

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Метод оптимального виявлення сигналів в суміші із завадами

Виконав(ла): студент(ка) 6 курсу, групи РРм-61
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

	<u>Мандзій М.Б.</u> (підпис)	<u>Мандзій М.Б.</u> (прізвище та ініціали)
Керівник	<u>Дедів І.Ю.</u> (підпис)	<u>Дедів І.Ю.</u> (прізвище та ініціали)
Нормоконтроль	<u>Хвостівська Л.В.</u> (підпис)	<u>Хвостівська Л.В.</u> (прізвище та ініціали)
Завідувач кафедри	<u>Дунець В.Л.</u> (підпис)	<u>Дунець В.Л.</u> (прізвище та ініціали)
Рецензент	<u>Стрембіцький М.О.</u> (підпис)	<u>Стрембіцький М.О.</u> (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)

« »

2021 р.

**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

з
на здобуття освітнього ступеня магістр

(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

студенту Мандзію Михайлу Борисовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Метод оптимального виявлення сигналів в суміші із завадами

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

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

Затверджені наказом ректора від «30» листопада 2021 року № 4/7-1019

2. Термін подання студентом завершеної роботи 6 грудня 2021 року

3. Вихідні дані до роботи _____

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

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

АНОТАЦІЯ

Метод оптимального виявлення сигналів в суміші із завадами // Кваліфікаційна робота магістра // Мандзій Михайло Борисович // ТНТУ, ФПТ, група РРм-61 // Тернопіль, 2021.

Ключові слова: ЗАВАДА, ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ, СУМІШ СИГНАЛІВ.

В кваліфікаційній роботі магістра розглянуто питання виявлення сигналів серед завад. Розглянуто основні методи та способи реалізації систем оптимального виявлення сигналів, розглянуто критерії оптимального виявлення та проблеми, що виникають при цьому. Проаналізовано методи оптимального виявлення сигналів з відомими енергетичними та часовими параметрами а також повністю невідомих сигналів. Розроблено структуру оптимального виявника як частини приймаючого тракту та метод оптимального виявлення.

ANNOTATION

The method of optimal detection of signals in a mixture with interference // Master's qualification work // Mandziy M.B. // TNTU, FPT, group RRm-61 // Ternopil, 2021.

Keywords: INTERFERENCE, DIGITAL FILTER, MIXTURE OF SIGNALS.

In the qualification work of the master the question of optimal detection of signals in a mixture with interference is considered. The basic methods and ways of realization of systems of optimum detection of signals are considered, criteria of optimum detection and the problems which arise at it are considered. Methods of optimal detection of signals with known energy and time parameters as well as completely unknown signals are analyzed. Statistical approaches to estimating the presence of signals in a mixture with interference have been developed. The structure of the optimal detector as a part of the receiving path is developed.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА.....	9
1.1. Перешкодостійкість в радіоприйманні сигналів	9
1.2. Задача виявлення сигналів серед завад.....	11
1.3. Проблема оптимального виявлення зашумлених сигналів.....	13
1.4. Висновки до розділу 1	15
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	16
2.1. Методи статистичного прийняття рішень.....	16
2.2. Оптимальний лінійний фільтр з мінімумом середньквдратичної помилки.....	23
2.3. Узгоджений фільтр і його основні характеристики.....	26
2.4. Оптимальне виявлення детермінованих сигналів.....	30
2.5. Помилки виявлення сигналу.....	32
2.6. Критерії визначення сигналів.....	34
2.7. Структурні схеми виявників.....	38
2.8. Висновки до розділу 2	55
РОЗДІЛ 3. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА	56
3.1. Розроблення методу оптимального виявлення	56
3.2. Висновки до розділу 3	61
РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	62
4.1 Охорона праці.....	62
4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	64
4.3 Висновки до розділу 3.....	67
ВИСНОВКИ.....	68
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	70
ДОДАТКИ	

ВСТУП

Актуальність роботи. У сучасних умовах, що характеризуються складністю завдань, розв'язуваних радіосистемами, та різноманітністю заводової обстановки, розробка досить досконалих систем можлива лише на базі сучасних методів оптимізації (синтезу). Головне завдання прийому сигналів полягає в оптимальному відтворенні корисної інформації по сигналу, спотвореному при розповсюдженні, що приймається спільно з різного роду завадами.

Основною проблемою оптимального прийому сигналів є наступна. Приймаючи відомими окремі характеристики корисного сигналу, що передається, каналу передачі та завад, та їхня функціональна взаємодія, потрібно отримати оптимальний приймальний або вирішальний пристрій, який б найкращим чином відтворював передане повідомлення. При дуже малому обсязі апріорних даних або відсутності їх необхідно користуватися методами адаптивного прийому.

Відповідно до цільового призначення різних радіотехнічних систем та застосовуваних математичних методів у теорії оптимального прийому сигналів умовно можна виділити кілька напрямків: оптимальне виявлення та розрізнення сигналів на тлі перешкод, оцінка невідомих параметрів сигналу та перешкод, дозвіл кількох сигналів і оптимальна фільтрація повідомлень, що містяться в сигналах, що приймаються.

Оптимальний прийом сигналів у радіозв'язку, радіолокації та інших системах передачі інформації розглядається спільно, оскільки всі ці завдання мають одну й ту саму загальну базу рішення — математичну статистику (перевірка гіпотез, оцінювання параметрів розподілу). Застосований єдиний статистичний підхід до вирішення різноманітних завдань. Він заснований на байєсівській методології та теорії статистичних рішень. При цьому забезпечується можливість обліку як інформації, що передається коливанням,

а й апріорних відомостей щодо сигналу і перешкод, параметри яких можуть змінюватися у часі.

В роботі проводиться розробка методу оптимального виявлення сигналів серед завад.

Мета і завдання дослідження. Розроблення методу та системи оптимального виявлення сигналів в завадах. Задачі:

- провести огляд літературних джерел;
- проаналізувати принципи виявлення сигналів;
- проаналізувати критерії оптимального виявлення сигналів;
- розробити метод виявлення сигналів.

Об'єкт дослідження: процес найкращого виявлення сигналів.

Предмет дослідження: метод оптимального виявлення сигналів.

Практичне значення отриманих результатів. Можливість проектування вузлів та систем оптимального прийому сигналів.

Наукова новизна. Вперше обгрунтовано спосіб оптимального виявлення сигналів на основі критерію Фішера.

Апробація результатів дослідження. Участь в ІХ науково-технічній конференції «Інформаційні моделі, системи та технології» (м. Тернопіль, 2021 р.).

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

1.1 Перешкодостійкість в радіоприйманні сигналів

Особливість радіоприймання у тому, що поруч із сигналами через антенну систему в приймальний пристрій надходять різноманітні перешкоди. Перешкоди спотворюють сигнал і цим перешкоджають отриманню достовірної інформації.

Здатність радіотехнічної системи зберігати свої функції незмінними або такими, що змінюються в допустимих межах при дії перешкод, називається перешкодостійкістю. Кількісно перешкодостійкість оцінюється за допомогою різних показників, що використовують імовірний опис перешкод і сигналів. Наприклад, застосовуються такі показники, як відношення сигнал/шум на вході та виході приймального пристрою, вірогідність правильного виявлення сигналу, середнє квадратичне відхилення помилки параметра сигналу. Конкретний показник перешкодостійкості вибирається із зручності розв'язання задачі.

Теоретично в області перешкодостійкості розрізняють два основні завдання: аналізу та синтезу.

Завдання аналізу присвячене розрахунку показників перешкодостійкості існуючих (розроблених) радіотехнічних систем. У цьому випадку, вважаючи відомими імовірнісний опис сигналу і перешкоди на вході, визначають імовірнісні характеристики вихідного процесу, а по ньому - показники стійкості до перешкод. Це завдання, за своєю суттю, зводиться до аналізу проходження випадкового процесу через лінійні та нелінійні ланцюги, у тому числі складих радіотехнічних систем.

Завдання синтезу присвячене визначенню структурної схеми радіотехнічної системи або, у більш простому варіанті, структурної схеми радіоприймального пристрою, яка мала б найкращі, або оптимальні, показники завадостійкості при заданому призначенні пристрою і при відомому ймовірнісному описі сигналу та перешкоди на вході. У цьому випадку конкретний вид сигналу і перешкоди, який спостерігається у певний час на вході приймача і який, в принципі, може бути зафіксований апаратурою, розглядається як вибірка з того випадкового процесу, умовний ймовірнісний опис якого передбачається відомим. Тому завдання синтезу, звані також задачами оптимального радіоприйому, слід розглядати як розвиток таких завдань математичної статистики, як завдання перевірки гіпотез і завдання оцінки параметрів розподілу.

У науково-технічній літературі завдання оптимального радіоприймання ділиться на 4 окремі завдання: виявлення сигналу, розрізнення сигналів, оцінки параметрів сигналу, фільтрації сигналу чи повідомлень. Кількісно ці завдання можна сформулювати в такий спосіб.

У задачі виявлення сигналу потрібно найкращим чином за заданим критерієм оптимальності на підставі спостереження процесу відповісти на питання, чи міститься процес сигналом разом з перешкодою або є тільки перешкодою.

У задачі розрізнення сигналів процес, що спостерігається, може разом з перешкодою містити один з двох взаємно виключаючих сигналів, але який саме, невідомо. Потрібно за заданим критерієм оптимальності найкращим чином відповісти на питання, який саме сигнал разом із перешкодою присутній у процесі.

У задачі оцінки параметрів сигналу вважається, що в процесі, що спостерігається, разом з перешкодою існує сигнал з одним або декількома невідомими параметрами і потрібно найкращим чином за заданим критерієм

оцінити ці невідомі параметри. До цієї задачі тісно примикає завдання дозволу сигналу, коли вважається, що разом з перешкодою в процесі, що спостерігається, можуть існувати один або два сигнали, невідомі параметри яких незначно відрізняються між собою. Проте скільки цих сигналів – один чи два – наперед невідомо.

У задачі оптимальної фільтрації вважається, що у процесі існує разом із перешкодою сигнал, у якого будь-який параметр відповідно до випадкового закону модуляції змінюється в часі. Потрібно в кожний момент часу дати найкращу оцінку параметру, що змінюється за заданим критерієм оптимальності. На відміну від завдання оцінки параметра тут полягає в тому, що цей параметр є випадковою функцією часу, у той час як у попередній задачі параметр є випадкова величина, але постійна на інтервалі спостереження.

1.2 Задача виявлення сигналів серед завад

У сучасних умовах, що характеризуються складністю завдань, розв'язуваних радіосистемами, та різноманітністю заводової обстановки, розробка досить досконалих систем можлива лише на базі сучасних методів оптимізації (синтезу). Головне завдання прийому сигналів полягає в оптимальному відтворенні корисної інформації по сигналу, спотвореному при розповсюдженні, що приймається спільно з різного роду завадами.

Основною проблемою оптимального прийому сигналів є наступна. Приймаючи відомими окремі характеристики корисного сигналу, що передається, каналу передачі та завад, та їхня функціональна взаємодія, потрібно отримати оптимальний приймальний або вирішальний пристрій, який б найкращим чином відтворював передане повідомлення. При дуже малому обсязі апріорних даних або відсутності їх необхідно користуватися методами адаптивного прийому.

При синтезі оптимальних приймальних пристроїв вихідними є два положення: 1) вибір математично продуктивного критерію оптимальності відповідно до фізичного змісту та цільового змісту вирішуваного практичного завдання; 2) чітке математичне формулювання завдання.

Підсумком вирішення завдання синтезу є такі результати.

1. Структура оптимального приймача. В результаті синтезу (оптимізації) повинен бути отриманий оптимальний алгоритм обробки прийнятого коливання, що реалізується у вигляді відповідних схем. Це задача структурного синтезу.

2. Кількісні оцінки якості роботи (кількісний синтез).

3. Чутливість.

4. Зазвичай відомості є орієнтовними. Отже, практично цілком можливі відхилення від прийнятих апріорних даних. Тому завжди бажано, щоб отримані алгоритми та кількісні характеристики були нечутливі до відхилень від прийнятих апріорних даних.

5. Практична реалізованість. Кінцевим етапом синтезу є вирішення питання можливості точної чи наближеної реалізації отриманих результатів з допомогою пристроїв, які можна здійснити практично.

Відповідно до цільового призначення різних радіотехнічних систем та застосовуваних математичних методів у теорії оптимального прийому сигналів умовно можна виділити кілька напрямків: оптимальне виявлення та розрізнення сигналів на тлі перешкод, оцінка невідомих параметрів сигналу та перешкод, дозвіл кількох сигналів і оптимальна фільтрація повідомлень, що містяться в сигналах, що приймаються.

Оптимальний прийом сигналів у радіозв'язку, радіолокації та інших системах передачі інформації розглядається спільно, оскільки всі ці завдання мають одну й ту саму загальну базу рішення — математичну статистику (перевірка гіпотез, оцінювання параметрів розподілу). Застосований єдиний статистичний підхід до вирішення різноманітних завдань. Він заснований на

байєсівській методології та теорії статистичних рішень. При цьому забезпечується можливість обліку як інформації, що передається коливанням, а й апріорних відомостей щодо сигналу і перешкод, параметри яких можуть змінюватися у часі.

1.3 Проблема оптимального виявлення зашумлених сигналів

У системах радіозв'язку сигнал призначений для передачі корисних повідомлень, у процесі передачі маскується перешкодами і піддається спотворень. Тому при найточнішому виконанні пристроїв прийому/передачі з метою звести до мінімуму вплив перешкод не виходить ідеально відновити передане повідомлення.

Припустимо, що без перешкод і спотворень сигналу на виході приймача точно відтворюється передане повідомлення. Тоді при наявності перешкод та спотвореннях сигналу повідомлення на виході того ж приймача відтворюватиметься не точно, а з спотвореннями. Приймач, у якого спотворення повідомлення мінімальні, називається оптимальним. Критерії та форми спотворень можуть бути різними. За вибраного критерію приймач визначає найменші спотворення повідомлення. Цей мінімальний рівень спотворень часто називають потенційною перешкодостійкістю.

В кожному конкретному випадку потенційна перешкодостійкість не може бути перевищена реальним радіоприймачем і можна лише прагнути її досягнення.

Відповідно до вище сказаного, проблема виявлення сигналів є одним з найважливіших у низці завдань, розв'язуваних технічними засобами прийому та обробки практично усіх типів сигналів. При цьому вводиться поняття «виявник», що призначений для власне виявлення сигналів.

Схематично виявник і розв'язуване завдання можна зобразити так, як показано на рис.1.1.



