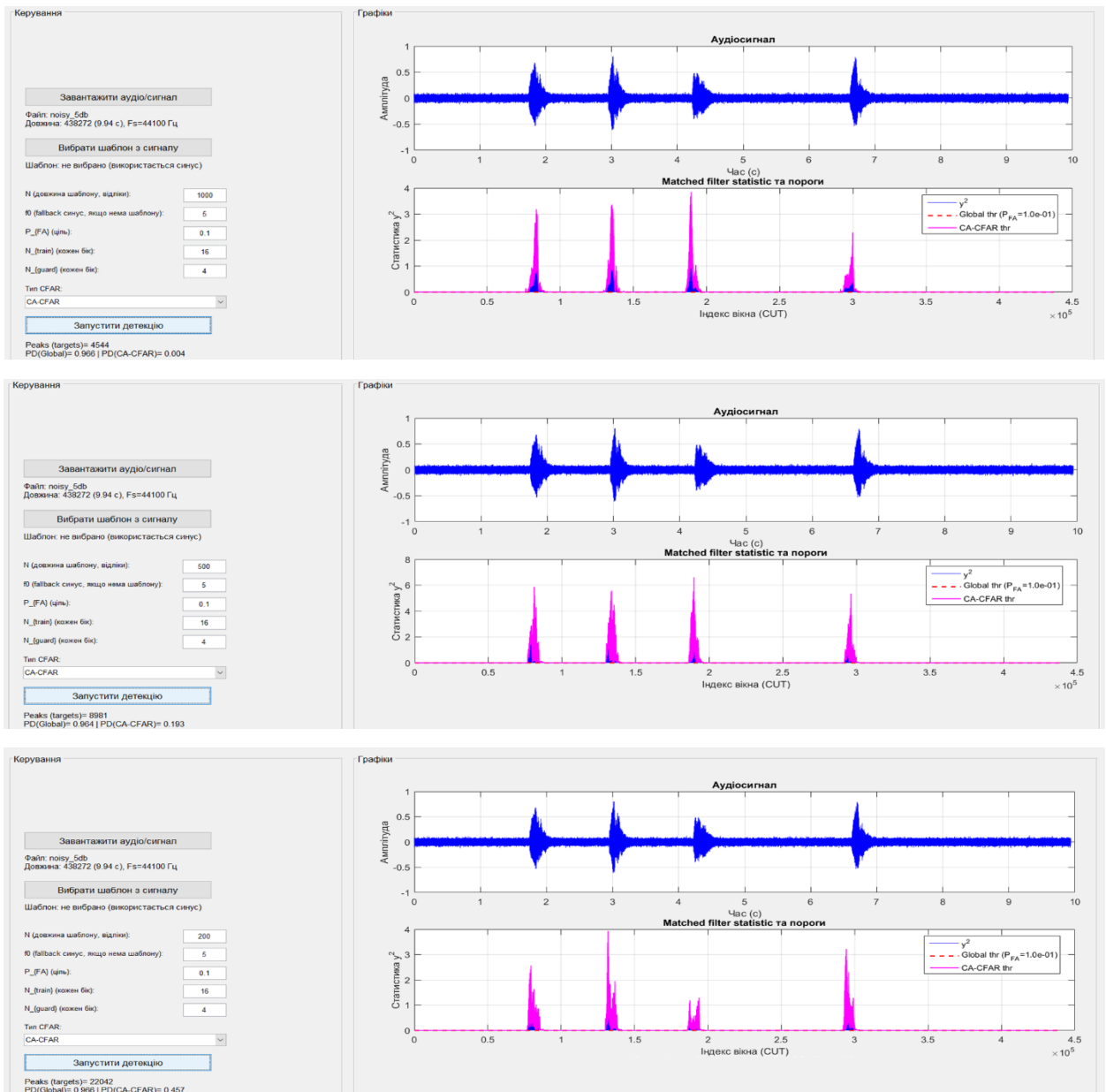


Рис. 3.7. Результати виявлення сигналів при різній довжині шаблону та ймовірності хибної тривоги 0,1

Відповідно до рис. 3.5-3.7, достовірність виявлення сигналів при використанні адаптивного порогу практично рівна нулю при низькому значенні ймовірності хибних тривог. Однак при значенні ймовірності хибної тривоги 0,1 і більше, достовірність виявлення сигналів при використанні адаптивного порогу стрімко зростає.

Додатково на рис. 3.8 показані результати оцінювання достовірності виявлення сигналів для різних типів адаптивних порогів в порівнянні із глобальним порогом.

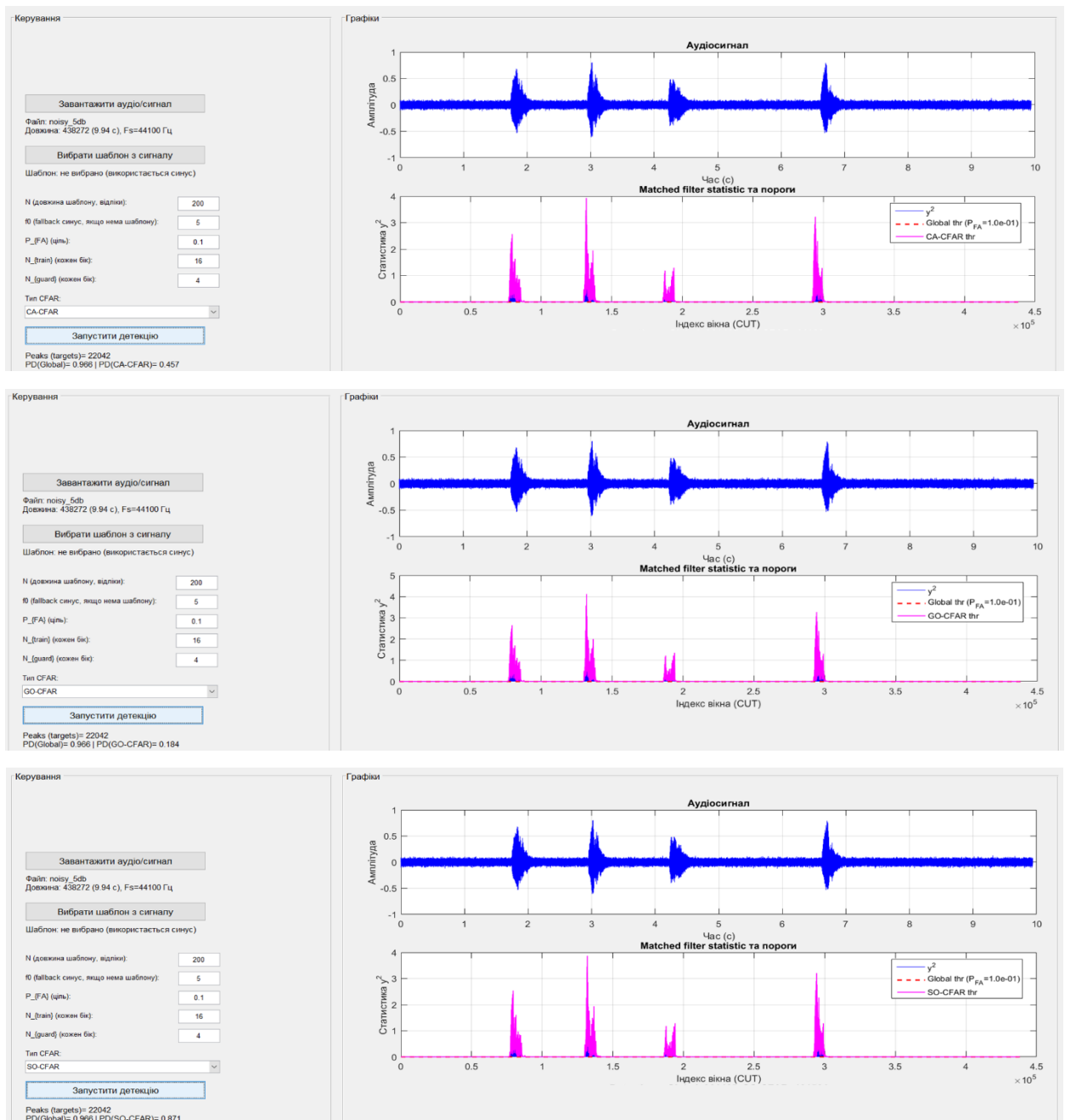


Рис. 3.8. Результати оцінювання достовірності виявлення сигналів для різних типів адаптивних порогів в порівнянні із глобальним порогом.

