

**ЛАПТЄВ О. А.**

**МЕТОДОЛОГІЧНІ ОСНОВИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ПОШУКУ  
ЦИФРОВИХ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ  
ІНФОРМАЦІЇ**

Київ – 2020

Лаптев О. А.

**МЕТОДОЛОГІЧНІ ОСНОВИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ПОШУКУ  
ЦИФРОВИХ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ  
ІНФОРМАЦІЇ**

**Монографія**

Київ - 2020

УДК 004.056.53

Лаптев О.А. Методологічні основи автоматизованого пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації. – К. ДУТ, 2020 – 326 с.

Затвержено до друку вченою радою Державного університету телекомунікацій (протокол № 5 від 15.12.2020 р.).

**Рецензенти:**

**Хорошко Володимир Олексійович**, доктор технічних наук, професор, професор кафедри безпеки інформаційних технологій. Національний авіаційний університет, Міністерство освіти і науки України.

**Грищук Руслан Валентинович**, доктор технічних наук, професор, начальник кафедри захисту інформації та кібербезпеки. Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова, Міністерства оборони України.

**Євсєєв Сергій Петрович**, доктор технічних наук, професор, Завідувач кафедри кібербезпеки та інформаційних технологій. Харківський національний економічний університет ім. Кузнеця, Міністерство освіти і науки України.

У монографії на основі математичних моделей, математичного та натурного моделювання приведені результати процесу виявлення, розпізнавання та локалізації засобів негласного отримання інформації, які положенні у базис концептуальних, теоретичних та технологічних складових методологічних основ автоматизованого пошуку засобів негласного отримання інформації.

Матеріал монографії призначений для викладачів, наукових і інженерно-технічних працівників, що займаються дослідженнями в області проектування систем захисту інформації від несанкціонованого отримання інформації

Таблиць 7, малюнків 65, бібліографія – 226 найменувань.

ISBN 987-966-8063-79-3

© О.А. Лаптев, 2020

© Державний університет телекомунікацій

## ЗМІСТ

Вступ .....	8
<b>1. АНАЛІЗ ПРОБЛЕМИ ВИЯВЛЕННЯ, РОЗПІЗНАВАННЯ ТА ЛОКАЛІЗАЦІЇ СИГНАЛІВ ЦИФРОВИХ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ .....</b>	<b>11</b>
1.1. Аналіз та класифікація сучасних технічних засобів негласного отримання інформації, основних характеристик пристроїв пошуку засобів негласного отримання інформації .....	11
1.2. Аналіз апаратури виявлення сигналів частотного радіодіапазону .....	22
1.3. Аналіз існуючих автоматизованих комплексів пошуку засобів негласного отримання інформації .....	30
1.4. Аналіз існуючих підходів до вирішення проблеми пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації за допомогою автоматизованих пошукових комплексів .....	39
<b>2. КОНЦЕПЦІЇ ВИЯВЛЕННЯ ЦИФРОВИХ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА ФОНІ ЛЕГАЛЬНИХ РАДІОСИГНАЛІВ .....</b>	<b>47</b>
2.1. Пошук шляхів вирішення проблеми виявлення, розпізнавання та локалізації засобів негласного отримання інформації. ....	48
2.2. Концепції пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації .....	51
2.3. Вибір принципу виявлення сигналів засобів негласного отримання інформації .....	53
2.4. Математичні моделі перетворення безперервних сигналів у цифровий вид .....	60
2.5. Удосконалення класичної методики перетворення сигналів...	77

2.6. Застосування методики вейвлет-перетворень сигналів для подальшого виявлення випадкових сигналів .....	82
2.7. Удосконалення математичної моделі перетворення сигналів за методом Проні .....	85
2.8. Метод швидкого перетворення сигналів визначеного радіодіапазону .....	98
2.9. Методика отримання спектру сигналів засобів негласного отримання інформації .....	101
2.10. Метод видалення відомих сигналів при проведенні радіомоніторингу .....	108
2.11. Методика підвищення якості визначення сигналу за рахунок обліку шуму та завад .....	111
2.12. Методика виявлення випадкових цифрових сигналів на фоні легальних радіосигналів .....	122
<b>3. РОЗПІЗНАВАННЯ СИГНАЛІВ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА ФОНІ ЛЕГАЛЬНИХ РАДІОСИГНАЛІВ .....</b>	<b>128</b>
3.1. Вибір початкових даних для розробки методики розпізнавання засобів негласного отримання інформації .....	129
3.2. Удосконалення математичної моделі розпізнання цифрового сигналу за допомогою сплайн-моделі.....	131
3.3. Удосконалення методики розпізнавання цифрових сигналів на базі визначення параметрів спектральних функцій другого порядку...	142
3.4. Удосконалення методики відшукування інформативних складових сигналу методом послідовних наближень .....	150
3.5. Методика розпізнання цифрових засобів негласного отримання інформації сигналів на основі апарату диференціальних перетворень	153
3.6. Модель та методика процесу виявлення параметрів сигналів, необхідних для розпізнавання цифрових засобів негласного отримання інформації .....	175

3.7. Методика розпізнавання сигналів цифрових засобів негласного отримання інформації на основі методів мультиагентної кластеризації .....	187
3.8. Удосконалення стохастичної моделі розпізнавання засобів негласного отримання інформації .....	198
<b>4 . МЕТОД ЛОКАЛІЗАЦІЇ У ПРОСТОРІ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА ФОНІ ЛЕГАЛЬНИХ РАДІОСИГНАЛІВ .....</b>	<b>203</b>
4.1. Дослідження методів локалізації сигналів засобів негласного отримання інформації .....	204
4.2. Методики локалізації засобів негласного отримання інформації автоматизованими програмними комплексами.....	212
4.3. Застосування методу пасивної радіолокації для локалізації засобів негласного отримання інформації на основі побічного електромагнітного випромінювання .....	215
4.4. Дослідження завадостійкості системи локалізації цифрових засобів негласного отримання інформації .....	222
4.5. Модель точності локалізації засобів негласного отримання інформації на основі далекомірного методу .....	237
4.6. Модель точності пеленгації засобів негласного отримання інформації з урахуванням нестабільності функціонування окремих її елементів .....	242
4.7. Результати моделювання з використанням методики точності знаходження засобів негласного отримання інформації.....	248
<b>5. УЗАГАЛЬНЕННЯ МЕТОДОЛОГІЧНИХ ОСНОВ АВТОМАТИЗОВАНОГО ПОШУКУ ЦИФРОВИХ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА ФОНІ ЛЕГАЛЬНИХ РАДІОСИГНАЛІВ .....</b>	<b>255</b>

<b>5.1. Дослідження та удосконалення методик виявлення, розпізнавання та локалізації засобів негласного отримання інформації</b>	<b>256</b>
5.1.1. Діапазон радіочастот стандарту DECT.....	257
5.1.2. Діапазон радіочастот стандарту Wi-Fi.....	262
5.1.3. Діапазон частот стандарту Bluetooth .....	273
5.1.4. Діапазони частот операторів зв'язку – стандарту GSM...	275
<b>5.2. Узагальнення алгоритму виявлення, розпізнавання та локалізації цифрових засобів негласного отримання інформації, що працюють на фоні легальних радіосигналів</b>	<b>281</b>
<b>5.3. Узагальнена методика виявлення, розпізнавання та локалізація цифрових засобів негласного отримання інформації на фоні легальних радіосигналів</b>	<b>284</b>
<b>5.4. Визначення переваг розробленої методології автоматизованого пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації</b>	<b>291</b>
<b>5.5. Оцінка ефективності виявлення, розпізнавання та локалізації цифрових засобів негласного отримання інформації</b>	<b>297</b>
<b>ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ</b>	<b>306</b>
<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ</b>	<b>307</b>

## Вступ

Однією із примітних особливостей теперішнього часу є перехід від індустріального суспільства до інформаційного. В такому суспільстві інформація стає більш важливим ресурсом ніж матеріальні або енергетичні ресурси. Тому отримання доступу до інформації, особливо до інформації яка є конфіденційною та містить основні конкурентні переваги, є першочерговим завданням конкурентної боротьби. Отримання таких відомостей, як правило, пов'язане з порушенням закону із застосуванням спеціальних технічних засобів негласного отримання інформації. Однак головною причиною виникнення промислової (економічної) розвідки є прагнення до реалізації конкурентної переваги – найважливішої умови досягнення успіху в ринковій економіці.

Конкурентна розвідка сьогодні охоплює всі сфери ринкової економіки. Збиток від економічної розвідки, становить сьогодні в світі більш ніж 100 млрд. доларів США. Для отримання інформації використовується засоби негласного отримання інформації. Номенклатура таких пристроїв на сьогоднішній день надзвичайно велика.

Швидкий розвиток засобів комунікації та техніки призвело не тільки до позитивних, але і до негативних результатів. Сучасні засоби негласного отримання інформації, як правило, відрізняються гарною якістю маскуванню та високими технічними характеристиками. Також засоби негласного отримання інформації постійно удосконалюються, виходячи з чого, питання виявлення, розпізнання та локалізації таких засобів представляють великі складності та також потребують постійного вдосконалення.

Першим кроком у напрямку закриття витоків інформації із застосуванням засобів негласного отримання інформації є процес виявлення сигналів від таких пристроїв.

З метою визначення сигналів, потрібно виконати перетворення сигналів у вигляд який можливо використовувати для подальшого аналізу



програмними засобами автоматизованого комплексу пошуку засобів негласного отримання інформації.

Другим кроком – є розпізнавання сигналів з метою відділення сигналів засобів негласного отримання інформації від сигналів пристроїв, що легально працюють у визначеному радіодіапазоні.

Останній крок це локалізація цих пристроїв та прийняття рішення про подальші дії з ними.

У цілому, у цих роботах вчених питання перетворення сигналів з метою виявлення, розпізнавання та локалізації розглядаються окремо із різних математичних та технічних напрямків. Разом із тим, у наукових роботах не в повній мірі відображені питання методологічного визначення сигналів, з точки зору, виділення випадкових сигналів на фоні легальних радіосигналів, перетворення цих сигналів з метою подальшого ретельного аналізу та у разі виявлення – локалізації цифрових випадкових сигналів.

Монографія присвячена вирішенню актуальний науково-прикладний проблемі щодо розробки методологічних основ автоматизованого пошуку (виявлення, розпізнавання та локалізацію) цифрових засобів негласного отримання інформації, що працюють на фоні легальних радіосигналів.

У першому розділі здійснено аналіз існуючих методів перетворення, розпізнавання та локалізації сигналів засобів негласного отримання інформації. Необхідно констатувати, що окремих приладів аналізу цифрових пакетів, стосовно завдання пошукового радіоконтролю зараз практично немає.

Другій розділ присвячено розробці концепції комплексного виявлення, достовірного розпізнавання та точної локалізації цифрових засобів негласного отримання інформації, яка поєднує математичні моделі, методи, методики та технологічні підходи, щодо пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації на фоні легальних радіосигналів радіоефіру.

Третій розділ присвячено розробці методів та методик розпізнавання сигналів. Рішення проблеми розпізнавання не можливо вирішити якимсь одним з способів, так як кожний з них розглядає часткові (одичні) аспекти представлення сигналу. Тому розглядаються різні методи.

Четвертий розділ присвячено розробці методики точності локалізації у просторі засобів негласного отримання інформації. Для досягнення мети локалізації, розроблена математична модель точності пеленгації ЗНОІ на основі далекомірного методу.

П'ятий розділ присвячено розробці узагальненої методики пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації, визначенню переваг розробленої методології автоматизованого пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації, математичному моделюванню та перевірці достовірності запропонованих наукових результатів. Представлені методологічні основи автоматизованого пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації, які являють собою сукупність концептуальних, теоретичних та технологічних основ.

Автор висловлює глибоку подяку докторам технічних наук, професорам та Хорошко Володимирі Олексійовичу, Грищуку Руслану Валентиновичу та Пархуцю Любомиру Теодоровичу, які ознайомившись з початковим варіантом рукописи, висловили ряд корисних зауважень і рекомендацій, що дозволили поліпшити виклад матеріалу монографії. Разом з тим, автор висловлює особливу вдячність своїм Вчителям: професорам Хорошко В. О. Барабаш О.В., Савченко В.А., які постійно надавали підтримку при проведенні досліджень.

Пропонована монографія призначена для викладачів, наукових і інженерно-технічних працівників, що займаються дослідженнями в області проектування інформаційно-телекомунікаційних мереж, а також для аспірантів і студентів старших курсів відповідних спеціальностей. Автор сподівається, що дана книга знайде зацікавлених читачів, яким буде вдячний за всі побажання і зауваження.

# **1. АНАЛІЗ ПРОБЛЕМИ ВИЯВЛЕННЯ, РОЗПІЗНАВАННЯ ТА ЛОКАЛІЗАЦІЇ СИГНАЛІВ ЦИФРОВИХ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ**

## **1.1. Аналіз та класифікація сучасних технічних засобів негласного отримання інформації, основних характеристик пристроїв пошуку засобів негласного отримання інформації**

З підвищенням значення та цінності інформації, відповідно, зростає і важливість її захисту. З одного боку - інформація має певну вартість. Тобто витік, втрата, спотворення або модифікація інформації спричинять матеріальний збиток. З іншого боку, інформація – це управління [212]. Несанкціоноване втручання в управління може привести до катастрофічних наслідків в об'єкті управління – промисловому виробництві, транспортній системі, банківській справі, на військовому або інфраструктурному об'єкті [90].

Питання інформаційної безпеки сьогодні актуальне як ніколи раніше [78]. Кількість використовуваної техніки продовжує зростати, отже, зростає і значення організаційного та програмно-технічного захисту від витіку інформації [91].

Під витіком інформації з технічного каналу розуміється неконтрольоване поширення інформації від носія інформації, що захищається, через фізичне середовище до технічного засобу, який здійснює перехоплення інформації [76,77,78].

Класифікація технічних засобів негласного отримання інформації наведено на рис. 1.1 [73,74,75]:



Рис. 1.1. Класифікація пристроїв несанкціонованого отримання інформації

Залежно від фізичної природи виникнення інформаційних сигналів та середовища їх поширення технічні канали витоку акустичної (мовної) інформації можна розділити на: прямі акустичні (повітряні), акустично-вібраційні (вібраційні), акустично-оптичні (лазерні), акустично-електричні (параметричні) [79].

Причому інформацію отриману з перерахованих вище каналів витоку інформації найпростіше передати по радіоканалу [191].

Радіоелектронні закладні засоби негласного отримання інформації являють собою організований канал несанкціонованого отримання і передачі аудіовізуальної інформації за допомогою радіоелектронної апаратури.

Засоби негласного отримання інформації можливо класифікувати за кількома ознаками:

- пристрої, що випромінюють в ефір;
- закладні пристрої, що не випромінюють в ефір (з передачею перехопленої інформації по мережах управління, живлення тощо);

- пристрої з перевипромінюванням;
- закладні пристрої з передачею перехопленої інформації по каналу зв'язку.

У першу групу входять ЗНОІ, призначені для отримання аудіо інформації з акустики приміщення.

До закладних пристроїв з передачею інформації без випромінювання в ефір можна віднести групу закладних пристроїв у лініях зв'язку, живлення, управління та охоронної сигналізації та які використовують ці лінії для передачі перехопленої інформації [79]. Проявляються розглянуті вище групи закладних пристроїв при передачі перехопленої інформації по-різному, оскільки вони можуть проявлятися в радіодіапазоні як радіовипромінювання з різними видами модуляції або кодування, в ПЧ-діапазоні як низькочастотні випромінювання в лініях зв'язку, управління, живлення.

Загальні характеристики закладних пристроїв:

1. Виконання, у вигляді технічних модулів закамурфльованих під технічні елементи та пристрої, елементи одягу, побутові предмети.

2. Потужність випромінювання:

- до 10 мВт – мала;
- від 10 до 100 мВт – середня;
- більше ніж 100 мВт – велика;
- з регульованою потужністю випромінювання.

3. Використовуваний вид модуляції:

- АМ, FM, WFM і інші;
- з частотною мозаїкою;
- інверсія спектру;
- дельта-модуляція (адаптивна дельта-модуляція);
- шумоподібні сигнали.

4. Щодо стабілізації частоти:

- не стабілізовані;
- з схемотехнічною стабілізацією частоти;

- кварцовою стабілізацією.

Перехоплена інформація може бути передана по повітря (радіозакладні ЗНОІ), в мережах живлення, управління, зв'язку (закладні пристрої). Для виявлення випромінювальних в ефір радіозакладних ЗНОІ необхідно визначити можливий діапазон їх роботи та види модуляції які вони використовують.

Як впливає з аналізу існуючих ЗНОІ, діапазон їх роботи досить широкий і має тенденцію до просування на більш високі частотні діапазони, до використання пристроїв зі «змінними» частотами. Радіозакладні ЗНОІ можуть працювати в усьому діапазоні від 20 до 6000 МГц і вище. Це суттєво ускладнює завдання пошуку ЗНОІ по їх випромінюванню.

Найбільш ускладнення в пошуку закладних пристроїв викликають зміна та удосконалення видів модуляції які використовуються в закладних пристроях. У радіозакладних ЗНОІ в основному застосовується модуляція несучої частоти передавача, однак зустрічаються радіозакладні ЗНОІ з модуляцією сигналу проміжної частоти або подвійної модуляції. Прийняття таких сигналів на звичайний супергетеродинний приймач неможливий (після детектування прослуховується звичайний шум). Для приймання сигналів може бути використаний тільки спеціальний приймач. В наш час все ще широко використовуються ЗНОІ з WFM (широкосмугового) і NFM (вузькосмугової) модуляцією, але з'явився принципово новий клас радіозакладних ЗНОІ з дельта-модуляцією. Крім того, в найбільш професійних ЗНОІ використовують такі складні сигнали, як шумоподібні або з псевдовипадковою перестановкою несучої частоти. При кодуванні перехопленої інформації часто застосовується аналогове скремблювання, яке змінює характеристики мовного сигналу таким чином, що він стає нерозбірливим. У технічних характеристиках ряду радіоприймальних пристроїв пошуку засобів негласного отримання інформації кількість можливих, для гарантованого перехоплення, видів модуляції та кодування не перекриває можливостей, закладених в засобах негласного отримання

інформації. Це істотно ускладнює пошук закладних пристроїв по їх випромінюванню, вимагає постійної модернізації автоматизованих комплексів пошуку для забезпечення пошуку та перехоплення, постійно поновлюваних засобів негласного отримання інформації. Суттєве значення для організації каналів передачі перехопленої інформації в радіодіапазоні має використовувана в закладному пристрої антенна система. В якості такої можуть бути використані: а) власний антенний пристрій, б) випадкова антена. Частіше картина істотно змінюється, якщо, в якості антени, використовуються частини лінії передач, в які включаються закладні пристрої (так звані випадкові антени), відрізки телефонної лінії передачі (якщо закладний пристрій включається в розетку телефонної лінії) та інше. В останньому випадку довжина цих відрізків може бути самою різною, і діаграма спрямованості та поляризаційні характеристики антени виходять різними.

При використанні ЗНОІ, які працюють в ПЧ-діапазоні, приймальний пристрій (з антеною) камуфлюється, як правило, в приладах спостереження або фотографування, тому що для цього діапазону частот антенний пристрій повинний бути виконаний у вигляді направленого пристрою. Разом з тим при хорошому прихованні факту передачі, слід відзначити необхідність чіткої фіксації положення закладки та приймального пристрою, а також забезпечення прямої видимості між ними (для забезпечення мінімального загасання на трасі передачі перехопленої інформації). Для протидії перехоплення випромінювання ЗНОІ використовується метод включення ЗНОІ тільки на момент проведення переговорів у приміщенні, де він встановлений. Це може бути здійснено шляхом включення в схему ЗНОІ системи управління включення передавача від голосу (система VAS або VOX). У цьому випадку засіб негласного отримання інформації працює (при відсутності джерела акустичного сигналу) в черговому режимі як приймач акустичного сигналу, що вимагає мінімального споживання від джерела живлення. При появі в приміщенні джерела акустичного сигналу система

включає радіопередавач і закладка працює в повному режимі з передачею перехопленого акустичного сигналу. Включення такої системи в склад засобу негласного отримання інформації дозволяє підвищити її прихованість і збільшує термін її дії. Для цих же цілей може бути використана система дистанційного управління. Як правило, ця система використовується для включення і виключення передавача ЗНОІ, а також для зміни режиму роботи передавача, величини випромінюваної потужності та параметрів випромінюваного сигналу. Це досить складні системи, у такій системі в черговому режимі працює тільки радіоприймальний пристрій контролю управління, після подачі сигналу керування включається передавальний пристрій ЗНОІ. Для передачі сигналу управління використовується, як правило, УКХ діапазон, сигнали управління кодуються в цілях уникнення помилкових спрацьовувань. В даний час розроблені ЗНОІ, які можуть контролювати кілька приміщень (наприклад, мають два і більше мікрофонів для контролю різних приміщень). Система дистанційного керування дозволяє здійснювати підключення контрольованих приміщень, оптимізувати потужність випромінювання передавача закладки з метою їх захисту від перехоплення радіовипромінювань закладного пристрою. Ще одним способом підвищення прихованості переданої ЗНОІ інформації є використання проміжного накопичення перехопленої інформації. До складу такого ЗНОІ-пристрою входить цифровий накопичувач, передавач – для прискореної передачі накопиченої інформації та канал керування роботою ЗНОІ. У подібному ЗНОІ протягом декількох годин (6...14 год.) накопичується, перехоплена інформація, а потім протягом 1...3 хвилин передається в ефір. Природно, що використання можливих способів приховування інформації істотно позначається на вимогах до радіоприймального пристрою пошуку закладних пристроїв по їх випромінюванню.

ЗНОІ виконуються у вигляді технологічних модулів або закамуфльованими в певні пристрої. Випускається значна кількість ЗНОІ які



закамуфльовані в предмети та пристрої, як правило, супутні для співрозмовників (попільничку, вазу, запальничку, калькулятор або розташовуються в місцях, де проводяться переговори, трійники, перехідні пристрої, настільні лампи, елементи одягу тощо).

Певні обмеження на використання ЗНОІ-пристроїв надають необхідні для їх роботи джерела живлення. Проблема не стоїть гостро, якщо для живлення використовуються зовнішні джерела живлення та мережа живлення (постійна чи змінна), телефонна лінія зв'язку, джерела живлення пристроїв, під які закамуфльовані ЗНОІ-пристрої. Однак і при цьому потужність, що відбирається з цих мереж для живлення ЗНОІ, повинна бути обмеженою. Це пов'язано насамперед з тим, щоб з відбору цієї потужності можна було б визначити наявність закладного пристрою. Дана вимога обмежує потужність таких ЗНОІ та дальність їх дії. При живленні ЗНОІ-пристроїв від автономних джерел живлення (батареї, акумуляторів тощо), час їх роботи може складати від декількох годин до декількох місяців. Використання схем управління роботою передавача (систем VAS, VOX, дистанційних систем управління роботою передавача і т. п.) дозволяє збільшити інтервал часу працездатності ЗНОІ-пристрою і довести його до кількох років, при забезпеченні режиму роботи закладки по включенню - до одного-двох місяців. Відомі випадки, коли живлення ЗНОІ-пристроїв здійснювалося від систем світлоперетворення. Причому такі системи дають живлення, як від природного, так і від штучного світла. Наприклад, такий світлоперетворювач може починати роботу при включенні світла в приміщенні, де встановлена закладка. Тому, сам ЗНОІ буде працювати тільки в момент наявності світла в приміщенні.

Радіозакладні перевипромінювачі ЗНОІ. Перші відомості про ЗНОІ з перевипромінюванням відносяться до середини 1940-х років. Коли в одному з патентів було описано пристрій, у конструкцію якого був певним чином включений четвертьхвильовий резонатор, налаштований на частоту 330 МГц. Спецслужба Англії (MU5) створила копію цього пристрою, який

використовувався як спецслужбами Англії, так і Сполучені Штати Америки під кодовою назвою «Сатир». Подібні пристрої працюють в УКХ і НВЧ діапазонах.

Мережеві закладні пристрої. Закладні пристрої, пов'язані з електромережею, можуть бути умовно розділені на дві групи:

- закладні пристрої, що забезпечують контроль акустичної інформації приміщення з передачею перехопленої інформації мережею електроживлення;

- ЗНОІ що забезпечують акустичний контроль приміщення з живленням від мережі електроживлення і передачі перехопленої інформації по радіоканалу.

Однією з істотних особливостей подібних закладних пристроїв є необмежений час їх роботи (поки є мережа живлення). Закамуфльовані під широко використовуються в побуті та роботі такі прилади, як подовжувачі, трійники, настінні лампи та інші побутові електроприлади, подібні закладні пристрої досить просто можуть бути розміщені в зацікавленому приміщення. У подібних пристроях акустичний канал мікрофону виконується як конструктивні щілини пристроїв, під які камуфлюється ЗНОІ. Габарити пристроїв камуфляжу забезпечують розташування передавальних пристроїв і при необхідності антенних систем. Всі пристрої камуфляжу зберігають своє пряме призначення. Включення закладних пристроїв забезпечується, як правило, включенням в електромережу подовжувача, трійника тощо.

Для забезпечення більшої прихованості закладних пристроїв також використовується дистанційне керування, що дозволяє вмикати закладний пристрій тільки на необхідний час.

Інша група ЗНОІ-пристроїв з живленням від електромережі використовується для передачі інформації по радіоканалу.

Закладні пристрої є рукотворними технічними каналами витоку інформації, задача яких є приховане отримання інформації, тому при їх

розміщенні, вживаються заходи для маскуванню різними способами. Маскування закладних пристроїв істотно ускладнює їх пошук і захист від витоку інформації. На практиці для захисту об'єкта від закладних пристроїв можуть бути використані різні варіанти дій, пов'язаних з такими умовами діяльності ЗНОІ.

Виходячи з вищевикладеного методики та методи пошуку засобів негласного отримання інформації підлягають постійному удосконаленню.

В зв'язку з цим пошук радіоканалів ЗНОІ і методи нейтралізації стають актуальними на сучасному етапі розвитку. На сучасному рівні розвитку техніки пошук радіоканалів ЗНОІ ускладнюється декількома факторами:

- по-перше, розробники ЗНОІ застосовують все більш складні методи і алгоритми приховання випромінювання своїх виробів [208]. На етапі установки ЗНОІ застосовуються спеціальні методи маскуванню, наприклад, створюється канал знімання інформації з урахуванням випромінювання працюючих поблизу об'єкта легальних засобів, що заважають роботі техніки пошуку ЦЗНОІ;

- по-друге, триває збільшення застосування радіочастотного діапазону для організації зв'язку, передачі даних і команд управління. Зараз вже практично весь радіочастотний спектр залучений під роботу пристроїв легальних радіодіапазонів. Це викликає ускладнення радіомоніторингової обставини [92,93], особливо в великих містах.

Виходячи з вищевикладеного, можливо зробити висновок, що розробники сучасних ЗНОІ з передачею інформації по радіоканалу переходять на цифрові стандарти дуже близьких до легальних або в діапазони роботи легальних радіосигналів.

Можливо навести приклад типової установи, де проводяться перевірки. Десятки комп'ютерів, бездротових телефонів DECT, мобільних телефонів різних стандартів (тільки в Києві їх 5: CDMA-2000, GSM-900/1800, 3G (UMTS), 4G (WiMax)) [91,140,141], підсилювачів мобільного зв'язку (в деяких будівлях вже зустрічаються підсилювачі всіх стандартів), легальні

радіомікрофони, бездротові гарнітури, різні пристрої Wi-Fi, електронні зчитувачі СКД (систем контролю доступом), провідні охоронні відеокамери (які часто мають рівні ПЕМІ, спів мірні з випромінюванням радіозакладок) і інші [71]. Не треба забувати і про «якість» сучасного електронного обладнання. Деякі імпульсні блоки живлення «видно» в радіодіапазоні до 500 МГц [165]. Додавимо до всього цього різноманіття сигналів все те, що «прилітає» в приміщення із зовні – теле- і радіомовлення (в тому числі і цифрове телебачення), авіаційні перемови, радіо няні, радіоаматорська зв'язок, відомчі канали зв'язку, все активніше йде в цифрові стандарти (приклад – APCO P25, TETRA, DMR) передача даних, телеметрія, навіть космонавти і супутники, які передають метео знімки [168]. І все це можливо прийняти перебуваючи на об'єктах [94,95]. Наприклад, в Києві в діапазоні до 3000 МГц, в залежності від району та умов прийому, можна виявити понад 3500 радіосигналів [102].

На сучасному ринку представлена широка номенклатура пристроїв пошуку та блокуванню засобів негласного отримання інформації.

Це скануючі приймачі: AR 8200, AR-ALPHA, AR8600 Mk2, AR5001D, SR-2000A, детектор електромагнітного випромінювання Protect 1206і, індикатор поля “I-protect”, детектор сигналу SURESAFE SH-055DRV [121-127], сканер безпроводних відеокамер “С-Hunter”, багатофункціональний пошуковий прилад “Піранья ST 031” [201], аналізатор ліній “ULAN-2”, аналізатор спектру “Egilent N1996A”, пошукова система DigiSkan EX, багатофункціональний пошуковий прилад Andre, пошуковий комплекс “Delta-X”, автоматизований пошуковий комплекс для виявлення електромагнітних випромінювань закладених ЗНОІ АК ВЗП "ТІКОС-18", автоматизовані комплекси виявлення радіовипромінювань, пошуку ЗНОІ та виміру ПЕМВН від засобів ЕОТ АКОР та інші [101,108].

Слід відмітити, що автоматизований програмний комплекс пошуку ЗНОІ, в своєму складі має:

- пристрій виявлення сигналів радіодіапазону;

- антено-фідерні системи вимірювання та пеленгації;
- обчислювальний пристрій;
- програмний засіб (або набір декількох програмних засобів) обробки сигналів;
- програмний засіб локалізації сигналів [104].

Для визначення частотних параметрів визначених вище приладів та комплексів, проведемо їх короткий аналіз:

Проводячи скорочений частотний аналіз засобів пошуку ЗНОІ, приведених в сучасній літературі, зробимо акцент на частотних параметрах. Дані пошукових засобів приведені в таблиці 1.1:

Таблиця 1.1

## Частотний діапазон пристроїв та комплексів пошуку ЗНОІ

Засоби пошуку ЗНОІ	Основний діапазон пошуку	Наявність приладу, для збільшення діапазону частоти
Детектори поля		
NR-D	50-3500 МГц	
ST-110	50-2500 МГц	Антенна-перетворювач до 7 ГГц
Protect 1206i	50-3500 МГц	
SEL SP-75 Black Hunter	100-3000 МГц	
Універсальні пошукові пристрої		
ST-033 "Пиранья"	30 кГц -2500 МГц	ST 03.SHF до 10 ГГц
ST-131 "Пиранья-2"	30 кГц -4100 МГц	ST 131.SHF до 18 ГГц
СРМ-700	200 Гц – 3 ГГц	ВМР-1200 до 12 ГГц
Скануючі приймачі		
AOR 8200	30 кГц -3000 МГц	
AR8600 Mk2	30 кГц -3300 МГц	
SR-2000A	30 кГц -3000 МГц	
Апаратно програмні комплекси радіомоніторингу		
"Кассандра-М"	24кГц-3000 МГц	СВЧ-конвертер до 18 ГГц
АК ВЗП "ТІКОС-18",	25кГц-3300 МГц	
OSC-5000	10 кГц – 3 ГГц	МДС-2100 до 21 ГГц

АКОР		30кГц-3300 МГц	
Delta Real-time	2000/6	40кГц-6000 МГц	

Із наведених даних (див. табл. 1.1) можливо зробити висновок, що основні частотні діапазони роботи цих засобів – надвисокочастотний 30-300 МГц, плюс ультрависокої частоти 300-3300 МГц [109]. Тобто вони не можуть повною мірою робити аналіз цифрових пакетів, стосовно поставлених завдань пошукового радіоконтролю. Це доводить, що діапазон технічних приладів вже вийшов за рамки аналогових радіосигналів. Тому потрібно використовувати інші прилади вимірювання сигналів.

## **1.2. Аналіз апаратури виявлення сигналів частотного радіодіапазону**

Для вирішування завдань радіомоніторингу та виявлення засобів негласного отримання інформації застосовується широка номенклатура засобів сканування радіодіапазону [157]. Проведемо короткий аналіз цих приладів.

Скануючи приймачі, на початковому етапі свого розвитку, мали тільки ручне управління і оператор бачив та знімав показання скануючого приймача на кожній частоті [188]. Причому в залежності від поставленого завдання, найчастіше, за все, виявлялися показання які перевищували якийсь встановлений рівень. Це була тривала процедура. Її суб'єктивний характер давав можливі помилки. Цей фактор виключений в сучасних скануючих приймачах. Сучасні приймачі повністю автоматизовані і функціонують з використанням спеціального програмного забезпечення. Управління здійснюється через стандартизований інтерфейс, який відповідає міжнародним вимогам IEEE-488. Це дозволяє здійснювати виявлення, встановлюючи параметри для сканування приймачем, у всій необхідній смузі частот радіомоніторингу, за допомогою програмного інтерфейсу – на екрані обчислювального пристрою (персонального комп'ютера) [113,114]. У

результаті цього, істотно скорочується час вимірювань, виключається суб'єктивний фактор і збільшується ймовірність перекриття смуги частот без пропусків. Результати вимірювань зберігаються в пам'яті обчислювального пристрою (персонального комп'ютера) і можуть бути представлені в зручному для подальшого аналізу вигляді [133].

Істотними відмінностями скануючого приймача від іншого типу приладу радіомоніторингу – аналізатора спектра, є:

- істотно більш висока чутливість, що дозволяє виділяти корисні сигнали на тлі шумів при рівнях сигналів набагато більш низьких, ніж гранично допустимі рівні перешкод;

- вибіркковість вхідних ланцюгів і стійкість до перевантажень;

- точність вимірювань частоти і амплітуди сигналів вище, ніж у аналізаторів спектру [115].

Розглянемо застосування аналізатора спектру для процесу радіомоніторингу. Спектр-аналізатор це прилад, в класичному варіанті, для вимірювання розподілу енергії відносно частоти електромагнітних коливань у заданій смузі частот [122]. Обладнання такого принципу дії використовується для забезпечення швидкого перегляду всієї смуги заданого частотного діапазону [124].

Особливим приладом радіомоніторингу можна вважати аналізатор спектру, що має в своєму складі слідкуючий генератор, і саме такий аналізатор спектру необхідний для проведення контролю високочастотних імпульсів в радіодіапазоні [111].

Разом з тим, звичайний аналізатор спектру не є альтернативою стосовно скануючого приймача в пристроях для проведення радіомоніторингу і перевірок на відповідність вимогам електромагнітної сумісності внаслідок обмежених чутливості та динамічного діапазону сигналів, а також чутливості до перевантажень [196].

Вже є аналізатори спектра, які мають характеристики подібні до скануючих приймачів, але вони не знайшли широкого застосування через велику трудомісткість виготовлення і, як наслідок, високу вартість.

Усунення одного з недоліків, зокрема по чутливості до перевантажень, призвело до вдосконалення аналізатора спектру шляхом використання преселектора [170,171]. Це пристрій який забезпечує захист вхідних ланцюгів, попереднє посилення сигналів і містить скануючий налаштовувемий фільтр, пов'язаний з місцевим генератором аналізатора спектру. Попередній підсилювач покращує шумові характеристики аналізатора спектру таким чином, що вони стають еквівалентними характеристикам скануючого приймача. Подальшим етапом удосконалення приладів аналізу радіосигналів стало застосування слідкуючого генератора. Застосування слідкуючого генератора, спільно з аналізатором спектру, дозволяє без значного збільшення вартості істотно збільшити вимірювальні можливості аналізатора спектру [126,127]. Так з'являється можливість виконувати вимірювання, пов'язані з частотними характеристиками сигналу і перешкод.

Слідкуючий генератор являє собою генератор сигналів, вихідна частота якого пов'язана з частотою вимірювань аналізатора спектру та сканується за одним і тим же законом. Вихідна напруга генератора підтримується постійною з досить високою точністю (зазвичай з відхиленнями менше  $\pm 1$  дБ у смузі частот від 100 кГц до 1 ГГц) [193,214],. При цьому можна аналізувати амплітудно-частотну характеристику досліджуваних сигналів. Динамічний діапазон теоретично дорівнює динамічному діапазону аналізатора спектру (близько 120 дБ), але на практиці він обмежений через виникнення паразитного зв'язку (наведення в кабельно-фідерній системі) [127].

Виходячи з вищевикладеного узагальнено можна зробити короткі висновки:



- скануючі приймачі використовуються там, де потрібна дуже висока точність вимірювання амплітудно-частотних характеристик радіосигналів, для дослідження характеристик електромагнітної сумісності, автоматизації вимірів та розрахунків характеристик сигналів і електромагнітних полів;

- аналізатор спектру доцільно використовувати, коли необхідно забезпечити швидкий перегляд смуги частот радіомоніторингу, для аналізу властивостей радіосигналів, для дослідження характеристик радіопристроїв та вимірювання параметрів сигналів [128,129].

Виявлення та аналіз параметрів радіосигналів, становить одну з головних операцій радіомоніторингу. У процесі аналізу сигналів радіомоніторингу оператор або програмне забезпечення вимірюють наступні характеристики виявленого сигналу:

- несучу частоту;
- амплітуду сигналу;
- форму і ширину спектра сигналу;
- параметри модуляції [218].

Результати цих вимірювань використовуються для перевірки відповідності параметрів радіосигналів встановленим характеристикам. Надалі вони служать вихідними даними для процедур класифікації та ідентифікації радіосигналів.

Для отримання детальної інформації про всі радіосигнали, необхідно дослідити їх поведінку в часі і виконати спектральний аналіз у частотній області. Якщо виявлені сигнали модульованні, то потрібно визначити вид модуляції і оцінити часові і частотні параметри моделюючих процесів.

Для вимірювання усіх параметрів сигналів радіомоніторингу, в класичному варіанті, доводиться використовувати кілька спеціалізованих приладів радіомоніторингу, це: аналізатори спектру, скануючі приймачі та різного виду аналізатори модуляції.

Спектр-аналізатори, за своєю конструктивною особливістю, поділяються на послідовні та паралельні. У частотній області для досліджень

форми спектра, вимірювання рівнів та несучих частот радіосигналів використовуються, головним чином, послідовні аналізатори спектру [130]. Такий прилад формує спектральну картину послідовно в процесі перебудови керованого генератора перетворювача частоти та вимірювання рівнів на виході смугового фільтру.

Паралельний аналізатор спектру оцінює весь спектр відразу. Тому що він містить групу налаштованих на суміжні частоти смугових фільтрів [142]. Оскільки реалізація аналогової структури радіомоніторингу дуже складна, то на практиці використовується цифровий еквівалент у вигляді швидкого перетворення Фур'є [200, 213]. Обчислюваний пристрій обчислює спектр за допомогою алгоритмів швидкого перетворення Фур'є і виробляє передачу для подальшого аналізу [233]. Такі прилади володіють певними перевагами: більш високою роздільною здатністю і швидкістю роботи, можливістю аналізу імпульсних одноразових сигналів [87]. Вони здатні визначати не тільки амплітудний, але і фазовий спектри, а також одночасно подавати сигнали у часовій та частотній областях. Паралельні аналізатори спектру, на жаль, використовують алгоритм швидкого перетворення Фур'є, та через обмеження можливостей аналого-цифрових перетворювачів не знайшли широкого застосування [155].

Другим приладом застосовуваним при класичному аналізі сигналів є скануючі приймачі, що мають більш високу, у порівнянні з аналізатором спектру, чутливість та наявність на вході смугових (передселекторних) фільтрів, які істотно підвищують перешкодозахищеність у умовах щільного завантаження радіодіапазонів, особливо у великих містах [146]. Вони використовуються для вирішення різних завдань радіомоніторингу, основними з яких є оцінки рівня і частоти радіосигналів. Скануючий приймач аналіз сигналів в частотній області, як правило, не проводить через обмежені можливості.

Завершують, класичний варіант аналізу сигналів, аналізатори модуляції які застосовуються для досліджень процесів на виході стандартних

демодуляторів [232]. Вибираючи потрібний тип демодулятора, оператор отримує інформацію про характер і параметри зміни амплітуди, частоти або фази прийнятого сигналу.

Останнім часом у зв'язку з інтенсивним розвитком систем мобільного та супутникового радіозв'язку та широким впровадженням перспективних цифрових методів модуляції, розділення каналів – вимоги до апаратури аналізу сигналів істотно змінилися [231]. На зміну послідовним аналізаторам спектру та панорамним приймачам з простими АМ та ЧМ – демодуляторами приходять нові прилади, які здатні ефективно працювати відразу в кількох поданнях радіосигналів: амплітудно-часовий, частотній та в області моделюючих процесів [166]. Так корпорація Tektronix створила цифрові аналізатори спектру реального часу. Такі аналізатори дозволяють відслідковувати в реальному масштабі часу швидкі зміни спектру, які використовуються в деяких видах сучасних автоматизованих системах радіомоніторингу. При цьому, поряд зі звичайними спектрами, аналізатори спектру дозволяють будувати спектрограми, які являють собою безліч спектрів, представлених в різні моменти часу [228]. Крім того в приладах застосована технологія «цифрового фосфору», яка дозволяє на певний час запам'ятовувати спектри та наочно відслідковувати їх зміни в часі.

Однак більший інтерес для завдань спеціалізованого радіомоніторингу представляють аналізатори спектру компанії Rohde-Schwarz, в яких додатково реалізований режим синхронізації по частотній масці (селективний запуск) [225]. У даному режимі аналізатор спектру запускається і проводить вимірювання, якщо спектр досліджуваного сигналу в смузі аналізу відповідає заданим умовам то аналіз закінчується, якщо ні, то продовжується. Наприклад, коли один зі спектральних параметрів на заданій частоті перевищує встановлений рівень, то він заноситься у базу сигналів [226]. Цей режим корисний при спостереженні спектрів сигналів бездротового зв'язку, коли можливо виділити необхідні для вивчення несучій або пілот-сигнали. Наступним етапом розвитку приладів радіомоніторингу

слід вважати векторні аналізатори [224]. Процес вимірювань параметрів сигналу цифрових векторних аналізаторів складається з двох етапів: реєстрації та обробки. На першому етапі: аналізатор виділяє, перетворює в цифрову форму і поміщає в пам'ять реалізацію комплексної огибаючої сигналу заданої тривалості. На другому – отримані дані обробляються і готуються до відображення. Обробка (наприклад, обчислення спектру) поточної реалізації може виконуватися паралельно з процесом реєстрації наступної [209]. Якщо час обчислення і передачі результатів споживачеві менше тривалості окремої реалізації, аналіз буде виконуватися без пропусків в реальному часі. Такий режим використовується для безперервного відображення і демодуляції стаціонарних процесів. В деяких випадках, наприклад при аналізі імпульсних поодиноких сигналів в пам'яті реєструються лише окремі часові фрагменти, обробка яких може займати значний час. У цьому режимі вдається істотно розширити смугу аналізованих частот радіомоніторингу, причому тривалість досліджуваного фрагмента буде визначатися об'ємом пам'яті цифрового перетворювача сигналів [210].

Перелічимо основні особливості, що виділяють векторні аналізатори серед усіх приладів для досліджень параметрів радіосигналів.

1. На відміну від вимірювачів, які оперують зі одновимірними (скалярними) процесами, векторний аналізатор обробляє комплексні огибаючі, які представляють амплітуду і фазу сигналу. Це дозволяє досліджувати амплітудні та фазові спектри, та одночасно виділяти амплітуду, фазу і частоту сигналу та показувати їх у вигляді спектральних, часових або векторних діаграм.

2. Завдяки можливості виконувати цифрову реєстрацію радіосигналу, векторний аналізатор виконує паралельний аналіз спектра сигналу в реальному часі без втрат інформації (що є перевагою над послідовними аналізаторами спектру), а також представляє вхідний радіосигнал одночасно у часовій та частотній області [159]. Цифрова реєстрація і зберігання в пам'яті наступних одна за одною реалізацій радіосигналу надає унікальні

можливості в частині виявлення та дослідження характеристик випадкових, імпульсних і одноразових радіосигналів в режимі спектрального аналізу з "часової селекцією".

Отже, з проведеного аналізу можна зробити висновок, що на сьогоднішній день не існує ні одного універсального пристрою для аналізу радіосигналів, особливо для аналізу з метою вирішення завдання пошукового радіоконтролю.

Для вимірювання всієї сукупності характеристик сигналів, в класичному варіанті, та для аналізу параметрів радіосигналу доводиться використовувати кілька спеціалізованих приладів: аналізаторів спектру, скануючих приймачів і аналізаторів модуляції. Одного універсального пристрою для аналізу радіосигналів, особливо для аналізу з метою вирішення завдання пошукового радіомоніторингу не достатньо.

Скануючий приймач потрібно використовувати там, де потрібна висока точність вимірювань амплітудно-частотних характеристик радіосигналів [169], для дослідження характеристик електромагнітної сумісності, автоматизації вимірювань і розрахунків характеристик сигналів і електромагнітних полів.

Аналізатор спектра потрібно широко використовувати при таких випробуваннях, коли необхідно забезпечити дуже швидкий перегляд смуги частот, для аналізу властивостей радіосигналів і для дослідження характеристик радіопристроїв [161].

Поява нових моделей спектр-аналізаторів корпорацій Tektronix і Компанії Rohde-Schwarz дозволить вирішити задачу радіомоніторингу на більш комплексному рівні, та комбінувати контроль радіоефіру з аналізом виявлених сигналів [185]. Однак їхні методи обробки сигналів можна віднести до аналогово-цифрових методів.

У зв'язку з бурхливим розвитком обчислювальної техніки (істотним скороченням часу перетворень радіосигналів) найперспективнішим приладами контролю радіоефіру та аналізів радіосигналів вважаються

векторні аналізатори. Ці прилади, завдяки цифровій реєстрації, можуть виконувати паралельний аналіз спектру в реальному часі. А також без втрат інформації, характерних для послідовних аналізаторів спектра [204], представляють вхідний радіосигнал одночасно в часовій і частотній області.

Таким чином можливо зробити висновок:

Скануючий приймач використовується там, де потрібна висока точність вимірювань амплітудно-частотних характеристик радіосигналів.

Аналізатор спектра використовується, коли необхідно забезпечити швидкий перегляд смуги частот радіомоніторингу. Також для аналізу властивостей параметрів радіосигналів заданого діапазону частот і для дослідження характеристик радіопристроїв.

### **1.3. Аналіз існуючих автоматизованих комплексів пошуку засобів негласного отримання інформації**

Сучасна тенденція розвитку техніки доводить, що для її роботи все більше використовується цифрова обробка сигналів.

Для проведення аналізу автоматизованих пошукових комплексів ЗНОІ, коротко розглянемо методи приховування роботи ЦЗНОІ, що застосовуються при розробці таких пристроїв. Відразу відзначимо, що в даний час набагато легше зробити цифровий передавач, використовуючи сучасну елементну базу стандартних засобів зв'язку, ніж конструювати і налагоджувати «аналогову» закладку на транзисторі з позитивним зворотним зв'язком. Тому, сучасні і перспективні вимоги до комплексів пошуку засобів негласного отримання інформації впливають з аналізу можливостей сучасних цифрових засобів передачі даних.

Сучасні радіозакладки можуть використовувати такі методи приховування каналу передачі даних:

- методи накопичення інформації та дискретної її передачі за короткі проміжки часу (до декількох мілісекунд);

- методи накопичення інформації за досить тривалий час з наступною передачею в призначений час або при отриманні зовнішньої команди;
- періодичну або хаотичну перебудову частоти каналу випромінювання;
- використання широкосмугових сигналів, коли енергія сигналу розподілена в широкій смузі частот і сигнал не має яскраво вираженого перевищення над шумами;
- реалізація шумоподібних закладок, які використовують спеціальні алгоритми кодування, що дозволяють стійко приймати інформацію при негативному відношенні сигнал/шум в точці знаходження приймача;
- вибір частоти випромінювання поряд з потужними джерелами легальних сигналів, які перевантажують прийомні тракти пошукової апаратури при недостатньому динамічному діапазоні або маскуються спектром легального сигналу при недостатньо низьких фазових шумах радіотракту пошукових комплексів;
- маскуванню під стандартні канали зв'язку і/або робота вузько смугових випромінювань усередині спектра легальних широкосмугових сигналів;
- використання стандартних каналів зв'язку таких як GSM, CDMA, Wi-Fi, Bluetooth [184].

Використовувані методи можуть комбінуватися один з одним. Так, наприклад, використання сигналів з надширокої смугою займаних частот може комбінуватися з методом накопичення інформації та дискретної її передачею та інше [156]. ЗНОІ, що використовують методи накопичення інформації та дискретної її передачі, перебудови частоти випромінювання і дистанційне керування, надійно можна ідентифікувати тільки по демаскуючим ознакам в просторі амплітуда-частота-час. Які б складні алгоритми приховання каналу передачі даних не застосовувалися в закладках, вони все одно себе демаскують за певною закономірністю (періодичністю) виходу в радіоефір. Ці демаскуючі ознаки радіозакладок

виявляються оператором АПК при виконанні часового аналізу радіочастотного спектру [215]. Саме частотно-часовою закономірністю закладки відрізняються від випадкових сплесків індустріального шуму в радіодіапазоні, який недосвідчений оператор може прийняти за сигнал ЗНОІ [207]. При пошуку таких ЦЗНОІ мова не йде про миттєве їх виявлення. Для надійного їх виявлення потрібний радіомоніторинг протягом тривалого часу: до доби або більше, з подальшим аналізом всіх вимірних панорам в часовій площині в поданні спектрограми («водоспаду») [158]. Виходячи з цих міркувань, пред'являються вимоги до алгоритмів, які повинні бути реалізовані в програмному забезпеченні автоматизованого комплексу. Відносно виявлення надширокосмугових і шумоподібних закладок, зазначимо таке: метод їх виявлення заснований на тому, що в ближній зоні відношення сигнал/шум, навіть у таких передавачів, буде вище нуля, тому збільшення рівня шуму в окремих діапазонах частот може свідчити про роботу таких пристроїв [194]. З цього можна сформулювати вимоги до прийомних засобів комплексів радіомоніторингу: для того, щоб відслідковувати зміну рівня шуму на тлі сильних сигналів приймальний засіб повинен мати хорошу чутливість і широкий динамічний діапазон (не менше 80-90 дБ) [211]. Теза про те, що динамічний діапазон в комплексах радіомоніторингу не так важливий, так як закладки в ближній зоні мають високу потужність сигналу і тому можна використовувати атенюатор, неприйнятна в разі пошуку надширокосмугових і шумоподібних сигналів. Ситуація, коли разом із закладкою в смузі преселектора працює легальний засіб зв'язку, рівень сигналу якого перевищує рівень закладки на 70-90 дБ, в даний час не є рідкістю. Рівень 70-90 дБ – це дуже високий рівень сигналу, який здатний перевантажити багато радіоприймальних засобів [199]. Якщо сигнал перевищує рівень динамічного діапазону приймального тракту, то на панорамі сигналів буде відображено безліч помилкових побічних і комбінаційних сигналів, які вкрай нестабільні по частоті, амплітуді і в часі. Досвід знайомства з цілою низкою представлених на ринку комплексів



радіомоніторингу, при формальній відповідності параметрів їх динамічного діапазону пошуковим вимогам, виявив, що вони легко перевантажуються від працюючого неподалік простого передавача типу «Walkie-Talkie». Природно, що при наявності великої кількості помилкових сигналів говорити про якість пошуку закладних пристроїв не доводиться.

Для пошуку «хитрих» закладок, які маскуються під спектр легальних сигналів або для пошуку вузькосмугових сигналів, які вміють ховатися в спектрі легальних сигналів, комплекс радіомоніторингу повинен мати засоби детального дослідження спектрів сигналів з досягненням дозволу в одиниці Герц [175]. Безумовно, досвід оператора і його інтуїція мають тут вирішальне значення. Проте, і апаратура і програмне забезпечення комплексу повинні дозволити оператору виконувати такі завдання.

Нарешті, для ідентифікації пошуку закладних радіопристроїв, що використовують стандартні канали зв'язку, такі як DECT, GSM, CDMA, Wi – Fi, Bluetooth, крім ідентифікації роботи цих передавачів методом аналізу відповідних частотних діапазонів, комплекс радіомоніторингу повинен мати засоби додаткового аналізу мереж, що дозволяють виявляти «чужі» MAC адреси або ідентифікувати «чужі» абонентські пристрої для тих мереж, для яких це можливо. Необхідно констатувати, що окремих приладів аналізу цифрових пакетів, стосовно завдання пошукового радіоконтролю зараз практично немає [147]. Перша спроба створити програмні засоби (ПЗ) демодуляції та аналізу цифрових засобів радіозв'язку можливо вважати пакет цифрової обробки сигналів в програмному забезпеченні програмного засобі АПК DigiScan та в програмному засобі «РадіоІнспекторСофт™» [175].

ПЗ «РадіоІнспекторСофт™» знайшло своє подальше застосування в АПК «Касандра». Пошуковий автоматизованої комплекс «Касандра» з ПЗ RadioInspector надає оператору наступні можливості: довгостроковий контроль діапазону (діапазонів) частот, збір, зберігання і відображення даних про стан радіочастотного спектру за весь час вимірювань (спектрограма або "водоспад" без обмежень за розміром даних вимірювань) [85]. Використання

бази даних частотних присвоєнь, лінії порогу, переліку сигналів, що перевищують лінію порога. Запис і аналіз демодульованого аудіо сигналу, формування завдання на запис демодульованого аудіо сигналу при перевищенні лінії порога. Управління другим скануючим приймачем як засобом аудіо контролю без зупинки сканування основним приймачем (настройка на частоту, прослуховування і запис демодульованого аудіо сигналу без зупинки сканування). Можливість управління скануючим приймачем дистанційно (по мережі), передача демодульованого аудіо сигналу по мережі в реальному масштабі часу. Контролювати пристрої бездротового зв'язку Wi-Fi. Моніторинг за пристроями Wi-Fi-мереж діапазонів 2.4 / 5 ГГц з можливістю автономного, цілодобового збору інформації з подальшою передачею накопиченої інформації по мережі LAN. Робота в реальному масштабі часу. Аналізувати сигнали DECT, GSM, Bluetooth, TETRA, APCO 25, DMR, IEEE 802.15.4 (ZigBee), UMTS (3G) [194,195].

Зовнішній вид апаратно пошукового комплексу "Кассандра" наведено на рис. 1.2:

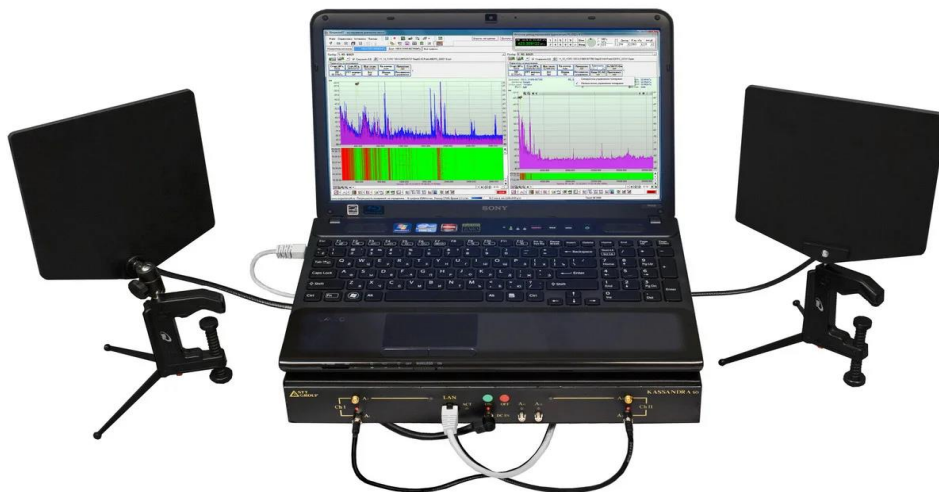


Рис. 1.2. Зовнішній вигляд пошукового АПК «Кассандра» з ПЗ «РадіоІнспекторСофт™»

Як бачимо з опису, комплекс з ПЗ «РадіоІнспекторСофт™» дозволяє практично виконувати всі завдання пошуку цифрових радіозакладок, однак недоліком цього комплексу і ПЗ є його модульність, яка не дозволяє виконувати пошук відразу в повному обсязі. Для цього необхідно опційно докупувати додаткові модулі такі як RadioInspectorWI-FI, DTest (Digital Test) та інше. Оператору необхідно працювати в різних програмних середовищах, відсутнє так зване «єдине вікно» пошуку ЗНОІ. Недоліки є у алгоритмах перетворення та розпізнавання. Так у алгоритмі перетворення основним є алгоритм віконного перетворення Фур'є, у алгоритмі розпізнавання – алгоритм порівняння сигналів з заданими оператором.

Цього недоліку частково позбавлений АПК Delta X, який є продовженням АПК з DigiScan. Розробник удосконалив ПЗ DigiScan, доповнивши його можливостями: демодулювати та аналізувати сигнали, що працюють в стандартах DECT, GSM, Bluetooth, Wi-Fi, TETRA; виконувати демодуляцію та відображувати картинки аналогового телевізійного сигналу, в тому числі, з використання методу інверсії синхроімпульсів; демодулювати аналогові АМ- і FM-сигнали в смузі частот від десятків герц до декількох мегагерц. Результатом цих удосконалень, намагаючись виконати вище викладені вимоги в повну обсязі, став апаратно-програмний комплекс (АПК) з ПЗ «Delta 2000/6 Real-time X Advanced». Зовнішній вигляд комплексу представлено на рис. 1.3:



Рис. 1.3. Зовнішній вигляд пошукового АПК з ПЗ «Delta 2000/6 Real-time X Advanced»

На сьогодні автоматизований пошуковий комплекс на базі ПЗ Delta X – це самий передовий комплекс, що дозволяє шукати цифрові радіозакладки, демодулювати, аналізувати, ідентифікувати та локалізувати базові станції та мобільні пристрої [145]. Цей АПК наблизився до оптимального, однак програмний засіб його не використовує для пошуку векторний аналіз, в повну обсязі. Тобто не приділено потрібної уваги векторному аналізу та автоматичній пеленгації цифрових радіозакладок. У якості перетворення вхідних сигналів розробник використовує віконне перетворення Фур'є, що не відповідає сучасним вимогам. Віконне перетворення Фур'є не може у повній мірі задовольняти перетворенню цифрових сигналів.

Аналіз був би не повний як що не буде розглянуто комплекс АКОР.

АКОР-5ПК є другим поколінням універсальних професійних пошуково-вимірювальних комплексів серії АКОР і призначений для пошуку ЗНОІ. Для нього характерні такі особливості:

- використання в якості обчислювача сучасного ПК дозволяє удосконалювати програмне забезпечення комплексу і розширювати його функціональні можливості з радіомоніторингу, виявленню малопотужних цифрових пристроїв, виявленню технічних каналів витоку інформації від персональних електронно-обчислюваних машин;

- висока автоматизація всіх процесів виявлення технічних каналів витоку інформації по паразитичним електромагнітним випромінюванням (ПЄМВ);

- наявність звукового корелятора для виявлення паразитної модуляції ПЄМВ мовним сигналом;

- наявність набору фільтрів з шириною смуги до 1 Гц, що дозволяє вимірювати сигнали, що лежать нижче рівня шумів;

- універсальність, тому що він поєднує в собі функції двох комплексів: пошукового – для радіомоніторингу та вимірювального який вимірює та визначає ПЕМВ (два в одному);

- простота управління і перемикання з пошукового режиму роботи комплексу в вимірювальний і назад.

Цей АПК перевершує вище описані комплекси по виявленню технічних каналів витоку інформації по ПЕМВ, однак поступається їм по спектральному аналізу та локалізації цифрових ЗНОІ.

Так у процесі радіомоніторингу перетворення вхідних сигналів розробник також використовує віконне перетворення Фур'є, що не відповідає сучасним вимогам [53]. Виявлення ПЕМВ у сучасній радіоефірному просторі проводиться надійно тільки на малій відстані від джерела ПЕМВ, що значно збільшує час перевірки [54].

Зовнішній вигляд комплексу представлено на рис. 1.4:



Рис. 1.4. Зовнішній вигляд пошукового АПК АКОР-5ПК

Підсумовуючи вищенаведені факти, бачимо що всі перераховані АПК мають недоліки. Тобто для щоб уникнути цих недоліків, потрібно сформулювати наступні вимоги до перспективного автоматизованого програмного комплексу радіомоніторингу:

1. Сучасний комплекс АПК повинен мати досить високоякісні тракти аналогової і цифрової обробки сигналу, щоб присутність сторонніх потужних сигналів не заважало йому виявляти надширокопasmові і шумоподібні сигнали. У тактико-технічних характеристиках радіоприймальних засобів відповідність цим вимогам відображається в таких характеристиках як чутливість і динамічний діапазон.

З розвитком технологій дані характеристики будуть поліпшуватися. За точку відліку в даний час можна прийняти характеристики сучасних вимірювальних приймачів з чутливістю, не менше – 160 дБ (1 Гц) та динамічним діапазоном не менше 85 дБ на частоті 1 ГГц.

2. Сучасний комплекс радіомоніторингу повинен мати досить високоякісне і багатофункціональне програмне забезпечення, яке повинно дозволяти, виконувати наступні функції:

- швидко виявляти сигнали ЗНОІ, для чого використовувати нові методи перетворення сигналів (позбавитися недоліків методів які використовуються на теперішній час);
- забезпечувати розпізнавання сигналів ЦЗНОІ за допомогою програмних засобів нового покоління, які повинні розпізнавати сигнали, крім класичних методик, ще і методом аналізу енергетичної щільності сигналів;
- проводити аналіз амплітудно-частотно-часового подання результатів радіомоніторингу в режимі реального часу та в відкладеному режимі, мати можливість аналізувати весь сигнал через тривалий період часу;
- проводити аналіз швидкості зміни амплітудно-частотно-часового подання результатів радіомоніторингу в режимі реального часу та в відкладеному режимі, мати можливість аналізувати весь сигнал через тривалий період часу;
- виконувати аналіз сигналів по векторній діаграмі у режимі реального часу та у відкладеному режимі;
- здійснювати пеленгацію невідомих джерел радіосигналів, та мати можливість робити пеленгаційне поле.

Крім цього, програмне забезпечення повинно підтримувати методи пошуку, що стали вже «традиційними» і широко використовуються на практиці:

- метод рознесених антен;
- метод порівняння з еталонною панорамою;
- використання селективної лінії порогу і формування переліку сигналів, які перевищили лінію порогу;
- детальний аналіз характеристик спектрів прийнятих сигналів до 6 ГГц;
- автоматичний запис фонограм і низькочастотний аналіз демодульованого аудіо сигналу.

Безумовно, пошук сучасних ЦЗНОІ – це інтелектуальна боротьба розробника таких засобів і оператора, що виконує пошук закладок [55,59]. Програмне забезпечення – це інструмент пошуку, і від того, наскільки воно функціональне і зручне, в значній мірі, залежить результат робіт [68].

Підсумовуючи вищенаведені факти, бачимо що всі перераховані АПК мають недоліки. Підвищення функціональних можливостей, ергономічних характеристик і розробка нового програмного забезпечення всіх комплексів пошуку ЗНОІ є найбільш актуальними завданням на сьогодні.

#### **1.4. Аналіз існуючих підходів до вирішення проблеми пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації за допомогою автоматизованих пошукових комплексів**

Аналіз сучасних автоматизованих комплексів показав, що процес пошуку ЦЗНОІ АПК має суттєві недоліки. Перший недолік – це використання у якості вимірювальних пристроїв радіосигналів, скануючих приймачів, або спектр-аналізаторів з недостатньою роздільною здатністю та частотним діапазоном вимірювання сигналів [64]. Цей недолік усувають з розвитком технічної елементної бази та конструктивними рішеннями

перспективних спектр-аналізаторів та векторних аналізаторів.

Більше уваги заслуговує застосованих у сучасних АПК програмних засобів. Програмне забезпечення – це інструмент шукача, і від того, наскільки воно функціональне і зручне, в значному ступені, визначає результат робіт. Воно складеться з наступних важливих етапів: перетворення вхідного сигналу від вимірювального пристрою у вигляд зручний для подальшого аналізу; виявлення сигналу ЦЗНОІ, розпізнання сигналу ЦЗНОІ на фоні легальних радіосигналів; локалізація ЦЗНОІ.

Аналіз застосування методів перетворення сигналів показав, що більш за все використовується метод перетворення Фур'є [89]. Особливо швидкі алгоритми грають важливу роль при обробці дискретних періодичних сигналів. Найбільш популярним є швидке перетворення Фур'є (ШПФ). Відзначимо, що теорія ШПФ далеко не проста. Класичними працями по ШПФ стали книги Макклеллана і Райдера, Блейхута, Нуссбаумера. Ключовою роботою в теорії ШПФ стала робота Кулі та Тьюки. З того часу інтерес до ШПФ не згасає. У відомому оглядовому звіті Барраса 1997 згадується понад 3400 робіт по ШПФ. Велика частина з них – це роботи, пов'язані з обчислювальними аспектами ШПФ і питаннями реалізації ШПФ на різних програмних платформах.

Головним варіантом цифрової обробки сигналів, сучасного часу, є дискретне перетворення Фур'є (ШПФ), яке оперує дискретною за часом вибіркою періодичного сигналу у часовій області [6].

Фундаментальне рівняння для отримання N-точкового ШПФ виглядає наступним чином:

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{j2\pi k n}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \left[ \cos\left(\frac{2\pi k n}{N}\right) - j \left(\frac{2\pi k n}{N}\right) \right], \quad (1.1)$$



де:  $X(k)$  являє собою частотний вихід ШПФ в  $k$ -ої точки спектру, де  $k$  знаходиться в діапазоні від 0 до  $N-1$ .  $N$  становить собою число відділків при обчисленні ШПФ [106].

Незважаючи на те, що ефективні алгоритми ШПФ існують, для практично будь-яких довжин періодів, довжина, рівна ступеню двійки залишається найпопулярнішою через максимальну продуктивність.

Основне призначення перетворення Фур'є – виділити частоти регулярних складових сигналу, та сигналу з шумами. Що стосується завданням пошуку ЗНОІ то це завдання виявити сигнал радіозакладки, причому як викладалось у літературі сигнал радіозакладки маскується різними шумами.

Звідси випливає наступний висновок, що ШПФ показує загальні відомості про частоти досліджуваного сигналу. Це не може дати уявлення про локальні властивості радіосигналу при швидких тимчасових змінах його спектрального складу. ШПФ також не може аналізувати частотні характеристики сигналу в довільні моменти часу.

Можливо зробити узагальнені висновки:

1. ШПФ дає частотну інформацію, що міститься в сигналі та не дозволяє визначити момент часу виникнення і закінчення цієї частоти.
2. Обмежена інформативність аналізу нестационарних сигналів і практично повна відсутність можливостей аналізу їх особливостей.
3. Гармонійні базисні функції розкладання не здатні показувати перепади сигналів з нескінченною крутизною, тому що для цього потрібно нескінченно велика кількість членів ряду. При обмеженні числа членів ряду Фур'є в околицях стрибків і розривів при відновленні сигналу виникає ефект Гіббса [110].
4. Перетворення Фур'є показує загальні відомості про частоти досліджуваного сигналу і не дає уявлення про локальні властивості сигналу при швидких часових змінах його спектрального складу [113]. Перетворення Фур'є не має можливості аналізувати частотні характеристики сигналу в

довільні моменти часу. Отриманий аналіз свідчить, що ШПФ не підходить для аналізу випадкових радіосигналів з метою визначення сучасних ЗНОІ.

З метою усунення перерахованих вище недоліків ШПФ, було застосовано, так зване «віконне перетворення», яке полягає в розбитті сигналу на часові ділянки.

Віконне перетворення обмежує сигнал по величині, а також зменшує амплітуду граничних значень сигналу.

Зменшене амплітуди граничних значень сигналу дуже важливо при подальшому перетворенні заданого сигналу. Факт зменшення амплітуди граничних значень сигналу безпосередньо залежить від вибору віконної функції [113].

В свою чергу, вибір віконної функції є одним з важливих критеріїв в цифровій обробці сигналу, тому що обмеження які накладають на сигнал віконні функції можуть приховати або точніше не розпізнати необхідний сигнал радіозакладки. Тому вибір віконної функції доцільно проводити за двома параметрами:

- динамічному діапазону сигналу;
- ширині вікна або так званого діапазону вибірки сигналу.

При пошуку ЦЗНОІ динамічний діапазон сигналу невідомий. Виходячи з чого пропонується визначати його з можливості вхідного пристрою автоматизованого пошукового комплексу (АПК), який виконує функцію аналогової та цифрової обробки вхідного сигналу. Динамічний діапазон сигналу в такому випадку розраховується за формулою:

$$D = 20 \cdot \log_{10} 2^B = B \cdot 20 \cdot \log_{10} 2 = B \cdot 6,02 \quad (1.2)$$

де:  $D$  – динамічний діапазон в децибелах;

$B$  – кількість розрядів вхідного пристрою АПК.

Виходячи з вищевикладеного приходимо до висновку, що перетворення радіосигналу за допомогою віконного перетворення Фур'є (далі

ВПФ), усуває недоліки перетворення ШПФ [149]. Тобто аналіз вже відбувається не у частотній, а частотно-часовій області тому сигнал вже розбивається на часові інтервали – вікна [119]. Однак основною проблемою в ВПФ залишається те що при отриманні частотно-часової характеристики сигналу з'являється так званий принцип невизначеності Гейзенберга який виникає для параметрів часу і частоти сигналу [123]. В основі принципу невизначеності лежить той факт, що неможливо сказати точно яка частота присутня в сигналі в даний момент часу (можна говорити тільки про діапазон частот) і не можливо сказати в який точно момент часу частота присутня в сигналі (можна говорити лише про період часу). При цьому можливість виявити сигнал цифрової радіозакладки яка передає сигнал в імпульсному режимі, в короткий проміжок часу стає дуже проблематичною.

Як зазначалося вище, можливо добитися необхідної точності, внаслідок збільшення роздільної здатності (звуження вікна), якщо імпульси виходу в ефір радіозакладки будуть проходити з певною періодичністю, але тільки внаслідок збільшення часу обробки сигналу. Радіозакладку яка передає накопичену інформацію в одиничному імпульсі визначити не представляє можливим, з огляду на те, що час обробки радіосигналу може виявитися більше часу виходу радіозакладки в радіоефір.

Проблему невизначеності Гейзенберга вирішує так зване вейвлет – перетворення. Вейвлет-перетворення (Wavelet англ. коротка хвиля) широке розповсюдження отримало порівняно недавно [125] (сам термін Wavelet був введений у 1984 році), у зв'язку з розвитком обчислювальної техніки [228].

Вейвлети мають вигляд коротких хвильових пакетів з нульовим інтегральним значенням [185], локалізованих по осі аргументів (незалежних змінних), інваріантних до зсуву та лінійних до операції масштабування (стиснення / розтягування). За локалізацією у часовому та частотному поданні вейвлети займають проміжне положення між гармонійними (синусоїдальними) функціями, локалізованими по частоті, і функцією Дірака, локалізованої в часі [9].

Теорія вейвлетів не є фундаментальною теорією, але вона дає зручний і ефективний інструмент для вирішення багатьох практичних завдань, зокрема завдання визначення коротких імпульсів передачі інформації радіозакладками [163].

У порівнянні з швидкими перетвореннями Фур'є, вейвлети здатні з більш високою точністю представляти локальні особливості радіосигналів. На відміну від перетворень Фур'є, вейвлет–перетворення одновимірних радіосигналів забезпечує двовимірну розгортку, при цьому частота і координата розглядаються як незалежні змінні, що дає можливість аналізу радіосигналів відразу у двох просторах. [10] Одна з головних особливостей вейвлет – перетворення сигналів на різних рівнях перетворення полягає в поділі функцій наближення до сигналу на дві групи: апроксимуючу – грубу, з досить повільною часовою динамікою змін, і детальну – з локальною та швидкою динамікою змін. Це можливо як в часовій, так і в частотній областях уявлення сигналів вейвлетами [134].

Основу вейвлет – перетворення становить – коротка хвиля яка проходить між сигналами та є свого роду вікном деякої ширини (як у ШПФ) для деякого часового проміжку. Ця коротка хвиля називається материнським вейвлетом. Материнський вейвлет це функція яка буде надалі прототипом всіх вікон, які будуть створюватися на тимчасовому відрізку вейвлет перетворення.

За аналогією з віконним перетворенням Фур'є масштаб пов'язаний зворотною залежністю з шириною вейвлета (вікна). Чим менше хвиля – більше масштаб і навпаки. Особливістю є зрушення за часом який регулює рух вейвлетів з часової компоненти сигналу [134].

Опираючись на вище викладене, можливо провести узагальнений аналіз вейвлет–перетворень сигналів. Переваги та недоліки вейвлетних перетворень:

1) вейвлетні перетворення володіють всіма перевагами перетворень Фур'є;

2) вейвлетні бази́си можуть бути добре локалізованими як по частоті, так і за часом;

3) вейвлетні бази́си, на відміну від перетворення Фур'є, мають багато різноманітних базових функцій, властивості яких орієнтовані на рішення різних завдань. Базисні вейвлети можуть реалізуватися функціями різної гладкості;

4) недоліком вейвлетного перетворення є його відносна складність;

5) вейвлетні складові сигналу в перетинах його спектру не мають нічого спільного з синусоїдами, і представлені, як правило, сигналами досить складної і не завжди зрозумілої форми, що може ускладнювати їх наочне уявлення і розуміння.

Останній недолік і свідчить що випадкові імпульси дуже складно виявити за допомогою вейвлет – перетворень, тому потрібно розробляти інші, більш оптимальні методи перетворень.

Наступним кроком у пошуку ЗНОІ є питання розпізнавання сигналів на фоні легальних радіосигналів. Традиційно, практичний інтерес для розпізнавання радіосигналів представляють ті методи, які при заданих умовах забезпечують необхідний рівень правдивості класифікації. До недавнього часу домінантним був підхід до побудови пристроїв розпізнавання, при якому не накладалися обмеження на тривалість оброблюваної реалізації сигналу. Необхідна правдивість розпізнавання досягалася шляхом статистичної обробки отриманих результатів, а також збільшення розмірності простору ознак. Однак при розпізнаванні короткочасних сигналів сучасного радіодіапазону складно забезпечити зазначені умови. Додатковою вимогою, часто є необхідність прийняття рішення в умовах дефіциту часу. Тут необхідний перехід до інших методів, які забезпечують необхідну контрастність радіосигналів у сформованих ознакових просторах згідно зі сформульованими умовами.

Процес розпізнавання характерних або випадкових сигналів складається з двох етапів:

- розпізнавання сигналів;
- аналіз параметрів і взаємозв'язку розпізнаних сигналів та формування оцінювального висновку.

На етапі розпізнавання присутній ряд труднощів. Радіосигнали квазіперіодичні та у точної міри ніколи не повторюють один одного, що обумовлює вибір різних методів розпізнавання.

Одним з яких є синтаксичний метод. При використанні синтаксичного методу спочатку виявляється локалізація одного сигналу пошуком простого максимуму, потім створюється параметричний опис (амплітуда, тривалість переднього і заднього фронту) і далі проводиться сканування всього частотного діапазону на предмет локалізації аналогічних схожих ділянок [150,160,165]. Метод показав хорошу стійкість до коливань ізоляції, однак помилявся при сумарності амплітуд і тривалості сигналів, при значній зашумленості вихідного сигналу [162,164]. Помилки, як правило, склалися з пропусків шуканих фрагментів сигналу при його аналізі. Тобто сигнали ЦНОІ не розпізнавалися і вони пропускалися.

Наступним є кореляційний метод. Цей метод заснований на вимірюванні ступеня подібності (коефіцієнтів кореляції) еталонного зразка або файлу «зразка» з файлом реального сканування радіодіапазону [153]. У результаті отримуємо масив коефіцієнтів кореляції, розподілених по часовій осі сигналу. Кореляційний метод показав високу чутливість навіть на зашумлених ділянках радіодіапазону та дозволив досить точно розпізнавати радіосигнали [152]. Однак недоліками методу є те, що всі результати, отримані за допомогою кореляційного методу можна використовувати тільки в області дослідження або близько до неї. Тобто на ділянках з малою тривалістю. Після виявлення стохастичних зв'язків між досліджуваними змінними величинами необхідно приступати до математичного опису цікавих йому залежностей, тобто необхідно перейти від кореляційного аналізу до регресійного аналізу.

Останнім питанням пошуку є питання локалізації сигналів ЦНОІ.

Більшість методів радіопеленгації дозволяють пеленгувати тільки один випромінювач на певній частоті, зайнятої виключно цікавим для нас передавачем [154]. Якщо додаткові передавачі працюють на тій же частоті, можливо негативний вплив на пеленгацію (внутрішньо канална перешкода). В цьому випадку результат пеленгації залежить від співвідношення рівнів передавачів. Якщо один з передавачів значно потужніший від інших, то відповідний пеленг відображається з незначними помилками. Якщо ж передавачі мають близькі рівні, результат пеленгації зазвичай неправильний. Це стосується всіх традиційних принципів пеленгації, включаючи кореляційний інтерферометр і методи Доплера і Ватсона-Ватта [144].

## **2. КОНЦЕПЦІЇ ВИЯВЛЕННЯ ЦИФРОВИХ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА ФОНІ ЛЕГАЛЬНИХ РАДІОСИГНАЛІВ**

Сучасні ЗНОІ постійно удосконалюються і відрізняються високими технічними характеристиками та якістю маскуванню. Виявлення таких підслуховуючих та підглядаючих систем стає дедалі складнішою задачею, оскільки методи та режими їх роботи також ускладнюються. Ситуація обтяжується тим, що ЗНОІ нового покоління працюють у цілком легальному діапазоні і їх виявлення у приміщенні, яке межує з іншими, заповненими легальними пристроями є проблематичним. Наповненість радіоефіру для зв'язку та передачі даних постійно збільшується [217]. Зараз вже практично увесь доступний радіочастотний спектр залучений під роботу різноманітних радіопередавачів. Це викликає ускладнення ефірних обставин, особливо у великих містах.

Можливо навести приклад типової установи, де проводиться перевірка. Десятки комп'ютерів, радіотелефонів DECT, мобільних телефонів різних стандартів (CDMA-2000, GSM-900/1800, 3G (UMTS), 4G (WiMax)), підсилювачів мобільного зв'язку (в деяких будівлях зустрічаються

підсилювачі всіх стандартів), легальні радіомікрофони, бездротові гарнітури, пристрої Wi-Fi, різні електронні зчитувачі систем контролю та управління доступом, бездротові та дротові охоронні пристрої (які часто мають рівні побічних випромінювань, зрівнянні з випромінюванням радіозакладок [190]) та інше.

Перераховані вище фактори дозволяють зробити висновок, що на сучасному етапі розвитку техніки процес пошуку засобів негласного знімання інформації виходить на якісно інший рівень, тому аналіз методів виявлення сигналів ЗНОІ є дуже актуальним.

### **2.1. Пошук шляхів вирішення проблеми виявлення, розпізнавання та локалізації засобів негласного отримання інформації.**

Рішення питання виявлення, розпізнавання та локалізації радіоканалів ЗНОІ є дуже важливим. Більшість існуючих автоматизованих комплексів пошуку ЗНОІ виконують радіомоніторинг «класичними методами» з використанням, у якості вимірювального пристрою, скануючих приймачів або спектр-аналізаторів. Цей метод полягає в наступному: скануючий приймач або спектр-аналізатор, через свій інтерфейс, підключається до обчислювального комплексу (частіше, це ноутбук) у якому знаходиться програмне забезпечення керуванням приймачем або аналізатором та програмний забезпечення яке виконує перетворення отриманого від приймача сигналу, з подальшим його аналізом. Якщо виключити недоліки перетворення аналогових сигналів у вигляд зручний для подальшого аналізу самими пристроями. Тоді недоліком такого рішення є відсутність можливості одночасно виконувати сканування всього радіодіапазону та аналізувати параметри виявленого сигналу. Тому що спектр-аналізатор який виконує сканування всього радіодіапазону, не вирішує завдання ретельного аналізу



сигналу. Якщо спектр-аналізатор починає виконувати аналіз сигналу, то втрачає можливість сканувати діапазон.