Рис.1.1. До пояснення принципу роботи виявника сигналів

Тут $v(t)$ позначено функцію, яка задає корисний сигнал; A - стохастична змінна з двома станами: $a_0=0$ і $a_1=1$. В першому випадку це означає, що сигнал відсутній, а в другому випадку сигнал є присутній:

$$A = \begin{cases} a_0 = 0, & \text{є сигнал,} \\ a_1 = 1, & \text{немає сигналу.} \end{cases}$$

$n(t)$ - завада («шум»), який є випадковим процесом, що захоує корисний сигнал; B - стохастична змінна, що може бути рівною $b_0=0$ і $b_1=1$. В першому випадку приймається висновок, що сигнал відсутній, а в другому випадку сигнал є присутній:

$$B = \begin{cases} b_0 = 0, & \text{рішення: немає сигналу;} \\ b_1 = 1, & \text{рішення: є сигнал.} \end{cases}$$

У роботі виявника можливі 4 ситуації:

- 1) a_0b_0 – вірне невиявлення відсутнього сигналу;
- 2) a_0b_1 – хибна тривога;
- 3) a_1b_0 – пропуск сигналу;
- 4) a_1b_1 – вірне виявлення корисного сигналу.

Внаслідок маскуючих дій завади перелічені ситуації є стохастичними.

1.4 Висновки до розділу 1

Особливість радіоприймання у тому, що поруч із сигналами через антенну систему в приймальній пристрій надходять різноманітні перешкоди. Перешкоди спотворюють сигнал і цим перешкоджають отриманню достовірної інформації.

У сучасних умовах, що характеризуються складністю завдань, розв'язуваних радіосистемами, та різноманітністю заводої обстановки, розробка досить досконалих систем можлива лише на базі сучасних методів оптимізації (синтезу).

Головне завдання прийому сигналів полягає в оптимальному відтворенні корисної інформації по сигналу, спотвореному при розповсюдженні, що приймається спільно з різного роду завадами.

Відповідно до вище сказаного, проблема виявлення сигналів є одним з найважливіших у низці завдань, розв'язуваних технічними засобами прийому та обробки практично усіх типів сигналів.

РОЗДІЛ 2

ОСНОВНА ЧАСТИНА

2.1 Методи статистичного прийняття рішень

У задачі виявлення випадковий процес, що підлягає спостереженню, зручно записувати у вигляді суми:

$$\xi(t) = \lambda S(t) + n(t), \quad (2.1)$$

де λ - випадкова величина, рівна "0", якщо сигнал відсутній, і рівна "1", якщо сигнал є; $S(t)$ - детермінований сигнал; $n(t)$ - стаціонарний гаусівський шум з $\langle n(t) \rangle = 0$, $\langle n^2(t) \rangle = \sigma_n^2$.

Зауважимо, що процес $\xi(t)$, визначається виразом (2.1), є випадковим як через випадковість шуму $n(t)$, так і через випадковість величини λ . Остання обставина призводить до того, що процес $\xi(t)$ характеризується умовними щільностями ймовірностей: одна за умови що $\lambda = 0$, а інша - за умови, що $\lambda = 1$

Якщо $\lambda = 0$, та рівність (2.1) набуде вигляду

$$\xi(t) = n(t). \quad (2.2)$$

У цьому випадку умовна одномірна щільність ймовірності визначиться відповідно до формули для гаусівського розподілу з $m=0$ і дисперсією σ_n^2 виразом

$$p_{\xi}(x | \lambda = 0) = p_n(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right), \quad (2.3)$$

Де індекс n в $p_n(x)$ означає, що розглядається щільність ймовірності за умови, що $\lambda = 0$ коли діє лише шум.

Якщо $\lambda = 1$, та рівність (2.1) набуде вигляду

$$\xi(t) = S(t) + n(t). \quad (2.4)$$

При детермінованому сигналі процес (2.4) матиме математичне очікування, що дорівнює сигналу

$$\langle \xi(t) \rangle = \langle S(t) + n(t) \rangle = \langle S(t) \rangle + \langle n(t) \rangle = S(t). \quad (2.5)$$

Відповідно до цього умовна щільність ймовірності процесу (2.4) визначатиметься виразом, що відрізняється від (2.3) лише математичним очікуванням

$$p_{\xi}(x | \lambda = 1) = p_{sn}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left(-\frac{[x - S(t)]^2}{2\sigma_n^2}\right). \quad (2.6)$$

Знайдемо умовні n -мірні щільності ймовірності у припущенні, що процес $\xi(t)$ може спостерігатися на інтервалі часу $[0, T]$, а інтервал часу кореляції шуму дорівнює τ_{kn} . Якщо проводити перетин процесу через інтервал $\Delta t \geq \tau_{kn}$, то всі перерізи

$$\xi(t) = [\xi(t_1), \xi(t_2), \dots, \xi(t_n)] = (\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n) \quad (2.7)$$

будуть некорельованими, а оскільки процес $\xi(t)$ гаусівський - незалежними. При цьому кількість незалежних перерізів обмежується величиною

$$n \leq \frac{T}{\tau_{kn}}. \quad (2.8)$$

Тоді умовні густини ймовірності визначаються як добутки одномірних (2.3) або (2.6). Відповідно, для $\lambda = 0$ і $\lambda = 1$ ці щільності будуть рівні

$$p_{\xi}(x_1, \dots, x_n | \lambda = 0) = p_n(x_1, \dots, x_n) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma_n})^n} \exp\left(-\sum_{i=1}^n \frac{x_i^2}{2\sigma_n^2}\right); \quad (2.9)$$

$$p_{\xi}(x_1, \dots, x_n | \lambda = 1) = p_{sn}(x_1, \dots, x_n) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma_n})^n} \exp\left(-\sum_{i=1}^n \frac{[x_i - S(t_i)]^2}{2\sigma_n^2}\right), \quad (2.10)$$

де $S(t_i)$ — сигнал $S(t)$ у момент визначення перерізу $t = t_i, i = 1, 2, \dots, n$

Перейдемо до безперервного часу спостереження, поклавши $t_1 = 0, t_n = T$. Якщо $n(t)$ є гауссовским білим шумом, то n -мірна щільність ймовірності (2.9) перетвориться на умовний функціонал, у якому $\sigma_n^2 = N_0 \Delta f \rightarrow \infty$, підсумовування замінюється інтегруванням, а послідовний ряд можливих значень (x_1, x_2, \dots, x_n) вироджується у можливу реалізацію $x(t)$:

$$p_n[x(t)] = k \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T x^2(t) dt\right\}. \quad (2.11)$$

Оскільки вираз (2.10) відрізняється від (2.9) лише математичним очікуванням, то при білому шумі щільність ймовірності (2.10) перетворюється на умовний функціонал.

$$P_{sn}[x(t)] = k \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [x(t) - S(t)]^2 dt \right\}. \quad (2.12)$$

Функціонали (2.11), (2.12) є повними аналогами умовних щільностей ймовірності (2.9), (2.10), з тією різницею, що при вирішенні практичних завдань відповіді необхідно одержувати у вигляді відношення функціоналів, щоб коефіцієнт, який при білому шумі прагне до нуля, скоротився.

Вирази (2.9), (2.10) і (2.11), (2.12) можна подати як умовні щільності ймовірності чи дискретної вибірки (x_1, x_2, \dots, x_n) обсягу n , чи безперервної вибірки $x(t)$.

Завдання виявлення можна звести до завдання оцінки параметра λ . Якщо визначити, що параметр $\lambda = 0$, то відповідно до (2.1) це те саме, що прийняти рішення про те, що в спостерігається реалізація процесу $\xi(t)$ сигнал відсутній. І навпаки, якщо визначити, що $\lambda = 1$, то це означає прийняти рішення про наявність сигналу в реалізації процесу $\xi(t)$.

Тому якщо в умовні густини ймовірності (2.9), (2.10) поставити на місце дискретних аргументів (x_1, x_2, \dots, x_n) конкретні результати спостережень, $(x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*)$ то отримаємо функцію правдоподібності $L(\lambda)$ при дискретному спостереженні. При цьому, оскільки параметр λ може мати 2 значення, то й функція правдоподібності $L(\lambda)$ складатиметься з двох значень:

$$L(\lambda = 0) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma_n})^n} \exp \left(-\sum_{i=1}^n \frac{x_i^{*2}}{2\sigma_n^2} \right); \quad (2.13)$$

$$L(\lambda = 1) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma_n})^n} \exp\left(-\sum_{i=1}^n \frac{[x_i^* - S(t_i)]^2}{2\sigma_n^2}\right). \quad (2.14)$$

Якщо ж у умовних функціоналах (2.11), (2.12) на місце можливої безперервної реалізації $x(t)$ поставити конкретну зафіксовану реалізацію $x^*(t)$, отримаємо функцію правдоподібності $L(\lambda)$ для безперервного часу спостереження, що складається із двох значень:

$$L(\lambda = 0) = k \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T [x^*(t)]^2 dt\right\}; \quad (2.15)$$

$$L(\lambda = 1) = k \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T [x^*(t) - S(t)]^2 dt\right\}. \quad (2.16)$$

У задачі виявлення при гауссовском шумі зазвичай використовуються не самі значення функції правдоподібності $L(\lambda = 0)$ и $L(\lambda = 1)$, а логарифм їхнього відношення Λ . Знайдемо цей логарифм за безперервного часу спостереження:

$$\begin{aligned} \ln \Lambda = \ln \frac{L(\lambda = 1)}{L(\lambda = 0)} &= \ln \frac{k \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T [x^*(t) - S(t)]^2 dt\right\}}{k \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T x^2(t) dt\right\}} = \\ &= \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)S(t)dt - \frac{E_s}{N_0}, \end{aligned} \quad (2.17)$$

де $E_s = \int_0^T S^2(t)dt$ — питома енергія сигналу.

Вважаємо, що відношення сигнал/шум по енергії при білому шумі визначається виразом $q = \sqrt{2E_s / N_0}$. Тоді формулу (2.17) можна записати як

$$\ln \Lambda = \ln \frac{L(\lambda = 1)}{L(\lambda = 0)} = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) S(t) dt - \frac{1}{2} q^2. \quad (2.18)$$

Інтеграл

$$y = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) S(t) dt \quad (2.19)$$

називається взаємним кореляційним інтегралом між процесом, що спостерігається $x(t)$ та копією сигналу.

Математична операція (2.19) є найбільш істотною для знаходження логарифму відношення правдоподібності, так як відношення сигнал/шум q для відомого повністю сигналу і заданого рівня шуму визначено. Водночас (2.19) є функцією результату спостереження $x(t)$ і тому є статистикою y . Враховуючи, що статистика повністю визначає логарифм відношення правдоподібності, її називають достатньою статистикою.

Радіоприймач (рис. 2.1), що реалізує обчислення взаємного кореляційного інтеграла між процесом, що спостерігається $x(t)$ і копією сигналу $S(t)$ називається кореляційним приймачем. Цей приймач включає гетеродин Γ , що відтворює копію сигналу $S(t)$, перемножувач сигналу $S(t)$ з вхідним процесом $x(t)$ і інтегратор. Результат обчислень виходить на виході інтегратора на момент закінчення спостереження. Кореляційний приймач є основою побудови багатьох оптимальних пристроїв, синтезованих з урахуванням вирішення оптимальних завдань радіоприймання.

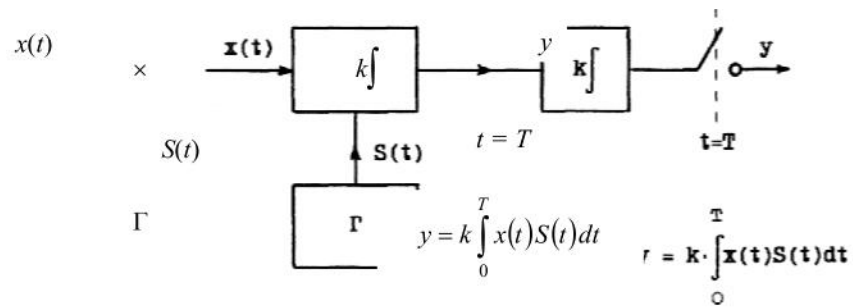


Рис. 2.1. Кореляційний приймач

У задачі оцінки параметра найпростішою моделлю сигналу є уявлення сигналу як квазідетермінованого коливання $S(t, \lambda)$, у якого відома функціональна залежність від часу, але невідомий якийсь параметр. Цей параметр розглядається як випадкова величина із заданою апіорною ймовірністю $p(\lambda)$, характеризується великою дисперсією.

При вирішенні задачі оцінки параметра вважатимемо, що процес, що підлягає спостереженню $\xi(t)$ це сума сигналу $S(t, \lambda)$ і завади $n(t)$:

$$\xi(t) = S(t, \lambda) + n(t).$$

Відмінність від (2.1) у тому, що вже встановлено наявність сигналу. Потрібен лише рахунок спостереження реалізації $x(t)$ процесу $\xi(t)$ уточнити значення параметра λ . Умовна щільність ймовірності при безперервному спостереженні реалізації $x(t)$, коли $n(t)$ є гауссівським білим шумом, дорівнюватиме

$$p_{sn}[x(t) | \lambda] = k \exp \int_0^T [x(t) - S(t, \lambda)]^2 dt. \quad (2.20)$$

Відмінність (2.20) і (2.12) полягає тільки в тому, що через невідомість параметра λ , щільність ймовірності (2.20) розглядається як умовна щодо λ . При цьому завдання оцінки параметра сигналу по суті зводиться до завдання оцінки параметра розподілу.

Якщо розглядати $x(t)$ у формулі (2.20) як результат спостереження, то функція правдоподібності оцінюваного параметра повністю співпадатиме з виразом (2.20)

$$L(\lambda) = k_1 \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [x(t) - S(t, \lambda)]^2 dt \right\}, \quad (2.21)$$

і можна записати апостеріорну щільність ймовірності параметра у вигляді

$$p[\lambda | x(t)] = k_1 p(\lambda) L(\lambda), \quad (2.22)$$

де k_1 перебуває з умови нормування апостеріорної щільності.

Основна властивість апостеріорної щільності ймовірності (2.22) полягає в тому, що вона містить усі відомості про параметр, що оцінюється λ , як наявні до спостереження $x(i)$ в апріорній щільності ймовірності $p(\lambda)$, так і відомості, отримані в результаті спостереження $x(t)$ і що містяться у функції правдоподібності $L(\lambda)$

2.2 Оптимальний лінійний фільтр з мінімумом середньоквадратичної помилки

Розглянемо задачу оптимальної фільтрації сигналу. Оптимальним фільтром назвемо такий пристрій, який забезпечує найкраще за заданим

критерієм виділення сигналу з спостережуваної суміші сигналу і шуму. Сенс слова " виділення " сигналу збігається з поняттям оцінки сигналу.