Відповідно до рис. 3.8, найкращим виявився поріг SO-CFAR, однак достовірність виявлення все ще залишається нижчою, як для випадку використання глобального порога.

Однак, якщо порівняти вигляд обчислених глобального та адаптивного порогів, що показані на рис. 3.5-3.8, то можна побачити, що оцінки адаптивних порогів краще відповідають розміщенню корисних сигналів в суміші із

шумами. Для підвищення достовірності виявлення цих сигналів в суміші потрібно модифікувати вираз для прийняття рішення про присутність сигналу.

Також проведено виявлення сигналів у суміші із шумами при SNR -10дБ. Це показано на рис. 3.9. Відповідно,

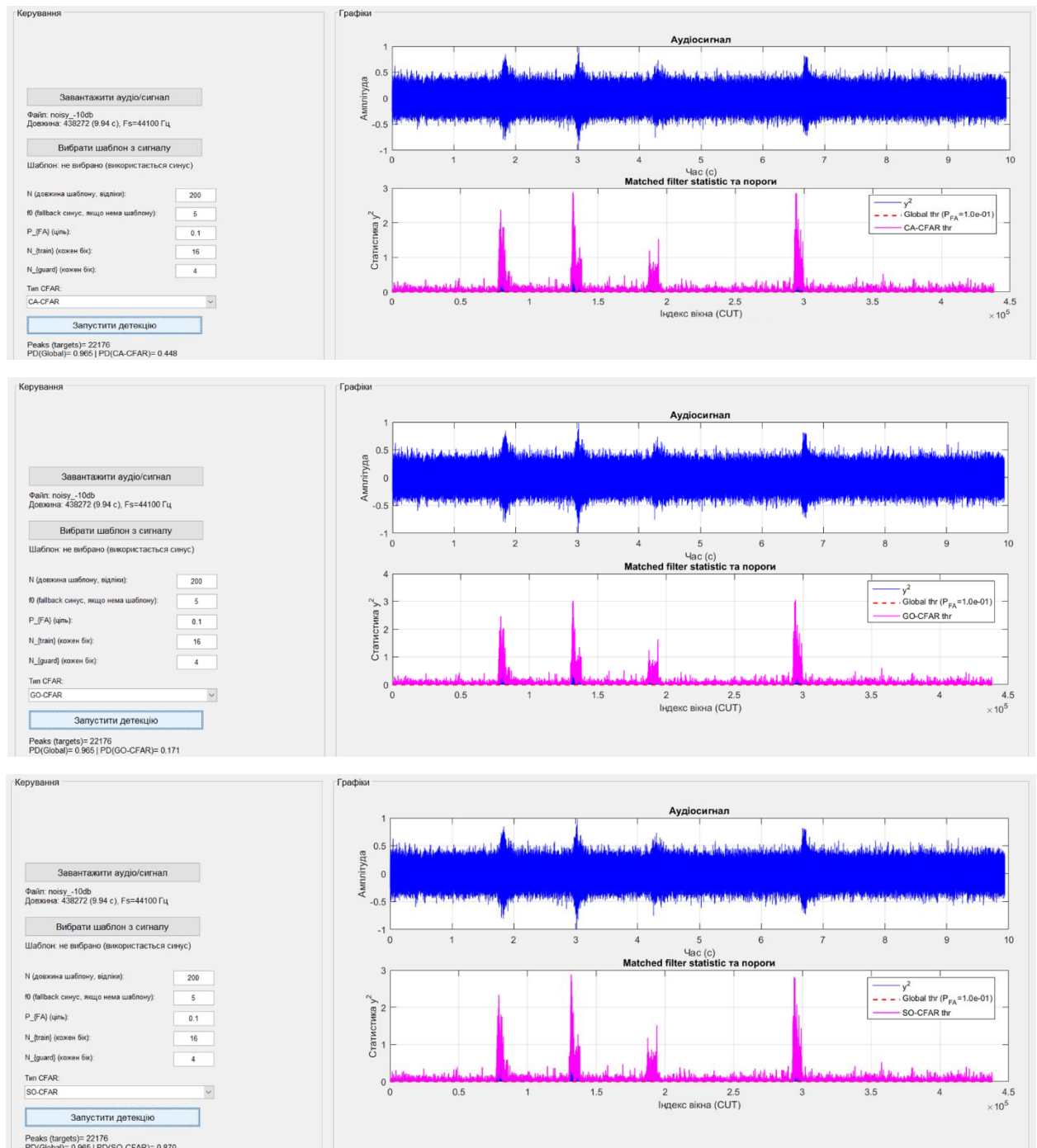


Рис. 3.9. Результати оцінювання достовірності виявлення сигналів при SNR -10дБ для різних типів адаптивних порогів в порівнянні із глобальним порогом

Відповідно до рис. 3.9, оцінки адаптивного порогу виявились кращими та максимально відображають ділянки присутності корисних сигналів. Серед адаптивних порогів найкращим знову виявився поріг SO-CFAR, однак достовірність виявлення все ще залишається нижчою, як для випадку використання глобального порога.

Однак, враховуючи практично повну відповідність між ділянками присутності сигналів в суміші із шумами та ділянками збільшення рівня адаптивних порогів можна стверджувати, що використання адаптивного порогу є більш ефективним попри нижче значення достовірності виявлення сигналів, оскільки спрацьовування детектора сигналів у випадку глобального порога даватиме рішення присутності сигналів на ділянках, де фактично сигнал відсутній. Застосування ж адаптивного порога забезпечує пристосування детектора до змінних параметрів як шуму так і корисного сигналу. Таким чином, запропонований спосіб оцінювання достовірності виявлення сигналів в суміші із завадами із використанням адаптивного порога для прийняття рішення є ефективним.

3.4 Висновки до розділу 3

Розроблено програму виявлення сигналів на фоні завад та реалізовано спосіб оцінювання достовірності такого виявлення. В цій програмі задача виявлення сигналів вирішується на основі кореляційного методу з використанням узгодженого фільтра та адаптивних порогів типу CFAR. Основною метою є не лише виявлення можливих подій у сигналі, а й кількісна оцінка достовірності прийнятих рішень, тобто визначення, наскільки ефективно алгоритм розрізняє корисні сигнали та шумові завади.

На першому етапі формується еталонний шаблон сигналу. Він може бути отриманий безпосередньо з реального аудіосигналу шляхом виділення характерного фрагмента або синтезований у вигляді простого тестового

сигналу. Шаблон нормується за енергією, що забезпечує коректність подальших порівнянь незалежно від абсолютного рівня амплітуди сигналу.

Далі виконується узгоджена фільтрація, яка полягає у ковзному кореляційному порівнянні шаблону з усім сигналом. У кожному положенні обчислюється значення, яке характеризує ступінь схожості між сигналом та шаблоном. Для підвищення стійкості до знакових змін використовується квадрат цього значення, що утворює статистику детектора. У випадку відсутності корисного сигналу ця статистика визначається лише шумом, а при наявності сигналу – суттєво зростає.

Прийняття рішення про наявність сигналу здійснюється шляхом порівняння отриманої статистики з порогом.

Для оцінювання достовірності виявлення на реальних даних, де відсутні точні мітки розташування сигналів, у програмі використовується практичний підхід. Локальні максимуми статистики детектора розглядаються як кандидати на наявність корисних подій. Ймовірність правильного виявлення оцінюється як частка таких піків, що перевищили поріг детектора. Таким чином визначається, наскільки часто алгоритм успішно виявляє події, які за формою та енергією відповідають очікуваному сигналу.

Оцінка ймовірності хибної тривоги здійснюється шляхом аналізу ділянок сигналу, які вважаються шумовими, тобто розташовані поза околах виявлених піків. Для цих ділянок підраховується частка позицій, у яких детектор помилково перевищує поріг. Отримане значення характеризує схильність алгоритму до помилкових спрацювань у відсутності корисного сигналу.

Таким чином, у програмі реалізовано комплексний підхід до визначення достовірності виявлення сигналів, який поєднує ефективний метод детекції з кількісною оцінкою ймовірностей правильного виявлення та хибної тривоги. Це дозволяє не лише виявляти сигнали у зашумлених даних, а й обґрунтовано оцінювати надійність прийнятих рішень у реальних умовах експлуатації.