Проблема виникає також при скануванні радіодіапазону скануючим приймачем, якій більш чутливий за спектр-аналізатор, при аналізі параметрів сигналу, що одразу не дає йому можливості дуже швидко сканувати весь діапазон пошуку ЦЗНОІ. Тому потрібно вирішувати проблему одночасного швидкого сканування радіодіапазону та аналізу параметрів виявлених сигналів.

Якщо зробити ці пристрої двоканальними, тобто один канал пристрою сканує другий аналізує параметри сигналу, то це не вирішить проблему, тому що скануючий приймач не виконає завдання спектрального аналізу, а спектр-аналізатор не виконає завдання ретельного аналізу параметрів сигналу.

Тому цю проблему можливо зробити за рахунок об'єднання скануючого приймача зі спектр-аналізатором у одному автоматизованому пошуковому комплексі, тобто зробити синхронний режим роботи цих пристроїв.

Шлях рішення проблеми визначення сигналів ЦЗНОІ полягає у заміні математичного апарату перетворення сигналів. Ця проблема існує тому, що до сіх пір практично усі автоматизовані комплекси використовують для перетворення сигналів віконне перетворення Фур'є. Недоліками якого є те, що при отриманні частотно-часової характеристики сигналу з'являється так званий принцип невизначеності Гейзенберга, який виникає для параметрів часу і частоти сигналу. Неможливо сказати точно яка частота присутня в сигналі в даний момент часу (можна говорити тільки про діапазон частот) і неможливо сказати в який точно момент часу частота присутня в сигналі (можна говорити лише про період часу). При цьому можливість виявити сигнал цифрового ЗНОІ яка передає сигнал в імпульсному режимі, в короткий проміжок часу стає дуже проблематичною. Тому потрібно розробити новий математичний апарат та методику перетворення сигналів з метою визначення сигналів ЦЗНОІ. Можливим шляхом може бути метод

перетворення на базі вейвлет–перетворень, та інших методів перетворення сигналів базі метода Проні.

Наступною є проблема розпізнавання виявлених сигналів. Проблема виникає тому, що існуючі ЦЗНОІ передають інформацію у дуже короткий період часу. Традиційні методи розпізнавання такі як амплітудний метод, амплітудно-кореляційний метод, метод аналізу другої та третьої гармоніки, спектральний аналіз та інші які використовуються у сучасних комплексах не вирішують проблеми розпізнавання ЦЗНОІ. Шляхом рішення цього питання є питання розробки математичного апарата заснованого на визначені за рахунок перетворення сигналів згладжувальним сплайном, або методом розробки розпізнавання на базі додаткових диференціальних перетворень.

Відсутність можливості робити запис всього сигналу (сучасні комплекси виконують запис тільки параметрів сигналу) не дозволяє робити аналіз сигналів після завершення процесу сканування. Це питання можливо вирішити за рахунок удосконалення процесу запису сигналу.

Проблема виявлення та розпізнавання ЦЗНОІ, які працюють в діапазонах частот роботи легальних пристроїв (це діапазони пристроїв GSM, DECT, Wi-Fi та інші), наполягає у тому, що ці ЦЗНОІ виявляються додатковими методиками комплексів, частіше за все, з використанням апаратури, якою користуються фахівці вузьких спеціальностей.

Наприклад, фахівці зв'язку які розгортають мікросітьникову мережу зв'язку DECT, використовують індикаторні прилади вимірювання величин сигналів які знаходяться у цьому діапазоні, з метою використання менш завантаженого діапазона для розгортання мережі зв'язку. Це робиться для забезпечення найбільш стабільного зв'язку. Але аналіз сигналів вони не проводять. Це пов'язано з двома причинами: по перше – прилади, які використовуються для визначення сигналів, частіше індикаторного типу і не можуть виконувати аналіз сигналів; по друге – фахівцям радіозв'язку непотрібно виявляти та розпізнавати сигнали які працюють у цьому діапазоні, достатньо виявити менш завантажений радіодіапазон.

Можливим рішенням цього питання є комплексна методика пошуку виявлення та розпізнавання сигналів ЦЗНОІ.

Останнім не вирішеним питанням у автоматизованих комплексах пошуку ЦЗНОІ, є питання локалізації виявленого та розпізнаного сигналу. Автоматизована система локалізації дає місце розташування ЗНОІ з заданою похибкою (точністю), а далі процес локалізації виконується додатковими пристроями та обладнанням. Тому потрібно розробити методику локалізації ЦЗНОІ з заданою точністю. Це може бути методика локалізації на основі далекомірного метода обчислювання методом найменших квадратів на базі градієнтного аналізу.

Виходячи з вищевикладеного, намічено шляхи вирішення завдання виявлення, розпізнавання та локалізації засобів негласного отримання інформації.

## **2.2. Концепції пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації**

З метою розробки концепції пошуку ЦЗНОІ сформулюймо завдання для методологічних основ автоматизованого пошуку ЦЗНОІ якій відповідає потребам сучасності. Для цього коротко сформулюймо недоліки які є у сучасних комплексах на визначимо шляхи їх усунення.

Основними недоліками сучасних автоматизованих комплексів пошуку ЦЗНОІ є:

- використання скануючих приймачів або аналізаторів спектру у якості вимірювальних пристроїв, які не можуть виявляти спектр сигналів у широкому діапазоні, та виконувати аналіз і сканування одночасно;
- програмні засоби комплексів використовують метод віконного перетворення Фур'є;
- неможливість запису всього сигналу, для подальшого аналізу;

- використання додаткових методик для виявлення сигналів ЗНОІ, які працюють на фоні легальних пристроїв радіодіапазону, та частіше за все, перехід до використання додаткової апаратури, тобто відмова від автоматизованого пошуку.

Тому, дуже актуально розробити концепцію виявлення, розпізнавання та локалізації ЦЗНОІ автоматизованим комплексом пошуку, який буде виконувати завдання виявлення, розпізнавання та локалізації у автоматичному режимі.

У концепції автоматизованого програмного комплексу використовуються спектр-аналізатори та скануючий приймачі з синхронною роботою по двох незалежних вхідних каналах, тобто швидкий спектр-аналізатор сканує діапазон одразу по двох вхідним каналам. На перший – приймає сигнал в середині приміщення, на другий – зовні.

Надалі потрібно розробити метод якій дозволяє програмним способом визначити тільки сигнали що знаходяться у приміщенні, це робиться за рахунок видалення сигналів прийнятих зовнішньою антеною. Надалі, друга методика, дозволяє викреслити зі сигналу складові завад та шумів. Тобто, для подальшої обробки маємо тільки сигнал внутрішньої антени, якій перетворюється розробленою методикою у спектральний сигнал і за аналізом якого робиться висновок про наявність випадкових сигналів радіодіапазону (які можуть бути сигналами ЗНОІ). Скануючий приймач (який є більш точним у вузькому діапазоні) проводить порівняння сигналів зовнішніх та внутрішніх антен у вузьких діапазонах за розробленою методикою тільки при наявності випадкових сигналів. Надалі у концепції потрібна наступна методика яка дозволяє розпізнати сигнали на програмному рівні. Заключна методика у концепції, повинна локалізувати ЦЗНОІ в просторі з заданої точністю.

Виходячи з вищевикладеного, нова концепція пошуку (виявлення, розпізнавання та локалізації) ЦЗНОІ повинна позбавляти нові автоматизовані

комплекси пошуку ЦЗНОІ недоліків існуючих пошукових комплексів, та перевершує їх за наступними параметрами:

- швидкості сканування, що дозволяє провести декілька сканувань радіодіапазону за один і той же час;
- чутливості, вимірювання проводиться двома різними за принципом дії пристроями;
- завадостійкістю, тому що апаратним та програмним способом прибираються шуми та завади радіодіапазону;
- швидкістю визначення випадкових сигналів, за рахунок використання програмного визначення не тільки спектра сигналу, а ще і швидкості зростання параметрів сигналу;
- здатністю розпізнавати випадкові сигнали, за рахунок використання нового принципу розпізнавання за спектральної щільністю;
- автоматичною локалізацією сигналів, за рахунок використання нового апаратно-програмного засобу.

Отже розроблена концепція процесу пошуку засобів негласного отримання інформації, практично, за усіма параметрами суттєво опереджає існуючі автоматизовані програмні комплекси пошуку ЦЗНОІ.

### **2.3. Вибір принципу виявлення сигналів засобів негласного отримання інформації**

Для вирішування завдань радіомоніторингу та виявлення ЗНОІ застосовується широка номенклатура засобів радіосканування. Проведемо короткий аналіз цих приладів.

Раніше скануючі приймачі початкового етапу розвитку мали ручне управління. Оператор знімав показання скануючого приймача на кожній частоті. Причому, оператор, найчастіше, знімав покази приймача які перевищували якийсь встановлений рівень (поріг). Це процедура була тривала, та носила суб'єктивний характер. Тому мала можливі помилки. Цей

фактор виключений в сучасних скануючих приймачах, які повністю автоматизовані і функціонують з використанням спеціального програмного забезпечення. Управління здійснюється через стандартний інтерфейс, що відповідає міжнародним вимогам IEEE-488.

Це дозволяє здійснювати вимірювання встановлюючи параметри для сканування приймачем у всьому необхідному діапазоні частот вимірювань за допомогою програмного інтерфейсу на екрані персонального комп'ютера. У результаті істотно скорочується час вимірювання, виключається суб'єктивний фактор і збільшується ймовірність перекриття діапазону частот без пропусків. Результати вимірювань зберігаються в пам'яті персонального комп'ютера і можуть бути в подальшому представлені в зручному для аналізу вигляді.

Скануючий приймач істотно відрізняється від іншого розглянутого типу приладів радіомоніторингу – спектр-аналізатора. Це відмінності за такими параметрами:

- чутливості, скануючий приймач має істотно більш високу чутливість, що дозволяє виділяти корисні радіосигнали на тлі шумів при рівнях сигналів набагато більш низьких, ніж гранично допустимі рівні перешкод;
- вибірковість вхідних ланцюгів і стійкість до перевантажень;
- точності вимірювань частоти і амплітуди сигналів, точність вища ніж у аналізаторів спектра.

З метою подальшого аналізу, розглянемо аналізатор спектру, як пристрій радіомоніторингу.

Аналізатор спектру – це прилад, у класичному варіанті, для вимірювання відносного розподілу енергії електромагнітних коливань у широкому діапазоні частот. Обладнання такого принципу дії використовується для забезпечення швидкого перегляду всього заданого частотного діапазону.

Особливим приладом радіомоніторингу можна вважати аналізатор спектру, що має в своєму складі слідкуючий генератор. Саме такий

аналізатор спектру необхідний для проведення контролю високочастотних імпульсів в радіодіапазоні.

Разом з тим, звичайний аналізатор спектру не є альтернативою стосовно скануючого приймача в комплексах для проведення радіомоніторингу і перевірок на відповідність вимогам електромагнітної сумісності внаслідок обмеженої чутливості, нестабільності діапазону сигналів, а також чутливості до перевантажень.

Є аналізатори спектра з характеристиками подібними скануючим приймачам, але вони не знайшли широкого застосування через велику трудомісткість виготовлення і, як наслідок, високу вартість.

Усунення одного з головних недоліків, зокрема по чутливості до перевантажень, призвело до вдосконалення пристрою (аналізатора спектра) шляхом використання преселектора. Це пристрій, який забезпечує захист вхідних ланцюгів, попереднє посилення сигналів і містить скануючий перенастроюваний фільтр, пов'язаний з місцевим генератором аналізатора спектру. Попереднє підсилювання покращує шумові характеристики аналізатора спектра таким чином, що вони стають еквівалентними характеристиками – характеристиками скануючого приймача. Тому подальшим етапом удосконалення приладів виявлення та аналізу радіосигналів стало застосування слідкуючого генератора. Застосування слідкуючого генератора, тільки спільно з аналізатором спектру, дозволяє без значного збільшення вартості істотно збільшити вимірювальні можливості аналізатора спектра. З допомогою слідкуючого генератора і аналізатора спектра з'являється можливість виконувати обсяг вимірювань, пов'язаних з частотними характеристиками сигналу і перешкод.

Слідкуючий генератор являє собою генератор сигналів, вихідна частота якого пов'язана з частотою вимірювань аналізатора спектру та сканується за одним і тим же законом. Вихідна напруга генератора підтримується постійною з досить високою точністю, зазвичай з відхиленнями меншими  $\pm 1$  дБ у смузі частот від 100 кГц до 1 ГГц [189]. При цьому є можливість

аналізувати амплітудно-частотну характеристику досліджуваних сигналів. Теоретично динамічний діапазон дорівнює динамічному діапазону аналізатора спектра (близько 120 дБ), але на практиці він обмежений через виникнення паразитного зв'язку (наведення в кабельно-фідерній системі).

Виходячи з вищевикладеного, узагальнено можна зробити наступні короткі висновки.

Скануючі приймачі використовуються там, де:

- потрібна висока точність виявлення та вимірювання амплітудно-частотних параметрів радіосигналів;
- для дослідження характеристик електромагнітної сумісності;
- автоматизації вимірів;
- розрахунків характеристик сигналів і електромагнітних полів.

Аналізатор спектра широко використовується, коли необхідно забезпечити швидкий перегляд діапазону частот радіомоніторингу, для аналізу параметрів радіосигналів і для дослідження характеристик радіопристроїв.

Аналіз параметрів радіосигналів, поряд з їх виявленням, становить одну з головних операцій радіомоніторингу. У процесі аналізу оператор або програмне забезпечення вимірюють наступні характеристики виявленого сигналу:

- несучу частоту;
- амплітуду сигналу;
- форму і ширину спектра сигналу;
- параметри модуляції.

Результати цих вимірювань використовуються для перевірки відповідності параметрів радіосигналів встановленим нормам і служать вихідними даними для процедур класифікації та ідентифікації радіосигналів.

Для отримання детальної інформації по всіх радіосигналах, необхідно дослідити їх поведінку в часі і виконати спектральний аналіз (аналіз у



частотній області). Якщо виявлені сигнали модульованні, потрібно визначити вид модуляції і оцінити часові і частотні параметри моделюючих процесів.

Для вимірювання всіх параметрів сигналів використовують систему радіомоніторингу. В класичному варіанті, для аналізу сигналу доводиться використовувати кілька спеціалізованих приладів:

- аналізатори спектру;
- скануючі приймачі;
- та аналізатори модуляції.

Причому, аналізатори спектру, за своєю конструктивною особливістю, поділяються на послідовні та паралельні.

В частотній області для досліджень форми спектру, вимірювання рівнів і несучих частот радіосигналів використовуються, головним чином, послідовні аналізатори спектра. Такий прилад формує спектральну картину послідовно, в процесі перебудови керованого генератора перетворювача частоти та вимірювання рівнів на виході смугового фільтру.

Паралельний аналізатор спектру оцінює весь спектр відразу, оскільки містить групу налаштованих на суміжні частоти смугових фільтрів. Оскільки реалізація аналогової структури такого виду дуже скрутна, на практиці використовується цифровий еквівалент у вигляді швидкого перетворення Фур'є. Обчислюваний пристрій обчислює спектр за допомогою алгоритмів швидкого перетворення Фур'є і виробляє передачу для подальшого аналізу. Такі прилади володіють певними перевагами: більш високою роздільною здатністю і швидкістю роботи, можливістю аналізу імпульсних поодиноких сигналів. Вони здатні визначати не тільки амплітудний, але і фазовий спектри, а також одночасно подавати сигнали у часовій та частотній областях. На жаль, паралельні аналізатори спектру, які використовують алгоритм швидкого перетворення Фур'є, через обмежені можливості аналого-цифрових перетворювачів не знайшли широкого застосування.

Другим приладом застосовуваним, при класичному радіомоніторингу та аналізі радіосигналів, є скануючі приймачі, що володіють більш високою

у порівнянні з аналізатором спектру чутливістю та точністю, наявністю на вході перенастроюваних смугових (преселекторних) фільтрів, які істотно підвищують перешкодозахищеність в умовах щільного завантаження радіодіапазонів, особливо у великих містах.

Скануючі приймачі використовуються для вирішення різних завдань радіомоніторингу, головними з яких є оцінки рівня і частоти радіосигналів. Але скануючий приймач аналіз сигналів в частотній області не проводить через обмежені можливості.

Завершують, класичний варіант аналізу сигналів, аналізатори модуляції. Вони застосовуються для досліджень процесів на виходах стандартних демодуляторів. Вибираючи потрібний тип демодулятора, оператор отримує інформацію про характер і параметри зміни амплітуди, частоти або фази прийнятого сигналу.

Останнім часом, у зв'язку з інтенсивним розвитком систем рухомого та супутникового радіозв'язку і широким впровадженням перспективних цифрових методів модуляції та розділення каналів, вимоги до апаратури аналізу сигналів істотно змінилися. На зміну послідовним аналізаторам спектра та панорамним приймачам з простими АМ- та ЧМ-демодуляторами приходять нові прилади, які здатні ефективно працювати відразу в кількох поданнях радіосигналів: амплітудно-часовій, частотній області та в області моделюючих процесів. Так корпорація Tektronix створила цифрові аналізатори спектра реального часу. Вони дозволяють відслідковувати в реальному масштабі часу швидкі зміни спектру, які використовуються в деяких видах сучасних автоматизованих системах радіомоніторингу. При цьому, поряд зі звичайними спектрами, прилади дозволяють будувати спектрограми, які являють собою безліч спектрів, представлених в різні моменти часу. Крім того в приладах застосована технологія «цифрового фосфору», яка дозволяє на певний час запам'ятовувати спектри та наочно відслідковувати їх зміни в часі [221].

Однак більший інтерес, для завдань спеціалізованого радіомоніторингу, представляють аналізатори спектру компанії Rohde-Schwarz [221], які додатково реалізують режим синхронізації по частотній масці (селективний запуск). У даному режимі аналізатор спектру запускається і проводить вимірювання, якщо спектр досліджуваного сигналу в смузі аналізу відповідає заданим умовам. Наприклад: один зі спектральних компонентів на заданій частоті перевищує встановлений рівень. Цей режим корисний при спостереженні спектрів сигналів бездротового зв'язку, коли можливо виділити необхідні для вивчення несучий або пілот-сигнали.

Наступним етапом розвитку приладів радіомоніторингу слід вважати векторні аналізатори.

Процес вимірювань параметрів сигналу цифрових векторних аналізаторів складається з двох етапів: реєстрації та обробки. На першому етапі аналізатор виділяє, перетворює в цифрову форму і поміщає в пам'ять реалізацію комплексної огинаючої сигналу заданої тривалості. На другому етапі отримані дані обробляються і готуються до відображення. Обробка (наприклад: обчислення спектру) поточної реалізації може виконуватися паралельно з процесом реєстрації наступної. Якщо час обчислення і передачі результатів споживачеві менше тривалості окремої реалізації, аналіз буде виконуватися без пропусків в реальному часі. Такий режим використовується для безперервного відображення і демодуляції стаціонарних процесів. В деяких випадках, наприклад при аналізі імпульсних одноразових сигналів в пам'яті реєструються лише окремі тимчасові фрагменти, обробка яких може займати значний час. У цьому режимі вдається істотно розширити смугу аналізованих частот, причому тривалість досліджуваного фрагмента буде визначатися ємністю пам'яті цифрового перетворювача сигналів [222,235].

Перелічимо основні особливості, що виділяють векторні аналізатори серед традиційних приладів для досліджень параметрів радіосигналів:

- На відміну від вимірювачів, які оперують зі скалярними (одновимірними) процесами, векторний аналізатор обробляє комплексні

огиначаючи, що представляють амплітуду і фазу сигналу. Це дозволяє досліджувати амплітудні та фазові спектри, а також одночасно виділяти амплітуду, фазу і частоту сигналу та показувати їх у вигляді спектральних, часових або векторних діаграм.

- Завдяки цифровій реєстрації векторний аналізатор виконує паралельний аналіз спектра в реальному часі без втрат інформації, характерних для послідовних аналізаторів спектру, а також представляє вхідний радіосигнал одночасно у часовій та частотній області. Цифрова реєстрація і зберігання в пам'яті наступних один за одним реалізацій радіосигналу надає унікальні можливості в частині виявлення та дослідження характеристик нестационарних, імпульсних і одноразових радіосигналів в режимі спектрального аналізу з "часовою селекцією".

Отже, з проведеного аналізу можна зробити висновок, що на сьогоднішній день не існує одного універсального пристрою для аналізу радіосигналів, особливо для аналізу з метою вирішення завдання пошукового радіоконтролю. Тому потрібно цей недолік компенсувати за рахунок використання математичного апарату обчислювальних комплексів, тобто апаратно-програмним комплексом.

#### **2.4. Математичні моделі перетворення безперервних сигналів у цифровий вид**

У рамках дослідження будемо вважати, що дискретними є повідомлення, утворені з окремих елементів, які приймають кінцеве число різних значень, тобто дискретне повідомлення являє собою послідовність елементів, кожен з яких може приймати лише кінцеве число різних значень. Дискретне повідомлення є цифровим якщо кожному його елементу (або комбінації елементів) приписують певне цифрове значення.

У багатьох випадках дискретні повідомлення є результатом перетворення безперервної (аналогової) інформації в цифрову. Тобто

дискретні сигнали можуть бути як первинними також і вторинними, отриманими з безперервних сигналів. Слід зазначити, що для перетворення безперервних сигналів в цифрову форму необхідно виконати наступні операції:

- дискретизації повідомлення за часом;
- дискретизації за рівнем;
- перетворення повідомлень, дискретизованих за рівнем і за часом, в послідовність чисел, відображених у вигляді кодових комбінацій.

Зважаючи на важливість цього питання для виявлення ймовірних цифрових сигналів, розглянемо операції перетворення більш детально.

Дискретизація за часом, полягає в тому, що безперервний сигнал замінюється послідовністю його миттєвих значень, узятих в дискретних точках часу. При такій заміні виключаються всі безліч значень функції, що знаходяться всередині інтервалів часу. Математично цей процес можна описати рівнянням:

$$a_D(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k\Delta t), \quad (2.1)$$

де:  $\delta$  – функція одиничних імпульсних функцій, які прямують через інтервали  $\Delta t$ .

Використовуючи перетворення Фур'є, отримаємо:

$$A_D(f) = \frac{1}{\Delta t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{\Delta t}\right), \quad k \in [-\infty, \infty]. \quad (2.2)$$

Як видно, вираз (2.2) являє собою періодичну послідовність  $\delta$  функцій, які прямують через частотні інтервали  $\Delta f = \frac{1}{\Delta t}$ .

З огляду на властивість функції  $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\xi - \xi_0) = 1$ , підставляючи його в вирази (2.1) отримуємо значення 1, а підставляючи у вираз (2.2) отримуємо  $\frac{1}{\Delta t}$ .

Дискретизація безперервної функції часу з математичної точки зору являє собою множення цієї функції на функцію, що визначається виразом (2.1):

$$x_D(t) = x(t) a_D(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - k\Delta t). \quad (2.3)$$

Відповідно до фільтруючим властивістю функції  $\delta$ , яке можна виразити співвідношенням:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(\xi) \delta(\xi - \xi_0) d\xi = x(\xi_0). \quad (2.4)$$

Маємо:

$$x(t) \delta(t - k\Delta t) = x(k\Delta t) \delta(t - k\Delta t). \quad (2.5)$$

Вираз (2.5) означає що множення функції на одиничний імпульс призводить до того, що площа цього імпульсу стає рівною замість одиниці значення самої функції в момент часу  $t = k\Delta t$ .

Підставами вираз (2.5) у вираз (2.3) отримаємо:

$$x_D(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} x(k\Delta t) \delta(t - kt). \quad (2.6)$$

Вираз (2.6) показує, що дискретизація приводить до утворення періодичної послідовності імпульсів  $\delta$ , амплітуда яких дорівнює миттєвому значенню сигналу в момент часу  $t = k\Delta t$ , в моменти взяття відліків. Однак на

практиці реалізувати функцію неможливо. Тому її замінюють коротким прямокутним імпульсом тривалістю  $\tau$ .

Якщо вибрати величину  $\tau$  так щоб забезпечувалося  $\frac{\tau}{\Delta t} \ll 1$ ,

утворюється послідовність коротких імпульсів, амплітуди яких пропорційні миттєвим значенням сигналу. Це перетворення часто називають імпульсним перетворенням безперервного сигналу.

Під час вирішення задачі дискретизації (імпульсного перетворення сигналу) виникає три основних питання:

- 1) з яких міркувань необхідно вибирати інтервал дискретизації?
- 2) яка точність заміни безперервного сигналу послідовністю його відліків?
- 3) який максимально допустимий інтервал дискретизації  $\Delta t$ , при якому ще можливо відновити (за необхідності) безперервний сигнал.

Очевидно, що чим більше  $\Delta t$ , тим більша ймовірність втрати частини сигналу, чим менше інтервал тим точніша дискретизація. Але виникають труднощі з обчисленнями.

Таким чином завдання дискретизації або перетворення безперервного сигналу в цифровий вигляд не має однозначного вирішення, а вибір частоти дискретизації є одним з важливих питань в цифровій обробки сигналів.

Складність завдання вибору частоти дискретизації або в загальному випадку інтервалу дискретизації, полягає в тому, що необхідно враховувати властивості безперервних повідомлень та спосіб відновлення цих повідомлень з необхідною точністю.

Першим етапом вирішення проблеми є вибір моделі безперервного сигналу, що представляє собою деяку математичну ідеалізацію таких сигналів. Щоб не ускладнювати завдання в моделі необхідно зберегти лише ті характерні особливості сигналу, які мають найбільш істотне значення для розглянутих задач.

Безперервні реальні сигнали, з математичної точки зору, необхідно розглядати як реалізації деякого нестационарного випадкового процесу. Однак такі моделі дуже складні, як в реалізації, так і в обчислювальних процесах.

Практичні роботи по збору статистичних характеристик, показали, що сигнали змінюються помітно тільки на коротких інтервалах часу, а на всьому розглянутому інтервалі змінюються незначно. Отже, можна реальний сигнал розглядати як частково-стаціонарний. Це дозволяє в багатьох випадках імпульсного перетворення користуватися теорією стаціонарних випадкових процесів.

Сигнали засобів негласного знімання інформації в більшості випадків носять ергодичний характер. Реальні процеси, тим більш сигнали мають кінцеву протяжність в часі, тому властивість ергодичності порушується. Тому при складанні моделі доцільно прийняти:

$$T_s \Delta F_s \gg 1, \quad (2.7)$$

де:  $T_s$  – тривалість процесу,

$\Delta F_s$  - ширина енергетичного спектра.

Фізично нерівність (2.7) означає, що безперервне повідомлення за час  $T_s$  має багато раз міняти знак похідної. Якщо уявити реальний сигнал у вигляді частково-стаціонарного сигналу, тоді умова (2.7) має виконуватися для кожного інтервалу, що входить до складу загального діапазону сигналу.

Для характеристики випадкового стаціонарного процесу  $x(t)$ , обраного в якості моделі сигналу, необхідно знати його багатовимірну спектральну щільність розподілу. Ця функція невідома, тому сигнал, зазвичай характеризують енергетичним спектром  $F_x(\omega)$  або кореляційної функцією  $\varphi_x(\tau)$ .

Слід зазначити, що спектральна функція є функція парна:



$$F_x(-\omega) = F_x(\omega). \quad (2.8)$$

Виходячи з чого будемо використовувати тільки односторонній спектр.

Спектральна функція може бути виражена через спектр тимчасового процесу.

Якщо амплітуда спектра одного сигналу  $x(t)$  на інтервалі  $T_s$  дорівнює  $A_x(\omega)$ , можна записати:

$$F_x(\omega) = \lim_{T_s \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{T_s} (A_x^2(\omega)) \right), \quad (2.9)$$

де:  $A_x(\omega)$ - величина амплітудного спектра, усереднена по безлічі реалізацій.

Сигнал роботи засоби негласного знімання інформації носить квазістаціонарний характер, рівняння (2.9) показує, що при кінцевій довжині сигналу спектр сигналу стає наближеним, однак з огляду на вираз (2.7) цим можна знехтувати.

На процес пошуку можуть бути накладені такі обмеження.

1. Кінцеве значення середньої потужності сигналу:

$$P_x = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x^2(t) dt < \infty. \quad (2.10)$$

Для стаціонарного ергодичного сигналу рівняння набуде вигляду:

$$P_x = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} F_x(\omega) d\omega. \quad (2.11)$$

2. Кінцева шкала миттєвих значень:

$$\max |x(t)| \leq X_m. \quad (2.12)$$

### 3. Обмеження енергетичного спектра по частоті.

Суть цього припущення полягає в тому, що при збільшенні частоти зменшується спектральна щільність сигналу, а так як реальний сигнал завжди з перешкодою, то настає момент, коли спектри сигналу і перешкоди співмірні, тобто подальше обчислення спектра не принесе додаткової інформації про сигнал.

Середньоквадратична помилка, пов'язана з обмеженням енергетичного спектра матиме вигляд:

$$\delta_F^2 = \int_{\omega_{ogr}}^{\infty} F_x(\omega) d\omega / \int_0^{\infty} F_x(\omega) d\omega = \frac{\Delta P_x}{P_x} = \frac{\Delta E_x}{E_x}. \quad (2.13)$$

Вираз показує, що середньоквадратична помилка, пов'язана з обмеженням по частоті, дорівнює середньої потужності відкинutoї частини спектра до середньої потужності всього спектру.

Узагальнюючи вищевикладене, вибираємо модель випадкових квазістійких сигналів  $x(t)$ , що мають кінцеву протяжність у часі і обмежений спектр, що задовольняє умовам (2.10) – (2.12).

З огляду на те, що перетворення Фур'є не може бути реалізовано одночасно за часом і спектром, приходимо до висновку, що прийнята модель з математичної точки зору є некоректною.

Однак численні дослідження показали, що при певному виборі частоти, похибки обчислення спектра цілком припустимі. Тому в якості базової моделі запропонована модель отримала досить широке поширення.

Визначимо гранично допустиму частоту або інтервал дискретизації, при якому можливо відновити сигнал.

Проблема граничної дискретизації складна і не дивлячись на значну кількість досліджень, далека від завершення.

В даний час найбільш розробленою і широко вживаною моделлю граничної дискретизації сигналів є дискретизація, заснована на теоремі Котельникова.

Теорема Котельникова для відомої однієї реалізації  $x(t)$  квазістійкого випадкового процесу, відповідного сукупності можливих безперервних сигналів, як би складно ця реалізація не виглядала, вона являє собою деяку не випадкову (детерміновану) функцію часу.

Тоді користуючись перетворенням Фур'є, можна знайти амплітудний комплексний спектр:

$$x(t) \Leftrightarrow A_x(j\omega) = A_x(\omega)e^{j\varphi\omega} = \int_0^{T_s} x(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (2.14)$$

В цілому для такої моделі вірна наступна теорема:

- якщо безперервна функція часу  $x(t)$  має спектр, обмежений смугою частот від нуля до  $F_{ogr}$ , то ця функція повністю визначається послідовністю своїх миттєвих значень, узятих в моменти часу відлічувані через інтервали  $\Delta t = \frac{1}{2F_{ogr}}$ , це і є теорема Котельникова (Найквіста-Шеннона).

Ця теорема доведена тому напишемо відразу кінцеве її вираження:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta t) \frac{\sin \omega_{ogr}(t - k\Delta t)}{\omega_{ogr}(t - k\Delta t)}, \quad \Delta t = \frac{1}{2F_{org}} = \frac{\pi}{\omega_{org}}. \quad (2.15)$$

Розкладання безперервної функції часу  $x(t)$  в ряд виду (2.15) це і є основне рівняння перетворення безперервного сигналу в дискретний (цифровий). У цьому розкладанні значення  $x(k\Delta t)$  в дискретних точках часу

можна розглядати як координати  $x_k$ , функції виду  $\frac{\sin \omega_{ogr}(t - k\Delta t)}{\omega_{ogr}(t - k\Delta t)}$  як базисні функції  $\psi_k(t)$  тоді вираз (2.15) набуде вигляду, окремого випадку розкладання Фур'є:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \psi_k(t). \quad (2.16)$$

Якщо у сигналу тривалістю  $T_s$  обмежити спектр на частоті  $F_{ogr}$ , то відповідно до теореми Котельникова можна утворити число відліків:

$$m = \frac{T_s}{\Delta t} = 2F_{ogr}T_s. \quad (2.17)$$

У виразі (2.17)  $m$  завжди ціле число, тому це число відліків і друге з огляду на те що  $m \gg 1$ , нехтуємо одиницею, яка повинна бути в якості додавання до обох складових в вираженні (2.17). У цьому випадку ряд (2.16) буде містити кінцеве число членів і, отже, уявлення безперервної функції буде неточним:

$$x(t) \approx \hat{x}(t) = \sum_{k=-\frac{m}{2}}^{\frac{m}{2}} x_k \psi_k(t). \quad (2.18)$$

Наближеність цього виразу проявляється в тому, що при кінцевому числі членів ряду їх сума точно збігається з миттєвими значеннями функції  $x(t)$  не на всьому інтервалі  $T_s$ , а тільки в точках відліків. В інтервалі між точками відліків значення функції  $x(t)$  і функції  $\hat{x}(t)$  наближення не співпадатиме, з'являється похибка. Зменшенні похибки можливо за рахунок збільшення членів ряду (числа відліків).

Середньоквадратичне значення помилки при цьому буде обчислюватися за формулою:

$$\delta_T^2 = \frac{\int_0^{T_s} (x(t) - \hat{x}(t))^2 dt}{\int_0^{T_s} x^2(t) dt} = \frac{\int_0^{T_s} \varepsilon_T^2(t) dt}{E_x}, \quad (2.19)$$

де:  $E_x$  - енергія неперервного сигналу;

$\varepsilon_T$  - погрішність (різниця функцій  $x(t)$  та функції  $\hat{x}(t)$ ).

Таким чином, дискретизація безперервного сигналу відповідно до теореми Котельникова пов'язана з помилкою, яка складається з двох складових: одна пов'язана з обмеженим спектром, друга з урахуванням кінцевого числа членів ряду розкладання:

$$\delta_D^2 = \delta_T^2 + \delta_F^2 \geq 2\delta_F^2 = \frac{2}{E_x} \int_{\omega_{ogr}}^{\infty} G(\omega) d\omega = \frac{2\Delta E_x}{E_x}. \quad (2.20)$$

В цілому, при завданні пошуку засобів негласного знімання інформації кожен безперервний радіосигнал потрібно розглядати як одну з реалізацій, що належить до нескінченної можливості реалізацій деякого випадкового процесу. Миттєві значення цього процесу можуть бути будь-якими в межах деякого діапазону  $[x_{max}, x_{min}]$ , що визначається фізичними обмеженнями, в нашому випадку діапазоном сканування радіодіапазону. Цей діапазон прийнято називати безперервної шкалою миттєвих значень сигналів. Дискретизація за рівнем носить назву квантування. Причому, в реальних умовах через вплив шумів, перешкод та інших факторів, як зазначалося вище, до сигналу додається помилка. Причому помилка носить випадковий характер. Вищевикладене можна описати як:

$$x_{kv}(t) = x(t) + \varepsilon_{kv}(t). \quad (2.21)$$

Помилка квантування є випадковий процес, кількісна її оцінка визначається виразом:

$$\delta_{kv} = \sqrt{\varepsilon_{kv}^2(t)} / \sqrt{x^2(t)}, \quad (2.22)$$

де:  $\varepsilon_{kv}^2(t)$  – середній квадрат помилки,

$x^2(t)$  – середній квадрат квантуючого сигналу.

В результаті дискретизації за часом та за рівнем безперервний випадковий процес, який є математичною моделлю безперервних сигналів, замінюється дискретним випадковим сигналом.

Все вищевикладене і є перетворення безперервних випадкових сигналів в цифрову форму.

Відсутньою ланкою в цьому є тільки вибір зручної системи відліку.

При виборі системи відліку необхідно враховувати простоту, економічність і зручність реалізації.

Наприклад, нехай для надання сигналів ЗНОІ використовується система з основою  $n$  і числом розрядів  $m$ . Тоді кількість елементів, які використовуються в даній системі при записи імпульсів, так само:

$$\mathcal{G} = mn. \quad (2.23)$$

Максимальне число імпульсів, що може бути записано в такій системі визначається виразом:

$$\max N(n) = n^m - 1. \quad (2.24)$$

Вирішуючи рівняння (2.24) отримуємо:

$$m = \frac{\ln(\max N(n) + 1)}{\ln n}. \quad (2.25)$$

Підставляючи в (2.25) вираз (2.23) отримуємо:

$$\mathcal{G} = \frac{n}{\ln n} \ln(\max N(n) + 1). \quad (2.26)$$

Знаходимо мінімальне значення  $\mathcal{G}$  з виразу (2.26), яке покаже мінімальне значення для запису імпульсу  $\max N$ .

$$\frac{d\mathcal{G}}{dn} = \ln(\max N + 1) \frac{\ln n - 1}{(\ln n)^2} = 0. \quad (2.27)$$

З рівняння (2.27) випливає, що оптимальною системою числення, при якій потрібно мінімальна кількість елементів запису імпульсів, є система з основою:

$$n = n_{opt} = e \approx 2,72. \quad (2.28)$$

Аналізуючи отримані результати, бачимо, що оптимальним є потрійна система. Але з точки зору швидкості і надійності найбільше застосування знаходить двійкова система.

В якості підтвердження вищевикладеного проведемо розрахунки для різних чисел. Дані розрахунків наведено в таблиці 2.1:

Таблиця 2.1

Таблиця визначення оптимальної системи числення

$n$	2	2,72	3	4	10
$\frac{n}{\ln n}$	2,88	2,72	2,73	2,88	4,3
$\frac{\mathcal{G}}{\mathcal{G}_{opt}}$	1,06	1	1,006	1,42	1,58

Як видно з отриманих результатів, наведених в таблиці 2.1, оптимальним є число  $e$ , але так як воно не ціле число, а число як доведено вище повинно бути цілим числом вибираємо найближчі цілі числа. Подальший вибір робиться на підставі не математичних, а конструкторських (технологічних) рішень.

Спираючись на вищевикладене, робимо висновок, що будь-який сигнал, будь-якого виду можна перетворити в дискретний сигнал, або іншими словами, у цифровий сигнал. Тобто, задача пошуку засобів негласного знімання інформації зводяться до пошуку дискретного (цифрового сигналу), який потрібно визначити на фоні легальних сигналів радіодіапазону. Для цього необхідно дискретний сигнал перетворити у сигнал зручний для подальшого аналізу обчислювальний технікою.

### **Удосконалення методу перетворення сигналу**

Швидкі алгоритми грають важливу роль при обробці дискретних періодичних сигналів. Найбільш популярним є швидке перетворення Фур'є (ШПФ). Відзначимо, що теорія ШПФ далеко не проста, класичними працями по ШПФ стали книги Макклеллана і Райдера, Блейхута, Нуссбаумера. Ключовою роботою в теорії ШПФ стала робота Кулі та Тьюки. З того часу інтерес до ШПФ не згасає. У відомому оглядовому звіті Барраса 1997 згадується понад 3400 робіт по ШПФ. Велика частина з них – це роботи, пов'язані з обчислювальними аспектами ШПФ і питаннями реалізації ШПФ на різних ЕОМ.

Питання про швидкодію стоїть дуже гостро у зв'язку з обробкою сигналів у реальному часі, а перетворення Фур'є, ШПФ є базовою операцією для інших алгоритмів, і швидкодія системи в цілому сильно залежить від ефективної реалізації ШПФ. Питання швидкодії в роботі автоматизованого пошукового комплексу (АПК) засобів негласного отримання інформації



(ЗНОІ) є одним з визначальних, тому що процес пошуку ЗНОІ відбувається в реальному часі.

З огляду на те що процес пошуку ЗНОІ відбувається в реальному часі, ефективність АПК напряду залежить від швидкого і високоякісного перетворення вхідного аналогового сигналу в цифровий вигляд, від зручний для аналізу програмними засобами АПК.

Аналіз Фур'є закладає основи багатьох методів, що застосовуються в області цифрової обробки сигналів (ЦОС). Перетворення Фур'є дозволяє зіставити безперервному сигналу, його еквівалентне представлення в частотній області. Треба звернути увагу на те, що реально існують кілька варіантів перетворень Фур'є. Головним варіантом цифрової обробки сигналів є швидке перетворення Фур'є, яке оперує дискретною за часом вибіркою періодичного сигналу у часовій області.

Фундаментальне рівняння для отримання  $N$ -точкового ШПФ виглядає наступним чином:

$$X(k) = 1/N \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi kn/N} = 1/N \sum_{n=0}^{N-1} x(n)[\cos(2\pi k/N) - j\sin(2\pi k/N)], \quad (2.29)$$

де:  $X_k$  – являє собою частотний вихід ШПФ в  $k$ -ій точці спектра,

$k$  – знаходиться в діапазоні від 0 до  $N-1$ ,

$N$  – становити собою число відділків при обчисленні ШПФ.

Незважаючи на те, що ефективні алгоритми ШПФ існують для практично будь-яких довжин періодів, довжина, рівного ступеню двійки, залишається найпопулярнішою через максимальної продуктивності.

Основне призначення перетворення Фур'є – виділити частоти регулярних складових сигнал з сигналу з шумами. Що стосується завдання пошуку ЗНОІ, то це завдання виявити сигнал ЗНОІ. Причому, як викладалось у літературі, сигнал ЗНОІ маскується різними шумами.

Розглянемо, на першому етапі, варіант виділення сигналу передбачуваної ЗНОІ, якщо вона представлена звичайним періодичним сигналом, потім проаналізуємо режим її роботи якщо розробник спробував приховати її методом зашумлення (для наочності ми взяли в якості зашумлення – вектор, значення елементів яких є випадковими рівномірно розподіленими).

Отримані в результаті моделювання графіки представлені на малюнках. На рис. 2.1. На верхньому графіку представлений заданий періодичний радіосигнал, на нижньому цей же радіосигнал з зашумленням.

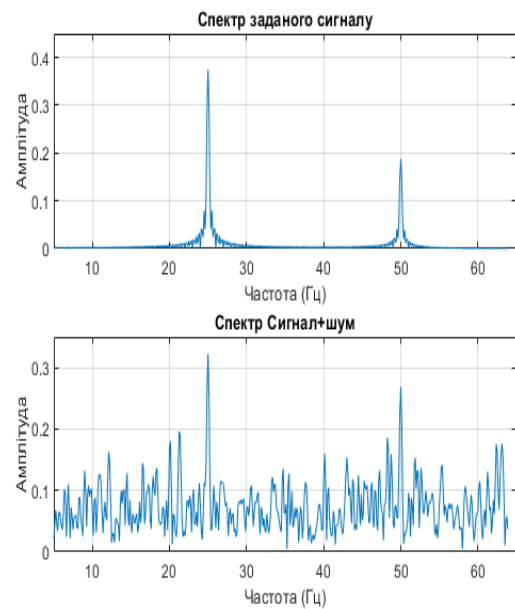
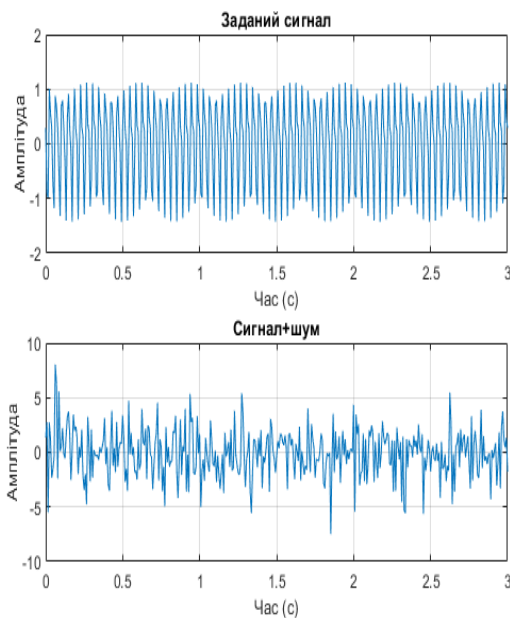


Рис. 2.1. Графік заданого сигналу та цей же сигнал та зашумлення. Рис. 2.2. Спектри заданого сигналу та сигналу з зашумленням.

На рис. 2.2 відповідно представлені спектри обох сигналів, на верхньому графіку – періодичного сигналу з частотами 25 Гц і 50 Гц, на нижньому графіку – представлений спектр цього ж сигналу з зашумленням.

Як видно з аналізу цих графіків рис. 2.2, ШПФ – відмінно виділяє частоти регулярних складових сигналу з сигналів з шумами. Тобто, дуже добре справляється із завданням виявлення ЗНОІ (стаціонарний сигнал ЗНОІ) навіть при спробі приховати її роботи випадковим шумом. Однак якщо

повторити ці обчислення для нестандартного сигналу роботи ЗНОІ, припустимо для сигналу з лінійною модуляцією. Припустимо, відбувається зміна частоті від часу. Це один з можливих варіантів роботи ЗНОІ. Отримаємо результати представлені на рис. 2.3.

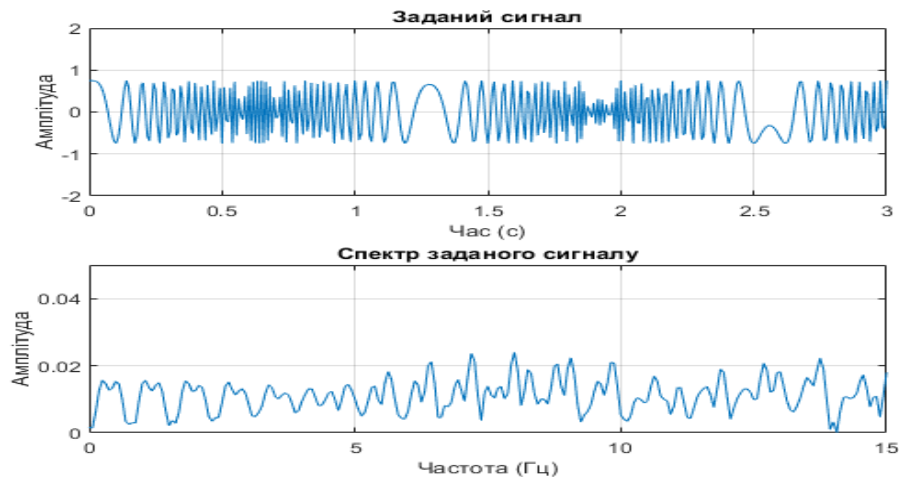


Рис.2.3. Графік нестандартного сигналу та його спектр, отриманий ШПФ

Проводячи аналіз спектра нестандартного сигналу представленого на рис. 2.3 бачимо, що ШПФ не виділила реальну несучу частоту сигналу. Тобто, якщо ЗНОІ «зашумить» нестандартним сигналом, ми не зможемо визначити її частоту та відповідно виявити її.

Якщо провести спектральний аналіз стаціонарного сигналу, який складається з суми кількох стаціонарних сигналів з різною частотою (до прикладу двох або трьох синусоїд (косинусоїд)) (рис. 2.4) та аналогічний спектральний аналіз нестационарного сигналу що складається з цих же функцій (рис. 2.5) то отримаємо практично однаковий спектр — абсолютно різних сигналів (рис. 2.6 та рис. 2.7).

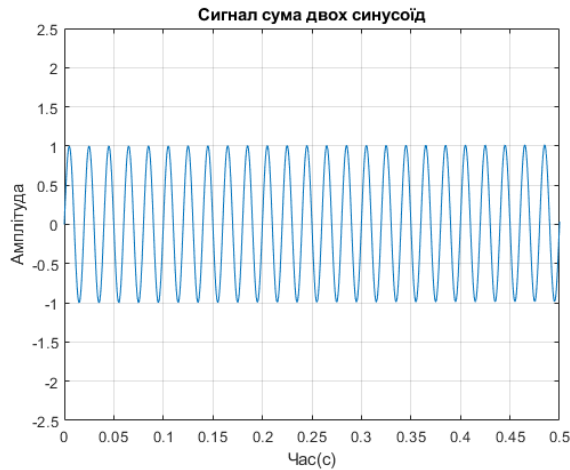


Рис. 2.4. Заданий сигнал –  
сума двох синусоїд

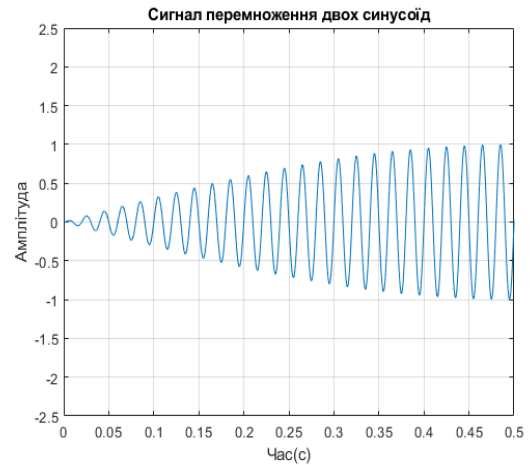


Рис. 2.5. Заданий сигнал –  
перемноження двох синусоїд

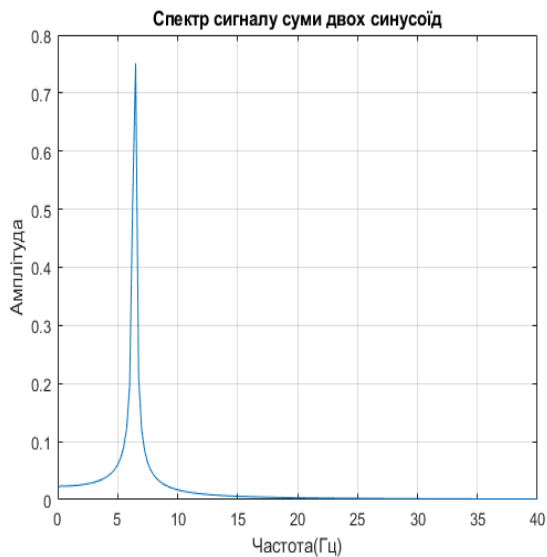


Рис. 2.6. Спектр сигналу – сума  
двох синусоїд

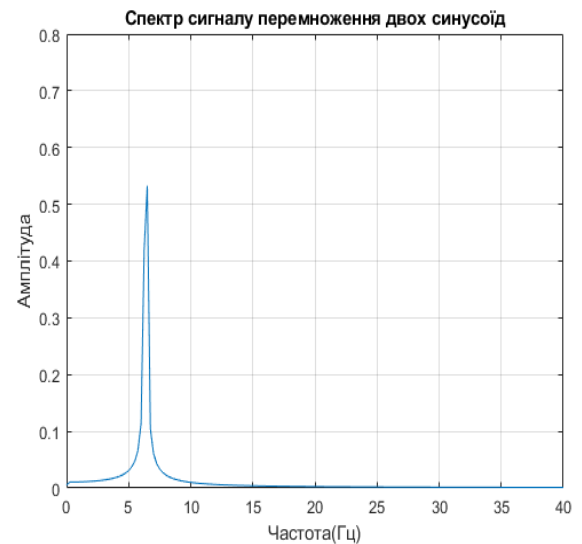


Рис. 2.7. Спектр сигналу –  
перемноження двох синусоїд

Звідси випливає наступний висновок, що ШПФ показує загальні відомості про частоти досліджуваного сигналу та не дає уявлення про локальні властивості сигналу при швидких тимчасових змінах його спектрального складу. ШПФ не може аналізувати частотні характеристики сигналу в довільні моменти часу.

Спираючись на результати проведеного моделювання можна зробити узагальнені висновки:

1. ШПФ дає частотну інформацію, що міститься в сигналі та не дозволяє визначити момент часу виникнення і закінчення цієї частоти.

2. Обмежена інформативність аналізу нестационарних сигналів і практично повна відсутність можливостей аналізу їх особливостей.

3. Гармонійні базисні функції розкладання не здатні показувати перепади сигналів з нескінченною крутизною, тому що для цього потрібно нескінченно велика кількість членів ряду. При обмеженні числа членів ряду Фур'є в околицях стрибків і розривів при відновленні сигналу виникає ефект Гіббса.

4. Перетворення Фур'є показує загальні відомості про частоти досліджуваного сигналу і не дає уявлення про локальні властивості сигналу при швидких тимчасових змінах його спектрального складу. Перетворення Фур'є не має можливості аналізувати частотні характеристики сигналу в довільні моменти часу.

Отримані результати свідчать, що ШПФ не підходить для аналізу радіосигналів з метою визначення сучасних ЗНОІ, ЗНОІ працюючих на принципі нестационарних сигналів, а також для аналізу радіодіапазону зашумленого нестационарними сигналами.

З метою усунення перерахованих вище недоліків було застосовано так зване «віконне перетворення».

## **2.5. Удосконалення класичної методики перетворення сигналів**

Одним з основних методів удосконалення ШПФ є «віконне перетворення» Фур'є. Так зване «віконне перетворення» Фур'є, полягає в розбитті сигналу на часові ділянки.

Розглянемо практичне застосування віконного перетворення, для цього візьмемо сигнал перемноження двох синусоїд (рис. 2.8), додаємо до сигналу білий шум і зробимо віконне перетворення Фур'є (рис. 2.9 – 2.16):

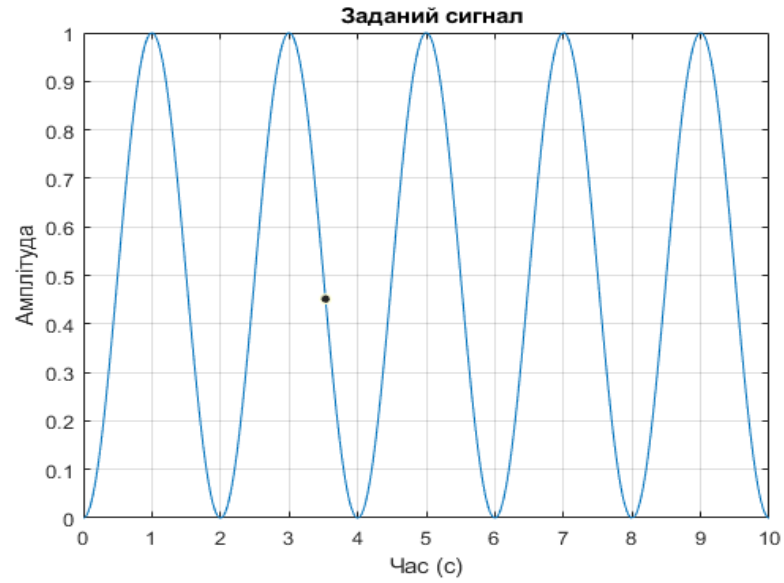


Рис. 2.8. Заданий сигнал перемноження двох синусоїд

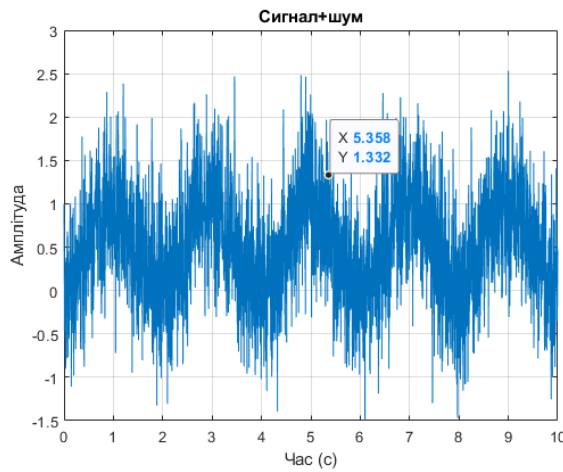
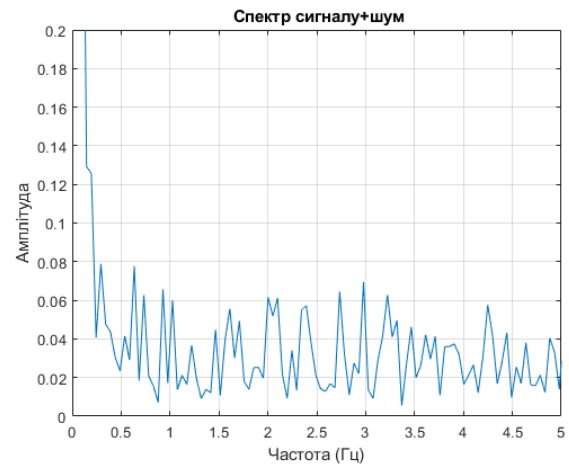
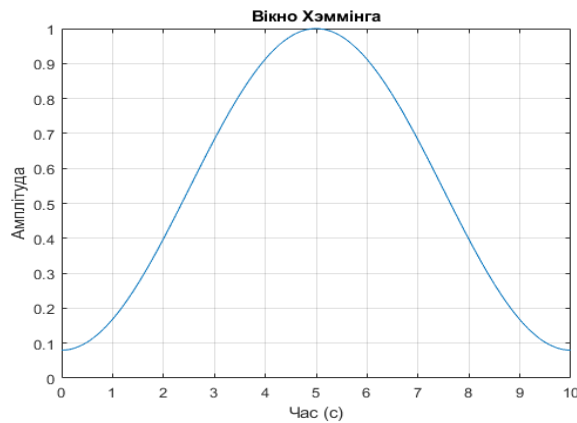
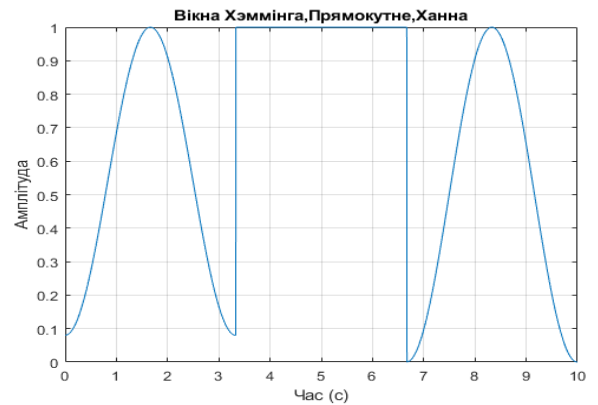
Рис. 2.9. Заданий сигнал  
із зашумленням.Рис. 2.10. Спектр заданого сигналу  
із зашумленням.

Рис. 2.11. Вікно Хеммінга

Рис. 2.12. Вікна Хеммінга,  
прямокутне та Ханна

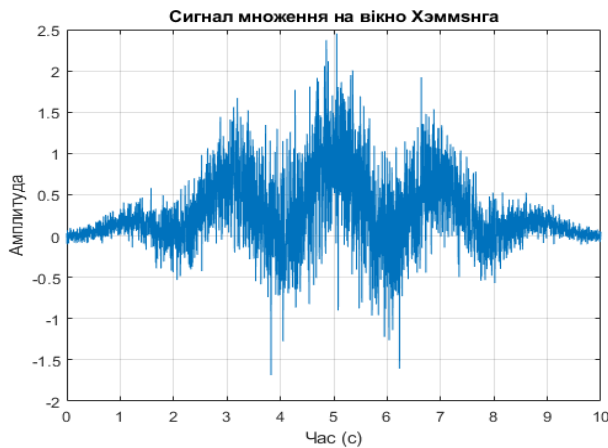


Рис. 2.13. Перетворення заданого сигналу з зашумленням – вікном Хеммінга

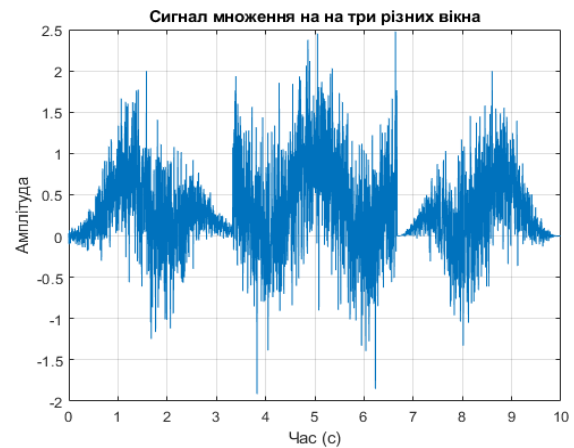


Рис. 2.14. Перетворення заданого сигналу з зашумленням – вікном Хеммінга, прямокутним та Ханна

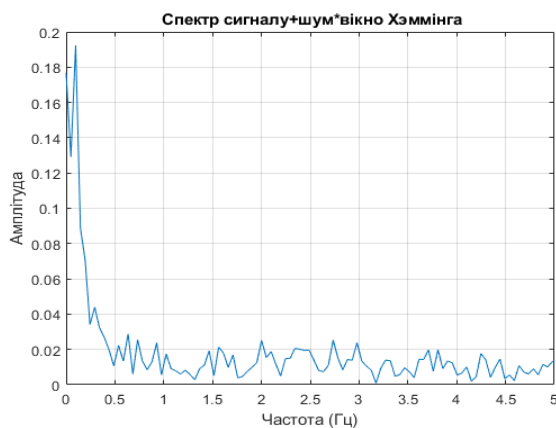


Рис. 2.15. Спектр заданого сигналу з зашумленням після віконного перетворення Фур'є

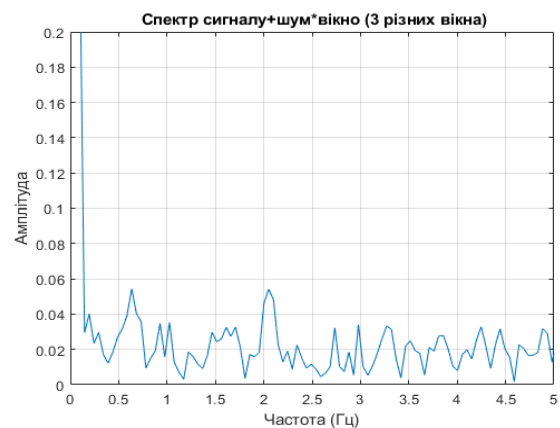


Рис. 2.16. Спектр заданого сигналу з зашумленням після віконного перетворення Фур'є (3 різних вікна)

З отриманих результатів бачимо, що віконне перетворення обмежує сигнал по величині, а також зменшує амплітуду граничних значень сигналу.

Зменшення амплітуди граничних значень сигналу дуже важливо при подальшому перетворенні заданого сигналу [192]. Факт зменшення амплітуди граничних значень сигналу безпосередньо залежить від вибору віконної функції

Вибір віконної функції є одним з важливих критеріїв в цифровій обробці сигналу [194], тому що обмеження які накладають на сигнал віконні

функції можуть приховати або точніше не розпізнати необхідний сигнал ЗНОІ.

Вибір віконної функції доцільно проводити за двома параметрами:

- динамічному діапазону сигналу;
- ширині вікна або так званого діапазону вибірки сигналу.

При пошуку ЗНОІ динамічний діапазон невідомий, виходячи з чого, пропонується визначати його з можливостей вхідного пристрою автоматизованого пошукового комплексу (АПК), яке виконує функцію аналогової цифровій обробки вхідного сигналу. Динамічний діапазон в такому випадку розраховується за формулою:

$$D = 20 \cdot \log_{10} 2^B = B \cdot 20 \cdot \log_{10} 2 = B \cdot 6.02, \quad (2.30)$$

де:  $D$  – динамічний діапазон в децибелах;

$B$  – кількість розрядів вхідного пристрою АПК.

Для подальших розрахунків нам знадобляться дані віконних функцій, вони наведені в табл.2.2.

Таблиця 2.2

Властивості деяких віконних функцій

Найменування вікна	$\Delta F_0$	$D$ , дБ
Вікно Хемминга (Hamming window)	4	-42
Вікно Блэкмана (Blackman window)	6	-58
Вікно Блэкмана — Харриса (Blackman–Harris window)	8	-92
Вікно Наталла (Nuttall window)	8	-93
Вікно Блэкмана — Наталла (Blackman–Nuttall window)	8	-98
Вікно Flat top window	10	-69



Для прикладу візьмемо вхідний 16-ти розрядний пристрій. Тоді, згідно запропонованої методики, потрібно вибирати таку віконну функцію у якій рівень бічних пелюсток був би менше динамічного діапазону сигналу. Тобто при  $D = 16 \times 6,02 = 96,3$  дБ, треба вибирати вікно Блекмана – Наталля (Див табл.2.1.).

Надалі, згідно методики вибору вікна, потрібно забезпечення необхідного дозволу по частоті, для цього потрібно проводити розрахунки згідно формули (2.31):

$$N > \Delta F_0 \cdot \frac{F_s}{df}, \quad (2.31)$$

де:  $N$  – кількість вибірки відділків сигналу;

$\Delta F_0$  – нормована ширина головної пелюстки АЧХ віконних функцій по нульовому рівню, вибирається для конкретної віконної функції згідно табл.2.2;

$F_s$  – частота дискретизації;

$df$  – дозвіл – який нам потрібен.

Для прикладу задаємо дозвіл  $df = 2$  Гц, при частоті дискретизації  $F_s = 2$  кГц для вікна Блекмана – Наталля (дані для вікна наведені в табл.2.2),

Отримуємо  $N > 8000$ , тобто для забезпечення необхідного або заданого дозволу необхідно забезпечити вибірку відділків сигналу понад 8000.

Згідно запропонованій методиці, для 16-ти розрядного вхідного пристрою з дозволом 2 Гц, потрібно вибирати вікно Блекмана – Наталля з вибіркою сигналу більш за 8000.

Аналізуючи вираз (2.31) бачимо, що при фіксованій частоті дискретизації, для збільшення роздільною здатності, необхідно збільшувати вибірку сигналу, що у свою чергу призводить до збільшення часу обробки радіосигналу.

Виходячи з вищевикладеного приходимо до висновку, що перетворення радіосигналу за допомогою віконного перетворення Фур'є (далі

ВПФ), усуває недоліки перетворення ШПФ. Тобто аналіз вже відбувається не у частотній, а частотно-часовій області. Тому сигнал вже розбивається на тимчасові інтервали-вікна. Однак, основною проблемою в ВПФ залишається те, що при отриманні частотно-часової характеристики сигналу з'являється так званий принцип невизначеності Гейзенберга, який виникає для параметрів часу і частоти сигналу. В основі принципу невизначеності лежить той факт, що неможливо сказати точно яка частота присутня в радіосигналі в даний момент часу (можна говорити тільки про діапазон частот) і неможливо сказати в який точно момент часу частота присутня в радіосигналі (можна говорити лише про період часу) [113]. При цьому можливість виявити сигнал цифрового ЗНОІ яка передає сигнал в імпульсному режимі, в короткий проміжок часу стає дуже проблематичною.

Як зазначалося вище, можливо добитися необхідної точності, внаслідок збільшення роздільною здатності (звуження вікна), якщо імпульси виходу в радіодіапазон ЗНОІ будуть проходити з певною періодичністю, але тільки за рахунок збільшення часу обробки сигналу. ЗНОІ яка передає накопичену інформацію в одиничному імпульсі визначити не представляє можливим, з огляду на те що час обробки радіосигналу може бути більше часу виходу ЗНОІ в радіодіапазон.

Проблему невизначеності Гейзенберга вирішує так зване вейвлет перетворення.

## **2.6. Застосування методики вейвлет-перетворень сигналів для подальшого виявлення випадкових сигналів**

Вейвлет-перетворення (Wavelet англ. – коротка хвиля) широке розповсюдження отримало порівняно недавно [197]. Сам термін Wavelet був введений в 1984 році, у зв'язку з розвитком обчислювальної техніки. Вейвлети мають вигляд коротких хвильових пакетів з нульовим інтегральним значенням, локалізованих по осі аргументів (незалежних змінних),

інваріантних до зсуву та лінійних до операції масштабування (стиснення / розтягування). За локалізацією у тимчасовому та частотному поданні вейвлети займають проміжне положення між гармонійними (синусоїдальними) функціями, локалізованими по частоті, і функцією Дірака, локалізованої в часі.

Теорія вейвлетів не є фундаментальною теорією, але вона дає зручний і ефективний інструмент для вирішення багатьох практичних завдань, зокрема завдання визначення коротких імпульсів передачі інформації ЗНОІ.

У порівнянні з перетвореннями Фур'є, вейвлети здатні з більш високою точністю представляти локальні особливості сигналів. На відміну від перетворень Фур'є, вейвлет-перетворення одновимірних сигналів забезпечує двовимірну розгортку, при цьому частота і координата розглядаються як незалежні змінні, що дає можливість аналізу сигналів відразу у двох просторах [198]. Одна з головних особливостей вейвлетного перетворення сигналів на різних рівнях перетворення полягає в поділі функцій наближення до сигналу на дві групи: апроксимуючу – грубу, з досить повільної тимчасовою динамікою змін, і деталізує – з локальної та швидкою динамікою змін. Це можливо як в часовій, так і в частотній областях уявлення сигналів вейвлетами.

Основу вейвлет-перетворення становить – коротка хвиля яка проходить між сигналами та є свого роду вікном деякої ширини для деякого часового проміжку [230]. Ця коротка хвиля називається материнський вейвлет. Материнський вейвлет це функція яка буде прототипом всіх вікон, які будуть створюватися на тимчасовому відрізку вейвлет-перетворення.

За аналогією з віконним перетворенням Фур'є масштаб пов'язаний зворотною залежністю з шириною вейвлета (вікна), менше хвиля – більше масштаб і навпаки [223]. Особливістю є зрушення за часом який регулює рух вейвлетов з тимчасової компоненти сигналу.

Для практичної демонстрації вище запропонованих процесів проведемо процес вейвлет – перетворення нестационарного сигналу. З огляду на те, що

розглядати стаціонарні сигнали які дуже добре перетворюються ШПФ і ОПФ практично дозволяє визначати деякі характеристики в деякому діапазоні часу вважаю недоцільним [206]. Для прикладу нестационарного сигналу візьмемо сигнал з лінійною частотною модуляцією від 20Гц до 100 Гц для інтервалу часу від 0 до 0,25 с.

У якості материнського вейвлета – вейвлет Морлі [221]. На рис. 2.17 наведено заданий сигнал. На наступному рис. 2.18 наведено його спектральний аналіз за допомогою ШПФ. На рис. 2.19. наведено вейвлет-перетворення цього ж сигналу, у якості материнського вейвлета використовувався вейвлет Морлі.

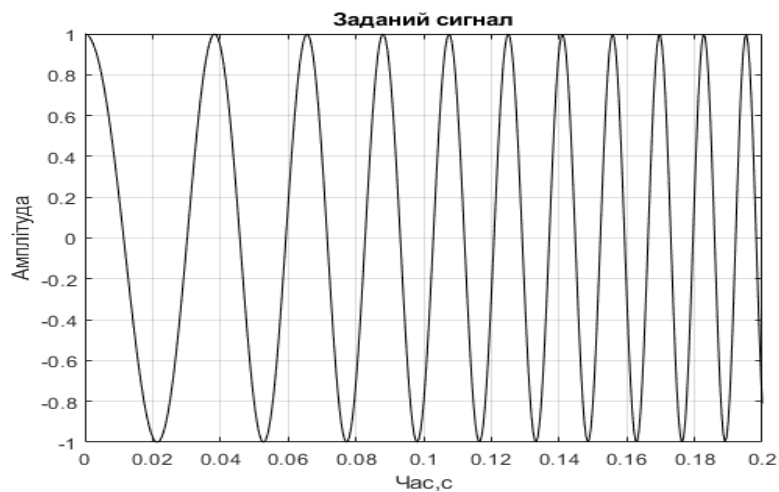


Рис. 2.17. Заданий сигнал з лінійною частотною модуляцією

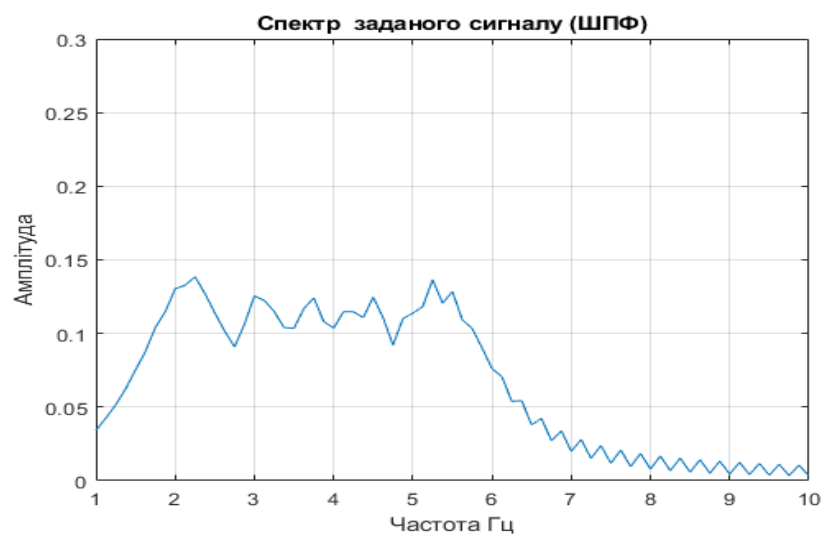


Рис. 2.18. Перетворення ШПФ заданого сингала

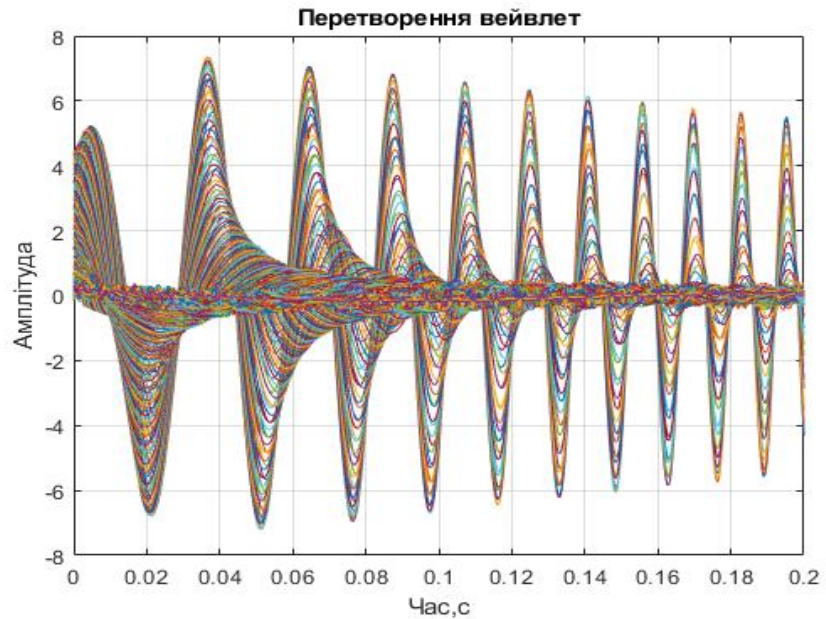


Рис. 2.19. Вейвлет-перетворення заданого сигналу (вейвлет Морлі)

З отриманих результатів представлених у вигляді графіків наочно видно що вейвлет-перетворення, на відміну від ШПФ, дуже точно показує характер сигналу амплітуда-час, що дозволяє говорити про дуже високу ймовірність визначення імпульсної ЗНОІ – яка як раз і характеризується параметрами тривалості та амплітуди імпульсу передачі інформації. Узагальнюючи аналіз отриманих графіків можна зробити висновок що вейвлет-перетворення має незаперечну перевагу при аналізі короткочасних імпульсних радіосигналів.

## 2.7. Удосконалення математичної моделі перетворення сигналів за методом Проні

Метод Проні [1,9] це метод у якому апроксимується послідовність комплексних даних моделі  $x_i$ , що складається з  $p$  згасаючих комплексних експонент:

$$x(n) = \sum_{k=1}^p A_k \exp[(\alpha_k + j2\pi f_k)(n-1)T + j\theta_k], \quad (2.32)$$

де:  $1 \leq n \leq N$ ,  $T$  інтервал відліків (у с);

$A_k$  та  $\alpha_k$  – амплітуда та коефіцієнт загасання (розмірність коефіцієнта загасання  $c^{-1}$ )  $k$ -ої комплексної експоненти;

$f_k$  – частота,  $\theta_k$  початкова фаза  $k$ -ої синусоїди.

Значення цих параметрів повністю довільні.

Напишемо вираз (2.32) у вигляді:

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1}, \quad (2.33)$$

де комплексні константи обчислюються за виразами:

$$h_k = A_k \exp(j\theta_k), \quad (2.34)$$

$$z_k = \exp[(\alpha_k + j2\pi f_k T)]. \quad (2.35)$$

Слід відзначити, що формула (2.34) це вираз для комплексної амплітуди, що представляє незалежний від часу параметр, а формула (2.35) це вираз для комплексної експоненти яка описує параметр, що залежить від часу.

В ідеальному випадку при наявності  $N$  відділків дану суму квадратів помилок можна представити у вигляді:

$$\rho = \sum_{n=1}^N |\varepsilon(n)|^2, \quad (2.36)$$

$$\text{де:} \quad \varepsilon(n) = x(n) - \hat{x}(n) = x(n) - \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1}.$$

Завдання полягає у тому, що необхідно мінімізувати, відразу за трьома параметрами  $h_k$ ,  $z_k$ , та числу експонент  $p$ . Це є нелінійним завданням і вимагає великих витрат для обчислення.

Для підтвердження цього твердження, розрахуємо параметри моделі яка містить тільки одну експоненту  $p$ .

Вираз (2.33) набуде вигляду:

$$x(n) = A \exp(\alpha[n-1]T). \quad (2.37)$$

Прирівнюємо нулю похідні, одержимо:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \rho}{\partial A} &= c_1 - c_2 \cdot A = 0, \\ \frac{\partial \rho}{\partial \alpha} &= c_3 - c_4 \cdot A = 0, \end{aligned} \quad (2.38)$$

де:  $c_1 = \sum_{n=1}^N x(n) \exp(\alpha[n-1]T),$

$$c_2 = \sum_{n=1}^N \exp(2\alpha[n-1]T),$$

$$c_3 = \sum_{n=1}^N (n-1)x(n) \exp(\alpha[n-1]T),$$

$$c_4 = \sum_{n=1}^N (n-1) \exp(2\alpha[n-1]T). \quad (2.39)$$

Прийmemo що змінні мають дійсне значення, тоді з виразу (2.38)

отримаємо  $A = \frac{c_3}{c_4}$ ,  $A = \frac{c_1}{c_2}$ , далі маємо:

$$c_2 c_3 = c_1 c_4. \quad (2.40)$$

Це нелінійне рівняння щодо назв сум, що містять множник  $\exp(\alpha[n-1]T)$ , необхідно вирішити щодо коефіцієнта загасання.

Аналitичні методи розв'язання цього рівняння відсутні. Це рівняння можна вирішувати методом Ньютона або градієнтного спуску, але ці

алгоритми вимагають великих обчислювальних витрат, вимагають звернення матриць, розмірність яких може бути рівною кількості наявних відліків даних. Зазначені недоліки призвели до розробки субоптимальних процедур мінімізації параметрів. Вони отримали назву «метод найменших квадратів Проні», в яких використовуються рішення лінійних рівнянь. Метод Проні зводить нелінійні аспекти експоненціальної моделі до процедури факторизації поліномів, для яких розроблені швидкі обчислювальні алгоритми. Коли число використовуваних відліків даних дорівнює числу експоненціальних параметрів, то можлива точна підгонка експонент під наявні дані. Розглянемо функцію дискретного часу:

$$x(n) = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1}. \quad (2.41)$$

Тут ми вже розглядаємо точну підгонку до експоненціальний моделі з  $2p$  комплексними параметрами, рівняння (2.41) в матричному вигляді набуде вигляду:

$$\begin{vmatrix} z_1^0 & z_2^0 & \dots & z_p^0 \\ z_1^1 & z_2^1 & \dots & z_p^1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_1^{p-1} & z_2^{p-1} & \dots & z_p^{p-1} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dots \\ h_p \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_p \end{vmatrix}. \quad (2.42)$$

Ця матриця має структуру матриці Вандермонда.