Нехай є сума сигналу та шуму

$$\xi(t) = S(t) + n(t), \quad (2.23)$$

де сигнал $S(t)$ і шум $n(t)$ є стаціонарними випадковими процесами з нульовими математичними очікуваннями та кореляційними функціями $R_s(\tau)$ і $R_n(\tau)$

Потрібно, щоб оцінка сигналу $\hat{S}(t)$, що є відгуком на вплив $\xi(t)$, була б якомога ближче до справжнього значення сигналу $S(t)$. Тоді за помилку фільтрації можна прийняти різницю

$$s(t) = S(t) - \hat{S}(t). \quad (2.24)$$

Зробимо додаткове припущення, що оцінка сигналу $\hat{S}(t)$ є стаціонарним випадком. Тоді процес $e(t)$ як різницю двох стаціонарних процесів також буде стаціонарним. У цьому випадку зручно як числову характеристику помилки $e(t)$ взяти дисперсію

$$D_s = D_{z_2(t)} = D_{[S(t) - \hat{S}(t)]^2}. \quad (2.25)$$

Виберемо за критерій оптимальності мінімум дисперсії D_{Emin} . За цим критерієм фільтр буде оптимальним у тому випадку, якщо він у порівнянні з будь-якими іншими фільтрами забезпечує отримання оцінки сигналу $\hat{S}(t)$ з найменшим середнім квадратом помилки.

Якщо шукати оптимальний фільтр серед лінійних ланцюгів з постійними параметрами, то як оцінка $\hat{S}(t)$ виступає вихідний процес.

З (2.25), отримаємо

$$D_{\varepsilon} = \left\langle \left[\int_0^t h(\tau) \xi(t-\tau) d\tau - S(t) \right]^2 \right\rangle. \quad (2.26)$$

Математична задача знаходження оптимального фільтра зводиться до пошуку такого виду імпульсної характеристики фільтра $h(t)$, коли дисперсія (2.26) стає мінімальною. Методами варіаційного обчислення встановлено, що шукана характеристика $h(t)$ повинна бути рішенням наступного інтегрального рівняння:

$$\int_0^{\infty} h(t) R_{\xi}(\tau-t) dt = R_{\xi S}(\tau). \quad (2.27)$$

де $R_{\xi}(\tau) = \langle \xi(t) \xi(t-\tau) \rangle$ — кореляційна функція процесу, $\xi(t)$ якщо $S(t)$ і $n(t)$ є незалежними випадковими процесами, то $R_{\xi}(\tau) = R_S(\tau) + R_n(\tau)$; $R_{\xi S}(\tau) = \langle \xi(t) S(t-\tau) \rangle$ — взаємна кореляційна функція між процесами $\xi(t)$ і $S(t)$, для незалежних $S(t)$ та $n(t)$ має місце рівність

$$R_{\xi S}(\tau) = R_S(\tau)$$

Рівняння (2.27) у науково-технічній літературі називається рівнянням Вінера-Хопфа, а знайдена з вирішення цього рівняння оптимальна імпульсна характеристика $h_{\text{opt}}(t)$ визначає оптимальний вінерівський фільтр. Його комплексна частотна характеристика $k_{\text{opt}}(j\omega)$ може бути знайдена з допомогою перетворення Фур'є для $h_{\text{opt}}(t)$:

$$k_{\text{opt}}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{opt}}(j\omega) e^{-j\omega t} dt. \quad (2.28)$$

Розмір мінімального квадрата помилки вінеровського фільтра визначається виразом

$$\varepsilon_{\text{min}}^2 = R_S(0) - \int_0^{\infty} h_{\text{opt}}(\tau) R_{\xi_S}(\tau) d\tau. \quad (2.29)$$

Складність процедури розрахунку $h_{\text{opt}}(t)$ визначається як тим, що доводиться вирішувати інтегральне рівняння, так і тим, що з усього класу рішень $h(t)$ потрібно вибрати ту імпульсну характеристику, яка задовольняє умову фізичної реалізованості, під якою розуміється співвідношення

$$h(t) = 0, \quad \text{якщо } t < 0.$$

Його сенс полягає у твердженні, що відгук лінійної системи може бути раніше впливу. З цієї причини розглянута процедура знаходження $h_{\text{opt}}(t)$ і $k_{\text{opt}}(j\omega)$ вінеровського фільтра практично не знайшла широкого поширення.

2.3 Узгоджений фільтр і його основні характеристики

Узгодженим фільтром називається лінійний ланцюг, який для певної адитивної суміші сигналу та завади забезпечує на виході найбільше відношення сигнал/шум. Узгоджений фільтр можна розглядати як оптимальний, у якого критерієм оптимальності є досягнення максимуму відношення сигнал/шум. Для узгодженого фільтра не важливо, як викривляється вихідний сигнал стосовно

вхідного. Важливо, щоб при цьому досягалося максимальне можливе співвідношення сигнал/шум.

Проведемо оцінювання ІХ узгодженого фільтра і співвідношення сигнал/шум у разі, якщо на вхід поступає сигнал та завади

$$\xi(t) = S(t) + n(t),$$

$S(t)$ - імпульсний детермінований сигнал з енергією $E_S = \int_0^{t_0} S^2(t) dt$; t_0 - момент закінчення сигналу; $n(t)$ - білий шум з кореляційною функцією $R_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau)$

Вхідне відношення сигнал/шум, визначимо як відношення сигнал/шум по енергії:

$$q_E = \frac{2E_S}{N_0}$$

Вихідне відношення сигнал/шум визначимо як відношення сигнал/шум за потужністю, що дорівнює квадрату пікового відношення сигнал/шум:

$$q_{\text{вих}} = \frac{S_{\text{вих}}(t_0)}{\sigma_{n_{\text{вих}}}^2(t_0)}, \quad (2.30)$$

де $S_{\text{вих}}(t_0)$ - вихідне значення сигналу в момент t_0 , при якому вихідний імпульс досягає максимуму; $\sigma_{n_{\text{вих}}}^2(t_0)$ — дисперсія вихідного шуму в момент t_0 .

З огляду на принцип суперпозиції величини $S_{\text{вих}}(t_0)$ і $\sigma_{n_{\text{вих}}}^2(t_0)$ можуть бути знайдені окремо:

$$S_{\text{вих}}(t_0) = \int_0^{t_0} h(t_0 - t) S(t) dt; \quad (2.31)$$

$$\sigma_{\text{вих}}^2(t_0) = \frac{N_0}{2} \int_0^{t_0} h^2(t_0 - t) dt. \quad (2.32)$$

Підставивши (2.31) та (2.32) у (2.30), отримаємо

$$q_{\text{вих}} = \frac{\left[\int_0^{t_0} h(t_0 - t) S(t) dt \right]^2}{\frac{N_0}{2} \int_0^{t_0} h^2(t_0 - t) dt}. \quad (2.33)$$

Існує нерівність Буняковського-Шварця

$$\left[\int_a^b f(t) g(t) dt \right]^2 \leq \int_a^b f^2(t) dt \int_a^b g^2(t) dt, \quad (2.34)$$

причому рівність буде тоді, коли

$$f(t) = k g(t), \quad (2.35)$$

Застосовуючи нерівність (2.34) до виразу (2.33), отримаємо

$$q_{\text{вих}} = \frac{\int_0^{t_0} h^2(t_0 - t) dt \int_0^{t_0} S^2(t) dt}{\frac{N_0}{2} \int_0^{t_0} h^2(t_0 - t) dt},$$

Або

$$q_{\text{вих}} \leq \frac{2E_s}{N_0}. \quad (2.36)$$

Нерівність (2.36) перетворюється на рівність, якщо імпульсну характеристику, згідно з умовою (2.35), вибрати у такому вигляді:

$$h_{\text{сф}}(t) = k S(t_0 - t). \quad (2.37)$$

Вираз (2.37) визначає імпульсну характеристику узгодженого фільтра, тому що при цьому досягається максимум відношення сигнал/шум на виході. Цей максимум дорівнює відношенню сигнал/шум на вході незалежно від форми сигналу $S(t)$:

$$q_{\text{вих}} = \frac{2E_s}{N_0} \quad \text{або} \quad \left[\frac{S_{\text{вих}}(t_0)}{\sigma_{n_{\text{вих}}}(t_0)} \right]^2 = \frac{2E_s}{N_0},$$

що для пікового відношення сигнал/шум відповідає рівності

$$q_{\text{вих.сф}} = \frac{S_{\text{вих}}(t_0)}{\sigma_{n_{\text{вих}}}(t_0)} = \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}, \quad (2.38)$$

Нехай узгоджений фільтр узгоджений із сигналом $S(t)$, тобто імпульсна характеристика фільтра визначається виразом (2.37).

Подамо на вхід фільтра довільний процес $x(t)$ і знайдемо відгук фільтра в момент часу, що дорівнює тривалості $S(t)$.

У довільний момент часу t процес на виході дорівнює

$$y(t) = \int_0^t h(t_1) x(t-t_1) dt_1$$

Для узгодженого фільтра справедливий вираз (2.37), тому

$$y(t) = k \int_0^t S(t_0 - t_1) x(t-t_1) dt_1,$$

Як при $t = t_0$ має вигляд $y(t_0) = k \int_0^{t_0} S(t_0 - t_1) x(t_0 - t_1) dt_1$, у свою чергу, замінюючи під інтегралом $(t_0 - t)$ на t , отримаємо

$$y(t_0) = k \int_0^{t_0} S(t) x(t) dt.$$

Останній вираз пропорційний взаємному кореляційному інтегралу між спостережаним процесом $x(t)$ і копією сигналу $S(t)$. Якщо вибрати $k = 2/N_0$, то збіг буде повним. Тому узгоджений фільтр широко використовується в оптимальному прийомі для обчислення кореляційного взаємного інтеграла.

2.4 Оптимальне виявлення детермінованих сигналів

Нехай на вхід виявника надходить сума сигналу $s(t)$ і шуму $n(t)$, являє собою випадковий безперервний процес

$$\xi(t) = \lambda s(t) + n(t),$$

Де $s(t)$ — повністю відомий сигнал; λ — випадковий параметр, що дорівнює "1", коли сигнал присутній, і рівний "0", коли сигнал відсутній; $n(t)$ - шум із відомим законом розподілу.

Виявник аналізує реалізацію $x(t)$ процесу $\xi(t)$ протягом заздалегідь обраного кінцевого інтервалу часу T і потім на підставі аналізу приймає рішення: чи існує сигнал у реалізації, що спостерігається, чи ні.

Нині на вирішення подібних завдань використовують методи матстатистики. Метою використання матстатистики є встановлення законів розподілу випадкових величин на основі результатів спостереження над цими величинами. В результаті спостереження над деякою випадковою величиною виходить сукупність вибірових (x_1, \dots, x_n) значень цієї величини, звана вибіркою.

У разі виявлення сигналів реалізація $x(t)$ є безперервною функцією часу (при безперервному або дискретному сигналі $s\{t\}$) у суміші з обмеженим спектром. Представимо $x(t)$ вибіровими значеннями (x_1, \dots, x_n) , взятими відповідно до теореми Котельникова з інтервалом $\Delta t = 1/2F$, F – ширина спектра коливання $x(t)$. При цьому обсяг вибірки визначається співвідношенням

$$n = T / \Delta t = 2TF. \quad (2.39)$$

На підставі аналізу вибірки (x_1, \dots, x_n) виявник повинен оцінити параметр λ . Очевидно, точність оцінки залежить від обсягу вибірки при необмеженому часі спостереження T . Однак на практиці T обмежено, а зі збільшенням обсягу вибірки при $T = \text{const}$ похибка оцінки не прямує до нуля.

Вибірка, у якій $n \rightarrow \infty$ при $T = \text{const}$, називається безперервною. Вигляд вибірки (дискретна чи безперервна) визначається зручністю математичного аналізу. Зауважимо, що якщо для дискретної вибірки будь-яка формула отримана у вигляді суми, то відповідний результат для безперервної вибірки може бути отриманий при заміні суми на інтеграл, якщо в цій формулі покласти

$\Delta t \rightarrow 0$ або $n \rightarrow \infty$ при $T = \text{const}$ Оскільки оцінка параметра є дискретною, при кінцевому обсязі вибірки можна лише з деякими ймовірностями висловити статистичні гіпотези. Отже, вирішення завдання виявлення зводиться до перевірки двох альтернативних (протилежних) статистичних гіпотез. Гіпотеза H_1 — сигнал у входній суміші є ($\lambda = 1$) і гіпотеза- H_0 сигналу немає ($\lambda = 0$) При цьому ймовірності є $P(H_1) P(H_0)$ відповідно апіорними ймовірностями наявності та відсутності сигналу.

2.5 Помилки виявлення сигналу

Можливі 4 ситуації:

- правильне виявлення, коли сигнал на вході виявника існує та приймається рішення про його наявність;
- правильне невиявлення, коли сигналу на вході немає та приймається рішення про його відсутність;
- пропуск сигналу, коли сигнал на вході існує, однак приймається рішення про відсутність;
- помилкова тривога, коли сигналу на вході немає, але приймається рішення про його присутність.

Перші дві ситуації утворюють подію A , відповідне прийняття безпомилкового рішення.

Останні дві ситуації утворюють подію \bar{A} , відповідну за прийняття невірному чи помилкового рішення.

За допомогою графа результатів (рис. 2.2) можна розрахувати ймовірність прийняття хибного рішення або ймовірність помилки $P_{\text{ош}}$.

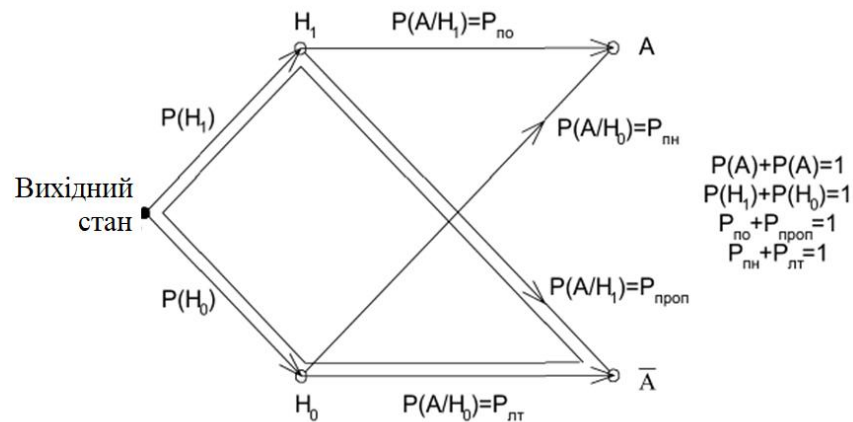


Рис. 2.2. Граф наслідків при виявленні

На рис. 2.2 позначено: $P(H_1), P(H_0)$ — ймовірності того, що сигнал є та що сигналу немає; $P_{\text{по}} = P(A/H_1)$ - ймовірність вірного виявлення, що відповідає ймовірності правильного рішення A за умови, що насправді сигнал існує; - умовна ймовірність правильного невиявлення, що відповідає ймовірності правильного рішення A за умови, що насправді сигналу немає; $P_{\text{проп}} = P(\bar{A}/H_1)$ - умовна ймовірність пропуску, що відповідає ймовірності помилкового рішення \bar{A} за умови, що насправді сигнал є; $P_{\text{лт}} = P(\bar{A}/H_0)$ — умовна ймовірність помилкової тривоги, що відповідає ймовірності помилкового вирішення \bar{A} за умови, що сигналу насправді немає.