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Охорона праці

Заходи електробезпеки при роботі з обладнанням

При роботі з виробом необхідно дотримуватись загальні правила техніки безпеки. Залежно від способу захисту обслуговуючого персоналу від удару електричним струмом блок живлення можна віднести до I або II класу відповідно до діючого стандарту.

Правила техніки безпеки:

- при підозрі на несправність під час підготовки блоку до роботи необхідно відключити його від мережі електроживлення (знеструмити). Несправний блок категорично забороняється експлуатувати. Підозріння на несправність виникає із-за виникнення підозрілих шумів, тріску, запахів і тому подібне.

- заземлення на труби опалювання і водопроводу не можна вважати задовільним, оскільки завжди є вірогідність, що в іншому приміщенні на цю ж трубу заземлений блок із значним витоком струму, який може поширитися на пацієнта і обслуговуючий апаратуру персонал.

- якщо одночасно використовується декілька блоків, вони повинні мати одну точку заземлення. Не можна підключати блоки до землі послідовно, в цьому випадку утворюється "петля" заземлення, по якій циркулюють струми витоку.

- заміна патронів, вилок і інших з'єднувачів повинна робитися лише фахівцями, хоча на перший погляд робота здається дуже простою.

Надання першої медичної допомоги при електроударах

Першу допомогу потерпілому від удару електричним струмом потрібно надавати максимально швидко і правильно. Необхідно, насамперед, людину, що постраждала, звільнити від струму, оскільки тривалість дії впливає на

тяжкість електротравми. Перш за все треба відключити подачу електроенергії до місця події за допомогою рубильника або вимикача. Якщо вимикача поруч немає, а напруга живлячої лінії не перевищує 1000 В (напруга в побутових електричних мережах не перевищує 220 В), то звільняють потерпілого за допомогою сухого предмету не провідного електрика: палиці, дошки, сухої частини одягу, наприклад підлоги піджака або коміра куртки. Відтягаючи потерпілого за одяг, потрібно потурбуватися про власну ізоляцію. Для цієї мети підійде сухий шарф, надітий на руку, суконна або шкіряна кепка; можна встати на гумовий автомобільний килимок або прихопити нею потерпілого; можна перерубати дроти сокирою з сухою дерев'яною рукояткою. Перурабати або перекушувати дроти необхідно поодиноці, кожен фазу окремо. При напрузі в мережі вище 1000 В слід надіти діелектричні рукавички і боти, діяти ізолюючою штангою або виробити замикання дротів накоротко, накинувши на них гнучкий дріт, що має чималий перетин, аби не перегорів при виникненні струму короткого замикання. Іншими словами, потрібне спеціальне устаткування.

У всіх випадках удару електричним струмом потрібно викликати швидку медичну допомогу. Якщо потерпілий в свідомості, але був в непритомності, або якщо знаходиться в несвідомому стані, але дихання і пульс збережені, то його треба покласти, розстібнути одяг, зігріти тіло і створити спокійну обстановку довкола. Аби потерпілий не захлинувся від блювоти, голову необхідно обернути набік. Коли потерпілий приходить в свідомість, йому забороняють підійматися і ходити до приїзду швидкої медичної допомоги. Зазвичай таких потерпілих доставляють в стаціонарне відділення і декілька днів спостерігають за їх станом.

Якщо після звільнення від дії електричного струму потерпілий не дихає або дихання у нього рідке, неглибоке, і шкірні покриви поступово синіють, то необхідно провести штучне дихання. Дихання з рота в рот або з рота в ніс забезпечують вступ в легені рятованого необхідної кількості повітря, придатного для дихання. Вдування повітря здійснюється через марлю або

носову хустку. При цьому методі штучного дихання видно, чи потрапляє повітря в легені рятованого, на вдиху у нього підіймаються ребра, а видих відбувається пасивно, за рахунок природної еластичності грудної клітки.

4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Пожежна безпека на підприємстві

Пожежа - неконтрольоване горіння поза спеціальним вогнищем, яке призводить до матеріальної шкоди.

Пожежна безпека – стан об’єкта, при якому з регламентованою ймовірністю виключається можливість виникнення та розвиток пожежі і впливу на людей її небезпечних факторів, а також забезпечується захист матеріальних цінностей.

Причинами пожеж та вибухів на підприємстві є порушення правил і норм пожежної безпеки, невиконання Закону “Про пожежну безпеку”.

Небезпечними факторами пожежі і вибуху, які можуть призвести до травми, отруєння, загибелі або матеріальних збитків є відкритий вогонь, іскри, підвищена температура, токсичні продукти горіння, дим, низький вміст кисню, обвалення будинків і споруд.

За стан пожежної безпеки на підприємстві відповідають її керівники, начальники цехів, майстри та інші керівники.

На підприємствах існує два види пожежної охорони: професійна і воєнізована. Воєнізована охорона створюється на об’єктах з підвищеною небезпекою. Крім того на підприємствах для посилення пожежної охорони організовуються добровільні пожежні дружини і команди, добровільні пожежні товариства і пожежно-технічні комісії з числа робітників та службовців. При Міністерстві внутрішніх справ існує управління пожежної охорони (УПО) і його органи на місцях. До складу УПО входить Державний пожежний нагляд який здійснює:

Контроль за станом пожежної безпеки

Розробляє і погоджує протипожежні норми і правила та контролює їх виконання в проектах і безпосередньо на об'єктах народного господарства

Проводить розслідування і облік пожеж

Організовує протипожежну профілактику.

Протипожежна профілактика – це комплекс організаційних і технічних заходів, які спрямовані на здійснення безпеки людей, на попередження пожеж, локалізацію їх поширення, а також створення умов для успішного гасіння пожежі.

Відповідальним керівником робіт по ліквідації пожеж і аварій на підприємстві є головний інженер. Начальник структурного підрозділу, в якому виникла пожежа, є відповідальним виконавцем робіт по її ліквідації.

Протипожежні вимоги до будинків і споруд [1]

Виходячи з властивостей речовин і матеріалів, умов їх застосування і обробки і у відповідності із ОНТП 24-86 “Визначення категорій приміщень і будівель по вибухопожежній і пожежній небезпеці” приміщення по вибухопожежній і пожежній небезпеці діляться на п'ять категорій – А, Б, В, Г, Д.

До категорії А належать приміщення, де перебувають спалимі та легкозаймисті рідини з температурою спалаху, що не перевищує 28°C, а також речовини і матеріали здатні вибухати і горіти при взаємодії з водою, киснем або одне з одним; при утворенні вибухонебезпечних сумішей розвивається розрахунковий надлишковий тиск вибуху 5 кПа.

До категорії Б належать приміщення, в яких є пил та волокна, легкозаймисті рідини з температурою спалаху понад 28°C та спалимі рідини в такій кількості, що можуть утворюватися вибухонебезпечні пилоповітряні та пароповітряні суміші, при займанні яких розвивається розрахунковий надлишковий тиск вибуху 5 кПа.

До категорії В належать приміщення, де перебувають спалимі та важкоспалимі рідини, тверді спалимі та важкоспалимі речовини та матеріали (в тому числі пил та волокна), а також речовини і матеріали які здатні при

взаємодії з водою, киснем повітря та одне з одним тільки горіти (за умови, що ці приміщення не відносяться до категорії А чи Б).

До категорії Г належать приміщення, в яких є неспалимі речовини та матеріали в гарячому, розпеченому або розплавленому стані, а також спалимі гази, рідини та тверді речовини, які спалюються або утилізуються як паливо; процес їх обробки супроводжується виділенням променевої теплоти, іскор та полум'я.

До категорії Д належать приміщення, в яких є неспалимі речовини та матеріали у холодному стані.

На розвиток пожежі у приміщеннях та спорудах значно впливає здатність окремих будівельних елементів чинити опір впливу тепла, тобто їх вогнестійкість.

Вогнестійкість – здатність будівельних конструкцій чинити опір дії високої температури, утворенню наскрізних тріщин та поширенню вогню в умовах пожежі і виконувати при цьому свої звичайні експлуатаційні функції. Вогнестійкість конструкцій будівель характеризується межею вогнестійкості.

Межа вогнестійкості – це час, на протязі якого конструкція може витримати дію вогню, а потім вже починається деформація.

Всі будівлі і споруди за ступенем вогнестійкості за СНиП 2.01.02-85 поділяють на 5 ступеней.