Для вирішення цієї системи введемо додаткові коефіцієнти  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_p$ ,

Такі що:

$$a_0 = 1 \text{ и } \sum_{m=0}^p a_m z_k^{p-m} = 0, \quad (2.43)$$







$$\alpha_k = \ln \frac{|z_k|}{T}, \quad (2.49)$$

$$f_k = \operatorname{arctg} \left[ \frac{\operatorname{Im} z_k}{\operatorname{Re} z_k} \right] / 2\pi T. \quad (2.50)$$

Третій заключний етап, коріння полінома обчислені на другому етапі використовуються для формування елементів матриці рівняння (2.48), яке потім вирішується щодо  $p$  комплексних параметрів  $h_1, h_2, \dots, h_p$ . Кожен параметр використовується далі для визначення амплітуди і початкової фази, які обчислюються за виразами:

$$A_k = |h_k|, \quad (2.51)$$

$$\theta_k = \operatorname{arctg} \left[ \frac{\operatorname{Im} h_k}{\operatorname{Re} h_k} \right]. \quad (2.52)$$

Описаний алгоритм розкладає  $N$  комплексних відліків сигналу на  $N/2$  комплексних згасаючих експоненційних компонент.

Недоліками методу є:

- велика похибка обчислення при  $N$  перевищують 200 відліків, тому що доводиться вирішувати рівняння (2.47) 100-го і вище порядку, а також системи з 100 і більше лінійних рівнянь (2.46) і (2.32);

- якщо сигнал не розкладається на  $N/2$  комплексних згасаючих експоненційних компонент, то виникає значна помилка апроксимації.

На практиці число відліків даних  $N$ , перевищує необхідне значення, яке необхідно для підгонки моделі з  $p$  експонент, тобто  $N \geq 2p$ . При цьому перевизначеному випадку послідовність відліків може бути апроксимована як експоненційна послідовність см. Вираз (2.32) при  $1 \leq n \leq N$  помилка апроксимації буде визначатися виразом (2.36).

Як показано вище, можливо отримати субоптимальне рішення, яке забезпечить отримання більш менш задовільні результати. Використовуючи

на першому і другому етапах методу Проні, відповідні лінійні процедури найменших квадратів, отримаємо процедуру експоненціального моделювання, якою називають узагальненим методом Проні. При такому субоптимальному підході завдання нелінійної експоненціальний підгонки зводиться по суті до задачі поліноміальної факторизації.

У зумовленому випадку (маємо наявність надлишкових даних) лінійне різницеve рівняння може бути приведенe до вигляду:

$$\sum_{m=1}^p a_m x_{n-m} = e_n, \quad (2.53)$$

де:  $p+1 \leq n \leq N$ .

Член рівняння (2.53)  $e_n$  характеризує помилку апроксимації на основі лінійного передбачення на відміну від  $\varepsilon(n)$  - помилки експоненційної апроксимації.

Рівняння (2.53) ідентично рівнянню для помилки лінійного передбачення, якщо кожен член  $a_m$  розглядати як параметр лінійного передбачення. Замість виразу (2.53) параметри  $a_m$  можна тепер вибирати як параметри, які мінімізують суму квадратів помилок лінійного передбачення

$\sum_{n=h+1}^N |e_n|^2$ , а не суму квадратів помилок експоненціальної апроксимації  $\rho$ , що визначається виразом (2.53), або інакше його можна назвати коваріаційний метод лінійного передбачення.

Визначаємо значення параметрів  $z_1, z_2, \dots, z_p$  за допомогою лінійного передбачення за методом найменших квадратів і факторизації полінома, тоді експоненціальна апроксимація описувана рівнянням (2.32) стає лінійної щодо решти невідомих параметрів  $h_1, h_2, \dots, h_p$ , мінімізуючи суму квадратів помилок по кожному параметру, отримуємо наступне комплексне нормальне рівняння з матрицею розміром  $p \times p$ :

$$(z^H z)h = (z^H x), \quad (2.54)$$

де:  $(N \times p)$ - матриця  $Z$ ,  $(p \times 1)$  – вектор  $h$ ;

$(N \times 1)$ - вектор відкликів даних  $x$ , які визначаються виразами:

$$Z = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & \dots & z_p \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \dots & \dots & z_p^{N-1} \end{bmatrix}, h = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dots \\ h_p \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_N \end{bmatrix}. \quad (2.55)$$

Ермітова  $(p \times p)$  – матриця  $z^H z$  має вигляд:

$$z^H z = \begin{bmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} & \dots & \gamma_{1p} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \gamma_{p1} & \gamma_{p2} & \dots & \gamma_{pp} \end{bmatrix}, \quad (2.56)$$

$$\text{де: } \gamma_{jk} = \sum_{n=0}^{N-1} (z_j^* z_k)^n = \gamma_{kj}^* \quad (2.57)$$

Наведемо співвідношення яке дозволяє усунути підсумовування в (2.57), співвідношення має вигляд:

$$\gamma_{jk} = \begin{cases} \frac{(z_j^* z_k)^N - 1}{(z_j^* z_k) - 1}, & z_j^* z_k \neq 1 \\ N, & z_j^* z_k = 1 \end{cases}. \quad (2.58)$$

Аналогічно як описано вище вирішується система рівнянь (2.54) щодо невідомих параметрів  $h_k$ . Але реальній сигнал діє в умовах шуму, тому потрібно розглядати модель яка враховує наявність адитивного шуму, тож вираз буде мати вигляд:

$$x(n) = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1} + \varepsilon(n). \quad (2.59)$$

Якщо в моделі основного метода Проні використовувати замість  $x(n)$  різниці  $x(n) - \varepsilon(n)$ , то лінійне різницеве рівняння, яке описує цей процес, що складається з суми експонент і адитивного білого шуму, матиме вигляд:

$$x(n) = -\sum_{k=1}^p a_{m_k} x(n - m_k) + \sum_{k=1}^p a_{m_k} \varepsilon(n - m_k). \quad (2.60)$$

Рівняння (2.60) це модель випадкового сигналу з шумом.

На першому етапі метода Проні використовується рівняння лінійного передбачення:

$$x(n) = -\sum_{k=1}^p a_{m_k} x(n - m_k) + e_n. \quad (2.61)$$

Порівнюючи вирази (2.60) і (2.61), бачимо що вони не відповідають одне одному, саме з цієї причини метод Проні в загальному вигляді не забезпечує гарних результатів при значному рівні адитивного шуму, виникають помилки у визначенні коефіцієнта загасання шуму, значення цих коефіцієнтів значно перевищують їх справжнє значення.

Цей недолік і покладено в основу визначення випадкових сигналів радіосигналів. Варіант виділення спектра сигналу на тлі перешкоди у якій коефіцієнт перевищує реальний, дозволяє з дуже високою ймовірністю визначити випадковий радіосигнал, що характерно для цифрових або імпульсних засобів негласного знімання інформацію.

## Удосконалення методики Проні перетворення випадкових сигналів.

Удосконалення класичного методу Проні полягає в заміні комплексних синусоїд незатухаючими, які більш повторюють випадковий радіосигнал.

Для розглядання цього удосконалення модифікуємо викладений вище метод найменших квадратів Проні, шляхом моделі що складається з незатухаючих ( $\alpha = 0$ ) комплексних синусоїд.

Для прикладу вибираємо модель що містить парне число компонент. Тоді модель (модель містить  $2p$  компонент) буде мати вигляд:

$$x(n) = \sum_{k=1}^{2p} A_k \exp[j2\pi f_k(n-1)T + j\theta_k] = \sum_{k=1}^{2p} h_k z_k^{n-1}, \quad (2.62)$$

де:  $1 \leq n \leq N$ ,  $h_k = A_k \exp(j\theta)$ ,  $z_k = \exp(j2\pi f_k T)$ .

Беручи до уваги, що  $z_k$  мають одиничний модуль  $|z_k|=1$ . Якщо  $h_k$  та  $z_k$  уявляються комплексно-спряженими парами, та  $f_k \neq 0$ , або  $f_k \neq \frac{1}{2T}$  то послідовність з відліків дійсних даних може бути апроксимована за допомогою моделі, складеної з парного та непарного числа  $p$  дійсних незгасаючих синусоїд:

$$x(n) = \sum_{k=1}^p A_k \cos[j2\pi f_k(n-1)T + j\theta_k] = \sum_{k=1}^p (h_k z_k^{n-1} + h_k^* (z_k^*)^{n-1}), \quad (2.63)$$

де:  $1 \leq n \leq N$ .

Поліном сформований за допомогою коренів або рівняння (2.62) або (2.63), рівних  $z_k$  буде мати вид:

$$\phi(z) = \prod_{k=1}^{2p} (z - z_k) = \sum_{k=0}^{2p} a_k z^{2p-k}, \quad (2.64)$$

де:  $a_0 = 1$  за визначенням, та останні  $a_k$ , будуть комплексними.

Не важко довести, що  $a_{2p}$  визначаються виразом:

$$a_{2p} = \prod_{k=1}^{2p} z_k. \quad (2.65)$$

Яке слідує з визначення  $\phi(z)$ , стосовно одиничному модулю будемо мати  $z_k^{-1} = z_k^*$ , тому не важко довести що  $|a_{2p}| = 1$  та поліном:

$$a_{2p} z^{2p} \phi^*(z), \quad (2.66)$$

має такі самі корені, що і поліном (2.64), оскільки поліном:

$$a_{2p} z^{2p} \phi^*(z) = \sum_{k=0}^{2p} a_{2p} a_{2p-k}^* z^{2p-k}. \quad (2.67)$$

Повинен мати такі ж корені, то прийдемо до висновку, що коефіцієнти також повинні мати властивість комплексної спряженості  $a_k = a_{2p} a_{2p-k}^* z^{2p-k}$ ,  $0 \leq k \leq 2p$ , таким чином, однорідне лінійне різносте рівняння, буде мати вигляд:

$$a_p x(n-p) + \sum_{k=1}^p (a_{p-k} x(n-p-k) + a_{p+k} x(n-p-k)) = 0, \quad (2.68)$$

де:  $2p+1 \leq n \leq N$ .

Для рішення рівняння (2.68) поділимо усі члени рівняння на  $a_p$ , тоді отримаємо спряжено симетричне різносте рівняння у вигляді:

$$x(n-p) + \sum_{k=1}^p (g_p(k) x(n-p+k) + g_p^*(k) x(n-p-k)) = 0, \quad (2.69)$$



$$\text{де: } g_p(k) = \frac{a_{p-k}}{a_p}.$$

Спряжена симетрія обумовлена властивостями  $a_p = a_{2p} a_p^*$ .

В удосконаленому методі на першому етапі помилка лінійного передбачення, визначена рівнянням (2.36), замінюється спряжено симетричною помилкою лінійного згладжування:

$$e_p^s(n) = x_n + \sum_{k=1}^p (g_p(k)x_{n+k} + g_p^*(k)x_{n-k}). \quad (2.70)$$

Визначеної на  $p+1 \leq n \leq N-p$  та мінімізується сума квадратів помилок згладжування:

$$\rho_p^s = \sum_{n=p+1}^{N-p} [e_p^s(n)]^2, \quad (2.71)$$

а не сума квадратів помилок лінійного передбачення, визначеного виразом (2.70).

Якщо прирівняємо нулю комплексні похідні від  $\rho_p^s$  по  $g_p(1) \dots g_p(p)$ , то отримаємо нормальні рівняння, які можливо записати у вигляді матричних рівнянь:

$$R_{2p} g_{2p} = \begin{pmatrix} O_p \\ 2\rho_p^s \\ O_p \end{pmatrix}, \quad (2.72)$$

де: центросиметрична матриця  $R_{2p}$  та спряжено симетричний вектор стовбець  $g_{2p}$  визначаються виразами:

$$R_{2p} = \begin{vmatrix} r_{2p}(0,0) & \dots & r_{2p}(0,2p) \\ \dots & \dots & \dots \\ r_{2p}(2p,0) & \dots & r_{2p}(2p,2p) \end{vmatrix}, g_{2p} = \begin{vmatrix} g_p(p) \\ \dots \\ g_p(1) \\ 1 \\ g_p^*(1) \\ \dots \\ g_p^*(p) \end{vmatrix}. \quad (2.73)$$

Елементи матриці  $R_{2p}$  визначаються виразом:

$$r_{2p}(j,k) = \sum_{n=2p+1}^N (x_{n-j}^* \cdot x_{n-k} + x_{n-p+j} \cdot x_{n-p+k}^*). \quad (2.74)$$

У процесі пошуку засобів негласного отримання інформації, дуже важливим є час обробки сигналів, тому я пропоную швидкий алгоритм для рішення (2.72) рівняння.

## 2.8. Метод швидкого перетворення сигналів визначеного радіодіапазону

Розробимо методику швидкого перетворення сигналів з удосконаленням та використанням алгоритмів швидкого обчислення складових сигналу. Вираз (2.72), комплексна помилка лінійного згладжування порядку  $2p$  може бути записана у виді:

$$e_{2p}^s(n) = x_{2p}^T(n+p) g_{2p}, \quad (2.75)$$

де: вектор даних  $x_{2p}(n+p)$  та симетричний вектор лінійного згладжування  $g_{2p}$  визначаються виразами:

$$x_{2p}(n+p) = \begin{bmatrix} x(n+p) \\ \dots \\ x(n+1) \\ x(n) \\ x(n-1) \\ \dots \\ x(n-p) \end{bmatrix}, \quad g_{2p} = \begin{bmatrix} g_{2p} \\ \dots \\ g_{2p(1)} \\ 1 \\ g_{2p}^*(1) \\ \dots \\ g_{2p}^*(p) \end{bmatrix}. \quad (2.76)$$

В цьому виразі бачимо, що  $g_{2p} = J g_{2p}^*$  де  $J$  являє собою  $(2p+1) \times (2p+1)$  матрицю відображення. На основі вимірних відліків комплексних даних  $x(1) \dots x(N)$ , симетричний коваріаційний метод дозволяє мінімізувати суму квадратів помилок лінійного згладжування:

$$\rho_{2p}^s = \sum_{n=p+1}^{N-p} \left( e_{2p}^s(n) \right)^2. \quad (2.77)$$

У результаті отримаємо наступне нормальне рівняння:

$$R_{2p} g_{2p} = \begin{pmatrix} O_p \\ 2\rho_{2p}^s \\ O_p \end{pmatrix}, \quad (2.78)$$

де:  $O_p - (p \times 1)$  нуль вектор.

Тоді маємо вираз для центросиметричної матриці у вигляді:

$$R_{2p} = \sum_{n=2p+1}^N (x_{2p}^*(n) x_{2p}^T(n) + J x_{2p}(n) x_{2p}^H(n) J). \quad (2.79)$$

Якщо члени згладженої помилки  $e_{2p}^s(N-p), e_{2p}^s(p+1)$  не використовуються, та результуючий квадрат помилки мінімізується:

$$p_{2p}^{s''} = \sum_{n=p+2}^{N-p-1} \left| e_{2p}^s(n) \right|^2. \quad (2.80)$$

То ми отримуємо наступне нормальне рівняння:

$$R_{2p}'' g_{2p}'' = \begin{pmatrix} O_p \\ 2\rho_p^{s''} \\ O_p \end{pmatrix}. \quad (2.81)$$

Де подвійним штрихом відмічене рішення для випадку опущених членів помилки, тоді вираз (2.79) буде мати вигляд:

$$R_{2p}'' = \sum_{n=2p+2}^N (x_{2p}^*(n)x_{2p}^T(n) + J x_{2p}(n)x_{2p}^H(n)J). \quad (2.82)$$

Розроблений метод швидкого обчислення коефіцієнтів апроксимації, якій потребує для рішення цього рівняння  $Np + 18p^2$  розрахунків, окрім того отримаємо рішення найменших квадратів для усіх невідомих менших порядків. У тому випадку коли число синусоїд невідомо, ця властивість алгоритму дозволяє перевіряти усі моделі, які містять від однією до  $p$  синусоїд.

У подальшому, після отримання рішень рівняння (2.79) та (2.82) повторюється алгоритм розрахунку амплітуд та початкових фаз синусоїд по рівнянням (2.51) та (2.52).

Тому модифікований метод дозволяє скоротити час обчислювання амплітуди та початкових фази синусоїд, що є головною метою при перетворенні сигналів в методиці пошук засобів негласного отримання інформації.

Але, метод Проні, та удосконалений метод з використанням швидкого алгоритму для рішення приведених вище рівнянь дозволяє визначити

параметри сигналів (амплітуду, частоту та фазу). Це не є достатнім для визначення характеру сигналу, особливо цифрового сигналу. Для повного аналізу буде необхідним обчислення спектра сигналу.

## 2.9. Методика отримання спектру сигналів засобів негласного отримання інформації

Спектр сигналу потрібен для аналізу енергетичної складової сигналів.

Тому потрібно продовжити обробку сигналу та обчислити його спектр. Спектр сигналу визначається в термінах експоненційної апроксимації  $\hat{x}(n)$ , а не в термінах початкової часової послідовності  $x(n)$ .

$$\hat{x}_n = \begin{cases} \sum_{k=1}^p h_k z_k^n, & n \geq 0 \\ \sum_{k=1}^p h_k (z_k^*)^{-n}, & n < 0 \end{cases}, \quad (2.83)$$

$$\text{де: } z_k = e^{(\alpha_k T + j2\pi f_k T)} \quad (z_k^*)^{-1} = e^{(-\alpha_k T + j2\pi f_k T)}.$$

Це визначення забезпечує симетрію затухаючої частини експоненти, відносно початку координат.

Функція (2.83) має наступне  $z$ -перетворення:

$$\hat{X}(z) = \sum_{k=1}^p h_k \left( \frac{1}{1 - z_k z^{-1}} - \frac{1}{1 - (z_k^*)^{-1} z} \right) = \sum_{k=1}^p h_k \left( \frac{\left( \frac{z_k^{-1}}{z_k^*} \right) z^{-1}}{1 - \left( z_k + \frac{1}{z_k^*} \right) z^{-1} + \left( \frac{z_k}{z_k^*} \right) z^{-2}} \right). \quad (2.84)$$

Та сходиться для  $|z_k| < |z| < |z_k^{-1}|$  якщо  $|z_k| < 1$ . А для виразу (2.84) використовується підставка виду:  $z = e^{j2\pi f T}$ , тоді можливо отримаємо вираз:

$$\hat{X}(f) = T\hat{X} e^{j2\pi fT} = \sum_{k=1}^p h_k \left( \frac{T(e^{\alpha_k T} - e^{-\alpha_k T})e^{j2\pi(f_k - f)T}}{1 - (e^{\alpha_k T} + e^{-\alpha_k T})e^{j2\pi(f_k - f)T} + e^{j4\pi(f_k - f)T}} \right). \quad (2.85)$$

А спектр буде мати вигляд:

$$\hat{S}(f) = |\hat{X}(f)|^2. \quad (2.86)$$

Як вказувалось вище, спектр сигналу визначається в термінах експоненційної апроксимації, а не в термінах початкової часової послідовності.

В зв'язку з тим, що нам потрібно аналізувати спектр імпульсного, або інакше, цифрового сигналу, я пропоную зробити ряд припущень:

- одне із них, це те, що сума експонент дискретного часу в рівнянні (2.86) визначається на інтервалі  $-\infty \leq n \leq \infty$  як одностороння функція наступного вигляду, а не як вираз (2.83):

$$\hat{x}_1(n+1) = \begin{cases} \sum_{k=1}^p h_k z_k^n, & n \geq 0 \\ 1, & n \leq 0 \end{cases}. \quad (2.87)$$

Якщо сигнал  $x(n)$  є дійсним, то експоненти будуть являтися парами  $e^{\pm j(2\pi f_k + \theta)}$ , що забезпечить формування одного косинусоїдального члена  $\cos(2\pi f_k + \theta)$ , з перетворення від (2.79):

$$\hat{X}_1(z) = \sum_{k=1}^p \left( \frac{h_k}{1 - z_k z^{-1}} \right). \quad (2.88)$$

Яке сходиться при  $|z_k| < |z|$ .

- друге припущення полягає в тому що коли  $|z_k| < 1$ , то усі параметри затухання є від'ємними, що свідчить про затухання експонент.

Якщо припущення вірні, то підстановка виду  $z = e^{j2\pi fT}$  у вираз (2.80), буде давати дискретно-часове перетворення детермінованої послідовності  $\hat{x}_1(n)$ . Тоді спектральна щільність енергії нашої моделі буде мати вигляд:

$$\hat{S}_1(f) = \left[ T \hat{X}_1 e^{j2\pi fT} \right]^2. \quad (2.89)$$

Це рівняння визначено на відрізку  $\frac{-T}{2} \leq f \leq \frac{T}{2}$ . Особливість цього методу визначення спектру полягає у тому що він дуже зручний для аналізу короточасних сигналів. То що и потрібно для аналізу імпульсних цифрових сигналів.

Для доказу переваги запропонованого метода спектрального аналізу, проведемо моделювання в програмному середовищі Матлаб одиничного прямокутного імпульсу, різними методами обчислювання спектра. Обчислимо спектр прямокутного імпульсу чотирма різними способами: методом Фур'є, Чебишева, Бесселя та запропонованого удосконаленого з використання швидкого перетворення спектрального методу Проні (рис. 2.20 – 2.25).

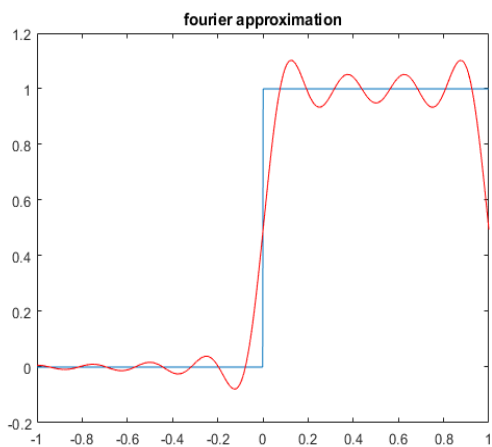


Рис. 2.20. Графік заданого імпульсного сигналу

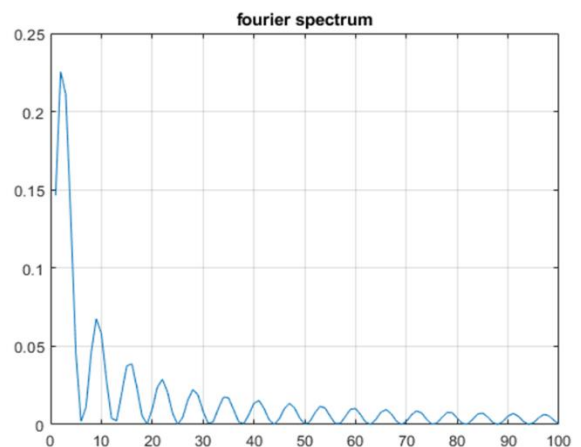


Рис. 2.21. Спектр імпульсного сигналу за методом Фур'є

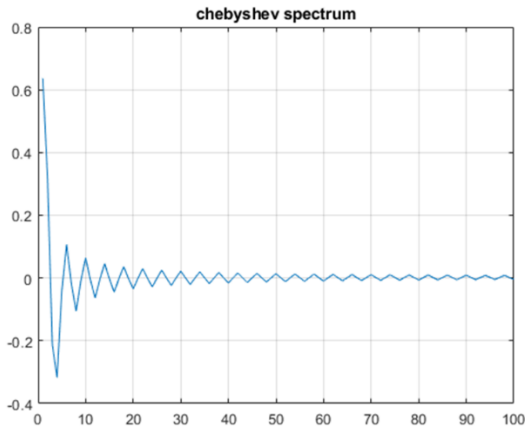


Рис. 2.22. Спектр імпульсного сигналу за методом Чебишева

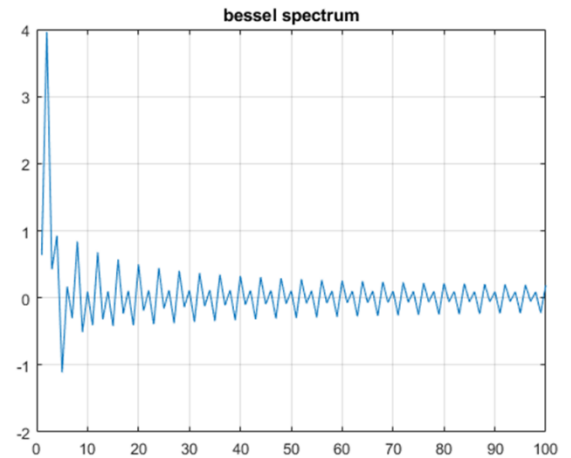


Рис. 2.24. Спектр імпульсного сигналу за методом Бесселя

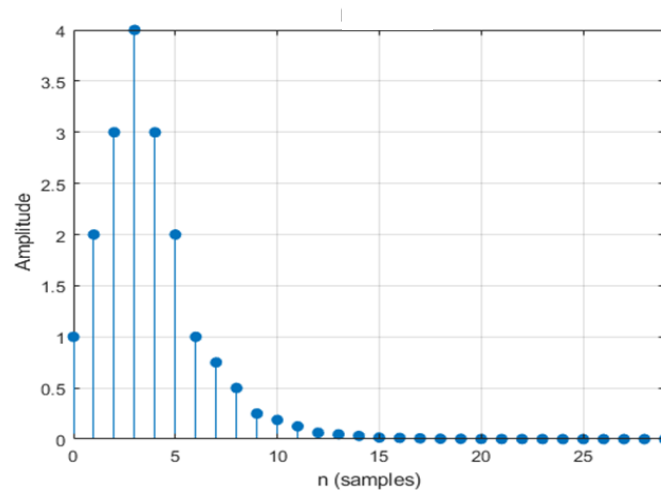


Рис. 2.25. Спектр імпульсного сигналу запропонованим методом

З приведених графіків бачимо, що спектри одиничного імпульсного сигналу отриманих усіма методами (див. рис. 2.20 – 2.24) мають вигляд згасаючих пилкоподібних кривих по яким складно визначити параметри сигналу. Спектр сигналу, зображений на рис. 2.25, має чіткий дискретний вигляд, дуже зручний для визначення амплітуди, довжини сигналу що і є ціллю пошуку засобів негласного отримання інформації. Це цілком підтверджує переваги спектрального аналізу Проні над іншими методами отримання спектрограми. Але особливістю новою методиці є аналіз ні спектру сигналу, а швидкість зміни параметрів сигналу та аналіз спектральної щільності сигналу. Тому для перевірки запропонованого методу



проведемо моделювання короткотривалих випадкових сигналів. Будемо обирати імпульсні сигнали з різною тривалістю. Ці сигнали цілком відповідають, цифровим засобам отримання інформації. В залежності від тривалості цих імпульсів визначмо спектр та енергетичну щільність відповідних сигналів, та проведемо порівнянній аналіз. Результати представимо у вигляді графіків. Отриманні результати представлені на рис. 2.26 – 2.31.

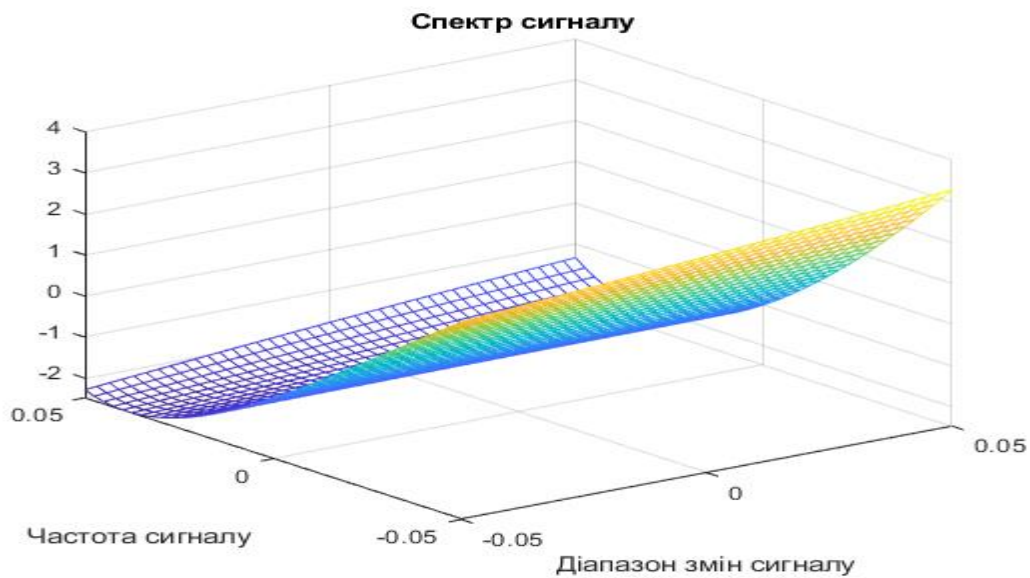


Рис. 2.26. Графік спектру сигналу при частоті експоненти  $f_e = 5$  відносних одиниць

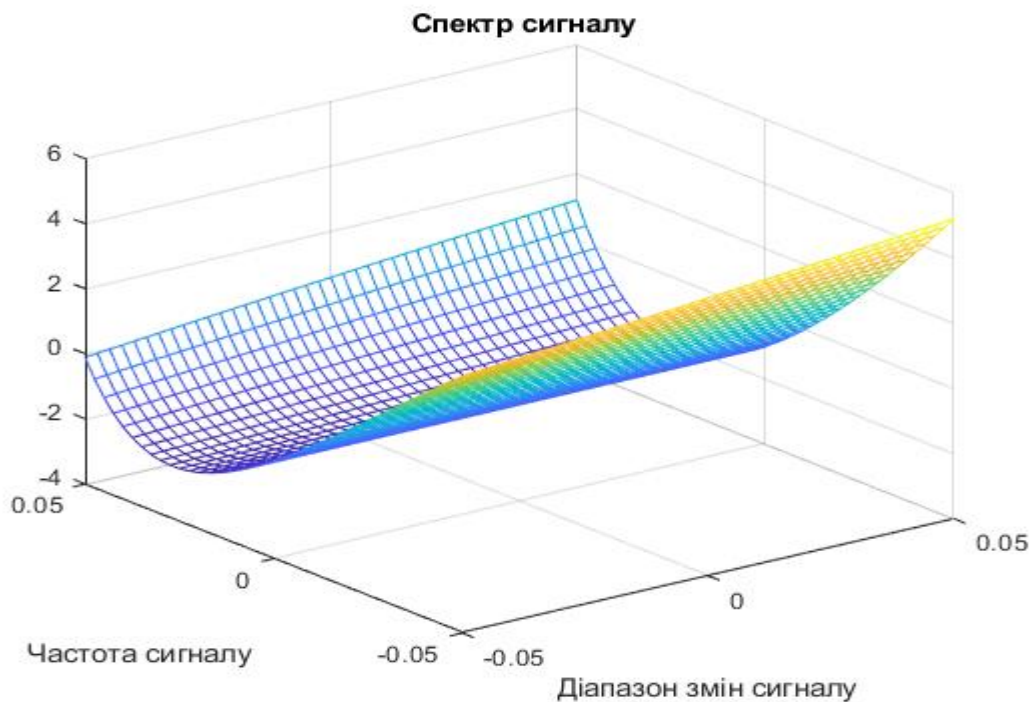


Рис. 2.27. Графік спектру сигналу при частоті експоненти  $f_e = 7$  відносних одиниць

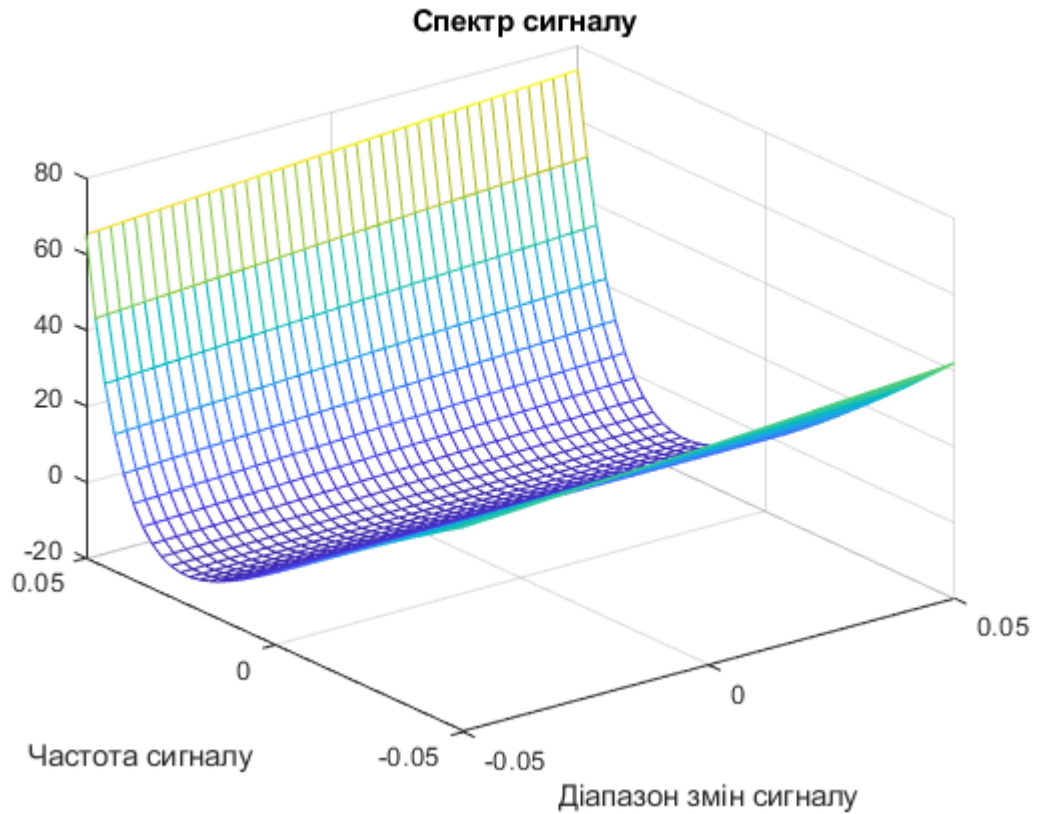


Рис. 2.28. Графік спектру сигналу при частоті експоненти  $f_e = 10$  відносних одиниць

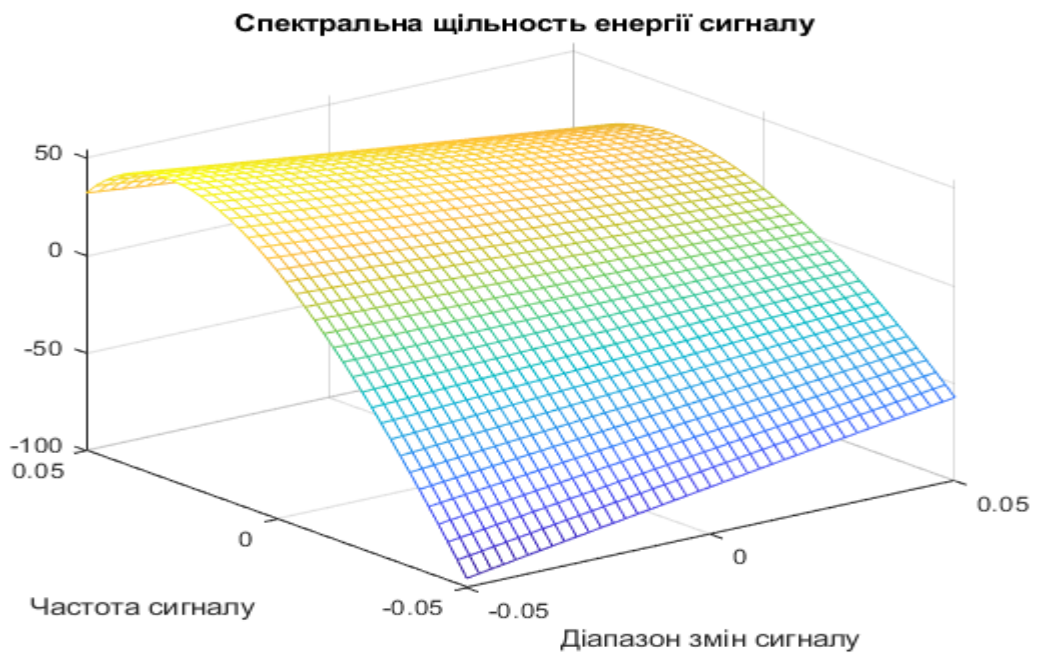


Рис. 2.29. Графік спектральної щільності сигналу при частоті експоненти  $f_e = 5$  відносних одиниць

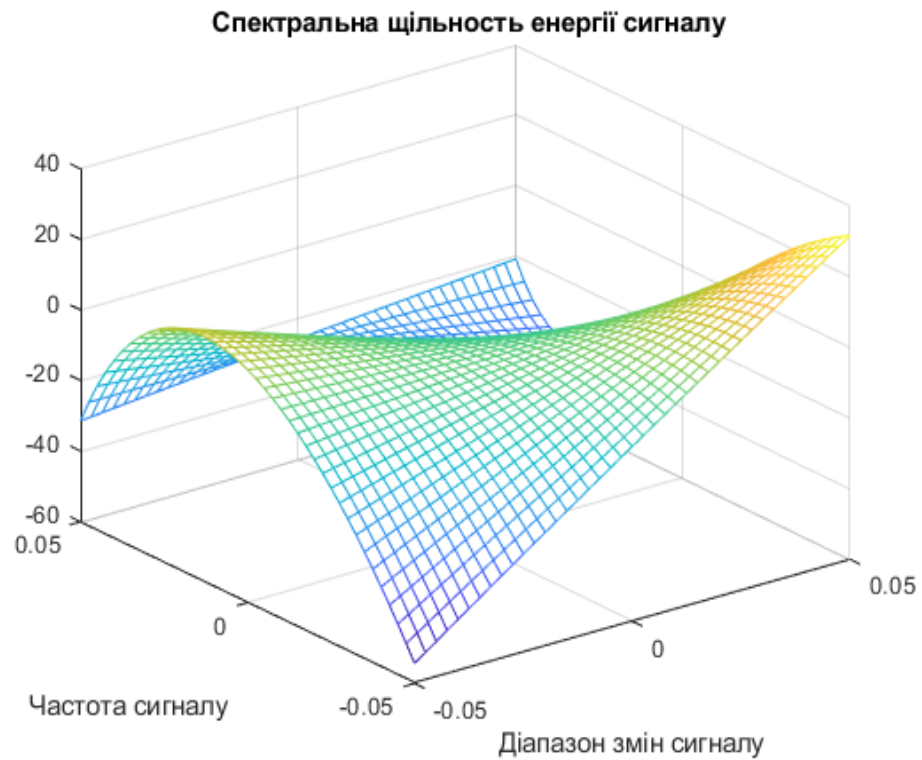


Рис. 2.30. Графік спектральної щільності сигналу при частоті експоненті  $f_e = 7$  відносних одиниць

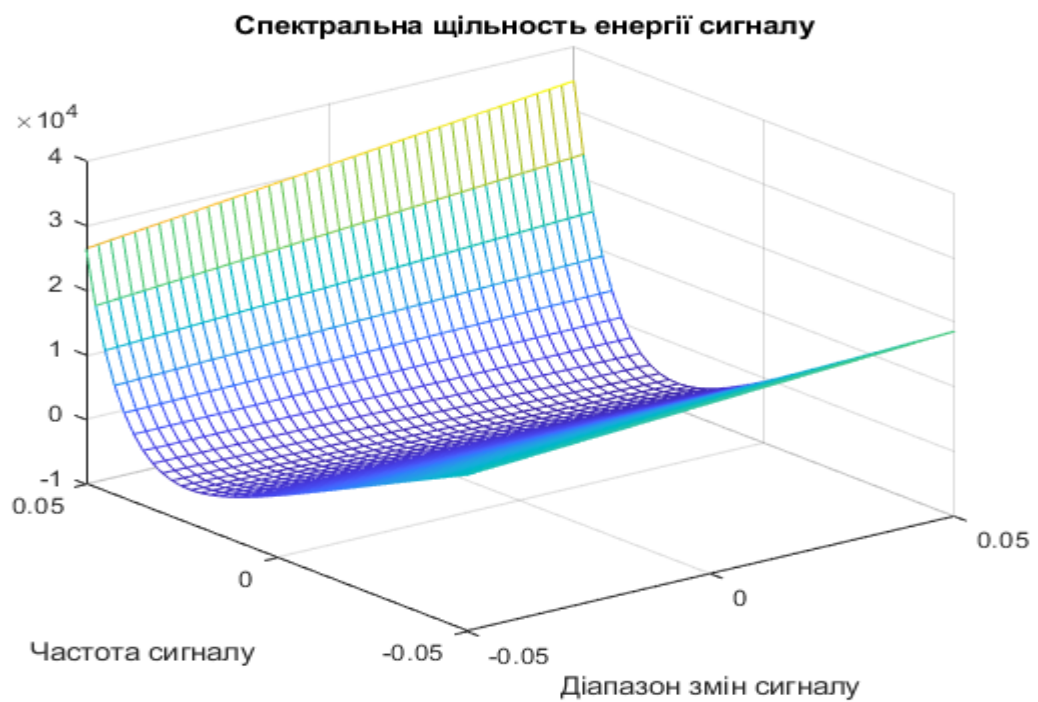


Рис. 2.31. Графік спектральної щільності сигналу при частоті експоненті  $f_e = 10$  відносних одиниць

Аналіз графіків (див. рис. 2.26 – 2.28) показує, що залежність спектра короткотривалого випадкового сигналу від частоти експоненти (метод перетворення сигналів за допомогою експонент), практично носить однаковий характер, графіки незначно відрізняються за амплітудою, що дуже ускладнює визначення сигналу, особливо на фоні легально працюючих пристроїв.

Графіки спектральної щільності енергії сигналу, що наведено на рис. 2.29 – 2.31, чітко відрізняються один від одного, що дозволяє з дуже високою ймовірністю визначити ці сигнали.

Наведені результати моделювання практично довели переваги запропонованої методики по визначенню короткотривалих випадкових сигналів, які відповідають цифровим сигналам засобів негласного отримання інформації, та дозволяють визначати сигнал цифрових засобів негласного отримання інформації на фоні легально працюючих пристроїв.

## **2.10. Метод видалення відомих сигналів при проведенні радіомоніторингу**

Характерною особливістю досліджуваної методики пошуку засобів негласного отримання інформації є те, що для скорочення часу обробки потрібно видалити з радіодіапазону дані відомих сигналів таких як сигнали телевізійних каналів, радіотрансляції та інших. Потрібно позбавитися цих сигналів з моделі пошуку засобів негласного отримання інформації.

Тоді ми можемо ще модифікувати запропонований метод з метою обліку відомих частот сигналів.

Для цього припустимо що для  $q$  експоненційних компонент, параметри  $z_1 \dots z_q$  відомі.

Тоді характеристичний поліном буде мати вигляд:

$$\prod_{k=1}^q (z - z_k) = \sum_{k=0}^q c_k z^k, \quad (2.90)$$

де:  $c(q) = 1$ .

Тоді характеристичний поліном для усіх компонент  $q$ , який визначається виразом (2.90), можливо розкласти на складові та записати у наступному вигляді:

$$\sum_{m=0}^p a_m z^m = \left( \sum_{k=0}^q c_k z^k \right) \left( \sum_{i=0}^{p-q} \alpha_i z^i \right), \quad (2.91)$$

де:  $\alpha_{p-q} = 1$ , якщо прирівняти члени с однаковими степенями компонент  $z$ .

Отримаємо:

$$a_m = \sum_{k=0}^q c_k \alpha_{m-k}, \quad (2.92)$$

де:  $\alpha_i = 0, p - q + 1 < i < 0$ . Зробимо підстановку виразу (2.92) у вираз (2.68) і отримаємо:

$$\sum_{m=1}^p a_m x_{n-m} = \sum_{m=1}^p \left( \sum_{k=0}^q c_k \alpha_{m-k} \right) \cdot x_{n-m} = 0, \quad (2.93)$$

де:  $p + 1 \leq n \leq 2p$ .

Нова послідовність  $y_n$ , буде визначатися виразом:

$$y_n = \sum_{k=0}^q c_k x_{n-k}. \quad (2.94)$$

Цей вираз є операцією згортання, через яку здійснюється фільтрація початкової часової послідовності  $x_n$  з метою отримання нової послідовності  $y_n$ . Далі початкова послідовність фільтрує вираз (2.87) за допомогою фільтра з коефіцієнтами, визначеними відомими полюсами вираз (2.85). Потім відфільтровані дані проходять увесь алгоритм лінійного передбачення на основі найменших квадратів і ми отримуємо оцінки параметрів  $\alpha_m$ .

Корні полінома зниженого порядку і дають оцінку невідомих полюсів:

$$\sum_{i=0}^{p-q} \alpha_i z^i. \quad (2.95)$$

Ці  $p-q$  полюсів та  $q$  відомих полюсів далі об'єднуються з метою виконання операції мінімізації за методом найменших квадратів. Результатом буде визначені параметри сигналів-амплітуди, фази усіх компонент  $q$ . Потім визначаються спектри цих сигналів за допомогою рівнянь (2.80 – 2.81).

Алгоритм отримання характеристик сигналу, амплітуди, частоти, фази та спектра сигналу з урахуванням відомих сигналів наведено на рис. 2.32.

Запропонований алгоритм дозволяє отримати характеристики сигналу, амплітуди, частоти, фази та енергетичного спектра сигналу з урахуванням відомих сигналів  $q$  експоненційних компонент  $z_1 \dots z_q$ . Виключення цих сигналів з аналізу дозволяє, за сформований системою діагностичних ознак цифрових радіосигналів, за час-частотними властивостями цих сигналів проводити експрес ідентифікацію сигналів і здійснювати прийняття рішення.

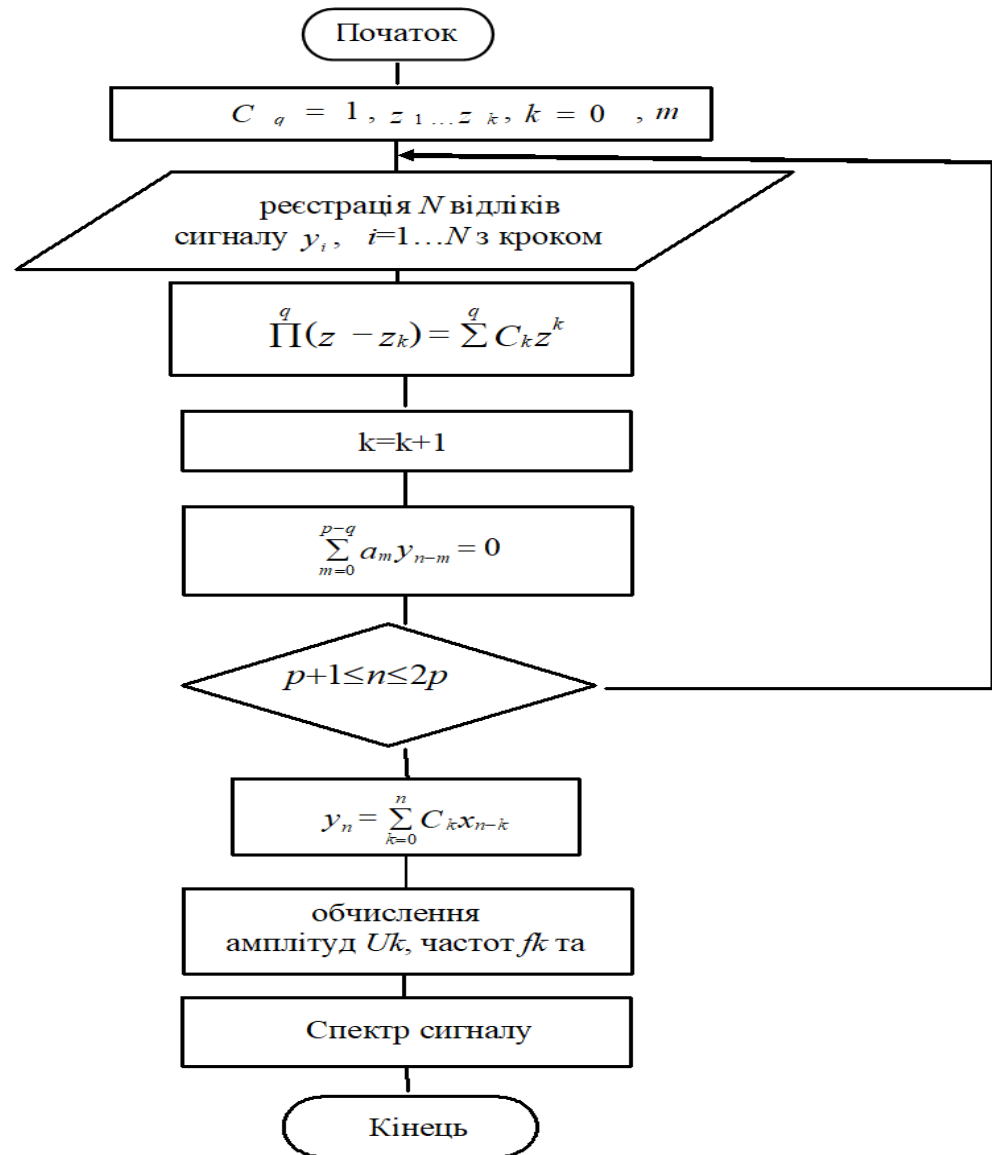


Рис. 2.32. Алгоритм знаходження спектру  
з урахуванням відомих сигналів

### 2.11. Методика підвищення якості визначення сигналу за рахунок обліку шуму та завад

У реальному процесі виявлення засобів негласного отримання інформації дуже багато факторів, що заважають процесу пошуку. Наприклад перешкода у вигляді шуму, яка може цілком приховати сигнал ЗНОІ, тому

модель потрібно удосконалить. Потрібно врахувати шум. Для цього візьмемо вираз наведений вище, для визначення  $p$  експонент при відсутності адитивного шуму:

$$\sum_{m=0}^p a_m x(n-m) = 0, \quad (2.96)$$

де:  $a_0 = 1$ , тоді характеристичний поліном буде мати вигляд:

$$A_z = \sum_{m=0}^p a_m z^{p-m}. \quad (2.97)$$

Він має корені у  $z_k = e^{s_k}$ , де  $1 \leq k \leq p$  та  $s_k = \frac{1}{T}(\alpha_k + j2\pi f_k)$ , де  $s_k$  характеризує коефіцієнт затухання та частоту  $k$ -ої експоненти. Такі рівняння можливо отримати у поверненому часі, перевернувши рівняння лінійного передбачення назад:

$$\sum_{m=0}^p b_m x(n-p+m) = 0, \quad (2.98)$$

де:  $b_0 = 1$ . Характеристичний поліном який має вигляд:

$$B_z = \sum_{m=0}^p b_m^* z^{p-m}, \quad (2.99)$$

Сформований з комплексно-спряжених коефіцієнтів лінійного передбачення назад, має корені у:

$$z_k = \exp(-s_k^*) = \exp\left(\frac{1}{T}(-\alpha_k + j2\pi f_k)\right), \quad \text{де } 1 \leq k \leq p. \quad (2.100)$$



Для згасаючого  $q$  експоненті  $\alpha_k < 0$  ці корені лінійного передбачення вперед  $A_z$  будуть попадати у коло одиничного радіусом  $z$  - площини, а корені характеристичного полінома  $B_z$  будуть навпаки за межами цього кола, в зв'язку з тим що є коефіцієнт загасання  $e^{-\alpha_k T}$ , що відповідає зростаючій експоненті.

Ці властивості розташування коренів поліномів  $A_z$  та  $B_z$  обумовлені властивостями детермінованих експоненційних функцій.

Подальше покращення результатів можливо шляхом використання методу розкладання по сингулярним числам. Помилки лінійного передбачення вперед та назад можливо записати в наступній формі:

$$X_p^f a_p^f = -x_p^f + e_p^f, \quad X_p^b a_p^b = -x_p^b + e_p^b, \quad (2.101)$$

де теплицеві матриці даних  $X_p^f, X_p^b$  та вектори даних  $x_p^f, x_p^b$  визначаються виразами:

$$\begin{aligned} X_p^f &= \begin{bmatrix} x(p) \dots x(1) \\ \dots \dots \dots \\ x(N-1) \dots \end{bmatrix}, & x_p^f &= \begin{bmatrix} x(p+1) \\ \dots \dots \dots \\ x(N) \end{bmatrix}, \\ X_p^b &= \begin{bmatrix} x(p+1) \dots \dots x(2) \\ \dots \dots \dots \dots \dots \\ x(N) \dots x(N-p+1) \end{bmatrix}, & x_p^b &= \begin{bmatrix} x(1) \\ \dots \dots \dots \\ x(N-p) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.102)$$

А вектор коефіцієнтів лінійного передбачення вперед  $a_p^f$ , вектор помилок лінійного передбачення  $e_p^f$ , вектор лінійного передбачення назад  $a_p^b$  та вектор помилок лінійного передбачення назад  $e_p^b$  будуть визначатися виразами:

$$\begin{aligned}
 a_p^f &= \begin{bmatrix} a^f(1) \\ \dots \\ a^f(p) \end{bmatrix}, & e_p^f &= \begin{bmatrix} e^f(p+1) \\ \dots \\ e^f(N) \end{bmatrix}, \\
 a_p^b &= \begin{bmatrix} a^b(p) \\ \dots \\ a^b(p) \end{bmatrix}, & e_p^b &= \begin{bmatrix} e^b(p+1) \\ \dots \\ e^b(N) \end{bmatrix},
 \end{aligned} \tag{2.103}$$

Використовуючи відомі співвідношення, для матриці даних можливо відобразити у види розкладення по сингуляторних числах:

$$X_p^f = \sum_{n=1}^p \sigma_n^f u_n^f (v_n^f)^H, \quad X_p^b = \sum_{n=1}^p \sigma_n^b u_n^b (v_n^b)^H, \tag{2.104}$$

де:  $\sigma_n^f$  – позитивні сингуляторні числа матриці  $X_p^f$ ;

$\sigma_n^b$  – позитивні сингуляторні числа матриці  $X_p^b$ ;

$u_n$  та  $v_n$  – власні вектори відповідних матриць даних.

Якщо сигнал складеться з суміші  $m$  експонент та адитивного шуму, тоді  $m$  власних векторів, асоційованих з  $m$  найбільш сингуляторними числами будуть охоплювати ці експоненціальні компоненти. Решта  $p - m$  власних векторів, асоційованих з меншими сингуляторними числами, будуть охоплювати шумові компоненти.

Якщо допустити, що сингуляторні числа упорядкованих за зменшенням тобто:  $\sigma_1^f > \sigma_2^f > \sigma_3^f \dots > \sigma_p^f$ , тоді можливо отримати знижений ранг апроксимації для кожної матриці даних за допомогою відрізання співвідношень для розкладення по сингуляторним числам у (2.104) до  $m$  головних сингуляторних чисел:

$$X_p^f = \sum_{n=1}^m \sigma_n^f u_n^f (v_n^f)^H, \quad X_p^b = \sum_{n=1}^m \sigma_n^b u_n^b (v_n^b)^H. \tag{2.105}$$

Ця процедура буде зменшувати частку шуму в матриці даних, збільшуючи співвідношення сигнал/шум.

Мінімізуючи норми  $\|a_p^f\|$  та  $\|a_p^b\|$  відносно матриці даних зменшеного рівня, отримаємо:

$$a_p^f = -(\hat{X}_p^f)x_p^f, \quad a_p^b = -(\hat{X}_p^b)x_p^b. \quad (2.106)$$

У котрих псевдо обернені матриці визначаються виразами:

$$\hat{X}_p^f = \sum_{n=1}^m \left( \sigma_n^f \right)^{-1} v_n^f (u_p^f)^H, \quad \hat{X}_p^b = \sum_{n=1}^m \left( \sigma_n^b \right)^{-1} v_n^b (u_p^b)^H. \quad (2.107)$$

Значення порядку  $p$  повинно лежати у інтервалі  $m \leq p \leq N - m$  для того щоб ранг матриць  $X_p^f$ ,  $X_p^b$  був більшим чи рівним  $m$  тобто більш передбаченого числа експонент. Якщо число експонент невідомо, то його можливо оцінити, методом порівняння з величинами сингулярних чисел. Сингулярні числа пов'язані з сигналом повинні бути більші сингулярних чисел пов'язаних з шумом. Після отримання результатів обчислення коефіцієнтів лінійного передбачення вперед та назад, визначених виразом (2.106), за допомогою виразів (2.105) та (2.107) обчислюються корні характеристичних поліномів, котрі дають оцінки експонент. Вектори даних  $x_p^f, x_p^b$  при аналізі впливів шумів не розглядаються, не вважаючи на те що вони зашумлені.

У наслідок проведених методичних розрахунків можливо виявити зашумлені сигнали з більшою ймовірністю чим першим визначеним методом.

Для розгляду впливу перешкод на сигнал, визначимо що таке перешкода.

**Перешкода – в нашому розумінні, це будь-яка дія, що накладається на сигнал і утрудняє його визначення.**

Залежно від джерела виникнення перешкод всі радіочастотні перешкоди можна розділити на наступні групи:

- атмосферні перешкоди, обумовлені електричними розрядами в атмосфері;
- промислові перешкоди, створювані різними електроустановками та електромережами;
- флуктуаційна (будь-яка випадкова) перешкода, обумовлена флуктуацією (випадковим відхиленням) електричного струму і напруги в ланцюгах і електронних системах;
- космічні, створювані радіовипромінюванням Сонця і галактик;
- контактні перешкоди, обумовлені наявністю змінних в часі контактів між провідними поверхнями, які знаходяться в зоні інтенсивних полів передавачів;
- взаємні перешкоди, що виникають в результаті взаємодії електромагнітних полів будь-яких радіоелектронних засобів.

Перешкоди можуть бути навмисні та ненавмисні. Навмисні перешкоди, створювані спеціально з метою утруднення або зриву роботи радіозв'язку. Навмисні перешкоди підрозділяються на прицільні та загороджувальні. До ненавмисних перешкод відносяться: взаємні – від радіовипромінювань радіостанцій та інших радіотехнічних засобів; атмосферні (природні) – від різних природних явищ; місцеві (промислові) – від місцевих джерел перешкод. За інтенсивністю впливу на радіозв'язок перешкоди поділяються на слабкі, сильні та пригнічуючі. За ступенем можливості ліквідації перешкод, перешкоди можуть бути класифіковані як переборні та непереборні.

Принципово непереборним видом перешкод є внутрішні перешкоди. Вони з'являються відразу ж після включення апаратури. Внутрішні шуми електронних пристроїв виявляються в усіх частотних діапазонах, що використовуються в радіозв'язку. Питома вага внутрішніх шумів зростає зі збільшенням частоти, і в діапазоні надвисоких частот їх значення стає

переважаючим, тому, частка інших видів перешкод може бути значно знижена. Усі фактори перешкод впливають на виявлення та розпізнання сигналу, ці перешкоди можливо приводять до похибки розпізнавання сигналу ЗНОІ.

З метою послаблення похибки яка можливо впливає на процес розпізнавання визначмо основні характеристики перешкоди.

Головною характеристикою являється кореляційна функція, яка визначається виразом:

$$K_x(\tau) = \bar{x}(t)\bar{x}(t+\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau)dt. \quad (2.108)$$

Для випадку перешкоди радіосигналу, та розпізнанню сигналів фізичній сенс кореляційної функції полягає у наступному: нехай  $x(t)$  є виявлений енергетичний спектр сигналу, якщо у момент  $-t$  часу значення  $x(t)$  є визначеною величиною, то малоймовірно що у момент часу  $t+\tau$ , де  $\tau$  - дуже мале, значення  $x(t+\tau)$  буде дорівнюватися нулю. Але якщо  $\tau$  - взяти достатньо великим, значення  $x(t+\tau)$  може буде будь яким. Тобто, між визначеними сигналами  $x(t)$  та  $x(t+\tau)$  є залежність, котра зменшується зі збільшенням  $\tau$ . Поведінка ймовірної величини  $x(t)$  буде характеризуватися не тільки значенням, але і взаємним зв'язком  $x(t)$  у час  $t$  та  $x(t+\tau)$ . Мірою цього взаємного зв'язку є кореляційна функція.

Середньоквадратичне відхилення буде визначатися виразом:

$$\sigma^2(\tau) = [x(t) - x(t+\tau)]^2 = 2[K_x(0) - K_x(\tau)]. \quad (2.109)$$

Середньоквадратичне відхилення повністю визначається кореляційною функцією яка вказує наскільки, в середньому, зв'язані між собою два процеси  $x(t)$  та  $x(t+\tau)$ .

Усе вищевикладене є визначеним для ергодичного процесу.

Стаціонарний процес називається ергодичним у вузькому сенсі, якщо з ймовірністю одиниця всі його ймовірнісні характеристики можуть бути отримані по одній реалізації процесу. Маючи на увазі, що різні характеристики ергодичного процесу, зазвичай, визначаються шляхом усереднення за часом, можна сказати, що стаціонарний випадковий процес є ергодичним, якщо результати осереднення за часом збігаються з відповідними результатами осереднення за множиною.

Для подальшого розгляду перешкод, які впливають на сигнал, розглянемо основні властивості кореляційної функції:

1. Кореляційна функція ергодичного сигналу є функція парна:

$$K_x(\tau) = K_x(-\tau). \quad (2.110)$$

2. Будь-яке значення кореляційної функції не може перевищувати значення цієї функції при нульовому значенні аргументу:

$$K_x(0) \geq K_x(\tau). \quad (2.111)$$

Доведемо це, для цього розглянемо вираз (2.109):

$$\sigma^2(\tau) = [x(t) - x(t+\tau)]^2 = 2[K_x(0) - K_x(\tau)] = 2K_x(0) - 2K_x(\tau).$$

З цього виразу слідує, що воно має значення, якщо:

$$2K_x(0) - 2K_x(\tau) \geq 0, \quad K_x(0) \geq K_x(\tau),$$

що і є доказом другої властивості кореляційної функції.

3. Якщо ерозійний процес не містить детермінованої складової, тоді його кореляційна функція необмежено збігає з зростанням  $\tau$ , зі зростанням

залежність  $x(t)$  та  $x(t + \tau)$  зменшується, при  $\tau \rightarrow \infty$  вони стають незалежними. Наявність детермінованої складової у процесі  $x(t) = \xi(t) + \xi_0$  приводить до:

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} K_x = \lim_{\tau \rightarrow \infty} [\xi(t) + \xi_0] \cdot [\xi(t + \tau) + \xi_0] = \xi_0^2 = K(\infty) \quad (2.112)$$

4. Дисперсія буде визначатися:

$$D[X(t)] = \sigma_x^2 - \xi_0^2 = K_x(0) - K_x(\infty). \quad (2.113)$$

5. Функція автокореляції періодичного процесу є функція періодична з періодом цього процесу.

Нехай маємо періодичний процес:

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega t + \varphi_k),$$

тоді маючи до уваги періодичність  $x(t)$  та беручи середнє за період, маємо:

$$K_x(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} a_k a_n \cos(k\omega t + \varphi_k) \cos(n\omega(t + \tau) + \varphi_n) dt. \quad (2.114)$$

Беручи до уваги, що інтеграли від косинусів при  $k \neq n$  дорівнюють 0, а при  $k = n \neq 0$ ,  $\frac{1}{2} \cos k\omega\tau$ , отримаємо:

$$K_x(\tau) = a_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k^2}{2} \cos k\omega\tau. \quad (2.115)$$

Як бачимо з виразу (2.115) кореляційна функція не залежить від  $\varphi$ -фазових гармонік початкового сигналу, це як раз і дає можливість відділити сигнал від перешкод.

Нехай  $A(t)$  - сигнал,  $N(t)$  - перешкода, тоді маємо:  $X(t) = A(t) + N(t)$ , визначмо кореляційну функцію:

$$K_x(\tau) = [A(t) + N(t)] \cdot [A(t + \tau) + N(t + \tau)] = K_A(\tau) + K_{AN}(\tau) + K_{NA}(\tau) + K_N(\tau)$$

де:  $K_A(\tau)$  – функція автокореляції сигналу;

$K_N(\tau)$  – функція автокореляції перешкоди;

$K_{AN}(\tau), K_{NA}(\tau)$  – взаємкореляційна функції перешкоди та сигналу.

Беручи до уваги, що сигнал та перешкода незалежні тоді:

$$K_{AN}(\tau) = 0, K_{NA}(\tau) = 0,$$

маємо:

$$K_x(\tau) = K_A(\tau) + K_N(\tau). \quad (2.116)$$

Для підтвердження вищевикладеного промодельємо функцію кореляційних процесів, описаних виразами (2.115) і (2.116), в залежності від зміни частоти сигналів. Результати моделювання представимо у вигляді графіків. Отримані графіки представлені на рис. 2.33 та рис. 2.34:

Як видно з графіка, представленого на рис. 2.34, сигнали перешкоди значно менші, та вони не перешкоджають виявленню самого сигналу і можуть бути відфільтровані.

Таким чином, використавши властивості кореляційної функції, можливо відділити сигнал від перешкоди. У подальшому цій спосіб можливо використовувати для інших неперіодичних сигналів.



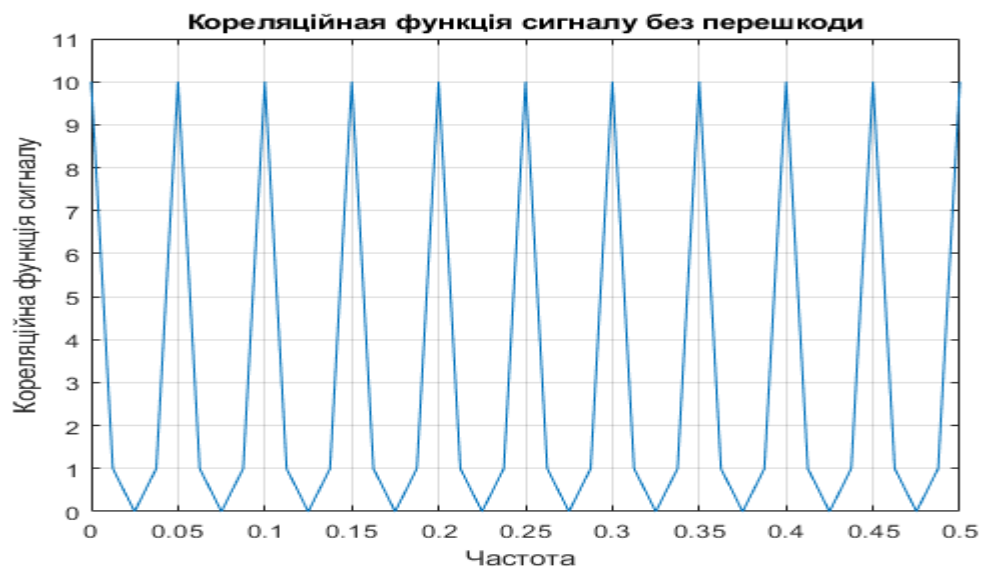


Рис. 2.33. Графік кореляційної функції сигналу без перешкоди



Рис. 2.34. Графік кореляційної функції сигналу з перешкодою

## **2.12. Методика виявлення випадкових цифрових сигналів на фоні легальних радіосигналів**

Виходячи з вищевикладеного розробимо узагальнену методику виявлення випадкових цифрових сигналів на фоні легальних сигналів.

Початком є вибір спеціалізованих приладів, для вимірювання сигналів, обґрунтування вибору детально описано у підрозділі 2.1. цієї роботи. Для вимірювання всіх параметрів сигналів та їх аналізу доводиться використовувати кілька спеціалізованих приладів:

- аналізатори спектру;
- скануючі приймачі;
- аналізатори модуляції.

На сьогоднішній день не існує одного універсального пристрою для аналізу радіосигналів, особливо для аналізу з метою вирішення завдання пошукового радіоконтролю. Тому у новій методиці пропонуємо використовувати аналізатори спектру та скануючі приймачі, обов'язково з двома незалежними антенними входами. Це дозволяє у реальному часі проводити порівняльний аналіз внутрішній та зовнішній панорам радіомоніторингу. На сьогоднішній день такий метод частково реалізовано у АПК «Delta», але розробники не включили з АПК скануючий приймач, що суттєво знизило точність вимірювання амплітудо-частотних характеристик сигналів.

Надалі за допомогою запропонованих методик перетворення сигналів, які суттєво відрізняються від існуючих у методі перетворення (основні методики використовують у АПК віконне перетворення Фур'є) покращуємо визначення параметрів сигналу. Недоліки існуючих АПК ретельно описані у підрозділі 2.3. Запропонована методика використовує перетворення сигналів за допомогою удосконаленого метода перетворення сигналів, у якому сигнал апроксимується послідовністю комплексних даних моделі, що складається з незгасаючих комплексних експонент (вираз 2.63 даної роботи), які більш

повторюють випадковий радіосигнал. Моделювання процесу перетворення цього процесу у графічному вигляді представлено на рис. 2.35 – 2.40.

З приведених графіків бачимо, що спектрі одиничного імпульсного сигналу отриманих усіма методами (дивись рис. 2.35 – 2.39) мають вигляд згасаючих пилоподібних кривих, за якими складно визначити параметри сигналу. Спектр сигналу, зображений на рис. 2.40, має чіткий дискретний вигляд, дуже зручний для визначення амплітуди, довжини сигналу що і є ціллю пошуку засобів негласного отримання інформації. Це цілком підтверджує переваги запропонованого метода перетворення сигналів над іншими методами перетворення сигналів.

Характерною особливістю пошуку засобів негласного отримання інформації є те, що для скорочення часу обробки потрібно видалити з радіодіапазону дані відомих сигналів таких як сигнали телевізійних каналів, радіотрансляції та інших. Потрібно позбавитися цих сигналів з моделі пошуку засобів негласного отримання інформації. Тому розроблена часткова методика по виключенню з аналізу відомих легальних радіосигналів, це дозволяє приділити більшу увагу невідомим сигналам, та підвищити ймовірність визначення засобів негласного отримання інформації. З метою ще більшого скорочення часу розроблено алгоритм швидкого перетворення сигналів, який на відміну від існуючих використовує метод мінімізації середніх помилок лінійного передбачення вперед, та назад. Головною відзнакою є методика виявлення випадкових радіосигналів на основі енергетичного спектру сигналу, який на відміну від звичайного спектрального аналізу дозволяє виявляти сигнали за енергетичною щільністю. Результати моделювання запропоновані на рис. 2.26 – 2.31 даної роботи.

Аналіз графіків рис. 2.26 – 2.28 показує, що залежність спектра короткотривалого випадкового сигналу при фіксованій частоті експоненти, практично носить однаковий характер, графіки незначно відрізняється за

амплітудою, що дуже ускладнює визначення сигналу, особливо на фоні радіосигналів.

Таким чином, узагальнені результати моделювання представлені у вигляді графіків рис. 2.35 – 2.40.

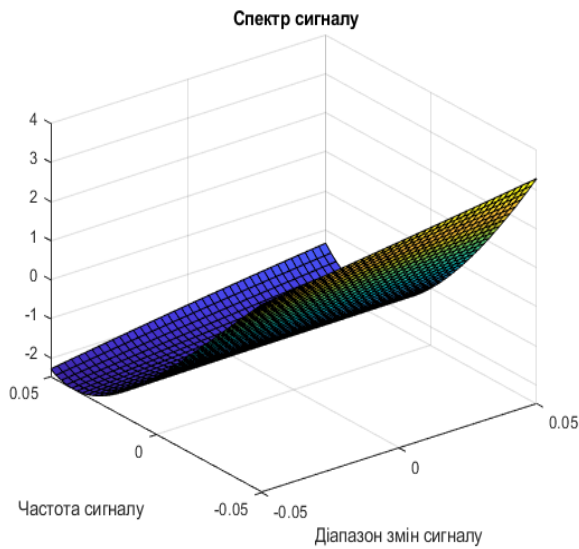


Рис. 2.35. Графік спектру сигналу при частоті експоненти  $f_e = 5$  відносних одиниць

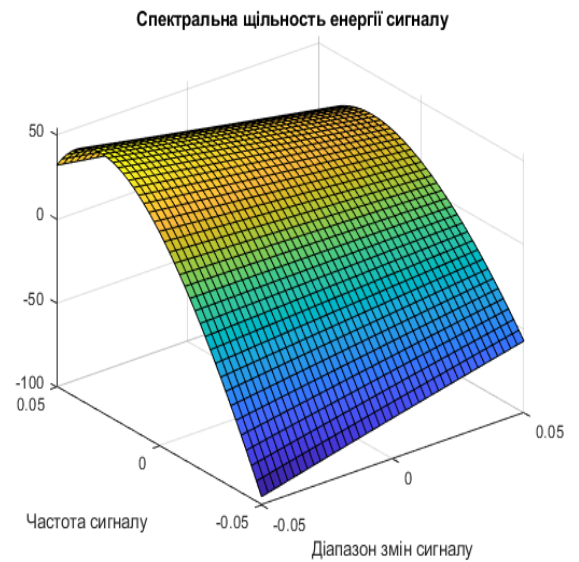


Рис. 2.36. Графік спектральної щільності сигналу при частоті експоненти  $f_e = 5$  відносних одиниць

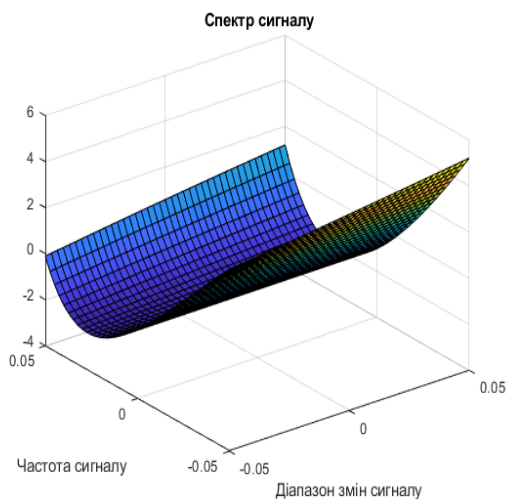


Рис. 2.37. Графік спектру сигналу при частоті експоненти  $f_e = 7$  відносних одиниць

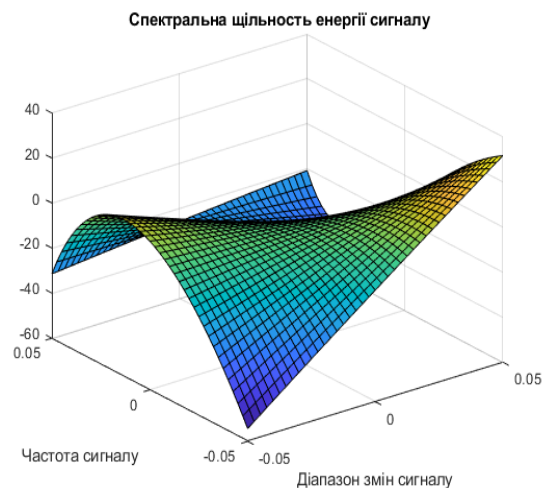


Рис. 2.38. Графік спектральної щільності сигналу при частоті експоненти  $f_e = 7$  відносних одиниць

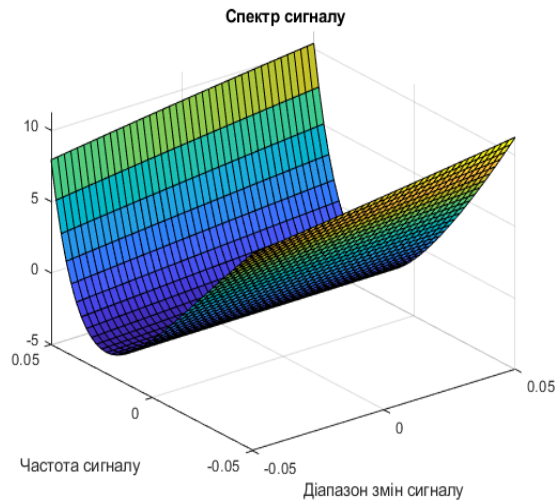


Рис. 2.39. Графік спектру сигналу при частоті експоненти  $f_e = 10$  відносних одиниць

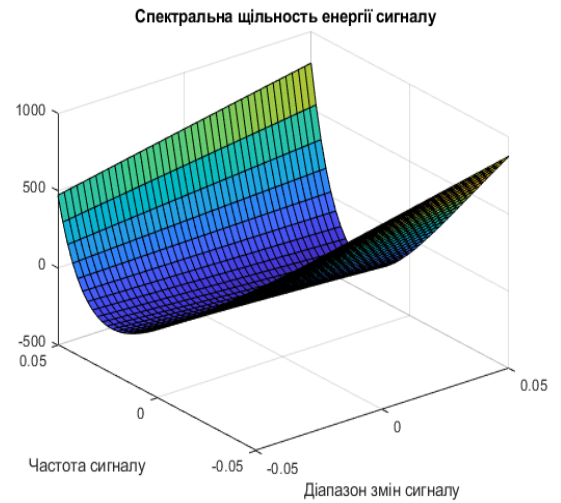


Рис. 2.40. Графік спектральної щільності сигналу при частоті експоненти  $f_e = 10$  відносних одиниць

Графіки спектральної щільності енергії сигналу наведені на рис. 2.36, 2.38, 2.40, чітко відрізняються один від одного, що дозволяє з дуже високою ймовірністю визначити випадкові сигнали.

Узагальнені результати моделювання, що представлені у вигляді графіків (див. рис. 2.35 – 2.40), наглядно доводять переваги запропонованої методики по визначенню короткотривалих випадкових сигналів, які відповідають цифровим сигналам засобів негласного отримання інформації (рис. 2.41).