З графа результатів безпосередньо за формулою повної ймовірності випливає, що

$$P_{\text{ош}} = P(\bar{A}) = P(H_1) P(\bar{A}/H_1) + P(H_0) P(\bar{A}/H_0);$$

або

$$P_{\text{ош}} = P(H_1) P_{\text{проп}} + P(H_0) P_{\text{лт}}. \quad (2.40)$$

Таким чином, ймовірність помилки $P_{\text{ош}}$ залежить як від апіорних ймовірностей $P(H_1), P(H_0)$, так і від умовних ймовірностей $P_{\text{проп}}, P_{\text{лт}}$

Розглянуті умовні ймовірності $P_{\text{по}}, P_{\text{пн}}, P_{\text{проп}}$ і $P_{\text{лт}}$ дозволяють характеризувати якість оптимального виявлення. Зазвичай у цих цілях використовують ймовірності $P_{\text{по}}$ і $P_{\text{лт}}$, з врахуванням того, що

$$P_{\text{проп}} = 1 - P_{\text{по}}, \quad P_{\text{пн}} = 1 - P_{\text{лт}}$$

2.6 Критерії визначення сигналів

Поширеним є критерій Байєса, або інакше критерій мінімуму середнього ризику.

Оптимальним є виявник, що забезпечує найменшу ймовірність помилки враховуючи їхню "вагу" або ступінь небажаності.

Використовуючи умовні ймовірності $P_{\text{по}}, P_{\text{лт}}$ і вираз (2.40), можна записати наступний вираз для середнього ризику процесу виявлення:

$$\bar{C} = P(H_1)(1 - P_{\text{по}})C_{\text{проп}} + P(H_0)P_{\text{лт}}C_{\text{лт}}, \quad (2.41)$$

Де $C_{\text{проп}}$ і $C_{\text{лт}}$ - ваги хибних рішень.

Винесемо у виразі (2.41) за дужки $P(H_1)C_{\text{проп}}$, тоді

$$\bar{C} = P(H_1)C_{\text{проп}} [1 - (P_{\text{по}} - \Lambda_0 P_{\text{лт}})], \quad (2.42)$$

де Λ_0 - ваговий множник, рівний

$$\Lambda_0 = \frac{P(H_0)C_{\text{лт}}}{P(H_1)C_{\text{проп}}}$$

З аналізу (2.42) випливає, що умова мінімізації \bar{C} полягає в отриманні максимального значення різниці $(P_{\text{по}} - \Lambda_0 P_{\text{лт}})$, яку називають виваженою різницею.

Таким чином,

$$\bar{C} = \min \quad \text{при} \quad P_{\text{по}} - \Lambda_0 P_{\text{лт}} = \max. \quad (2.43)$$

Критерій Байєса є найзагальнішим. На його основі, як окремі випадки, можуть бути отримані й інші критерії.

Якщо прийняти ваги помилок однаковими $C_{\text{проп}} = C_{\text{лт}} = 1$, то з (2.41) отримаємо, що середній ризик дорівнює сумарній ймовірності помилки:

$$\bar{C} = P_{\text{ош}} = P(H_1)(1 - P_{\text{по}}) + P(H_0)P_{\text{лт}}. \quad (2.44)$$

Умова мінімуму сумарної ймовірності помилки (2.44) називається критерієм ідеального спостерігача. Він використовується під час вирішення завдань передачі повідомлень, де однаково небажані як пропуски, і спотворення елементів повідомлення.

Для критерію ідеального спостерігача можна записати замість (2.44) таку умову оптимізації:

$$P_{\text{по}} - \Lambda_0 P_{\text{лт}} = \max, \quad (2.45)$$

$$\text{Де} \quad \Lambda_0 = \frac{P(H_0)}{P(H_1)}$$

Критерій Неймана-Пірсона записується як

$$P_{лт} = \text{const}; \quad P_{по} = \text{max}. \quad (2.46)$$

Широке застосування критерію Неймана-Пірсона у радіолокації пояснюється тим, що:

- по-перше, як правило, невідомі апріорні ймовірності $P(H_0)$ і $P(H_1)$, а також $C_{проп}$ і $C_{лт}$;

- по-друге, в оглядових РЛС більшу частину інтервалу спостереження прийнятий сигнал обумовлений тільки шумом, тому помилкова тривога є вкрай небажаною і її величина має бути обмежена заздалегідь, виходячи з тактичних міркувань. Зазвичай задають $P_{лт} = 10^{-10} \dots 10^{-6}$, використовуючи вираз

$$P_{лт} \approx \tau_{ш} / T_{лт}$$

де $\tau_{ш}$ — тривалість шумового викиду; $T_{лт}$ — період появи хибної тривоги.

Таким чином, в результаті спостереження вибірки (x_1, \dots, x_n) за обраним критерієм оптимальності має бути отримано одне з двох взаємовиключних рішень: А сигнал є; \bar{A} — сигналу немає. Кожна можлива вибірка є в багатовимірному просторі однією точкою. Оптимальний виявник повинен розділити простір вибірок на два дотичних простори X і \bar{X} . Якщо точка M , відповідна n -й вибірці (x_1, \dots, x_n) , потрапляє в простір X - приймається рішення А, інакше - рішення \bar{A} . Відповідно до критерію (2.43) можна записати

$$P_{по} - \Lambda_0 P_{лт} = \int \dots \int_X [p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 1) - \Lambda_0 p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 0)] dx_1, \dots, dx_n = \text{max}, \quad (2.47)$$

Де $p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 1)$ и $p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 0)$ - умовні n -мірні щільності ймовірності дискретної вибірки (x_1, \dots, x_n) при наявності сигналу ($\lambda = 1$) та при його відсутності ($\lambda = 0$) відповідно.

Виконання умови (2.47) можливе при позитивній підінтегральній різниці

$$p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 1) - \Lambda_0 p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 0) > 0$$

Тобто

$$\frac{p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 1)}{p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 0)} > \Lambda_0. \quad (2.48)$$

Отже, оптимальний виявник повинен обчислювати величину

$$\Lambda = \frac{p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 1)}{p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 0)} = \frac{L(\lambda = 1)}{L(\lambda = 0)}, \quad (2.49)$$

що визначається відношенням функцій правдоподібності $L(\lambda = 1)$ і $L(\lambda = 0)$. Якщо Λ порівняти з деяким порогом Λ_0 , то отримаємо правило прийняття рішення:

$$\underset{H_0}{\overset{H_1}{\Lambda}} \underset{<}{>} \Lambda_0. \quad (2.50)$$

Тому, критерієм найкращого виявлення має бути такий, що відповідає загальному критерію Байеса. Відповідно до цього критерію оптимальний виявник (рис. 2.3) повинен сформулювати відношення вірогідності (блок ВП) і подати його на поріговий пристрій ПП, де здійснюється процедура порівняння

Λ з порогом Λ_0 , у результаті якої виноситися рішення: \bar{A} - немає сигналу або A - є сигнал. Вибір якогось приватного критерію оптимальності (байєсовського, ідеального спостерігача, Неймана-Пірсона) позначається лише на значенні порога Λ_0 , ніяк не впливаючи на основну частину виявника - блок ВП, де відбувається оптимальна обробка реалізації $x(i)$. У радіолокації значення порога Λ_0 встановлюється, виходячи з критерію Неймана-Пірсона.

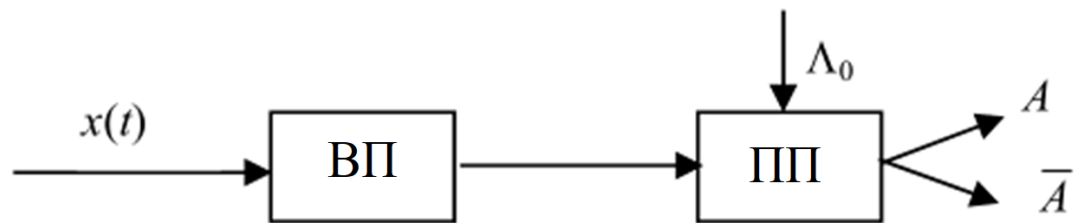


Рис. 2.3. Структурна схема оптимального виявника

2.7 Структурні схеми виявників

Розглянемо завдання синтезу оптимального виявника сигналу з відомими параметрами на фоні білого шуму. Спостережуваний процес $\xi(t) = \lambda s(t) + n(t)$, $\lambda = 0, 1$, $0 \leq t \leq T$ є або адитивною сумішшю сигналу і шуму (при $\lambda = 1$), або одним шумом (при $\lambda = 0$), час спостереження T фіксовано. Спочатку розглянемо випадок, коли ведеться спостереження в дискретні моменти часу t_1, \dots, t_n ; при цьому приймаються вибіркові значення $x(t_k) = x_k = \lambda s_k + n_k$, $\lambda = 0, 1$; $k = 1, 2, \dots, n$. Оптимальний виявник повинен формувати відношення вірогідності

$$\Lambda = \frac{p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 1)}{p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 0)}$$

і порівнювати його до Λ_0 . Щоб визначити структуру пристрою, що формує відношення правдоподібності, необхідно конкретизувати густини ймовірності, що входять (2.49).

Оскільки білий шум, що розглядається, описується гауссівською щільністю ймовірності, то

$$p(n_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left\{-\frac{n_k^2}{2\sigma_n^2}\right\}, \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad (2.51)$$

Враховуючи, що вибірки білого шуму статистично незалежні, а також те, що $x_k \equiv n_k$ при $\lambda = 0$ маємо

$$p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 0) = \prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left\{-\frac{x_k^2}{2\sigma_n^2}\right\}. \quad (2.52)$$

Оскільки сигнал є детермінованим, то розподіл ймовірностей вибірки (x_1, \dots, x_n) при $\lambda = 1$ залишається гауссовським, проте середні значення відліків тепер не дорівнюють нулю, при цьому

$$p(x_1, \dots, x_n / \lambda = 1) = \prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left\{-\frac{(x_k - s_k)^2}{2\sigma_n^2}\right\}. \quad (2.53)$$

Підставивши (2.52) та (2.53) у (2.49), отримаємо

$$\Lambda = \exp\left\{\frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=1}^n x_k s_k - \frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{k=1}^n s_k^2\right\}. \quad (2.54)$$

Для спрощення обробки доцільно замість відношення правдоподібності Λ формувати його логарифм:

$$\ln \Lambda = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=1}^n x_k s_k - \frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{k=1}^n s_k^2. \quad (2.55)$$

Перейдемо до безперервного часу спостереження. Покладемо $t_1 = 0$, $t_n = T$, ще, врахуємо, що щільність ймовірності незалежних гауссовських величин при безперервному часі спостереження перетворюється на функціонал щільності ймовірності білого шуму. Якщо спектральна щільність останнього дорівнює $N_0/2$, а σ_n^2 — дисперсія гауссівських величин, то при переході до безперервного часу можна скористатися залежністю

$$\sigma_n^2 = \frac{(N_0/2)}{\Delta t}, \quad \Delta t = t_k - t_{k-1} \quad (\text{при } \Delta t \rightarrow 0, \sigma_n^2 \rightarrow \infty). \quad (2.56)$$

Підставляючи (2.56) в (2.55) і переходячи до межі при $\Delta t \rightarrow 0$, отримаємо

$$\ln \Lambda = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) s(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt$$

При цьому правило прийняття рішення можна записати у такому вигляді:

$$\begin{matrix} H_1 \\ y > h, \\ H_0 \end{matrix} \quad (2.57)$$

Де

$$y = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(t) dt ; \quad (2.58)$$

$$h = \ln \Lambda_0 + \frac{1}{2} q^2 . \quad (3.59)$$

Вираз (2.58) визначає достатню статистику y , що є взаємним кореляційним інтегралом між процесом $x(t)$ і копією сигналу $s(t)$.

Вираз (2.59) визначає поріг h , що залежить від Λ_0 і відношення сигнал/шум, квадрат якого дорівнює

$$q^2 = \frac{2E_s}{N_0} = \frac{2}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt . \quad (2.60)$$

Формули (2.57), (2.58), (2.59) дозволяють побудувати структурну схему оптимального виявника у вигляді кореляційного приймача з пороговим пристроєм (рис. 2.4).

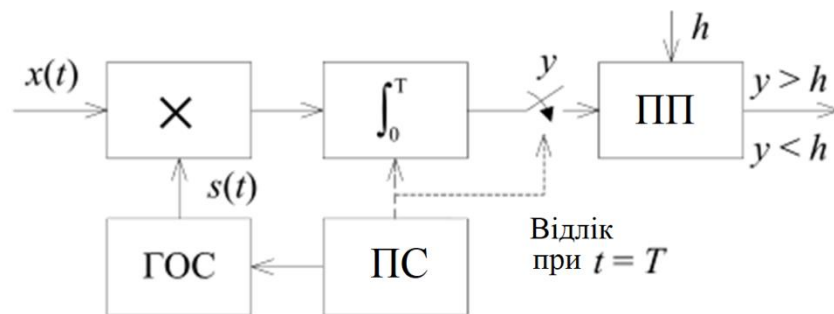


Рис. 2.4. Структурна схема оптимального виявника у вигляді кореляційного приймача

На помножувач подається процес $x(t)$ і опорний сигнал $s(t)$, що є точною копією виявленого (очікуваного) сигналу. Інтегрування добутку $x(t) s(t)$ протягом T дає кореляційний інтеграл. У пороговому пристрої (ПП) проводиться порівняння значення кореляційного інтеграла в момент очікуваного закінчення дії сигналу T з порогом h і приймається рішення про те, є сигнал чи його немає. Початок інтегрування та його закінчення збігаються за часом з початком та закінченням очікуваного сигналу $s(t)$, що забезпечується пристроєм синхронізації (ПС). Це пристрій синхронізує роботу генератора опорного сигналу (ГОС) для корелятора.

Технічна реалізація оптимального виявника як кореляційного приймача не є єдиною можливою. Кореляційний інтеграл може бути сформований також за допомогою узгодженого фільтра. Його імпульсна характеристика узгоджена з виявленим сигналом, будучи відповідно до виразу

$$h_{\text{сф}}(t) = k s(T - t) \quad (2.61)$$

"дзеркальним відображенням" форми сигналу (рис. 2.5).