Будинок може належати до того або іншого ступеня вогнестійкості, якщо значення меж вогнестійкості і меж поширення вогню усіх конструкцій не перевищує значень вимог СНиП 2.01.02-85. [1]

4.3 Висновки до розділу

В розділі «Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях» описано заходи електробезпеки при роботі з обладнанням, а також питання пожежної безпеки на підприємстві.

ВИСНОВКИ

Розглянуто статистичні підходи до задачі виявлення радіосигналів. Встановлено, що основними якісними показниками виявлення є умовні достовірності правильного виявлення сигналів та помилкової тривоги.

Розглянуто методи оптимального виявлення сигналів та оцінювання достовірності такого виявлення. Встановлено, що для більшості випадків виявлення ефективним є використання узгоджених чи оптимальних фільтрів. Також розглянуто застосування методів адаптивної фільтрації, формування адаптивних порогів виявлення сигналів. Проведено виведення оцінок достовірності виявлення сигналів при застосуванні узгодженого фільтра.

Розроблено програму виявлення сигналів на фоні завад та реалізовано спосіб оцінювання достовірності такого виявлення. В цій програмі задача виявлення сигналів вирішується на основі кореляційного методу з використанням узгодженого фільтра та адаптивних порогів типу CFAR. Основною метою є не лише виявлення можливих подій у сигналі, а й кількісна оцінка достовірності прийнятих рішень, тобто визначення, наскільки ефективно алгоритм розрізняє корисні сигнали та шумові завади.

На першому етапі формується еталонний шаблон сигналу. Він може бути отриманий безпосередньо з реального аудіосигналу шляхом виділення характерного фрагмента або синтезований у вигляді простого тестового сигналу. Шаблон нормується за енергією, що забезпечує коректність подальших порівнянь незалежно від абсолютного рівня амплітуди сигналу.

Далі виконується узгоджена фільтрація, яка полягає у кожному кореляційному порівнянні шаблону з усім сигналом. У кожному положенні обчислюється значення, яке характеризує ступінь схожості між сигналом та шаблоном. Для підвищення стійкості до знакових змін використовується квадрат цього значення, що утворює статистику детектора. У випадку

відсутності корисного сигналу ця статистика визначається лише шумом, а при наявності сигналу – суттєво зростає.

Прийняття рішення про наявність сигналу здійснюється шляхом порівняння отриманої статистики з порогом.

Для оцінювання достовірності виявлення на реальних даних, де відсутні точні мітки розташування сигналів, у програмі використовується практичний підхід. Локальні максимуми статистики детектора розглядаються як кандидати на наявність корисних подій. Ймовірність правильного виявлення оцінюється як частка таких піків, що перевищили поріг детектора. Таким чином визначається, наскільки часто алгоритм успішно виявляє події, які за формою та енергією відповідають очікуваному сигналу.

Таким чином, у програмі реалізовано комплексний підхід до визначення достовірності виявлення сигналів, який поєднує ефективний метод детекції з кількісною оцінкою ймовірностей правильного виявлення. Це дозволяє не лише виявляти сигнали у зашумлених даних, а й обґрунтовано оцінювати надійність прийнятих рішень у реальних умовах експлуатації.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Hu Y., Chen J., Zhu Q. Game-Theoretic Neyman-Pearson Detection to Combat Strategic Evasion // IEEE Transactions on Information Forensics and Security. 2025. Vol. 20. P. 516–530. DOI: 10.1109/TIFS.2024.3515834. [ACM Digital Library+1](#)
2. He C., Huang B., Jin Y., Wang J., Zhang R., Liu L. Persymmetric GLRT-Based Detectors With Training Data for FDA-MIMO Radar // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2025. Vol. 61, No. 2. P. 4776–4795. DOI: 10.1109/TAES.2024.3513281.
3. Wang Z., Chen H., Li Y., Wang D. Rao and Wald Tests for Moving Target Detection in Forward Scatter Radar // Remote Sensing. 2024. Vol. 16, No. 2. Art. 211. DOI: 10.3390/rs16020211.
4. Jing X., Su H., Shen L., Mao Z., Jia C. Adaptive Radar Detection in the Clutter and Noise Cover Pulse Jamming Environment // Signal Processing. 2023. Vol. 205. Art. 108852. DOI: 10.1016/j.sigpro.2022.108852.
5. Zeng L., Wang Y.-L., Liu W., Liu J., Lan L. GLRT-based detectors for FDA-MIMO radar with training data // Digital Signal Processing. 2022. Vol. 130. Art. 103729. DOI: 10.1016/j.dsp.2022.103729.
6. Egea-Roca D., Guepie B. K., Lopez-Salcedo J. A., Seco-Granados G., Nikiforov I. V. Two Strategies in Transient Change Detection // IEEE Transactions on Signal Processing. 2022. Vol. 70. P. 1418–1433. DOI: 10.1109/TSP.2022.3158008. [SpComNav+1](#)
7. Banerjee D., Ma Z. Optimal signal detection in some spiked random matrix models // The Annals of Statistics. 2022. Vol. 50, No. 4. P. 1910–1932. DOI: 10.1214/21-AOS2150. [Project Euclid](#)
8. Song C., Wang B., Xiang M., Li W. Extended GLRT Detection of Moving Targets for Multichannel SAR Based on Generalized Steering Vector // Sensors. 2021. Vol. 21, No. 4. Art. 1478. DOI: 10.3390/s21041478.

9. Mathur, A., and P. Willett, "Local SNR Consideration in Decentralized CFAR Detection," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 34, No. 1, January 1998, pp. 13–22.
10. Gini, F., F. Lombardini, and L. Verrazani, "Decentralized CFAR Detection with Binary Integration in Weibull Clutter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 33, No. 2, April 1997, pp. 396–407.
11. Gini, F., F. Lombardini, and L. Verrazani, "Robust Nonparametric Multiradar CFAR Detection against Non-Gaussian Spiky Clutter," *IEE Proceedings, Part F*, Vol. 144, No. 3, June 1997, pp. 131–140.
12. Gowda, C. H., and R. S. Viswanathan, "Performance of Distributed CFAR Test Under Various Clutter Amplitudes," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 35, No. 4, October 1999, pp. 1410–1419.
13. Nagle, D. J., and J. Sanie, "Performance Analysis of Linearly Combined Order Statistics CFAR Detectors," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 31, No. 2, April 1995, pp. 522–532.
14. Dozorskyi V., Dediv I., Sverstiuk S., Nykytyuk V., Karnaukhov A. The Method of Commands Identification to Voice Control of the Electric Wheelchair. Proceedings of the 1st International Workshop on Computer Information Technologies in Industry 4.0 (CITI 2023). CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine, June 14-16, 2023. P.233-240. ISSN 1613-0073.
15. Khvostivska L., Khvostivskyi M., Dediv I., Yatskiv V., Palaniza Y. Method, Algorithm and Computer Tool for Synphase Detection of Radio Signals in Telecommunication Networks with Noises. Proceedings of the 1st International Workshop on Computer Information Technologies in Industry 4.0 (CITI 2023). CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine, June 14-16, 2023. P.173-180. ISSN 1613-0073.
16. Khvostivska L., Khvostivskyi M., Dunets V., Dediv I. Mathematical, algorithmic and software support of synphase detection of radio signals in electronic communication networks with noises. *Scientific Journal of TNTU (Tern.)*, vol 111, no 3, 2023. pp. 48–57.

17. Основи технології радіоелектронних апаратів : навчальний посібник / Р. А. Ткачук, В. Г. Дозорський, Л. Є. Дедів, І. Ю. Дедів. - Тернопіль : Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, 2017. - 336 с.

18. Dozorskyi V., Dediv L., Kovalyk S., Dozorska O., Dediv I. (2024) Design of the endoskeleton of a biocontrolled hand prosthesis. Scientific Journal of TNTU (Tern.), vol. 115, no 3, pp. 100-111.

19. Дедів І. Ю. Метод автентифікації користувачів за параметрами голосових сигналів / І. Ю. Дедів, М. М. Кузик // Збірник тез доповідей VI Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених та студентів „Актуальні задачі сучасних технологій“, 16-17 листопада 2017 року. Т.: ТНТУ, 2017. Том 2. С. 47.