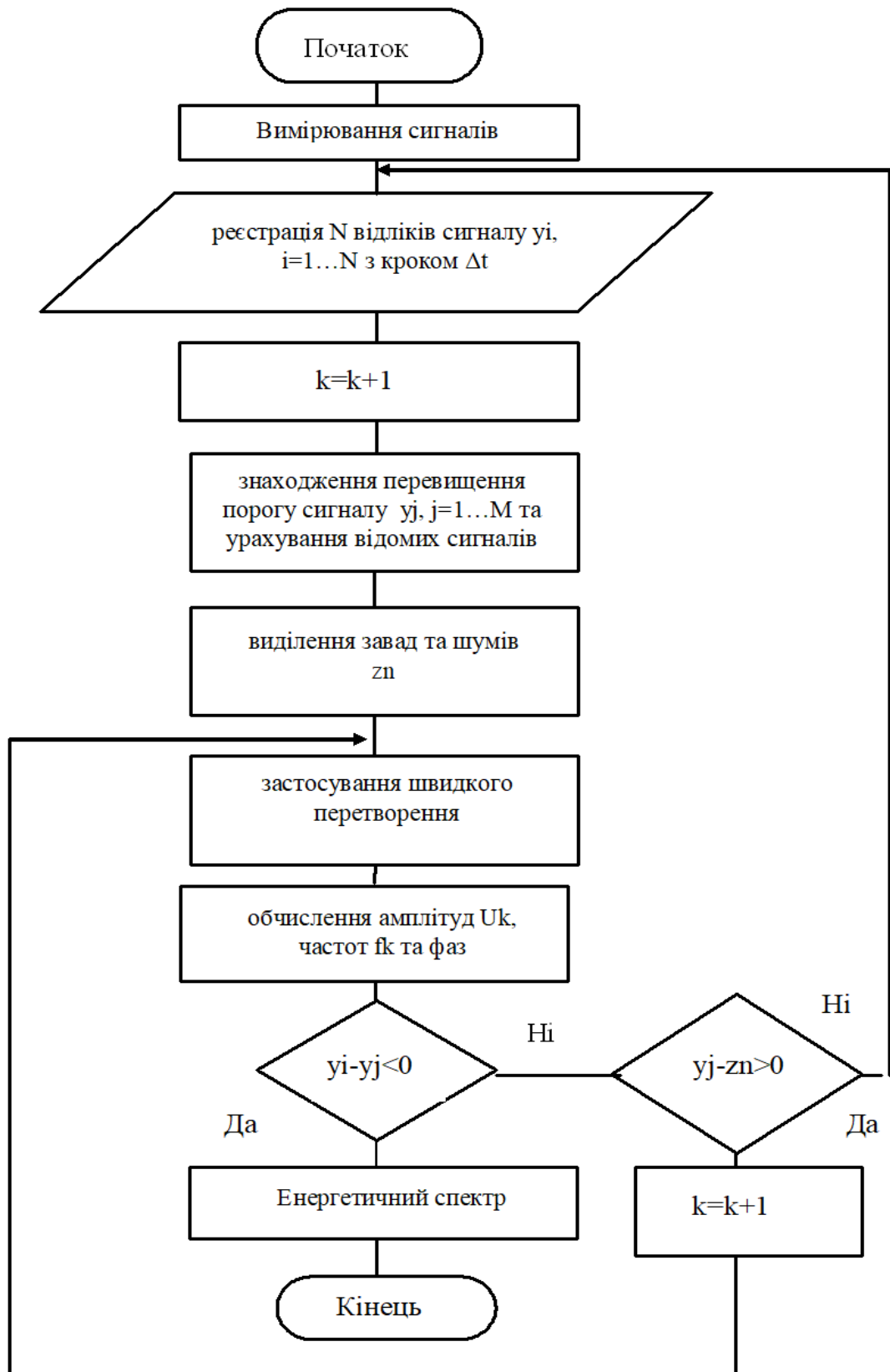


Рис. 2.41. Алгоритм запропонованої методики виявлення сигналів цифрових засобів негласного отримання інформації

Тобто розроблена узагальнена методика виявлення цифрових засобів негласного отримання інформації, яка підтверджена результатами моделювання, складеться з наступних часткових складових:

- удосконаленої методики перетворення сигналів яка застосовує для апроксимації послідовності комплексних даних сигналів – модель що складається з незатухаючих комплексних синусоїд. Цей запропонований метод дозволяє проводити вимірювання амплітуд і частот сигналу з похибкою 0,5 %. Що дозволяє визначати сигнали цифрових засобів негласного отримання інформації з дуже високою точністю;

- методики швидкого перетворення випадкових цифрових сигналів на основі мінімізації середніх значень помилок лінійного передбачення вперед і назад, який дозволяє скоротити час обчислення, що є головним при виявленні випадкових цифрових сигналів;

- методики визначення параметрів випадкових цифрових сигналів, з урахуванням відомих сигналів. Виключаючи з аналізу відомі легальні сигнали, отримаємо значно менший діапазон частот сигналів, що дозволить акцентувати увагу на невідомі сигнали, підвищити якість та скоротити час аналізу;

- методики підвищення ймовірності визначення випадкових цифрових сигналів за рахунок врахування шумів та завад радіосигналів;

- методики визначення спектру сигналів та спектральної щільності сигналів.

Алгоритм узагальнений методики виявлення цифрових засобів негласного отримання інформації наведено на рис. 2.41.

Узагальнені результати моделювання (див. рис. 2.35 – 2.40), практично довели переваги запропонованої методики по визначенню короткотривалих випадкових сигналів, які відповідають цифровим сигналам засобів негласного отримання інформації, та дозволяють визначати сигнал цифрових засобів негласного отримання інформації на фоні легальних радіосигналів.

### **3. РОЗПІЗНАВАННЯ СИГНАЛІВ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА ФОНІ ЛЕГАЛЬНИХ РАДІОСИГНАЛІВ**

Розвиток сучасних засобів негласного отримання інформації вимагає постійного удосконалення методів та засобів їх розпізнавання [201, 202]. Під розпізнаванням сигналів розуміється збір інформації про параметри сигналу, шляхом перехоплення сигналів [203]. Якщо ще декілька років тому пристрої на основі GSM вважалися екзотикою, то на теперішній час їх кількість та номенклатура на чорному ринку розширюються майже щоденно. Виявлення та розпізнавання таких ЗНОІ стає дедалі складнішою задачею, оскільки методи та режими їх роботи ускладнюються. Ситуація обтяжується тим, що ЗНОІ нового покоління працюють у цілком легальному діапазоні і їх розпізнавання у приміщенні, яке межує з іншими, заповненими легальними пристроями є проблематичним [204].

Розробники ЗНОІ застосовують все більш складні методи і алгоритми приховування випромінювання своїх виробів, наприклад радіосигнали, модульовані по амплітуді або частотне акустичним сигналом, а також ряд радіосигналів із закриттям мови (інверсія спектра, окремі цифрові алгоритми передачі звукових даних); радіосигнали зі складними алгоритмами закриття мовлення та інші.

Крім того, на етапі установки засобів застосовуються спеціальні методи маскування передачі, наприклад, створюється радіоканал з урахуванням випромінювання працюючих поблизу об'єкта легальних засобів, що заважають роботі пошукової техніки.

В умовах апіорної невизначеності, коли основні параметри радіосигналів невідомі, синтез потрібного алгоритму розпізнавання радіосигналів традиційними методами пов'язані з дуже великими труднощами. Тому важливо розпізнавати сигнали ЗНОІ з метою виключення



помилки, та надійного захисту інформації, використовую нові методи та принципи.

### **3.1. Вибір початкових даних для розробки методики розпізнавання засобів негласного отримання інформації**

Для вибору початкових даних методики розпізнавання засобів негласного отримання інформації, потрібно виявити ознаки роботи засобів негласного отримання інформації (ЗНОІ). З цією метою зробимо класифікацію ознак які характеризують роботу ЗНОІ.

Засоби негласного отримання інформації або закладені пристрої (ЗП) («закладки») – це таємно встановлені технічні пристрої, призначені для негласного (прихованого) знімання наступних видів інформації [132]:

- акустичної (голосової) інформації в приміщеннях;
- відеоінформації в приміщеннях;
- телефонних переговорів;
- інформації, що обробляється в спеціальних технічних засобах: комп'ютерних мережах, факсах, ксероксах і ін.

Закладені пристрої можна класифікувати за кількома ознаками:

1. За методом знімання інформації:

- ЗП знімання голосової інформації з використанням аудіоелектричних перетворювачів;
- ЗП знімання голосової та іншої інформації, яка циркулює в електричних ланцюгах технічних засобів;
- ЗП знімання інформації візуального характеру з використанням систем прихованого відеоспостереження [167].

2. За діапазоном частоти каналу передачі:

- мікрофони та інші аудіоелектричні перетворювачі голосової діапазону частот;
- надтональні мікропередавачі (0,1 – 1 МГц);

- радіомікрофони і радіопередавачі (0,02 – 1,5 ГГц);
  - передавачі інфрачервоного (ІК) діапазону хвиль (750 – 1150 нм);
- Наведені діапазони частот відповідають основним типам ЗП [180].

### 3. По виду електроживлення:

- ЗП, які не вимагають джерела електроживлення (динамічні мікрофони та інші аудіоелектричні перетворювачі, що мають мікрофонний ефект);
- ЗП з живленням від автономного джерела (акумулятор, хімічний елемент і ін.);
- ЗП з живленням від електромережі або лінії зв'язку, котрі знаходяться під напругою.

### 4. По режиму роботи в контрольований момент часу:

- активні – знаходяться у включеному стані;
- пасивні – знаходяться в вимкненому стані.

### 5. За типом активізації (включення) в роботу:

- постійно включені;
- з аудіопуском – включаються по перевищенню рівня акустичного шуму над заданим значенням;
- з дистанційним включенням;
- з програмно-часовим включенням [181].

### 6. По використовуваному каналу передачі інформації:

- ЗП, що використовують радіочастотний канал передачі;
- ЗП, що використовують провідні канали передачі;
- ЗП, що використовують канали передачі на основі низькочастотних електромагнітних полів;
- ЗП, що використовують інфрачервоні канали передачі.

Широкий спектр принципів дій, використовуваних методів і технологій знімання і передачі інформації зумовив значне число різнорідних ознак, за якими можна виявити ЗНОІ [118].

Сутність пошуку ЗНОІ полягає в виявленні, розпізнаванні демаскуючих ознак у подальшому – локалізації. Демаскуючі ознаки які притаманні практично всім заставних пристроям:

- 1) випромінюються електромагнітні поля радіочастотного каналу передачі;
- 2) інформаційні сигнали в провідних комунікаціях;
- 3) електромагнітні випромінювання низької частоти з переважанням магнітної складової;
- 4) інфрачервоне випромінювання, модульоване голосовим сигналом;
- 5) наявність напівпровідникових приладів у пасивних ЗП, що дають відгук на зондуєчий високочастотний сигнал;
- 6) демаскуючі ознаки, що визначаються візуальним шляхом.

Усі ці демаскуючі ознаки будемо використовувати для виявлення та розпізнавання ЦЗНОІ.

Процес автоматизованого пошуку ЗНОІ, це процес виявлення, розпізнавання та локалізації ЗНОІ у автоматичному режимі. Для виявлення потрібно мати вимірювальний пристрій, математичний апарат який дозволяє перетворити отриманий сигнал у вигляд зручний для подальшого аналізу. Надалі виявляються параметри сигналу за якими проводиться розпізнавання ЗНОІ. На заключному етапі ЗНОІ локалізується.

Перший етап вимірювання та визначення сигналу, також математичний апарат для автоматизованого комплексу був викладений у розділі 2.

Розглянемо етап розпізнавання ЗНОІ.

### **3.2. Удосконалення математичної моделі розпізнавання цифрового сигналу за допомогою сплайн-моделі**

При пошуку засобів негласного отримання інформації основним є завдання виявлення цифрового сигналу, розпізнавання, та виділення цього сигналу. Якщо виявлення сигналу було розглянуто у розділі 2, то розпізнавання

випадкових сигналів на основі аналізу отриманих параметрів, розглянемо у цьому розділі.

Для цього зробимо на першому етапі припущення: співвідношення сигнал-шум невелике. Тоді можливо розглядати подання сигналу у вигляді:

- сигнал;
- сигнал + шум;
- сигналу латентного періоду (як приклад – зашумленого на початку або кінці сигналу ЗНОІ).

В цілому, виявлення сигналу ЗНОІ це процес вибору варіантів і тому цей процес буде завжди пов'язаний з помилками.

З метою зменшення цих помилок введемо поняття оптимального порогу, перевищення якого сигналом (за однією з гіпотез) будемо вважати сигналом ЗНОІ. Поняття оптимального порогу будемо застосовувати як до вихідного сигналу, так і до його параметричного (спектрального) поданням.

Простий вид порогу – це різниця між обвідної на латентному періоді (якась усереднена оцінка прийнята за початкову базу сигналу) до обвідної на сигналі. Для спектрального часового подання – це буде обвідна максимумів спектрів початкової бази сигналу до обвідних максимумів спектрів сигналу.

Пороги вводяться для відсічення зашумлених латентних періодів і визначення сигналів ЗНОІ з метою вирішення задачі розпізнавання сигналу.

Завдання локалізації сигналу вирішується за допомогою оптимального лінійного фільтра, який пригнічує спектральні компоненти шуму і виділяє сигнал ЗНОІ.

Розглянемо приклад, коли на систему діє регулярний сигнал:

$$S(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_0(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (3.1)$$

З довільним спектром, миттєвою інтенсивністю  $I_0(t) = S^2(t)$  та енергією

$$Q(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} I_0(t) dt = 2\pi \int_{-\infty}^{+\infty} |S_0(\omega)|^2 d\omega. \quad (3.2)$$

Нехай разом з сигналом  $S(t)$  на вхід надходить стаціонарний шум з нульовим середнім значенням і спектральною щільністю  $G(\omega)$ . Передавальна функція  $K(\omega)$  оптимального фільтра це та передавальна функція для якої відношення сигнал/шум буде найбільшим з усіх можливих для  $G(\omega) = const$  (сигнал білого шуму). Значення буде описуватися виразом:

$$K(\omega) = K_{opt}(\omega) = S_0^*(\omega) e^{j\omega t_0} = S_0(-\omega) e^{-j\omega t_0}, \quad (3.3)$$

де:  $t_0$  – довільна постійна.

Частотна характеристика близька до спектра сигналу. При цьому в (3.3) входить комплексно-поєднане значення спектральної амплітуди. Оцінка параметрів латентних періодів здійснюється методами періодограманалізу, з допомогою кореляційних функцій, кінцевих функцій, кінцевих різниць і методами Брунса, Кюнена, Лагранжа, за кореляційними функціями [103].

Після рішення задачі виділення сигналу стає завданням за поданням сигналу в аналітичному вигляді. Вигляді – зручному для аналізу різними програмними засобами та методами. З цією метою розглянемо різні методи представлення сигналу.

Сигнал ЗНОІ в загальному вигляді має вигляд складної функції, це обумовлено тим, що розробники ЗНОІ використовують різні комбіновані методи приховування роботи засобів негласного отримання інформації (ЗНОІ), тобто сигнал можна представити тільки композицією декількох функцій. Якщо множина  $Y_i$  значень функції  $f_i$  міститься в безлічі визначення

$X_{i+1}$  функції  $f_{i+1}$ , тобто  $f_i, f_i: X_i \rightarrow Y_i \subset X_{i+1}, i = 1, \dots, n-1$ , то їх композиція буде визначатися виразом:

$$(f_n \circ f_{n-1} \circ \dots \circ f_1)(x) = f_n(f_{n-1}(\dots f_1(x)\dots)), x \in X_i. \quad (3.4)$$

Всяка раціональна функція будь-якого числа змінних є композицією чотирьох арифметичних дій, композицією функцій  $z + y, z - y, z \cdot y, \frac{z}{y}$ .

Складна функція при цьому зберігає властивості функції, композицією яких вона є Колмогоров А. М. [99] показав, що будь-яка визначена на  $n$ -мірному кубі ( $n \geq 4$ ) безперервна функція є композицією неперервних функцій трьох змінних. Потім Арнольд В. І. зменшив число змінних з трьох до двох. У цілому цей цикл робіт завершує теорема Колмогорова А. М. [96,175,176]:

**Теорема 1:** Будь-яка безперервна функція  $n$  змінних може бути отримана з допомогою композицій неперервних функцій одного змінного та єдиною функцією двох змінних  $g = (x, y) = x + y$ .

Саме ця теорема дозволяє представити будь-яку функцію  $f$ , безперервну на  $n$ -мірному кубі, у вигляді:

$$f(x_1, \dots, x_n) = \sum_{i=1}^{2n+1} h_i \left( \sum_{j=1}^n \phi_{ij}(x_j) \right), \quad (3.5)$$

де: функції  $h_i, \phi_{ij}$  неперервні, а функція  $\phi_{ij}$  крім того, стандартна та не залежать від вибору функції  $f$ .

Саме вираз (3.5) надає можливість представити сигнал засобів негласного знімання інформації у вигляді, зручному для подальшого аналізу програмними засобами.

Наступним методом подання сигналу є подання сигналу, у вигляді сплайн-функції двох змінних. Двовимірна сплайн-функція, зібрана зі шматків двовірних алгебраїчних многочленів. Різні узагальнення сплайн-функції на

випадок багатьох змінних характеризуються двома ознаками: формою заданої області – її поділом на підобласті і визначення простору сплайнів.

Припустимо, задана область є прямокутник з прямокутною сіткою на ньому. У прямокутній області:  $\Omega = [a, b] \times [c, d]$ , введена сітка  $\Delta = \Delta_x \times \Delta_y$ , де:  $\Delta_x : a = x_0 \leq x_1 \leq \dots \leq x_N = b$  та  $\Delta_y : a = y_0 \leq y_1 \leq \dots \leq y_M = d$ . Що поділяє область  $\Omega$  на прямокутні осередки

$$\Omega_{ij} = \left\{ (x, y) \mid x \in [x_i, x_{i+1}], y \in [y_j, y_{j+1}] \right\}, \quad (3.6)$$

де:  $i = 0, \dots, N - 1; j = 0, \dots, M - 1$ .

Для цілих  $k \geq 0$  та  $l \geq 0$  через  $C^{k,l}[\Omega]$  позначимо множину неперервних на  $\Omega$  функцій  $f(x, y)$ , що мають безперервні частотні похідні та змішані похідні  $D^{r,s} f(x, y)$   $r \leq k, s \leq l$ .

Символом  $C^{-1,-1}[\Omega]$  позначається безліч частково-неперервних функцій з розривами першого роду на деяких замкнутих лініях, що може містити межі області.

Функція  $S_{n,m,\nu,\mu}(x, y)$  називається сплайном двох змінних ступеня  $n$  дефекту  $\nu$  ( $0 \leq \nu \leq n + 1$ ) за  $x$  та ступеня  $m$  дефекту  $\mu$  ( $0 \leq \mu \leq m + 1$ ) за  $y$  з лініями склейки на сітці  $\Delta$ , якщо:

Перша умова. У кожній клітинці  $\Omega_{ij}$  функція  $S_{n,m,\nu,\mu}(x, y)$  є многочленом  $n$  ступеню  $x$  та  $m$  ступеню  $y$ , тобто:

$$S_{n,m,\nu,\mu}(x, y) = \sum_{\alpha=0}^n \sum_{\beta=0}^m a_{\alpha\beta}^{ij} (x - x_i)^\alpha (y - y_j)^\beta, \quad (3.7)$$

де:  $i = 0, \dots, N - 1; j = 0, \dots, M - 1$ ;

Друга умова:

$$S_{n,m,\mu,\nu}(x, y) \in C^{n-\nu, m-\mu}[\Omega]. \quad (3.8)$$

Нехай задано два простори залежні від однієї змінної  $S_{n,\nu}(\Delta_x)$ , та  $S_{m,\mu}(\Delta_y)$ .

**Теорема 2.** Простір сплайнів двох змінних збігаються з тензорним добутком двох просторів сплайнів однієї змінної

$$S_{n,m,\mu,\nu}(\Delta) = S_{n,\nu}(\Delta_x) \otimes S_{m,\mu}(\Delta_y). \quad (3.9)$$

Виходячи з вищевикладеного, пропонується виділення сигналу ЗНОІ проводити з допомогою оптимального лінійного фільтру, з подальшим поданням цього сигналу у вигляді складної функції (виразі (3.7)), або сплайн-функцією двох змінних, яка зводиться в кінцевому підсумку до тензорного добутку двох просторів однієї змінної (вираз (3.9)), що спрощує завдання аналізу виділеного сигналу. Проте кожен з цих методів розглядає приватні аспекти уявлень сигналу і не може вирішити задачу розпізнавання в повному обсязі.

Тобто, рішення проблеми розпізнавання не можливо вирішити якимсь одним з способів, так як кожний з них розглядає часткові (одиночні) аспекти представлення сигналу.

Розпізнавання сигналу ЗНОІ є складною комплексною проблемою, що оперує в першу чергу двома факторами:

1. фактор обробки принципу отримання сигналу;
2. фактор обробки структури сигналу.

При автоматичному аналізі сигналу, структурування та розпізнавання сигналу використовуються різні знання, з різних розділів математики, фізики та інформатики.

На понятійному рівні, це – рівень фізичних характеристик сигналів таких як: амплітуда, частота, фаза, спектр. На конструктивному рівні



присутні структури взаємодії складових частин [105,107]. У нашому випадку це структура вхідних компонентів (характеристики системи резонансних фільтрів, компоненти які характеризують принципи перетворення та ін.). На процедурному рівні – це методи аналізу та обробки сигналу, різні методи фільтрації, спектрального аналізу, апроксимації та ін.

Для вирішення завдання розпізнавання цифрового сигналу будемо використовувати метод послідовних наближень та метод послідовних витягів складових спектру.

Для аналізу параметрів випадкових сигналів у частотній області, будемо враховувати, що сама система конструктивно невідома. Тоді для нього можливо обчислити спектральну функцію, а для нею можливо побудувати опис згладжуючим сплайном  $Y(\omega)$ . Нехай ця невідома система описується функцією  $W(j\omega)$ . На вхід системи подаємо ймовірний сигнал з спектром  $S_g(\omega_k)$ . Рис. 3.1 схематично відображає модель подальшого аналізу спектра невідомого сигналу:

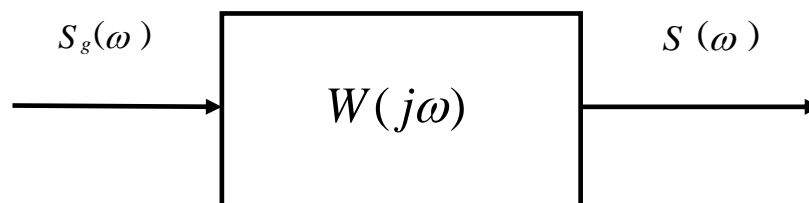


Рис. 3.1. Схематична модель аналізу спектру сигналу

В цьому випадку наше завдання апроксимація невідомої функції  $W(j\omega)$  у базисі функцій другого порядку, виду:

$$W_i(p) = \frac{c_i(\alpha_i + p)}{\beta_i^2 + p^2 + 2p\alpha_i + \alpha_i^2}. \quad (3.10)$$

Тоді для нашого випадку будемо мати:

$$|W_i(\omega_k)|^2 = \frac{c_i^2(\alpha_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_i^2 + \alpha_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k\alpha_i)^2}, \quad (3.11)$$

де:  $c_i$  – коефіцієнт затухання;

$\alpha_i$  – степiнь затухання;

$\beta_i$  – резонансна частота.

Необхідно розробити схему визначення елементів  $W(j\omega)$  та  $i$ -ї параметрів  $\beta_{0i}, \alpha_i$ .

Цю задачу пропоную вирішувати методом послідовних вилучень інформативних складових у частотній області.

Фаза випадкового сигналу визначається виразом:

$$\varphi_k = \operatorname{arctg}\left(\frac{b_k}{a_k}\right), \quad 0 \leq \varphi_k \leq 2\pi, \quad (3.12)$$

де:  $a_k$  – парна компонента;

$b_k$  – непарна компонента.

Припустимо що задано, точніше знайдено, як показано у другому розділі цієї дисертації, спектральне-часове значення випадкового сигналу у вигляді масиву значення:  $S_l(\omega_k, t) = S(\omega_k, t_l)$ . Де спектр  $S_l$  отримано у момент часу  $t_l$  на інтервалі  $T_l$ . Інтервал  $T_l = T$  постійний,  $\omega_k = k\omega_0$  - частоти обчислених спектральних коефіцієнтів,  $k = 1 \div M, l = 1 \div N$ ,  $\omega_0$  – початкова частота спектру.

Сплайн-моделювання виконується у класі згладжувальних функцій як опис спектральних параметрів у вигляді функції двох змінних  $Y(\omega, t)$  для фіксованого інтервалу часу.

Допущення, згладжування спектрального опису зводиться до задачі знаходження:

$$\sigma = \min(Y) \sum_j \sum_{\omega} [S(\omega_k, t_l) - Y(\omega, t)]^2. \quad (3.13)$$

Для сплайн-моделі з неперервними похідними у вузлах склеювання по  $\omega$ , з мінімізації  $\sigma$  по частотам вузлів склеювання  $\Omega$ :

$$\sigma = \min(\Omega_j) \min(Y) \sum_j \sum_{\omega} [S(\omega_k, t_i) - Y(\Omega_i, \omega, t)]. \quad (3.14)$$

Число вузлів  $m$  за частотою вибиратися з міркування у цілому точного, але не збиткового опису спектрального зрізу сплайн-моделлю.

Повний опис спектрального зрізу у полосі частот від 0 до 8500 Гц для фіксованого інтервалу часу може бути реалізовано моделлю з восьми вузлами, типу:

$$Y(\omega) = \frac{A_3(\omega - \Omega_0)^3 + A_2(\omega - \Omega_0)^2 + A_1(\omega - \Omega_0) + A_0}{A_{33}(\omega - \Omega_8)^3 + A_{22}(\omega - \Omega_8)^2 + A_{11}(\omega - \Omega_8) + A_{00}}, \quad \begin{array}{l} \Omega_0 \leq \omega \leq \Omega_1 \\ \Omega_8 \leq \omega \leq \Omega_9 \end{array}. \quad (3.15)$$

Опис спектру та фази сплай-моделями (3.15) у загальному випадку буде мати вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} Y_i \\ \phi_i \end{array} \right\} = \sum_{l=0}^n A_{j,n-p} (\omega - \Omega_i)^{n-p} \text{ при } \frac{\Omega_j \leq \omega \leq \Omega_{j+1}}{0 \leq j \leq m}. \quad (3.16)$$

Спектральні та фазові функції, отримані після сплайн-моделювання мають достатньо привабливий вигляд та дуже правдивий для спектрів обчислюваних для дуже коротких інтервалів часу. Спектральний опис фазочастотних характеристик, практично, відсутній у літературі. Є тільки опис у Карпова О.М. та Хорошко В.О. [173,174,175].

Але нас цікавить відхилення від сплайн-моделі, тобто потрібно визначати не тільки сплайн-модель, а й обчислювати відхилення від апроксимації сплайн-моделі.

Виходячи з того, що реальний сигнал цифрового ЗНОІ знаходиться у тому ж діапазоні що і легальні пристрої, виділити його можливо тільки за величиною енергії спектру. Сигнал цифрового ЗНОІ у зоні перевірки буде значно більший за величиною спектральної енергії чим любий сигнал за межами зони перевірки. Сигнал цифрової ЗНОІ у зоні перевірки буде на тій же частоті що і усі легальні пристрої, що ускладнює його виявлення. Однак розпізнати його можливо. Розпізнання можливо тільки за величиною спектральної енергії та фази сигналу.

Тому одним з наважливим фактором розпізнання ймовірного сигналу цифрової ЗНОІ буде знаходження максимуму спектру сигналу, точніше енергії спектру.

Для цього обчислимо максимуми сплайн-моделі, використовуючи при цьому знаходження максимуму функції по похідної. Візьмемо похідну виразу  $\varphi(\omega)$  (візьмемо його з рівняння 3.17):

$$\varphi(\omega) = \sum_{l=0}^{n-1} (n-p) A_{j,n-p} (\omega - \Omega_j)^{n-p-1}. \quad (3.17)$$

Прирівняймо похідну рівняння (3.17) нулю:  $\varphi'(\omega) = 0$

Отримаємо:

$$\varphi'(\omega) = 3A_{j,3}(\omega - \Omega_j)^2 + 2A_{j,2}(\omega - \Omega_j) + A_{j,1} = 0. \quad (3.18)$$

Використаємо заміну  $\theta = \omega - \Omega_j$ , тоді маємо:

$$\varphi'(\theta) = 3A_{j,3}\theta^2 + 2A_{j,2}\theta + A_{j,1} = 0, \quad (3.19)$$

$$\text{де: } \theta_{12} = \frac{-2 \pm \sqrt{4A_{j2}^2 - 4 \cdot 3A_{j3}A_{j1}}}{2 \cdot 3A_{j3}}.$$

Таким чином, між вузлами  $\Omega_j$  можливо знайти точне положення екстремумів  $Y_j(\omega)$ . Положення екстремумів  $\varphi_i(\omega)$  дозволить визначити динаміку сигналу, але не дозволить однозначно визначити сигнал ЗНОІ [110].

Для доказу цієї теорії, проведемо аналіз функції виразу 3.19. Задаємо декілька параметрів для постійних складових та побудуємо графік на довільному інтервалі рис. 3.2.

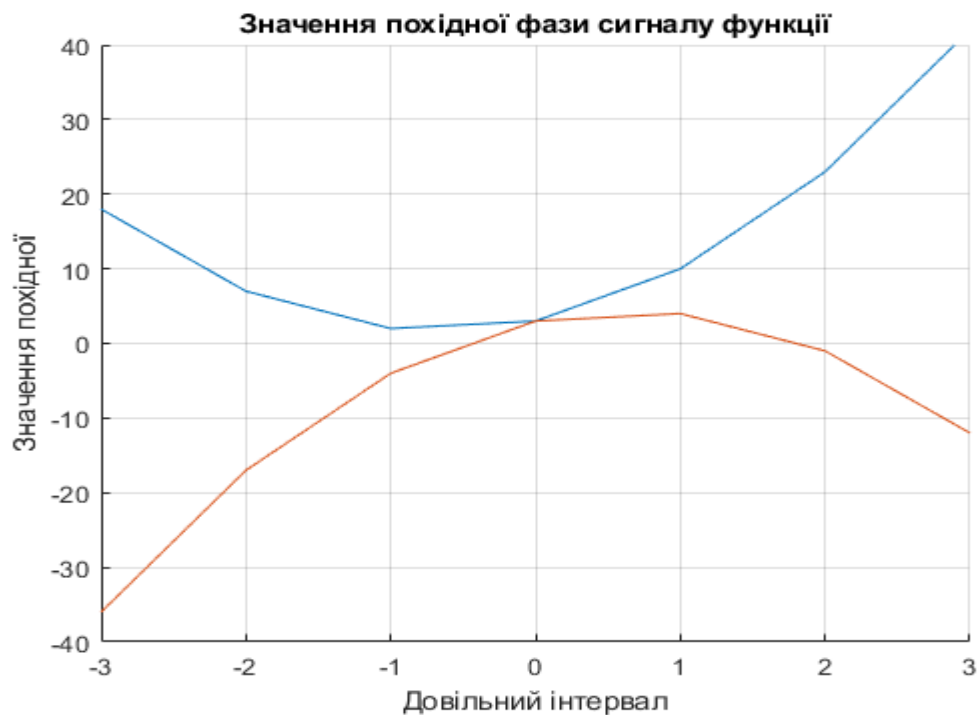


Рис. 3.2. Графік значення похідної фази сигналу

Як бачимо, з наведеного графіку, максимальне значення графіку червоного кольору складає чотири, що дійсно є максимумом функції і відповідає критерію розпізнавання як сигнал ЗНОІ. Максимальне значення графіку блакитного кольору, на інтервалі  $[-3;3]$ , складає 40, це не буде сигналом ЗНОІ, тому що це значення функції на межю інтервалу. Це дозволяє зробити наступні висновки:

- вибір межі інтервалу є дуже важливим, невірний вибір може привести до прийняття невірного рішення що до розпізнавання ЗНОІ;

- потрібно в математичний алгоритм закладати завдання аналізу усіх значень екстремумів, аналізувати усі мінімальні та максимальні значення функції сигналу (за характерними параметрами).

Тільки це дозволить з високою ймовірністю визначити та розпізнати цифровий ЗНОІ.

### 3.3. Удосконалення методики розпізнавання цифрових сигналів на базі визначення параметрів спектральних функцій другого порядку

Як розглядалось у підрозділі 3.1, для розпізнавання цифрового сигналу потрібно зробити апроксимацію спектральної функції, визначити її похідну та обчислити енергетичний спектр сигналу. Тобто, завдання розпізнавання сигналу зводиться до завдання отримання апроксимації спектру. Розглянемо апроксимацію спектральної функції у базисі передавальних функцій резонансних ланок другого порядку.

Припустимо, що згідно методики розділу 2, отримали спектральний сигнал виду  $S(\omega_k, t_l)$ , обчислили сплайн-опис  $Y(\omega_k, t_l)$  функції  $S(\omega_k, t_l)$ ,  $t_l - l$  інтервалу аналізу,  $l = \overline{1, m}$  кількості спектральних відділків  $m$ . Модель сигналу буде мати вигляд:

$$S_g(x) = \sum_{k=1}^{\infty} q^k \sin kx = \frac{q \sin x}{1 - 2q \cos x + q^2}, \quad x = \omega t. \quad (3.20)$$

Зі спектром:

$$S_g(\omega_k) = q^k = q^{\omega_k T}, \quad \omega_k = k \omega_0, \quad T = \frac{1}{\omega_0}, \quad q \leq 1. \quad (3.21)$$

Загальний вид моделі випадкової системи буде мати вигляд:

$$W(p) = \frac{\sum_{i=1}^m k_i p^i}{\sum_{i=1}^n d_i p^i}, \quad m < n. \quad (3.22)$$

Побудуємо модель  $Z(\omega_k, t_l)$  функції  $S(\omega_k, t_l)$  як суперпозицію  $n$  множення модулів передавальних ланок другого порядку на спектр визначеного сигналу:

$$Z_1(\omega_k, t_l) = \sum_{i=1}^n |S_g(\omega_k)|^2 |W_i(\omega_k)|^2, \quad (3.23)$$

Або:

$$Z_2(\omega_k, t_l) = |S_g(\omega_k)|^2 \prod_{i=1}^n |W_i(\omega_k)|^2, \quad k = \overline{1 \dots 10}, \quad (3.24)$$

де:  $t_l$  -  $l$ -й інтервал аналізу.

$$W_i(p) = \frac{c_i(\alpha_i + p)}{\beta_i^2 + p^2 + 2p\alpha_i + \alpha_i^2}. \quad (3.25)$$

Для нашого випадку будемо мати:

$$|W_i(\omega_k)|^2 = \frac{c_i^2(\alpha_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_i^2 + \alpha_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k\alpha_i)^2}. \quad (3.26)$$

Розглянемо рішення задачі для нашого випадку (3.25):

$$Z_2(\omega_k, t_l) = q^2 \omega_k^T \prod_{i=1}^n \frac{c_i^2(\alpha_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_i^2 + \alpha_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k\alpha_i)^2}. \quad (3.27)$$

Використаємо вирази  $\alpha_i = \beta_{0i}\xi_i$ ,  $\beta_i = \beta_{0i}\sqrt{1-\xi_i^2}$ , де:  $\xi_i$  – ступень затухання,  $\alpha_i$  – коефіцієнт затухання,  $\beta_{0i}$  – частота вільних коливань,  $\beta_i$  – частота примусових коливань,  $c_i$  – коефіцієнт підсилення. Тоді будемо мати вираз:

$$Z_2(\omega_k, t_l) = q^2 \omega_k^T \prod_{i=1}^n \frac{c_i^2 (\beta_{0i}^2 \xi_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_{0i}^2 (1-\xi_i^2) + \beta_{0i}^2 \xi_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2}. \quad (3.28)$$

Перетворимо вираз (3.28) і будемо мати:

$$Z_2(\omega_k, t_l) = q^2 \omega_k^T \prod_{i=1}^n \frac{c_i^2 (\beta_{0i}^2 \xi_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2}. \quad (3.29)$$

Проведемо рішення рівняння (3.29):

$$\ln Z_2(\omega_k, t) = 2\omega_k T \ln q + \sum_{i=1}^n (2 \ln c_i + \ln(\beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2 + \omega_k^2) - \ln((\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + 4\omega_k^2 \beta_{0i}^2 \xi_i^2)).$$

Коефіцієнти  $q, \xi_i, \beta_{0i}$  будемо шукати методом найменших квадратів, за виразом:

$$\sigma_i^2 = \sum_{k=1}^n [\ln S(\omega_k, t_l) - \ln Z_2(\omega_k, t_l)]^2. \quad (3.30)$$

$$\frac{\partial(\sigma_i^2)}{\partial q} = \sum_{k=1}^n 2 \left( (\ln S(\omega_k, t_l) - 2\omega_k T \ln q - \sum_{i=1}^n (2 \ln c_i + \ln(\beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2 + \omega_k^2) - \ln((\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + 4\omega_k^2 \beta_{0i}^2 \xi_i^2) \frac{1}{c_i})) \right), \quad (3.31)$$



$$\begin{aligned}
\frac{\partial(\sigma_i^2)}{\partial c_i} &= \sum_{k=1}^N 2 \left( (\ln S(\omega_k, t_i)) - 2\omega_k T \ln q - \sum_{i=1}^n (2 \ln c_i + \ln(\beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2 + \omega_k^2)) - \right. \\
&\quad \left. - \ln((\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + 4\omega_k^2 \beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2) \omega_k \frac{T}{q} \right) \\
\frac{\partial(\sigma_i^2)}{\partial \beta_{0i}} &= \sum_{k=1}^N \left( (\ln S(\omega_k, t_i)) - 2\omega_k T \ln q - \sum_{i=1}^n (2 \ln c_i + \ln(\beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2 + \omega_k^2)) - \right. \\
&\quad \left. - \ln((\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + 4\omega_k^2 \beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2) \right) \left( \frac{2\beta_{0i} \xi_{0i}^2}{\beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2 + \omega_k^2} + \frac{4\beta_{0i}(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2) + 8\beta_{0i} \xi_{0i}^2 \omega_k}{(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + 4\beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2 \omega_k^2} \right) = \dots \\
&\dots = \sum_{k=1}^N \left( \ln S(\omega_k, t_i) - 2\omega_k T \ln q - \sum_{i=1}^n (2 \ln c_i + \ln(\beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2 + \omega_k^2)) - \ln((\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + 4\omega_k^2 \beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2) \right) \times \\
&\times \frac{2\beta_{0i} \xi_{0i} (3\omega_k^4 + 2\beta_{0i}^2 \omega_k^2 - \beta_{0i}^4)}{(\beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2 + \omega_k^2)((\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + 4\beta_{0i}^2 \xi_{0i}^2 \omega_k^2)}
\end{aligned}$$

Надалі розглянемо модель:

$$\begin{aligned}
Z_l(\omega_k, t_l) &= \sum_{i=1}^n q^{2\omega_k T} \frac{c_i^2 (\alpha_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_i^2 + \alpha_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2} = \\
&= \sum_{i=1}^n q^{2\omega_k T} \frac{c_i^2 (\beta_{0i}^2 \xi_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2}
\end{aligned} \tag{3.32}$$

$$\begin{aligned}
\sigma_i^2 &= \sum_{k=1}^n \left[ \ln S(\omega_k, t_l) - \ln Z_l(\omega_k, t_l) \right]^2 = \\
&= \left( \sum_{k=1}^N S(\omega_k, t_l) - \sum_{k=1}^n q^{2\omega_k T} \frac{c_i^2 (\beta_{0i}^2 \xi_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2} \right)^2,
\end{aligned} \tag{3.33}$$

$$\sigma_0 = \sum_{k=1}^N S(\omega_k, t_l) - \sum_{k=1}^n q^{2\omega_k T} \frac{c_i^2 (\beta_{0i}^2 \xi_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2}. \tag{3.34}$$

Рівняння (3.32-3.34) – це загальна модель розпізнавання випадкових цифрових сигналів. Потім, використаємо метод найменших квадратів:

$$\frac{\partial(\sigma_i^2)}{\partial q} = \sum_{k=1}^N -\sigma_0 2\omega_k T q^{2T\omega_k} \sum_{i=1}^n \frac{c_i^2 (\beta_{0i}^2 \xi_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2}. \quad (3.35)$$

$$\frac{\partial(\sigma_i^2)}{\partial c_i} = \sum_{k=1}^N -\sigma_0 q^{2T\omega_k} \frac{c_i^2 (\beta_{0i}^2 \xi_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2}. \quad (3.36)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial(\sigma_i^2)}{\partial \beta_{0i}} &= \sum_{k=1}^N -\sigma_0 q^{2T\omega_k} \left( \frac{2c_i^2 \beta_{0i}^2 \xi_i^2 [(\beta_{0i}^2 \xi_i^2 + \omega_k^2) + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2]}{[(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2]^2} - \right. \\ &\quad \left. \frac{c_i^2 (\beta_{0i}^2 \xi_i^2 + \omega_k^2) [4\beta_{0i} (\beta_{0i}^2 - \omega_k^2) + 8\omega_k^2 \beta_{0i} \xi_i^2]}{[(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2]^2} \right) \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial(\sigma_i^2)}{\partial \xi_i} &= \sum_{k=1}^N -\sigma_0 q^{2T\omega_k} \left( \frac{2c_i^2 \beta_{0i}^2 \xi_i [(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2]}{[(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2]^2} - \right. \\ &\quad \left. \frac{8c_i^2 (\beta_{0i}^2 \xi_i^2 + \omega_k^2) \omega_k^2 \beta_{0i}^2 \xi_i}{[(\beta_{0i}^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \beta_{0i} \xi_i)^2]^2} \right) \end{aligned} \quad (3.38)$$

Система нелінійних рівнянь (3.33 – 3.35) та (3.36 – 3.38) містить  $3n + 1$ , на значення котрих накладено обмеження при  $n = 3$ ,

$$0 < q < 1, \quad 0 < \xi_i < 1, \quad \beta_{01}, \beta_{02} < 2400 \text{Гц} \quad \beta_{03} > 2400 \text{Гц}. \quad (3.39)$$

Ці обмеження задають прив'язку по частотам цифрового діапазону Wi-Fi та мобільного зв'язку, у якому діють цифрові ЗНОІ.



Тоді система прийме вигляд:

$$f(x) = 0. \quad (3.42)$$

Припустимо що знайдено  $p$ -е приближення

$$x^p = (x_1^p, x_2^p, \dots, x_n^p), \quad p = 1, 2, \dots, n. \quad (3.43)$$

Тоді рішення може мати вигляд:

$$x^{p+1} = x^p - W^{-1}(x^p)f(x^p), \quad (3.44)$$

Де  $W(x)$  матриця Якобі,

$$W(x) = f'(x) = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}, \quad i, j = 1, 2, \dots, n. \quad (3.45)$$

Позначимо  $\frac{\partial f_i}{\partial x_j} = a_{ij}$ . Для матриці  $W(x)$  обчислюємо визначник  $\Delta$  та

складеться приєднана матриця  $\bar{W}(x)$ , оборотна матриця буде мати вигляд:

$$W^{-1}(x) = \frac{\bar{W}(x)}{\Delta}, \quad (3.46)$$

Визначник буде обчислюватися за виразом:

$$\Delta_n = a_{11}a_{22} \dots a_{nn}^{n-1}, \quad a_{ij}^1 = a_{ij} \frac{a_{i1}a_{1j}}{a_{11}}. \quad (3.47)$$

Визначник  $\Delta_n = \det[a_{ij}]$  може бути перетворено так, що  $a_{pq} = 1$  головний елемент, тоді визначник  $(n-1)$  порядку прийме вигляд:

$$\Delta_n = (-1)^{p+q} \Delta_{n-1}, \quad a_{ij}^{-1} = a_{ij} - a_{iq} a_{pj}. \quad (3.48)$$

Метод градієнта [117] виходить з тих самих передумов що і метод Ньютона, розглядається функція:

$$U(x) = \sum_{i=1}^n [f_i(x)]^2. \quad (3.49)$$

Градієнт котрої має вигляд:

$$\nabla U(x) = 2 \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \frac{\partial f_i(x)}{\partial x_1} f_i(x) \\ \dots\dots\dots \\ \sum_{i=1}^n \frac{\partial f_i(x)}{\partial x_n} f_i(x) \end{bmatrix} = 2W'(x)f(x). \quad (3.50)$$

Рішення за цим методом має вигляд:

$$x^{p+1} = x^p - \mu_p W'_p f^p, \quad W_p = W(x^p), \quad f^p = f(x^p), \quad (3.51)$$

$$\mu_p = \frac{(f^p, W_p W'_p f^p)}{(W_p W'_p f^p, W_p W'_p f^p)}. \quad (3.52)$$

Вибір цього методу обумовлено тим, що нема необхідності обчислювати зворотну матрицю.



$$\begin{aligned} \sigma_i^2 &= \sum_{\omega_k} \left( S(\omega_k, t_l) - Z_1(k, q, c_1, \beta_1, \alpha_1, \omega_k) \right)^2 = \\ &= \sum_{\omega_k} \left( S(\omega_k, t_l) - q^{2\omega_k T} \frac{c_i^2(\alpha_i^2 + \omega_k^2)}{(\beta_i^2 + \alpha_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2} \right)^2. \end{aligned} \quad (3.56)$$

При цьому отримуємо вираз для похибки:

$$\sigma = S(\omega_k, t_l) - q^{2\omega_k T} \frac{c_1^2(\alpha_1^2 + \omega_k^2)}{(\beta_1^2 + \alpha_1^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_1)^2}. \quad (3.57)$$

Для знаходження параметрів  $q, c_i, \beta_i, \alpha_i$  виконаймо наступне:

$$\frac{\partial(\sigma_1^2)}{\partial q} = \sum_{\omega_k=1}^N -\sigma \omega T q^{\omega_k T - 1} \frac{c_1^2(\alpha_1^2 + \omega_k^2)}{(\beta_1^2 + \alpha_1^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_1)^2}. \quad (3.58)$$

$$\frac{\partial(\sigma_1^2)}{\partial \beta_1} = \sum_{\omega_k=1}^N \sigma q^{2\omega_k T} \frac{4c_1^2(\alpha_1^2 + \omega_k^2)\beta_1(\beta_1^2 + \alpha_1^2 - \omega_k^2)}{((\beta_1^2 + \alpha_1^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_1)^2)^2}. \quad (3.59)$$

$$\frac{\partial(\sigma_1^2)}{\partial c_1} = \sum_{\omega_k=1}^N -\sigma q^{\omega_k T} \frac{2c_1(\alpha_1^2 + \omega_k^2)}{(\beta_1^2 + \alpha_1^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_1)^2}. \quad (3.60)$$

$$\frac{\partial(\sigma_1^2)}{\partial \alpha_1} = \sum_{\omega_k=1}^N q^{2\omega_k T} \left\{ \frac{2\alpha_1 c_1^2 [(\beta_1^2 + \alpha_1^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_1)^2]}{((\beta_1^2 + \alpha_1^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_1)^2)^2} - \frac{c_1^2 [(\alpha_1^2 + \omega_k^2) [4\alpha_1(\beta_1^2 + \alpha_1^2 - \omega_k^2) + 8\omega_k \alpha_1]}{((\beta_1^2 + \alpha_1^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_1)^2)^2} \right\}. \quad (3.61)$$





$$\frac{\partial \sigma_1^2}{\partial \alpha_1} = \sum_{\omega_k}^N \sigma \left[ \frac{-2\alpha_1}{\alpha_1^2 + \omega_k^2} + \frac{4\alpha_1(\beta_1^2 + \alpha_1^2 - \omega_k^2) + 8\alpha_1^2 \omega_k}{((\beta_1^2 + \alpha_1^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_1)^2)^2} \right]. \quad (3.67)$$

На наступних кроках визначаються  $\beta_i, c_i, \alpha_i$ .

Для розпізнання цифрової ЗНОІ потрібно обчислити максимум потужності спектра, для цього потрібно похідні (3.66 – 3.67) прирівняти нулю. Максимуми потужності спектра можливо і є сигналами цифрових ЗНОІ.

Розглянемо більш детально процес розпізнавання сигналу.

Як показано вище, для сплайн-опису можливо визначити частоти одного або декілька максимумів  $\beta_i$ . Для цього першим кроком вибирається частота  $\beta_i$  найбільшого максимуму і визначаються параметри  $q, c_i, \alpha_i$  за виразом (3.26), прийmemo  $q = 1$ , та визначимо параметри  $c_i, \alpha_i$ . Вирішується одразу система з трьох рівнянь, потім з двох рівнянь, при цьому виконується перевірка умов виразу (3.54).

Тобто завдання розпізнавання випадкового цифрового сигналу на основі аналізу спектральної енергії вирішена.

Однак ЦЗНОІ окрім головного фактора визначення мають ще параметри, за котрими їх можливо визначити. Для цього існує другий алгоритм, який доповнює вищевикладений.

### **3.5. Методика розпізнання цифрових засобів негласного отримання інформації сигналів на основі апарату диференціальних перетворень**

Диференціальні перетворення, це відносно новий операційний метод, який на відміну від відомих, інтегральних та дискретних перетворень, засновані на переводі оригіналів у область відображень за допомогою операції диференціювання [186]. Математичне моделювання процесів

радіомоніторингу на основі диференціальних перетворень, відрізняється тим, що процес моніторингу пролягає в умовах впливу випадкових збурювань [187]. Процес виявлення стороннього радіосигналу також є випадковим. Моделювання випадкових процесів у складних не лінійних системах вимагають великих витрат машинного ресурсу та часу [136,150]. У системах реального часу швидкість обчислень, необхідна для одержання необхідної точності моделювання випадкових процесів, може перевищувати граничну швидкість, яку може забезпечити сучасна комп'ютерна техніка.

Основні характеристики випадкових сигналів будемо розглядати у рамках кореляційної теорії [112,151]. Розглянемо одновимірний випадковий сигнал  $x(t, \delta)$  де  $\delta$  – задана випадкова величина. В області відображень модель цього сигналу представляється диференціальним спектром  $X(K, \delta)$ . Якщо виконати зворотнє перетворення  $X(K, \delta)$  у часову область згідно [100], то одержимо вираз:

$$x(t, \delta) = \sum_{K=0}^{\infty} \left(\frac{t}{H}\right)^K X(K, \delta) \quad (3.68)$$

Знайдемо математичне сподівання випадкового сигналу  $X(K, \delta)$ , описаного виразом (3.68):

$$m_x(t) = m_x(t) = M[x(t, \delta)] = \sum_{K=0}^{\infty} (t/H)^K M[X(K, \delta)], \quad (3.69)$$

$$\text{де: } M[X(K, \delta)] = m_x(K) = \int_{-\infty}^{\infty} X(K, \omega) p(\omega) d\omega, \quad (3.70)$$

**де:**  $p(\delta)$  - задана щільність розподілу ймовірностей випадкової величини  $\delta$ .

Якщо початок випадкового сигналу  $x(t, \delta)$ , розглядається від нульового моменту часу  $t_0=0$ , і  $H = t - t_0 = t$ , то вираз (3.70) спрощується:

$$m_x(t) = \sum_{K=0}^{\infty} m_x(K). \quad (3.71)$$

З виразу (3.71) випливає, що математичне сподівання  $m_x(t)$  випадкового сигналу  $x(t, \delta)$  визначається сумою математичних чекань  $m_x(K)$  усіх дискретних диференційного спектру  $X(K, \delta)$ ,  $K=0,1,2,\dots,i$ , при  $H = t$ .

За визначенням дисперсія випадкової функції  $x(t, \delta)$  обчислюється за виразом [162]:

$$D_{(x)}(t) = M[x^2(t, \delta)] - m_x^2(t). \quad (3.74)$$

Введемо допоміжну змінну

$$U(t, \delta) = x^2(t, \delta). \quad (3.75)$$

Тоді вираз (3.74) приймає вигляд:

$$D_{(x)}(t) = M[U(t, \delta)] - m_x^2(t). \quad (3.76)$$

Переведемо вирази (3.75) и (3.76) в область відображень, застосувавши диференційні перетворення:

$$D_{(x)}(K) = M[U(K, \delta)] - m_x^2(K) * m_x(K). \quad (3.77)$$

$$U(K, \delta) = X(K, \delta) * X(K, \delta) = \sum_{e=0}^K X(K-e, \delta) X(e, \delta) \quad (3.78)$$

$$M[U(K, \delta)] = m_x(K) = \int_{-\infty}^{\infty} U(K, \delta) p(\delta) d\delta. \quad (3.79)$$

$$m_x^2(K) = m_x(K) * m_x(K) = \sum_{l=0}^{l=K} m_x(K-l) m_x(l), \quad (3.80)$$

де: «\*» – символ операції множення в області відображень.

Вирази (3.77) – (3.80) дозволяють визначити диференційний спектр  $D_x(K)$  і моделюють дисперсію  $D_x(t)$  у області відображень. З метою відновлення дисперсії  $D_x(t)$  у часовій області по диференційному спектрі  $D_x(K)$ , застосуємо зворотні диференційні перетворення виду:

$$D_{(x)}(t) = \sum_{K=0}^{\infty} (t/H)^K D_x(K). \quad (3.81)$$

З огляду на те що, випадковий сигнал  $x(\delta, t)$  розглядається від  $t_0=0$ , та  $H = t - t_0 = t$ , вираз (3.81) перетвориться у вигляд:

$$D_{(x)}(t) = \sum_{K=0}^{\infty} D_x(K), \quad (3.82)$$

де:  $D_x(t)$  - диференційний спектр, що обчислюється по виразах (3.77) – (3.80) на підставі диференційного спектру  $X(K, \delta)$ . Вираз (3.82) дає простий алгоритм визначення дисперсії  $D_x(t)$  випадкового сигналу  $x(t, \delta)$ . Необхідно для кожної дискретної диференційного спектра  $X(K, \delta)$  знайти дисперсію  $D_x(K)$ ,  $K=0,1,2,\dots,i$  усіх дискретних диференційного спектру  $X(K, \delta)$  при  $H = t$ .

Кореляційна функція  $R_x(t_1, t_2)$  випадкового сигналу  $x(t, \delta)$  будується по двох диференційних спектрах  $X(K, \delta)$ , відповідно до виразу прямого диференційного перетворення:

Виберемо для розрахунку два інтервали часу  $H_1 = t_1 - t_0$  та  $H_2 = t_2 - t_0$  і що, враховуючі  $t_0 = 0$  – отримуємо  $H_1 = t_1$  та  $H_2 = t_2$ .

Позначимо диференційний спектр  $X(K, \delta)$ , отриманий при  $H_1 = t_1$  скрізь  $X(K, t_1, \delta)$  та при  $H_2 = t_2$  ·  $X(K, t_2, \delta)$ .

Визначимо математичні сподівання дискретних цих двох диференційних спектрів:

$$m_x(K, t_1) = M[X(K, t_1, \delta)] = \sum_{l=0}^{l=K} X(K, t_1, \delta) p(\delta) d\delta. \quad (3.83)$$

$$m_x(K, t_2) = M[X(K, t_2, \delta)] = \sum_{l=0}^{l=K} X(K, t_2, \delta) p(\delta) d\delta. \quad (3.84)$$

В області відображень перемножуємо диференціальні спектри (3.83) та (3.84)

$$m_x(K, t_1) * m_x(K, t_2) = \sum_{l=0}^{l=K} m_x(K-l, t_1) m_x(l, t_2). \quad (3.85)$$

Формуємо в області відображень добуток двох диференціальних спектрів  $X(K, t_1, \delta)$  та  $X(K, t_2, \delta)$ , отримаємо вираз:

$$Q(K, t_1, t_2, \delta) = X(K, t_1, \delta) * X(K, t_2, \delta) = \sum_{l=0}^{l=K} X(K-l, t_1, \delta) X(l, t_2, \delta). \quad (3.86)$$

Знайдемо математичне сподівання від (3.86):

$$m_q(K, t_1, t_2, \delta) = M[Q(K, t_1, t_2, \delta)] = \int_{-\infty}^{\infty} Q(K, t_1, t_2, \delta) p(\delta) d\delta. \quad (3.87)$$

Відповідно до визначення кореляційної функції сформуємо її диференційний спектр  $R_x(K, t_1, t_2)$  за виразом:

$$R_x(K, t_1, t_2) = m_q(K, t_1, t_2, \delta) - m_x(K, t_1) * m_x(K, t_2). \quad (3.88)$$

Перехід від диференційного спектру  $R_x(K, t_1, t_2)$  у часову область можливо виконати зворотним диференційним перетворенням двома способами: при  $H_1 = t_1$  та  $H_2 = t_2$ . У результаті отримаємо:

$$R_x(t_1, t_2) = \sum_{K=0}^{\infty} R_x(K, t_1, t_2). \quad (3.89)$$

Таким чином, кореляційна функція  $R_x(t_1, t_2)$  випадкового сигналу  $x(t, \delta)$  визначається сумою всіх дискретних диференційного спектру  $R_x(K, t_1, t_2)$ , обчислення якого здійснюється за виразами (3.83) – (3.88).

В окремому випадку, коли  $t = t_1 = t_2$  кореляційна функція  $R_x(t)$  дорівнює дисперсії  $D_x(t)$ , алгоритм обчислення кореляційної функції збігається з алгоритмом визначення дисперсії.

Ми взяли наступним параметром кореляцію, тому, що кореляція, по суті, є методом оцінки взаємних зв'язків, що мають форму подібності або збігів. Таким чином, процес кореляції зводиться до порівняння двох картин або процесів.

Порівняння картин, сигналів або процесів можна зробити використовуючи поняття кореляційної функції. Кореляційна функція (англ. – correlation function) детермінованого сигналу з кінцевою енергією є інтеграл (в нескінченних межах) від добутку двох копій сигналів, зсунутих один щодо одного на час  $\tau$ .

Кореляційна функція показує ступінь подібності між сигналом і його зміщеною копією – чим більше значення кореляційної функції, тим ця

подібність сильніше. Оскільки, в нашому випадку, функція порівнюється сама з собою, її називають автокореляційною функцією. У нашому випадку, нам потрібно мінімальне значення кореляційно функції, тобто розпізнавання цифрових ЗНОІ відбувається якраз на принципі мінімальної кореляції. Що пояснюється дуже коротким часом дії (виходу в ефір) цифрового ЗНОІ.

Однак в разі періодичних сигналів, слабо замаскованих ЗНОІ, необхідні додаткові параметри для визначення, з огляду на те, що кореляційну функцію періодичних сигналів ЗНОІ нічого очікувати бути мінімальною.

Виходячи з чого визначення кореляційної функції являється необхідним, однак не достатні вимоги розпізнавання ЗНОІ.

Для визначення інших параметрів ймовірного випадкового сигналу, який є ймовірним сигналом ЗНОІ, зробимо наступне:

Представимо, ймовірний випадковий сигнал як реалізацію випадкового процесу  $X(t, \Omega)$ , який є інтегральним представленням розв'язку стохастичного нелінійного диференційного рівняння виду:

$$\frac{dX(t, \omega)}{dt} = ae^{-\frac{1}{2}(a\omega - t_0)}, \quad \omega \in \Omega, \quad a = const, \quad (3.90)$$

з початковими умовами:

$$X(0, \omega) = 0, \quad (3.91)$$

де:  $t_0$ - час появи сигналу,  $a$  - амплітуда сигналу,  $\omega$ - випадкове збудження, яке є випадковою величиною простору елементарних подій  $\Omega$ , яка розподілена рівномірно на відрізок  $[-\alpha; \alpha]$ .

Для визначення числових характеристик випадкового процесу  $X(t, \Omega)$ , а саме математичного сподівання  $m_x(t)$  і дисперсії  $D_x(t)$ , для моменту часу  $t = \tau$  здійснимо диференційне перетворення для правої частини рівняння (1) за наступним правилом:

$$\underline{X}(k, \omega) = \frac{H^k}{k!} \left( \frac{d^k X(t, \omega)}{dt^k} \right)_{t=0}, \quad (3.92)$$

де:  $X(t, \Omega)$  - оригінал, що уявляє собою неперервну функцію, яка нескінченну кількість разів диференційована відносно змінної часу  $t$ , при цьому обмежена з усіма своїми похідними і яка є розв'язком рівняння (3.90);

$\underline{X}(k, \omega)$  - диференційне зображення оригіналу, яке є дискретною функцією цілочислового аргументу  $k = 0, 1, 2, \dots$ ;

$H$  - масштабна стала, яка має розмірність аргументу  $t$  і в багатьох випадках обирається таким чином, щоб виконувалась нерівність

$$0 \leq t \leq H, \quad (3.93)$$

тобто,  $H$  - довжина часового інтервалу, на якому спостерігаються характеристики сигналу, що уявляє собою праву частину рівняння (3.90).

Для рівняння (3.91) образ диференційного перетворення (3.92) має вигляд:

$$\underline{X}(0, \omega) = 0, \quad \underline{X}(k, \omega) = \frac{H^k}{k!} (-1)^{k-1} 2^{1-k} \omega^{k-1} a e^{\frac{1}{2}t_0}. \quad (3.94)$$

Дані розрахунків для п'яти значень, приведені у табл. 3.1:

Таблиця 3.1

Дані розрахунків для п'яти значень компонент, для виразу (3.94)

$k$	$X(k, \omega)$
1	$Ha e^{\frac{1}{2}t_0}$
2	$-\frac{1}{4} H^2 \omega a e^{\frac{1}{2}t_0}$
3	$\frac{1}{24} H^3 \omega^2 a e^{\frac{1}{2}t_0}$
4	$-\frac{1}{192} H^4 \omega^3 a e^{\frac{1}{2}t_0}$
5	$\frac{1}{1920} H^5 \omega^4 a e^{\frac{1}{2}t_0}$



Здійснивши зворотне перетворення за формулою

$$X(t, \Omega) = \sum_{k=0}^{\infty} \left( \left( \frac{t}{H} \right)^k \underline{X}_k(k, \omega) \right), \quad (3.95)$$

розв'язок рівняння (3.92), з початковими умовами (3.93), правій частині якого відповідає образ (3.95), має вигляд:

$$X(t, \omega) = \sum_{k=1}^{\infty} \left( \left( \frac{t}{H} \right)^k \frac{H^k}{k!} (-1)^{k-1} 2^{1-k} \omega^{k-1} a e^{\frac{1}{2}t_0} \right),$$

або

$$X(t, \omega) = \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{t^k}{k!} (-1)^{k-1} 2^{1-k} \omega^{k-1} a e^{\frac{1}{2}t_0} \right). \quad (3.96)$$

Математичне сподівання  $m_X(t)$  випадкового процесу  $X(t, \Omega)$  в загальному випадку визначається за формулою:

$$m_X(t) = E(X(t, \Omega)) = \sum_{k=1}^{\infty} \left( \left( \frac{t}{H} \right)^k E(\underline{X}(t, \omega)) \right), \quad (3.97)$$

де, при заданій щільності розподілу ймовірності  $p_{\Omega}(\omega)$  випадкової величини  $\omega$  отримаємо вираз:

$$E(\underline{X}(k, \omega)) = \underline{m}_X(k) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{X}(k, \omega) p_{\Omega}(\omega) d\omega. \quad (3.98)$$

Так як в нашому випадку, випадкова величина  $\omega$  розподілена рівномірно на відрізку  $[-\alpha; \alpha]$ , то:

$$p_{\Omega}(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2\alpha}, & \omega \in [-\alpha; \alpha] \\ 0, & \omega \notin [-\alpha; \alpha] \end{cases} \quad (3.99)$$

Тоді, з урахуванням (3.91), (3.94) і (3.99), маємо:

$$\underline{m}_x(k) = \frac{H^k}{k!} (-1)^{k-1} \frac{1}{2\alpha} 2^{1-k} a e^{\frac{1}{2}t_0} \int_{-\alpha}^{\alpha} \omega^{k-1} d\omega,$$

Звідки:

$$\underline{m}_x(k) = \frac{H^k}{k!} (-1)^{k-1} \frac{1}{2\alpha} 2^{1-k} \frac{\alpha^k - (-\alpha)^k}{k} a e^{\frac{1}{2}t_0}. \quad (3.100)$$

Дані розрахунків для п'яти значень, приведені у табл. 3.2:

Таблиця 3.2

Дані розрахунків для п'яти значень компонент для виразу (3.100)

$k$	$\underline{m}_x(k)$
1	$H a e^{\frac{1}{2}t_0}$
2	0
3	$\frac{1}{18} H^3 \alpha^2 a e^{\frac{1}{2}t_0}$
4	0
5	$\frac{1}{600} H^5 \alpha^4 a e^{\frac{1}{2}t_0}$

Так як при парних значеннях  $k$  доданки в правій частині рівності (3.100) дорівнюють 0, то, поклавши  $k = 2m - 1$ , в остаточному виді, представлення (3.100) має вид:

$$\underline{m}_x(2m-1) = H^{2m-1} \frac{\alpha^{2m-2}}{(2m-1)!(2m-1)} 2^{2-2m} a e^{\frac{1}{2}t_0}, \quad m = 1, 2, \dots \quad (3.101)$$

Тоді, використовуючи (3.96), маємо:

$$m_X(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \left( \left( \frac{t}{H} \right)^{2m-1} H^{2m-1} \frac{\alpha^{2m-2}}{(2m-1)!(2m-1)} 2^{2-2m} a e^{\frac{1}{2}t_0} \right), \quad m=1,2,\dots$$

або:

$$m_X(t) = \sum_{k=1}^{\infty} t^{2m-1} \frac{\alpha^{2m-2}}{(2m-1)!(2m-1)} 2^{2-2m} a e^{\frac{1}{2}t_0}, \quad m=1,2,\dots$$

Беручи  $m=1, m=2, m=3$ , остаточно отримаємо функцію математичного сподівання заданого випадкового процесу від часу:

$$m_X(t) = \left( t + \frac{\alpha^2}{72} t^3 + \frac{\alpha^4}{9600} t^5 \right) a e^{\frac{1}{2}t_0}. \quad (3.102)$$

Використовуючи означення дисперсії випадкового процесу  $X(t, \Omega)$ , маємо:

$$D_X(t) = E\left((X(t, \omega))^2\right) - (m_X(t))^2. \quad (3.103)$$

Ввівши додаткову змінну  $V(t, \omega) = (X(t, \omega))^2$ . Тоді,

$$D_X(t) = E(V(t, \omega)) - (m_X(t))^2. \quad (3.104)$$

Використовуючи диференціальне перетворення (3), образ дисперсії має вид:

$$\underline{D}_X(k) = \int_{-\infty}^{\infty} \left( \sum_{l=0}^k \left( \underline{X}((k-l), \omega) \underline{X}(l, \omega) \right) \right) p_{\Omega}(\omega) d\omega - \sum_{l=0}^{l=k} \left( \underline{m}_X(k-l) \underline{m}_X(l) \right). \quad (3.105)$$

В нашому випадку, використовуючи (3.94) і (3.101) з урахуванням, маємо:

$$\underline{D}_X(k) = \frac{1}{2\alpha} \int_{-\alpha}^{\alpha} \left( \sum_{l=0}^k (\underline{X}((k-l), \omega) \underline{X}(l, \omega)) \right) d\omega - \sum_{l=0}^{l=k} (\underline{m}_X(k-l) \underline{m}_X(l)),$$

$$k=1: \underline{D}_X(1) = 0, \text{ так як } \underline{X}(0, \omega) = \underline{m}_X(0) = 0;$$

$$k=2: \underline{D}_X(2) = \frac{1}{\alpha} \int_{-\alpha}^{\alpha} ((\underline{X}(1))^2) d\omega - 2\underline{m}_X(1)\underline{m}_X(2) = 2H^2 a^2 e^{t_0};$$

$$k=3: \underline{D}_X(3) = \frac{2}{\alpha} \int_{-\alpha}^{\alpha} (\underline{X}(1)\underline{X}(2)) d\omega - 2\underline{m}_X(1)\underline{m}_X(2) = 0;$$

$$k=4:$$

$$\underline{D}_X(4) = \frac{1}{\alpha} \int_{-\alpha}^{\alpha} (2\underline{X}(1)\underline{X}(3) + (\underline{X}(2))^2) d\omega - 2\underline{m}_X(1)\underline{m}_X(3) = \frac{1}{72} H^4 a^2 e^{t_0} \alpha^2;$$

$$k=5$$

$$\underline{D}_X(5) = \frac{1}{\alpha} \int_{-\alpha}^{\alpha} (\underline{X}(1)\underline{X}(4) + \underline{X}(2)\underline{X}(3)) d\omega - \left( \underline{m}_X(0)\underline{m}_X(5) + \right. \\ \left. + 2\underline{m}_X(1)\underline{m}_X(4) + 2\underline{m}_X(2)\underline{m}_X(3) \right) = 0$$

Тоді, згідно з (3.105)

$$D_X(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \left( \left( \frac{t}{H} \right)^k \underline{D}(k) \right) = \left( \frac{1}{72} \alpha^2 t^4 + t^4 \right) a^2 e^{t_0}, \text{ беручи } k=1,2,3,4,5. \quad (3.106)$$

Згідно (3.106) і беручи  $k=1,2,3,4,5$ , отримуємо аналітичну залежність випадкового сигналу  $X(t, \omega)$ , як функцію від часу

$$X(t, \omega) = \left( \frac{1}{1920} \omega^4 t^5 - \frac{1}{192} \omega^3 t^4 + \frac{1}{24} \omega^2 t^3 - \frac{1}{4} \omega t^2 + t \right) a e^{\frac{1}{2}t}. \quad (3.107)$$

Для наочного уявлення отриманих матеріалів, проведемо моделювання випадкового сигналу в середовищі Матлаб [80]. Результат моделювання представлені на рис. 3.3 – рис. 3.5.

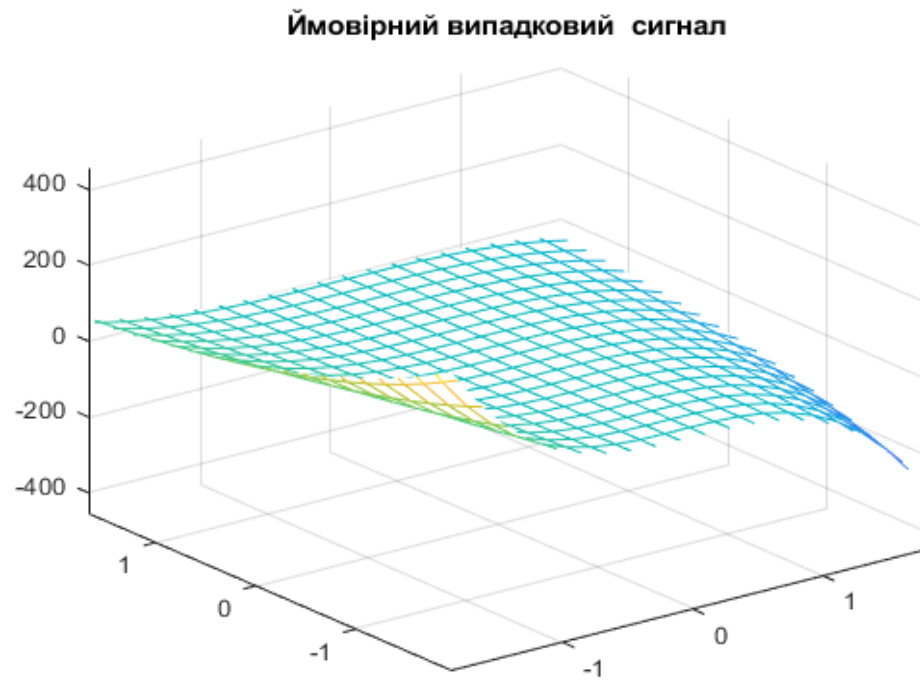


Рис. 3.3. Ймовірнісний випадковий сигнал, сигнал цифрового засобу негласного отримання інформації

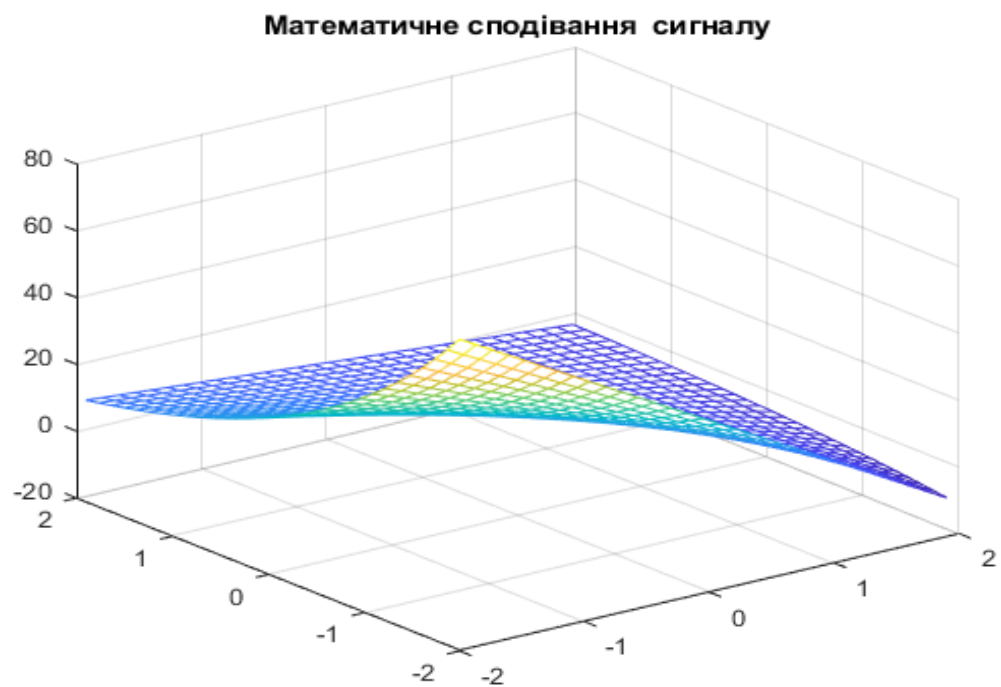


Рис. 3.4. Математичне сподівання сигналу цифрового засобу негласного отримання інформації

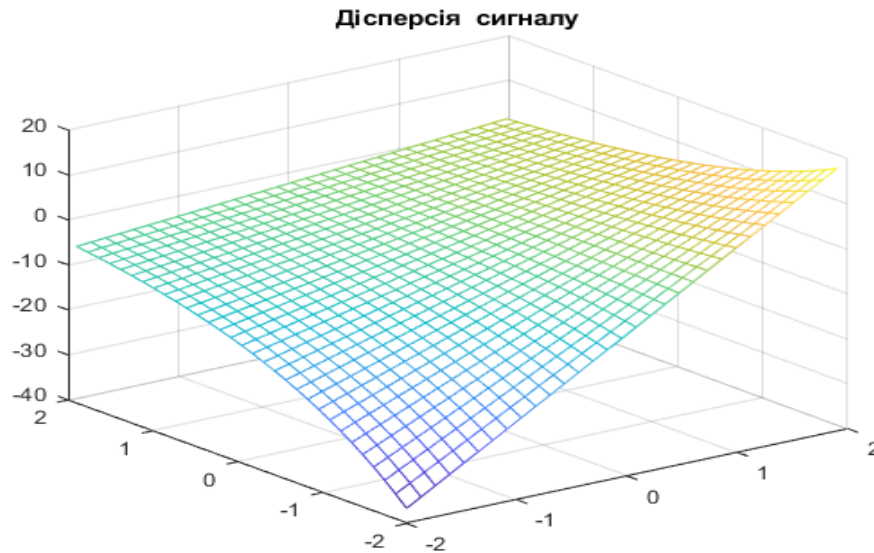


Рис. 3.5. Дисперсія сигналу цифрового засобу негласного отримання інформації

З приведених результатів моделювання бачимо, що визначене розрахунковим шляхом, математичне сподівання та дисперсія цілком повторює заданий сигнал біля нульового значення, що є доказом вірного моделювання процесу.

Однак слід відмітити, що зі збільшенням часу або діапазону визначення сигналу, розбіжність зростає, тому приведена методика як раз гарантує обчислювання випадкового сигналу з високою якістю, в зв'язку з тим що ці сигнали є дуже короткочасними.

Зважаючи на те, що випадковий сигнал є сигнал ЦЗНОІ, і він ймовірніше працює дуже короткий час, ми дійсно отримали гарні результати характеристики імпульсного сигналу, але цей сигнал ідеальний. На практиці таких сигналів не існує, тому вважаю за доцільним обов'язково визначати не тільки швидкість зменшення виявленого сигналу, а ще і визначати швидкість швидкості (прискорення) випадкового сигналу. Це пояснюється тим що короткочасний випадковий сигнал – це імпульс – швидкість його зменшення найбільша з усіх сигналів. Якщо визначити прискорення зменшення сигналу, то ми отримаємо найбільш гарантоване розпізнання сигналу ЦЗНОІ. Тому потрібно вираз (3.107) про диференціювати ще раз, а похідна виразів 3.102

для математичного сподівання та виразу 3.106 для дисперсії сигналу будуть показувати характеристики точності отриманих результатів.

Проведемо вказані розрахунки, для цього беремо похідні вказаних виразів.

$$\begin{aligned} \frac{\partial X(t, \omega)}{\partial(t, \omega)} = & \left( \frac{\omega^3 t^5}{480} - \frac{\omega^2 t^4}{64} + \frac{\omega t}{12} - \frac{t^2}{4} + \frac{\omega^4 t^4}{384} - \frac{\omega^3 t^3}{48} + \frac{\omega^2 t^2}{8} - \frac{\omega t}{2} + 1 \right) \cdot a \cdot \exp^{0,5t} + \\ & + a \cdot \exp^{0,5t} \left( \frac{\omega^4 t^5}{1920} - \frac{\omega^3 t^4}{192} + \frac{\omega^2 t^3}{24} - \frac{\omega t^2}{4} + t \right) \end{aligned} \quad (3.108)$$

Для математичного сподівання:

$$\begin{aligned} \frac{\partial m_x(\omega, t)}{\partial(\omega, t)} = & \left( 1 + \frac{\omega^2 t^2}{36} + \frac{\omega^4 t^4}{1720} + t + \frac{\omega t^3}{36} + \frac{\omega^3 t^5}{2400} \right) \cdot a \cdot \exp^{0,5t} + \\ & + \frac{a}{2} \cdot \exp^{0,5t} \cdot \left( t + \frac{\omega^2 t^3}{72} + \frac{\omega^4 t^5}{9600} \right) \end{aligned} \quad (3.109)$$

Для дисперсії:

$$\begin{aligned} \frac{\partial D_x(\omega, t)}{\partial(\omega, t)} = & \left( \frac{1}{36} \omega t^4 + \frac{1}{18} \omega^2 t^3 + 3t^3 \right) \cdot a_0 \exp^t + \\ & + \left( \frac{1}{72} \omega^2 t^4 + t^4 \right) \cdot a_0^2 \exp^t \end{aligned} \quad (3.110)$$

Для наочного уявлення отриманих матеріалів, проведемо моделювання прискорення зменшення випадкового сигналу в середовищі Матлаб [180,181]. Результати моделювання представлені на рис. 3.6 – 3.8.