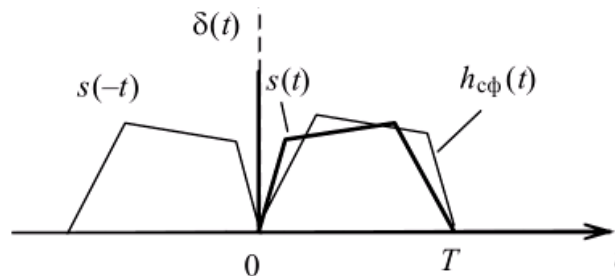


Рис. 2.5. Графік імпульсної характеристики узгодженого фільтра

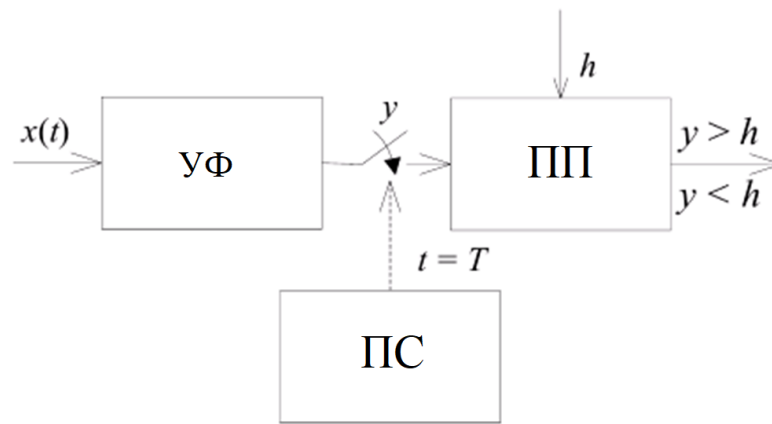


Рис. 2.6. Структурна схема оптимального виявника на основі узгодженого фільтра

Оскільки узгоджений фільтр - складова частина оптимального виявника (рис. 2.6) і максимізує відношення сигнал/шум на виході, його називають також оптимальним. Максимальне відношення сигнал/шум за потужністю на виході СФ досягається в момент часу T і становить величину

$$q_{сф} = 2E_s / N_0. \quad (2.62)$$

Жоден з лінійних фільтрів неспроможний дати відношення сигнал/шум більше, ніж узгоджений фільтр (чи корелятор). Як випливає з рис. 3.5 для узгодженого фільтра відпадає необхідність у забезпеченні синхронізації між опорним і прийнятим сигналами з точністю до фази їх високочастотного заповнення. Це є перевагою УФ порівняно з корелятором.

Визначимо ймовірність правильного виявлення та помилкової тривоги. Для цього потрібно визначити розподіл ймовірностей достатньої статистики y , що надходить на пороговий пристрій, а саме, розподіл ймовірностей кореляційного інтеграла y при відсутності ($\lambda = 0$) і наявності ($\lambda = 1$) сигналу $s(t)$ на вході виявника.

Розглянемо випадок $\lambda = 0$, тобто. коли на вході виявника є тільки шум $n(t)$. Тоді $x(t) = n(t)$ і величина y , будучи лінійним перетворенням білого гаусівського шуму, також має гаусівський розподіл і, отже, повністю визначається математичним очікуванням та дисперсією. Останні рівні

$$M[y | \lambda = 0] = 0, \quad D[y | \lambda = 0] = 2E_S / N_0 = q^2.$$

Таким чином, щільність ймовірностей величини y має вигляд

$$p_n(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi q}} \exp\left(-\frac{y^2}{2q^2}\right).$$

Перейдемо на випадок $\lambda = 1$. Оскільки сигнал є детермінованим, то розподіл величини, як і раніше, залишається гаусівським. Дисперсія величини y , очевидно, також не змінюється, $D[y | \lambda = 1] = q^2$. Змінюється лише математичне очікування:

$$M[y | \lambda = 1] = M\left[\frac{2}{N_0} \int_0^T [s(t) + n(t)]s(t)dt\right] = \frac{2}{N_0} \int_0^T s^2(t)dt = q^2$$

Тому,

$$p(y | \lambda = 1) = p_{sn}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi q}} \exp\left[-\frac{(y - q^2)^2}{2q^2}\right]. \quad (2.63)$$

Таким чином, ймовірності помилкової тривоги та правильного виявлення:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{лт}} &= \int_h^{\infty} p_n(y) dy = \int_h^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}q} \exp\left(-\frac{y^2}{2q^2}\right) dy; \\
 P_{\text{по}} &= \int_h^{\infty} p_{sn}(y) dy = \int_h^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}q} \exp\left(-\frac{(y-q^2)^2}{2q^2}\right) dy.
 \end{aligned}
 \tag{2.64}$$

Використовуючи інтеграл ймовірностей

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz,
 \tag{4.3}$$

формули (2.63) та (2.64) можна переписати у вигляді

$$P_{\text{лт}} = 1 - \Phi\left(\frac{h}{q}\right);
 \tag{2.65}$$

$$P_{\text{по}} = 1 - \Phi\left(\frac{h-q^2}{q}\right).
 \tag{2.66}$$

За допомогою (2.65) та (2.66) розраховуються характеристики оптимального виявлення детермінованого сигналу в білому шумі. Для виявника, оптимального за критерієм Неймана-Пірсона як характеристику оптимального виявлення використовується залежність від співвідношення сигнал/шум $P_{\text{по}} = f(q)$ при постійній ймовірності помилкової тривоги $P_{\text{лт}} = \text{const}$. Згідно (2.65) та (2.66) маємо

$$P_{\text{по}} = 1 - \Phi\left(\frac{h-q^2}{q}\right) = 1 - \Phi\left[\Phi^{-1}(1-P_{\text{лт}}) - q\right],
 \tag{2.67}$$

де $\Phi^{-1}(u)$ — функція, обернена до інтегралу ймовірностей (2.7).

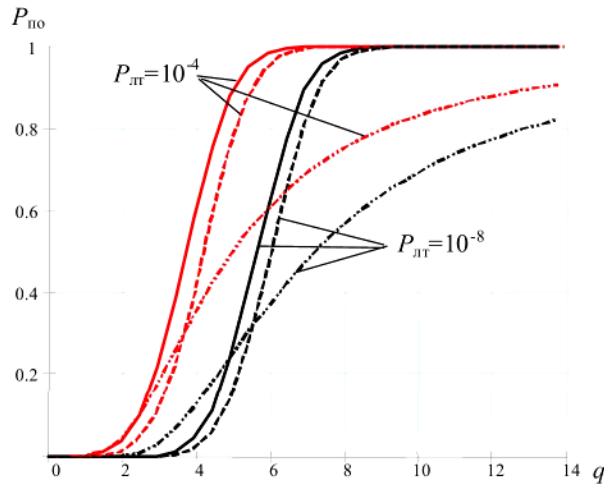


Рис. 2.7. Графіки залежностей $P_{по} = f(q)$

Задаючи значення P_t , можна, користуючись таблицею інтеграла ймовірностей, визначити $\Phi^{-1}(1 - P_{ш})$, а потім, задаючись різними значеннями q , розрахувати $P_{по}$ відповідно до виразу (2.67). Внаслідок цього отримаємо графік $P_{по} = f(q)$ (рис. 2.7), на якому суцільними лініями показано характеристики оптимального виявлення детермінованого сигналу в білому шумі.

Характеристики виявлення дозволяють визначити мінімальну енергію прийнятого сигналу $E_{пр. \min}$ (або його мінімальну потужність), $P_{пр. \min}$ необхідну для його виявлення із заданими якісними показниками $P_{ж}$ та $P_{по}$.

Початкова фаза радіосигналу, як правило, невідома. У цьому випадку можна використовувати модель сигналу

$$s(t, \varphi) = V(t) \cos [\omega_0 t + \psi(t) - \varphi], \quad (2.68)$$

де закони амплітудної $V(t)$ та фазової $\psi(t)$ модуляції та частота ω_0 відомі, а початкова фаза невідома. Вираз (2.68) зручно подати у вигляді

$$s(t, \varphi) = s_1(t) \cos\varphi + s_2(t) \sin\varphi, \quad (2.69)$$

де $s_1(t) = V(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t))$, $s_2(t) = V(t) \sin(\omega_0 t + \psi(t))$ - квадратурні складові сигналу

Вважаємо, що початкова фаза є випадковою величиною, при цьому за відсутності інформації про апріорний розподіл φ природно вважати цей розподіл рівномірним:

$$p(\varphi) = 1/2\pi; \quad -\pi \leq \varphi \leq \pi. \quad (2.50)$$

Така модель радіосигналу використовується у радіолокації при описі відбитих сигналів від нерухомої цілі.

Відношення правдоподібності в розглянутому завданні виходить шляхом усереднення слів правдоподібності $\Lambda(x/\varphi)$ за всіма можливими значеннями фази

$$\Lambda = \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda(x/\varphi) p(\varphi) d\varphi. \quad (2.51)$$

Щодо умовного відношення правдоподібності $\Lambda(x/\varphi)$, то воно, очевидно, збігається із відношенням правдоподібності для детермінованого сигналу $s(t, \varphi)$, де φ - фіксована величина. Тому

$$\Lambda(x/\varphi) = \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) s(t, \varphi) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t, \varphi) dt \right\}.$$

Підставивши в цей вираз (2.51), розглянемо інтеграли, що виходять. Кореляційний інтеграл

$$y(\varphi) = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(t, \varphi) dt = y_1 \cos \varphi + y_2 \sin \varphi = y \cos(\varphi - \theta),$$

Де

$$y_1 = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s_1(t) dt, \quad y_2 = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s_2(t) dt$$

Його квадратурні складові, при цьому

$$y = \sqrt{y_1^2 + y_2^2}, \quad \cos \theta = y_1 / y, \quad \sin \theta = y_2 / y.$$

При $T \gg 2\pi/\omega_0$ енергія сигналу від значення фази φ практично не залежить і тому

$$\int_0^T s^2(t, \varphi) dt = E_s.$$

Таким чином,

$$\Lambda(x/\varphi) = \exp\{y \cos(\varphi - \theta) - E_s / N_0\}$$

Підставляючи цей вираз і (2.50) у (2.51), після інтегрування отримуємо відношення правдоподібності

$$\Lambda = \exp\left(-\frac{1}{2} q^2\right) I_0(y), \quad (2.52)$$

Де $I_0(y)$ - функція Бесселя.

Враховуючи що $\ln I_0(y)$ є монотонною функцією, приходимо до оптимального алгоритму виявлення виду

$$y \begin{matrix} > & h, \\ < & h, \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \quad (2.53)$$

де

$$y = \frac{2}{N_0} \sqrt{\left[\int_0^T x(t) s_1(t) dt \right]^2 + \left[\int_0^T x(t) s_2(t) dt \right]^2}. \quad (2.54)$$

Структурна схема виявника на рис. 2.8 побудована відповідно до формул (2.53) та (2.54). Таку схему називають квадратурним приймачем. Квадратурні канали організують шляхом включення фазообертача в ланцюг опорного сигналу одного з перемножувачів. Квадратори (Кв), суматор (Σ), обчислювач квадратного кореня ($\sqrt{\quad}$) забезпечують формування на вході ПП на момент часу $t = T$ значення $y = \sqrt{y_1^2 + y_2^2}$..

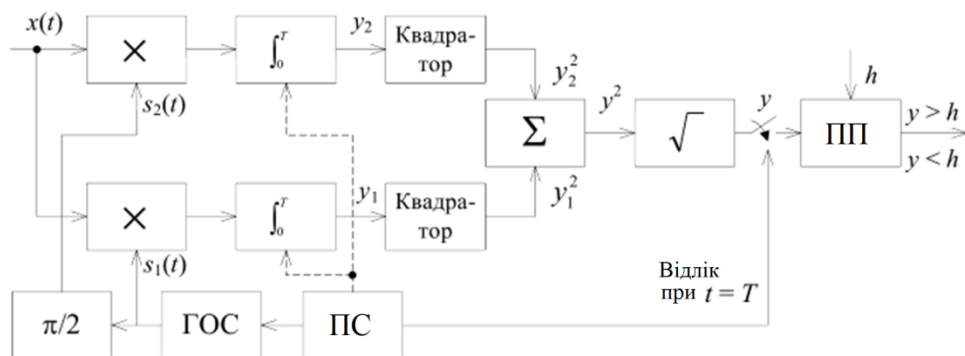


Рис. 2.8. Структурна схема квадратурного приймача

Схема виявника представлена на рис. 2.8, вимагає знання часового становища очікуваного сигналу. Якщо час запізнення сигналу невідомий, схема оптимального виявника ускладнюється. При розбитті інтервалу невизначеності часу запізнення на елементарні ділянки, тривалість кожного з яких визначається необхідною роздільною здатністю по дальності, можна побудувати багатоканальний кореляційний виявник. Кожен канал його налаштовується на сигнал із відповідним запізненням. Рішення виявлення приймається одночасно з оцінкою часу запізнення.

У радіолокації особливо поширеним є прийом сигналів із довільним часом запізнення. Тому з метою спрощення конструкції виявника зручніше використовувати фільтровий варіант його побудови (рис. 2.9), що дозволяє забезпечити оптимальне виявлення сигналів з довільним часом запізнення за наявності всього лише одного приймального каналу.

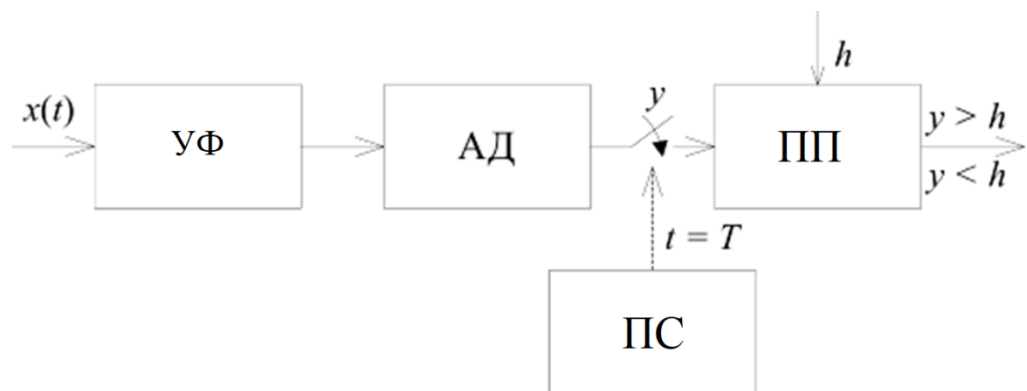


Рис. 2.9. Структурна схема оптимального виявника квазідетермінованих сигналів на основі узгодженого фільтра

Можливість використання узгоджених фільтрів у виявниках сигналів з випадковою фазою ґрунтується на наступних міркуваннях. Величина достатньої статистики y , яку повинен формувати виявник, є коливання, що обгинає $y \cos(\varphi - \theta)$, інакше кажучи, загальна кореляційного інтеграла $y(\varphi)$. Це коливання

можна сформувати пропустивши процес $x(i)$ через фільтр, узгоджений з сигналом $s(t, \varphi)$, тобто він має імпульсну характеристику виду

$$h(t) = 2 / N_0 s (T - t, \varphi),$$

Зазначимо, що оскільки результат обробки не залежить від значення початкової фази φ , то її при реалізації фільтра можна брати будь-який, зокрема, можна покласти $\varphi = 0$. Огибающая $y(f)$ на виході узгодженого фільтра, на вхід якого надходить процес $s(i) + n(i)$, виділяється амплитудним детектором (АТ), при цьому результат детектування в момент часу $t = T$ повинен подаватися на порогове пристрій.