20. Методичні рекомендації до виконання, оформлення та захисту кваліфікаційних робіт для здобувачів другого (магістерського) рівня вищої освіти за спеціальністю 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» галузі знань 17 «Електроніка, автоматизація та електронні комунікації»/уклад.: Дунець В.Л., Хвостівська Л.В., Дедів І.Ю. Тернопіль: ТНТУ, 2024. 56 с.

21. Математичне та комп'ютерне моделювання електрокардіосигналів у системах голтерівського моніторингу / Л.Є. Дедів, А.С. Сверстюк, І.Ю. Дедів, М.О. Хвостівський, В.Г. Дозорський, Є.Б. Яворська. – Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2021. – 120 с. ISBN 978-617-574-218-1.

22. Математичне моделювання, методи та програмне забезпечення опрацювання дихальних шумів у комп'ютерних аускультативних діагностичних системах / І.Ю. Дедів, А.С. Сверстюк, Л.Є. Дедів, В.Г. Дозорський, М.О. Хвостівський. – Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2021. – 126 с. ISBN 978-617-574-219-8.

23. Методичні рекомендації з оформлення кваліфікаційних робіт бакалавра за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка» уклад.: Дунець В.Л., Хвостівський М.О. Дедів І.Ю. Тернопіль: ТНТУ імені Івана Пулюя, 2021 р. – 72с.

24. Дозорський В.Г., Дозорська О.Ф., Дедів Л.Є., Дедів І.Ю., Паньків І.М., Яворська Є.Б. Структура системи відбору біосигналів для задачі відновлення комунікативної функції людини. Вісник Хмельницького національного університету: технічні науки. – Хмельницький: редакція журналу "Вісник Хмельницького національного університету". – 2019. - №2(271) – с. 183-186.

25. Dozorska O., Yavorska E., Dozorskyi V., Pankiv I., Dediv L. Dediv I. The Method of Indirect Restoration of Human Communicative Function. Proc. of the 15th International Conference on the Experience of Designing and Application of CAD Systems (CADSM), CADSM'2019, (pp. 19–22). Polyana-Svalyava (Zakarpattia), UKRAINE 978-1-7281-0053-1/19.

26. Дозорська О.Ф., Яворська Є.Б., Дозорський В.Г., Дедів Л.Є., Дедів І.Ю. Метод виявлення ознак основного тону в структурі електроміографічних сигналів для задачі компенсації порушеної комунікативної функції людини», Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування, (81), с. 56-64. doi: 10.20535/RADAP.2020.81.56-64.

27. Khvostivska L., Khvostivskyi M., Dunetc V., Dediv I.. Mathematical and Algorithmic Support of Detection Useful Radiosignals in Telecommunication Networks. 2nd International Workshop on Information Technologies: Theoretical and Applied Problems, ITTAP 2022. CEUR Workshop Proceedings. Ternopil 22-24 November 2022. Vol 3309, P. 314-318. ISSN 1613-0073.

28. Гевко О.В., Дозорський В.Г., Дедів Л.Є., Дедів І.Ю., Дозорська О.Ф. Структурний синтез вібромасажної апаратури. Перспективні технології та прилади, № 20, Луцьк, 2022. – с. 23-31.

29. Dozorskyi V., Dediv I., Sverstiuk S., Nykytyuk V., Karnaukhov A. The Method of Commands Identification to Voice Control of the Electric Wheelchair. Proceedings of the 1st International Workshop on Computer Information Technologies in Industry 4.0 (CITI 2023). CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine, June 14-16, 2023. P.233-240. ISSN 1613-0073.

30. Khvostivska L., Khvostivskyi M., Dediv I., Yatskiv V., Palaniza Y. Method, Algorithm and Computer Tool for Synphase Detection of Radio Signals in Telecommunication Networks with Noises. Proceedings of the 1st International Workshop on Computer Information Technologies in Industry 4.0 (CITI 2023). CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine, June 14-16, 2023. P.173-180. ISSN 1613-0073.

31. Khvostivska L., Khvostivskyi M., Dunets V., Dediv I. Mathematical, algorithmic and software support of synphase detection of radio signals in electronic communication networks with noises. Scientific Journal of TNTU (Tern.), vol 111, no 3, 2023. pp. 48–57.

32. Основи технології радіоелектронних апаратів : навчальний посібник / Р. А. Ткачук, В. Г. Дозорський, Л. Є. Дедів, І. Ю. Дедів. - Тернопіль : Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, 2017. - 336 с.

33. Dozorskyi V., Dediv L., Kovalyk S., Dozorska O., Dediv I. (2024) Design of the endoskeleton of a biocontrolled hand prosthesis. Scientific Journal of TNTU (Tern.), vol. 115, no 3, pp. 100-111.

34. Техноекоекологія та цивільна безпека. Частина «Цивільна безпека». Навчальний посібник / В.С. Стручок, – Тернопіль: ТНТУ ім. І.Пулюя, 2022. – 150 с.

35. Стручок В.С. Безпека в надзвичайних ситуаціях. Методичний посібник для здобувачів освітнього ступеня «магістр» всіх спеціальностей денної бо та заочної (дистанційної) форм навчання / В.С.Стручок. — Тернопіль: ФОП Паляниця В. А., 2022. — 156 с.

ДОДАТКИ

Додаток А

Код програми оцінювання достовірності виявлення сигналів

```

function detection_audio_Cfar_GUI_R2015b
% detection_audio_Cfar_GUI_R2015b
% MATLAB R2015b GUI для детекції подій в аудіо:
% - matched filter (кореляція/згортка з шаблоном)
% - Global threshold (без CFAR)
% - CFAR: CA / GO / SO (по статистиці потужності  $y^2$ )
% - Візуалізація: (1) waveform, (2)  $y^2$  + пороги, (3) детекції
% - Оцінки на реальних даних: PD та P_FA (Global і CFAR)
%
% Для аудіо рекомендовано: вибрати шаблон прямо з сигналу кнопкою.

% ----- Дані -----
x = []; % аудіосигнал (моно, стовпчик)
Fs = []; % частота дискретизації (Гц), якщо відома
haveTemplate = false;
s_template = []; % шаблон (стовпчик, нормований)

% ----- Defaults -----
N_default = 4096; % для аудіо часто треба більше, ніж 128
f0_default = 5; % якщо шаблон-синус (fallback)
Pfa_default = 1e-3;
Ntrain_default = 16;
Nguard_default = 4;
trials_default = 1e4;

% ----- GUI -----
fig = figure('Name','Audio Detection with CFAR (R2015b)', ...
    'NumberTitle','off', ...
    'Position',[100 100 1120 700], ...
    'MenuBar','none', ...
    'ToolBar','none', ...
    'Color',[0.94 0.94 0.94]);

ctrlPanel = uipanel('Parent',fig,'Title','Керування','FontSize',10,...
    'Position',[0.01 0.02 0.30 0.96]);

axesPanel = uipanel('Parent',fig,'Title','Графіки','FontSize',10,...
    'Position',[0.32 0.02 0.67 0.96]);

axSignal = axes('Parent',axesPanel,'Position',[0.08 0.72 0.89 0.22]);
axStat = axes('Parent',axesPanel,'Position',[0.08 0.42 0.89 0.22]);
axDet = axes('Parent',axesPanel,'Position',[0.08 0.12 0.89 0.22]);

% ----- Controls -----
uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','pushbutton','String','Завантажити аудіо/сигнал', ...
    'FontSize',10,'Position',[20 610 260 30],'Callback',@onLoadSignal);