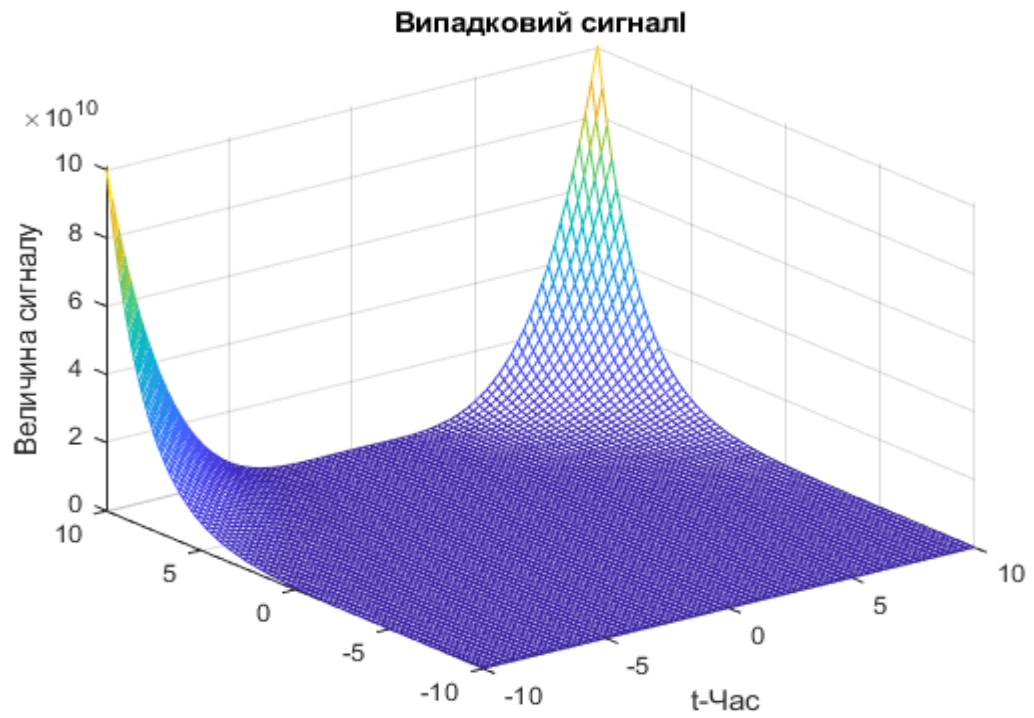


Рис. 3.6. Графік швидкості зміни випадкового сигналу

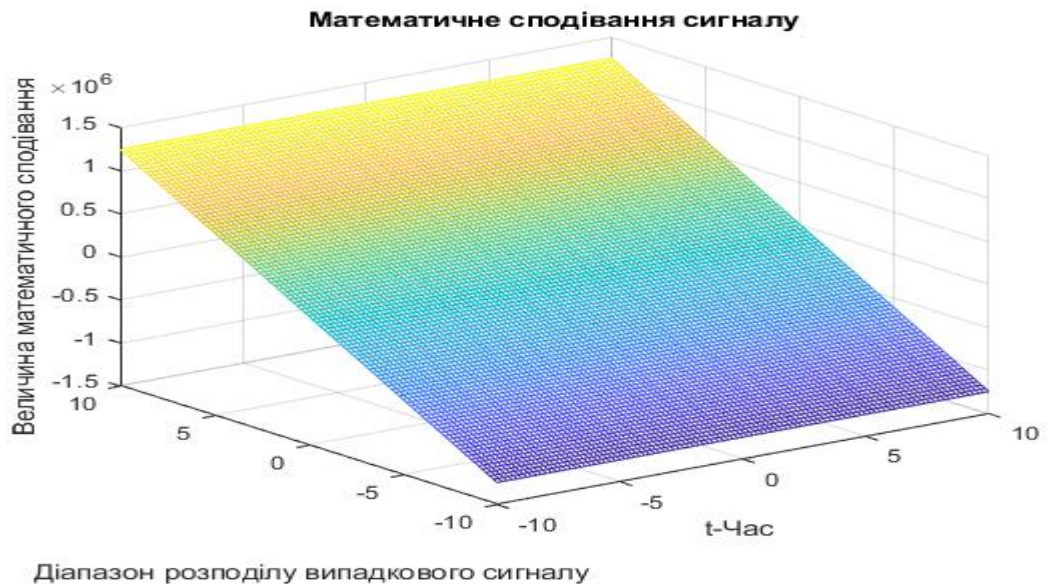


Рис. 3.7. Графік швидкості зміни математичного сподівання  
випадкового сигналу



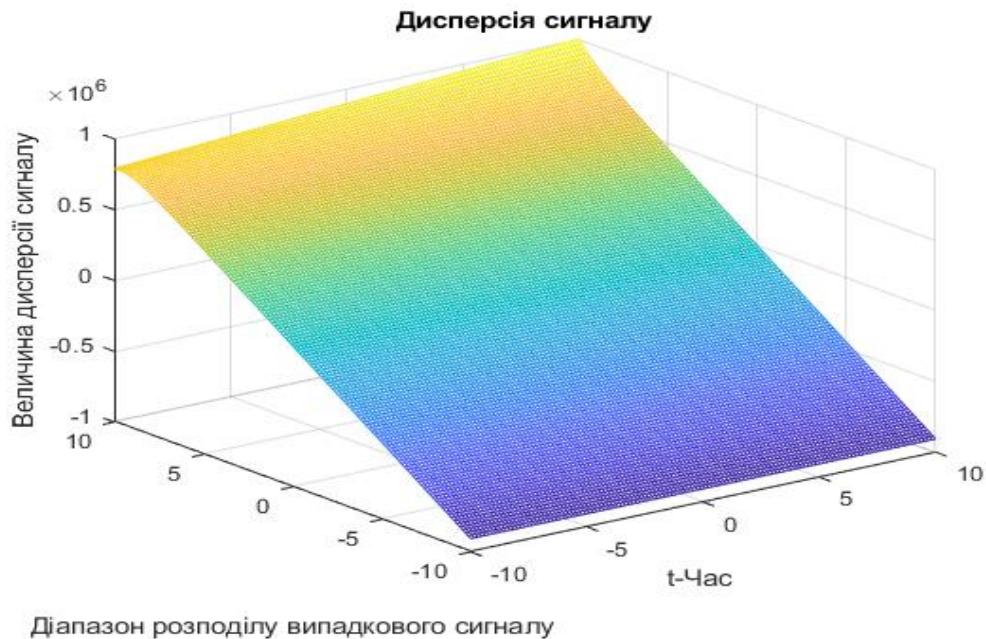


Рис. 3.8. Графік швидкості зміни дисперсії випадкового сигналу

З приведених графіків ми бачимо, що швидкість випадкового сигналу різко зростає на початку та закінчені імпульсного сигналу – який є випадковим імпульсним сигналом.

Якщо порівняти рис. 3.3 та рис 3.6, то ми бачимо суттєву різницю. Рис. 3.3 не дає чіткого розпізнання випадкового сигналу, а рис. 3.6 дає чітке зображення, що гарантує розпізнавання випадкового сигналу.

Графіки (див. рис. 3.7, 3.8) наглядно показують, що швидкість зміни математичного сподівання та дисперсії застосовується практично за лінійним законом симетрично відносно нульовий відмітки і зростає до границі сигналу. Що цілком відповідає застосованій методиці та доводить вірність моделювання.

Для підтвердження запропонованій методики виявлення сигналів, проведемо обчислення та моделювання не для імпульсного сигналу, а випадкового сигналу, наприклад найбільш розповсюдженого синусоїдного сигналу  $x = \sin \omega t$ , диференційне зображення оригіналу, яке є дискретною функцією цілочислового аргументу  $k = 0,1,2,\dots$ ; буде мати вигляд:

$$\underline{X}(k, \omega) = \frac{(\omega H)^k}{k!} \sin\left(\frac{\pi k}{2}\right). \quad (3.111)$$

Проведемо обчислювання для визначення математичного сподівання:

Згідно (3.98):

$$\begin{aligned} E(\underline{X}(k, \omega)) &= \underline{m}_X(k) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{X}(k, \omega) p_{\Omega}(\omega) d\omega = \\ &= \int_{-\alpha}^{\alpha} \frac{(\omega H)^k}{k!} \frac{1}{2\alpha} \omega^k \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \alpha\right) d\omega = \frac{(H)^k}{k!} \frac{1}{2\alpha} \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \alpha\right) \int_{-\alpha}^{\alpha} \omega^k d\omega = \quad (3.112) \\ &= \frac{(H)^k (\alpha^{k+1} - \alpha^{k-1})}{(k+1)!} \frac{1}{2\alpha} \sin\left(\frac{\pi k}{2} + \alpha\right)^{-\alpha} \end{aligned}$$

Дані розрахунків для п'яти значень, приведені у табл. 3.3:

Таблиця 3.3

Дані розрахунків для п'яти значень компонент для виразу (3.112)

$k$	$\underline{m}_X(k)$
1	0
2	$\frac{1}{2} H^2 \alpha^2 \cos \alpha$
3	0
4	$\frac{1}{120} H^4 \alpha^4 \sin \alpha$
5	0

Так як при непарних значеннях  $k$  доданки в правій частині рівності (3.112) дорівнюють 0, то, в остаточному виді, представлення (3.112) має вид:

$$\underline{m}_X(k) = \frac{1}{120} H^4 \alpha^4 \sin \alpha - \frac{1}{2} H^2 \alpha^2 \cos \alpha. \quad (3.113)$$

Проведемо обчислювання для визначення математичного сподівання.

Згідно (3.105):

$$\begin{aligned}
 \underline{D}_X(k) &= \frac{1}{2\alpha} \int_{-\alpha}^{\alpha} \left( \sum_{l=0}^k (\underline{X}((k-l), \omega) \underline{X}(l, \omega)) \right) d\omega - \sum_{l=0}^{l=k} (\underline{m}_X(k-l) \underline{m}_X(l)) = \\
 &= \frac{1}{2\alpha} \int_{-\alpha}^{\alpha} \sum_{l=0}^k \left[ \frac{H^{k-l}}{k!} \omega^{k-l} \sin\left(\frac{\pi(k-l)}{2} + \alpha\right) \times \right. \\
 &\times \left. \frac{\omega^l H^l}{l!} \sin\left(\frac{\pi l}{2} + \alpha\right) \right] d\omega - \sum_{l=0}^k \frac{H^{k-l}}{(k-l+1)!} \left( \frac{\alpha^{k-l+1} - (-\alpha)^{k-l+1}}{2\alpha} \right) \times \\
 &\times \frac{H^l}{(l+1)!} \sin\left(\frac{\pi(k-l)}{2} + \alpha\right) \left( \frac{\alpha^{l+1} - (-\alpha)^{l+1}}{2\alpha} \right) \sin\left(\frac{\pi l}{2} + \alpha\right)
 \end{aligned} \tag{3.114}$$

Дані розрахунків для п'яти значень, приведені у табл. 3.4:

Таблиця 3.4

Дані розрахунків для п'яти значень компонент для виразу (3.114)

$k$	$\underline{D}_X(k)$
1	0
2	$\frac{1}{6} H^2 \alpha^2 \cos^2 \alpha$
3	0
4	$\frac{1}{120} H^4 \alpha^4 \sin 2\alpha$
5	0

Так як при непарних значеннях  $k$  доданки в правій частині рівності (3.114) дорівнюють 0, то, в остаточному виді, представлення (3.114) має вид:

$$\underline{D}_X(k) = \frac{1}{120} H^4 \alpha^4 \sin 2\alpha + \frac{1}{6} H^2 \alpha^2 \cos \alpha \tag{3.115}$$

Для наочного уявлення отриманих матеріалів, проведемо моделювання випадкового сигналу в середовищі Матлаб. Результати моделювання представлені на рис. 3.9 – 3.11.

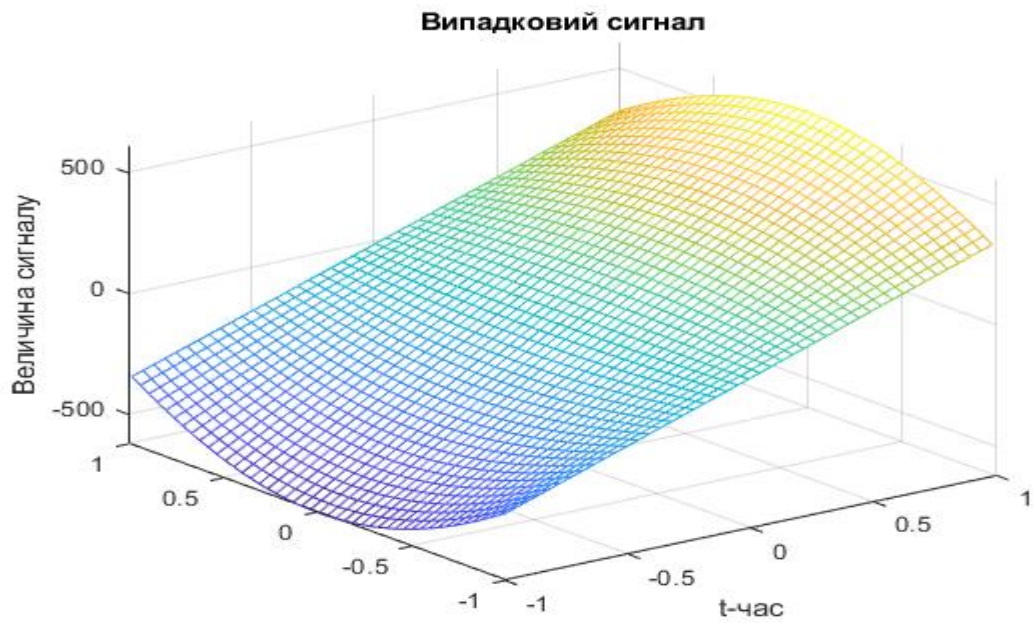


Рис. 3.9. Графік випадкового сигналу який імітує сигнал ЗНОІ

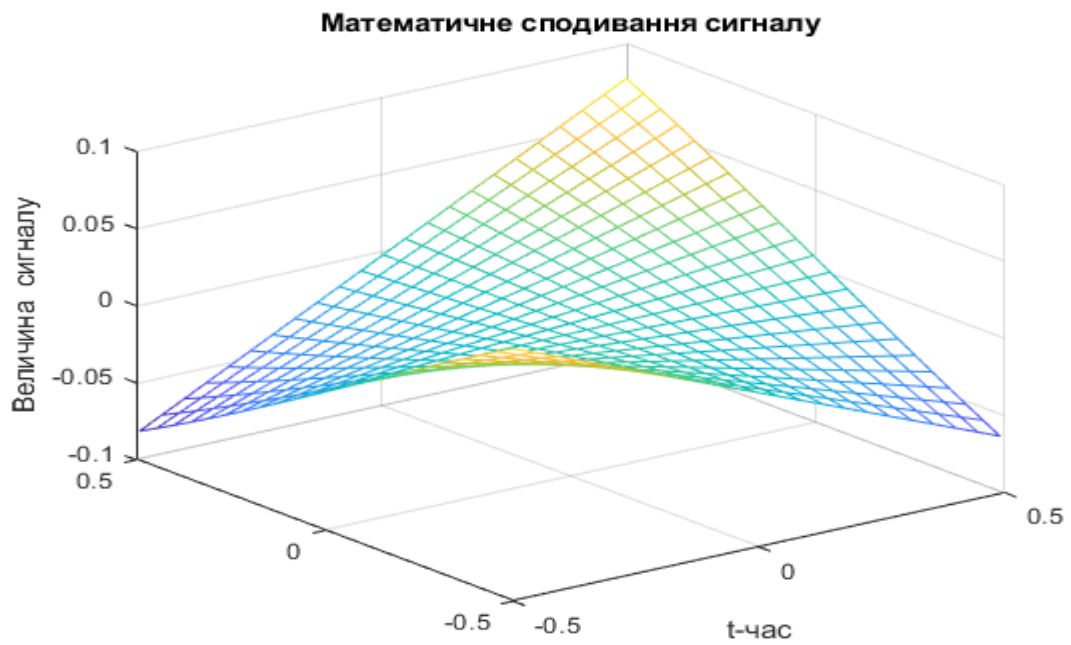
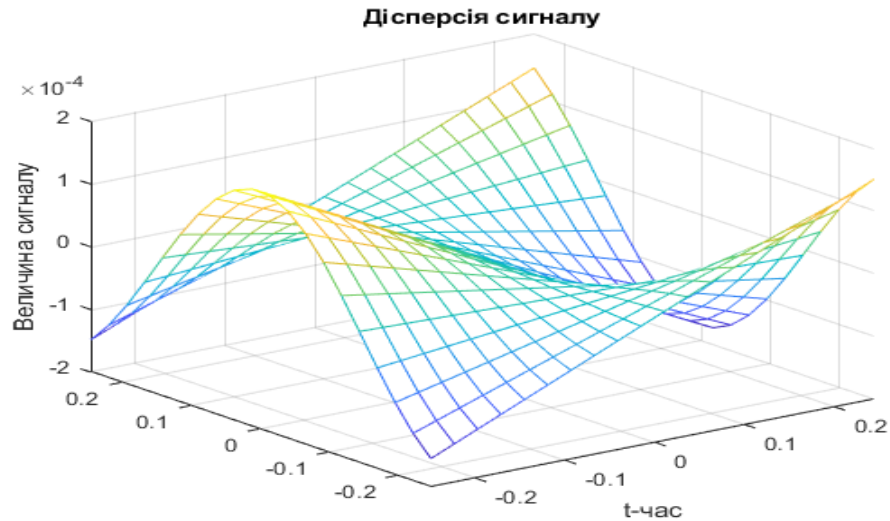


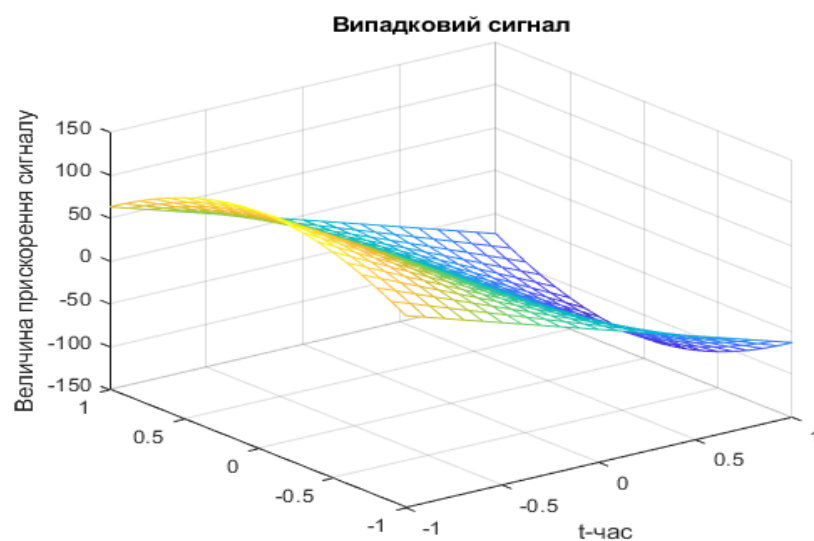
Рис. 3.10. Графік математичного сподівання випадкового сигналу



Діапазон розподілу випадкового сигналу

Рис. 3.11. Графік дисперсії випадкового сигналу

Як бачимо з рис. 3.10 – 3.11, величини математичного сподівання та дисперсії сигналу знаходяться біля нульових значеннях, що доводить гарні результати запропонованій моделі. Для визначення прискорення сигналу, з метою виявлення характеру зміни його величини, проведемо аналіз результатів моделювання величин прискорень сигналу, математичного сподівання та дисперсії. Для наочного уявлення отриманих матеріалів, побудуємо графіки результатів. Результати представлені на рис. 3.12 – 3.14:



Діапазон розподілу прискорення випадкового сигналу

Рис.3.12. Графік прискорення випадкового сигналу який імітує сигнал ЗНОІ

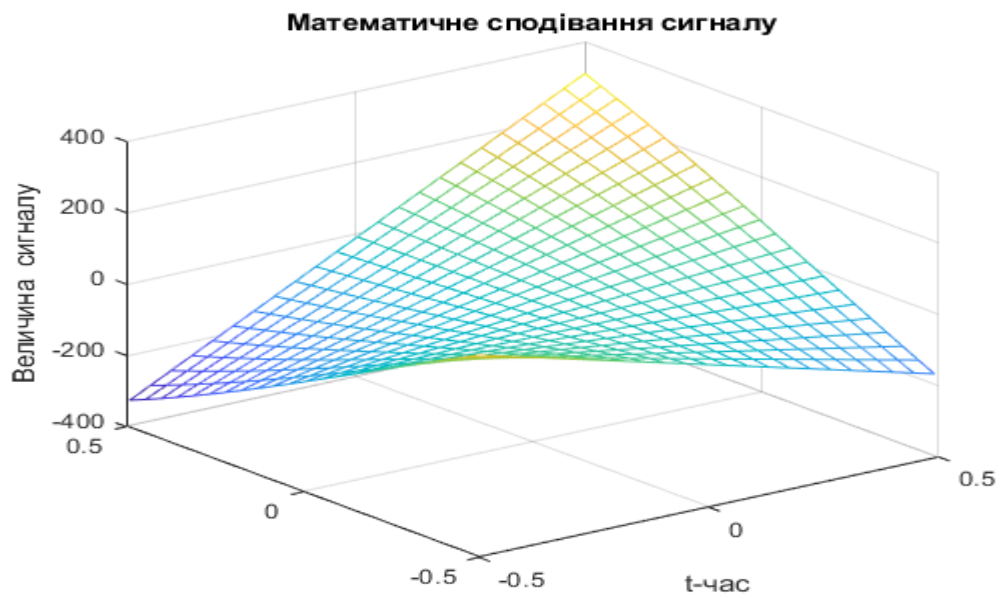


Рис. 3.13. Графік прискорення математичного сподівання випадкового сигналу

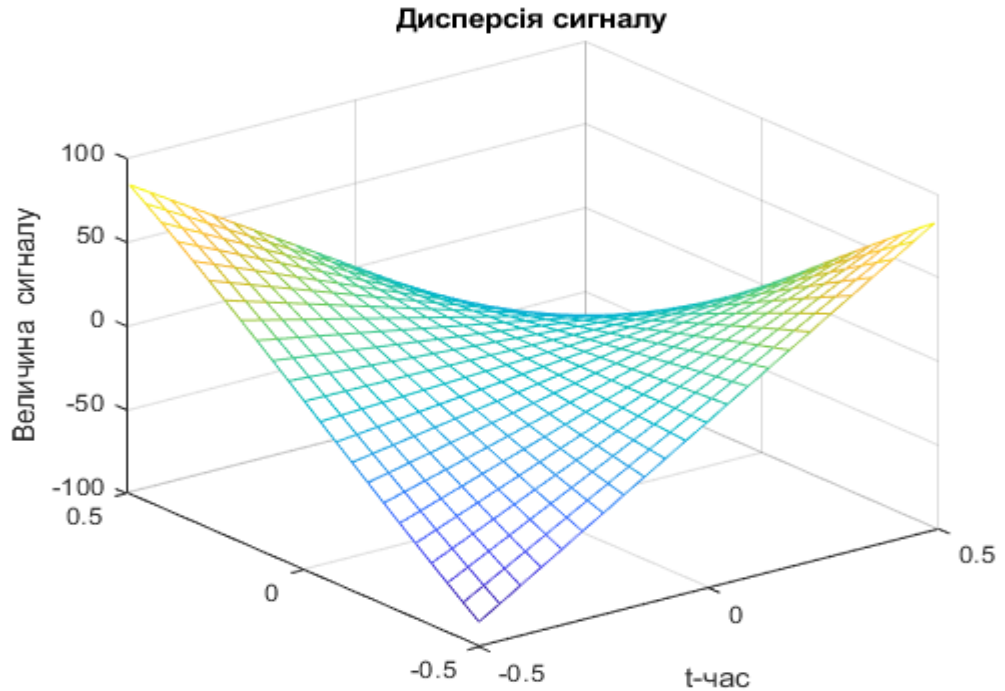


Рис. 3.14. Графік прискорення дисперсії випадкового сигналу

Аналіз рис. 3.9. та рис. 3.12 показує, на рис. 3.9 сигнал розмитий, що затрудняє його розпізнавання на фоні других радіосигналів. На рис. 3.12, сигнал має чіткий характер, що дозволить визначити його на фоні інших сигналів. Все вищевикладене доводить вірність нашу теорію по використанню прискорення величин, а не сам величини. Результати наведені на графіках (див. рис. 3.13, 3.14), доводять гарні результати запропонованої моделі, так як величини математичного сподівання та дисперсії сигналу знаходяться біля нульових значень.

### **3.6. Модель та методика процесу виявлення параметрів сигналів, необхідних для розпізнавання цифрових засобів негласного отримання інформації**

В процесі пошуку ЗНОІ виникає задача визначення основного переліку параметрів і властивостей засобів, за яким ЗНОІ розпізнаються і надалі локалізуються. Визначення мінімальної кількості параметрів ЗНОІ, які дозволяють їх ідентифікувати, безпосередньо залежить від кількості взаємопов'язаних параметрів. При виключенні на першому етапі взаємопов'язаних параметрів значно скорочується час пошуку ЗНОІ. Враховуючи велику кількість взаємопов'язаних параметрів, кількісна їх оцінка здійснюється за допомогою регресійного аналізу. Якісну оцінку дозволяє отримати кореляційно-регресивний аналіз. Метод регресивного аналізу – найбільш довершений з існуючих методів аналізу статистичних даних, отриманих експериментальним шляхом. Це дає можливість ефективно проводити розрахунки з використанням сучасних інформаційних технологій і систем. Застосування його включає наступні основні етапи:

- визначення ознак, що класифікують закладки;
- визначення параметрів, які є інформативними при визначенні ймовірності виявлення;

- вибір і обґрунтування характеру зв'язку виявлення закладки при зміні параметрів, що її характеризують;
- побудова системи нормальних рівнянь і розрахунок коефіцієнтів регресії.

Основним класифікатором ознаки ЗНОІ, є параметричний ряд, елементи якого можуть створювати впорядковану множину, яка характеризує її тип в залежності від застосування, умов і вимог експлуатації, тощо. При формуванні параметричних рядів можуть бути застосовані методи автоматичної класифікації, які дозволяють із загальної множини закладок виділяти однорідні групи – класи еквівалентності.

Відбір параметрів, які ідентифікують закладки, здійснюється, виходячи з наступних основних вимог:

- до складу вибраних параметрів включаються ті, які зафіксовані в стандартах радіозв'язку, а також параметри, які характеризують ознаки ЗНОІ.
- визначені параметри, за своєю сукупністю, повинні досить повно характеризувати конструктивні, технологічні та експлуатаційні властивості закладок, що входять в ряд, і мати досить тісний кореляційний зв'язок з параметрами ЗНОІ, що виявляються;
- самі визначені параметри не повинні бути взаємозалежні.

Для відбору техніко-економічних параметрів, які суттєво впливають на виявлення закладок, обчислюється матриця коефіцієнтів парної кореляції. За величиною коефіцієнтів кореляції між параметрами можна робити висновок про тісноту зв'язку. Якщо визначений параметр здійснює незначний вплив на виявлення радіозакладок, то відповідна величина коефіцієнта кореляції близька до 0. У загальному випадку система з якої проводять експеримент для отримання моделі має вигляд зображений на рис. 3.15.

Де  $X$  – це керовані фактори, їх можна змінювати та підтримувати на певних рівнях. При пошуку ЗНОІ це можуть бути рівень перевищення порогу амплітуди, види модуляції, наявність 2 і 3 гармоніки та інші.

$Y$  – параметри виявлення, як теоретичні так і експериментальні;



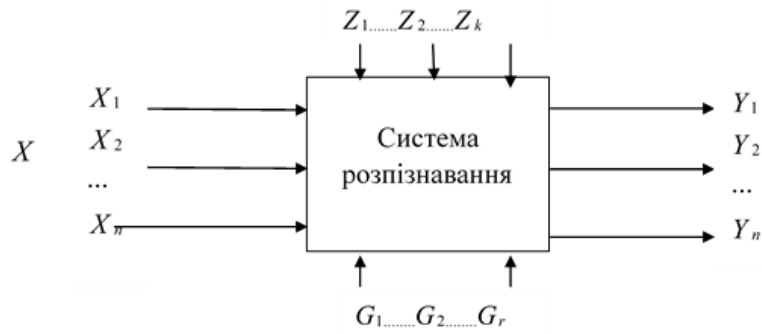


Рис. 3.15. Модель системи розпізнавання параметрів сигналу

$Z_1, Z_2, \dots, Z_k$  – це некеровані фактори, до них відносяться режими роботи ЗНОІ, тобто параметри, які контролюються з зовні, чи не контрольовані системою.

$G_1, G_2, \dots, G_r$  – це не контрольовані установки та параметри радіомоніторингу.

Система розпізнавання – це математичне перетворення різних вхідних параметрів у вигляд, притаманний для цифрового аналізу [148].

Для визначення емпіричної формули, яка описує залежність виявлення сигналу, джерелом якого є ЗНОІ від параметрів, за допомогою яких розпізнаються типи пристроїв, будемо використовувати модель лінійного виду:

$$Y = B_0 x_0 + B_1 x_1 + \dots + B_k x_k + \varepsilon_l = \sum_{i=0}^k B_i x_i + \varepsilon_l, \quad (3.116)$$

де:  $Y$  – значення параметру виявлення закладки;

$B_1, B_2, \dots, B_k$  – коефіцієнти регресії;

$x_1, x_2, \dots, x_k$  – керовані фактори, які задаються на вході;

$K$  – загальне число факторів;

$\varepsilon_l$  – випадкова помилка для  $l$ -ого дослідження;

Величину помилки будемо визначати співвідношенням:

$$\varepsilon_i = Y - M(Y), \quad (3.117)$$

де  $M(Y)$  – математичне очікування параметру виявлення  $Y$ .

Обчислення коефіцієнтів регресії  $B_0, B_1, \dots, B_k$  будемо розраховувати методом найменших квадратів, який полягає в мінімізації суми квадратів відхилень значень  $\hat{Y}$  отриманих розрахунковим шляхом і значень  $Y$ , отриманих дослідним шляхом, тобто:

$$\sum_1^N [Y - \hat{Y}]^2 = \sum_1^N [Y - (b_0 x_0 + b_1 x_1 + \dots + b_k x_k)]^2 = Q = \min, \quad (3.118)$$

де значення  $b_1 \approx B_1, b_2 \approx B_2, \dots, b_k \approx B_k$  отримуємо, беручи часткові похідні функції  $Q$  по  $b_0, b_1, \dots, b_k$ , прирівнюємо їх до нуля і розв'язуємо систему лінійних рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{\partial Q}{\partial b_0} = 0 \\ \frac{\partial Q}{\partial b_1} = 0 \\ \dots \\ \frac{\partial Q}{\partial b_k} = 0 \end{cases}. \quad (3.119)$$

Тоді, рівняння (3.90) приймає вид:

$$\hat{Y} = b_0 x_0 + b_1 x_1 + \dots + b_k x_k = \sum_{i=0}^k b_i x_i. \quad (3.120)$$

Це і є рівняння для розпізнання параметрів ЦЗНОІ.

Залежність (3.120) дає можливість отримати щільність розподілу ймовірності розповсюдження випадкових величин  $X$  та  $Y$ . У нашому випадку рівняння регресії, яке визначає залежність  $Y$  від  $X$  буде лінійним.

Тоді функція розподілу ймовірності двовимірної випадкової величини  $(X, Y)$  буде мати вид:

$$F_i(x, y) = \frac{x_i y_i}{x_{\max} y_{\max}}. \quad (3.121)$$

Відповідно щільність розподілу ймовірності в нашому випадку буде мати вид:

$$f_i(x, y) = \frac{\partial F_i(x, y)}{\partial x y} = \frac{1}{x_{i\max} y_{i\max}}. \quad (3.122)$$

Виконавши обчислення ймовірності для кожної пари значень  $X_i$  та  $Y_i$  знайдемо мінімальні значення параметрів, якими в подальшому при виборі параметрів визначення ЗНОІ можна знехтувати.

Розпізнання сигналів ЗНОІ доповнимо методом, що містить дві складові частини: регресійний аналіз та кореляційний аналіз.

Кореляційний аналіз – це кількісний метод визначення щільності та напрямку взаємозв'язку між вибраними змінними величинами.

Регресійний аналіз та регресійна модель, яка ґрунтується на цьому методі, (детально розглянемо нижче) визначає кількісний метод визначення виду математичної функції в причинно-наслідкової залежності між змінними величинами.

Для оцінки сили зв'язку в теорії кореляції застосовується шкала англійського статистика Чеддока:

- слабка – від 0,1 до 0,3;
- помірна – від 0,3 до 0,5;
- помітна – від 0,5 до 0,7;
- висока – від 0,7 до 0,9;
- вельми висока (сильна) – від 0,9 до 1,0.

При нашому аналізі кореляція характеризує лінійний взаємозв'язок у варіаціях змінних.

Вона може бути парною (дві корелюють – змінна частота сканування та діапазон сканування) або множинної (більш як дві змінних), прямої або зворотної – позитивної або негативної, коли змінні варіюють відповідно в однакових або різних напрямках.

У нашому випадку, частота сканування і амплітуда перевищення сигналу файлу зразка змінні кількісно і рівноцінні у своїх незалежних спостереженнях при їх загальній кількості, тоді емпіричними заходами щільності їх лінійного взаємозв'язку є коефіцієнт прямої кореляції знаків Фехнера  $\Gamma$  і коефіцієнти парної, індивідуальної та множинної кореляції Пірсона  $K$ .

Коефіцієнт парної кореляції знаків Фехнера  $\Gamma$  визначає узгодженість напрямків в індивідуальних відхиленнях змінних від своїх середніх значень. Він дорівнює відношенню різниці сум, що збігаються (Mat), до сум, що розбігаються (Mit), пар знаків у відхиленнях  $\varepsilon_y = y - \bar{y}$  та  $\varepsilon_x = x - \bar{x}$  до суми цих сум:

$$K_f = \frac{\sum_1^N Mat - \sum_1^N Mit}{\sum_1^N Mat + \sum_1^N Mit}. \quad (3.123)$$

$K_f$  – коефіцієнт Фехнера; Mat (Matching – збігання); Mit (Mitmatching – розбігання).

Величина  $K_f$  – як показано вище, змінюється від -1 до +1 [6,7]. Додавання в (3.123) проводиться за спостереженнями. Якщо деяке одне відхилення нульове, то воно не входить в розрахунок. Якщо ж відразу обидва відхилення нульові, то такому випадку вважається, що відхилення збігаються за знаками і входять до складу. У табл. 3.5 наведено статистичні дані для розрахунку коефіцієнта Фехнера.

Таблиця 3.5

Данні розрахунків для визначення коефіцієнта Фехнера

Номер перевірки	Кількість сканувань	Виявлені перевищення амплітуди	Відхилення від середніх		Порівняння	
			x=41	y=43	Mat	Mit
N	x	y	x=41	y=43	Mat	Mit
1	55	43	14	0		
2	45	42	4	-1	0	1
3	35	39	-6	-4	1	0
4	25	40	-16	-3	1	0
5	35	42	-6	-1	1	0
6	45	47	4	4	1	0
7	50	53	9	10	1	0
8	40	38	-1	-5	1	0
9	35	45	-6	2	0	1
10	45	41	4	-2	0	1
Разом	410	430			6	3

Слід зазначити що, наведені дані (див. табл. 3.5) заносилися на основі реальних перевірок приміщень на наявність сигналу ЗНОІ.

З розрахунків випливає, що коефіцієнт Фехнера дорівнює  $K_f = 0,33$ . Згідно зі шкалою англійської статистика Чеддока, залежність  $y$  нас буде помірна. Це повністю відповідає практичним результатам. Кількість сканувань частотного діапазону жорстко не впливає на виявлення сигналу що перевищує по амплітуді файл зразка, тобто безпосередньо не впливає на виявлення сигналу ЗНОІ.

Якщо при аналізі необхідно враховувати величину відхилення змінних, тоді слід застосовувати коефіцієнти парної, індивідуальної та множинної лінійної кореляції Пірсона [8]. Для їх розрахунку використовують різні методи. Ми будемо використовувати метод прямого рахунку. Тоді коефіцієнт парної кореляції Пірсона буде мати вигляд:

$$r_{xy} = r_{yx} = \frac{N \sum xy - \sum x \sum y}{\sqrt{(N \sum x^2 - (\sum x)^2)(N \sum y^2 - (\sum y)^2)}} \quad (3.124)$$

Для коректного порівняння беремо початкові дані з таблиці 1 і проводимо розрахунки. Результати попередніх розрахунків та початкових умов приведені в табл. 3.6.

Таблиця 3.6

## Данні розрахунків для визначення коефіцієнта Пірсона

Номер перевірки	Кількість сканувань	Виявлені перевищення амплітуд	Розрахунки		
			$x^2$	$y^2$	$xy$
N	$x$	$y$			
1	55	43	3025	1849	2365
2	45	42	2025	1764	1890
3	35	39	1225	1521	1365
4	25	40	625	1600	1000
5	35	42	1225	1764	1470
6	45	47	2025	2209	2115
7	50	53	2500	2809	2650
8	40	38	1600	1444	1520
9	35	45	1225	2025	1575
10	45	41	2025	1681	1845
Разом	410	430	$\Sigma x^2 = 17500$	$\Sigma y^2 = 18666$	$\Sigma xy = 7795$

Провівши розрахунки (данні наведено у табл. 3.6), додаючи для аналізу величину відхилення, вирахуємо коефіцієнт парної кореляції Пірсона, використовуючи при цьому формулу (3.124). Отримуємо  $r_{xy} = 0,4735$ , що відповідно до шкали Чеддока відповідає помірній залежності, що повністю підтверджує, результати, раніше проведені в даній статті, для оцінки залежності досліджуваних параметрів за допомогою коефіцієнта Фехнера.

При наявності декількох змінних розраховується коефіцієнт множинної (сукупної) лінійної кореляції Пірсона [66]. Для трьох змінних  $x$ ,  $y$ ,  $z$  він має вигляд:

$$r_{xyz} = \frac{r_{xy} - r_{xz}r_{yz}}{\sqrt{(1 - r_{xz}^2)(1 - r_{yz}^2)}}. \quad (3.125)$$

У виразі (3.125), квадрати коефіцієнтів кореляції (3.126) називаються коефіцієнтами детермінації – відповідно парної, індивідуальної або множинної детермінації:

$$\begin{aligned} d_{xy} &= r_{xy}^2 = r_{yx}^2 = d_{yx} \\ d_{xyz} &= r_{xyz}^2 = r_{yxz}^2 = d_{yxz} \cdot \\ D_{y/xz} &= R_{y/zx}^2 \end{aligned} \quad (3.126)$$

Ці коефіцієнти оцінюють ступінь варіаційної визначеності в лінійному взаємозв'язку змінних, показуючи частку варіації однієї змінної ( $y$ ), обумовлену варіацією іншої (інших) –  $x$  і  $z$ . Багатовимірний випадок наявності більш як трьох змінних тут не розглядається.

Слід зазначити, якщо коефіцієнти Пірсона не підкоряються нормальному закону, то у якості критерію їх вагомості використовується  $Z$  – критерій Фішера [67]. Оцінки Фішера ми частково розглядали при складанні моделі, для отримання деякої оцінки, за допомогою якої можна було б стверджувати, що отримане рівняння регресії буде статистично надійне. Для цього використовується коефіцієнт детермінації  $R^2$ .

Наведені вище розрахунки є вірними тільки для лінійної залежності параметрів, але це не завжди вірно. Ці коефіцієнти неможливо використовувати для нелінійних залежностей між змінними. Однак для перевірки гіпотези зв'язок між параметрами розпізнання сигналу ЗНОІ можливо вважати умовно лінійним. Тож обчислимо коефіцієнти залежності

для нелінійних значень. Тобто будемо вважати, що приведені данні мають нелінійну залежність між собою. Для цього використаємо метод нелінійної кореляції та визначмо коефіцієнт рангової кореляції Спірмена.

Коефіцієнт рангової кореляції Спірмена – це кількісна оцінка статистичного вивчення зв'язку між явищами, зв'язок між якими нелінійний (нелінійна кореляція) [88]. Коефіцієнт рангової кореляції Спірмена визначається виразом:

$$r = 1 - \frac{6 \sum d^2}{n \cdot (n^2 - 1)}, \quad (3.127)$$

де:  $d = d_k - d_m$  – різниця між рангами;

$n$  – число рангів.

Вираз (3.127), показує, як відрізняється отримана при спостереженні сума квадратів різниць між рангами від випадку відсутності зв'язку.

Ранг – це порядковий номер, який призначається значенням. Якщо зустрічаються два однакових значення, їм присвоюють однакове значення рангу, рівне середньому арифметичному рангів цих значень [88].

При ранговій кореляції порівнюють не власне значення вимірювань, а тільки порядок (ранги). Тому обчислення рангового коефіцієнта можливо тільки тоді, коли результати вимірювань отримані на основі шкали не нижчі порядкової. Рангові коефіцієнт не рекомендується застосовувати, якщо пов'язаних пар менш як 5 і більш як 20.

Для визначення коефіцієнта рангової кореляції Спірмена [69], візьмемо статистичні данні з таблиць 3.5 та 3.6. Проведемо розрахунки. Початкові дані та дані розрахунків наведені у таблиці 3.7



Таблиця 3.7

Результати розрахунків для визначення коефіцієнта рангової кореляції  
Спірмена

Номер перевірки	Кількість сканування	Виявленні перевищення амплітуди	Розрахунки		
			Ранг $X$	Ранг $Y$	$(X - Y)^2$
N	x	y			
1	55	43	1	7	36
2	45	42	2	5,5	12,25
3	35	39	3	2	1
4	25	40	4	3	1
5	35	42	5	5,5	0,25
6	45	47	6	9	9
7	50	53	7	10	9
8	40	38	8	1	49
9	35	45	9	8	1
10	45	41	10	4	36
Разом	410	430	55	55	154,5

Обчислимо значення за виразом (3.127),

$$p = 1 - \frac{6 \sum d^2}{n \cdot (n^2 - 1)} = 1 - \frac{6 \cdot 154,5}{10(100 - 1)} = 0,06363.$$

Коефіцієнт рангової кореляції Спірмена дорівнює 0,06363, що згідно критеріям статистика Чеддока – слабка залежність.

Статистичну вагомість отриманого коефіцієнта, ще можна оцінюватися за допомогою t-критерію Стьюдента. Якщо розраховане значення t-критерію

менше табличного, при заданому числі ступенів свободи, статистична значимість спостерігаемого взаємозв'язку – відсутній. Якщо більше, то кореляційний зв'язок вважається статистично значущим.

Розрахуємо t-критерій Стьюдента для нашого випадку:

$$t = \frac{p\sqrt{n-2}}{\sqrt{1-p^2}} = \frac{0,06363\sqrt{10-2}}{\sqrt{1-0,06363^2}} = 0,1803.$$

За табличним значенням при ймовірності 0,95 цей коефіцієнт складає 2,2615, це значно перевищує значення наших розрахунків. Отже доведено, що статистична залежність взаємозв'язку параметрів – відсутня.

Виходячи з вищевикладеного, можна зробити висновок, що розроблений метод оцінки впливу параметрів сигналу один на одного, за допомогою яких можливо розпізнати сигнал ЦЗНОІ, який засновано на основі кореляційно-регресійного аналізу підтверджується двома різними методами:

- оцінки для передбачуваної лінійної залежності;
- методом оцінки, якщо параметри мають нелінійну залежність.

Це свідчить про те що параметри які ми визначили для розпізнавання сигналів ЦЗНОІ, незалежні один від одного.

Використавши розроблений метод можливо викреслити на одному з етапів пошуку сигналу ЦЗНОІ параметри, які мають сильну залежність один від одного, тим самим скоротити час сканування та підвищити ймовірність розпізнавання сигналу ЦЗНОІ.

Проводячи перевірку усіх параметрів розпізнавання сигналу ЦЗНОІ на взаємозалежність, ми відібрали основні параметри, це:

1. Спектр сигналу;
2. Спектральна енергія сигналу;
3. Фазочастотні характеристики;
4. Амплітуда сигналу;

### 5. Гармоніки сигналу.

Але викреслювати інші параметри розпізнавання, цілком, неможливо так як ці параметри можуть допомогти визначити сигнал ЗНОІ на наступному етапі.

Так перевищення амплітуди порогу (визначного файлу «зразка») на деякій частоті, ще не є остаточним признакам сигналу ЦЗНОІ, а поява цього сигналу на частоті кратної двом та кратної трьом у сукупності з спектром сигналу, дає повну гарантію розпізнання сигналу ЦЗНОІ.

Таким чином визначення взаємозв'язку на основі кореляційно регресійного аналізу параметрів розпізнання сигналу ЦЗНОІ визначено необхідний перелік параметрів для первинного, а потім і остаточного розпізнання сигналу ЦЗНОІ.

### **3.7. Методика розпізнавання сигналів цифрових засобів негласного отримання інформації на основі методів мультиагентної кластеризації**

Статистичні дані про радіочастотний діапазон накопичуються відповідними пристроями вимірювання і, зазвичай, включають масиви однотипних параметрів та даних, придатних для оброблення методами Data Mining. Параметри радіосигналів реєструються у різних точках простору і можуть включати тривалість сигналу  $T_c$ , динамічний діапазон  $D_c$ , ширину спектру  $\Delta F_c$  та інше. Теоретично для виявлення випромінювання засобів негласного отримання інформації необхідно вирішити задачу кластеризації на множині статистики параметрів сигналів в заданому частотному радіодіапазоні.

На сьогоднішній день поняття “кластер” не має точного визначення і тому існує велика кількість методів кластеризації. Загальним для всіх методів є ідея щодо об'єднання схожих об'єктів у групи (кластери) [71].

Для вирішення описаної вище проблеми щодо кластеризації зразків сигналів можуть бути застосовані різні підходи кластерного аналізу. Разом з

тим, основним недоліком більшості методів є необхідність попереднього знання можливої кількості кластерів, що ускладнює застосування цих методів для виявлення засобів прихованого знімання інформації. Крім того необхідною умовою є введення метрики для визначення “відстані” між окремими зразками, за якою і прийматиметься остаточне рішення. Адже досить важливо завчасно передбачити кількість та типи легальних та нелегальних випромінювачів у районі пошуку. До всього того, при практичній реалізації накладається обмеження щодо прихованості усіх дій. Тому актуальною є розробка методу кластеризації, вільного від зазначених недоліків, які забезпечують необхідну точність прийнятих рішень.

Часто з такою метою застосовуються методи, засновані на випадковому пошуку, оскільки вони характеризуються невисокою інтерактивністю, і у разі розробки правильних схем роботи, досягають необхідної точності оптимізації. Такими методами, зокрема, є мультиагентні методи інтелектуальної оптимізації. До них відносяться: метод мурашиних колоній, метод бджолої колонії, метод оптимізації на основі моделювання переміщення бактерій і інші. Кластеризація, яка заснована на застосуванні мультиагентних методів, не потребує значної обчислювальної складності та попереднього знання кластерів. Проте їй притаманний інший недолік – можливість незнаходження оптимального рішення.

Метод мурашиних колоній вже успішно застосовувався для вирішення завдання кластерного аналізу [216], а метод оптимізації на основі моделювання переміщення бактерій знаходиться ще на етапі свого становлення, оскільки його математичні моделі ще допрацьовуються і області можливих застосувань відомі недостатньо широко. У той же час, метод бджолої колонії є досить відомим і успішно застосовувався для вирішення різних завдань оптимізації. Тому в даній роботі пропонується вирішувати завдання кластерного аналізу на основі методу бджолої колонії.

Метод бджолоїної колонії є евристичним ітеративним методом випадкового пошуку, заснованим на моделюванні переміщення бджіл. При цьому зв'язок між програмними агентами, що моделюють поведінку бджіл, є прямим. Таким чином, метод бджолоїної колонії є мультиагентним методом оптимізації з прямим зв'язком між агентами [102].

Одним з варіантів застосування методу бджолоїної колонії для оптимізації на основі кластеризації. Разом з тим, за такого підходу агенти мають можливість пересуватися у просторі. При вирішенні завдання пошуку засобів негласного отримання інформації скануючи комплекси не можуть пересуватися у фізичному просторі. У той же час вони можуть ділити частотний діапазон на окремі сектори, «пересуваючись» таким чином між смугами частот та відбираючи зразки сигналів для порівняння.

### **Кластеризація на основі мультиагентного підходу**

Нехай задано множину об'єктів (зразків сигналів)  $O$ , кожен з яких характеризується множиною значень ознак  $X$  [131,132]. Тоді завдання кластерного аналізу полягає в тому, щоб на основі значень ознак  $X$ , розбити множину сигналів  $O$  на  $m$  ( $m$  – ціле число) кластерів (підмножин)  $C_1, C_2, \dots, C_m$ , так, щоб кожен сигнал  $O_i$  належав одній і тільки одній підмножині розбиття і щоб сигнали, що належать одному і тому ж кластеру, були подібними, в той час, як сигнали, що належать різним кластерам були різними [74]. При цьому кластерами можуть бути підмножини зразків сигналів, наприклад: «Базова станція GSM-900», «Термінал GSM-900», «Точка доступу Wi-Fi», «Абонент Wi-Fi» та інші [75]. Серед цих «легальних» кластерів один чи декілька кластерів будуть позначати усі підозріливі сигнали, виявлені під час сканування, наприклад: «Закладний пристрій GSM – 900».

Для кластеризації об'єктів пропонується метод мультиагентної оптимізації. Алгоритм процесу наведено на рис. 3.16.

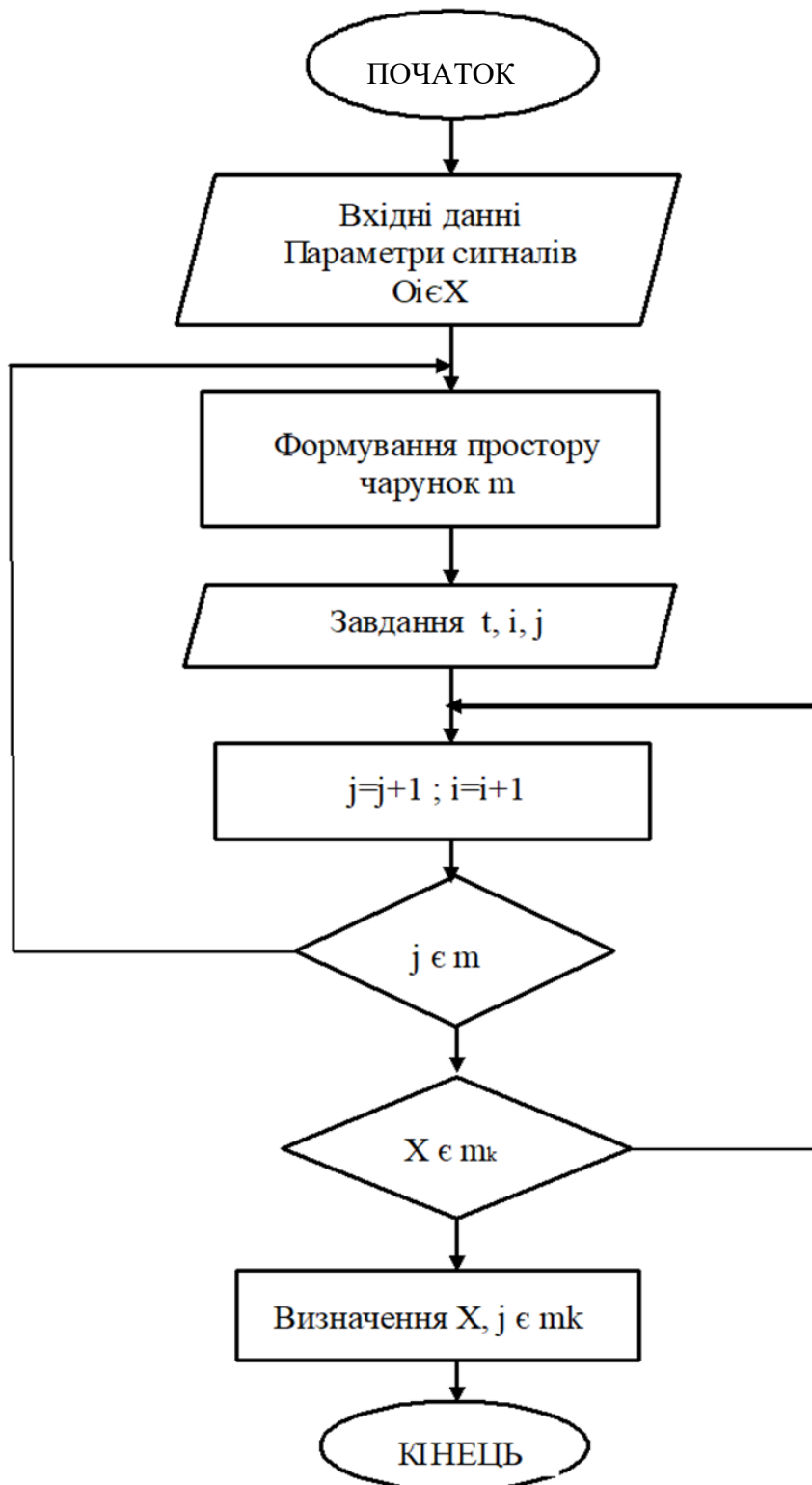


Рис. 3.16. Алгоритм процесу кластеризації об'єктів методом мультиагентної оптимізації

Розроблений алгоритм процесу кластеризації об'єктів методом мультиагентної оптимізації, складається з наступних основних етапів:

1. Ініціалізація: створюється простір пошуку радіосигналів шляхом розбиття фізичного простору на окремі сектори/чарунки, в яких випадковим чином розміщуються агенти – сканери, які фіксують інформацію про об'єкти вхідної вибірки (зразки сигналів), займаючи позицію у фізичному просторі. Припускається, що кількість секторів є набагато більшою, ніж кількість агентів, що вимагатиме від агентів пересування між чарунками.

2. Робота агентів (сканування ефіру) і фіксування ними об'єктів, які вони будуть визначати в просторі пошуку.

3. Переміщення агентів між чарунками і дублювання обраних ними об'єктів (зразків сигналів).

4. Обмін інформацією між агентами про об'єкти, які вони поширюють. За рахунок такого моделювання забезпечується прямий зв'язок між агентами.

5. Виключення і скорочення кількості об'єктів у точках простору пошуку та виділення, таким чином, кластерів.

Роботу мультиагентного методу оптимізації з прямим зв'язком між агентами для виконання кластеризації можна представити у вигляді наступного алгоритму:

1. Формування простору пошуку з  $m$  чарунок. Чарунки утворюються при поділі радіочастотного діапазону на окремі кластери, що відповідають певному типу радіопередавачів (легальних та нелегальних). Оскільки агенти фізично розташовуються у різних точках простору, то загальна картина, яка буде ними сприйматися, буде дещо відрізнятися.

Агенти розташовуються у вільних чарунках випадковим чином:

$$x_i^k = rand(m), i = \overline{1, m}, \quad (3.128)$$

де:  $x_i^k$  –  $i$ -та координата розташування  $k$ -го агента у просторі пошуку;

$rand(m)$  – випадкове число, обране у діапазоні від 1 до  $m$ .

2.  $t := 1$  – задаємо лічильник ітерацій.

3.  $i := 1$  – задаємо координату агента.

4.  $j := 1$  – задаємо номер агента.

5. Якщо  $j$ -й агент не обрав об'єкт, який він розповсюджує іншим агентам, то  $j$ -й агент перевіряє сусідні чарунки простору на предмет вибору об'єкта для його розповсюдження. У випадку, якщо  $j$ -й агент вже обрав об'єкт для розповсюдження, то виконати перехід до кроку 6.

Вибір  $j$ -м агентом об'єкта для розповсюдження виконується наступним чином:

$$o^j = \begin{cases} rand(o^l), \text{ якщо } |o^l| = 2; \\ |o_{worst}^l|, \text{ якщо } |o^l| > 2; \\ o^l, \text{ якщо } |o^l| = 1, \end{cases} \quad (3.129)$$

де:  $|o^l|$  – кількість об'єктів у чарунці  $l$ ;

$o^l$  – множина об'єктів, які знаходяться у чарунці  $l$ ;

$rand(o^l)$  – випадково обраний об'єкт з множини  $o^l$ ;

$o_{worst}^l$  – об'єкт з найгіршими умовами, який обирається наступним чином:  $o_{worst}^l = \arg \max [D_n(C^l, o_r^l)]$ , де  $D_n(C^l, o_r^l)$  – нормована різниця між  $r$ -м об'єктом чарунки  $l$  та центром цієї чарунки  $C^l$ . Центр визначається як середнє значення для кожної характеристики усіх об'єктів, що входять до чарунки  $l$ . Нормована різниця визначається на основі відстані  $D_n(C^l, o_r^l)$ , яка розраховується згідно з введеною метрикою, наприклад, як евклідова відстань:

$$D_n(C^l, o_r^l) = \left( \sum_{q=1}^N [C^l(q) - o_r^l(q)]^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (3.130)$$

де:  $C^l(q)$ ,  $o_r^l(q)$  – значення  $q$ -ї характеристики об'єкта  $o_r^l$  та центра  $C^l$ , відповідно.



Якщо агент обрав об'єкт для розповсюдження, то він переходить до чарунки  $l$  та бере обраний об'єкт для його подальшого розповсюдження.

Якщо агент, вивчивши усі сусідні чарунки, не обрав об'єкта для розповсюдження, то він випадковим чином переходить до однієї з сусідніх чарунок.

**6.** Якщо  $j$ -й агент володіє об'єктом, який розповсюджується у робочому просторі, то він вивчає сусідні чарунки та вирішує, де можна продублювати об'єкт, який він розповсюджує. У випадку, якщо  $j$ -й агент не володіє об'єктом для розповсюдження, тоді агент випадковим чином переміщується до однієї з сусідніх точок та виконує перехід до кроку 7.

Якщо чарунка, яка розглядається агентом, не містить зовсім об'єктів, то агент не робить нічого та розглядає наступну чарунку. Якщо чарунка містить лише один об'єкт, то агент з ймовірністю 0,5 дублює об'єкт, який розповсюджує:

$$\text{якщо } rand > 0.5, \text{ то } o_r^l = \{o_r^l, o^j\}, \quad (3.131)$$

де:  $rand$  – випадкове число в інтервалі  $[0,1]$ .

Якщо чарунка містить більше одного об'єкта, то можливі наступні випадки:

**6.1.** Чарунка, що розглядається містить об'єкт, умови для якого гірші, ніж для об'єкта, який розповсюджує об'єкт. У такому випадку агент виконує наступні дії:

а) Об'єктом для розповсюдження стає об'єкт, для якого умови перебування у даній чарунці гірші:  $o^j = o_{worst}^l$ .

б) Агент переходить у дану чарунку. Перехід до кроку 7.

**6.2.** Умови у чарунці для об'єкта, який розповсюджується, кращі, ніж у його початковій чарунці. У такому випадку агент виконує наступні дії:

а) Об'єкт дублюється у даній чарунці:  $o^l = \{o^l\}$ .

b) Агент переходить у дану чарунку. Перехід до кроку 7.

**6.3.** Якщо жоден з попередніх двох випадків не трапився, то агент розглядає наступну сусідню чарунку.

У випадку, якщо після розгляду усіх сусідніх чарунок агент не перейшов до жодної з них, агент переходить до сусідньої чарунки, обраної випадковим чином, і виконується перехід до кроку 7.

7.  $j := j + 1$  – перехід до іншого агента.

8.  $i := i + 1$  – зміна координати агента.

9. Якщо  $i < N_{move}$ , то виконати перехід на крок 4, у протилежному випадку – перехід до кроку 10.

10. Обмін інформацією між агентами.

В результаті обміну інформацією одні агенти повинні повідомити іншим про чарунки, в яких істотний вплив мають об'єкти, які розповсюджуються відповідними агентами. Таким чином, агенти розділяються на дві групи: агенти, які повідомляють інформацію про чарунку, до якої відноситься об'єкт, що розповсюджується та агенти, які аналізують інформацію, яка повідомляється іншими агентами.

До агентів, які інформують інших агентів про чарунку, до якої відноситься об'єкт, який розповсюджується, відносяться наступні агенти:

1. Агенти, об'єкт яких знаходиться від центра відповідної чарунки не далі ніж  $\Delta(D_n(C^l, o_r^l) < \Delta)$ , за умови, що у чарунці знаходиться 3 та більше об'єктів. При цьому  $\Delta$  обирається експериментально і залежить від конкретної практичної задачі. З таких агентів випадковим чином відбирається половина і вони інформують інших агентів про відповідну чарунку.

2. Агенти, об'єкт яких відноситься до чарунки, у якій даний об'єкт є єдиним  $|o^l| = 1$ . З таких агентів також випадковим чином відбирається половина для інформування про розповсюджені об'єкти.

Усі агенти, які не увійшли до групи агентів, що виконують інформування, автоматично входять до групи агентів, які аналізують інформацію від інших агентів.

Після поділу на групи для кожного агента, який аналізує інформацію, розраховується відстань між об'єктом, який він розповсюджує, і між об'єктами, які розповсюджують агенти, що відносяться до інформуючої групи агентів. Якщо мінімальна з одержаних різниць менше  $\Delta D$ , то об'єкт, який розповсюджує інформований агент, дублюється у чарунці з об'єктом, який розповсюджує відповідний інформуючий агент.

**11. Відбір.** Оскільки один об'єкт може знаходитись у декількох чарунках одночасно, то потрібно виконати відбір та залишити кожен об'єкт лише в одній чарунці. Для цього необхідно виконати процедуру відбору. Пропонується виконувати жорсткий відбір, у відповідності до якого для кожного об'єкта необхідно враховувати, наскільки він близький до кожного з центрів чарунок  $D(C^l, o_r^l)$ , зважене на нормалізовану відстань для поточної чарунки. Таким чином, необхідно залишити об'єкт у тій чарунці, у якій дана зважена відстань найменша

$$q = \arg \min_l \left[ D(C^l, o_r^l) \cdot (1 - D(C^l, o_r^l)) \right], \forall l = \overline{1, m}, \quad (3.132)$$

де:  $q$  – чарунка, у якій треба залишити об'єкт  $o_r$ .

**12.**  $t := t + 1$  – перехід до наступної ітерації.

**13.** Якщо  $t < t_{\max}$ , то виконати перехід до кроку 3, у протилежному випадку – перехід до кроку 14.

**14.** Розрахувати кінцеві центри кластерів. Кожна окрема чарунка вважається кластером. На основі об'єктів, що знаходяться у чарунках, розрахувати центри кластерів:

$$x_i^c = \frac{1}{N^c} \cdot \sum_{j \in O^c} x_i^j, \quad (3.133)$$

## 15. Кінець.

При розробці цього методу враховуються деякі особливості, які забезпечують збіг до оптимального рішення:

1. Прямий зв'язок між агентами забезпечується шляхом обміну інформацією між агентами, за рахунок чого одні агенти можуть одержати інформацію про області пошуку, в яких вони не перебували і від яких знаходяться далеко. Таким чином, досягається краще вивчення простору пошуку, що позитивно впливає на збіжність до оптимального рішення.

2. Введення процедури природнього відбору дозволяє виключити об'єкти з кластерів, умови знаходження для яких є незадовільними. Для цього вводиться міра, яка характеризує умови знаходження об'єкта у кластері, як відстань об'єкта до центра кластера, зважена нормалізованою відстанню, за рахунок чого враховується як абсолютне значення відстані, так і відносний вплив даного об'єкта в цілому.

3. Для кращого вивчення простору пошуку пропонується виконувати крок 6 декілька разів, щоб дозволити кожному агенту вивчати область, у якій він знаходиться, більш детально.

### **Експериментальна перевірка результатів**

Запропонований алгоритм було реалізовано при здійсненні розпізнавання ЗНОІ у приміщенні, розташованому у багатоповерховій офісній будівлі. Для пошуку розгорнуто багатопозиційний скануючий комплекс, утворений з 3-х комплексів типу Delta 4G (в кожному по 2 антени ODA-4 з круговою діаграмою) під загальним управлінням. Два комплекси типу Delta (4 рознесені антени) розташовувались в середині приміщення, ще один комплекс (2 рознесені антени) назовні. В приміщенні було встановлено емулятор закладного пристрою у діапазоні GSM. Оточення приміщення – стандартні офіси компаній у робочий час.

Приклад роботи алгоритму наведено на рис. 3.17.

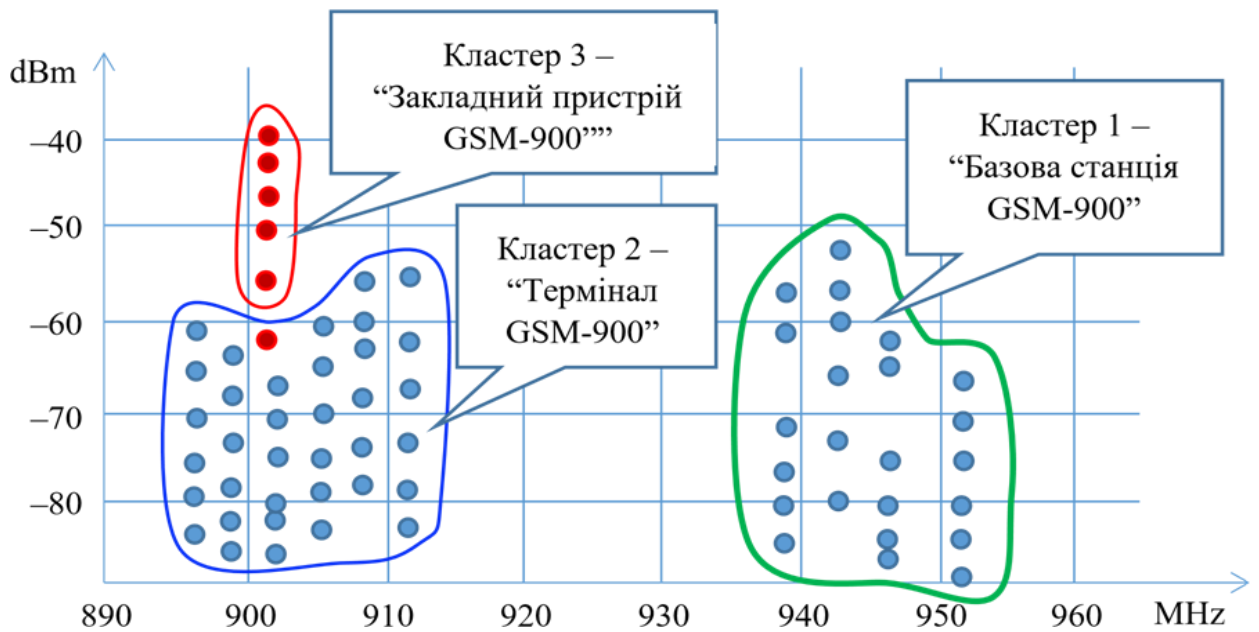


Рис. 3.17. Приклад роботи мультиагентного алгоритму кластеризації

Алгоритм, в цілому, правильно визначає кластер пристроїв прихованого отримання інформації. В той же час, при роботі присутній певний відсоток помилок.

Для порівняння точності кластеризації було проведено 170 експериментів, під час яких фіксувалася обстановка радіочастотного діапазону в середині та навколо приміщення за двома параметрами (несуча частота та потужність сигналу), після чого результати оброблялися за відомим методом k-середніх та запропонованим мультиагентним методом [141]. В цілому метод k-середніх дає від 12 до 18 % похибок класифікації зразків сигналу у той час, як мультиагентний метод 6 – 8 %. Таким чином, мультиагентна кластеризація з використанням прямого зв'язку між агентами доводить більшу ефективність у порівнянні з класичними методами. Іншим позитивним моментом є відсутність необхідності апріорних припущень щодо кількості та характеру кластерів.

Вирішення завдання розпізнавання сигналів ЗНОІ на фоні аналогічних легальних сигналів можливе на основі застосування методу бджолоїної колонії з прямим зв'язком між агентами. У цьому випадку агентами

виступають окремі елементи багатомашинного комплексу, які сканують ефір у різних точках простору, у подальшому обмінюючись результатами з іншими агентами, після чого приходять до спільного висновку щодо характеру сигналу.

Використання розподіленого підходу зі спільною обробкою результатів сканування на основі інформаційного обміну між агентами дозволяє підвищити достовірність кластеризації до 6 – 12 % у порівнянні з класичними методами, що є цілком прийнятним результатом.

### **3.8. Удосконалення стохастичної моделі розпізнавання засобів негласного отримання інформації**

Процес знімання інформації (отримання мовного сигналу) має випадковий характер тому може бути описаний стохастичною моделлю [138,139].

Стохастична модель – це модель де враховуються випадкові фактори. Випадковий процес  $X(t)$  це функція, яка в будь-який момент часу  $t$  приймає значення, що є випадковою величиною [121]. Оскільки принцип знімання інформації залишається постійним то будемо розглядати  $P$  – схему, в якій  $t$  – дискретна величина. Характеристики випадкового процесу це функції аргументу  $t$ , а саме:

- математичне очікування  $m_x(t)$  – це середня функція, навколо якої відбувається відхилення  $X(t)$ , тобто функція  $m_x(t)$  вже є не випадковою. Значення функції  $m_x(t)$  є мат. очікуванням кожного перерізу випадкового процесу  $X(t) : m_x(t) = M[X(t)]$ , в нашому випадку для дискретного випадкового процесу  $M[X] = \sum_i x_i P_i$ .

Дисперсія  $D_x(t)$ .  $D_x(t) = M[(m_x(t) - X(t))^2] = M[X^2(t)] - x[m_x^2(t)]$  Тобто дисперсія випадкового процесу то ж не випадкова величина, дисперсія випадкового процесу  $X(t)$  в момент часу  $t$  [114,133].

Середньоквадратичне відхилення СКО.  $\sigma_x(t) = \sigma_x[X(t)] = \sqrt{D[X(t)]}$ .

Мета даного моделювання – знаходження характеристик сигналу в стаціонарному стані (стаціонарної ймовірності). Якщо за основу брати рівняння Котельникова, то для стаціонарної моделі необхідно взяти до уваги, що похідна постійної є нульова. Тоді рівняння Котельникова для графа приймають вигляд зручний для рішення. Для моделювання скористаємося пакетом прикладних програм Матлаб.

Побудуємо граф перехідних станів для вирішення задачі визначення ймовірності зняття інформації різними методами та принципами в певний випадковий момент часу (рис. 3.18). Імовірнісні параметри конкретного варіанту негласного знімання інформації будемо використовувати з практичної бази пошукових робіт накопиченої за останні 10 років.

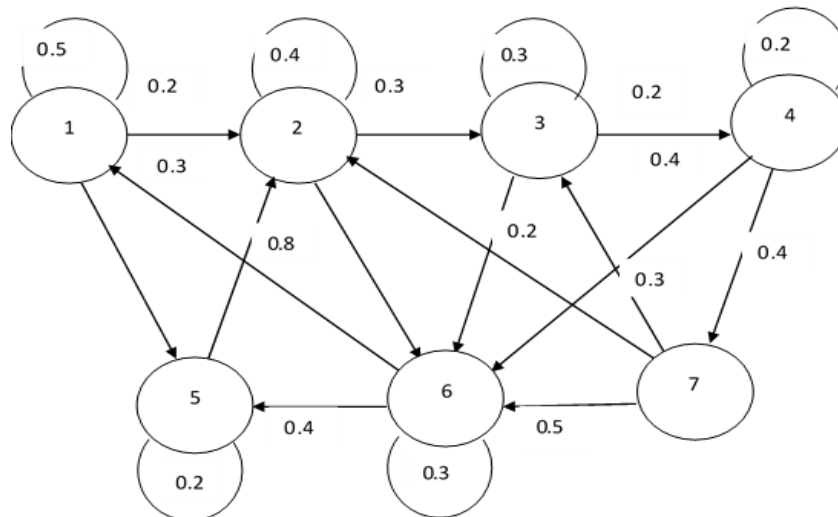


Рис. 3.18 Граф дискретної ергодичної мережі ймовірності успішного отримання інформації

Матриця перехідних станів для графу (див. рис. 3.18) буде матиме вигляд, приведений у табл. 3.8.

Таблиця 3.8

## Матриця перехідних станів

	1	2	3	4	5	6	7
1	0.5	0.2	0	0	0.3	0	0
2	0	0.4	0.3	0	0	0.3	0
3	0	0	0.3	0.2	0.3	0.2	0
4	0	0	0	0.2	0	0.4	0.4
5	0	0.8	0	0	0.2	0	0
6	0.3	0	0	0	0.4	0.3	0
7	0	0.2	0.3	0	0	0.5	0

Дані середньостатистичної достовірності для кожної вершини взяті на основі узагальнення досвіду пошукових робіт на протязі останніх 10 років, пошуковою бригадою яка має ліцензію на проведення даного виду робіт.

На графі станів та переходів позначено:

вершина 1 – ймовірність знімання інформації зсередини приміщення дротовим мікрофоном;

вершина 2 – ймовірність знімання ЦЗНОІ;

вершина 3 – ймовірність знімання інформації стетоскопом зовні приміщення;

вершина 4 – ймовірність знімання інформації дротовим мікрофоном зовні приміщення;

вершина 5 – ймовірність знімання інформації по електричній мережі;



вершина 6 – ймовірність знімання інформації ЗНОІ з імпульсною передачею інформації;

вершина 7 – ймовірність знімання інформації спрямованим мікрофоном.

$\pi^{(i)} = (1, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$  – вектор ймовірностей станів (показує ймовірність того що отримання інформації буде проведений з використанням методу  $i$ -го стану).  $\pi^{(i)}$  це перетин процесу знімання інформації.

Для знаходження ймовірностей можливих варіантів знімання інформації, необхідно вирішити систему рівнянь:

$$\begin{cases} \pi_1 = P_{11} \cdot \pi_1 + P_{21} \cdot \pi_2 + \dots + P_{n1} \cdot \pi_n \\ \pi_2 = P_{12} \cdot \pi_1 + P_{22} \cdot \pi_2 + \dots + P_{n2} \cdot \pi_n \\ \dots \\ \pi_n = P_{1n} \cdot \pi_1 + P_{2n} \cdot \pi_2 + \dots + P_{nn} \cdot \pi_n \end{cases} \quad (3.134)$$

За пишемо вираз (3.134) в матричному вигляді:

$$(P^T - E) \cdot \pi = 0, \quad (3.135)$$

де:  $E$  – одинична матриця.

Додаємо до рівнянь (3.135) умови нормування:

$$\pi_1 + \pi_2 + \dots + \pi_n = 1, \quad (3.136)$$

Для вирішення матричних рівнянь (3.134) і (3.135) і графічного представлення результатів будемо використовувати пакет програм Матлаб. При цьому обчислення будемо вважати закінченими коли

середньоквадратичне відхилення буде менше або дорівнює заданому  $\varepsilon$ , тобто  $(\|\pi^{(n-1)} - \pi^n\|) \leq \varepsilon$ . Задаємо значення середньоквадратичного відхилення 0,001398 та проведемо моделювання.

Вектор стану для графа (див. рис. 3.18) та заданого середньоквадратичного відхилення матиме вигляд:

$$\pi = \left| 0.1190 \quad 0.3040 \quad 0.1361 \quad 0.0340 \quad 0.1949 \quad 0.1984 \quad 0.0136 \right|. \quad (3.137)$$

Графік середньоквадратичних відхилень від заданого значення представлено на рис. 3.19.

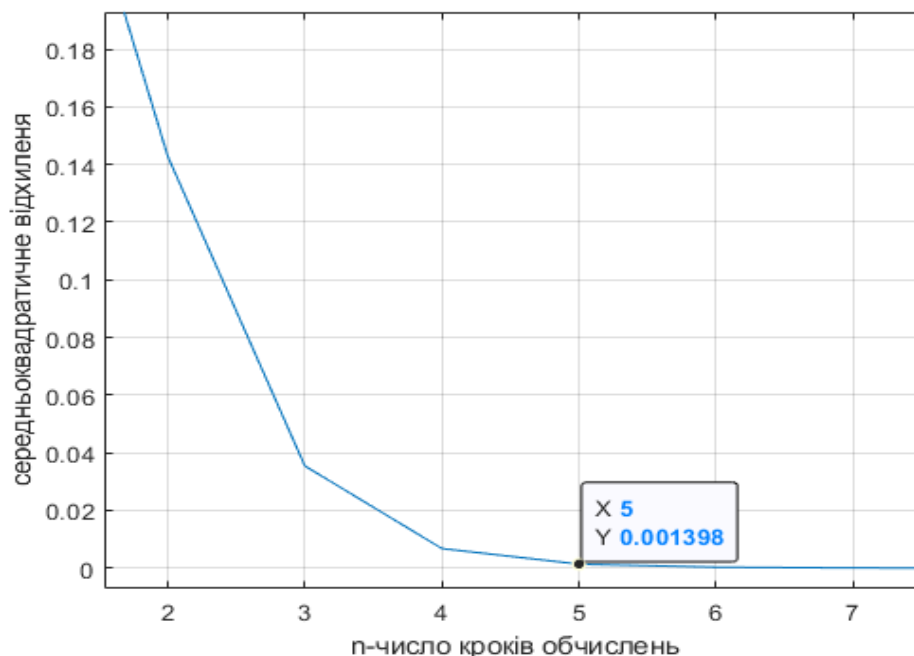


Рис. 3.19 Графік середньоквадратичних відхилень від заданого значення для графа, представлено на рис. 3.18

З отриманих в результаті моделювання результатів, вектор ймовірностей для кожного зі способів знімання інформації наведено в матриці (табл. 3.8), причому результати моделювання не залежать від початкового положення вектору стану. Тобто можливо зробити висновок, що на сучасному етапі несанкціоноване отримання інформації може бути проведений з найбільшою ймовірністю ЦЗНОІ, на другому місці йде метод

знімання інформації ЗНОІ з імпульсною передачею інформації, далі електричною мережею, зняття інформації з урахуванням особливостей конструктивної будови та саму низьку ймовірність замикає спосіб зняття інформації спрямованим мікрофоном.

#### **4. МЕТОД ЛОКАЛІЗАЦІЇ У ПРОСТОРІ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА ФОНІ ЛЕГАЛЬНИХ РАДІОСИГНАЛІВ**

Радіолокація, протягом відносно нетривалої історії свого розвитку, будувалася, переважно, як емпірична наукова дисципліна з превалюючим у ній методом індуктивного аналізу і синтезу концептуальних положень і схемних рішень на основі поетапного переходу від детермінованої до квазидетермінованої або стохастичної моделі радіолокаційного сигналу [94]. Подолання виникаючих при цьому проблем обробки сигналів, в умовах апріорної невизначеності щодо параметрів зовнішніх перешкод і неінформативних (завад) параметрів самого сигналу (так званих параметрів обставини), супроводжувалося послідовним ускладненням вихідних теоретичних конструктів і відповідної ідеальної моделі об'єкта, яка, з усім тим, залишалася емпіричної. В останні роки спостерігається постійне зростання вимог до точності визначення координат джерел радіовипромінювання. Основними методами пасивної локації є триангуляційний метод і різницево-далекомірний метод. Дані методи є широко відомими, успішно апробованими та активно застосовуються в системах пасивної локації, що вирішують різні технічні завдання, основною з яких є радіотехнічна розвідка. Проте, при досягненні певних умов, пов'язаних з особливостями поширення сигналу від джерела радіовипромінювання, взаємним становищем джерела радіовипромінювання та антенного комплексу, а також насиченістю радіоелектронної обставини, точність визначення координат джерела випромінювання класичними методами

виявляється недостатньою. Розвиток і вдосконалення обчислювальної техніки представляє можливість для успішного впровадження методів, заснованих на використанні надлишкової інформації, що характеризує місце розташування сигналу джерела радіовипромінювання. При цьому важлива вимога до розроблених алгоритмів полягає в необхідності здійснення розрахунків, пов'язаних з визначенням місця розташування джерела випромінювання, в режимі реального часу. Значення завдання підвищення точності визначення координат джерела випромінювання в даний час ще більше зростає у зв'язку з появою тенденції інтеграції пасивних і активних засобів в єдині системи. Тому розробка нових методів визначення місця розташування джерела випромінювання, здатних збільшити точність визначення координат, є актуальним завданням. Серйозний внесок у вивчення цієї проблематики внесли роботи наступних вчених: Гришина Ю.П., Казаринова Ю.М., Авер'янова В.Я., Черняка В.С., Сайбель А.Г., Караваєва В.В., Ширмана Я.Д., Рембровського А.М., Кондратова В.Т.

#### **4.1. Дослідження методів локалізації сигналів засобів негласного отримання інформації**

В цілому радіолокацією називається область радіотехніки, яка використовує відбиття, перевипромінювання або власного випромінювань електромагнітних хвиль для виявлення різних об'єктів, а також для визначення їх координат і параметрів руху. Існує три види радіолокації:

- перший заснований на відбиття від об'єктів зондуючих або прямих сигналів;
- другий базується на ретрансляції – перевипромінюванні сигналів;
- третій вид, пасивна радіолокація, він заснований на прийманні сигналів власного радіовипромінювання об'єктів.

Розглянемо метод пасивної радіолокації який, в основному, використовується для визначення координат, точніше розташування джерела

випромінювання. Слід зазначити, що до джерел випромінювання слід відносити:

- теплове випромінювання об'єктів в діапазоні міліметрових і сантиметрових хвиль, яке подібне до інфрачервоного випромінювання (один з характерних ознак ЗНОІ);

- довгохвильове випромінювання;

- випромінювання різних радіотехнічних пристроїв (до яких насамперед і відносяться ЗНОІ).

В основу радіолокаційних методів виявлення покладено використання практичної сталості поширення електромагнітних хвиль

( $c \approx 3 \times 10^8 \frac{M}{c}$ ) і їх прямолінійність в однорідному середовищі. Прийняте

припущення дозволяє визначити відстань до об'єкта шляхом прямого або непрямого вимірювання часу проходження сигналу від антени до приймача.

Якщо позначити цей час через  $\Delta t$ , тоді відстань буде визначатися

виразом: 
$$R = \frac{c \cdot \Delta t}{2}.$$

Якщо застосувати метод рознесення антен, то отримаємо кутові координати (пеленгація об'єкта). Тому що зі зміною напрямку, змінюються фазові співвідношення і амплітуди сигналів. Якщо використовувати залежність фазових співвідношень або їх амплітуд від напрямку прийнятої електромагнітної хвилі то можливо отримати кутові координати об'єкта.