Перейдемо до розрахунку показників якості виявлення. Так як огибающая $y(f)$ шуму і суміші на виході СФ розподілена за законом Релея і узагальненому закону Релея (закону Раїса) відповідно, то ймовірності помилкової тривоги та правильного виявлення для виявника, що працює за алгоритмом (2.53), рівні :

$$P_{лт} = \int_h^{\infty} \frac{y}{q^2} \exp\left(-\frac{y^2}{2q^2}\right) dy = \exp\left(-\frac{h^2}{2q^2}\right); \quad (2.55)$$

$$P_{по} = \int_h^{\infty} \frac{y}{q^2} \exp\left(-\frac{y^2 + q^2}{2q^2}\right) I_0(y/q) dy, \quad (2.56)$$

$$\text{Де } h = q\sqrt{2 \ln(1/P_{лт})}$$

Етапи виявлення сигналу побудовані відповідно до (2.55) та (2.56). Порівняно з характеристиками виявлення детермінованого сигналу, вони зсунуті вправо, тобто. для виявлення сигналу потрібно трохи більше граничне відношення сигнал/шум.

Насправді зазвичай невідома як початкова фаза радіосигналу, а й його амплітуда. У цьому випадку використовується модель сигналу з випадковими початковою фазою та амплітудою

$$s(t, a, \varphi) = aU(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t) - \varphi), \quad (2.57)$$

де безрозмірний параметр a , що визначає амплітуду сигналу, покладається випадковою величиною, розподіленою за законом Релея (за умови, що об'єкт радіолокації можна представити у вигляді великого числа статистично незалежних випадкових відбивачів)

$$p(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.58)$$

А фаза φ — за рівномірним законом.

Використовуючи (2.58) та інтеграл

$$\int_0^{\infty} x \exp(-\alpha x^2) I_0(\beta x) dx = \frac{1}{2\alpha} \exp\left(\frac{\beta^2}{4\alpha}\right)$$

Отримаємо

$$\Lambda = \frac{N_0}{N_0 + E} \exp\left[\frac{\sigma^2 y^2 N_0}{2(N_0 + E)}\right]$$

або

$$\Lambda = \frac{1}{1 + q^2 \sigma^2} \exp \left[\frac{\sigma^2 y^2}{2(1 + q^2 \sigma^2)} \right], \quad (2.59)$$

де

$$\bar{E} = M[a^2 E_S] = E_S M[a^2] = 2\sigma^2 E_S \quad (2.60)$$

- усереднена енергія сигналу.

Оскільки $y \geq 0$, тому, як і в попередньому випадку, алгоритм оптимального виявлення визначається формулами (2.53) та (2.54). Таким чином, структурні схеми оптимального виявника сигналу з випадковими амплітудою та початковою фазою збігаються зі схемами оптимального виявника сигналу з випадковою фазою. Зауважимо, що операція вилучення квадратного кореня не обов'язкова, оскільки алгоритм (2.53) еквівалентний порівнянню $y^2 c h^2$. Щодо схеми на рис. 2.9 це означає, що байдуже, якою є характеристика амплітудного детектора — лінійна або квадратична.

Оскільки алгоритм виявлення порівняно з попереднім випадком не змінився, то й вірогідність помилкової тривоги визначається колишньою формулою (2.55). Для розрахунку ймовірності правильного виявлення потрібно знайти щільність ймовірності достатньої статистики y при $\lambda = 1$:

$$p(y/\lambda = 1) = \int_0^{\infty} p(y/a, \lambda = 1) p(a) da,$$

визначається формулою (2.58), а

$$p(y/\lambda = 1) = \frac{y}{q^2} \exp\left(-\frac{y^2 + q^4 a^2}{2q^2}\right) I_0(ay)$$

- щільність ймовірності огибаючої суміші сигналу та шуму при фіксованому значенні a . Обчислюючи цей інтеграл, отримуємо

$$p(y/\lambda = 1) = \frac{y}{q^2(1 + \sigma^2 q^2)} \exp\left(-\frac{y^2}{2q^2(1 + \sigma^2 q^2)}\right)$$

і потім знаходимо ймовірність правильного виявлення

$$P_{\text{по}} = \int_0^{\infty} p(y/\lambda = 1) dy = \exp\left(-\frac{h^2}{2q^2(1 + \sigma^2 q^2)}\right). \quad (2.61)$$

Ця формула разом з (2.55) і визначає характеристики оптимального виявлення сигналу. Порівнювати їх з характеристиками виявлення сигналу за відомої амплітуди необхідно за умови рівності енергій різних сигналів. Тому, згідно (2.60), слід покласти $\sigma^2 = 0,5$. Враховуючи це та виключаючи з (2.55) та (2.61) поріг h , отримуємо

$$P_{\text{по}} = P_{\text{лт}}^{1/(1 + 0,5q)}. \quad (2.62)$$

Характеристики виявлення, розраховані за формулою (2.62), показано на рис. 2.7 (штрихпунктирні лінії). Видно, що характеристики виявлення в цьому випадку особливо сильно зміщуються вправо в області великих значень

ймовірності правильного виявлення (при $P_{\text{по}} \geq 0,9$). Це з можливими замираннями при випадковій амплітуді сигналу. Щоб забезпечити досить великі вірогідності правильного виявлення за наявності таких замирань, необхідне значне збільшення середньої енергії сигналу. Навпаки, при малих ймовірностях правильного виявлення ($P_{\text{по}} < 0,3$) флуктуації амплітуди полегшують виявлення та характеристики зсуваються вліво.

2.8 Висновки до розділу 2

Проаналізовано методи статистичного прийняття рішень, що лежать в основі оптимального виявлення.

Проаналізовано елементи оптимальних виявників, зокрема оптимальний лінійний фільтр з мінімумом середньоквадратичної помилки, який забезпечує найкраще за заданим критерієм виділення сигналу з спостережуваної суміші, та узгоджений фільтр, який для певної адитивної суміші сигналу та завади забезпечує на виході найбільше відношення сигнал/шум.

Також проаналізовано помилки виявлення сигналу та критерії оптимального виявлення.

На основі розглянутих методів прийняття рішень та критеріїв виявлення розглянуто типові структурні схеми виявників, які використовуються в електроніці зв'язку та радіолокації.

РОЗДІЛ 3

НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

3.1 Розроблення методу оптимального виявлення

Суть методу зводиться до наступного. Виявник будується на принципі схеми на рис. 2.9. Однак в ньому передбачено окрім узгодженого фільтра ще використання вузлів формування вибірки з вхідного сигналу, обчислення її спектрального розподілу та обчислення його дисперсії для формування критерію виявлення сигналу. Структура такого виявника наведена на рис. 3.1.

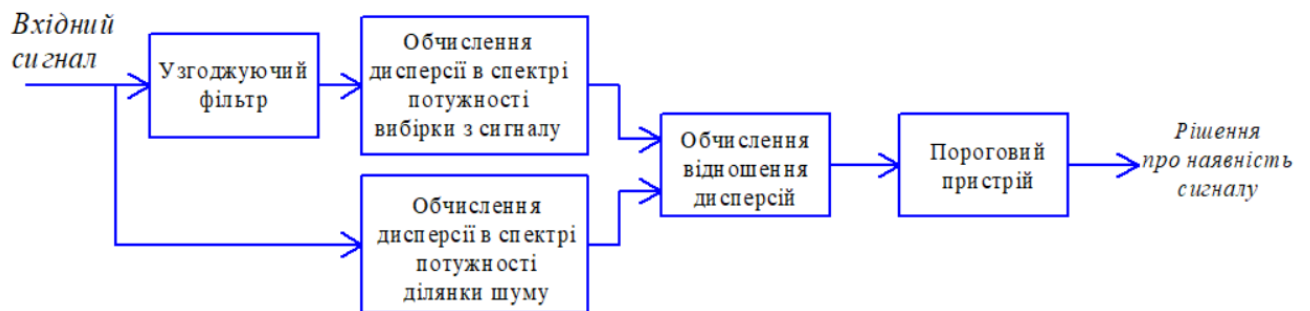


Рис. 3.1. Структурна схема пропонованого виявника

Узгоджений фільтр в цьому випадку призначений для збільшення співвідношення сигнал/шум. Для цього може бути застосований фільтр, який виконує фільтрацію сигналу в спектральній області шляхом вилучення із спектру прийнятого сигналу спектральних складових шуму, які обчислюються окремо для ділянки сигналу, на якій точно відсутній корисний сигнал а присутній лише шум.

Оцінювання дисперсії проводиться для того, щоб можна було оцінити зміни в сигналі, викликані появою корисного сигналу, з використанням критерію Фішера.

Відповідно до цього критерію за відношеннями дисперсій вибірок з сигналу та суміші можна встановити із заданою ймовірністю ступінь подібності цих вибірок. Припускається, що для ділянки суміші, яка містить лише шум, критерій Фішера покаже значну подібність її до ділянки, яка аналізувалась до початку виявлення і являла собою сигнал, який містить лише шум. Натомість, для ділянки, що містить корисний сигнал, критерій Фішера має показати значну різницю відносно ділянки, яка аналізувалась до початку виявлення і являла собою сигнал, який містить лише шум.

В середовищі Matlab було згенеровано тестовий сигнал (рис. 3.2) у вигляді суми синусоїди та шуму. При чому синусоїда займає лише короткий проміжок часу. Співвідношення сигнал/шум вибирається різним. Робота фільтра не розглядається.

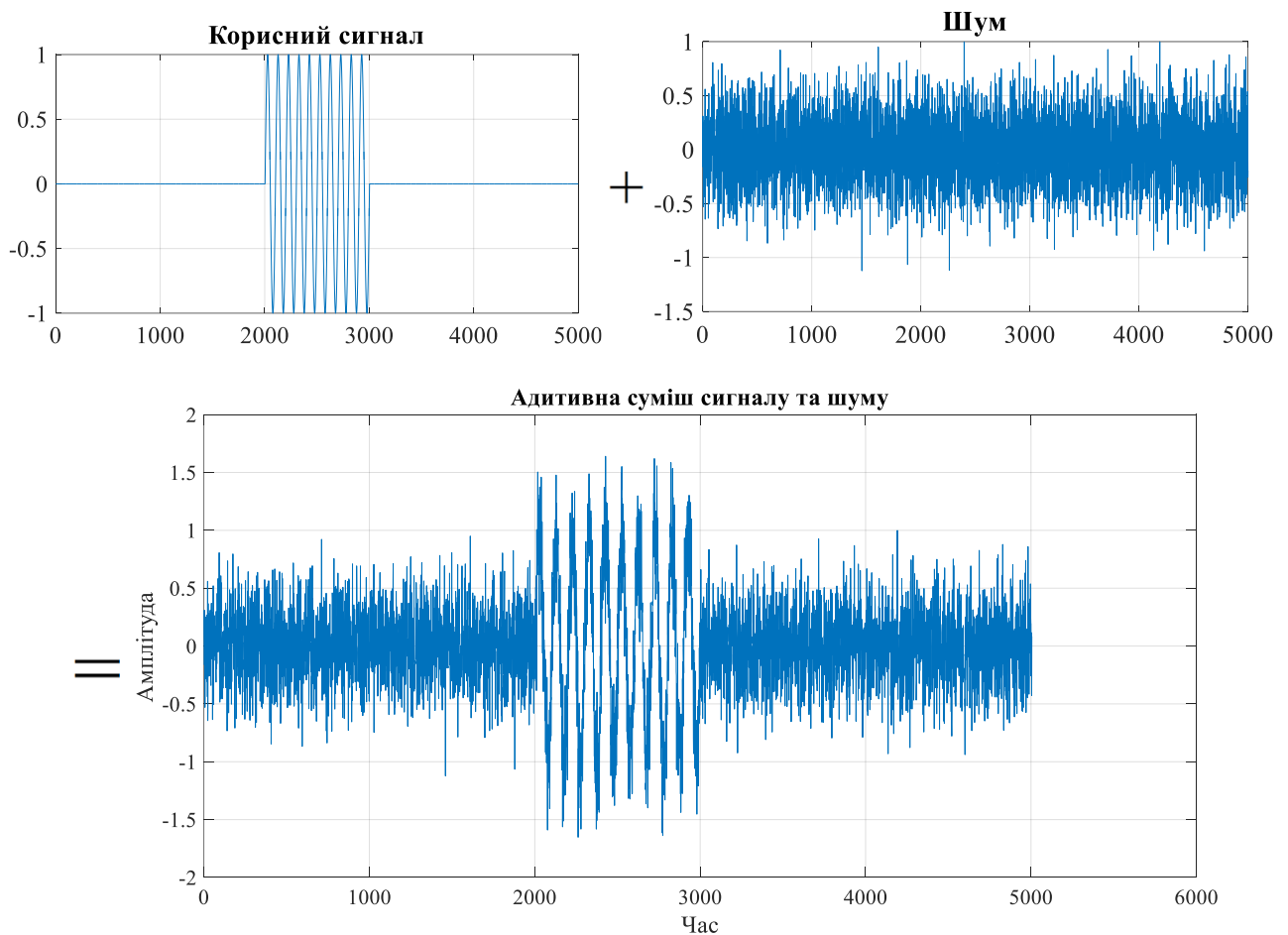


Рис. 3.2. Тестовий сигнал

На початку було обчислено спектр потужності ділянки сигналу, де міститься лише шум (рис. 3.3) та обчислено її дисперсію. Вона становить 1,19 мкВ².



Рис. 3.3. Сектр шуму

На наступному етапі було використано віконну функцію в Matlab, з допомогою якої проводилось опрацювання сигналу (в межах тривалості вікна).

В межах кожної тривалості обчислювався спектр сигналу та його дисперсія. Далше було обчислено відношення цих дисперсій до дисперсії шуму, яка була обчислена на початку.

За об'ємом вибірки та табличними значеннями було встановлено критичні значення критерію Фішера при ймовірності помилки 0,05 та 0,1.

Далше було побудовано графік, який показує зміну відношення дисперсій, що нанесена на вісь часу вхідного сигналу (рис. 3.4).