```

```

hSignalInfo = uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','Сигнал не завантажено', ...
    'HorizontalAlignment','left','FontSize',9,'Position',[20 565 280 40]);

uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','pushbutton','String','Вибрати шаблон з сигналу', ...
    'FontSize',10,'Position',[20 530 260 30],'Callback',@onPickTemplate);

hTemplateInfo = uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','Шаблон: не вибрано
(використається синус)', ...
    'HorizontalAlignment','left','FontSize',9,'Position',[20 490 280 35]);

% N
uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','N (довжина шаблону, відліки):', ...
    'HorizontalAlignment','left','Position',[20 460 220 18]);
hEditN = uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','edit','String',num2str(N_default), ...
    'Position',[240 458 60 22]);

% f0 fallback
uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','f0 (fallback синус, якщо нема шаблону):', ...
    'HorizontalAlignment','left','Position',[20 430 260 18]);
hEditF0 = uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','edit','String',num2str(f0_default), ...
    'Position',[240 428 60 22]);

% Pfa
uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','P_{FA} (ціль):', ...
    'HorizontalAlignment','left','Position',[20 400 220 18]);
hEditPfa = uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','edit','String',num2str(Pfa_default), ...
    'Position',[240 398 60 22]);

% Ntrain
uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','N_{train} (кожен бік):', ...
    'HorizontalAlignment','left','Position',[20 370 220 18]);
hEditNtrain = uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','edit','String',num2str(Ntrain_default), ...
    'Position',[240 368 60 22]);

% Nguard
uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','N_{guard} (кожен бік):', ...
    'HorizontalAlignment','left','Position',[20 340 220 18]);
hEditNguard = uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','edit','String',num2str(Nguard_default), ...
    'Position',[240 338 60 22]);

% CFAR type
uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','Тип CFAR:', ...
    'HorizontalAlignment','left','Position',[20 310 120 18]);
hPopupCFAR = uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','popupmenu', ...
    'String',{'Global only (no CFAR)','CA-CFAR','GO-CFAR','SO-CFAR'}, ...
    'Position',[20 288 280 22], 'Value',2);

% Run detection
uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','pushbutton','String','Запустити детекцію', ...
    'FontSize',10,'Position',[20 248 260 30],'Callback',@onRunDetection);

% PD/PFA text outputs

```

```

hTextMetrics = uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','PD/PFA: -', ...
    'HorizontalAlignment','left','FontSize',9,'Position',[20 160 280 80]);

% Simulation controls
uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','Симуляція Pd(SNR) (matched filter,
AWGN):', ...
    'HorizontalAlignment','left','FontSize',10,'Position',[20 130 280 18]);

uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','SNR (дБ, напр. -10:2:12):', ...
    'HorizontalAlignment','left','Position',[20 105 280 18]);
hEditSNR = uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','edit','String','-10:2:12', ...
    'Position',[20 83 280 22]);

uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','text','String','Trials:', ...
    'HorizontalAlignment','left','Position',[20 55 280 18]);
hEditTrials = uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','edit','String',num2str(trials_default), ...
    'Position',[20 33 280 22]);

uicontrol('Parent',ctrlPanel,'Style','pushbutton','String','Запустити симуляцію', ...
    'FontSize',9,'Position',[20 2 280 28],'Callback',@onRunSimulation);

% Initial plots
axes(axSignal); cla(axSignal,'reset');
text(0.5,0.5,'Завантажте аудіо','HorizontalAlignment','center'); axis off;
axes(axStat); cla(axStat,'reset');
text(0.5,0.5,'Немає даних','HorizontalAlignment','center'); axis off;
axes(axDet); cla(axDet,'reset');
text(0.5,0.5,'Немає детекцій','HorizontalAlignment','center'); axis off;

% ===== LOAD =====
function onLoadSignal(~,~)
    [filename, pathname] = uigetfile({'*.wav;*.mat;*.txt;*.csv'}, ...
        'Виберіть файл (для аудіо бажано .wav):');
    if isequal(filename,0), return; end

    filepath = fullfile(pathname, filename);
    [~, name, ext] = fileparts(filename);
    ext = lower(ext);

    try
        if strcmp(ext,'.wav')
            [x_tmp, Fs_tmp] = audioread(filepath);
            % stereo -> mono
            if size(x_tmp,2) > 1
                x_tmp = mean(x_tmp,2);
            end
            x_tmp = x_tmp(:);
        elseif strcmp(ext,'.mat')
            tmp = load(filepath);
            vars = fieldnames(tmp);
            x_tmp = tmp.(vars{1});
            x_tmp = x_tmp(:);
        end
    end

```

```

        Fs_tmp = [];
    elseif strcmp(ext, '.txt') || strcmp(ext, '.csv')
        x_tmp = load(filepath);
        x_tmp = x_tmp(:);
        Fs_tmp = [];
    else
        errordlg(['Непідтримуваний формат: ' ext], 'Помилка'); return;
    end
catch ME
    errordlg(['Помилка завантаження: ' ME.message], 'Помилка'); return;
end

% Optional: remove DC (корисно для аудіо)
x_tmp = x_tmp - mean(x_tmp);

x = x_tmp;
Fs = Fs_tmp;

haveTemplate = false;
s_template = [];
set(hTemplateInfo, 'String', 'Шаблон: не вибрано (використається синус)');
set(hTextMetrics, 'String', 'PD/PFA: -');

if ~isempty(Fs)
    set(hSignalInfo, 'String', sprintf('Файл: %s\nДовжина: %d (%.2f с), Fs=%g Гц', ...
        name, length(x), length(x)/Fs, Fs));
else
    set(hSignalInfo, 'String', sprintf('Файл: %s\nДовжина: %d (Fs невідомий)', name,
length(x)));
end

% Plot waveform
axes(axSignal); cla(axSignal, 'reset');
if ~isempty(Fs)
    t = (0:length(x)-1)/Fs;
    plot(t, x, 'b-');
    xlabel('Час (с)');
else
    plot(x, 'b-');
    xlabel('Відлік');
end
ylabel('Амплітуда');
grid on;
title('Аудіосигнал');

% Reset other plots
axes(axStat); cla(axStat, 'reset');
text(0.5, 0.5, 'Натисніть "Запустити детекцію"', 'HorizontalAlignment', 'center'); axis off;
axes(axDet); cla(axDet, 'reset');
text(0.5, 0.5, 'Немає детекцій', 'HorizontalAlignment', 'center'); axis off;
end

```

```

% ===== PICK TEMPLATE =====
function onPickTemplate(~,~)
    if isempty(x)
        errordlg('Спочатку завантажте аудіо/сигнал.','Немає сигналу');
        return;
    end

    N_val = str2double(get(hEditN,'String'));
    if isnan(N_val) || N_val <= 0
        errordlg('Перевірте N.','Невірний N'); return;
    end
    N = round(N_val);

    axes(axSignal);
    title('Клікніть 2 точки (початок/кінець) для шаблону');
    try
        pts = ginput(2);
    catch
        title('Аудіосигнал');
        return;
    end
    title('Аудіосигнал');

    if size(pts,1) < 2
        return;
    end

    % Convert x-axis to sample indices
    if ~isempty(Fs)
        i1 = max(1, round(min(pts(:,1))*Fs) + 1);
        i2 = min(length(x), round(max(pts(:,1))*Fs) + 1);
    else
        i1 = max(1, round(min(pts(:,1)))));
        i2 = min(length(x), round(max(pts(:,1)))));
    end

    if (i2 - i1 + 1) < 8
        errordlg('Занадто короткий фрагмент.','Помилка'); return;
    end

    seg = x(i1:i2);

    % Якщо сегмент не дорівнює N — підрізати/доповнити нулями
    if length(seg) >= N
        seg = seg(1:N);
    else
        seg = [seg; zeros(N - length(seg),1)];
    end

    % Вікно + нормування
    seg = seg .* hann(N);

```

```

if norm(seg) < 1e-12
    errordlg('Шаблон майже нульовий. Виберіть інший фрагмент.','Помилка'); return;
end
s_template = seg / norm(seg);
haveTemplate = true;

set(hTemplateInfo,'String',sprintf('Шаблон: вибрано з сигналу (N=%d)', N));
end

% ===== RUN DETECTION =====
function onRunDetection(~,~)
    if isempty(x)
        errordlg('Спочатку завантажте аудіо/сигнал.','Немає сигналу');
        return;
    end

    % Read params
    N_val = str2double(get(hEditN,'String'));
    f0_val = str2double(get(hEditF0,'String'));
    Pfa_val = str2double(get(hEditPfa,'String'));
    Ntrain_val = str2double(get(hEditNtrain,'String'));
    Nguard_val = str2double(get(hEditNguard,'String'));

    if any(isnan([N_val f0_val Pfa_val Ntrain_val Nguard_val])) || ...
        N_val<=0 || Pfa_val<=0 || Pfa_val>=1 || Ntrain_val<=0 || Nguard_val<0
        errordlg('Перевірте введені параметри.','Невірні параметри'); return;
    end

    N = round(N_val);
    f0 = f0_val;
    Pfa = Pfa_val;
    Ntrain = round(Ntrain_val);
    Nguard = round(Nguard_val);

    if length(x) < N
        errordlg('Сигнал занадто короткий для такого N.','Помилка'); return;
    end

    cfarList = get(hPopupCFAR,'String');
    cfarType = cfarList{get(hPopupCFAR,'Value')};

    % Build template
    if haveTemplate && ~isempty(s_template) && length(s_template)==N
        s = s_template;
    else
        % fallback: синус (для аудіо краще вибирати шаблон з сигналу!)
        tt = (0:N-1)/N;
        s_raw = sin(2*pi*f0*tt).*hann(N);
        s = s_raw / max(norm(s_raw), 1e-12);
    end
end