Електромагнітна хвиля отримана антенної характеризується наступними параметрами:

- амплітудою;
- фазою;
- частотою;
- поляризацією;
- напрямком розповсюдження.

У нашому випадку пасивної радіолокації амплітуда прийнятого сигналу дозволяє тільки судити про властивості об'єкта.

Фаза відбитого сигналу пов'язана з часом запізнення  $\Delta t$ , та визначається виразом:

$$\varphi = \omega \cdot \left( t - \frac{2R}{c} \right),$$

залежить від дальності –  $R$  до об'єкта та може бути використана для обчислення відстані, за виразом:

$$R = \frac{c}{2\omega} (\omega t - \varphi) = \frac{ct}{2} - \frac{c\varphi}{2\omega}.$$

Слід відмітити, що радіолокаційний канал як і усі інші канали зв'язку підлягає впливу завад. Завади зменшують сигнал та приводять до помилок визначення об'єктів. Це виявляється у пропуску об'єктів або виявленню невірних сигналів, та приводить до неточностей у визначенні параметрів об'єкта.

На практиці найбільш розповсюджений методи це методи:

- далекомірно-кутомірний, метод коли вимірюються усі координати об'єкта – відстань, азимут та кут міста;
- далекомірний, використовується коли визначаються тільки відстані до об'єкта, точка об'єкта буде точка перетину сфер;
- пеленгаційний (кутомірний) використовується тільки визначення азимутів на об'єкт. Цей метод самий найпростіший, тому самий розповсюджений;
- різницево-далекомірний (гіперболічний), вимірюються відстані від двох фіксованих точок, об'єкт визначається за різницею відстаней ( $R_1 - R_2 = const$  та  $R_3 - R_4 = const$ ) перетин цих кривих і буде місцем розташування об'єкта;

- сумарно-далекомірний, він пов'язаний з вимірюванням відстаней від двох опорних точок, об'єкт визначається за сумою відстаней ( $R_1 + R_2 = const$  та  $R_3 + R_4 = const$ ) перетин еліпсів буде місцем розташування об'єкта.

Для виявлення положення об'єкта ЗНОІ у обмеженому просторі існують декілька способів:

- Різницево-далекомірний, або гіперболічно-часовий метод. Даний метод базується на обчисленні координат шляхом визначення різниці часу реєстрації сигналу, тобто на вимірюванні часу розповсюдження радіохвилі (або різниці часів від двох джерел при різницево-далекомірному методу). Знаючи час, визначається відстань до об'єкта. Таким чином, обчисливши відстані до, як мінімум, трьох базових станцій, можна обчислити щодо них і координати об'єкта. При використанні даного методу досягається велика точність, але ускладнення устаткування веде до збільшення вартості та зниження автономного часу роботи мобільних вузлів.

- Пеленгаційний (кутомірний) метод. Цей метод використовує дані про кути прийому сигналів. На практиці, лише декількома алгоритмами позиціювання використовується інформація про кути сигналу, інші можуть обходитися без такої. Для використання таких методів необхідно використовувати спеціальні фазовані антенні решітки, що встановлюються на базових станціях мережі та на обладнання системи зв'язку.

- Методи, засновані на аналізі сили сигналу (різновидність далекомірного методу)- RSS (Received Signal Strength), які є предметом низки досліджень. Перевага таких методів – можливість їх використання в більшості бездротових технологій. Наприклад, в мережах стільникового зв'язку GSM або мережах Wi-Fi стандартів IEEE 802.11. Недолік цих методів – невисока точність. Велика похибка через не стаціонарність радіоканалу і багатопронемність поширення радіохвиль. Похибка позиціювання збільшується при відсутності прямої видимості. Але існує можливість поліпшити точність позиціювання, застосовуючи методи, засновані на спеціальній обробці даних: імовірнісні та регресійні. Розглянемо докладніше

ці способи. Методи, що базуються на аналізі сили сигналу RSS це методи: триангуляції, ВЧ-дактилоскопії та ін.

### **Метод TDOA.**

TDOA (Time Difference of Arrival) – метод визначення положення по різниці моментів часу приходу сигналів. Цей спосіб заснований на точному визначенні часу прийняття сигналів від передавача або іншого джерела сигналу в трьох або більше різних станціях мережі. За класифікацією часу надходження сигналів в парах місць, обчислюються гіперболічні лінії положення передавача. Точка перетину двох гіпербол показує положення джерело сигналу у приміщенні.

Точність яка досягається при цій технології, визначається обмеженнями ширини смуги частот сигналу, точністю синхронізації елементів системи та середовищем поширення сигналу – флуктуаціями швидкості поширення радіохвиль в атмосфері залежно від змін температури, вологості, тиску і т. п.

### **Метод триангуляції**

Визначення положення елемента засноване на порівнянні потужності прийнятого сигналу від 3-х або більше точок доступу. Кожна точка доступу, яка "чує" сигнал, у відповідь повідомляє системі управління мережею значення рівня сигналу. Точки доступу, які не приймають сигнал, не відгукуються. Система управління мережею вичікує деякий час, щоб переконатися, що інформацію надали всі точки доступу, які могли чути сигнал ЗНОІ. Чим більша кількість точок доступу передало свою інформацію, тим точніше визначається місце розташування ЗНОІ.

Потім система окреслює навколо кожної точки доступу, що відгукнулась, окружність з радіусом, що визначаються рівнем сигналу



потрібного пристрою, прийнятого цією точкою. Якщо рівень сигналу дорівнює – 65 дБ, то радіус вибирається рівним відстані, сигнал з якого, як передбачається, повинен мати такий рівень. Якщо рівень сигналу, що приймається іншою точкою доступу, становить – 45 дБ, то радіус відповідної окружності буде більше, тому як більш високий рівень сигналу означає, що сигнал приходить з меншої відстані.

В результаті всіх цих побудов вийде ряд точок перетину кіл. З високою ймовірністю місцем розташування об'єкта пошуку є область, де концентрація цих точок перетину найбільша (рис. 4.1).

Крок розбиття простору пошуку при використанні методу триангуляції становить близько 3 м, так що місце розташування ЗНОІ обмежується зоною розмірами близько 9 м<sup>2</sup>.

Недолік методу триангуляції полягає в тому, що в ньому не враховується вплив будівель на поширення радіосигналу. Зокрема, як правило, не враховуються такі ефекти:

- відбивання радіосигналу різними об'єктами;

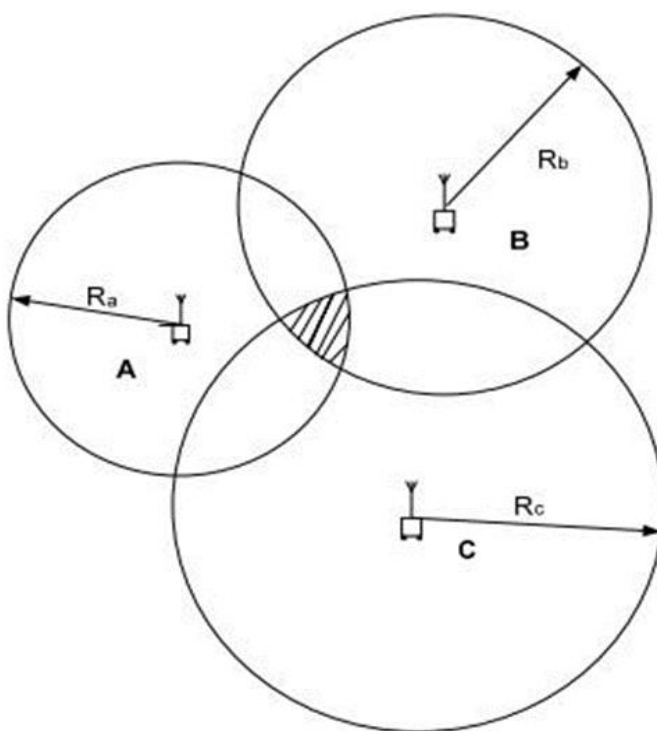


Рис. 4.1 Метод триангуляції

- ослаблення фізичними тілами (так, стіна може знизити рівень сигналу на величину до 4 дБ);

- правильні округлості, викреслюють зазвичай при використанні методу триангуляції, не відображають впливу стін, віконного скла і інших будівельних матеріалів на рівень радіосигналу.

Багатопроменева поширення. Радіосигнал може йти до точки його прийому декількома різними шляхами. Тому, якщо сигнал має рівень - 65 дБ, його джерело цілком може знаходитися на значно меншій відстані від точки прийому, ніж радіус кола, що відповідає даному рівню. Просто сигнал йшов до точки прийому не по найкоротшому шляху.

### **ВЧ-дактилоскопія (RF Fingerprinting)**

Метод «ВЧ-дактилоскопії» заснований на розбитті зони покриття мережі WLAN або інших (наприклад, будівлі) на осередки, що утворюють координатну сітку з деяким кроком, і визначенні того, як буде прийматися сигнал в кожному вузлі цієї сітки.

Щоб визначити, як буде сприйматися радіосигнал в кожній точці покриття бездротової локальної мережі, користувачеві необхідно спочатку спрогнозувати, як буде взаємодіяти цей сигнал з будівлею (потрібно зрозуміти, як впливають стіни кімнати на поширення сигналу). В даному випадку проводити прогнозування до розгортання мережі не потрібно, важливо визначити, що відбувається, коли мережа вже розгорнуто.

В ході ВЧ-прогнозування визначаються ослаблення сигналу стінами, відбиття від них і враховується множинність шляхів поширення сигналу. І відображень, і шляхів проходження сигналу до кожної точки може бути багато, тому очевидно, що необхідний обсяг обчислень великий. Обчислення повторюються для кожного вузла координатної сітки на плані будівлі і для кожної точки доступу. Сигнал від кожної точки в будівлі можуть приймати

кілька точок доступу, проте рівні сигналу, що приймається різними точками доступу, можуть відрізнятися.

Останнім етапом прогнозування є занесення отриманих результатів в базу даних системи управління мережею. У цій базі містяться всі вузли координатної сітки і дані про рівень сигналів від цих вузлів, які сприймаються кожною точкою доступу.

Точність методу "ВЧ-дактилоскопії" становить близько 3 м. Місце розташування ЗНОІ визначається з точністю до осередку площею 3x3 м, або близько 9 м<sup>2</sup>, що відповідає навіть найсуворішим вимогам, що висуваються в США службою 911, але не відповідає завданню локалізації ЗНОІ.

Однією з характерних особливостей сучасних систем пеленгації сигналів радіофіру є обробка сигналів в частотній області. Для чого сигнали на виході кожного каналу приймача перетворюються в цифрову форму, піддаються спектральному аналізу (на сьогодні, шляхом перетворення Фур'є) та шляхом обробки отриманих спектрів вирішуються завдання виявлення, пеленгації та вимірювання частотно-часових параметрів. Як зазначалося вище таке перетворення для сигналів ЦЗНОІ неактуальне, мною запропоновані інші методи та способи перетворення сигналів, їх виявлення і розпізнання. Тому методи пеленгації та надалі локалізації ЗНОІ вимагають істотного дослідження і доопрацювання.

Традиційні методи пеленгації ґрунтуються на припущенні, що частотний канал містить тільки одну домінуючу хвилю. Однак це може не відповідати дійсності, наприклад, з наступних причин:

- Спектральне перекриття аналізованих корисних сигналів.
- Джерела завад з великою амплітудою в додаток до корисного сигналу (наприклад, електромагнітні перешкоди).
- Багатопроменеве розповсюдження (наприклад, відбивання від будівель). Помилки, що з'являються, роблять результати непридатними для використання

Традиційна технологія пеленгації передбачає два контрзаходи:

- Якщо складова перешкоди по потужності менше складової корисного сигналу, помилку пеленгації можна скоротити до мінімуму за допомогою відповідного підбору параметрів пеленгатора (шляхом вибору досить великої апертури антени).

- Якщо складова перешкоди дорівнює або більше складової корисного сигналу, можна визначити окремі пеленги некорельованих сигналів з використанням широкосмугових пеленгаторів з високою роздільною здатністю. Можна скористатися методиками, які використовують відмінності спектрів сигналів.

Тому методи пеленгації та, надалі, локалізації ЗНОІ вимагають істотного дослідження і доопрацювання.

#### **4.2. Методики локалізації засобів негласного отримання інформації автоматизованими програмними комплексами**

Розглянемо методику локалізації ЗНОІ. Після визначення невідомого радіосигналу в контрольованому приміщенні – здійснюється пошук ЗНОІ.

Як приклад, при виявленні випромінювання радіо закладки з амплітудною (AM) або частотної (FM, NFM, WFM) модуляцією сигналу пристрій вимірювання відстані підключається до лінійного виходу або виходу головних телефонів приймача. (У мобільних АПК до лінійного виходу ноутбука).

Принцип дії пристрою полягає в наступному. При включенні пристрій генерує тестові акустичні імпульсні сигнали, які випромінюються через динамік пристрою (у деяких пристроїв замість вбудованого динаміка може використовуватися виносна звукова колонка – як приклад комплекс RS1000). Тестовий акустичний сигнал приймається мікрофоном ЗНОІ, перетворюється в електричний сигнал і подається на модулятор передавача ЗНОІ. У результаті випромінюється ЗНОІ радіосигнал виявляється модульованим тестовим сигналом. Приймач здійснює приймання і детектування

радіосигналу, переданого ЗНОІ (після детектування в динаміці приймача буде прослуховуватися тестовий акустичний сигнал). Далі сигнал подається в програмно-апаратний комплекс (через мікрофонний вхід ноутбука, дуже умовно) на програмний спеціальний блок порівняння пристрою вимірювання дальності, де здійснюється вимірювання часу запізнювання приходу імпульсу з детектора приймача стосовно що до випромінювання тестовому імпульсу. За часом запізнювання спеціальним блоком розраховується дальність до ЗНОІ. Виміряна дальність до ЗНОІ за часом запізнювання приходу імпульсу засноване на тому, що в повітрі акустичний сигнал поширюється зі швидкістю звуку (близько 330 м/с) і від моменту випромінювання акустичного імпульсу до його приймання мікрофоном закладки проходить деякий час. З огляду на, що швидкість поширення радіосигналу близько 300 000 км/с, тобто набагато більше швидкості звуку, часом поширення радіосигналу від закладки до приймача можна знехтувати. Для визначення місця розташування закладки складають схему контрольованого приміщення (в масштабі). На схемі вибирають два-три місця розташування звукової колонки. Послідовно встановлюють звукову колонку в обрані точки та проводять вимірювання дальності до ЗНОІ. На схемі креслять окружності з центром в точках вимірювань і радіусом, відповідним виміряної дальності. За схемою визначають місце перетину окружностей. Вимірювання будуть вірні, якщо кола на схемі будуть перетинатися в одній точці, при всіх вимірах. Для підвищення точності локалізації закладки звукові колонки необхідно встановлювати в різних площинах і визначати її місце розташування на об'ємній (тривимірної) схемі приміщення. Помилка вимірювання відстані до ЗНОІ буде визначатися формою тестового імпульсу (крутістю переднього фронту) і принципу побудови (функціонування) блоку порівняння. Для підвищення точності вимірювання дальності використовуються імпульси зі складним видом модуляції (наприклад, з лінійною частотною модуляцією) і спеціальні пристрої їх обробки, що забезпечують стиснення імпульсу після обробки.

Точність цього методу складає декілька квадратних метрів. Що недостатньо при локалізації ЗНОІ. Інших методів автоматизованої локалізації ЗНОІ існуючі АПК не використовують.

Методи, що на сьогодні найчастіше використовуються це є методи так званої «ручної» локалізації. Один з них метод «акустичної зав'язки». Цей метод ґрунтується на тому що в пошуковій апаратурі (індикаторі поля, універсальному пошуковому приладі та інші) використовується підсилювач низької частоти та динамік. Спільне використання яких і дозволяє реалізувати метод пошуку ЗНОІ, так званим методом, «акустичної зав'язки». Суть методу полягає в наступному. У ряду ЗНОІ, що використовують для передачі сигнали з частотною модуляцією (FM), є і «паразитна» амплітудна модуляція сигналу (AM). При подачі продетектованого і посиленого сигналу на гучномовець між ним і мікрофоном закладки утворюється позитивний зворотний акустичний зв'язок. При наближенні індикатора поля до закладки на близьку відстань виникає режим самозбудження підсилювача низької частоти індикатора, аналогічний режиму самозбудження у звичайних системах звукопідсилення, коли мікрофон близько підносять до звукових колонок. При цьому з'являється характерний акустичний сигнал, схожий на свист, який інформує оператора про наявність поблизу індикатора поля акустичної закладки. Чим вище гучність сигналу гучномовця, тим на більшій відстані від закладки спостерігається режим самозбудження підсилювача [97]. Це різновид ручного способу локалізації ЗНОІ, вимагає значних фізичних затрат і часу. Тому цей метод не є оптимальним при сучасному рівні розвитку техніки.

Другим методом є метод локалізації за допомогою нелінійного локатора.

Здатність локатора виявляти об'єкти, що містять електронні компоненти, заснована на наступному [97]. Будь-які радіоелектронні пристрої складаються з друкованих плат з провідниками (антенами), до яких підключені напівпровідникові елементи: діоди, транзистори, мікросхеми, що

представляють для високочастотного зонduючого сигналу локатора набір нелінійних відбивачів. У елементах з нелінійною вольт-амперною характеристикою вони перетворюються в високочастотні сигнали кратної частоти (гармоніки) і перевипромінюють в простір [98]. Перевипромінений сигнал надходить на вхід приймального пристрою локатора, налаштованого на частоти гармонік 2-го або 3-го порядку. За наявності в спектрі сигналу вищих гармонік частоти власного передавача встановлюється факт присутності в зоні зондування будь-якого радіо пристрою незалежно від того, включено воно або вимкнено. Але локалізувати ЦЗНОІ у приміщенні де багато електронних пристроїв та комунікацій (слід зазначити, що локатор реагує як міношукач навіть на невеличкий кусочок проволони) дуже и дуже складно.

Запропонована методика дозволяє локалізувати випадкові сигнали автоматичними програмними комплексами с ймовірністю 0,5. Тому потрібно удосконалювати методи локалізації ЦЗНОІ.

#### **4.3. Застосування методу пасивної радіолокації для локалізації засобів негласного отримання інформації на основі побічного електромагнітного випромінювання**

При пасивному методі радіолокації місцеположення пристроїв визначається шляхом прийому електромагнітних коливань, які випромінюють самі пристрої. Причому, використовують випромінювані пристроями електромагнітні хвилі не тільки у інфрачервоному, а і у сантиметровому діапазоні.

Дуже важливо при локалізації ЦЗНОІ працювати приховано, тому використовують пасивну радіолокацію, так як вона немає випромінювання.

Для визначення принципу дії пасивної радіолокації на основі побічного електромагнітного випромінювання розглянемо характеристики пристроїв по яких їх можливо локалізувати.

Спектральний розподіл випромінювання задається законом Релея-Джінса. Він визначає залежність потужності від довжини хвилі та температури [86]:

$$p = \frac{2}{\lambda^2} \cdot k \cdot T, \quad (4.1)$$

де:  $p$  - спектральна щільність потужності випромінювання;

$\lambda$  - довжина хвилі;

$k = 1,37 \cdot 10^{-23}$  вт/гц - постійна Больцмана;

$T$  - абсолютна температура.

З аналізу виразу (4.1) можливо зробити висновок, що спектральна щільність потужності випромінювання дуже залежить від квадрату довжини хвилі, тобто з зростанням довжини хвилі спектральна щільність різко зменшується.

Випромінювальна здатність об'єктів різна, у різних діапазонах хвиль, а особливо на сантиметрових хвилях. Найбільшу випромінювальну здатність має абсолютно чорне тіло, яке приймають за еталон і із яким порівнюють рівень випромінювання.

Випромінювальна здатність  $\varepsilon$  - це відношення потужності випромінювання заданого об'єкту -  $P_o$  до потужності випромінювання абсолютного чорного тіла -  $P_r$  при однаковій температурі [87]:

$$\varepsilon = \frac{P_o}{P_r}. \quad (4.2)$$

Здатність відбиття, це параметр який показує здатність об'єктів не тільки випромінювати а ще і відбити енергію яка попадає на них.



Здатність відбиття  $\chi$  пов'язана із випромінювальною здатністю наступним виразом:

$$\chi = 1 - \varepsilon.$$

Інші параметри такі як еквівалентна температура, температурний контраст у подальшому використовуватися не будуть, через їх незначний вплив, і тому ми їх не розглядаємо.

Оптимальна процедура обробки сигналу об'єкта при рішенні завдання виявлення та локалізації, може бути вирішена на основі критерію правдоподібності.

Сигнал, що приймається можливо прийняти за стаціонарний випадковий сигнал. Визначення та локалізація цього сигналу виконується на фоні шумів з аналогічними випадковими характеристиками. Суміш сигналу та шумів буде також являтися випадковим нормальним сигналом із сумарною дисперсією.

Таким чином, фізичним критерієм наявності сигналу теплового радіовипромінювання буде зростання дисперсії.

Визначенні статистичні властивості теплового радіовипромінювання та власного шуму дозволяє визначити функцію правдоподібності при наявності та відсутності сигналу:

$$L(x_1, x_2, \dots, x_n, 0) = \frac{1}{(2\pi\sigma_{sh}^2)^{n/2}} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_{sh}^2} \cdot \sum_{i=1}^n x_i^2\right), \quad (4.3)$$

$$L(x_1, x_2, \dots, x_n, S) = \frac{1}{(2\pi[\sigma_{sh}^2 + \sigma_s^2])^{n/2}} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2[\sigma_{sh}^2 + \sigma_s^2]} \cdot \sum_{i=1}^n x_i^2\right). \quad (4.4)$$

Вирази (4.3) та вираз (4.4) дозволяють скласти відношення правдоподібності:

$$\Lambda(x_1, x_2, \dots, x_n) = \left( \frac{\sigma_{sh}^2}{\sigma_{sh}^2 + \sigma_s^2} \right)^{-n/2} \cdot \exp\left( \frac{\sigma_s^2}{2\sigma_{sh}^2 \cdot (\sigma_{sh}^2 + \sigma_s^2)} \cdot \sum_{i=1}^n x_i^2 \right) \quad (4.5)$$

Рішення про наявності сигналу приймається, якщо відносини правдоподібності (4.5) перевищать порогові значення  $\Lambda_0$ , або логарифм відношення правдоподібності буде задовольняти вимогам:

$$\ln \Lambda(x_1, x_2, \dots, x_n) = \frac{n}{2} \ln \left( \frac{\sigma_{sh}^2}{\sigma_{sh}^2 + \sigma_s^2} \right) + \frac{\sigma_s^2}{2\sigma_{sh}^2 \cdot (\sigma_{sh}^2 + \sigma_s^2)} \cdot \sum_{i=1}^n x_i^2 \geq \ln \Lambda_0 \quad (4.6)$$

Зробимо спрощення виразу (4.6) та отримаємо вимоги визначення і локалізації сигналу теплового випромінювання:

$$\frac{1}{\sigma_{sh}^2} \cdot \sum_{i=1}^n x_i^2 \geq \left( \frac{2 \cdot (\sigma_{sh}^2 + 2\sigma_s^2)}{\sigma_{sh}^2} \right) \cdot \ln \left[ \Lambda_0 \cdot \left( \frac{2 \cdot (\sigma_{sh}^2 + 2\sigma_s^2)}{\sigma_{sh}^2} \right)^{n/2} \right] = \lambda_0. \quad (4.7)$$

З теорії радіолокації (Дулевича В.Е.) відомо, що:

$$\frac{1}{\sigma_{sh}^2} \cdot \sum_{i=1}^n x_i^2 = \frac{2F_m}{\sigma_{sh}^2} \int_0^T x^2(t) dt = \frac{2}{E_0} \int_0^T x^2(t) dt, \quad (4.8)$$

де:  $F_m$  – амплітуда частоти спектра сигналу у приймальному тракті,

$$E_0 = \frac{\sigma_{sh}^2}{F_m} \text{ – спектральна щільність шуму.}$$

З аналізу виразу (4.8) можливо зробити висновок, що оптимальна процедура виявлення та локалізації, яка задовольняє вимогам (4.7) складається з виконання детектування та інтегрування.

Визначимо відстань для розпізнання сигналів об'єктів при пасивному визначенні по побічному електромагнітному випромінюванні (ПЕМВ). Відстань буде визначатися чутливістю приймача та потужністю сигналу на його вході. Для розрахунку відстані визначення зробимо наступні припущення:

1. Потужність ПЕМВ з поверхні  $S_i$  постійна у всіх напрямках.
2. Приймальна антена з ефективною поверхнею знаходиться на відстані від поверхні. Поверхня випромінювання та антена перпендикулярні до з'єднуючої їх лінії.
3. Відстань  $R$  достатньо велика.

Тоді за допомогою закону Релея (4.1), можливо визначити повну потужність радіовипромінювання з поверхні  $S_i$ :

$$P_{\Sigma} = p \cdot S_i \cdot \frac{A}{R^2} = \frac{2 \cdot k \cdot T_i}{\lambda^2} \cdot \frac{S_i}{R^2} A, \quad (4.9)$$

де:  $T_i$  – уявна температура об'єкта.

Якщо полоса приймача  $\Delta f$ , тоді повна потуга корисного сигналу на його вході буде визначатися виразом:

$$P_p = \frac{2 \cdot k \cdot T_i}{\lambda^2} \cdot \frac{S_i}{R^2} A \cdot \Delta f. \quad (4.10)$$

Приймаємо до уваги, що антенна система прийме тільки електромагнітні коливання визначеної поляризації, тобто буде прийнята тільки половина усій потужності.

Введемо коефіцієнт направленої дії у головному напрямку  $D$ , тоді будемо мати:

$$P_p = \frac{D \cdot k \cdot T_i}{4\pi} \cdot \frac{S_i}{R^2} A \cdot \Delta f. \quad (4.11)$$

Якщо  $P_p > P_{\min}$ , тобто потужність сигналу буде більше ніж мінімальна необхідна потужність для приймання сигналу то об'єкт буде визначено та локалізовано.

Вираз для мінімальної потужності має вигляд:

$$P_{\min} = n_p \cdot k \cdot T \cdot N \cdot \zeta \cdot \sqrt{\frac{\Delta f}{\tau_f}}, \quad (4.12)$$

де:  $n_p$  - відношення сигнал / шум;

$N$  - коефіцієнт шуму;

$\zeta$  - коефіцієнт визначаючий тип приймача;

$\tau_f$  - постійна часу приймача.

Тоді максимальна дальність визначення сигналу буде визначатися виразом:

$$R_{\max} = \sqrt{k \cdot \Delta f \cdot \frac{D \cdot S_i}{4\pi P_{\min}} \cdot T_{oi}}, \quad (4.13)$$

де:  $T_{oi}$  - абсолютна температура, приймається за 300 К.

Тоді вираз (4.13) можливо перетворити у вигляд:

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\tau_f \Delta f} \cdot \sqrt{\frac{D \cdot S_i}{4\pi \zeta n_p N \cdot T_{oi}} \cdot T_{oi}}. \quad (4.15)$$

Або виконуючи заміну  $D$  на ефективну поверхню  $A$  і отримаємо:

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\tau_f \Delta f} \cdot \sqrt{\frac{A \cdot S_i}{\lambda^2 \zeta n_p N \cdot T_{oi}} \cdot T_{oi}}. \quad (4.16)$$

Вираз (4.16) є остаточним виразом визначення відстані до об'єкту. З цього виразу можливо виявити вплив різних факторів на відстань визначення об'єктів.

Визначимо відстань визначення об'єкта в залежності від площини антени.

Слід розуміти, що при пошуку ЗНОІ у приміщенні ефективна площа антени має задані розміри та визначається розміром приміщення. Довжину хвилі приймаємо максимальну із ГЧ діапазону випромінювання, тоді графік залежності відстані визначення буде мати вигляд рис. 4.2.

З наведеного на рис. 4.2 графіка бачимо що при зростанні ефективного розміру антени, відстань визначення зростає. Це підтверджує і графік наведений на рис. 4.3. Графік залежності відстані визначення сигналу від довжини хвилі і ефективної площі антени.

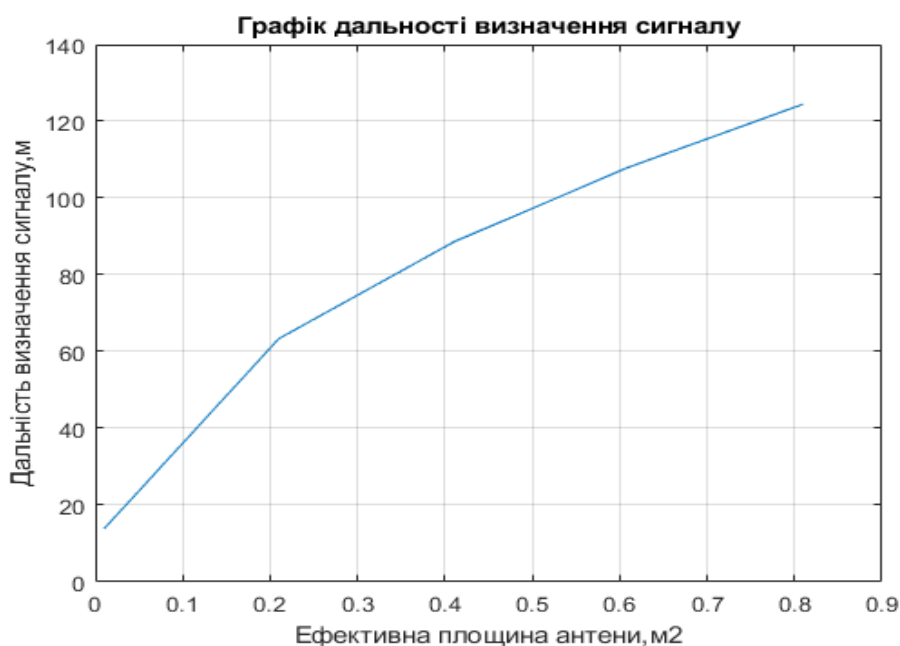


Рис. 4.2. Графік залежності відстані визначення об'єкта від ефективної площини антени

З наведених графіків бачимо, що відстань визначення сигналу об'єкта (а під об'єктом ми розуміємо сигнал ЗНОІ) зростає від 40 см до 2 м, що є недостатньо для виявлення сигналу ЗНОІ у приміщенні середніх розмірів.

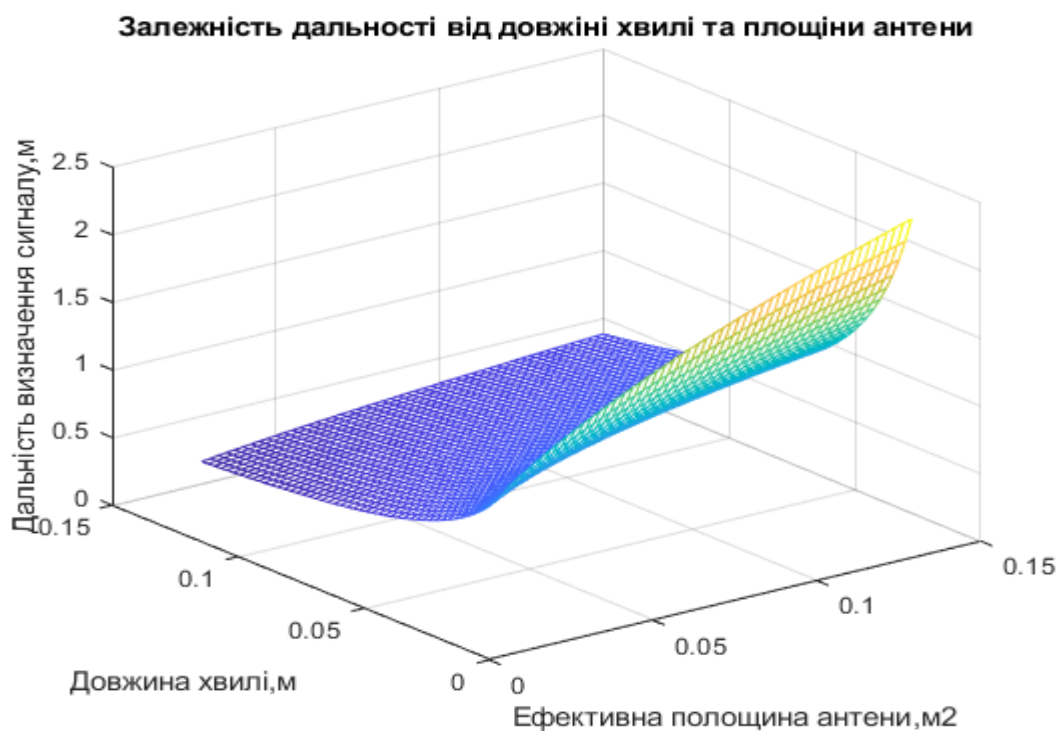


Рис. 4.3. Графік залежності відстані визначення сигналу від довжини хвилі та ефективної площі антени

Приймаємо до уваги, що цифрові ЗНОІ при своїй роботі практично не нагріваються, тобто не випромінюють, відстань ще зменшується. Виходячи з вищевикладеного методу пошуку ЦЗНОІ за допомогою пеленгації ПЕМВ, розглядати та удосконалювати не будемо.

#### **4.4. Дослідження завадостійкості системи локалізації цифрових засобів негласного отримання інформації**

Як вже відмічалось у попередніх розділах, у сучасному ефірі мають місце перешкоди. Якщо у методиках виявлення та розпізнавання це питання розглядалось, тоді потрібно розглянути це питання при розробки методики локалізації. Тому що питання перешкод та шуму мають свої особливості як у процесі виявлення так і у процесі розпізнавання сингалу ЗНОІ. З цією метою розглянемо питання завадостійкості при розгляданні процесу локалізації.

Практично усі методи завадостійкості приймання сигналів засновані на принципі усереднення сигналу та перешкоди. Принцип полягає у тому, що виконується процес підсумовування, причому сигнал підсумовується когерентно, а сигнал перешкоди некогерентно. З метою усереднення сигналу та перешкоди застосовуються лінійні системи двох типів: вузькосмугові фільтри та фільтри низьких частот, при цьому маємо можливість оптимізувати фільтри низьких частот та вузькосмугові фільтри.

Для розгляду питання фільтрації перешкод, зробимо припущення, що сам вузькосмуговий фільтр не вносить спотворення в форму сигналу що пройшов через нього. Ідеальний смуговий фільтр це фільтр з амплітудно-частотною характеристикою виду:

$$K(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{якщо } \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} \leq |\omega| \leq \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} \\ 0 & \text{якщо } \left[ -\infty, \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} \right] \cup \left[ \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}, \infty \right] \end{cases}, \quad (4.17)$$

де:  $\Delta\omega$  – полоса прозорості фільтра.

Для ідеального фільтру ефективна полоса  $\Delta\omega_e$  та полоса на рівні  $0,707 - \Delta\omega_{\sqrt{2}}$  дорівнює половині прозорості фільтра  $\Delta\omega$ .

Для фільтрів вірним є допущення, що  $\Delta\omega \ll \omega_0$ .

Відповідна частотна характеристиці (4.17) імпульсна перехідна характеристика буде визначитися виразом:

$$h_{\delta}(t) = \frac{\Delta\omega}{\pi} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega t}{2}}{\frac{\Delta\omega t}{2}} \cos \omega_0 t. \quad (4.18)$$

З огляду на те що сигнал цифрового ЗНОІ є імпульс, обчислимо огинаючу напруги на виході ідеального фільтра при впливі на нього прямокутного імпульсу тривалістю  $T$ :

$$x(t) = \begin{cases} X_m \cos \omega_0 t & \text{якщо } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{якщо } ]-\infty, 0[ \cup ]T, \infty[ \end{cases}, \quad (4.19)$$

де:  $X_m$  - огибаюча сигналу  $x(t)$  на вході фільтру.

Скориставшись теоремою про огибаючу напруги вузькосмугового фільтру запишемо вираз для огибаючої напруги на виході фільтру:

$$Y_m(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_{fn}(j\omega) S_{X_m}(j\omega) e^{j\omega t} dt, \quad (4.20)$$

де:  $S_{X_m}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} X_m e^{-j\omega t} dt$  - амплітудний спектр огибаючої сигналу  $x(t)$ ;

$K_{fn}$  - комплексний коефіцієнт передачі фільтра нижніх частот, що відповідає:

$$K_{fn}(j\omega) = \begin{cases} 1 & \text{якщо } -\frac{\Delta\omega}{2} \leq |\omega| \leq \frac{\Delta\omega}{2} \\ 0 & \text{якщо } ]-\infty, \frac{\Delta\omega}{2}[ \cup ]\frac{\Delta\omega}{2}, \infty[ \end{cases}. \quad (4.21)$$

Проведемо підстановку виразу (4.21) у вираз (4.20) та отримаємо:

$$Y_m(t) = \frac{X_m}{2\pi} (Si(\Delta\omega t) - Si(\Delta\omega(t-T))), \quad (4.26)$$

де,  $Si(z) = \int_0^z \frac{\sin t}{t} dt$  - інтегральний синус.

На рис. 4.4, приведено графіки залежності тривалості вхідного прямокутного імпульсу (рожевий колір тривалість імпульсу  $T=1$ , червоний колір  $T=10$ , зелений колір  $T=15$  та чорний колір  $T=20$ ) від діапазону частоти (полоси прозорості фільтру). З наведених графіків бачимо суттєву різницю між вхідним прямокутним імпульсом від вихідного сигналу. Спотворення



вхідного імпульсу зростає при збільшенні його тривалості. Це спотворення форми імпульсу можливо охарактеризувати відношенням тривалості фронту огинаючої імпульсу на виході фільтру до тривалості огинаючої вхідного імпульсу.

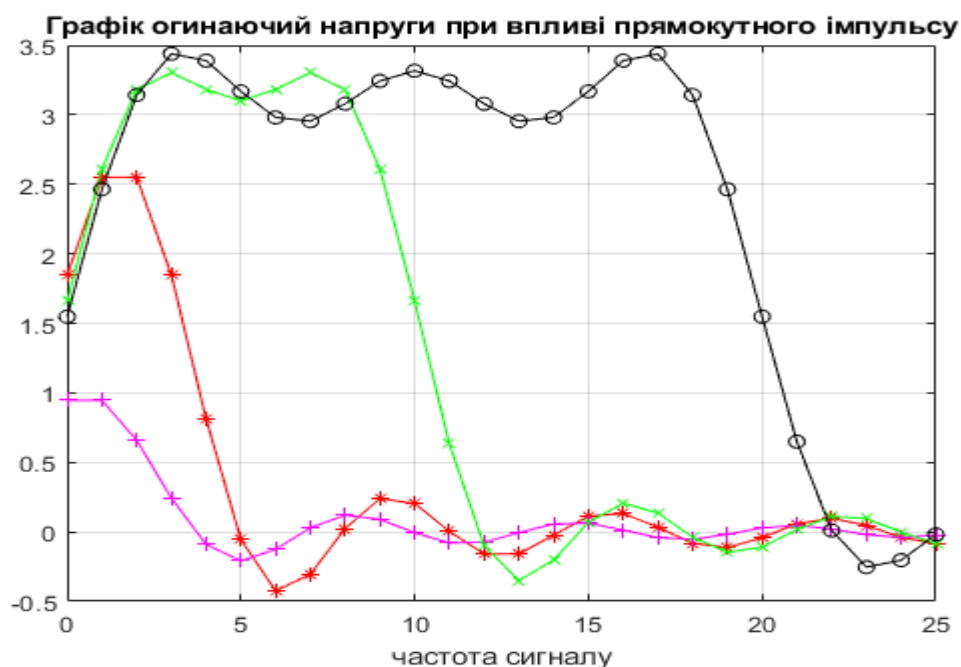


Рис. 4.4 Графік огинаючої напруги при впливі прямокутного імпульсу сигналу.

Це свідчить о том що короткочасні прямокутні сигнали можливо виділять за допомогою смуговий фільтру.

Для подальшого визначення сигналу перешкоди, визначмо коефіцієнт автокореляції білого шуму минулий через смуговий фільтр:

$$R_w(\tau) = \frac{\int_0^{\infty} K^2(\omega) \cos \omega \tau d\omega}{\int_0^{\infty} K^2(\omega) d\omega}. \quad (4.27)$$

Проводячи підстановку виразу (4.21) у вираз (4.27) отримаємо:

$$R_w(\tau) = \frac{1}{\Delta\omega} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \cos \omega\tau d\omega = \frac{\sin\left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}\right) \cdot \tau - \sin\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}\right) \cdot \tau}{\Delta\omega\tau}. \quad (4.28)$$

Або 
$$R_w(\tau) = r_w(\tau) \cos \omega_0\tau, \quad (4.29)$$

де:  $r_w(\tau) = \frac{\sin(\Delta\omega \frac{\tau}{2})}{\Delta\omega \frac{\tau}{2}}$  – огибающая коефіцієнта автокореляції процесу на виході

смугового фільтра.

В зв'язку з тим що сигнал ЦЗНОІ є сигналом прямокутного імпульсу, з огибающей та огибающей тривалістю  $T$  вираз має вигляд:

$$y_s = \begin{cases} A \cos(\omega_0 + \varphi_0), & 0 \leq t \leq T \\ 0 & ]-\infty, t[U]t, \infty[ \end{cases}. \quad (4.30)$$

Тоді числові характеристики процесу фільтрації квадратичного фільтра приймуть вигляд:

$$m_1[z_{\Sigma 0}(t)] = \begin{cases} A_1 \sigma_{yN}^2 (1 + q^2), & 0 \leq t \leq T \\ A_1 \sigma_{yN}^2 = m_1[z_{N0}(t)], & ]-\infty, t[U]t, \infty[ \end{cases}, \quad (4.31)$$

де:  $m_1[z_{N0}(t)]$  - математичне сподівання низькочастотної флуктуації перешкоди.

$$R_{z_{\Sigma 0}}(t, t + \tau) = \begin{cases} \frac{r_{yN}^2(\tau) + 2q^2 r_{yN}(\tau)}{1 + 2q^2} = R_{z_{\Sigma 0}}(\tau), & 0 \leq t \leq (T - \tau) \\ r_{yN}^2(\tau) = R_{z_{N0}}(\tau), & ]-\infty, t[U]t, \infty[ \end{cases}, \quad (4.32)$$

де:  $R_{zN0}(\tau)$  - коефіцієнт автокореляції низькочастотної флуктуації перешкоди.

$$D_{z\Sigma N} = \sigma_{z\Sigma N}^2(t) = \begin{cases} A_1^2 \sigma_{yN}^4 (1 + 2q^2) = \sigma_{z\Sigma 0}^2, & 0 \leq t \leq T \\ A_1^2 \sigma_{yN}^4 = \sigma_{zN0}^2, & ]-\infty, t[U]t, \infty[ \end{cases}. \quad (4.33)$$

Процес у якого математичне сподівання та кореляційна функція не залежать від часу, на визначеному фіксованому інтервалі часі, називається квазістаціонарним. Тоді процес на виході фільтра, при впливі на нього адитивної суміші сигналу та перешкоди, буде квазістаціонарним.

Для лінійного фільтра чисельні показники процесу фільтрації приймають вигляд:

$$m[z_{\Sigma 0}(t)] = \frac{A_1 \sigma_{y\Sigma}^2}{\sqrt{2\pi}}; \quad (4.34)$$

$$R_{z\Sigma 0}(\tau) \approx r_{yN}^2(\tau); \quad (4.35)$$

$$\sigma_{z\Sigma 0}^2 = \frac{A_1 \sigma_{y\Sigma}^2}{8\pi}, \quad (4.36)$$

де:  $\sigma_{y\Sigma}^2 = D_{y\Sigma}$  - дисперсія сумарного процесу на вході фільтра, яка визначається:

$$\sigma_{y\Sigma}^2 = \sigma_{yS}^2 + \sigma_{yN}^2, \quad (4.37)$$

де:  $D_{yS} = \sigma_{yS}^2, D_{yN} = \sigma_{yN}^2$  дисперсії сигналу та перешкоди на вході фільтра.

Обчислимо функції взаємної кореляції  $z_{N0}(t), z_{\Sigma 0}(t)$  вихідних сигналів.

При сигналі з перешкодами, математичне сподівання для змішаного сигналу другого порядку  $z_N(t), z_{\Sigma}(t)$  буде визначатися виразом:

$$\begin{aligned}
m_1[z_N(t_1), z_\Sigma(t_2)] &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z_N(t_1) z_\Sigma(t_2) w_2[y_N(t_1), y_\Sigma(t_2)] \times \\
&\times d y_N(t_1) d y_\Sigma(t_2) = A_2^2 \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} y_N(t_1) y_\Sigma(t_2) w_2[y_N(t_1), y_\Sigma(t_2)] \times \\
&\times d y_N(t_1) d y_\Sigma(t_2)
\end{aligned} \quad (4.38)$$

де:  $w_2[z_N(t_1), z_\Sigma(t_2)]$  – двомірна щільність ймовірності стаціонарних нормальних процесів  $y_N(t)$ ,  $y_\Sigma(t)$  виходячи з того що коефіцієнт автокореляції у обох сигналів однаково та дорівнює  $R_{yN}(\tau)$  можливо записати вираз для  $w_2[z_N(t_1), z_\Sigma(t_2)]$  - двомірної щільності ймовірності у вигляді:

$$\begin{aligned}
w_2[z_N(t_1), z_\Sigma(t_2)] &= \frac{1}{2\pi \sigma_{yN} \sigma_{y\Sigma} \sqrt{1 - R_{yN}^2(\tau)}} \cdot \exp \times \\
&\times \left( -\frac{1}{2(1 - R_{yN}^2(\tau))} \left[ \frac{y_N^2(t_1)}{\sigma_{yN}^2} - 2R_{yN}(\tau) \frac{y_N(t_1)y_\Sigma(t_2)}{\sigma_{yN}\sigma_{y\Sigma}} + \frac{y_\Sigma^2(t_2)}{\sigma_{y\Sigma}^2} \right] \right).
\end{aligned} \quad (4.39)$$

Виконавши підстановку виду:  $\frac{y_N(t_1)}{\sigma_{yN}} = x$ ,  $\frac{y_\Sigma(t_2)}{\sigma_{y\Sigma}} = y$  отримаємо вираз:

$$m_1[z_N(t_1), z_\Sigma(t_2)] = \frac{A_2 \sigma_{yN} \sigma_{y\Sigma}}{2\pi \sqrt{1 - R_{yN}^2(\tau)}} \cdot \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \exp \left( -\frac{x^2 - 2R_{yN}(\tau)xy + y^2}{2(1 - R_{yN}^2(\tau))} \right) dx dy. \quad (4.40)$$

З метою визначення впливу коефіцієнту кореляції (взаємозв'язку сигналу та перешкоди) на математичне сподівання, тобто вплив перешкоди на сигнал, проведемо моделювання процесу.

Для оцінки сили зв'язку в теорії кореляції застосовується шкала англійського статистика Чеддока: слабка – від 0,1 до 0,3; помірна – від 0,3 до 0,5; помітна – від 0,5 до 0,7; висока – від 0,7 до 0,9; вельми висока (сильна) – від 0,9 до 1,0.

Тому послідовно виберемо коефіцієнт кореляції для слабкої, помірної та високої сили зв'язку відповідно.

Результати моделювання наведено на рис. 4.5 – 4.7.

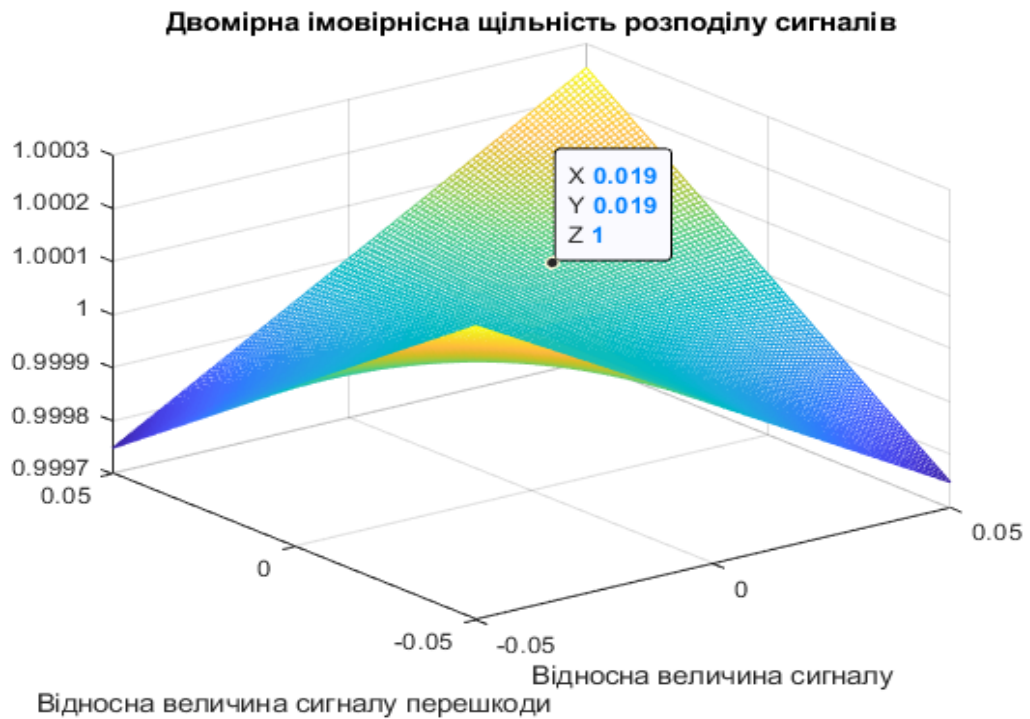


Рис. 4.5. Двомірна щільність розподілу сигналу при  $R_{yN}=0,1$  (слабка залежність)

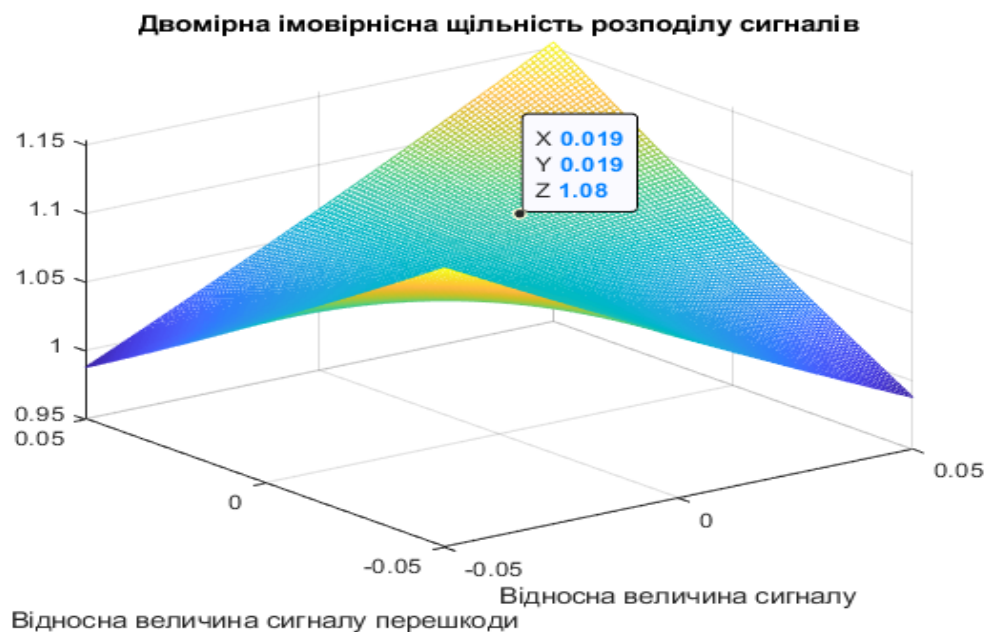


Рис. 4.6. Двомірна щільність розподілу сигналу при  $R_{yN}=0,3$  (помірна залежність)

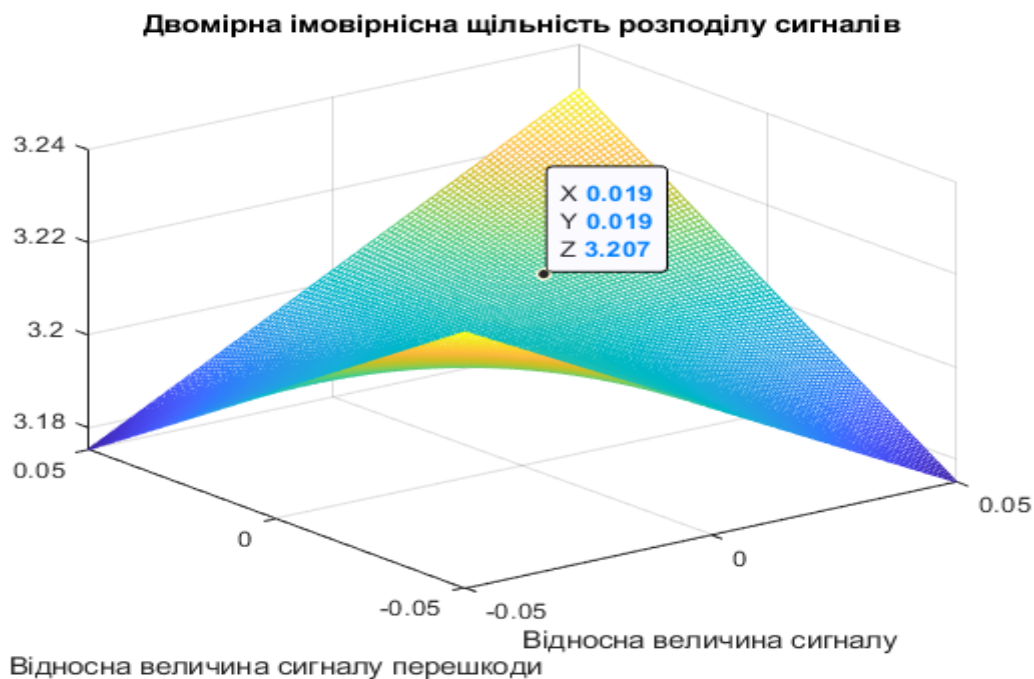


Рис. 4.7. Двомірна щільність розподілу сигналу  
при  $R_{yN}=0,9$  (висока залежність)

Для проведення аналізу отриманих результатів на кожному з графіків взяли відмітку з однаковими координатами відносних величин сигналу та перешкоди.

Як бачимо з наведених графіків (див. рис. 4.5 – 4.7), зі збільшенням кореляційної залежності від слабкої до високої, величина щільності розподілу сигналу зростає, що свідчить о можливості розподілу сигналу та перешкоди, зменшення сигналу перешкоди за рахунок фільтрації.

Для визначення співвідношення сигнал перешкода на виході типового тракту визначення при впливі на його вході адитивної перешкоди  $N(t)$  та сигналу  $S(t)$ :

$$x(t) = S(t) + N(t). \quad (4.41)$$

Зробимо припущення, що сигнал та перешкода є стаціонарним білим шумом, з нульовим математичним очікуванням  $m_1(S(t)) = m_1(N(t)) = 0$ , між

собою некорельовані  $m_1(S(t)N(t)) = 0$  та визначені на тривалому часі. Тоді можливо записати вирази:

$$D_{\Sigma} = \sigma_{\Sigma}^2 = \Delta f_e S_{\Sigma}; \quad D_s = \sigma_s^2 = \Delta f_e S_s; \quad D_N = \sigma_N^2 = \Delta f_e S_N, \quad (4.42)$$

де:  $\Delta f_e$  – ефективна смуга прозорості фільтра;

$D_{\Sigma} = \sigma_{\Sigma}^2$  – дисперсія та середньоквадратичне відхлине суміші сигналів;

$D_s = \sigma_s^2$  – дисперсія та середньоквадратичне відхлине сигналу;

$D_N = \sigma_N^2$  – дисперсія та середньоквадратичне відхлине перешкоди;

$S_{\Sigma}; S_s; S_N$  - спектральні щільності відповідно суміші сигналу, сигналу і перешкоди.

З прийнятих нами припущень слідує:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_s^2 + \sigma_N^2 \quad \text{або} \quad D_{\Sigma} = D_s + D_N. \quad (4.43)$$

Низькочастотну складову напруги на виході тракту виявлення в момент відліку  $t = T$ , позначимо  $u_{\Sigma 0}$  - напругу перешкоди,  $u_{N0}$  - напругу суміші сигналів  $u_{\Sigma 0}$ . Необхідно відмітити, що  $u_{N0}$  та  $u_{\Sigma 0}$  випадкові величини.

Поява сигналу на вході тракту визначення у момент часу  $t = T$  викличе зміну математичного очікування низькочастотної складової напруги на виході тракту, від величини  $m_1[u_{N0}(t)]$  до  $m_1[u_{\Sigma 0}(t)]$ . Це збільшення сигналу назвемо корисним сигналом, напишемо для нього вираз:

$$C = m_1[u_{\Sigma 0}(T)] - m_1[u_{N0}(T)] = \Delta m_1[u_0(T)]. \quad (4.44)$$

Перешкодою тоді буде у той же час  $t = T$  будемо визначать середньоквадратичне значення флуктуації випадкової ймовірної величини, напишемо вираз:

$$N = \sigma_{u_{\Sigma}}(T) = \left( m_1 \left[ u_{\Sigma 0}^2(T) \right] - m_1^2 \left[ u_{\Sigma 0}(T) \right] \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (4.45)$$

Відношення сигнал перешкода при  $t = T$  буде мати вигляд:

$$\frac{C}{N} = \frac{m_1 \left[ u_{\Sigma 0}(T) \right] - m_1 \left[ u_{N0}(T) \right]}{\left( m_1 \left[ u_{\Sigma 0}^2(T) \right] - m_1^2 \left[ u_{\Sigma 0}(T) \right] \right)^{\frac{1}{2}}}. \quad (4.46)$$

Вирази (4.45 - 4.46) є визначенням сигналу, перешкоди та відношення сигнал/перешкода на виході вхідного тракту. В подальшому наше завдання визначити сигнал, перешкоду та їх співвідношення через відповідні параметри на вході вхідного тракту.

Цей взаємозв'язок можливо визначити двома методами спектральним та часовим.

При часовому методі напруга на виході вхідного тракту у момент часу  $t = T$  буде визначатися виразом:

$$u(T) = \int_0^T h_{\delta}(T-t) z(t) dt, \quad (4.47)$$

де:  $h_{\delta}$  - імпульсна перехідна характеристика фільтру;

$z(t)$  - вхідна напруга.

Математичне сподівання цієї напруги при впливі на вхід суміші сигналу та перешкоди буде мати вигляд:

$$m_1 \left[ u_{\Sigma}(T) \right] = \int_0^T h_{\delta}(T-t) m_1 \left[ z_{\Sigma}(t) \right] dt. \quad (4.48)$$

В зв'язку з тим що  $z_{\Sigma}$  процес стаціонарний, то його математичне сподівання не залежить від часу, тоді маємо:



$$m_1[u_\Sigma(T)] = m_1[z_\Sigma(t)] \int_0^T h_\delta(T-t) dt = m_1[z_\Sigma(t)] \int_0^T h_\delta(t) dt. \quad (4.49)$$

Аналогічно можливо визначити математичне сподівання при впливі тільки перешкоди:

$$m_1[u_N(T)] = m_1[z_N(t)] \int_0^T h_\delta(t) dt. \quad (4.50)$$

Підставляючи вирази (4.48) та (4.49) у вираз (4.44) отримаємо:

$$C = \Delta m_1[z_0(T)] \int_0^T h_\delta(t) dt, \quad (4.51)$$

де:  $\Delta m_1[z_0(t)] = m_1[u_{\Sigma 0}(t)] - m_1[u_{N 0}(t)]$  збільшення математичного сподівання низькочастотної складової напруги на виході фільтру.

Дисперсія флуктуацій на виході фільтру низьких частот визначається:

$$D_{u_\Sigma} = \sigma_{u_\Sigma}^2 = \left( m_1[u_\Sigma^2(T)] - m_1^2[u_\Sigma(T)] \right). \quad (4.52)$$

З виразу:

$$u_\Sigma^2(T) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_\delta(T-t_1, T) h_\delta(T-t_2, T) z_\Sigma(t_1) z_\Sigma(t_2) dt_1 dt_2. \quad (4.53)$$

Маємо:

$$m_1[u_\Sigma^2(T)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_\delta(T-t_1, T) h_\delta(T-t_2, T) m_1[z_\Sigma(t_1) z_\Sigma(t_2)] dt_1 dt_2. \quad (4.54)$$

$$\begin{aligned}
D_{u\Sigma} = \sigma_{u\Sigma}^2(T) = & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t_1, T) h_{\delta}(T-t_2, T) \times \\
& \times m_1[z_{\Sigma}(t_1)z_{\Sigma}(t_2)] dt_1 dt_2 - m_1^2[z_{\Sigma}(t)] \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t_1, T) h_{\delta}(T-t_2, T) \times \\
& \times h_{\delta}(T-t_2, T) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t_1, T) h_{\delta}(T-t_2, T) \times \\
& \times m_1[z_{\Sigma}(t_1)z_{\Sigma}(t_2)] dt_1 dt_2 - m_1^2[z_{\Sigma}(t)] dt_1 dt_2
\end{aligned} \quad (4.55)$$

Зробимо заміну:  $\tau = t_2 - t$ ;  $d\tau = dt_2$ ;  $t = t_2$ ;  $dt = dt_1$  тоді будемо мати:

$$D_{u\Sigma} = \sigma_{u\Sigma}^2 = \sigma_{z\Sigma}^2 \left[ \int_{-\infty}^{\infty} Q_h(\tau, T) R_{z\Sigma}(\tau) d\tau \right], \quad (4.56)$$

$$\text{де:} \quad Q_h(\tau, T) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t, T) h_{\delta}(T-t-\tau, T) dt. \quad (4.57)$$

$$R_z(\tau) = \frac{m_1[z_{\Sigma}(t)z_{\Sigma}(t+\tau)] - m_1^2[z_{\Sigma}(t)]}{\sigma_{z\Sigma}^2}, \quad (4.58)$$

де:  $R_{z\Sigma}(\tau)$  – коефіцієнт авто кореляції;

$D_{z\Sigma} = \sigma_{z\Sigma}^2$  – дисперсія процесу при впливі на вході суми сигналу та перешкоди.

Приймаємо що згідно виразу (4.45) перешкода:  $N = \sigma_{u\Sigma}(T)$  тоді будемо мати:

$$N = \sigma_{u\Sigma}(T) = \sigma_{\Sigma 0} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} Q_h(\tau, T) R_{z\Sigma}(\tau) d\tau \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (4.59)$$

В зв'язку з тим що головним фактором визначення сигналу ЗНОІ є енергетичний спектр, знайдемо вираз для перешкоди у спектральному вигляді.

Для цього скористайтесь теоремою Вінера-Хінчіна, яка встановлює взаємозв'язок між функції кореляції та спектральної щільності потужності  $g(\omega)$ :

$$K(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (4.60)$$

Тоді отримуємо:

$$\begin{aligned} N &= \left( \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t, T) h_{\delta}(T-t-\tau, T) dt \times \left[ \int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma_0}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \right] d\tau \right)^{\frac{1}{2}} = \\ &= \left( \int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma_0}(\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t, T) dt \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t-\tau, T) e^{j\omega\tau} d\tau \right)^{\frac{1}{2}} = \\ &= \left( \int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma_0}(\omega) K_T(j\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t, T) e^{j\omega(T-t)} dt \right)^{\frac{1}{2}} = \\ &= \left( \int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma_0}(\omega) |K_T(j\omega)|^2 d\omega \right)^{\frac{1}{2}} = \left( \int_{-\infty}^{\infty} G_{z\Sigma_0}(\omega) |K_T(j\omega)|^2 d\omega \right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad , \quad (4.61)$$

де:  $K_T(j\omega)$  – комплексна частотна характеристика фільтра нижніх частот;

$g_{z\Sigma_0}(\omega)$  – спектральна щільність потужності низькочастотних флуктуацій на виході фільтра на усій частотній осі.

$$G_{z\Sigma_0}(\omega) = \begin{cases} 2g_{z\Sigma_0}(\omega) = \frac{2\sigma_{z\Sigma_0}^2}{\pi} \int_0^{\infty} R_{z\Sigma_0}(\tau) \cos \omega\tau d\tau, & \omega > 0 \\ 0, & \omega < 0 \end{cases} \quad , \quad (4.62)$$

де:  $G_{z\Sigma_0}(\omega)$  – спектральна щільність потужності сигналу  $z_{\Sigma_0}(t)$ , визначена тільки у області позитивних частот.

Таким чином вираз для відношення сигнал/перешкода на виході типового радіотехнічного тракту в режимі визначення сигналу перешкоди на фоні сигналу приймає вигляд:

У часовому вигляді:

$$\frac{C}{N} = \frac{\Delta m_1[z_0(t)] \int_0^T h_\delta(t) dt}{\sigma_{\Sigma 0} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} Q_h(\tau, T) R_{z_{\Sigma 0}}(\tau) d\tau \right]^{\frac{1}{2}}}. \quad (4.63)$$

Спектральна форма запису:

$$\frac{C}{N} = \frac{\Delta m_1[z_0(t)] K_T(0)}{\left[ \int_{-\infty}^{\infty} G_{z_{\Sigma 0}}(\omega) |K_T(j\omega)|^2 d\omega \right]^{\frac{1}{2}}}. \quad (4.64)$$

Окрім співвідношення сигнал перешкода, характеристикою фільтра є коефіцієнт виграшу, який визначається виразом:

$$K_B = \frac{C / N_{вих}}{C / N_{вх}}. \quad (4.65)$$

Зробимо підстановку виразу (4.63) у вираз (4.65), отримаємо:

$$K_B = \left[ \frac{\Delta m_1[u_0(T)]}{\sigma_{u_{\Sigma 0}}(T)} \right] / \left[ \frac{\Delta m_1[z_0(T)]}{\sigma_{z_{\Sigma 0}}(T)} \right] = \left[ \frac{\Delta m_1[u_0(T)]}{\Delta m_1[z_0(T)]} \right] / \left[ \frac{\sigma_{u_{\Sigma 0}}(T)}{\sigma_{z_{\Sigma 0}}(T)} \right], \quad (4.66)$$

де:  $\frac{\Delta m_1[u_0(T)]}{\Delta m_1[z_0(T)]}$ ,  $\left[ \frac{\sigma_{u_{\Sigma 0}}(T)}{\sigma_{z_{\Sigma 0}}(T)} \right]$  визначають приріст математичного

сподівання та середньоквадратичного відхилення низькочастотних флуктуацій у результаті обробки вхідного сигналу фільтром низької частоти.

Таким чином з метою підвищення завадостійкості системи локалізації, визначили актуальність використання, у процесі локалізації сигналу, фільтрів низької частоти, за допомогою яких виключаються з аналізу перешкоди. Принцип роботи фільтрів низької частоти полягає у тому, що виконується

процес підсумовування, причому сам сигнал підсумовується когерентно, а сигнал перешкоди некогерентно, при підсумовуванні сигнал збільшується, а сигнал перешкоди зменшується.

Далі, сигнал з значно меншими перешкодами потрапляє у блок системи локалізації запропонованого автоматизованого комплексу пошуку ЦЗНОІ.

#### **4.5. Модель точності локалізації засобів негласного отримання інформації на основі далекомірного методу**

У сучасних пристроях вимірювання відстані до ЗНОІ помилка вимірювання складає 100 ... 200 см. Принцип відмінно працює при пошуку і локалізації аналогових ЗНОІ - які працюють у постійному режимі. Для локалізації цифрових ЗНОІ, особливо з імпульсною передачею інформації (ЗНОІ з накопиченням інформації та передачею в імпульсному режимі) цей принцип не є дієвим, зважаючи на відносно велику тривалість пеленгації, коли час локалізації перевершує час роботи ЗНОІ.

Виходячи з вищевикладеного, вирішення задачі локалізації цифрових ЗНОІ різного роду і принципу дії, є дуже важливою, а розробка моделі пеленгації цифрових закладок актуальною.

Для досягнення мети локалізації, розробимо математичну модель точності пеленгації ЗНОІ на основі далекомірного методу, для цього у якості пеленгаційного параметра, застосовуються псевдо дистанції (далі ПД) до антени пеленгатора (далі АП). Для оцінки величини зниження точності визначення ЗНОІ відносно точності визначення геометричного параметра застосовується поняття геометричного чинника (далі ГЧ). Величина ГЧ показує у скільки разів середньоквадратична похибка (далі СКП) визначення координат ЗНОІ буде більшою від СКП визначення ПД. Для формування моделі ГЧ локалізації ЗНОІ доцільно скористатись методами градієнтного аналізу [14, 15], для чого здійснити лінеаризацію застосованої функції





поправок  $\delta_i = (i = 1, 2, 3, 4)$  не може задовольнити цій системі. При підстановці  $\delta_i$  у відповідні рівняння лівої та правої їх частини виявляється не рівними і з'явиться їх нев'язка. Застосовуючи процедуру методу найменших квадратів, мінімізуючи квадрат не в'язки лівої та правої частин системи умовних рівнянь (4.72), отримуємо систему нормальних рівнянь у вигляді

$$C^T P_0^T P_0 C \Delta = C^T P_0^T P_0 R. \quad (4.73)$$

Оскільки  $P_0$  – діагональна матриця, то її вигляд при транспонуванні не змінюється, а тому добуток  $P_0 P_0^T$  дає також діагональну матрицю  $P$ , елементи якої є квадратами елементів матриці  $P_0$ . Тому можна записати:

$$C^T P C \Delta = C^T P R. \quad (4.74)$$

У системі (4.74) добуток  $C^T P C = A$  являє собою матрицю коефіцієнтів системи нормальних рівнянь. Матриця  $A$  має розмірність  $4 \times 4$ , що пов'язано з чотиривимірним характером вирішуваної задачі. Якщо подати праву частину (4.74)  $C^T P R = B$  як відповідну матрицю  $B$ , то систему нормальних рівнянь можна записати у вигляді:

$$A \cdot \Delta = B. \quad (4.75)$$

Помноживши праву та ліву частини системи (4.75) на обернену матрицю  $A^{-1}$ , можна отримати рішення для поправок  $\Delta = A^{-1} B$ .

Матриця  $P^{-1}$ , яка входить до складу матриці  $A^{-1} = C^{-1} P^{-1} (C^{-1})^T P^{-1} (C^{-1})^T$ , являє собою дисперсії вимірювань ПД. Сама ж матриця  $A^{-1}$  має зміст кореляційної матриці похибок визначення параметрів пошуку  $K_q$ , на головній діагоналі якої розташовані дисперсії параметрів, що визначаються.



Тобто, якщо прийняти дисперсії вимірювання псевдо дистанцій від усіх АП рівними 1, а результати вимірювань незалежними (некорельованими) між собою, то по головній діагоналі матриці  $K_q$  будуть розташовані коефіцієнти, які будуть обумовлені лише геометрією взаємного розташування АП та ЗНОІ [55]. Результиуюча похибка місце визначення може бути виражена через слід кореляційної матриці  $\sigma_q = (T_{-r}(K_{-q}))^{\frac{1}{2}}$ .

У загальному вигляді вираз для ГЧ може бути записано як відношення:

$$GDOP = \frac{\sigma_q}{\sigma_D}, \quad (4.76)$$

де: GDOP – global dilution of precision – загальний геометричний чинник:

$\sigma_D$  – СКП визначення псевдо дистанцій до АП;

$\sigma_q$  – СКП визначення вектора стану ЗНОІ.

Таким чином, геометричні чинники погіршення точності при визначенні місця у просторі – PDOP, у плані (горизонтальній площині) – HDOP, по висоті – VDOP та часу – TDOP запишуться відповідно у вигляді:

$$PDOP = (\gamma_{11} + \gamma_{22} + \gamma_{33})^{\frac{1}{2}};$$

$$HDOP = (\gamma_{11} + \gamma_{22})^{\frac{1}{2}};$$

$$VDOP = (\gamma_{33})^{\frac{1}{2}};$$

$$TDOP = (\gamma_{44})^{\frac{1}{2}},$$

де  $\gamma_{ij}$  є елементами матриці  $K_q = A^{-1}$ .

У багатьох джерелах, зокрема у [11], показано, що мінімальних значень ГЧ можна досягти, коли оператор знаходиться у центрі правильного тетраедра. Для оператора пошукового комплексу мінімальне значення

досягається тоді, коли одна АП знаходиться у верхній середній точки приміщень, а три інших рівномірно розташовані у горизонтальній площині. Таким чином, для мінімізації GDOP необхідно максимізувати об'єм тетраедра.

#### **4.6. Модель точності пеленгації засобів негласного отримання інформації з урахуванням нестабільності функціонування окремих її елементів**

Отже, нехай існує деякий простір  $S^F$ , у межах якого необхідно створити функціонально стійке радіопеленгаційне поле  $F$ . Необхідно спроектувати таку структуру мережі АП,  $G^{SF}$  щоб при функціонуванні АП протягом визначеного часу  $T$  надійність пеленгації ЗНОІ була не нижчою деякого встановленого рівня, а середня точність визначення вектору локалізації ЗНОІ, з урахуванням можливості виходу з ладу окремих елементів системи через несправності та можливе навмисне знищення, лежала у визначених межах.

З метою формалізації завдання структуру розміщення АП доцільно подати у вигляді орієнтованого графа  $G^{SF} = G(Z, U)$  (рис. 4.1):

де:  $Z$  – множина вершин графа;

$U$  – множина дуг графа  $G$ .

Вершини графа розташовані у трьох рівнях (0, 1, 2). Відповідно, множина вершин  $Z$  складається з підмножин:

$$Z_{0U} Z_{1U} Z_2 = Z .$$

Пеленгаційний простір  $S^F$  описується множиною характерних точок споживача:

$$Z_0 = \{Z_{0j} \mid j = 1, N_0\},$$

яка, у свою чергу, складається з векторів:

$$z_{0i} = (\varphi_{0i}, \lambda_{0i}, h_{0i}), \quad j = 1, N,$$

де:  $N_0$  – загальна кількість елементів множини  $Z_0$  характерних точок споживача у просторі  $S^F$ ;

$\varphi_{0i}, \lambda_{0i}$ , - параметри є координатами точок:

$z_{0j}, h_{0j}$  – висота точки пеленгації.

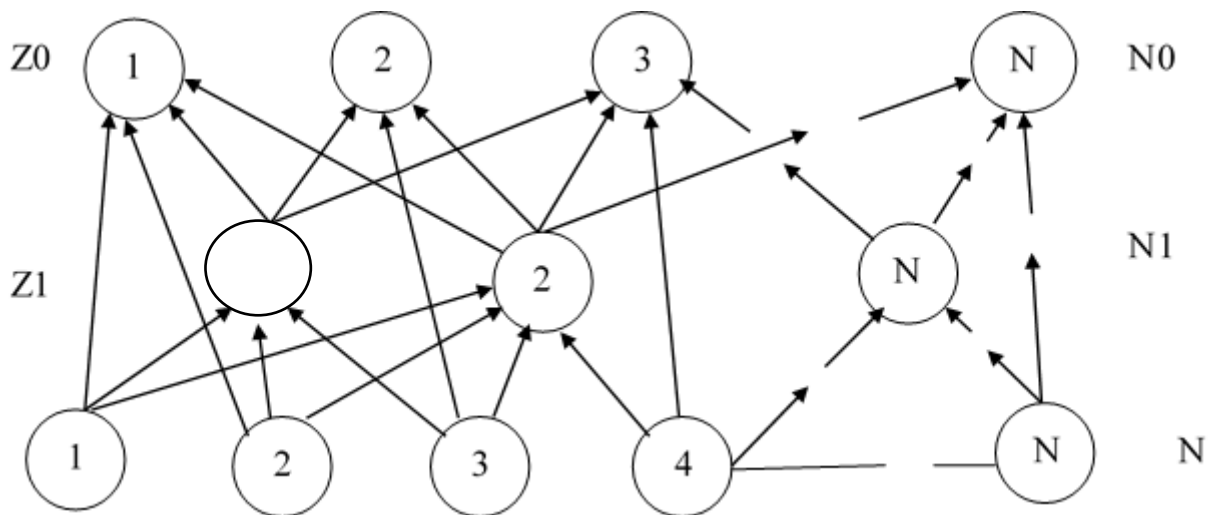


Рис. 4.8. Структурний граф локальної системи пеленгації

Елементами множини  $Z_1$  є вектори:

$$z_{1j} = (\varphi_{1j}, \lambda_{1j}, z_{1j}, p_{1j}^*), \quad j = 1, N$$

де:  $\varphi_{1j}, \lambda_{1j}$  - координатами точок:

$z_{1j}, h_{1j}$  – висота антен пеленгатора над рівнем землі;

$p_{1j}^*$  – живучість антен пеленгатора.

Величина  $p_{1j}^*$  являє собою ймовірність збереження працездатного стану комплексу пеленгації під впливом дестабілізуючих факторів антропогенного походження (результати навмисного впливу людини – тероризм) протягом визначеного часу.

Сукупність опорних точок антен пеленгатора утворює множину вершин графа :

$$Z_1 = \{z_{1j} \mid j = 1, N_0\}.$$

Усі антени пеленгатора розташовані в приміщенні та описуються множиною векторів:

$$Z_2 = \{z_{2j} \mid j = 1, N_2\}$$

з координатами:

$$z_{2j} = (\varphi_{2j}, \lambda_{2j}, z_{2j}, p_{2j}^*, p_{2j}^H, \sigma_{2j}^\varphi, \sigma_{2j}^\lambda), \quad j = 1, N_2$$

де:  $\varphi_2, \lambda_2$  - геодезичними координатами точок;

$h_{2j}, z_{2j}$ , – висота антен пеленгатора в приміщенні;

$p_{2j}^*$  – живучість антен пеленгатора в приміщенні;

$p_{2j}^H$  – надійність антен пеленгатора;

$\sigma_{2j}^\varphi, \sigma_{2j}^\lambda, \sigma_{2j}^h$  - середньоквадратична похибка (СКП) прив'язки антен пеленгатора до обраної системи координат;

$N_2$  – загальна кількість позицій.

Множина дуг  $U$  зображеного графа  $G = (Z, U)$  складається з інформаційних зав'язків між елементами різних рівнів і може бути записана як:

$$U = \{u_{i,j_k}^{k,l_k}\}$$

де;  $i$  – номер рівня;

$j_i$  – номер елемента  $i$  - рівня, з якого виходить дуга;

$k$  – номер рівня;

$l_k$  – номер елемента  $k$  - рівня, в який входить дуга.

Множина  $U$  описується за допомогою булевих змінних, наприклад:

$$u_{i,j_i}^{k,l_k} = \begin{cases} 1, & \text{якщо виконується умова радіовидимості;} \\ 0, & \text{якщо умова радіовидимості не виконується;} \end{cases}$$

Для вирішення завдання функціонально-структурного проектування вводяться наступні параметричні та функціональні обмеження:

1. Система вважається працездатною, коли у полі зору кожної антени (які поза приміщенням) є не менше  $m^{\min}$  антен пеленгатора, а у полі зору оператора комплексу не менше  $m^{\min}$  псевдоантен.

2. Середня точність визначення вектору стану  $i$  - пеленгатора  $\sigma_i$  з урахуванням стохастичності просторової структури системи має бути не гіршою за деяке заздалегідь встановлене значення  $\sigma^{\max}$ :  $\sigma_i \leq \sigma^{\max}$ .

3. Ймовірність успішної роботи  $i$  - пеленгатора  $P_i$  має бути не меншою за деяке заздалегідь встановлене значення  $P_{\min}$ .