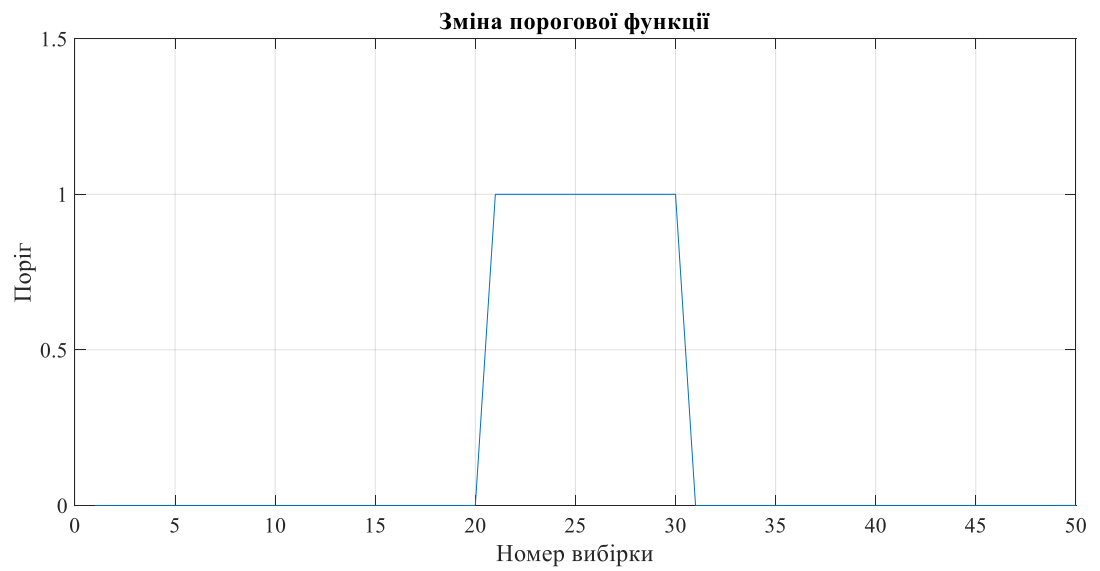
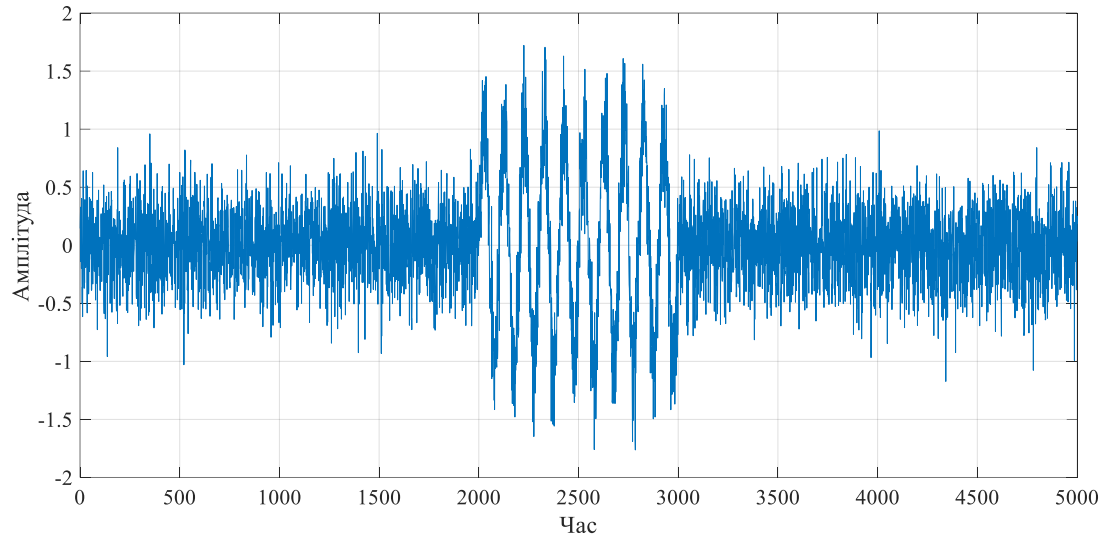


Рис. 3.4. Зміна відношень дисперсій та порогової функції

При порівнянні графіка сигналу та зміни дисперсій встановлено, що за значеннями останніх можна встановити ділянки присутності корисного сигналу, а як порогові значення використано критичні значення Критерію Фішера.

На рис. 3.5 наведено результати опрацювання цього ж тестового сигналу із меншим співвідношенням сигнал/шум. Можна твердити, що пропонуванний метод працює коректно.

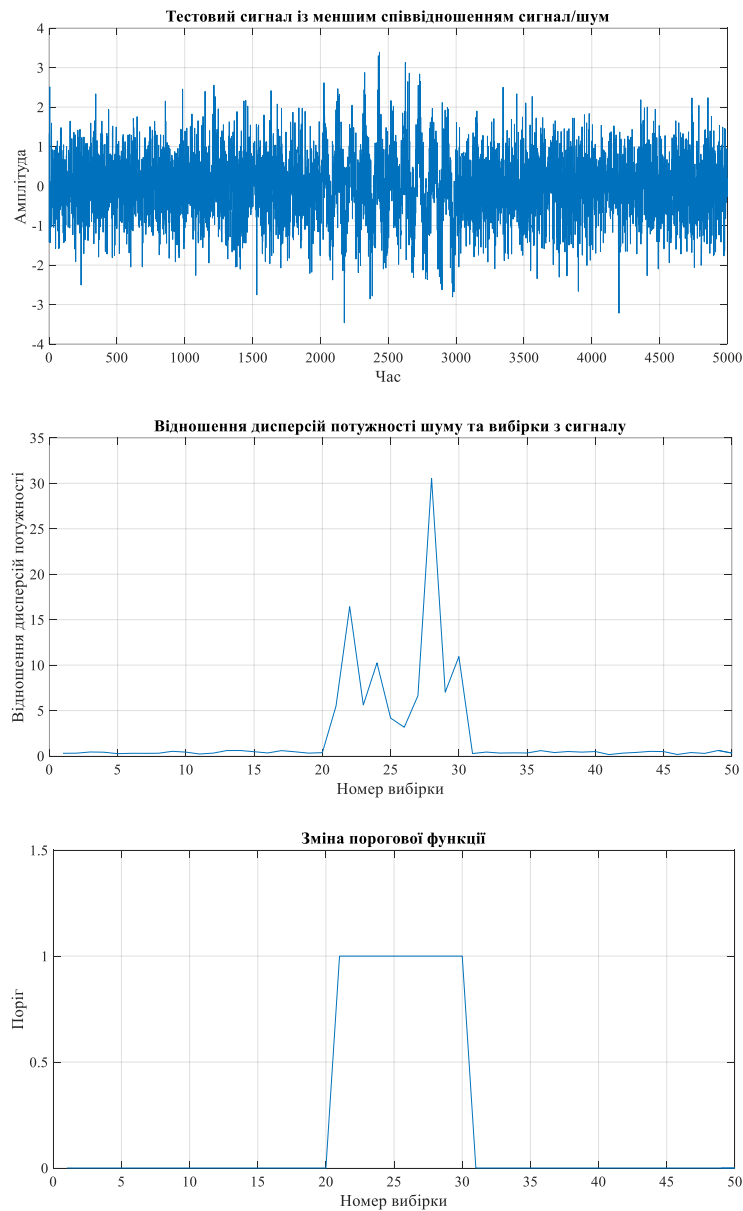


Рис. 3.5 Результати опрацювання тестового сигналу із меншим співвідношенням сигнал/шум

3.2 Висновки до розділу 3

Запропоновано метод оптимального виявлення детермінованих сигналів. В структурі виявника передбачено окрім узгодженого фільтра ще використання вузлів формування вибірки з вхідного сигналу, обчислення її спектрального розподілу та обчислення його дисперсії для формування критерію виявлення сигналу. Узгоджений фільтр в цьому випадку призначений для збільшення співвідношення сигнал/шум. Оцінювання дисперсії проводиться для того, щоб можна було оцінити зміни в сигналі, викликані появою корисного сигналу, з використанням критерію Фішера

Відповідно до цього критерію за відношеннями дисперсій вибірок з сигналу та суміші можна встановити із заданою ймовірністю ступінь подібності цих вибірок. Припускається, що для ділянки суміші, яка містить лише шум, критерій Фішера покаже значну подібність її до ділянки, яка аналізувалась до початку виявлення і являла собою сигнал, який містить лише шум. Натомість, для ділянки, що містить корисний сигнал, критерій Фішера має показати значну різницю відносно ділянки, яка аналізувалась до початку виявлення і являла собою сигнал, який містить лише шум.

В середовищі Matlab було змодельовано тестовий сигнал та опрацьовано запропонованим методом. При порівнянні вигляду сигналу та зміни відношення дисперсій встановлено, що за значеннями останніх можна встановити ділянки присутності корисного сигналу, а як порогові значення використано критичні значення Критерію Фішера.

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Охорона праці

Планування заходів з охорони праці. Види планування та контролю стану охорони праці. Виявлення, оцінка та зменшення ризиків небезпечних подій.

Метою планування заходів з охорони праці є визначення необхідних вкладень у заходи з охорони праці для ефективного впливу на стан охорони праці.

Система планів з охорони праці окремого підприємства може включати:

- перспективне планування (на період, більший одного року) ;
- поточне планування (на рік) ;
- оперативне планування (детальні плани, спрямовані на вирішення конкретних питань працезахоронної діяльності на підприємстві в короткостроковому, до одного року, періоді).

Планування в охороні праці може включати:

- визначення цілей діяльності з охорони праці на підприємстві та засобів їх досягнення;
- вибір методів і базових показників, за допомогою яких може здійснюватися оцінка необхідних вкладень в охорону праці;
- розрахунок суми вкладень у заходи з охорони праці та раціональний розподіл цієї суми за напрямками діяльності;
- забезпечення організації контролю виконання плану (при необхідності здійснення коригування запланованих показників) ;
- здійснення постійного контролю умов і безпеки праці на підприємстві та оперативне реагування на відхилення від нормативних вимог.

Перспективне планування вміщує найбільш важливі, трудомісткі і довгострокові за терміном виконання заходи з охорони праці, виконання яких, як правило, вимагає сумісної роботи кількох підрозділів підприємства. Можливість виконання заходів перспективного плану повинна бути підтверджена обґрунтованим розрахунком необхідного матеріально-технічного забезпечення і фінансових витрат з зазначенням джерел фінансування.

До перспективних планів належить комплексний план покращення умов праці і санітарно-оздоровчих заходів, що передбачає створення, відповідно до нормативних актів з охорони праці, умов праці, пов'язаних з перспективними змінами підприємства. Таке планування, як правило, розраховане на термін від 2 до 5 років. Реалізація цих планів забезпечується через річні плани номенклатурних заходів з охорони праці, які вносяться до угоди, що є невід'ємною частиною колективного договору.

Поточне планування здійснюється у межах календарного року через розроблення відповідних заходів у розділі «Охорона праці» колективного договору.

Поточні плани передбачають реалізацію заходів із покращення умов праці, створення кращих побутових і соціальних умов на виробництві. Ці плани обов'язково забезпечуються фінансуванням згідно з розробленими кошторисами.

Питання охорони праці можуть віддзеркалюватися в інших поточних планах, які підприємства та організації можуть скласти на вимогу трудових колективів:

- план соціального розвитку колективу;
- наукової організації праці;
- механізації важких і ручних робіт;
- охорони праці жінок;
- підготовки підприємства до робіт в осінньо-зимовий період;

- підвищення культури виробництва та ін.

Оперативне планування роботи з охорони праці здійснюється за підсумками контролю стану охорони праці в структурних підрозділах і на підприємстві в цілому.

Оперативні плани складаються для швидкого виправлення виявлених в процесі державного, відомчого і громадського контролю недоліків в стані охорони праці, а також для ліквідації наслідків аварій або стихійного лиха.

Оперативні заходи щодо усунення виявлених недоліків зазначаються безпосередньо у наказі власника підприємства, який видається за підсумками контролю, або у плані заходів, як додатку до наказу.

Організаційно-методичну роботу щодо складання перспективних, поточних та оперативних планів здійснює служба (спеціаліст) охорони праці.

4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Здійснення заходів щодо зниження дії радіоактивних випромінювань

Оцінка уразливості лабораторного блока живлення від радіоактивного забруднення і проникаючої радіації починається з визначення максимальних очікуваних значень рівня радіації і дози проникаючої радіації. За показник стійкості об'єкта приймається допустима доза радіації, яку можуть одержати люди за час робочої зміни.

Для характеристики радіоактивного забруднення застосовують ступінь (щільність) забруднення, який характеризується поверхневою щільністю забруднення радіонуклідами і вимірюється активністю радіонукліда на одиницю площі (об'єму). Основною дозиметричною величиною, за допомогою якої оцінюється дія радіації, є доза випромінювання - кількість енергії, яка поглинута одиницею маси опроміненого середовища. Експозиційна доза визначається тільки для повітря при гама і рентгенівському випромінюванні.

Поглинута доза визначається для речовин. Місцевість, що забруднюється внаслідок радіаційної аварії, за щільністю забруднення радіонуклідами умовно поділяють на зони: зону відчуження, зону безумовного (обов'язкового) відселення, зону гарантованого (добровільного) відселення і зону підвищеного радіоекологічного контролю.

За дозами опромінення зону забруднення поділяють на наступні зони: надзвичайно-небезпечного забруднення, небезпечного забруднення, сильного забруднення, помірного забруднення, і зону радіаційної небезпеки.

Також радіоактивне забруднення буде безпосередньо впливати лабораторного блока живлення, але і на його конструкцію, оскільки, до його складу входять метічні провідники з ізоляційним покриттям, металічний корпус, пласмасові роз'єми і самі радіоелементи (резистори, транзистори, мікросхема, конденсатори, діод).

Органічні речовини вельми чутливі до радіації. Вплив радіації призводить до перетворення молекул, що супроводжується хімічними реакціями, що викликають незворотні зміни природи речовини і її механічних властивостей.

Перетворення супроводжується виділенням газів, які в поєднанні з вологою утворюють кислоти, які здійснюють шкідливий вплив на ізоляційні матеріали. Більшість пластмас отримує механічне пошкодження навіть при малих дозах радіації.

Фенолформальдегід і метилметакрилат стають крихкими і деформуються. Поліетилен і полістирол - спочатку збільшується опір розриву і твердість, а потім вони стають крихкими. Більшість пластмас темніє і знебарвлюється. Просочення і ізоляційні масла псуються, як і оргматеріали. Синтетичний каучук і кремнійорганічна гума твердіють

Зміна електричних властивостей органічних речовин (провідність, діелектрична проникність, кут втрат) має оборотний характер. Час відновлення залежить від природи матеріалу та умов опромінення.

На неорганічні речовини (матеріали) радіація впливає менше, ніж на органічні. При опроміненні нейтронами можливо об'ємне розширення. Кварц і скло втрачають прозорість при великих дозах.

Вплив радіації на напівпровідниковий діод залежить від того, який ефект використаний в основі його роботи, виду матеріалу, питомого опору його, а також конструктивних особливостей діода. Оскільки в підсилювачі використані лише кремнієві діоди то розглянемо лише їхню реакцію.

Під впливом нейтронної радіації провідність точково-контактних діодів зменшується в прямому і зворотному напрямках; у площинних діодів провідність у прямому напрямку також зменшується. Пошкодження діодів обумовлюється зміною характеристик провідності в прямому напрямку. Вплив γ -опромінення викликає оборотні зміни зворотного струму.

Характеристика впливу радіоактивного забруднення на транзистор. Вплив опромінення викликає порушення кристалічної решітки матеріалу (основний ефект) і іонізацію (вторинний ефект). Внаслідок цього змінюються параметри напівпровідникових матеріалів – час життя основних носіїв, питома провідність, швидкість поверхневої рекомбінації дірок з електронами. Внаслідок зміни вищевказаних параметрів зменшується коефіцієнт підсилення по струму, збільшується зворотний струм колектора, зростають шуми транзистора.