```

```

% Matched filter via convolution: y = sum_{i} s(i)*x(k+i)
% => y = conv(x, flipud(s), 'valid')
y = conv(x, flipud(s), 'valid');
M = length(y);

% Statistic (power)
stat = y.^2;

% ----- Global threshold (noise estimate from lower 20%) -----
stat_sorted = sort(stat);
idx_noise = 1:round(0.2*length(stat_sorted));
if isempty(idx_noise)
    error('Замало точок для оцінки шуму.', 'Помилка'); return;
end
mu_hat = mean(stat_sorted(idx_noise));
gamma_global = -mu_hat * log(Pfa);

det_global = (stat > gamma_global);
n_det_global = sum(det_global);

% ----- CFAR threshold -----
gamma_cfar = NaN(M,1);
det_cfar = false(M,1);
n_det_cfar = 0;

if ~strcmp(cfarType, 'Global only (no CFAR)')
    if (2*(Ntrain+Nguard)+1) >= M
        error('Замало даних для такого CFAR-вікна (зменште Ntrain/Nguard або використайте довший сигнал).', 'Помилка');
        return;
    end

    N_T = 2*Ntrain;
    alpha = N_T * (Pfa^(-1/N_T) - 1);

    k_start = Ntrain + Nguard + 1;
    k_end = M - (Ntrain + Nguard);

    for k = k_start:k_end
        idxL = (k - Nguard - Ntrain):(k - Nguard - 1);
        idxR = (k + Nguard + 1):(k + Nguard + Ntrain);

        ZL = mean(stat(idxL));
        ZR = mean(stat(idxR));

        switch cfarType
            case 'CA-CFAR'
                Zuse = 0.5*(ZL + ZR);
            case 'GO-CFAR'
                Zuse = max(ZL, ZR);
            case 'SO-CFAR'
                Zuse = min(ZL, ZR);
        end
    end
end

```



```

        otherwise
            Zuse = 0.5*(ZL + ZR);
        end

        gamma_cfar(k) = alpha * Zuse;
    end

    det_cfar = (stat > gamma_cfar) & ~isnan(gamma_cfar);
    n_det_cfar = sum(det_cfar);
end

% ----- Peaks mask (targets) for PD estimate -----
is_peak = false(M,1);
for k = 2:M-1
    if stat(k) > stat(k-1) && stat(k) > stat(k+1)
        is_peak(k) = true;
    end
end
num_targets = sum(is_peak);

if num_targets > 0
    Pd_global = sum(det_global & is_peak) / num_targets;
    Pd_cfar = sum(det_cfar & is_peak) / num_targets;
else
    Pd_global = NaN;
    Pd_cfar = NaN;
end

% ----- Noise mask for P_FA estimate on real data -----
% Ідея: "шумові" позиції = не біля піків.
% Вилучаємо околиці піків на ширину W, щоб не рахувати реальні події як "false
alarms".
W = max(1, Nguard + Ntrain); % ширина захисної зони в індексах CUT
noise_mask = true(M,1);

peak_idx = find(is_peak);
for i = 1:length(peak_idx)
    a = max(1, peak_idx(i)-W);
    b = min(M, peak_idx(i)+W);
    noise_mask(a:b) = false;
end

% Також вилучимо краї, де CFAR не визначений (NaN), якщо CFAR увімкнено
if ~strcmp(cfarType,'Global only (no CFAR)')
    noise_mask(isnan(gamma_cfar)) = false;
end

n_noise = sum(noise_mask);
if n_noise > 0
    Pfa_hat_global = sum(det_global & noise_mask) / n_noise;
    if ~strcmp(cfarType,'Global only (no CFAR)')
        Pfa_hat_cfar = sum(det_cfar & noise_mask) / n_noise;
    end
end

```

```

else
    Pfa_hat_cfar = NaN;
end
else
    Pfa_hat_global = NaN;
    Pfa_hat_cfar = NaN;
end

% ----- Display metrics -----
if strcmp(cfarType,'Global only (no CFAR)')
    set(hTextMetrics,'String',sprintf([ ...
        'Peaks (targets)= %d\n' ...
        'PD(Global)= %.3f\n' ...
        'PFA_hat(Global)= %.3e (noise=%d)\n', ...
        num_targets, Pd_global, Pfa_hat_global, n_noise]));
else
    set(hTextMetrics,'String',sprintf([ ...
        'Peaks (targets)= %d\n' ...
        'PD(Global)= %.3f | PD(%s)= %.3f\n' ...
        'PFA_hat(Global)= %.3e | PFA_hat(%s)= %.3e\n' ...
        'Noise samples=%d\n', ...
        num_targets, Pd_global, cfarType, Pd_cfar, ...
        Pfa_hat_global, cfarType, Pfa_hat_cfar, ...
        n_noise]));
end

% ----- Plots -----
% Middle: stat + thresholds
axes(axStat); cla(axStat,'reset');
plot(stat,'b-'); hold on;
plot([1 M],[gamma_global gamma_global],'r--','LineWidth',1.5);
if ~strcmp(cfarType,'Global only (no CFAR)')
    plot(gamma_cfar,'m-','LineWidth',1);
    legend('y^2',sprintf('Global thr (P_{FA}=%.1e)',Pfa),[cfarType ' thr'],'Location','best');
else
    legend('y^2',sprintf('Global thr (P_{FA}=%.1e)',Pfa),'Location','best');
end
grid on;
xlabel('Індекс вікна (CUT)'); ylabel('Статистика y^2');
title('Matched filter statistic та пороги');

% Bottom: detections
axes(axDet); cla(axDet,'reset');
idxG = find(det_global);
if isempty(idxG)
    stem(idxG, ones(size(idxG)), 'g','filled'); hold on;
else
    hold on;
end
if ~strcmp(cfarType,'Global only (no CFAR)')
    idxC = find(det_cfar);
    if isempty(idxC)

```

```

        stem(idxC, 1.2*ones(size(idxC)), 'k','filled');
    end
    legend('Global (no CFAR)', cfarType, 'Location','best');
    title(sprintf('Detections: Global=%d, %s=%d', n_det_global, cfarType, n_det_cfar));
else
    legend('Global (no CFAR)', 'Location','best');
    title(sprintf('Detections: Global=%d', n_det_global));
end
grid on;
xlabel('Індекс вікна (CUT)'); ylabel('Детекції');
ylim([0 1.5]);
end

% ===== SIMULATION Pd(SNR) =====
function onRunSimulation(~,~)
    SNR_str = get(hEditSNR,'String');
    trials_str = get(hEditTrials,'String');

    try
        SNR_dB = eval(SNR_str); %#ok<EVLDIR>
    catch
        errordlg('Не зміг інтерпретувати SNR (введіть, напр., -10:2:12).','Помилка');
        return;
    end

    trials = str2double(trials_str);
    if any(isnan(SNR_dB)) || isnan(trials) || trials<=0
        errordlg('Перевірте SNR та trials.','Невірні параметри');
        return;
    end

    Pfa = str2double(get(hEditPfa,'String'));
    if isnan(Pfa) || Pfa<=0 || Pfa>=1
        errordlg('Перевірте P_{FA}','Невірне P_{FA}');
        return;
    end

    N = round(str2double(get(hEditN,'String')));
    f0 = str2double(get(hEditF0,'String'));
    if isnan(N) || N<=0 || isnan(f0)
        errordlg('Перевірте N та f0.','Невірні параметри');
        return;
    end

    % Template for simulation: sine (нормований)
    norminv_fun = @(p) sqrt(2)*erfinv(2*p-1);
    Phi = @(z) 0.5*(1 + erf(z./sqrt(2)));

    tt = (0:N-1)/N;
    s_raw = sin(2*pi*f0*tt).*hann(N);
    s = s_raw / max(norm(s_raw), 1e-12);