На основі одержаних виразів для геометричних чинників у загальному випадку оцінка різних варіантів побудови системи пеленгації ЦЗНОІ за точністю здійснюється шляхом порівняння значень дисперсії похибки визначення просторових координат на основі співвідношення  $K_q = (C^T K_R^{-1} C)$  за формулою:

$$\sigma^2 = \gamma_{11} + \gamma_{22} + \gamma_{33} \quad (4.77)$$

де:  $\gamma_{ij}$  – елементи матриці  $K_q$ .

Співвідношення (4.11) є критеріальною функцією для оцінки ефективності структури пеленгації за точністю системи. Для урахування

стохастичного характеру існування окремих АП скористаємось структурним графом  $G = (Z, U)$  системи (рис. 4.8). У цьому графі виділимо одну точку на 0-рівні, наприклад точку 2 (рис. 4.8). Розглянемо модель характеристик точності та надійності навігації для точки  $z_{02}$ .

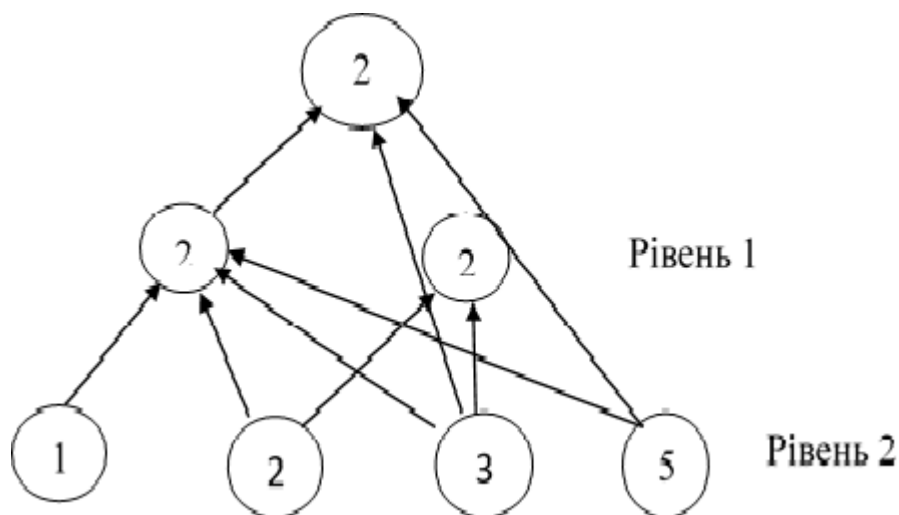


Рис. 4.9 Елемент графа  $G = (Z, U)$

Як бачимо, у зону радіовидимості точки  $z_{02}$  попадають зовнішні антени пеленгатора  $z_{11}$  та  $z_{12}$ , а також внутрішні  $z_{21}$ ,  $z_{22}$ ,  $z_{23}$  та  $z_{25}$ .

Зазначені внутрішні антени створюють поле для зовнішніх антен  $z_{11}$  та  $z_{12}$ . Таким чином параметри точності визначення вектора стану у точці  $z_{02}$  будуть визначатися характеристиками точності та взаємним розташуванням точок  $z_{21}$ ,  $z_{22}$ ,  $z_{23}$ ,  $z_{25}$  та самої точки  $z_{02}$ . У зв'язку з тим, що кожна з цих точок (окрім  $z_{02}$ ) характеризується власними показниками щодо живучості та надійності то, використовуючи запропонований раніше підхід, можна обчислити точність визначення вектора стану споживача з урахуванням стохастичного характеру структури пеленгації. Для цього ще більше спростимо граф, показаний на рис. 4.9, залишивши лише АП, видимі для точки  $z_{02}$  та перенумеруємо їх як показано на рис. 4.9. Також визначимо (задаємо) ймовірність  $p_i = (i=1...5)$  існування кожної АП. Задача пеленгації

може бути вирішена тільки при наявності у полі зору споживача (точка 0) не менше  $m^{\min}$  працездатних АП. Ймовірність вирішення пеленгації у точці 0 можна подати як ймовірність події, яка полягає у одночасній появі  $m$  подій з  $n$  можливих. Оскільки вважається, що АП працюють незалежно одна від одної, то ймовірність кожної конкретної комбінації живих/неживих АП визначається як добуток ймовірностей, у якому букви “ $p$ ” з різними індексами входять  $m$  разів, а букви  $q = 1 - p$  з різними індексами  $n - m$  разів. У такому випадку ймовірність вирішення задачі пеленгації у точці  $z_{ij}$  буде дорівнювати:

$$R_{r,m(ij)} = \sum_{r=m}^n P_{r,n(ij)}, \quad (4.78)$$

де:  $R_{r,m(ij)} = \sum_{r=m}^n P_{r,n(ij)}$  – ймовірність одночасного функціонування  $r$  АП

з  $n$  видимих, яка дорівнює сумі відповідних комбінацій.

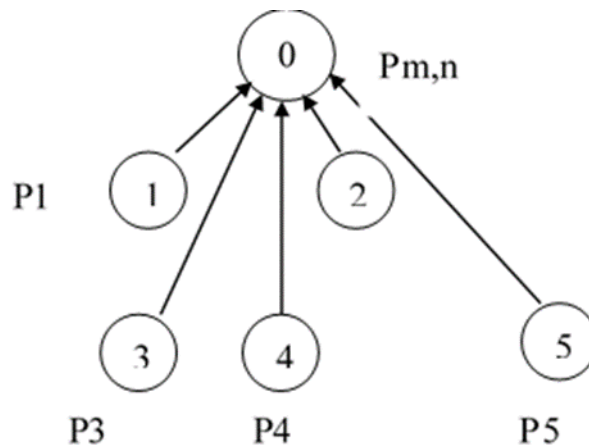


Рис. 4.10 Елементарний граф для точки  $z_{02}$

Так у нашому прикладі:

$$P_{4,5} = q_1 p_2 p_3 p_4 p_5 + p_1 q_2 p_3 p_4 p_5 + p_1 p_2 q_3 p_4 p_5 + p_1 p_2 p_3 q_4 p_5 + p_1 p_2 p_3 p_4 q_5, \quad P_{55} = p_1 p_2 p_3 p_4 p_5$$

Згадаємо також, що кожна така комбінація має своє значення дисперсії похибки визначення вектору стану споживача у точці 0. Співставивши

дисперсію похибки кожної комбінації з її ймовірністю отримуємо ймовірнісний розподіл  $x$  характеристик точності системи (табл.4.1).

Таблиця 4.1

Відповідність дисперсії похибки комбінацій ймовірностям їх появи

№ комбінації	1	2	3	4	5	6	при $m < 4$
$\sigma^2$	$\sigma_1^2$	$\sigma_2^2$	$\sigma_3^2$	$\sigma_4^2$	$\sigma_5^2$	$\sigma_6^2$	-
$P_k$	$P_{k1}$	$P_{k2}$	$P_{k3}$	$P_{k4}$	$P_{k5}$	$P_{k6}$	$1-P_{k5}$

З наведених міркувань видно, що система може перебувати у семи можливих станах: 6 комбінацій функціонування та один стан, коли видимих АП недостатньо для визначень координат. Кожен стан характеризується власною ймовірністю його появи  $P_{ki}$  та власним значенням дисперсії  $\sigma_i^2 = (i=1...6)$ . У такому разі постає необхідність оцінювати загальне значення  $\sigma^2$  системи:

$$\sigma^2_{3AG(ij)} = \sum_{k=1}^V \frac{\sigma_{k(ij)}^2}{R_{m,n(i,j)}} P_{k(i,j)} \quad V = \sum_{r=m}^n C_{r(i,j)}^n \quad (4.79)$$

де індекси означають:  $i$  – рівень пеленгаційної системи;

$j$  – порядковий номер елемента на  $i$ -му рівні;

$k$  – номер комбінації для відповідного  $(ij)$ – елемента;

$m$  – число АП, необхідне для визначення координат;

$n$  – загальне число видимих АП.

#### 4.7. Результати моделювання з використанням методики точності знаходження засобів негласного отримання інформації

З метою аналізу поля точності системи локалізації, побудованої на основі елементарної чарунки "трикутник з центральною точкою", звернемося до структури типової будівлі. Будівля 3-х поверхова з підвальним і



технічними горищними приміщеннями. Вид типової будівлі приведено на рис. 4.11:



Рис. 4.11 Типова будівля, офісний центр.

Точкою висоти відліку вибираємо нульовий рівень підвального приміщення. Внутрішні антени будуть знаходитися тоді на рівні 15 і 20м, зовнішні на рівні землі (3м) і над технічним горищним поверхом на висоті 25 м. Кількість антен необхідних для визначення імовірнісних характеристик розрахуємо на підставі моделювання.

Для аналізу, кількості антен з метою визначення сигналу ЗНОІ, проведемо моделювання з різною кількістю антен.

Перший варіант з трьома антенами та другий варіант з чотирма антенами. Розміщення антен вибираємо з метою максимального сферичного охоплення обсягу контрольованого будинку.

Схема розташування трьох антен приведена на рис. 4.12, чотирьох антен рис. 4.13.

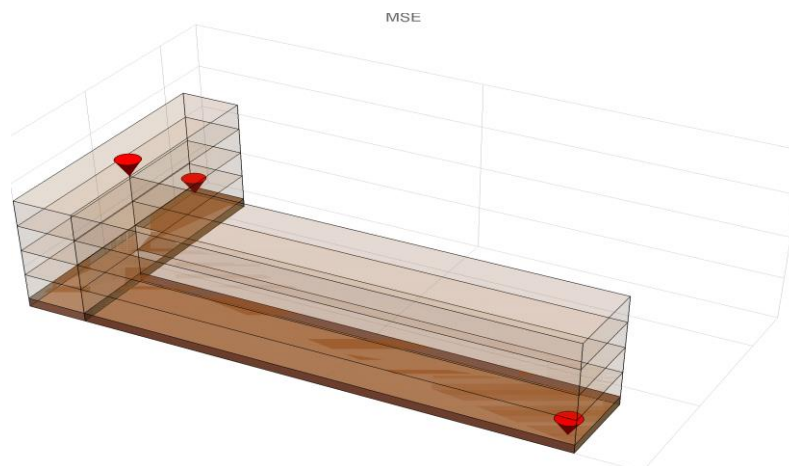


Рис. 4.12 Схема розміщених трьох антен в типовому офісному будинку.

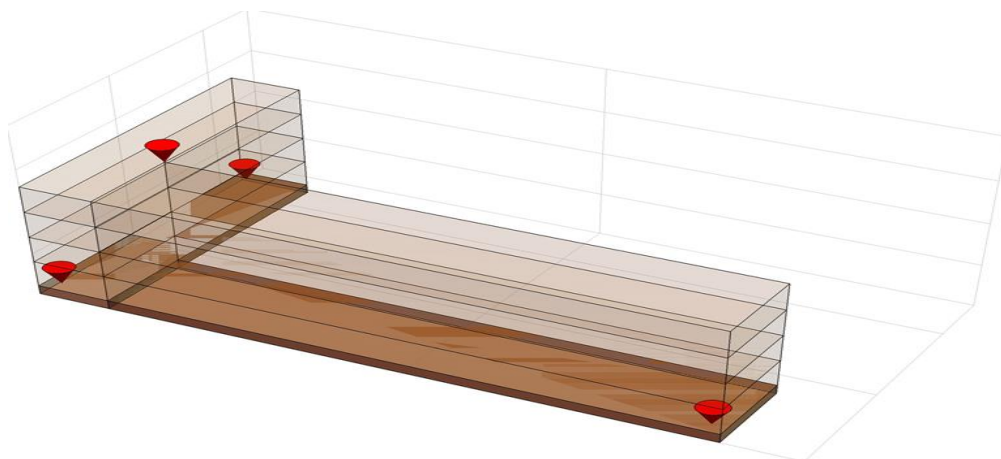


Рис. 4.13 Схема розміщених чотирьох антен в типовому офісному будинку.

Беручі до уваги що сучасні ЗНОІ мають невеликі габарити, СКВ обираємо на рівні 0.5 м враховуючи що це об'ємна характеристика і цього розміру з точки зору практичного досвіду пошуку досить для точного визначення і локалізації ЗНОІ.

Проведемо моделювання, результати представимо у графічному вигляді. Результати моделювання за першим варіантом (три антени) наведено на рис. 4.14 – 4.20.

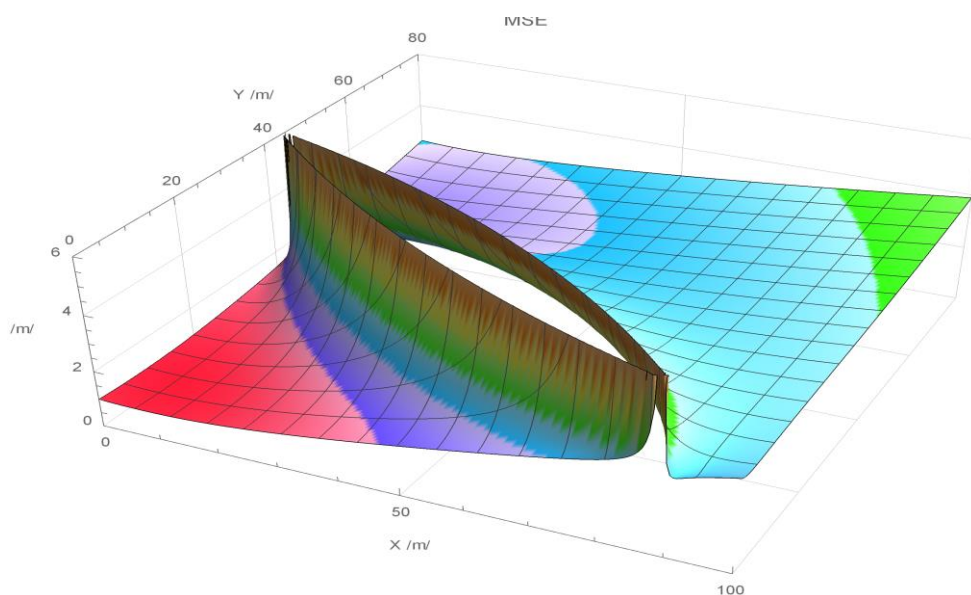


Рис. 4.14. Результати моделювання точності знаходження ЗНОІ (СКП = 0,5 м) антена пеленгації на висоті 5 м за межами приміщення

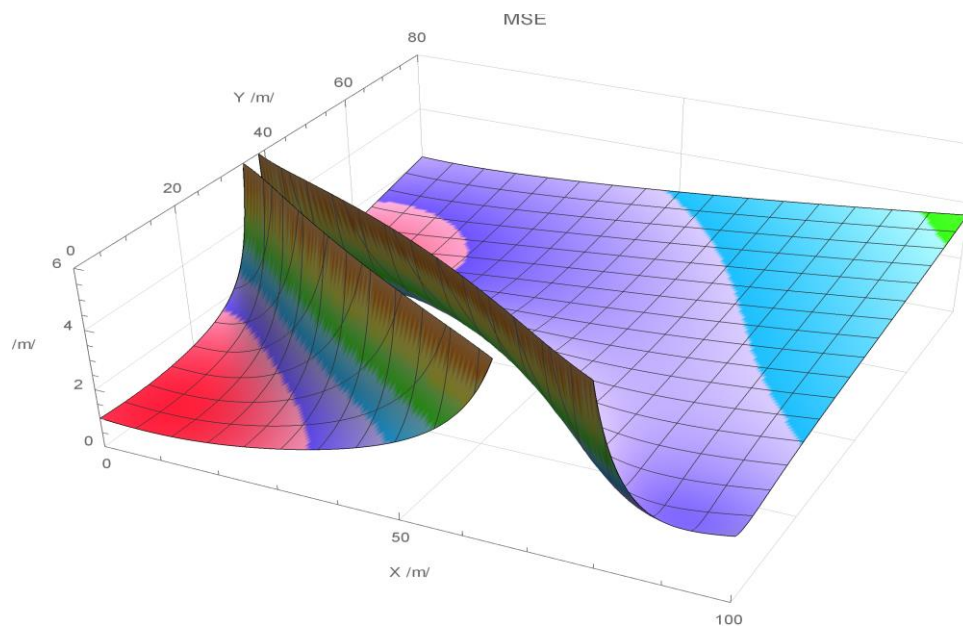


Рис. 4.15. Результати моделювання точності знаходження ЗНОІ (СКП = 0,5 м) антена всередині приміщення на висоті 10 м

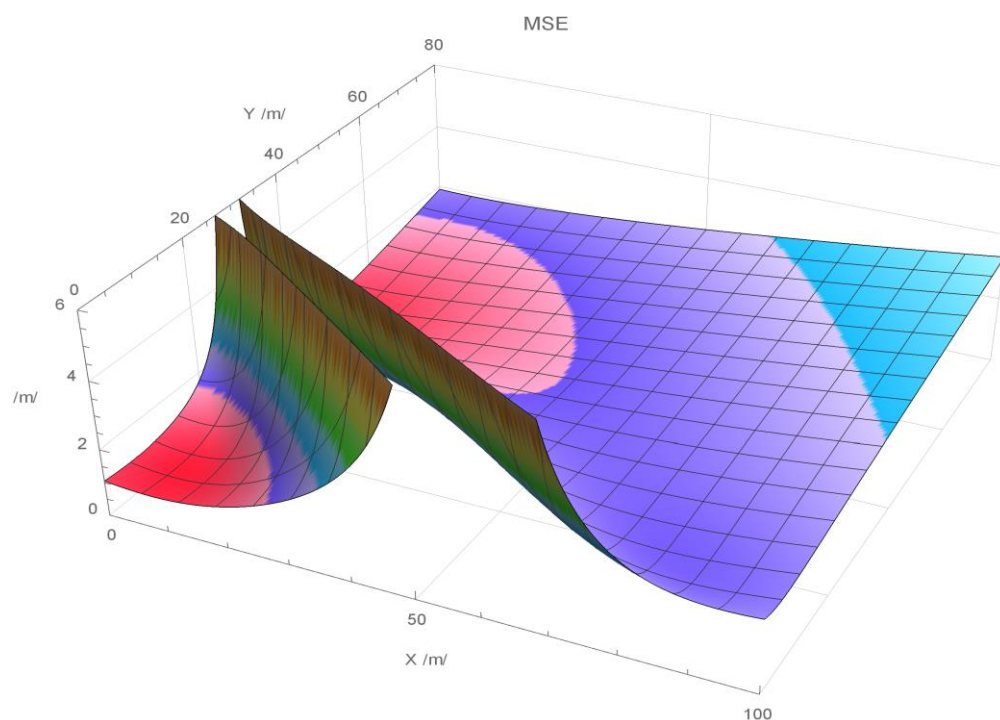


Рис. 4.16. Результати моделювання точності знаходження ЗНОІ (СКП = 0,5 м) антена всередині приміщення на висоті 15 м

Результати моделювання за другим варіантом (чотири антени) наведені нижче:

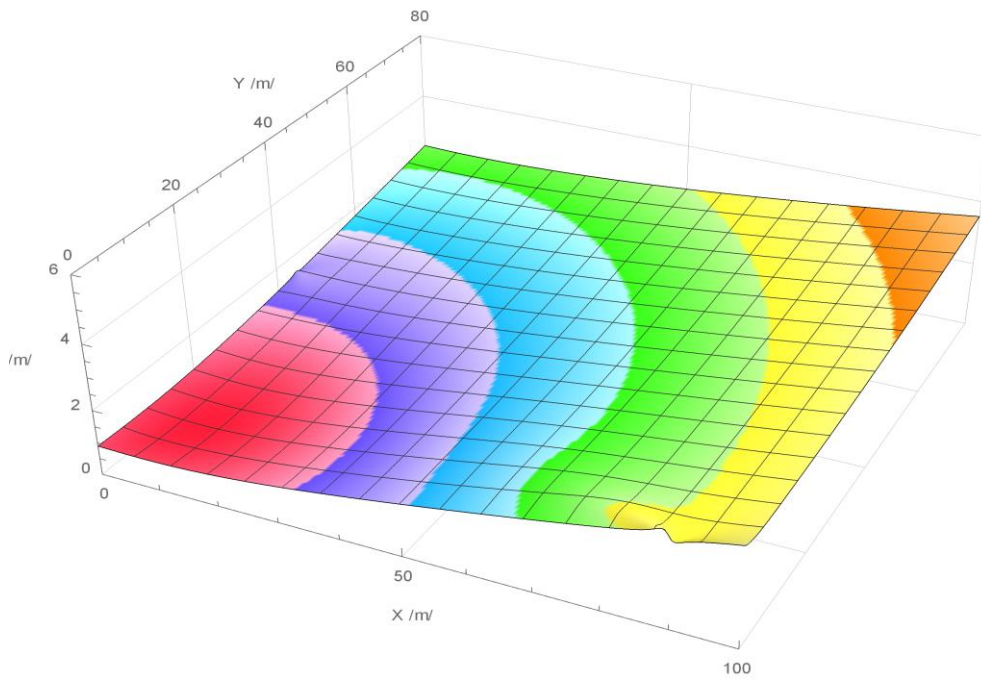


Рис. 4.17. Результати моделювання точності знаходження ЗНОІ (СКП = 0,5 м) антена всередині приміщення на висоті 5 м

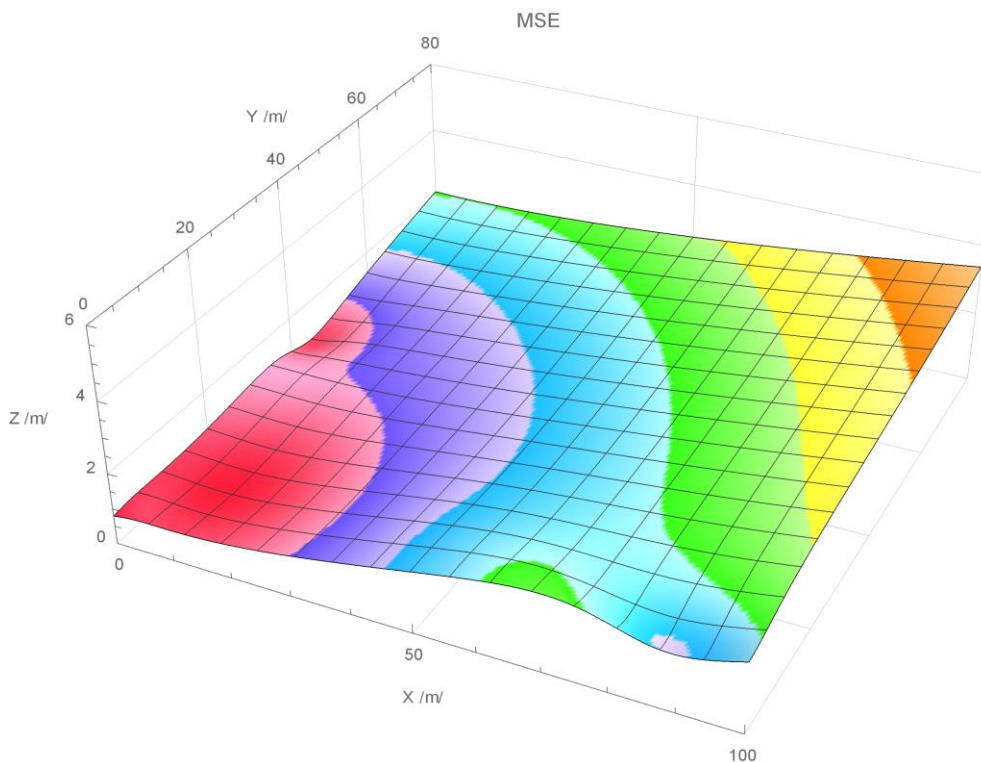


Рис. 4.18. Результати моделювання точності знаходження ЗНОІ (СКП = 0,5 м) антена всередині приміщення на висоті 10 м

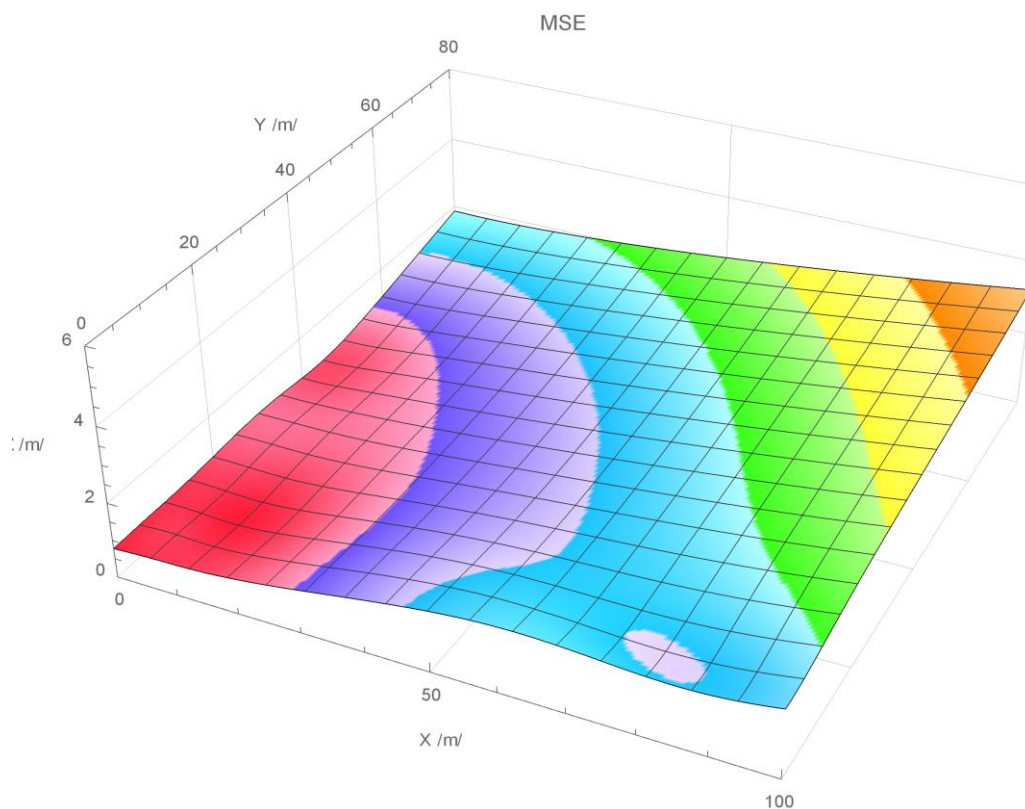


Рис. 4.19. Результати моделювання точності знаходження ЗНОІ (СКП = 0,5 м) антена всередині приміщення на висоті 15 м

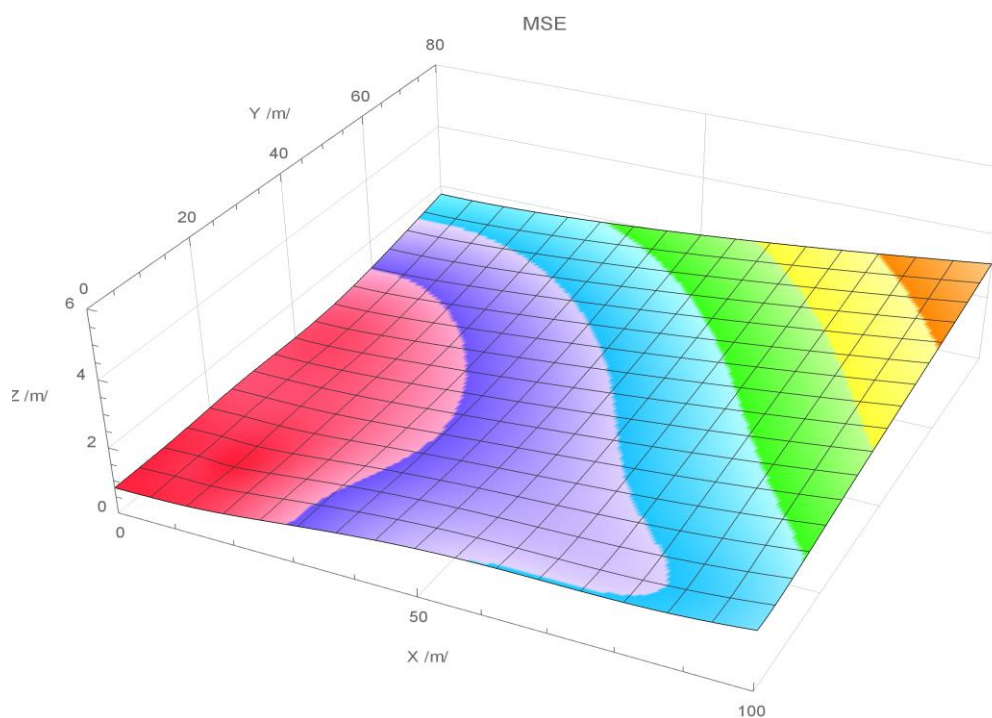


Рис. 4.20. Результати моделювання точності знаходження ЗНОІ (СКП = 0,5 м) антена на висоті 20 м

На рис. 4.14 – 4.20, червоним кольором показаний результат стійкого визначення засобу негласного отримання інформації (джерела радіохвиль) з СКП = 0,5 м. В подальшому з переходом від червоного до коричневого СКП зростає, на 0,10 м – на кожній змінні кольору. Тобто на червоному кольорі СКП=0,5 м, на фіолетовому кольорі СКП=0,6 м і аналогічно з усіма кольорами. Як бачимо, на рис. 4.14 – 4.16 є дуже чітка область в якій не можливо визначити сигнал. Тому можливо зробити висновок: три антени не задовольняють вимогам локалізації ЗНОІ. Але якщо додати ще одну антену (дивись рис. 4.16 – 4.20) – тоді можливо повністю локалізувати сигнал ЗНОІ.

Ліве крило будівлі, з підвального приміщення до технічного поверху даху, повністю покриті пеленгаційною системою, яка з заданої точністю визначає ЗНОІ, або більш правильно, джерело радіохвиль. Праве крило залишається під покриттям пеленгаційної системи із заданою точністю тільки на 85 %. У крайніх приміщеннях будівлі точність вже нижче ніж 0,5 м (точність буде 0,6 м), але це дозволяє при появі стороннього джерела радіосигналу визначити місце та за допомогою додаткової апаратури локалізувати ЗНОІ [83].

Слід зазначити, що за допомогою даного методу пеленгації ЗНОІ на основі далекомірного методу, при необхідності, можливо перекрити всі приміщення із заданою точністю та ймовірністю визначення ЗНОІ. Можливо також міняти різні параметрами моделювання, такі як: точність визначення, кількість і розташування антен, характеристиками працездатності антен та інші. При цьому дана методика моделювання ймовірності пеленгації джерела радіохвиль, дозволяє із заданою точністю змодельовати ймовірність захищеності не тільки окремого приміщення або будівлі, але і групи будівель розташованих близько одна від одної. При цьому кількість антен пеленгації можливо підбирати стільки необхідно для заданої точності. Це значно економить кошти та дозволяє розміщувати приміщення, в яких циркулює інформація що потребує захисту, в зоні найбільш вірогідного визначення джерела побічних радіохвиль.

Напрямок подальших досліджень може бути введення в запропоновану модель характеристик живучості та надійності пеленгаційної системи що дозволить використовувати дані моделювання для захисту інформації на об'єктах піддаються значним впливам, наприклад захист об'єктів військового призначення розгорнутих в польових умовах.

## **5. УЗАГАЛЬНЕННЯ МЕТОДОЛОГІЧНИХ ОСНОВ АВТОМАТИЗОВАНОГО ПОШУКУ ЦИФРОВИХ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ НА ФОНІ ЛЕГАЛЬНИХ РАДІОСИГНАЛІВ**

З підвищенням важливості та цінності інформації відповідно зростає і необхідність її захисту. З одного боку, інформація коштує грошей [97]. Тому витік або втрата інформації спричинить матеріальний збиток. З іншого боку, інформація - це управління. Несанкціоноване втручання в управління може привести до катастрофічних наслідків у об'єкті управління - виробництві, транспорті та військовій справі. Наприклад, сучасна військова наука стверджує, що повне позбавлення засобів зв'язку зводить боєздатність армії до нуля.

Питання інформаційної безпеки сьогодні актуальне як ніколи раніше. Кількість використовуваної техніки продовжує зростати, отже, зростає і значення організаційного та програмно-технічного захисту від витоку інформації.

Під витоком інформації з технічного каналу розуміється неконтрольоване поширення інформації від носія інформації, що захищається, через фізичне середовище до технічного засобу, який здійснює перехоплення інформації [99,101].

Причому, інформацію отриману з перерахованих вище каналів витоку інформації найпростіше передати в усіх діапазонах радіоефіру. В зв'язку з

чим виявлення, розпізнавання, локалізація сигналів ЗНОІ та методи нейтралізації ЗНОІ стають актуальними на сучасному етапі розвитку технологій. Але проблема полягає в тому, що сучасні закладні пристрої з передачею інформації по радіоканалу все частіше використовують для передачі інформації ті ж стандарти, що і легальні пристрої, які перебувають у приміщеннях що захищаються. Тому, використовувані раніше методи радіомоніторингу не в змозі визначити закладені пристрої що працюють під прикриттям легально працюючих пристроїв. Потрібно розробляти нові пристрої та методики для пошуку ЗНОІ що працюють у тих же частотних діапазонах що і легальні пристрої.

Перелічені вище фактори, дозволяють зробити висновок що, на сучасному етапі розвитку техніки процес пошуку ЗНОІ виходить на інший якісний рівень. Тому проблема удосконалення методів та обладнання для виявлення, розпізнавання та локалізації ЗНОІ є дуже актуальною.

### **5.1. Дослідження та удосконалення методик виявлення, розпізнавання та локалізації засобів негласного отримання інформації**

У радіоефірі легально працюють пристрої операторів мобільного зв'язку 2G / 3G / 4G мереж, мережі Wi-Fi, аналогове та цифрове телебачення і радіомовлення, навігації, службові радіомережі МВС, МНС, МО, системи радіосигналізації, радіоаматори, авіація та інші. Оператор з комплексом радіоконтролю, без вирішення завдань аналізу цифрових каналів зв'язку, не може визначити цифрові ЗНОІ при «класичному» радіомоніторингу тому, що всі джерела радіосигналу цифрового діапазону виглядають на екрані комплексу однаково. Виходячи з цього можна зробити висновок, що використання «класичного радіоконтролю», на сучасному етапі розвитку техніки, для пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації можливо тільки в обмеженому обсязі. Проблему пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації, особливо тих, які працюють на фоні



легальних радіосигналів даний метод вирішити не може. Тому з'явилося завдання створення нової методики пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації.

### 5.1.1. Діапазон радіочастот стандарту DECT

Як показано вище, проблему пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації, особливо тих які працюють на фоні легальних радіосигналів, «класичним методом» вирішити не можливо. Тому з'явилося завдання створення методики пошуку ЗНОІ у частотному діапазоні стандарту DECT (Digital European Cordless Telecommunications).

Для розуміння ситуації необхідно представити, що собою сьогодні являє типовий об'єкт, який потребує захисту. Оператор з «класичним» комплексом радіоконтролю, без вирішення завдань аналізу цифрових каналів зв'язку отримує спектрограму сигналу, приклад якої наведено на рис. 5.1.

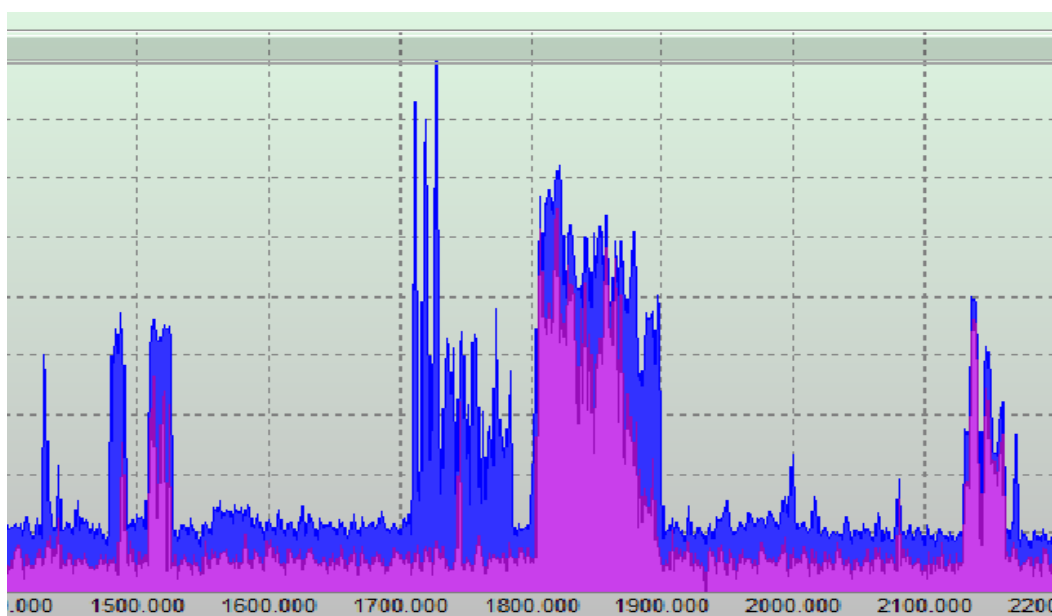


Рис. 5.1. Спектрограма реально працюючих баз і трубок DECT

Виявити на об'єкті ЗНОІ з передачею інформації у діапазоні роботи пристроїв DECT (при умовах, що згідно стандарту – на кожній частоті може

одночасно працювати 24 пристрої – 12 баз і 12 трубок, а таких частот 10 в діапазоні 1880-1900 МГц, і практика показує, що усі 10 каналів зайняті, тобто, маємо 240 постійно працюючих пристроїв DECT) практично неможливо [172,173].

При «класичному методі» радіоконтролю фахівець з пошуку і блокування ЗНОІ вимикає базу DECT (бажано і трубки які зареєстровані на ній) та аналізує рівні сигналів. Сигнал який залишився на екрані комп'ютера комплексу радіомоніторингу і буде сигналом (випромінюванням) засобів негласного отримання інформації, що працює під прикриттям стандарту DECT [84]. Локалізація такого засобу відбувається за допомогою додаткової апаратури пошуку: детектора поля, універсального пошукового приладу, нелінійного локатора та інших.

Якщо потрібно провести роботи з пошуку і блокування засобів негласного отримання інформації таємно, або, як мінімум, не порушуючи режим роботи співробітників підприємства то цей варіант не підходить. Оскільки, по-перше, не дадуть відключити бази і трубки DECT і по-друге, якщо інформація знімається в реальному часі і цей процес контролюється, то зловмисник відключить свій ЗНОІ (тому, що очевидно, використовуючи максимальний рівень підготовки зловмисника, скоріш за все, «закладка» буде дистанційно керованою). Крім того в цей перелік додається неможливість відключити бази і трубки DECT в суміжних приміщеннях (якщо вони належать іншим власникам). В результаті цього будемо мати постійно змінний рівень сигналів і визначити «закладку», працюючу у стандарті DECT, буде дуже важко.

Варіант спроби прослухати DECT відхиляється тому, що захищеність зв'язку досягається завдяки пропису (прив'язці) бездротової трубки до однієї або декількох базових станцій. У випадку прив'язки трубка і станція отримують ідентифікаційний ключ. Тому при кожному встановленні зв'язку за допомогою цього ключа база і трубка будуть впізнавати один одного і будь-яке підключення, яке не змогло «назвати пароль», буде розірвано.

Одним з запропонованих варіантів виявлення ЗНОІ, що працює в стандарті DECT, є отримання, так званого, файлу зразка (в пошукових автоматизованих комплексах він найчастіше називається – файл «зразка») в даному приміщенні у нічний час. Нічний час обраний тому, що лише в даний період ми можемо отримати найбільш стабільну картину потрібного радіодіапазону, тобто файл «зразка». Однак цей варіант не дає повної гарантії виявлення ЗНОІ. Тобто, додатково до цього способу необхідно додавати ще як мінімум один прямий або кілька непрямих ознак виявлення роботи ЗНОІ.

При розробці методики виявлення та розпізнавання ЗНОІ, використовують технологію позиціонування і моніторингу рухомих об'єктів в мережах DECT. Вона заснована на періодичному (раз в 5 – 10 секунд) виміру кожним абонентським пристроєм потужності сигналу (метод RSS – Received Signal Strength) від усіх базових станцій (БС) своєї мережі, які пристрій здатний виявити. Виміряні значення передаються по радіоканалу DECT на контролер БС і далі на сервер бази даних (СБД). Програмне забезпечення сервера, що забезпечує позиціонування, аналізує пропозиції, що надійшли на СБД і визначає відстань від абонента до кожної з БС. Якщо місце розташування всіх БС в DECT – системі відомо і нанесено на план, то становище абонента може бути визначено рішенням геометричної задачі або завданням кластеризації та розпізнавання. Звідси висновок, що абонент який постійно знаходиться на одному місці і є ЗНОІ.

Цей варіант визначення ЗНОІ працює в умовах наявності програмного засобу для цієї АТС, а він є різним для усіх станцій зв'язку.

Остаточним же рішенням проблеми пошуку ЗНОІ ми бачимо в аналізі заголовків цифрових пакетів – RFPI (Radio Fixed Part Identity). Його випромінює в ефір базова станція DECT і він має унікальний радіоідентифікатор. Теоретично, RFPI повинен бути унікальний для будь-якої БС в глобальному масштабі. Практично – він може бути унікальний для БС DECT в масштабі окремої мікростільникової системи. RFPI – це аналог MAC-адреси в стандарті DECT.

Пакети, що передаються від абонентських пристроїв ("трубок") до БС в процесі передачі даних (мови), не містять унікальних ідентифікаційних номерів абонентських пристроїв. Унікальні номери абонентських пристроїв передаються від "трубки" до "бази" тільки в процесі їх синхронізації. Записати і проаналізувати цей процес досить проблематично. Але у нашій методиці це можливо. Для цього необхідно відключити усі бази від живлення, у разі такої можливості, або відключити усі бази від телефонної станції, чи відключити телефонну станцію на короткий час. Тоді після включення буде проходити процес синхронізації (ідентифікації RFPI), що і дозволить нам виявити «чужі» пристрої.

Наступний крок другого способу виявлення та розпізнання сигналу ЗНОІ, буде метод заснований на виявленні унікального адреса «трубки». У кожному пакеті від «трубки» до БС і від БС до «трубки» міститься унікальна 20-бітова адреса базової станції. Тому завдання пошуку ЗНОІ у стандарті DECT можна звести до аналізу адрес усіх БС і порівнянню їх із списком легальних адрес базових станцій, та виявлення чужого адресу. Чужа адреса – буде адресою ЗНОІ. Потім потрібно локалізувати дану загрозу та прийняти міри по її нейтралізації. Даний висновок можна зробити виходячи з постулату, що для організації нового каналу зв'язку в стандарті DECT необхідна як мінімум одна "трубка" і одна БС.

У режимі аналізу сигналів бездротових мереж стандарту DECT програмне забезпечення автоматичних пошукових комплексів направлено на вирішення актуальної задачі щодо ідентифікації всіх працюючих в радіусі прийому пристроїв даного стандарту. Для аналізу пакетів програмний засіб демодулює і аналізує їх відкриті заголовки. При наявності можливості порівняти RFPI всіх виявлених пристроїв можна виявити засіб негласного отримання інформації, який працює в стандарті DECT, з високим ступенем достовірності.

Отже, виходячи з проведеного аналізу, можливо створити алгоритм та сформулювати методику пошуку ЗНОІ, що працюють під прикриттям в

діапазоні DECT. Алгоритм визначення ЗНОІ що працює у діапазоні мікростільникового зв'язку DECT наведено на рис. 5.2.

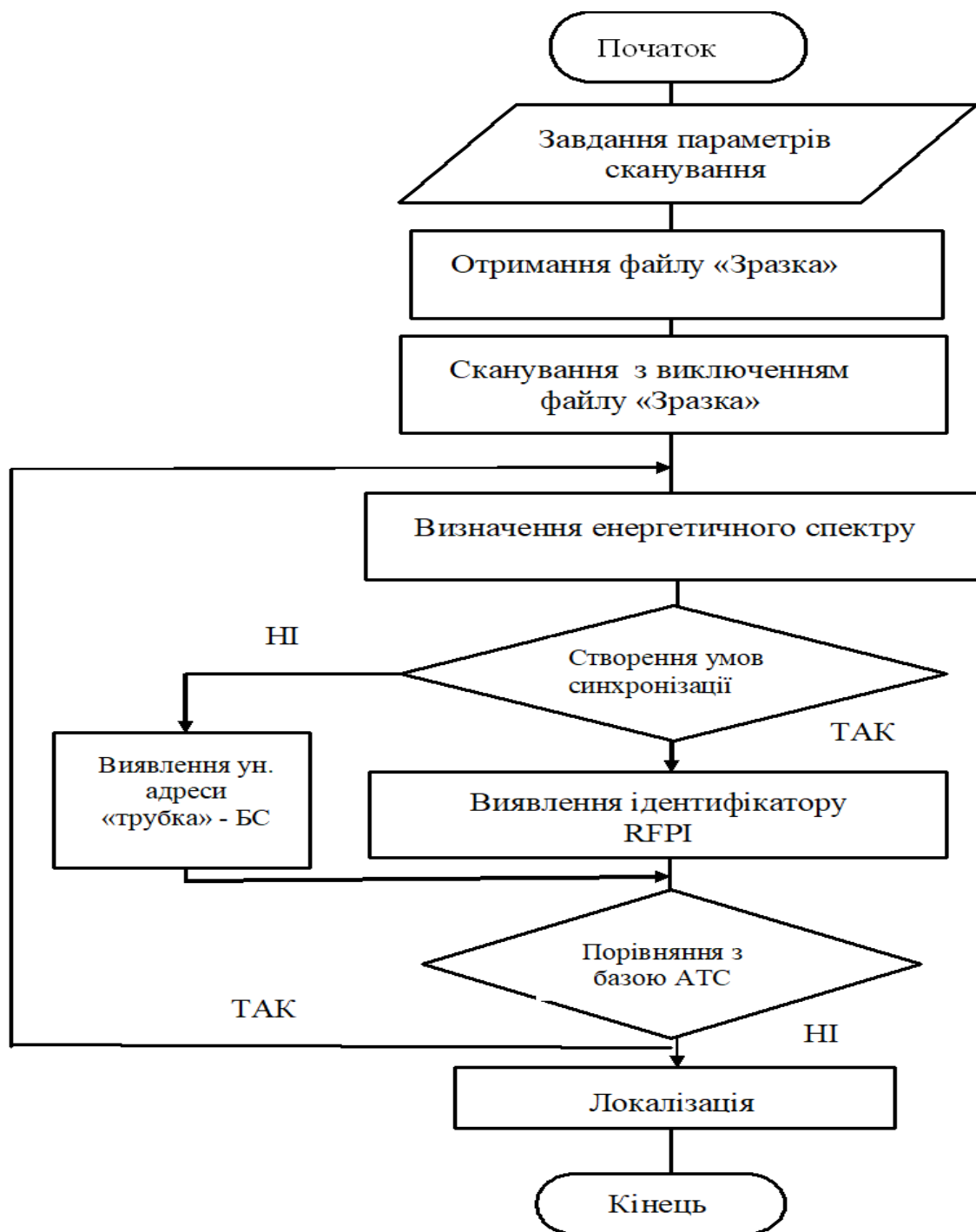


Рис. 5.2. Алгоритм процесу виявлення та локалізації ЗНОІ, що працюють у діапазоні стандарту DECT

Алгоритм, приведений на рис. 5.2, роз'яснює процес виявлення та локалізації ЗНОІ, що працюють у діапазоні стандарту DECT, але методика

пошуку більш розширена за рахунок використання можливості АТС, та полягає у наступному:

1. Використовувати розширений функціонал телефонної станції Замовника. При необхідності доустановити необхідні програмні засоби. Дані програмні засоби індивідуальні для кожної АТС.

2. Використовувати метод RSS – визначення всіх базових станцій і мобільних трубок з нанесенням їх на схему об'єкта перевірки.

3. Застосувати метод сканування по файлу «зразка». Проте, особливість буде полягати саме в отриманні файлу «зразка». Робити його треба в денний час, якщо є можливість відключити бази DECT, які обслуговують дане приміщення, або в нічний час коли можливо отримати стабільну картину цього радіодіапазону.

4. Використовувати програмні засоби які можуть виявляти та аналізувати заголовки цифрових пакетів (RFPI) та порівнювати відомі (свої) ідентифікатори баз DECT з всіма визначеними в результаті сканування. Методом порівняння визначити ЗНОІ, що працює в діапазоні DECT.

Після проведення робіт згідно вищезазначеної методики, проводиться процес локалізації ЗНОІ, що працюють під прикриттям діапазону стандарту DECT.

Тільки така запропонована методика дозволить виявити, розпізнати та локалізувати ЗНОІ, що працюють під прикриттям діапазону стандарту DECT.

### **5.1.2. Діапазон радіочастот стандарту Wi-Fi**

Розглядаючи історію виникнення Wi-Fi, слід зазначити, що у основу технології лягла методика передачі даних по радіоканалу на частоті 2,4 ГГц з використанням кодування сигналу робочими частотами і спеціальними додатками. Технологія Wi-Fi використовується для організації високошвидкісних бездротових локальних мереж, які працюють у міжнародному неліцензованому діапазоні частот (ISM) 2,4 ГГц і 5 ГГц.

Основною перевагою Wi-Fi перед іншими технологіями є висока швидкість передачі інформації – до 1300 Мбіт/с. Тому ця технологія широко застосовується в різних бездротових телеметричних системах та на транспорті. На даний час важко знайти іншу подібну по активності використовувану ділянку радіочастотного спектру, ніж діапазон Wi-Fi. Звісно чим більш використовуваним є діапазон радіочастотного спектру, тим складніше його контролювати і аналізувати. Ця обставина є найбільш вагомим фактором для вибору зловмисниками середовища з метою маскування роботи своїх ЗНОІ, призначених для перехоплення інформації обмеженого доступу. Виходячи з вищевикладеного, пошук ЗНОІ в діапазоні роботи Wi-Fi є особливо важливим, а розробка методики пошуку таких ЗНОІ є актуальною.

А з аналізу сучасної літератури та технічного опису автоматизованих комплексів пошуку ЗНОІ можна зробити висновок, що універсальних пристроїв (приладів та систем) для аналізу цифрових пакетів, стосовно завдань пошукового радіоконтролю, зараз практично немає. Тому задача виявлення ЗНОІ які працюють в діапазоні Wi-Fi – є дуже важливою.

Використовуючи для роботи ЗНОІ сильно завантажені частотні діапазони, зловмисник має намір максимально ускладнити їх виявлення. Логічне використовувати для цього загальноприйняті і поширені в цих діапазонах стандарти зв'язку. Стосовно до технології Wi-Fi це істотно спрощує виробництво ЗНОІ, тому що застосовуються поширені, доступні та недорогі компоненти (електронні радіодеталі та модулі), відпрацьовані інженерні рішення.

Але найголовніше – важко відрізнити один від одного роботу двох пристроїв, що використовують один і той же цифровий стандарт зв'язку, без виявлення їх унікальних ідентифікаторів (ID). У випадку з Wi-Fi, таким ідентифікатором є MAC-адреса. MAC-адреса – це унікальний ідентифікатор мережевого інтерфейсу (зазвичай мережевої карти) для реалізації комунікації пристроїв в мережі на фізичному рівні [227]. Це унікальний номер, який

зберігається у постійній пам'яті, що доступна тільки для читання, призначений конкретній мережевій карті її виробником. Також унікальним ідентифікатором може бути LLC (Logical link control) – підрівень керування логічним зв'язком – за стандартом IEEE 802 – верхній підрівень канального рівня моделі OSI, який здійснює управління передачею даних та забезпечує перевірку і правильність передачі інформації по з'єднанню. У даному випадку, нас цікавить використання технології Wi-Fi, яка полягає у основі виготовлення ЗНОІ, а також вимоги, які необхідно пред'являти до сучасних засобів аналізу мереж Wi-Fi стосовно області пошуку і локалізації ЗНОІ для запобігання витоку інформації по радіоканалу Wi-Fi.

Актуальність вищевикладеного підтверджується крім теоретичного обґрунтування ще і реальними спектрограмами. Реальні спектрограми, що доводять неможливість визначення ЗНОІ, які працюють у цифровому діапазоні, існуючими методами приведені на рис. 5.3 та рис. 5.4.

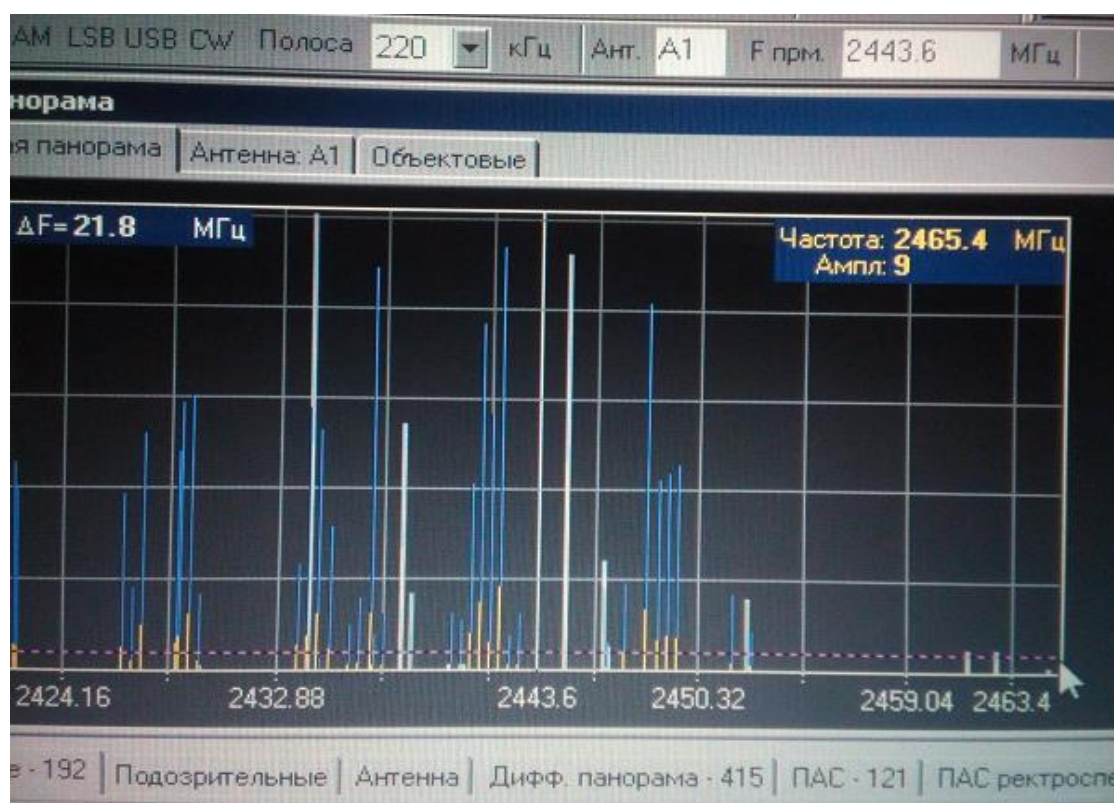


Рис. 5.3. Спектр сигналів діапазону Wi-Fi, отриманий АПК зі скануючим приймачем



На рис. 5.3 – 5.5 наведені графіки спектрів сигналів, отриманих різними АПК. На рис. 5.3 та рис. 5.5 бачимо, що виявити та розпізнати сигнал який не належить до легальних сингалів неможливо. Якщо аналоговий сигнал можливо виявити за акустичним відгуком, встановивши скануючий приймач на частоту сигналу, то цифровий сигнал так виявить неможливо, тому що він закодований. Замість акустичного сигналу ми будемо чути імпульси цифрового сигналу, без визначення його походження. Тому, при отриманні акустичного дискретного сигналу, неможливо здійснити його розпізнання при виконанні робіт по пошуку ЗНОІ. Закодований цифровій сигнал розпізнати можливо, однак це потребує багато обчислювальних ресурсів та часу якого при пошуку ЗНОІ не вистачає.

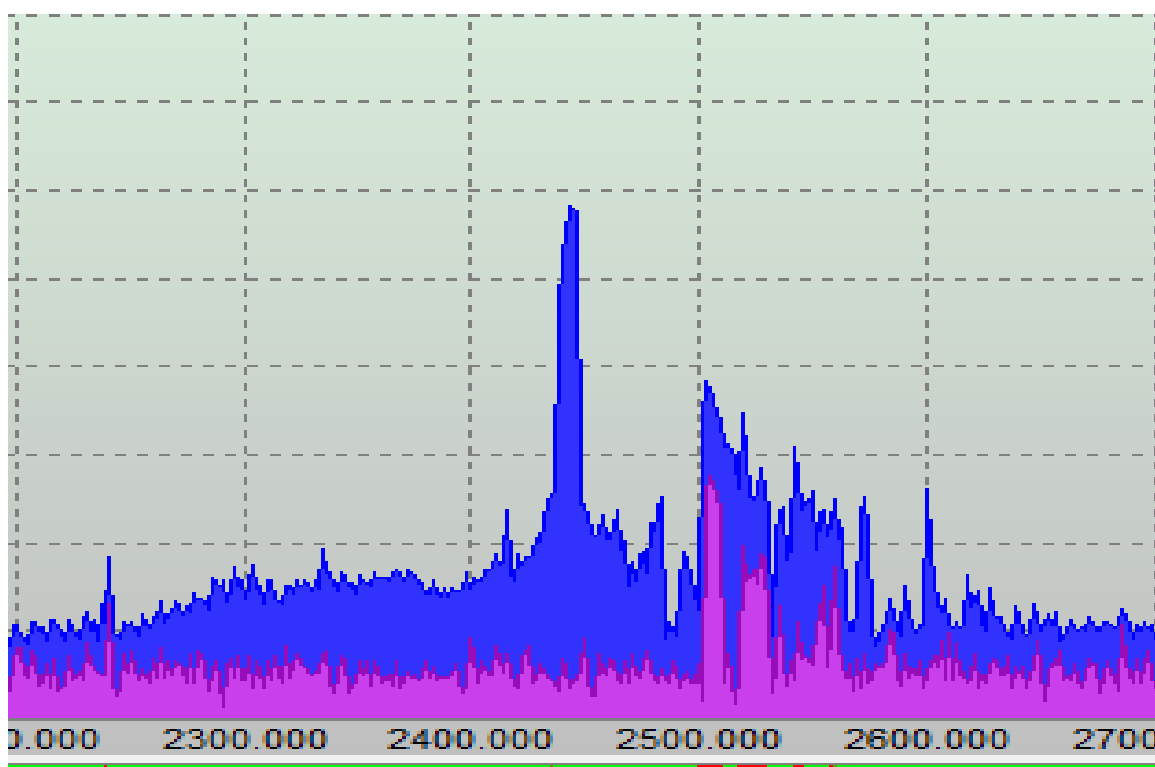


Рис. 5.4 Спектр сигналів діапазону Wi-Fi,  
отриманий АПК зі скануючим приймачем іншого АПК

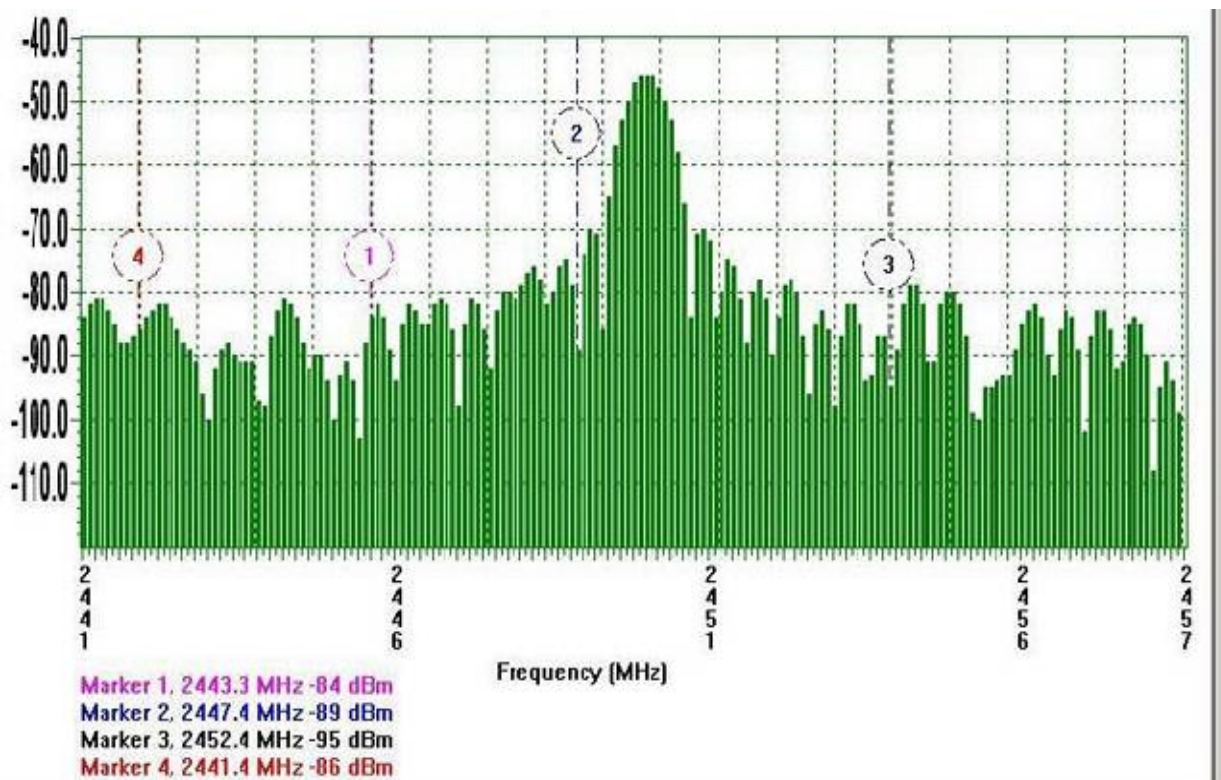


Рис. 5.5 Спектр сигналів діапазону Wi-Fi,  
отриманий АПК за допомогою спектр-аналізатору

Отже, сканування цифрового радіодіапазону не дозволить остаточно виявити, а тим більш розпізнати сигнал ЗНОІ.

Якщо брати до уваги, що ринок зараз наповнюється високоякісними мініатюрними диктофонами з вбудованими Wi-Fi передавачами, які поєднують у собі диктофон та передатчик Wi-Fi, тоді розуміло що цей діапазон буде ще більш завантажуватися.

Беручи до уваги, що у комплекті з Micro Wi-Fi диктофоном «MicroWi» поставляється міні маршрутизатор, якій можливо конфігурувати таким чином, щоб він автоматично виявляв мережу диктофону, підключався до неї і виконував завантаження аудіо запису, то оператору досить наблизитися з ноутбуком з підключеним маршрутизатором на відстань дії мережі Wi-Fi (до 50 метрів в приміщеннях), щоб завантажити всю накопичену інформацію. Завантаження добового аудіо спостереження, при якісному Wi-Fi з'єднанні, з

диктофону такого типу займає всього декілька хвилин. Виявити такий пристрій дуже складно.

У зв'язку з тим, що зовсім невиявляємих передавачів Wi-Fi не існує, то даний пристрій у момент передачі виявити можливо, також можливо виявити його по побічному електромагнітному випромінюванню (далі – ПЕМВ), коли він працює у режимі запису. Однак, по цій ознаці його навряд чи зможуть ідентифікувати більшість фахівців з радіоконтролю, через дуже низький рівень ПЕМВ.

Отже, виявити пристрій найбільш ймовірно саме у момент передачі накопиченої інформації по мережі Wi-Fi.

Після тестування такого диктофона, в реальних умовах можна підтвердити основні ТТХ та відмітити його особливості.

1) диктофон може бути виявлено в мережі як точку доступу по SSID. SSID – англ. Service Set Identifier – унікальний ідентифікатор бездротової мережі, що відрізняє одну мережу Wi-Fi від іншої. У налаштуваннях всіх пристроїв, які повинні працювати в одній бездротовій мережі, повинен бути зазначений однаковий SSID. Причому SSID можливо привласнювати будь-яке ім'я;

2) передача півгодинного запису розмови здійснюється за 30 секунд.

Це дуже важливе спостереження щодо необхідності повного перегляду концепції моніторингу мереж Wi-Fi. Постійний і безперервний у часі аналіз мереж Wi-Fi тепер стає актуальним, як і постійний радіомоніторинг на об'єктах з наявністю інформації обмеженого доступу.

На нашу думку, велику загрозу мають також Wi-Fi-відеокамери. В якості прикладу, розглянемо доступну модель Defender MULTICAM WF-10HD. Достатньо розглянути її ТТХ, щоб зрозуміти, що в руках досвідченого зловмисника цей пристрій цілком може стати суттєвою проблемою для фахівців із захисту інформації. Прикладом може бути налагодження з можливістю доступу до камери з будь-якої точки світу через спеціалізований ресурс. В даному випадку головним є можливість підключення камери до

мережі Інтернет, що на теперішній час не є складністю. Модифіковані зразки такого типу відеокамер можуть працювати за аналогією приведеного вище диктофону, тобто використовувати передачу по Wi-Fi на короткі відстані.

Проблеми виявлення таких ЗНОІ виникають виходячи з можливостей сучасних аналізаторів Wi-Fi, які зазвичай використовуються пошуковими бригадами при проведенні пошукових заходів і моніторингу контрольованих об'єктів. Більшість аналізаторів з широкими можливостями мають досить великі габарити і прив'язані до комп'ютера. Якщо останній і існує, то в кращому випадку, він розміщений на посту контролю, який може бути значно віддалений від контрольованого приміщення, де зазвичай немає можливості встановити окремий аналізатор.

На підставі вищевикладеного, а також аналізу нових загроз, сформуємо методику пошуку за допомогою нового запропонованого автоматизованого програмного комплексу (АПК) аналізу мереж Wi-Fi на наявність ЗНОІ.

Основою методики виявлення, розпізнавання та локалізації ЗНОІ, що працюють у діапазоні Wi-Fi є аналіз спектральної щільності сигналів. Він базується на тому факті що, в активному режимі трансляції інформації спектральна щільність збільшується значно помітніше чим спектр. Це пов'язано з тим що, залежність спектральної щільності сигналу від звичайного спектра сигналу – квадратична. Тобто зростає значно швидше ніж звичайний спектр.

В зв'язку з тим що у мережах Wi-Fi завжди використовуються маршрутизатори та комутатори, то ці мережі дуже гарно захищені та програмно керовані, і проводити перевірку можливо двома способами. Перший, практично відкритий, спосіб – коли усі точки доступу Wi-Fi будуть виключені, тоді «чужі» точки доступу будуть працювати. «Чужі» сигнали дуже просто буде виявити та локалізувати за допомогою запропонованого АПК. Але якщо потрібно проводити пошукові роботи приховано, тоді цей метод використати неможливо. Потрібно буде використовувати програмний засіб АПК який дозволяє аналізувати покриття приміщення, визначати МАС-

адреси усіх точок доступу Wi-Fi, Потім цей програмний засіб визначає LLC. На карту приміщення наноситься розташування усіх точок доступу, та робиться карта покриття сигналом Wi-Fi.

Далі робимо аналіз бази MAC адресів та LLC. Проводячи порівняльний аналіз виявляє та розпізнає сигнал ЦЗНОІ.

З огляду на те, що на першому етапі перевірки в базу АПК завантажується, у чіткому масштабі, схематичний план приміщення, визначення «чужого» випромінювання та місце його розташування чітко буде визначено на схематичному плані приміщення.

Алгоритм роботи запропонованого АПК наведено на рис. 5.6.

Слід зазначити, що даний алгоритм та наведена методика є частиною цілої методики виявлення, розпізнавання та локалізації ЦЗНОІ. Тобто, процес сканування по запропонованій методиці проходить обов'язково, тому що цифровий діапазон складеться з цілого ряду піддіапазонів, деякі вже були розглянуті, а інші будуть розглядатися пізніше.

Методика пошуку ЦЗНОІ у діапазоні частот мережі Wi-Fi накладає умови, які повинні відповідати наступним вимогам:

1. Неперервний (цілодобовий), за допомогою АПК, контроль мережі Wi-Fi всіх стандартів (IEEE 802.11 a / b / g / n) [95], з прив'язкою всіх вимірювань до часу. (Якщо є така можливість, тобто контроль приміщень потрібно здійснювати постійно, в наявності АПК та спеціаліст захисту інформації).

2. Пошукові модулі АПК повинні бути розміщені, безпосередньо в контрольованих приміщеннях (без необхідності установки в приміщенні додаткових ПК) та з'єднані в єдину мережу.

3. Оператор повинен здійснювати роботи по локалізації – мобільно, без необхідності підключення до стаціонарних ПК, накопичений архів даних при цьому повинен зберігатися тривалий час.

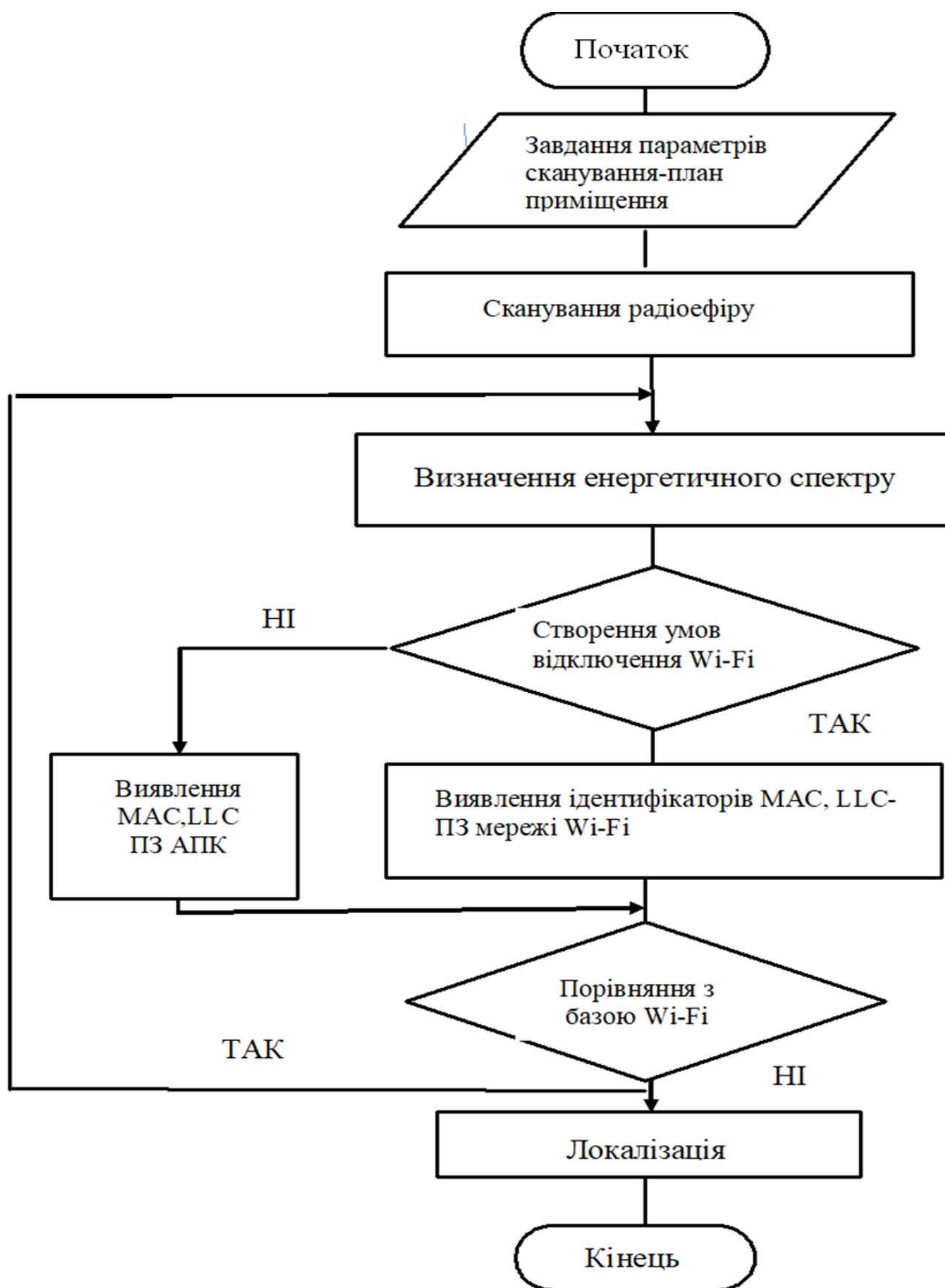


Рис. 5.6. Алгоритм роботи пошуку ЦЗНОІ у діапазоні частот мережі Wi-Fi

4. АПК повинен вести список легальних MAC-адрес для швидкого виявлення та ідентифікації нових передавачів Wi-Fi, та виявляти усі MAC адреси усіх приладів.

5. Для остаточного виявлення та локалізації цифрових ЗНОІ оператору потрібно мати легкий, мобільний та економний приймальний пеленгаційний модуль. Цей модуль потрібен для вирішення оперативних завдань.

Для постійного ведення роботи з протидії незаконним методам отримання інформації необхідна наявність мережевого програмного забезпечення, підтримка зонального розміщення необхідної кількості пошукових модулів які будуть виконувати задачі по пошуку цифрових ЗНОІ на постійній основі.

З метою підтвердження алгоритму пошуку ЦЗНОІ в діапазоні частот Wi-Fi було проведено натурне моделювання пошук ЗНОІ. Використавши мережеве програмне забезпечення, яке імітувало ПЗ АПК, встановили імітатори пошукових модулів, це точки доступу Wi-Fi які були переведені у режим сканування, у лабораторному приміщенні рис. 5.7.

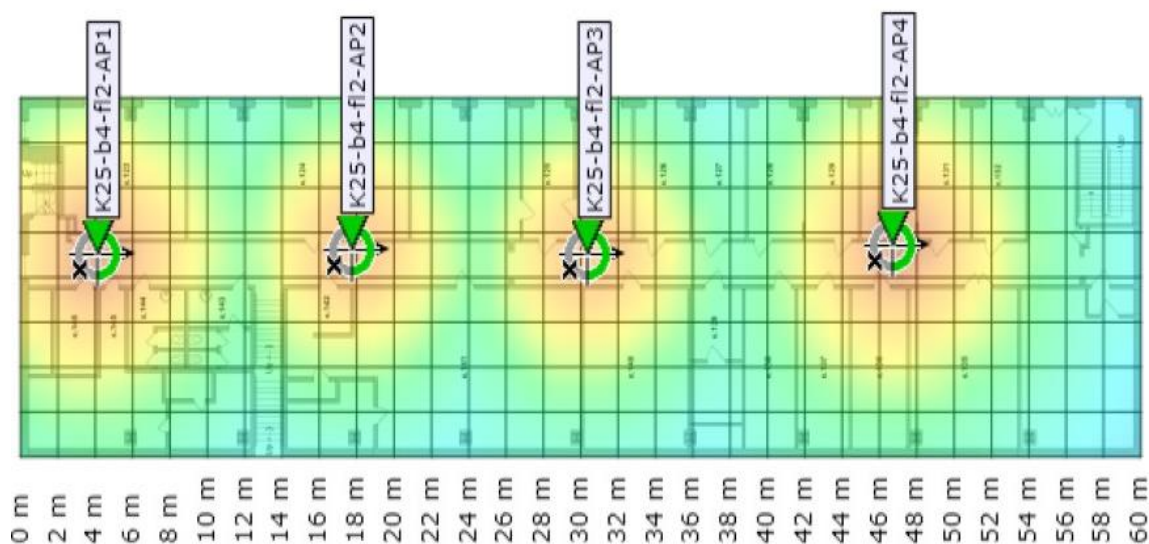


Рис. 5.7. Приміщення з розташованими пошуковими модулями

Провели сканування приміщення, з метою уточнення розташування пошукових модулів, отримали схему приміщення з рівнем покриття сигналами пошукових модулів (рис. 5.7).

Далі у лабораторному приміщенні було встановлено нештатний пристрій Wi-Fi. Проведено повторне сканування та отримали схему приміщення, з визначенням «чужого» сигналу. На рис. 5.8 приведено реальна робота нашої методики та програмного засобу виявлення, розпізнання та локалізації імітатора ЗНОІ.

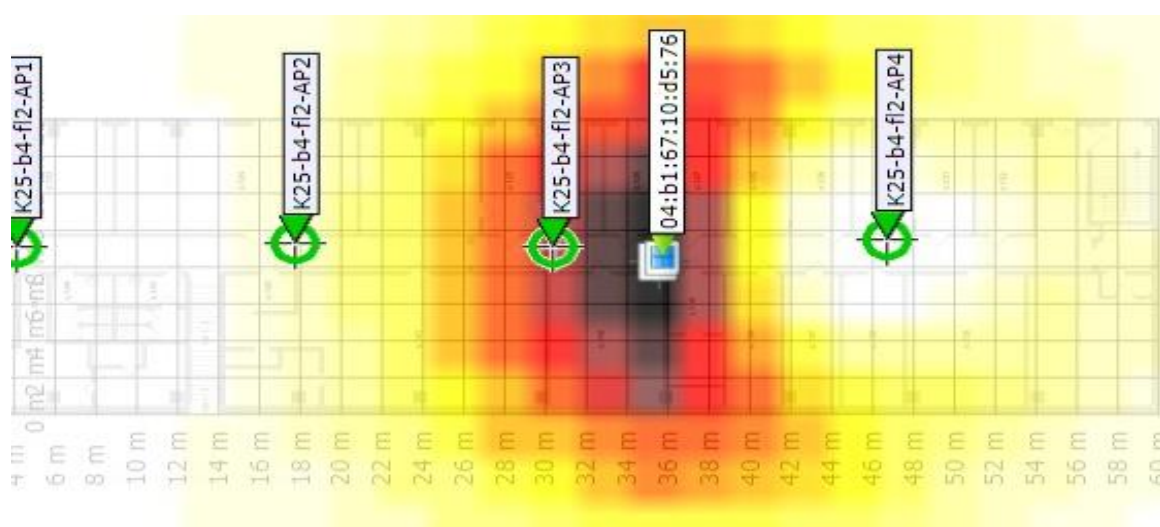


Рис. 5.8. Схема виявлення імітатора ЗНОІ з використанням запропонованої методики

На рис. 5.8 темним кольором позначено місце локалізації імітатора ЗНОІ. Таким чином, отримані результати які цілком підтверджують запропоновану нами методику пошуку ЗНОІ у цифровому діапазоні Wi-Fi.

Саме таким чином, згідно з запропонованою методикою та за допомогою нових розроблених ПЗ АПК, які можуть виконувати ці завдання, можливо виявити та локалізувати цифрові ЗНОІ, що працюють під прикриттям легального частотного діапазону Wi-Fi.



### 5.1.3. Діапазон частот стандарту Bluetooth

Технологія Bluetooth призначена для роботи в частотному діапазоні 2,4 ГГц, використовуваному бездротовими локальними мережами стандарту 802.11. Проблема полягає в тому, що пристрої Bluetooth і бездротові локальні мережі стандарту 802.11 базуються на двох різних технологіях модуляції, через які їх радіосигнали поводяться настільки по-різному, що їм важко бути сусідами в одній і тій же смузі частот не заважаючи один одному. З одного боку пристрої Bluetooth використовують модуляцію FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum – Псевдовипадкова перебудова робочої частоти). Їх радіочастотні сигнали перескакують з однієї частоти на іншу в усьому частотному діапазоні 2,4 ГГц. З іншого боку в бездротових локальних мережах стандарту 802.11 використовуються канали з фіксованою смугою частот в межах частотного діапазону 2,4 ГГц, і передача в будь-який момент часу здійснюється тільки по одному з цих виділених каналів. Оскільки радіосигнали від пристроїв Bluetooth перескакують по всіх каналах частотного діапазону 2,4 ГГц випадковим чином, вони надають згубний вплив на бездротові локальні мережі стандарту 802.11, які працюють в тому ж частотному діапазоні 2,4 ГГц. В результаті, незалежно від того, який канал налаштований на бездротову локальну мережу, точок доступу стандарту 802.11 важко уникнути радіочастотних перешкод, викликаних пристроями Bluetooth, що працюють в вашій мережі або близькості від неї.