Іонізація, створювана радіацією, інжектується надлишок носіїв у транзистор, внаслідок чого виникають значні шуми. Зміна коефіцієнта посилення є незворотнім, а зміни зворотного струму можуть бути оборотними і необоротними. Як бачимо змінюється основний із електричних параметрів підсилювача – коефіцієнт підсилення, а отже вихідна потужність.

Потрібно зазначити, що більшу радіаційну стійкість мають германієві транзистори в порівнянні з кремнієвими.

До основних методів захисту радіоелектронної апаратури відносять такі конструктивні рішення:

- правильно підбирати і розташовувати елементи;
- ширше використовувати керамічні ізолятори в частинах перемикачів, роз'ємах, гніздах і т.д.;
- застосовувати склотканина та інші неорганічні матеріали для манжет, кабельної ізоляції тощо;
- застосування елементів з неорганічних матеріалів, слюдяних і керамічних конденсаторів;
- застосовувати плівкові і металлопленочні опору;
- ретельно продумувати схему розташування, для зменшення струмів витoku і пробую;
- екранувати найбільш чутливі елементи;
- правильно вибирати матеріали деталей конструкції;
- правильно вибирати напівпровідникові прилади (надавати перевагу германієвим).
- Для захисту від γ - променів добре екранують, захищають - свинець, вісмут, вольфрам, золото, платина, ртуть і деякі інші важкі матеріали.

4.3 Висновки до розділу

В розділі «Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях» розглянуто планування заходів з охорони праці. Види планування та контролю стану охорони праці. Виявлення, оцінка та зменшення ризиків небезпечних подій. Також описано заходи щодо зниження дії радіоактивних випромінювань

ВИСНОВКИ

Завдання виявлення сигналів серед завад є одним з найважливіших у низці завдань, розв'язуваних технічними засобами прийому та обробки практично усіх типів сигналів.

Проаналізовано методи статистичного прийняття рішень, що лежать в основі оптимального виявлення. Проаналізовано елементи оптимальних виявників, зокрема оптимальний лінійний фільтр з мінімумом середньквдратичної помилки, який забезпечує найкраще за заданим критерієм виділення сигналу з спостережуваної суміші, та узгоджений фільтр, який для певної адитивної суміші сигналу та завади забезпечує на виході найбільше відношення сигнал/шум. Також проаналізовано помилки виявлення сигналу та критерії оптимального виявлення.

На основі розглянутих методів прийняття рішень та критеріїв виявлення розглянуто типові структурні схеми виявників, які використовуються в електроніці зв'язку та радіолокації.

Запропоновано метод оптимального виявлення детермінованих сигналів. В структурі виявника передбачено окрім узгодженого фільтра ще використання вузлів формування вибірки з вхідного сигналу, обчислення її спектрального розподілу та обчислення його дисперсії для формування критерію виявлення сигналу. Узгоджений фільтр в цьому випадку призначений для збільшення співвідношення сигнал/шум. Оцінювання дисперсії проводиться для того, щоб можна було оцінити зміни в сигналі, викликані появою корисного сигналу, з використанням критерію Фішера

Відповідно до цього критерію за відношеннями дисперсій вибірок з сигналу та суміші можна встановити із заданою ймовірністю степінь подібності цих вибірок. Припускається, що для ділянки суміші, яка містить лише шум,

критерій Фішера покаже значну подібність її до ділянки, яка аналізувалась до початку виявлення і являла собою сигнал, який містить лише шум. Натомість, для ділянки, що містить корисний сигнал, критерій Фішера має показати значну різницю відносно ділянки, яка аналізувалась до початку виявлення і являла собою сигнал, який містить лише шум.

В середовищі Matlab було змодельовано тестовий сигнал та опрацьовано запропонованим методом. При порівнянні вигляду сигналу та зміни відношення дисперсій встановлено, що за значеннями останніх можна встановити ділянки присутності корисного сигналу, а як порогові значення використано критичні значення Критерію Фішера.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Е. Шрюфер, Обработка сигналов. Цифровая обработка дискретизованных сигналов. Київ, Либідь, 1992. –294с.
2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. –С-Пб, Питер, 2002. – 603с.
3. Солонина А.И. и др. Основы цифровой обработки сигналов. Курс лекций. – С.-Петербург, «БХВ-Петербург», 2003. – 594с.
4. Раздел Help пакета Matlab ver. 6.5.0.180913a Release 13, June 18, 2002.
5. Глазков В.Е., Продеус А.Н. Метод многошаговой коррекции амплитудной частотной характеристики нерекурсивного низкочастотного фильтра. - Электроника и связь, №23, 2004, с.19-24.
6. Wiener N., Extrapolation, interpolation and smoothing of stationary time series, John Wiley, New-York, 1949. Математический энциклопедический словарь. – М., «Советская энциклопедия», 1988.-845с. Покровский Н.Б. Расчет и измерение разборчивости речи. – М.,Связьиздат,1962.-386с.
7. Железняк В.К., Макаров Ю.К.,Хорев А.А. Некоторые методические подходы к оценке эффективности защиты речевой информации//Специальная техника. – М.: 2000.– № 4.
8. Хорев А.А., Макаров Ю.К. К оценке эффективности защиты акустической (речевой) информации (<http://st.ess.ru/publications/articles/tspi/tspi.htm>)
9. Каргашин В.Л. Проблемы активной защиты виброакустических каналов (<http://st.ess.ru/publications/articles/tspi/tspi.htm>)
10. Лезин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М: Радио и связь, 1986. –279с.

11. Гаткин Н.Г., Геранин В.А., Карновский М.И., Красный Л.Г. Помехоустойчивость типового тракта обнаружения сигналов. – К., Техніка, 1971. – 202с.
12. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. Вып.1,2. – М.,Мир, 1971-1972гг.
13. Константи́нидис А. Общие характеристики цифровых фильтров. – В кн. «Введение в цифровую фильтрацию» под ред.Р.Богнера и А. Константи́нидиса. – М., Мир.,1976. – сс.41-53.
14. Бачинський М.В. Обґрунтування структури системи відбору акустичних сигналів для задач медичної діагностики систем дихання та голосотворення / М.В. Бачинський, В.Г. Дозорський, І.Ю. Дедів // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – Хмельницький : ХНУ, 2011. – №3. – С.192-195.
15. Дозорський, В. Синфазний метод статистичного опрацювання фрикативних звуків для задач діагностики голосового апарату / В. Дозорський // Вісник Сумського державного університету. Технічні науки. – Суми : видавництво СумДУ, 2012. – № 3. – С. 16–21.
16. Дозорський В. Обґрунтування математичної моделі фрикативного звуку у вигляді періодично корельованого випадкового процесу / Я. Драган, Є. Яворська, В. Дозорський // Вісник тернопільського національного технічного університету ім. І. Пулюя. – Тернопіль: ТНТУ ім. І. Пулюя, 2010. – Т15, № 10. – С. 159-164.
17. Дедів І. Обґрунтування математичної моделі дихальних шумів у вигляді періодично корельованого випадкового процесу / Я. Драган, І. Дедів // Науковий вісник Чернівецького університету. Вип. 426: Фізика. Електроніка. ЧНУ – Чернівці: Рута. – 2008. – Ч. II. – С. 93-97.
18. Джичка Н., Дедів І., Дозорський В., Драган Я. Модель акустичного сигналу для виявлення порушень стану дихальної системи та голосового

апарату як частковий випадок стохастичної коливної системи. Вісн. Нац. ун-ту "Львів. політехніка". 2011. № 710. С. 155-158.

19. Бачинський М.В. Обґрунтування структури системи відбору акустичних сигналів для задач медичної діагностики систем дихання та голосотворення / М.В. Бачинський, В.Г. Дозорський, І.Ю. Дедів // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – Хмельницький : ХНУ, 2011. – №3. – С.192-195.

20. Дозорська О.Ф., Дозорський В.Г., Дедів Л.Є., Дедів І.Ю., Яворська С.Б. Застосування нейрохронаксічної теорії фонації для задачі відновлення комунікативної функції мови людини. Znanstvena misel. Slovenia. 2017. №12. С. 57-61.

21. Дозорський В.Г., Фалендиш В.В., Дедів Л.Є., Паляниця Ю.Б. Метод виявлення проявів ішемічної хвороби серця для медичних систем контролю стану пацієнта // Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського. Кременчук КрНУ, 2015. Випуск 1, частина 1 (90). С. 63–68.

22. Никитюк В. В., Дозорський В. Г., Шадріна Г. М. Обґрунтування структури системи відбору фотоелектричних сигналів для визначення ступеня полімеризації стоматологічного матеріалу. Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. 2014. № 2. С. 189 – 192.

23. Бачинський, М.В. Комп'ютерна імітаційна модель вокалізованих фрикативних звуків / М.В. Бачинський, Л.Є. Дедів, В.Г. Дозорський // Вісник Сумського державного університету. Технічні науки. – Суми : видавництво СумДУ, 2012. – № 1. – С. 149–156.

24. Дедів Л.Є., Дозорський В.Г., Бачинський М.В. Математична модель електроенцефалографічного сигналу для задач побудови комп'ютерних діагностичних систем. Вісник Хмельницького національного університету. 2012. №2. С. 186-189.

25. Драган, Я. Метод опрацювання фрикативних звуків для діагностики захворювань органів голосового апарату на ранніх стадіях / Я. Драган, В. Дозорський, М. Хвостівський, І. Дедів // Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Комп'ютерні науки та інформаційні технології. – Львів : НУЛП, 2011. – № 694. – С. 376–382.

26. Dozorskyu V. Dediv L., Dozorska O. Mathematical model of vocal signals for the tasks of human vocal apparatus diagnostic. The National Journal of Biomedical Engineering, 2017. №1. 7 p.

27. Palaniza Y.B., Shadrina H.M., Khvostivskiy M.O., Dediv L.Ye., Dozorska O.F. Main theoretical basis of biosignals modeling. Znanstvena misel. Slovenia. 2018. №16. P. 39-44.

28. Vyacheslav Nykytyuk, Vasyl Dozorskyi, Oksana Dozorska. Detection of biomedical signals disruption using a sliding window. Scientific journal of the Ternopil National Technical University. 2018. Vol. 91. № 3. P. 125–133.

29. Oksana Dozorska, Evhenia Yavorska, Vasil Dozorskyi, Iryna Pankiv, Iryna Dediv, Leonid Dediv. The Method of Indirect Restoration of Human Communicative Function. 15th International Conference "The Experience of Designing and Application of CAD Systems" (CADSM) (Polyana, Svalyava, 26.02.2019-02.03.2019). Zakarpattya, 2019. P.19-22.

30. Хвостівська Л.В., Осухівська Г.М., Хвостівський М.О., Шадріна Г.М., Дедів І.Ю. Розвиток методів та алгоритмів обчислення періоду стохастичних біомедичних сигналів для медичних комп'ютерно-діагностичних систем. Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування, (79). 2019. С. 78-84.

31. Дедів І. Комп'ютерне опрацювання дихального шуму синфазним методом для підвищення інформативності аускультативних систем Вісник Національного університету «Львівська політехніка»: Комп'ютерні науки та інформаційні технології. Львів : НУЛП, 2011. №744. С. 77-81.

32.

ДОДАТКИ

УДК 621.391.8

Михайло Мандзій, Ігор Поліщук, Павло Концограда, Ірина Дедів, к.т.н., доцент
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна

ЗАДАЧА ОПТИМАЛЬНОГО ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ В СУМІШІ ІЗ ЗАВАДАМИ В ОБЛАСТІ РАДІОТЕХНІКИ

Mykhailo Mandziy, Ihor Polishchuk, Pavlo Kontsograda, Iryna Dediv, PhD, Assoc. Prof.
THE PROBLEM OF OPTIMAL DETECTION OF SIGNALS IN MIXTURE WITH
INTERFERENCES IN THE FIELD OF RADIO ENGINEERING

Центральною задачею в області телекомунікацій, як і будь яких систем прийому-передачі даних (систем зв'язку), є задача виявлення корисного сигналу в суміші із завадами, зокрема при прийомі та обробці акустичних, електричних, електромагнітних та інших сигналів. Тому, розроблення методів оптимального виявлення корисного сигналу в суміші із завадами, які можуть бути втілені в роботі технічних телекомунікаційних засобів, є актуальним для покращення якості передавання даних в сучасних системах зв'язку.

Технічна система, яка призначена для виявлення сигналу в суміші із завадами називається виявником, а суть власне методу можна схематично зобразити так, як показано на рис. 1.

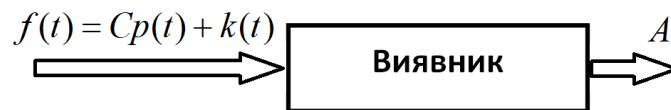


Рис. 1. Принцип роботи виявника корисного сигналу в суміші із завадами

Проаналізуємо принцип роботи виявника, показанного на рис. 1. Тут позначено $f(t)$ суміш на вході виявника, $p(t)$ - детерміновану або стохастичну функцію часу, яка описує корисний сигнал, C - випадкова величина, яка може приймати значення $a_0=0$ або $a_1=1$. При цьому 0 відповідає випадку відсутності корисного сигналу в суміші із завадами, а 1 відповідає випадку присутності такого сигналу. Таким чином. Функція $k(t)$ описує заваду, яка являє собою стохастичний процес, який накладається на корисний сигнал та приховує його. A - індикаторна функція наявності корисного сигналу, яка в загальному випадку являє собою стохастичну величину, яка може приймати значення $a_0=0$ і $a_1=1$. При цьому, 0 відповідає стану прийняття рішення виявником про відсутність корисного сигналу, а 1 – відповідає стану прийняття рішення виявником про наявність корисного сигналу. Таким чином $A = \begin{cases} a_0 = 0, & \text{рішення: сигнал відсутній;} \\ a_1 = 1, & \text{рішення: сигнал присутній.} \end{cases}$

При цьому важливим є розроблення методу оптимального виявлення корисного сигналу, та який давав би можливість мінімізувати похибки такого виявлення та задовольняв критеріям оптимального виявлення (критерій Неймана-Пірсона, мінімального середнього ризику, ідеального спостерігача, максимальної правдоподібності тощо)

Література

1. Лезин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М: Радио и связь, 1986. –279с.

Текст програми виявлення сигналів

```
t=0:0.001:1;
f=sin(2*pi*10*t);
r=t*0;
p=[r,r,f,r,r];
h=0.8*randn(size(p));
ww=p+h;
figure(1);
plot(ww);
grid on;
tau=100;
m=0;
for k=0:49
    x12=ww((k*tau+1):(k*tau+100));
    z1=xcorr(x12);
    fd=1000;
    N=length(z1);
    y1=fft(z1,N);
    y=abs(y1)/N*2;
    df=fd/N;
    f=0:df:fd-df;
    hh=var(y);
    if hh>=0.9
        gg=1;
    else
        gg=0;
    end
    m=m+1;
    b(m)=gg;
    l(m)=hh;
end
figure(2)
plot(b)
grid on
figure(3)
plot(l)
grid on
```