```

```

gamma = norminv_fun(1 - Pfa);

Pd = zeros(size(SNR_dB));
Pd_theor = zeros(size(SNR_dB));

for iS = 1:length(SNR_dB)
    A = sqrt(10^(SNR_dB(iS)/10));
    yH1 = zeros(trials,1);
    for k = 1:trials
        n = randn(N,1);
        yH1(k) = s*(A*s + n);
    end
    Pd(iS) = mean(yH1 > gamma);
    Pd_theor(iS) = 1 - Phi(gamma - A);
end

figure('Name','Pd vs SNR','NumberTitle','off');
plot(SNR_dB, Pd,'bo-','LineWidth',1.5); hold on;
plot(SNR_dB, Pd_theor,'r--','LineWidth',1.5);
grid on;
xlabel('SNR (dB)'); ylabel('P_D');
title(sprintf('Pd(SNR) (P_{FA}=%.1e, N=%d)', Pfa, N));
legend('Monte-Carlo','Теория','Location','southeast');
end

end

```

Додаток Б

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ТЕРНОПІЛЬСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІМЕНІ ІВАНА ПУЛЮЯ**

МАТЕРІАЛИ

ХІІ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ

**«ІНФОРМАЦІЙНІ МОДЕЛІ,
СИСТЕМИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ»**



17-18 грудня 2025 року

**ТЕРНОПІЛЬ
2025**

СЕКЦІЯ 1. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

УДК 621.397

О. Керницький; В. Сікула; Т. Максимів; І. Дедів, к. т. н., доц.

(Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна)

МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ РІВНЯ ВІЗУАЛЬНОГО СПРИЙНЯТТЯ ПОШКОДЖЕНИХ ЗОБРАЖЕНЬ НА ОСНОВІ СТОХАСТИЧНОГО РЕЗОНАНСУ

UDC 621.397

O. Kernitsky; V. Sikula; T. Maksymiv; I. Dediv, PhD., Assoc. Prof.

THE METHOD FOR ENHANCING THE LEVEL OF DAMAGED IMAGES VISUAL PERCEPTION BASED ON STOCHASTIC RESONANCE

Візуальна якість зображень є ключовим поняттям у цифровій обробці зображень, комп'ютерному зорі, системах стиснення та передавання мультимедійних даних. Від того, наскільки якісно відтворюється зображення, залежить комфорт користувача, точність діагностики в медичних застосуваннях, надійність систем відеоспостереження та ефективність автоматизованих систем розпізнавання. Під візуальною якістю зображення зазвичай розуміють ступінь відповідності між сприйнятим спостерігачем зображенням і тим, що вважається еталонним з точки зору людського зору.

На сьогодні розроблено велику кількість методів покращення якості зображень, що в свою чергу, призводить до покращення їхнього візуального сприйняття. Перспективним до обробки зображень, зокрема покращення візуального сприйняття, є застосування принципу стохастичного резонансу, що є явищем, коли додавання шуму до слабкого сигналу допомагає краще його виявити. У випадку зображень, до них додається певна кількість випадкового шуму та застосовується нелінійна обробка, і в результаті контури, деталі та структури стають видимішими, особливо у темних або низькоконтрастних ділянках. Однак, основною вимогою цього методу є та, що параметри шуму мають бути оптимальними. Якщо порівнювати цей метод із іншими поширеними, то, наприклад, контрастування й адаптивне гістограмне вирівнювання з обмеженням контрасту є різними версіями детермінованих перетворень яскравості, а метод стохастичного резонансу є нелінійним шумо-спричиненим підсиленням слабких сигналів, де шум входить в структуру методу як необхідний елемент.

Для середовища Matlab було проведено розробку програми, яка підтримує роботу із сіро-рівневими та кольоровими (RGB) зображеннями, передбачає автоматичне оновлення параметрів стохастичного резонансу, забезпечує наочне порівняння отриманого після обробки зображення із оригіналом. Для власне обробки в методі реалізовано алгоритм стохастичного резонансу в плані багаторазового додавання шуму, нелінійної порогової обробки, усереднення результатів та фінального підсилення контрасту.

Як тестове зображення було використано пошкоджене зображення САРТЧНА. Встановлено, що при додаванні шуму з допомогою розробленого методу в зображенні починають виокремлюватись краї тексту і він стає більш сприйнятним візуально. Попри те, що на зображенні присутній значний рівень фонового шуму, який був штучно доданий в процесі реалізації стохастичного резонансу, окремі букви тексту стало набагато простіше диференціювати візуально, тобто візуальне сприйняття покращилось.

Таким чином встановлено, що застосування стохастичного резонансу до обробки пошкоджених зображень справді дає можливість підвищення рівня візуального сприйняття пошкоджених зображень, а розроблена програма дає можливість пошуку оптимальних параметрів обробки, зокрема рівня доданого шуму.

ЗМІСТ

СЕКЦІЯ 1. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

О. Керницький, В. Сікула, Т. Максимів, І. Дедів МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ РІВНЯ ВІЗУАЛЬНОГО СПРИЙНЯТТЯ ПОШКОДЖЕНИХ ЗОБРАЖЕНЬ НА ОСНОВІ СТОХАСТИЧНОГО РЕЗОНАНСУ O. Kernitsky, V. Sikula, T. Maksymiv, I. Dediv THE METHOD FOR ENHANCING THE LEVEL OF DAMAGED IMAGES VISUAL PERCEPTION BASED ON STOCHASTIC RESONANCE	3
А. Кондратюк, Я. Литвиненко МЕТОДИ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОКАРДІОСИГНАЛУ З АРТЕФАКТАМИ A. Kondratyuk, I. Lytvynenko METHODS FOR MODELING ELECTROCARDIO SIGNAL WITH ARTIFACTS	4
В. Кривень, В. Шаповалов МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЕЛЕКТРИЧНОГО ОПОРУ КРУГОВОЇ ПЛАСТИНИ V. Kryven, V. Sharovalov MATHEMATICAL MODEL OF ELECTRICAL RESISTANCE OF A CIRCULAR PLATE	5
С. Литвиненко, М. Фриз ПІДХОДИ ДО МОДЕЛЮВАННЯ СПОСОБІВ ПРОСУВАННЯ ЦІЛЬОВОЇ РЕКЛАМИ S. Lytvynenko, M. Friz APPROACHES TO MODELING METHODS OF TARGETED ADVERTISING	6
І. Плєскуп, Д. Кривко, Т. Дубиняк, М. Яворська МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ТЕМПЕРАТУРНИМ РЕЖИМОМ ГОСПОДАРСЬКОГО ПРИМІЩЕННЯ I. Pleskun, D. Kryvko, T. Dubyniak, M. Yavorska MODELING OF A TEMPERATURE CONTROL SYSTEM FOR UTILITY ROOMS	7
М. Стрілецький МОДЕЛЬ ЛОТКА-ВОЛЬТЕРРА ОЦІНКИ ЗАБРУДНЕНЬ В ЗОНІ ФУНКЦІОНУВАННЯ МАЛОГО МАШИНОБУДІВНОГО ПІДПРИЄМСТВА M. Striletskyi LOTKA-VOLTERRA MODEL FOR ASSESSING POLLUTION IN THE OPERATIONAL ZONE OF A SMALL MACHINE-BUILDING ENTERPRISE	9
В. Ступка, В. Анненков, І. Дедів МЕТОД СТИСНЕННЯ ЦИФРОВИХ ЗОБРАЖЕНЬ НА ОСНОВІ ВЕЙВЛЕТ- КОДУВАННЯ V. Stupka, V. Annenkov, I. Dediv DIGITAL IMAGE COMPRESSION METHOD BASED ON WAVELET CODING	11
В. Сумко, Я. Литвиненко ОГЛЯД МЕТОДІВ ІНТЕРПОЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ В ЗАДАЧАХ ОЦІНЮВАННЯ ЇХ РИТМІЧНОЇ СТРУКТУРИ V. Sumko, I. Lytvynenko A REVIEW OF SIGNAL INTERPOLATION METHODS FOR THE PURPOSE OF ESTIMATING THEIR RHYTHMIC STRUCTURE	12
М. Фриз, Б. Млинко СИСТЕМНИЙ АНАЛІЗ МОДЕЛЕЙ ТА МЕТОДІВ МОНІТОРИНГУ ЗАБРУДНЕНЬ АТМОСФЕРНОГО ПОВІТРЯ M. Fryz, B. Mlynko SYSTEM ANALYSIS OF ATMOSPHERIC AIR POLLUTION MONITORING MODELS AND METHODS	14