Практично, всі виробники АПК вважають, що пристрої Bluetooth працюють на відстані до 100 м і не враховують цей тип пристроїв як пристрої передачі інформації від ЗНОІ. Однак сучасні технології дозволили виготовити пристрої Bluetooth з дальністю дії до 1 км і є перспективи збільшення дальності до 2 км. Запропонована методика визначить такий пристрій по спектральній енергії сигналу.

Однак виключення діапазону частот пристроїв Bluetooth з детального розгляду було б помилкою.

Особливості ЗНОІ, що використовує Bluetooth у якості носія перехопленої інформації, полягають в тому, що практично завжди в зоні впевненого приймання можуть одночасно працювати до 20 пристроїв Bluetooth і кількість їх буде тільки збільшуватися у зв'язку зі зростанням популярності продукції відомої фірми Apple. В їх стаціонарних моноблоках найчастіше використовуються бездротові маніпулятори-мишки та клавіатури. Тобто в контрольованому приміщенні можуть перебувати легальні пристрої цього стандарту, такі як бездротові гарнітури мобільних телефонів, ноутбуки, планшети, мобільні телефони, користувачі яких використовують цей канал для здійснення переговорів в автомобілі, сучасні засоби охорони, охоронці можуть мати Bluetooth гарнітури та інше.

Якщо роботи по пошуку ЗНОІ можливо не приховувати, ці пристрої можливо відключити або прибрати з приміщення. При прихованому проведенні робіт, частіше так і відбувається, ці пристрої залишаються працюючими в приміщеннях. Відрізнити легальні сигнали, наприклад, від клавіатури та мишки Bluetooth від сигналу ЗНОІ, сигнал від яких передається не на велику дальність, а в межах 10-20 м., "класичним" методом практично неможливо. Серйозну перешкоду створить ще й діапазон частот мережі Wi-Fi який збігається з діапазоном частот Bluetooth. На екрані АПК буде повна неясність.

Виходячи з чого робимо висновок, що необхідно додаткові чинники виявлення таких пристроїв. Одним з таких додаткових параметрів розпізнавання буде MAC-адреса. Але при сучасній можливості підміни MAC-адресу і тому, що аналогічно роботі мікродіалогового зв'язку, після встановлення зв'язку пристроїв між собою вони перестають передавати в ефір MAC-адреси – цього недостатньо. Необхідно ще й виявляти LAR, в протоколі якого необхідно аналізувати заголовки пакетів пристроїв що працюють у дійсний час. LAR (Link Access Protocol – мережевий протокол нижнього рівня), приймає інформаційні пакети та перетворює їх в сигнали,

що сприймаються мережевою платою. Порівнюючи заголовки пакетів і виконується розпізнавання сигналу ЗНОІ.

Особливістю запропонованої методики для виявлення і розпізнавання сигналів ЗНОІ, працюючих в діапазоні та за технологією Bluetooth, є ще й те що при вимірюванні сигналів використовується розширений діапазон пошуку, що виключає роботу ЗНОІ в безпосередній близькості від діапазону частот Bluetooth – які використовують завантаженість цього діапазону для прикриття своєї роботи.

#### **5.1.4. Діапазоні частот операторів зв'язку – стандарту GSM**

В останні два десятиліття у всьому світі спостерігається інтенсивний розвиток систем рухомого зв'язку, які не тільки дуже зручні, але в багатьох випадках стали просто незамінним видом послуг. Дуже широке використання отримали мобільні системи радіозв'язку, створення яких стало великим науково-технічним досягненням 80-90-х років. Перші комерційні мережі на принципах GSM, зареєстровані за кордоном у 1982 році, пройшли кілька фаз розвитку. В Україні GSM-мережі, з невеликим розривом, запустили в комерційну експлуатацію в 1996-1997 р.р. «Голден Телеком», UMC і «Київстар».

GSM (Global System for Mobile communications) – наймасовіший стандарт зв'язку покоління від 2G та вище. Поворотним моментом їх історії стала можливість роботи в діапазоні 1800/1900 МГц. Решта нововведень у базовий GSM, хоча і вимагали модернізації елементів інфраструктури мережі, мали на меті в основному лише розширити пакет пропонованих клієнтам сервісів. На даній момент у радіодіапазоні активно працюють оператори мобільного зв'язку 2G / 3G / 4G. Спектрограми цього діапазону наведені на рис. 5.9, 5.10.

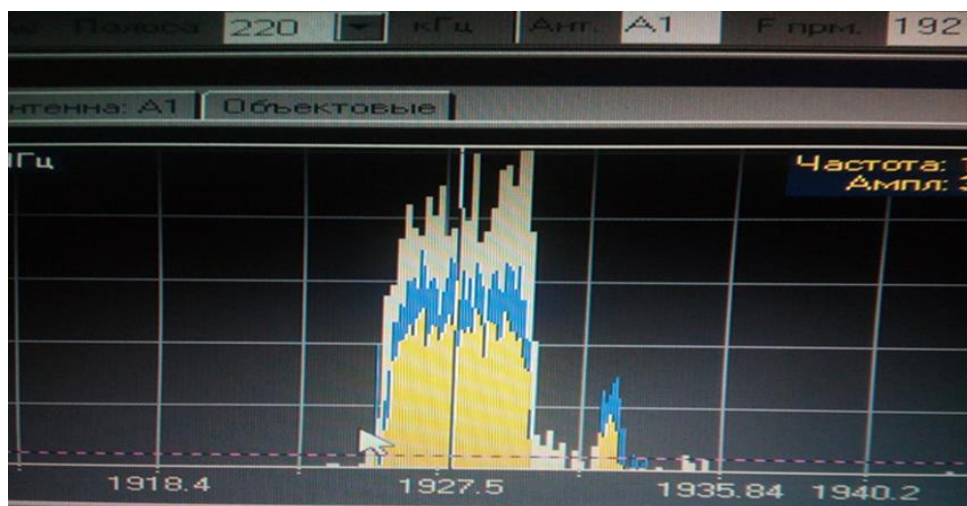


Рис. 5.9. Спектр сигналів діапазону базових станцій GSM2 отриманий АПК

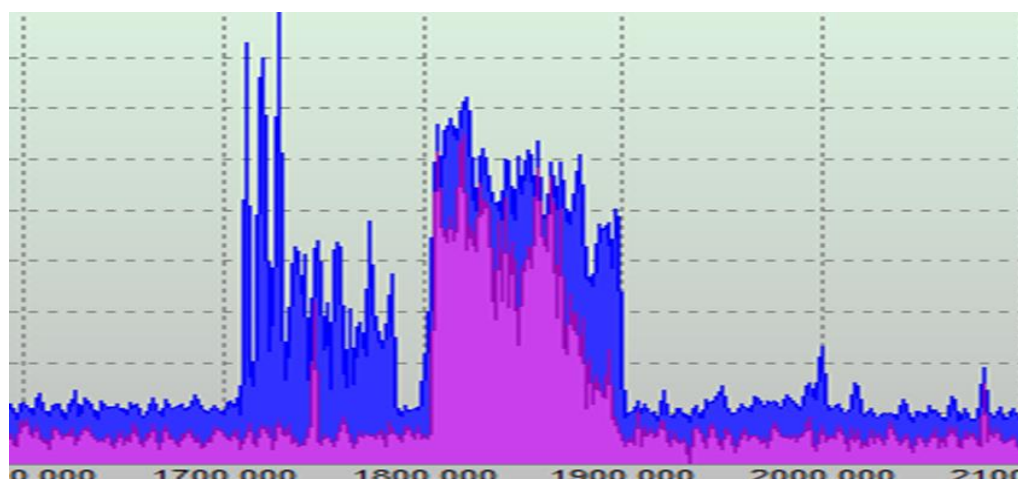


Рис. 5.10. Спектр сигналів діапазону базових станцій GSM2 отриманий іншим АПК

З наведених спектрограм видно, що ідентифікувати сигнал не тільки ЦЗНОІ, а навіть мобільного терміналу, практично неможливо.

Бурхливий розвиток даного сегмента мобільного радіозв'язку дав поштовх до розвитку засобів негласного отримання інформації, які працюють в цьому діапазоні. Це насамперед пов'язано з широкою наявністю та доступністю елементної бази, для виготовлення ЦЗНОІ, які працюють в діапазоні мобільного зв'язку. Використовуються ті ж елементи що і для виготовлення мобільних терміналів. При незначному допущенні – мобільній

телефон – переведений в режим гучного зв'язку являється каналом витоку аудіо інформацій.

Виходячи з вищевикладеного, питання пошуку ЗНОІ, котрі працюють в діапазоні мобільного зв'язку необхідно уділити дуже пильну увагу.

Для виявлення, розпізнавання і локалізації ЦЗНОІ необхідно застосовувати наступну методику пошуку ЦЗНОІ:

На першому кроці, потрібно отримати файл «зразка», причому особливістю є те, що файл «зразка» потрібно отримати у нічний час. Це пов'язано з тим, що такий файл буде більш відповідати, так званому, спокійному радіодіапазоні. Ця гіпотеза базується на тому факті, що зловмисник не буде використовувати ЦЗНОІ у нічний час, коли ніякої інформації у приміщенні не циркулює. Але все одно, додаткові заходи пошуку будуть застосовані.

Далі, при наявності носіїв інформації, будемо проводити роботи згідно методики виявлення, розпізнавання та локалізації ЗНОІ. Але після проведення декількох циклів, визначення спектрів сигналів та енергетичної щільності спектрів сигналів, ми застосуємо пристрій з складу АПК який «заблокує» усі сигнали мобільного зв'язку. Для вибору способу блокування системи мобільного зв'язку, коротко проаналізуємо існуючі способи блокування, це потрібно ще і по тому що пристрої такої дії можуть використовуватися для блокування каналів витоку інформацій по каналах зв'язку GSM.

Самий простий спосіб блокування системи мобільного зв'язку це зробити екранування приміщень або постановити перешкоди у радіодіапазоні. Спосіб малоприматний через великі розміри виробничих приміщень і високу вартість радіопоглинаючих матеріалів. Наступний спосіб блокування це придушення тільки стільникового зв'язку. Існує два основних види систем придушення стільникового зв'язку:

- 1) системи зашумлення безперервної дії;
- 2) інтелектуальні системи.

Системи зашумлення безперервної дії працюють в постійному режимі та зашумлюють тільки певний діапазон частот [199]. Основні переваги цих систем в простоті виконання. Головним їх недоліком є постійний вплив випромінювання на людей. Однак у нашій методиці, придушення потрібно здійснювати на короткий час, тому випромінювання не зробить поганого впливу на людей. Цей спосіб ми і будемо застосовувати для блокування мобільного зв'язку GSM.

Для пояснення нашого вибору розглянемо другий спосіб – інтелектуального придушення. Інтелектуальні системи знаходяться в режимі очікування і включаються при спробі з'єднання з базовою станцією, при цьому придушення йде по конкретному каналу. Найважливіші переваги цих систем полягають в тому, що відсутній постійний вплив випромінювання. А істотним недоліком – більш висока вартість в порівнянні з найпростішими системами придушення стільникового зв'язку, складність виконання і настройки.

Системи придушення стільникового зв'язку можна розділити за способом постановки перешкоди:

- на канал прийому телефону;
- на канал передачі телефону.

Другий варіант використовується дуже рідко, це пов'язано зі складністю реалізації такої системи. Однак саме цей варіант і потрібний для блокування каналу виток інформації мережею GSM.

Алгоритм придушення стільникового зв'язку по каналу прийому телефону зводиться до того, що пристрій придушення протягом короткого інтервалу часу (близько 300 мкс) виявляє в контрольованій зоні наявність працюючого або вхідного зв'язку мобільного телефону, обчислює номер частотного каналу і тимчасовий слот, виділений вашому телефону. Після обчислення частотно-часових параметрів виявленого мобільного телефону, блокуючий пристрій (блокіратор) випромінює сигнал придушення на конкретному частотному каналі в діапазоні роботи базової станції в ті моменти часу, в які, відповідно до стандарту GSM, мобільний телефон

приймає сигнал каналу управління від базової станції. Інтервал блокування відповідає часу встановлення мобільним телефоном вхідного або вихідного зв'язку і становить 0,8–1 с. Блокування здійснюється короткими імпульсами тривалістю по 300 мкс кожен, наступні – періодом 4,616 мс. Сумарний час, протягом якого в інтервалі блокування випромінюється сигнал придушення, не перевищує 0,05 – 0,07 с. Якщо в контрольованій зоні виявляється працюючий мобільний телефон з уже встановленою зв'язком і знаходиться в мовному каналі, інтервал блокування збільшується до 10–15 с і, відповідно, збільшується час випромінювання сигналу блокування. Після закінчення часу випромінювання сигналу блокування зв'язок припиняється. Таким чином, забезпечується неможливість здійснення вихідних і вхідних дзвінків, приймання та відправлення SMS, а також переривається вже встановлений сеанс зв'язку. Зв'язок не встановлюється, дзвінки не проходять, але мобільний телефон при цьому постійно знаходиться на обслуговуванні в мережі.

Випромінювання блокіратора носить строго адресний характер, впливає тільки на мобільні телефони, що знаходяться в межах встановленої зони, і не створює перешкод для роботи всієї мережі та іншої апаратури. Рівень випромінювання блокіратора повністю еквівалентний рівню випромінювання стільникового телефону і відповідає вимогам міжнародного стандарту GSM для абонентської апаратури. Оскільки антена блокіратора знаходиться на деякій відстані від абонента, а стільниковий телефон безпосередньо біля голови абонента, то очевидно, що вплив електромагнітного випромінювання блокіратора незрівнянно малий в порівнянні з впливом випромінювання власного телефону абонента. Відповідно, вплив електромагнітного випромінювання блокіратора еквівалентний впливу будь-якого іншого стільникового телефону в приміщенні або на вулиці.

За нашою методикою отримаємо суцільну щільність спектру сигналу, це буде сигнал нашого пристрою блокування сигналів мобільного зв'язку. (Примітка: сканування радіодіапазону все одно проводиться другим сканером. Усі часткові методики працюють з одним сканером, другий

постійно виконує завдання сканування радіодіапазону – визначення енергетичної щільності спектрів сигналів та занесення цієї інформації у базу АПК для послідовного аналізу. Це виключає можливість не виявлення сигналу ЗНОІ, якій працює у цей час у другому діапазоні частот або виконав у імпульсному режимі передачу інформації) (рис. 5.11).

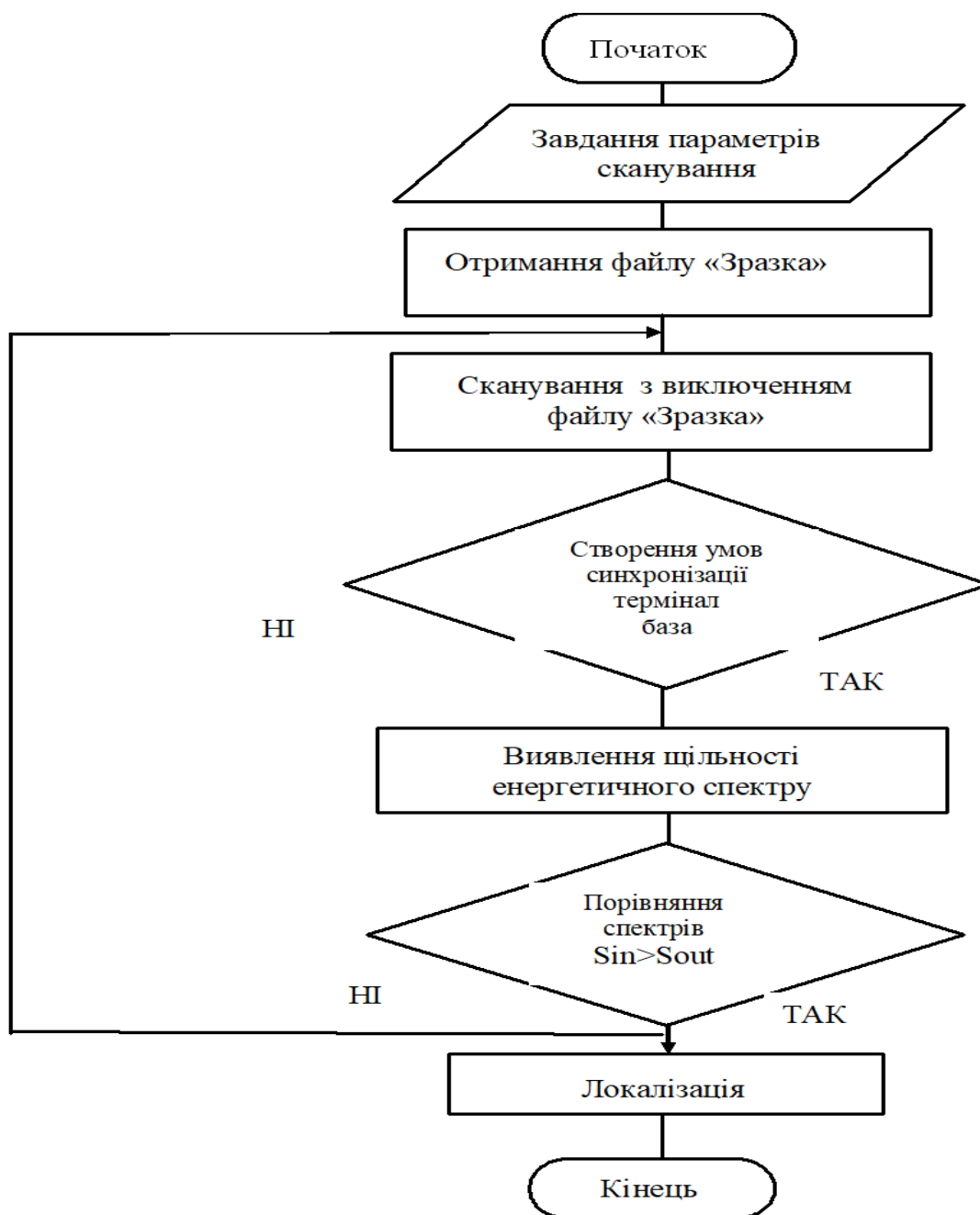


Рис. 5.11 Алгоритм роботи з пошуку ЦЗНОІ у діапазоні частот мережі GSM



Після блокування діапазону мобільного зв'язку, в ідеалі, фізично виключаємо мобільні термінали, або тримаємо у заблокованому стані (спеціальні кейси). Проводимо зняття блокування та скануємо цей радіодіапазон. Після отримання сигналу від бази GSM, пристрої будуть реєструватися в мережі зв'язку, тобто ми отримуємо дуже сильний сигнал спектру. Це буде свідчить про наявності ЦЗНОІ у даному приміщенні. Якщо мобільні термінали у період блокування діапазону мобільного зв'язку, вимкнути не вдається, тоді після зняття блокування визначається енергетична щільність сигналів. Проводяться адміністративні заходи по виключення можливості вести перемови по мобільному зв'язку (перевід терміналів у режим «політ») тоді в місцях де найвища щільність енергетичного спектру і буди сигналом ЦЗНОІ. Це базується та тому факті, що спектр сигналу мобільного терміналу що працює на передачу, також як і спектр сигналу ЦЗНОІ працюючого на передачу інформації більш за спектр сигналу терміналу працюючого у режимі очікування.

Беручі до уваги те, що енергетична щільність пов'язана квадратичною залежністю зі спектром, сигнал енергетичної щільності спектру працюючого пристрою буде значно вище та гучніше ніж сигнал пристрою, якій працює в режимі очікування. Це дозволить виявити сигнал ЦЗНОІ з найвищою ймовірністю.

## **5.2. Узагальнення алгоритму виявлення, розпізнавання та локалізації цифрових засобів негласного отримання інформації, що працюють на фоні легальних радіосигналів**

Для побудови загального алгоритму виявлення, розпізнавання та локалізації ЦЗНОІ візьмемо до уваги недоліки математичного апарата перетворення сигналів у вигляд зручний для аналізу, які детально розглянуто у першому та другому розділах цієї роботи. Візьмемо за основу запропонований у цих розділах удосконалений математичний апарат, а саме

метод перетворення Проні, удосконалений мною за рахунок використання методу швидкого перетворення, з урахуванням відомих сигналів та перешкод ефіру, різними факторами, що використовується для визначення сигналу ЗНОІ на фоні легальних радіосигналів.

Прийmemo до уваги, що самим потужним математичним апаратом розпізнання виявлених сигналів є метод приведений у розділі 3 цієї роботи, а саме метод розпізнання на базі аналізу параметрів сигналів отриманих методом виділення параметрів сигналів:

- спектрів сигналів отриманих за допомогою згладжуючих сплайнів, які дозволяють отримати головний параметр визначення – енергетичний спектр;

- параметрів сигналів, які додатково дозволяють розпізнати виявлений сигнал (амплітуда, фаза, частота та інші) на основі додаткових диференціальних перетворень сигналів отриманих від попереднього аналізу.

У запропонованій методиці використовуються для розпізнавання тільки ті параметри, які не корелюють між собою, ці параметри виявлені на основі кореляційно-регресійного аналізу. Це дозволить дуже скоротити час сканування та підвищити ймовірність розпізнання ЗНОІ.

Для повноти методики пошуку будемо мати на увазі удосконалені часткові методики пошуку ЗНОІ в діапазоні стандарту DECT та Wi-Fi. Ці методики використовуємо на етапі поглибленого аналізу сигналів.

За основу заключного етапу пошуку ЦЗНОІ візьmemo процес локалізації на основі градієнтного аналізу методом найменших квадратів запропонований у 4 розділу цієї роботи.

Крім вищевикладених переваг над «класичним» методом пошуку ЗНОІ, пропоную використати новий прилад, якій би дозволів одночасно сканувати ефір у двох різних просторах.

Тим самим, алгоритм нової методики пошуку ЦЗНОІ, прийме вигляд приведений на Рис. 5.12.

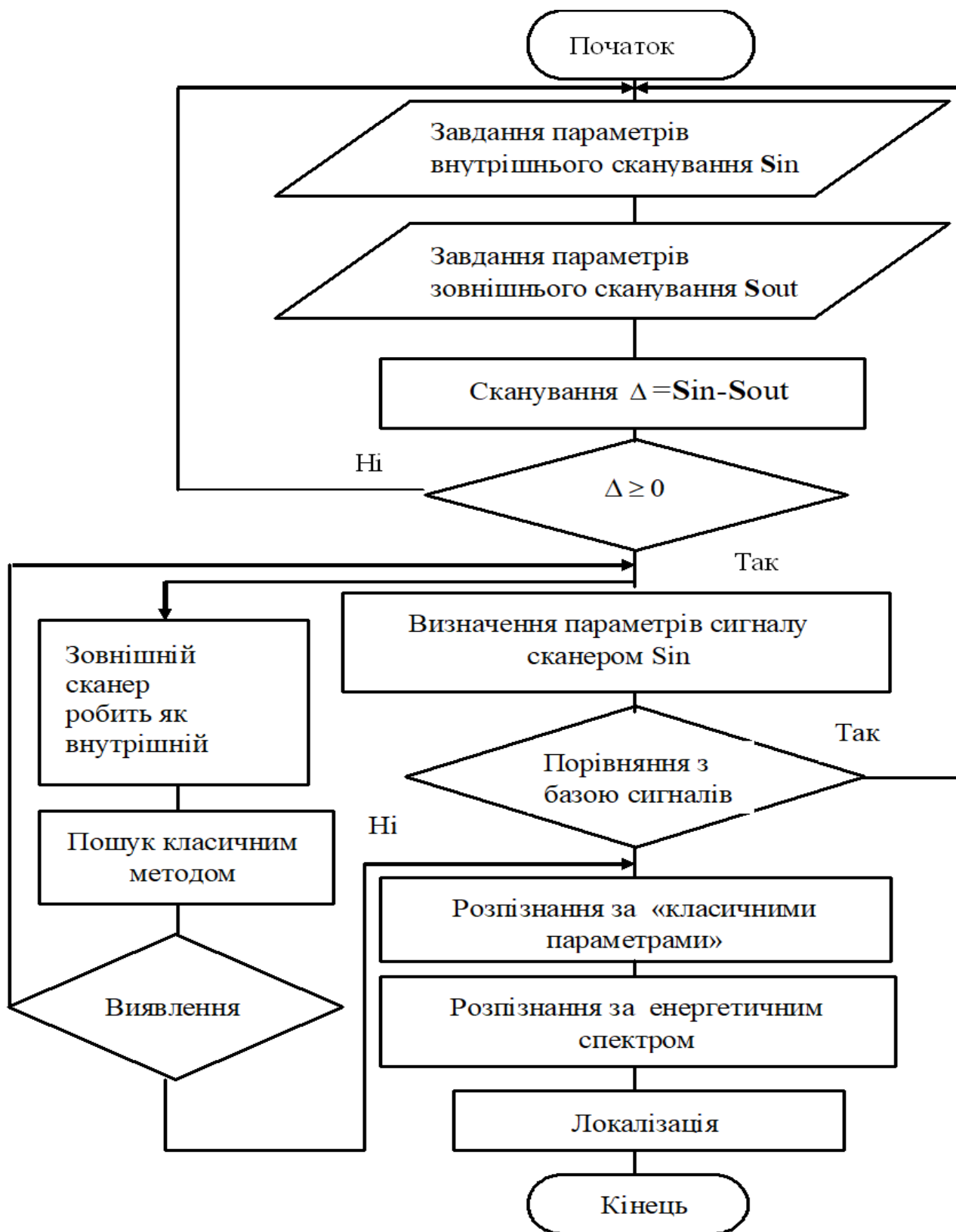


Рис. 5.12 Узагальнений алгоритм пошуку за новою методикою

Як було описано вище, при «класичному» радіомоніторингу, використовується файл «зразка», цей файл потрібно отримати заздалегідь, але це не є реальним файлом завдяки якому можливо проводити порівняння сигналів.

У сучасному світі, так званий файл «зразка» буде мінятися кожену хвилину, тому що змінюються радіочастотні обставини, за рахунок появи або зникнення сигналів. Як приклад абонент мобільного зв'язку, що пройшов при отриманні файлу «зразка». Його сигнал буде прийнятий комплексом як зразковий, але у приміщенні може бути сигнал ЗНОІ працюючих на цій же частоті, тоді пошуковий комплекс прийме його за сигнал зразка та не буде його аналізувати, тим самим, ЗНОІ не буде виявлено та розпізнано. Тому потрібно постійно мати оновлений файл «зразка».

В роботі запропоновано пристрій вимірювання сигналів на основі існуючих спектр-аналізаторів, однак вони повинні мати два незалежних антенних входи з двома сканерами, які працюють у синхронному режимі, однак можуть виконувати функції сканування кожен окремо по заданій програмі. Тим самим ми зможемо отримувати файл «зразка» у реальному часі.

Недолік не визначення ЗНОІ, у період аналізу сигналу сканером «класичного» пошуку, ми усуваємо за рахунок переведення сканера, якій передає нам файл «зразка», у режим внутрішнього радіомоніторингу.

### **5.3. Узагальнена методика виявлення, розпізнавання та локалізація цифрових засобів негласного отримання інформації на фоні легальних радіосигналів**

Узагальнена методика виявлення, розпізнавання та локалізації цифрових засобів негласного отримання інформації складається з трьох етапів:

- попередній;

- безпосередньо пошук;
- заключний етап.

На попередньому етапі необхідно проводити роботи зв'язані з вивченням об'єкту, виявлення слабких місць, проведення організаційних заходів та інше. Він займає дуже багато часу і є важливим. Однак на цьому етапі, практично, не використовуються технічні та програмні засоби, тому цей етап ми не будемо розглядати детально.

Другий, основний етап – етап пошуку він складається з виявлення, розпізнавання та локалізації ЗНОІ.

Виявлення у нашому автоматизованому комплексі, на основі розробленої концепції, буде проходити наступним чином:

Оператор, беручи до уваги дані отримані на попередньому етапі, задає параметри пошуку для кожного із сканерів. Розташовує антени таким чином, щоб вони повніше охопили об'єкт пошуку. Виконує процес сканування по двох сканерах декілька разів. Якщо ЗНОІ явно не зафіксовано, точніше не виявлено, тоді потрібно виконати пошукові заходи у вузькому діапазоні. У нашому автоматизованому програмному комплексі, це виконується автоматично.

АПК дає команду на апаратне блокування сигналу Bluetooth на декілька хвилин. За цей короткий час проводиться сканування внутрішнім сканером цього діапазона, потім як описувалось раніше, сигнал блокування вимикається та проводиться повторне сканування діапазону. На етапі сканування визначаються параметри пристроїв Bluetooth, які будуть активно реєструватися на відповідних базах. Проводиться аналіз та розпізнавання за рівнем енергетичного спектру сигналу, характерним ознакам реєстрації та місцю розташування пристроїв.

В подальшому АПК, відповідно, вмикає пристрій придушення поля Wi-Fi, та виконує аналіз енергетичного спектру пристроїв які почнуть реєструватися у мережі Wi-Fi, далі проводяться роботи згідно вище наведеному алгоритму.

По аналогії, виконуються роботи по пошуку у сучасному діапазоні цифрового стільникового та мікростільникового зав'язків.

Якщо пристрій придушення сигналів цифрових діапазонів не виконає завдання придушення поля цифрового діапазону, то потрібно буде вимикати живлення точок доступу, баз DECT та інших пристроїв цифрового діапазону (на практиці, частіше точки доступу, бази DECT не мають безперебійного живлення [92,93]).

Знеструмлення повинно робитися також з метою виявлення цифрових засобів негласного отримання інформації, які працюють автономно. Зрозуміло, що опісля знеструмлення об'єкту перевірки, будуть працювати тільки пристрої з автономним живленням, які зразу будуть виявлені та розпізнані. Тому, конструктивно, весь апаратно-програмний комплекс з усією допоміжною апаратурою повинен мати автономне живлення.

Однією з головних переваг у нашому АПК, є те що поки проводиться сканування піддіапазонів одним сканером, другий постійно проводить сканування у заданому з початку діапазоні, та виконує усі завдання сканування радіодіапазона. Тобто контроль ефіру здійснюється постійно. Це є дуже важливим тому, що поки сканер сканує піддіапазони виявлених сигналів, контроль ефіру на деякій час не здійснюється, у цей час можливо імпульсна, короткочасна передача накопиченої інформації.

Після завершення всього етапу сканування по усім діапазонам, незалежно від процесу виявлення сигналів, точніше якщо сигнал ЗНОІ невиявлене, все одно процес розпізнавання проводиться по усіх сигналах які занесені у базу сигналів комплексу, причому сигнали які виявлені за декількома ознаками та параметрами розпізнаються у першу чергу. Слід визначати, що сигнали заносяться у базу з всіма ознаками, тобто увесь сигнал з енергетичним спектром, амплітудою, фазою та інше. Сигнал записується з метою подальшого розпізнавання. Сучасні, існуючі комплекси, записують тільки параметри сигналу – на етапі розпізнавання. Оператор у процесі аналізу, встановлюючи параметр сканера, на параметрі (частіше це

частота) сигналу, повинен зробити спектральний аналіз, а якщо сигнал у момент аналізу уже зник (імпульсна передача інформації) то спектральний аналіз виконати неможливо. Короткочасний сигнал ЗНОІ таким чином не розізнається. ЦЗНОІ не буде розпізнаний та локалізований.

Запропонований комплекс АПК записує весь сигнал (подібно аудіо запису), що дає можливість розпізнавати сигнал за усіма ознаками після його зникнення.

Запропонований комплекс записує усі сигнали та виконує аналіз за визначеним алгоритмом.

З метою розпізнавання сигналу цифрових засобів негласного отримання інформації запропонований комплекс проводить аналіз сигналу в режимі он лайн. Один з сканерів (спектр-аналізаторів) робить моніторинг радіодіапазону, а інший відпрацьовує команду на розпізнавання сигналу, тобто обчислювання енергетичного спектра та інших параметрів сигналу. Після чого знов переходить до режиму сканування.

Якщо зловмисник буде використовувати перешкоди, або маскувати сигнал ЦЗНОІ (групою сигналів, декілька помилкових сигналів, а потім свого ЗНОІ) комплекс зафіксує та запише аудіо файлами усі сигнали. А вже потім стане виконувати аналіз, з метою розпізнавання сигналу, згідно алгоритму, якій передбачає виконувати розпізнання сигналу ЦЗНОІ з сигналу у якого найбільше відхилень параметрів від заданих (сигнал з найбільшою ймовірністю – сигнал засобів негласного отримання інформації). Потім сигналу з меншими відхиленнями параметрів і так до кінця, поки не виконає розпізнання усіх сигналів. Ще раз хочу підкреслити особливість: комплекс записує усі сигнали з усіма параметрами, по цьому запису виконувати аналіз, з метою розпізнання, дуже просто. Схематично запропонований алгоритм процесу виявлення, розпізнавання та локалізації приведено на рис. 5.13.

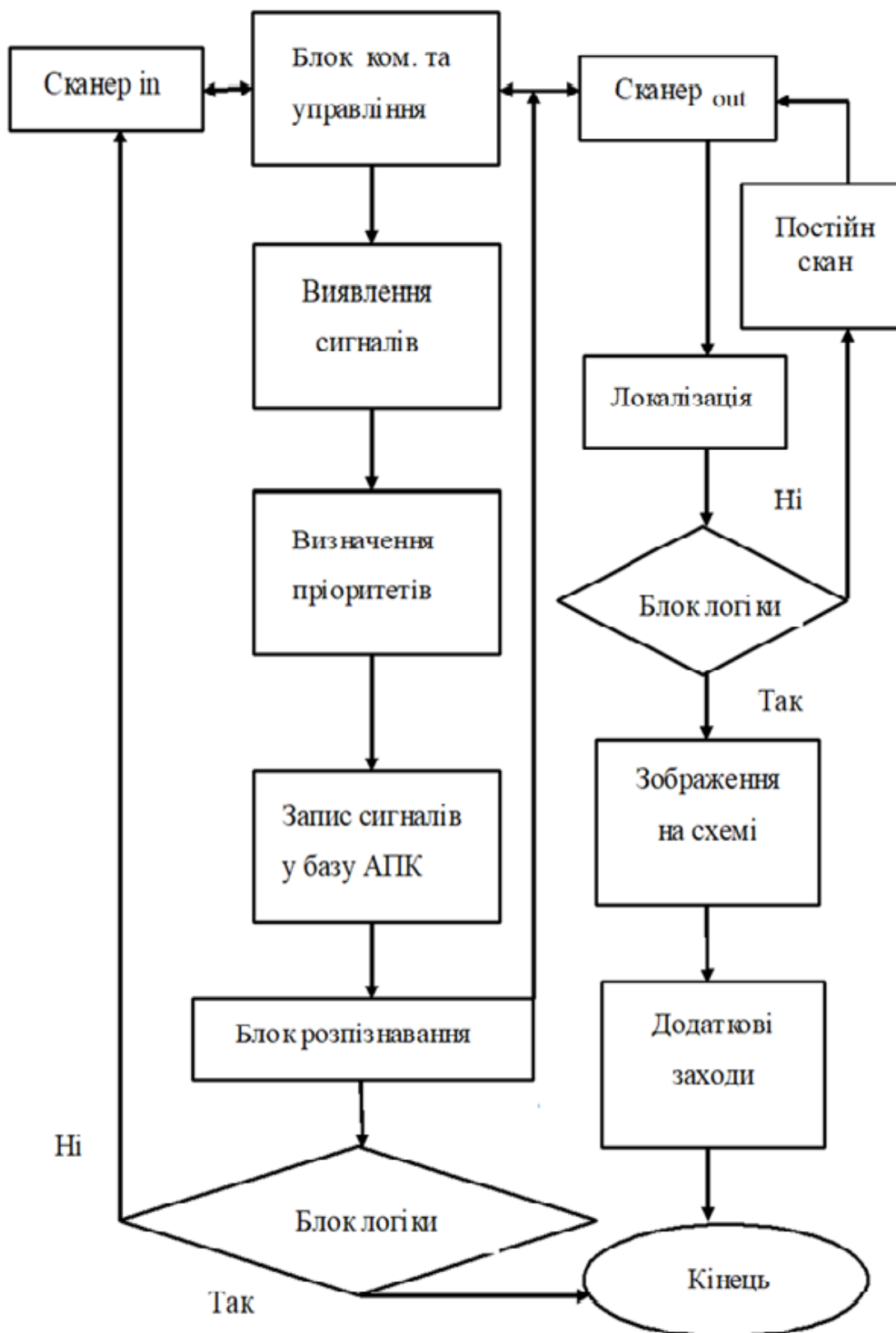


Рис. 5.13 Алгоритм процесу виявлення, розпізнавання та локалізації ЦЗНОІ



На рис. 5.13. блоки логіки, це блоки визначення, розпізнавання та локалізації ЦЗНОІ, які працюють у під діапазонах Wi-Fi, GSM, DECT та інші. Тобто блоки логіки працюють згідно викладених у попередніх розділах методик. Об'єднано у одному автоматизованому програмному комплексі АПК усіх методик разом.

З аналізу вищевикладеного можливо зробити висновок, що концепції процесу виявлення та розпізнавання суттєво відрізняється від існуючих, та дозволяє виявляти та розпізнавати ймовірні сигнали з більшою ймовірністю.

Після процесу розпізнавання триває процес локалізації, він дозволяє локалізувати ЦЗНОІ у рамках об'ємні фігури – сфери, діаметром 0,5 м. Це досягається використанням нового математичного апарата обчислення, якій визначає ймовірність знаходження ЦЗНОІ у приміщені, умовно кажучи попередньо. В процесі пошуку та блокуванню ЗНОІ, використовуються принцип «пеленгаційного поля», антени пошукового комплексу розташовуються планомірним порядком. Таким чином, будується зона покриття пеленгаційним полем всього об'єкта. У разі виявлення невідомого сигналу він одразу попадає у пеленгаційне поле де і локалізується з помилкою до 0,5 м. Використання запропонованої концепції пошуку засобів негласного отримання інформації, що об'єднує у одному автоматизованому програмному комплексі АПК:

- методику виявлення сигналів ЗНОІ, з урахуванням відомих сигналів, перешкод та шумів, з використанням швидких алгоритмів обчислення;

- методики розпізнавання сигналів ЗНОІ на основі спектрального аналізу за допомогою сплайн– та диференційних перетворень;

- методики визначення параметрів сигналів ЗНОІ на основі кореляційно–регресійного аналізу для вибору пріоритету параметрів розпізнавання;

- методики виявлення та розпізнання ЗНОІ, що працюють у діапазоні частот мікростільникового зв'язку DECT;

- методики виявлення та розпізнання ЗНОІ, що працюють у діапазоні частот Wi-Fi;
- методики виявлення та розпізнання ЗНОІ, що працюють у діапазоні частот Bluetooth;
- методики виявлення та розпізнання ЗНОІ, що працюють у діапазоні частот GSM;
- методики локалізації ЗНОІ, яка розроблена на основі далекомірного методу, методу найменших квадратів та градієнтного аналізу.

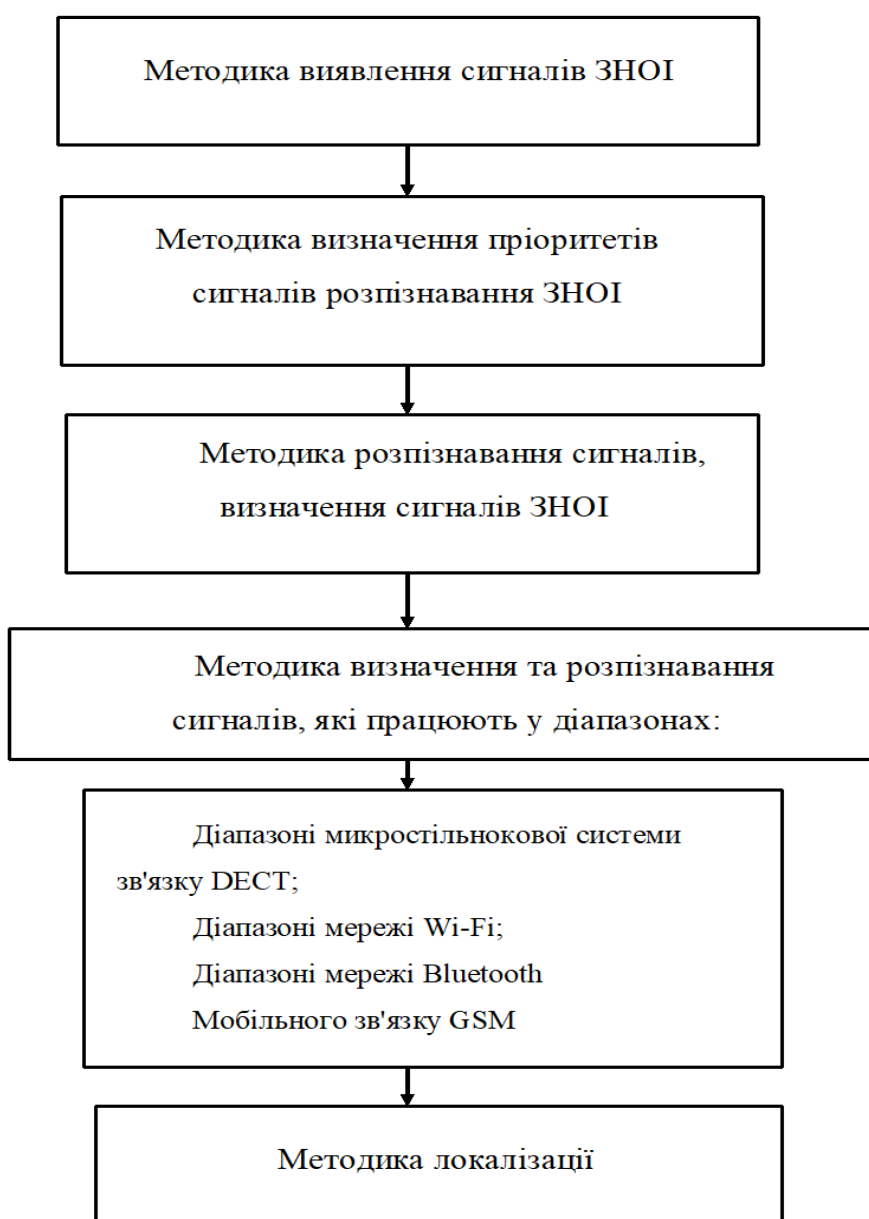


Рис. 5.14. Схема роботи узагальненої методики виявлення, розпізнавання та локалізації ЗНОІ

Усі визначені методики підтверджені результатами моделювання. Результати моделювання представлені у графічному та табличному вигляді.

Узагальнений аналіз дає можливість зробити висновок, що запропонована концепція пошуку ЦЗНОІ (котра складається з восьми часткових методик) дозволить виявити, розпізнати та локалізувати сигнали засобів негласного отримання інформації, які працюють в цифровому радіодіапазоні з достовірністю 0,95, що на 10,5 – 12,5 % вище достовірності методів та методик, використовуваних в сучасних автоматизованих комплексів пошуку засобів негласного отримання інформації.

#### **5.4. Визначення переваг розробленої методології автоматизованого пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації**

Для визначення переваг розроблених методологічних основ автоматизованого пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації потрібно визначити поняття методологічних основ.

Методологічні основи автоматизованого пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації являються сукупністю концептуальних, теоретичних та технологічних основ. Концептуальні основи складаються з концептуальних положень, визначень, принципів, поглядів та шляхів вирішення сформульованої наукової проблеми. Теоретичні основи складаються з математичних моделей, методів та методик, підпорядкованих вирішенню зазначеної наукової або науково-прикладної проблеми. Технологічні основи складаються з практичних методик, технологій, особливостей їх використання, а також практичних рекомендацій щодо реалізації теоретичних результатів та практичних методик.

Тому структура методологічних основ автоматизованого пошуку ЦЗНОІ буде мати такий вигляд (рис. 5.15).



Рис. 5.15. Методологічні основи автоматизованого пошуку ЦЗНОІ

Концептуальні положення визначають стратегічні шляхи удосконалення та розробки методологічних основ. Вони заклали основні напрямки розвитку методології пошуку ЦЗНОІ. Основні переваги розроблених методологічних основ пошуку ЦЗНОІ на шляху стратегічних напрямків розвитку автоматизованого пошуку мають теоретичні основи які складаються з методів, математичних моделей та методик пошуку ЦЗНОІ.

Тому для визначення переваг розберемо більш детально цей напрямок методологічних основ пошуку.

Як показано у попередніх розділах, більшість автоматизованих комплексів пошуку ЗНОІ виконують радіомоніторинг «класичними методами» з використанням, для визначення параметрів сигналів, скануючих приймачів або спектр-аналізаторів. Цей метод полягає в наступному: скануючий приймач або спектр-аналізатор, через свій інтерфейс, підключається до обчислювального комплексу (частіше, це ноутбук) у якому знаходиться програмне забезпечення керуванням приймачем або

аналізатором та алгоритми перетворення отриманого від приймача сигналу у вигляд зручний для подальшого аналізу параметрів.

Одразу хочу відмітити, що практично, усі існуючі автоматизовані комплекси використовують для перетворення сигналів віконне перетворення Фур'є. Недоліки якого, на сучасному періоді часу, були наведені у розділі 2 цієї роботи.

Розроблені методологічні основи автоматизованого пошуку ЦЗНОІ відразу набувають переваги за рахунок удосконалення методу виявлення сигналів. Виявлення сигналів відбувається за рахунок удосконалення методу визначення параметрів сигналу та удосконалення методу перетворення сигналів.

Визначення параметрів сигналів виконується, на відміну від існуючих амплітудно–частотного методу та спектрального методу, спектрально–амплітудним методом. Цей метод поєднує амплітудно–частотний та спектральний метод визначення параметрів сигналу. Усовується недолік методу визначення параметрів сигналу.

Удосконалення методу перетворення сигналу надає можливість усунути недоліки методу перетворення сигналів.

Таким чином розроблений метод виявлення сигналів цифрових засобів негласного отримання інформації, на відміну від існуючих, поряд зі скалярними величинами використовує комплексні величини параметрів сигналів, що дозволяє одночасно виділяти амплітуду, фазу, частоту, спектральну щільність радіосигналу та обробляти їх у вигляді спектральних або векторних діаграм.

Метод швидкого обчислення коефіцієнтів ряду апроксимації функції сигналу, який на відміну від існуючих, відрізняється застосуванням модифікованого коваріаційного алгоритму з фільтрацією членів згладженої помилки та мінімізацією результуючого квадрату помилки є наступною перевагою розроблених методологічних основ автоматизованого пошуку.

Розроблена методика видалення відомих експоненційних компонент з ряду апроксимації функцій радіосигналу на етапі перетворенні сигналів, яка базується на методі апроксимації сигналу за удосконаленим методом Проні з використанням незатухаючих синусоїд. Це дозволяє мінімізувати час пошуку при фіксованих значеннях кількості сканувань радіодіапазону.

Розпізнавання сигналів, що є наступним етапом пошуку ЦЗНОІ, виконується наступним шляхом.

Оператор задає параметри сканування, установлює діапазон сканування, задає ознаки та параметри розпізнавання сигналу. Існуючі автоматизовані апаратно-програмні комплекси виконують сканування, аналізують сигнали за ознаками та параметрами, які задані оператором (або встановлених за замовчуванням програмним засобом комплексу), записують у базу сигналів усі сигнали які не задовольняють встановленим параметрам та ознакам для подальшого аналізу оператором. Слід відмітити, що до бази заносяться тільки параметри сигналу (за виключенням деяких комплексів), а не сам сигнал. Навіть якщо сигнал імпульсного ЗНОІ і був зафіксований та занесений у базу сигналів, то при ретельному аналізі оператором, його там вже не буде. Таким чином, сигнали імпульсних ЗНОІ будуть виявлені, але не розпізнані. Існуючі комплекси, які записують весь сигнал, зберігають запис лише декілька хвилин, що теж недостатньо для розпізнавання.

Параметри та ознаки розпізнавання та їх недоліки ретельно перераховані та обґрунтовані у розділі 3, цієї роботи.

Розроблені методологічні основи автоматизованого пошуку ЦЗНОІ дозволяють розпізнавати імпульсні сигнали ЦЗНОІ на фоні легальних сигналів різної інтенсивності за рахунок удосконаленої методики розпізнавання сигналів засобів негласного отримання інформації на основі апроксимацій спектральної функції сигналу, яка на відміну від існуючих, базується на методі послідовних наближень та послідовного витягування інформаційних складових спектру з подальшим аналізом параметрів цих складових. Подальшу перевагу надає розроблена методика розпізнавання

сигналу цифрових засобів негласного отримання інформації на фоні легальних радіосигналів на основі застосування методу мультиагентної кластеризації з прямим зв'язком між агентами. При цьому агентами виступають окремі елементи багатомашинного комплексу, які сканують ефір у різних точках простору, та, у подальшому, обмінюючись результатами з іншими агентами, приходять до спільного висновку щодо характеру сигналу. Методика дає можливість реалізувати технологію розпізнавання шкідливого сигналу у багатомашинному розподіленому комплексі сканування.

Подальші переваги відносяться до удосконалення та розробки нових методик пошуку у діапазонах частот роботи легальних пристроїв. Це діапазони частот роботи пристроїв GSM, DECT, Wi-Fi та інші.

Існуючі методики, які використовують сучасні автоматизовані комплекси пошуку, частіше за все, для визначення параметрів сигналів використовують апаратуру, якою користуються фахівці вузьких спеціальностей.

Наприклад, фахівці зв'язку які розгортають мікросітьникову мережу зв'язку DECT, використовують індикаторні прилади вимірювання величин сигналів які знаходяться у цьому діапазоні, з метою використання менш завантаженого діапазона для розгортання мережі зв'язку. Це робиться для забезпечення найбільш стабільного зв'язку. Але аналіз сигналів вони не проводять. Це пов'язано з двома причинами: по перше – прилади, які використовуються для визначення сигналів, частіше індикаторного типу і не можуть виконувати аналіз сигналів; по друге – фахівцям радіозв'язку непотрібно виявляти та розпізнавати сигнали які працюють у цьому діапазоні, достатньо виявити менш завантажений діапазон радіочастот.

Виходячи з вищевикладеного, існуючі додаткові методи та методики, які використовуються в автоматизованих комплексах пошуку ЦЗНОІ, частіше, підносять як методики визначення сигналу ЗНОІ. А вже потім проводиться виявлення ЗНОІ додатковим обладнанням. Або, якщо є можливість, використовують програмний засобів автоматизованої

телефонної станції (кожен виробник телефонних станцій використовує свій програмний засіб), який за основним призначенням використовується для визначення працездатності обладнання та ідентифікації засобів зв'язку.

Надалі, різними методами пасивної локації, виконується процес локалізації ЗНОІ. Автоматизована система локалізації дає місце розташування ЗНОІ з заданою похибкою (точністю), а далі процес локалізації виконується додатковими пристроями та обладнанням.

Наступними перевагами методологічних основ автоматизованого пошуку ЦЗНОІ є удосконалені методики пошуку у частотних діапазонах стандартів:

- частотний діапазон DECT, удосконалення за рахунок використання методу RSS-визначення всіх базових станцій і мобільних телефонних трубок з нанесенням їх на схему об'єкта перевірки;

- частотний діапазон Wi-Fi, удосконалення за рахунок аналізу не тільки баз MAC, а ще і адресів LLC;

- діапазон частот Bluetooth, удосконалення за рахунок аналізу LAR (Link Access Protocol – мережевий протокол нижнього рівня);

- діапазон частот мобільного зв'язку GSM, удосконалення за рахунок створення умов багаторазової ідентифікації мобільних абонентних терміналів в базах GSM.

Останнім етапом є локалізація ЦЗНОІ. Перевагою розроблених методологічних основ є розроблена нова методика визначення точності локалізації цифрових засобів негласного отримання інформації, яка базується на далекомірному методі обчислення координат випромінювача з визначенням його місцеположення за методом найменших квадратів. Це дозволяє будувати топологію багатомашинного автоматизованого комплексу пошуку ЦЗНОІ з апріорно заданими параметрами точності та надійності локалізації.

Таким чином розроблені методологічні основи автоматизованого пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації у рамках



розробленої концепції перевершують існуючі методи та методики, які використовуються у сучасних автоматизованих комплексах пошуку ЦЗНОІ по виявленню, розпізнаванню та локалізації сигналів цифрових засобів негласного отримання інформації.

### **5.5. Оцінка ефективності виявлення, розпізнавання та локалізації цифрових засобів негласного отримання інформації**

Для оцінювання ефективності розроблених методологічних основ автоматизованого пошуку ЦЗНОІ проведемо моделювання процесу виявлення, розпізнавання та локалізації.

Для визначення початкових даних моделювання зробимо припущення: Сума досить великого числа незалежних (або слабо залежних) випадкових величин, підпорядкованих яким завгодно законам розподілу (при дотриманні деяких вельми нежорстких обмежень), наближено підпорядковується нормальному закону, і це виконується тим точніше, чим більша кількість випадкових величин підсумовується.

Більшість зустрічаються на практиці випадкових величин, таких, наприклад, як помилки вимірювань, помилки стрільби та інше, можуть бути представлені як суми досить великого числа порівняно малих додатків, елементарних помилок, кожна з яких викликана дією окремої причини, що не залежить від інших [148]. Яким би законам розподілу не були підпорядковані окремі елементарні помилки, особливості цих розподілів в сумі великого числа додатків нівелюються, і сума виявляється підлеглою закону, близькому до нормального [145].

Нормальний закон розподілу характеризується щільністю ймовірності виду [85]:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x - m_x)^2}{2\sigma^2}\right], \quad (5.1)$$

де:  $\sigma$  – середньоквадратичне відхилення випадкової величини;

$m_x$  – математичне очікування випадкової величини.

Тобто в теорії ймовірностей нормальний закон (закон Гауса), є граничним законом, до якого наближаються (за певних умов) інші закони розподілу.

У зв'язку з цим для оцінки ймовірності виявлення та розпізнавання ЗНОІ, будемо припускати, що процес пошуку підпорядковується нормальному закону розподілу випадкової величини.

Для виявлення переваги, промодельюємо процес виявлення та розпізнавання одного сигналу запропонованою методикою.

Візьмемо для прикладу сигнал який описується виразом:

$$y(x) = a \exp\left(-\frac{1}{2}x\right), \quad (5.2)$$

де:  $a$  – амплітуда сигналу.

Його перетворення Фур'є буде мати вигляд:

$$F(x) = \frac{a}{4x} ((-x+1)\exp(2x) - x-1)\exp(-x), \quad (5.3)$$

де:  $a$  – амплітуда сигналу.

$$F(x) = a \exp(0.5x) \left( \frac{\alpha^4}{1920} x^5 - \frac{\alpha^3}{192} x^4 + \frac{\alpha^2}{24} x^3 - \frac{\alpha}{4} x^2 + x \right), \quad (5.4)$$

де:  $a$  – амплітуда сигналу;

$\alpha$  – діапазон зміни сигналу.

Для порівняння сигналу, який підпорядковується нормальному закону розподілу ймовірної величини потрібно розрахувати математичне очікування та дисперсію або середньоквадратичне відхилення.

По існуючому принципу визначення та розпізнавання вирази для математичного очікування та середньоквадратичного відхилення будуть мати вигляд:

$$m_x = \frac{1}{16} [(-4x^3 - 8x^2 - 12x - 12)\exp(-x) + (-4x^3 + 8x^2 - 12x + 12)\exp(x)]. \quad (5.5)$$

$$\sigma_x = \sqrt{D_x} = \frac{1}{16} [(-4x^4 - 12x^3 - 32x^2 - 64x - 64)\exp(-x) + (-4x^4 + 12x^3 - 32x^2 + 64x - 64)\exp(x)] \quad (5.6)$$

За новою, розробленою у цій роботі, методикою:

$$m_x = \left( \frac{\alpha^4}{9600} x^5 + \frac{\alpha^2}{72} x^3 + x \right) a \exp(0.5x). \quad (5.7)$$

$$\sigma_x = \sqrt{D_x} = \left[ \left( \frac{\alpha}{72} x^4 + x^4 \right) a \exp(0.5x) \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (5.8)$$

де:  $a$  – амплітуда сигналу;

$\alpha$  – діапазон зміни сигналу.

Проведемо розрахунки. Для коректного порівняння будемо брати один і той же діапазон зміни аргументу.

Керуючись виразом (5.1) та (5.5) і (5.6) отримаємо данні для існуючої методики. Результати представлено у табл. 5.1.

Таблиця 5.1

Результати розрахунків за існуючою методикою

№	$X$	$m_x$	$D_x$	$\sigma$
1	0	0	8,00000	2,828427
2	0,2	4,284E-05	8,00001	2,828428
3	0,4	0,00139	8,000463	2,828509
4	0,6	0,01077	8,005397	2,829381
5	0,8	0,04676	8,031286	2,833951
6	1	0,148158	8,124097	2,850280
7	1,2	0,385770	8,388555	2,896300
8	1,4	0,879036	9,035396	3,005893
9	1,5	1,277815	9,614669	3,100753
10	1,6	1,819756	10,45603	3,233578

Керуючись виразом (5.1) та (5.7) і (5.8) отримаємо данні для нової розробленої методики. Данні представлені у таблиці 5.2.

Таблиця 5.2

Дані розрахунків за новою розробленою методикою

№	$X$	$\alpha$	$m_x$	$D_x$	$\sigma$
<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>
1.	0,2	1	0,00012	0,00198	0,04451
2.	0,4	1	0,00109	0,03872	0,19678
3.	0,6	1	0,00406	0,23943	0,48931
4.	0,8	1	0,01066	0,92424	0,96138
5.	1	1	0,02307	2,75604	1,66013
6.	1,2	1	0,04420	6,98021	2,64201
7.	1,4	1	0,07787	15,79482	3,97427
8.	1,5	1	0,10091	23,00367	4,79621
9.	1,6	1	0,12904	32,91103	5,73681
10.	0,2	2	0,00025	0,00201	0,04482
11.	0,4	2	0,00217	0,03925	0,19812

1	2	3	4	5	6
12.	0,6	2	0,00812	0,24271	0,49265
13.	0,8	2	0,02132	0,93690	0,96794
14.	1	2	0,04614	2,79379	1,67146
15.	1,2	2	0,08841	7,07583	2,66004
16.	1,4	2	0,15575	16,01119	4,00140
17.	1,5	2	0,20182	23,31879	4,82895
18.	1,6	2	0,25808	33,36187	5,77597
19.	0,2	3	0,00037	0,00204	0,04512
20.	0,4	3	0,00326	0,03978	0,19945
21.	0,6	3	0,01218	0,24599	0,49597
22.	0,8	3	0,03198	0,94956	0,97446
23.	1	3	0,06921	2,83154	1,68272
24.	1,2	3	0,13261	7,17145	2,67796
25.	1,4	3	0,23362	16,22756	4,02834
26.	1,5	3	0,30273	23,63391	4,86147
27.	1,6	3	0,38712	33,81270	5,81487
28.	0,2	4	0,00049	0,00206	0,04542
29.	0,4	4	0,00435	0,04031	0,20078
30.	0,6	4	0,01624	0,24927	0,49927
31.	0,8	4	0,04264	0,96222	0,98093
32.	1	4	0,09228	2,86930	1,69390
33.	1,2	4	0,17681	7,26707	2,69575
34.	1,4	4	0,31150	16,44393	4,05511
35.	1,5	4	0,40364	23,94903	4,89377
36.	1,6	4	0,51616	34,26354	5,85351
37.	0,2	5	0,00061	0,00209	0,04572
38.	0,4	5	0,00543	0,04084	0,20210
39.	0,6	5	0,02030	0,25255	0,50254
40.	0,8	5	0,05330	0,97489	0,98736
41.	1	5	0,11535	2,90705	1,70501
42.	1,2	5	0,22102	7,36269	2,71343
43.	1,4	5	0,38937	16,66029	4,08170
44.	1,5	5	0,50454	24,26414	4,92586
45.	1,6	5	0,64520	34,71437	5,89189

Для наглядного представлення отриманих результатів побудуємо графіки [200] для значень наведених у табл. 5.1. для існуючої методики та за даними у табл. 5.2. для розробленої нової методики. Графіки відповідно наведені на рис. 5.16 та 5.17.

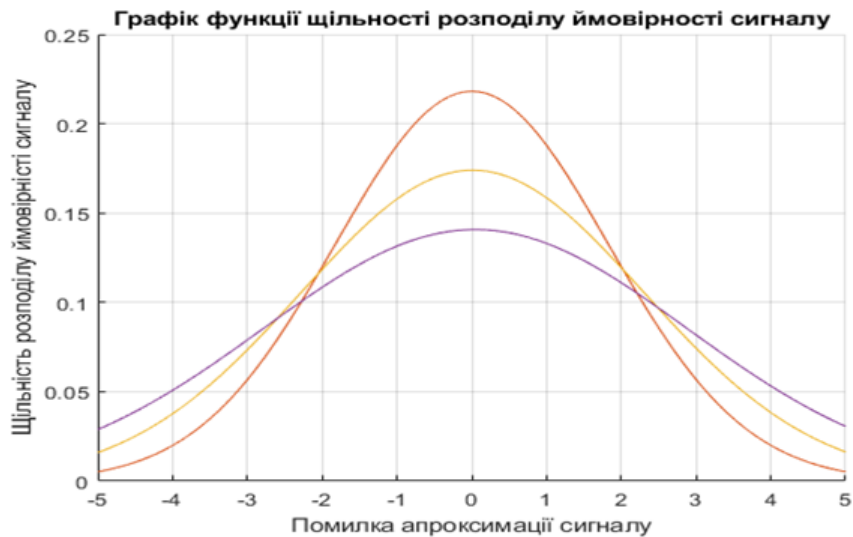


Рис. 5.16. Графік щільності розподілу ймовірної величини за існуючою методикою

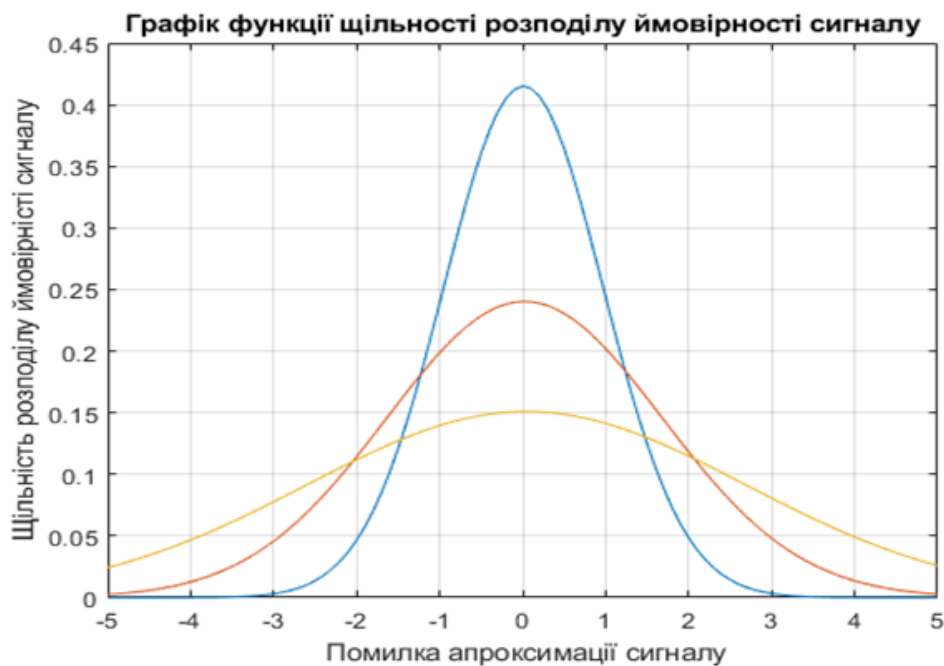


Рис. 5.17. Графік щільності розподілу ймовірної величини за розробленою концепцією

По отриманим графікам щільності розподілу ймовірності бачимо, що максимальна ймовірність визначення одинокого випадкового імпульсу за існуючої методикою – 17 %, за розробленою – 25 %, тобто різниця складає 8 %. При розширенні діапазону зміни аргументу (як бачимо з графіків) – 14 % та 24 % відповідно. Тобто різниця вже складає 10 %.

З вищевикладеного можливо зробити висновок, що ймовірність визначення та розпізнавання засобів негласного отримання інформації за допомогою розробленої методики збільшена на 8–10 %.

З метою перевірки отриманих результатів проведемо моделювання ймовірності визначення випадкового сигналу (який імітує сигнал ЦЗНОІ), другим методом – методом розподілу ймовірності Пуассона.

Формула визначення ймовірності Пуассона має вигляд:

$$P(X) = \frac{m_x^X}{X!} \exp(-m_x), \quad (5.9)$$

де:  $X$  – випадкова ймовірна величина;

$m_x$  – математичне очікування випадкової величині.

Розрахункові дані за формулою (5.9) наведені у табл. 5.4.

Таблиця 5.4

Розрахункові дані за формулою Пуассона

№	$X$	$m_{xF}$	$m_{My}$	$P_{xF}$	$P_{xMy}$
1	0,6	0,013	0,02	0,1247	0,2904
2	0,8	0,046	0,053	0,1115	0,2653
3	1	0,148	0,1153	0,1716	0,3134
4	1,2	0,386	0,221	0,3912	0,4521
5	1,4	0,879	0,3894	0,4362	0,7734

$m_{xF}$  – математичне очікування розраховане за методикою перетворень Фур'є

$m_{My}$  – математичне очікування розраховане за новою розробленою методикою;

$P_{xF}$  – значення ймовірності розраховане за методикою перетворень Фур'є;

$P_{xMy}$  – значення ймовірності розраховане за новою розробленою методикою.

За даними наведеними у таблиці побудуємо гістограму ймовірностей визначення випадкових сигналів за двома методиками. Гістограма наведена на рис. 5.18.

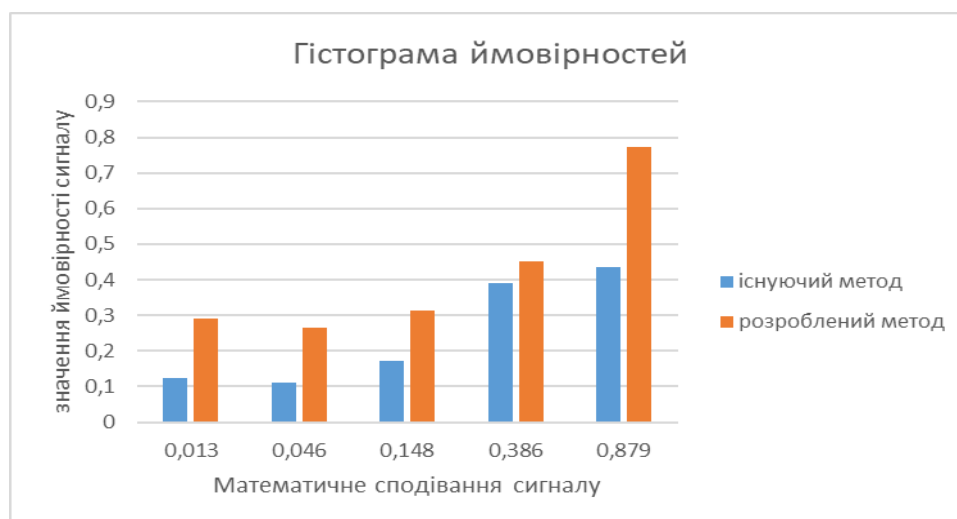


Рис. 5.18 Гістограма ймовірностей визначення випадкового сигналу побудована за існуючим та розробленим методом

На рис. 5.18 блакитним кольором (ряд 1) показана ймовірність визначення випадкового сигналу розрахована за існуючий методикою, рожевим (ряд 2) – за новою розробленою методикою визначення та розпізнавання випадкових сигналів, що є сигналами ЦЗНОІ.

З аналізу рис. 5.18 бачимо, що перевага нової методики над існуючою близько 40 %. Значно більший відсоток переваги розробленою методикою над



існуючий за методом Пуассона, можливо пояснити малою кількістю значень змінної та відсутністю у формулі інших ймовірнісних параметрів.

Для остаточного визначення переваги розробленої методики, побудуємо графік ймовірності визначення випадкового сигналу від кількості повторних сканувань радіодіапазону. Графік представлено на рис. 5.19:

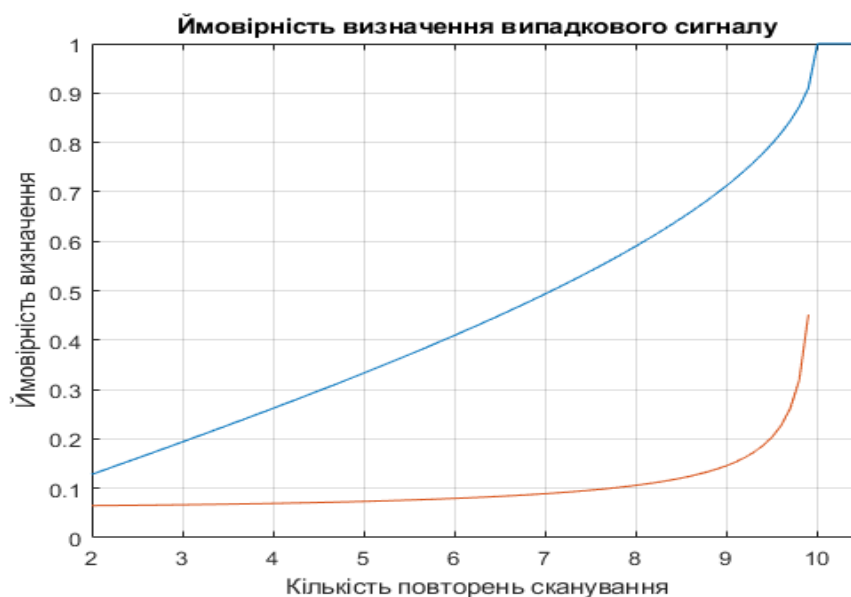


Рис. 5.19 Графік ймовірності визначення випадкового сигналу

На графіку блакитним кольором побудовано залежність ймовірності визначення випадкового сигналу за розробленою методикою, червоним – за існуючою. Як бачимо з наведеного графіку ймовірність визначення та розпізнавання при кількості повторень дорівнюючому 10 за розробленою методикою близько 90 %, а за існуючої – порядку 50 %. Потім розбіжність зменшується. Це ще раз доводить, що у умовах обмеженого часу запропонована методика має ще більшу перевагу над існуючими методами та методиками пошуку ЗНОІ.

**ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ**

АПК	–	Апаратно програмний комплекс
ГЧ	–	Геометричний чинник
АП	–	Антени пеленгатора
ВПФ	–	Віконне перетворення Фур'є
ШПФ	–	Швидке перетворення Фур'є
ЗНОІ	–	Засоби негласного отримання інформації
ЦЗНОІ	–	Цифрові засоби негласного отримання інформації
ЦОС	–	Цифрова обробка сигналів
ПД	–	Псевдо дистанції
СКП	–	Середньоквадратична похибка
GDOP	–	Global dilution of precision – загальний геометричний чинник
PDOP	–	Геометричний чинник погіршення точності визначенні місця у просторі
TDOP	–	Геометричний чинник погіршення точності визначенні місця у часі
VDOP	–	Геометричний чинник погіршення точності по висоті
HDOP	–	Геометричний чинник погіршення точності визначенні у плані (горизонтальній площині)
БС	–	Базові станції DECT
MAC	–	Унікальний ідентифікатор мережевого інтерфейсу
LLC	–	Logical link control – підрівень керування логічним зв'язком
RFPI	–	Radio fixed part Identity – унікальний радіоідентифікатор базової станції DECT
ПЕМВ	–	Побічне електромагнітне випромінювання

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Лаптев О.А. Модель інформаційної безпеки на основі марковських випадкових процесів. Науково-практичний журнал «Зв'язок». К.: ДУТ, 2018. № 6 (136). С. 45 – 49.

2. Лаптев О.А., Степаненко В.І., Тихонов Ю.О. Формальні математичні моделі для забезпечення безпеки інформації. Сучасний захист інформації: науково-технічний журнал. К.: ДУТ, 2019. № 1. С. 59 – 64.

3. Лаптев О.А., Барабаш О.В., Зозуля С.А. Векторні аналізатори сигналів для удосконалення методики пошуку засобів негласного отримання інформації. Телекомунікаційні та інформаційні технології: науковий журнал. К.: ДУТ, 2019. № 1. С. 55 – 61.

4. Лаптев О.А. Методика визначення ймовірності негласного отримання інформації потенційним порушником. Science and Education a New Dimension. Natural and Technical Sciences. Budapest, Hungary, VII(24), Issue: 200, 2019. ISSN 2308-5258. P. 27 – 31.

5. Лаптев О.А., Мусієнко А.П., Собчук В.В., Борсук Б.М. Методика вибору оптимального вхідного сигналу радіомоніторингу для програмних засобів на базі перетворення Фур'є. Наукове періодичне видання Системи управління, навігації та зв'язку. Полтава: ПНТУ, 2019. № 4 (56). С. 135 – 141.

6. Лаптев О.А., Федоренко Р.М., Берестов Д.С. Удосконалення методики пошуку цифрових радіозакладок в діапазоні Wi-Fi. Збірник наукових праць Центру воєнно-стратегічних досліджень НУО України імені Івана Черняхівського. К: ЦВСД, 2019. № 2 (66). С. 102 – 110.

7. Лаптев О.А.. Методика виявлення та локалізації засобів негласного отримання інформації працюючих у цифровому діапазоні. Сучасний захист інформації: науково-технічний журнал. К.: ДУТ, 2019. № 2 (38). С. 25 – 31.

8. Лаптев О.А., Барабаш О.В., Мусієнко А.П., Собчук В.В. Методика виявлення несанкціонованого доступу до інформаційній системи

підприємства у цифровому діапазоні. Науково-практичний журнал «Зв'язок». К.: ДУТ, 2019. № 7 (137). С. 3 – 7.

9. Лаптев О.А., Грозовський Р.І. Аналіз та тенденції розвитку засобів пошуку цифрових радіозакладок. Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони: науковий журнал. К.: НУО України імені Івана Черняхівського, 2019. № (2) 35. С. 35 – 41.

10. Лаптев О.А. Порівняний аналіз методів розпізнавання сигналів радіозакладних пристроїв на основі частотних перетворень. Телекомунікаційні та інформаційні технології: науковий журнал. К.: ДУТ, 2019. №3. С. 71 – 83.

11. Лаптев О.А., Савченко В.А., Савченко В.В., Мацько О.Й., Кізяк Я.О., Лазаренко С.В. Мультиагентна технологія пошуку цифрових радіозакладних пристроїв на основі кластеризації за методом бджолоїної колонії. Журнал «Захист інформації». К.: НАУ, 2019. Том 21, № 3. С. 194 – 202.

12. Laptev A.A., Barabash O.V., Savchenko V.V., Savchenko V.A., Sobchuk V.V. The method of searching for digital means of illegal reception of information in information systems in the working range of Wi-Fi. International Journal of Advanced Research in Science, Engineering and Technology. India. Vol. 6, Issue 7. 2019. ISSN: 2350-0328. P. 10101 – 10105.

13. Лаптев О.А., Собчук В.В., Саланда І.П., Сачук Ю.В. Математична модель структури інформаційної мережі на основі нестационарної ієрархічної та стаціонарної гіпермережі. Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. К.: ВІКНУ, 2019. Вип. 64. С. 124 – 132.

14. Laptev A.A., Savchenko V.A., Barabash O.V., Savchenko V.V., Matsko A.I. The method of searching for digital means of illegal obtaining of information on the basis cluster analysis. Magyar Tudományos Journal. Budapest, Hungary, 2019. № 31. P. 33 – 37

15. Laptev A., Kliukovskyi D., Barabash A., Zidan A., Analysis of Existing Signal Detection Methods, Development of a Technique for Calculating the Probability of Secret Information Capture. International Journal of Science and Engineering Investigations (IJSEI). Denmark. 2019. Vol. 8, Issue 92. P. 99 – 103.

16. Laptev A., Sobchuk V., Barabash O., Musienko A. Analysis of the main Approaches and Stages for Providing the Properties of the Functional Stability of the Information Systems of the Enterprise. Sciences of Europe. Praha, Czech Republic. 2019. Vol. 1. No 42. P. 41 – 44.

17. Лаптев О.А., Войченко Т.О., Кудюкін П.В., Степаненко В.І. Метод оцінки параметрів сигналу засобів несанкціонованого знімання інформації на основі кореляційно-регресійного аналізу. Науковий журнал «Наукоємні технології» К.: НАУ, 2019. № 3 (43). С. 313 – 320.

18. Лаптев О.А., Половінкін І.М, Клюковський Д.В., Барабаш А.О. Модель пошуку засобів негласного отримання інформації на основі диференціальних перетворень. Sciences of Europe. Praha, Czech Republic, 2019. Vol. 1. No 43. ISSN 3162-2364. P. 59 – 62

19. Лаптев О.А., Шуклін Г.В., Савченко В.А. Метод оцінки параметрів імпульсного сигналу на основі кореляційно-регресійного аналізу. Науково-практичний журнал «Зв'язок». К.: ДУТ, 2019. № 8 (138). С. 23 – 27.

20. Лаптев О.А., Половінкін І.М, Чумаченко С.Н., Гуйда О.Г. Визначення основних характеристик випадкових сигналів моделі пошуку засобів негласного отримання інформації. Журнал «Вчені записки Таврійського національного університету імені В. І. Вернадського», 2019. Том 30 (69). № 6. С. 101 – 105.

21. Лаптев О.А., Половінкін І.М, Мусієнко А.П., Клюковський Д.В. Використання метода Проні для аналізу випадкових сигналів радіомоніторингу. East European Scientific Journal. Poland, 2019. No 9 (49), part 3. P. 41 – 46.

22. Лаптев О.А., Шуклін Г.В., Савченко В.А., Клюковський Д.В., Математична модель перетворення неперервних сигналів у цифровий вид. Науково-практичний журнал «Зв'язок». К.: ДУТ, 2019. № 9 (139). С. 45 – 49.

23. Лаптев О.А., Собчук В.В., Савченко В.А. Метод підвищення завадостійкості системи виявлення, розпізнавання і локалізації цифрових сигналів в інформаційних системах. Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. К.: ВІКНУ, 2019. Вип. 66. С. 124 – 132.

24. Лаптев О.А. Експериментально–статистичний метод обчислення кореляційної взаємозалежності параметрів розпізнавання засобів негласного отримання інформації. Сучасний захист інформації: науково-технічний журнал. К.: ДУТ, 2019. № 3 (39). С. 23 – 29.

25. Лаптев О.А. Новий метод спектрального аналізу визначення випадкових цифрових сигналів на фоні легальних радіосигналів. Сучасний захист інформації: науково-технічний журнал. К.: ДУТ, 2019. № 4 (40). С. 25 – 31.

26. Лаптев О.А., Савченко В.А. Локалізація засобів негласного отримання інформації методом найменших квадратів. Телекомунікаційні та інформаційні технології: науковий журнал. К.: ДУТ, 2019. № 4 (65). С. 57 – 70.

27. Laptiev Oleksandr, Shuklin German, Savchenko Vitalii, Barabash Oleg, Musienko Andrii and Haidur Halyna. The Method of Hidden Transmitters Detection based on the Differential Transformation Model. International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering (IJATCSE). Volume 8, No 6. November – December 2019. ISSN 2278 – 3091. P. 2840 – 2846. (Scopus).

28. Лаптев О.А. Алгоритм розробки сучасних комплексів визначення, розпізнавання та локалізації засобів негласного отримання інформації. East European Scientific Journal. Poland, 2019. No 12 (52), part 5. P. 15 – 21.

29. Лаптев О.А., Лаптев С.О. Забезпечення інформаційної безпеки на підприємствах за допомогою сучасних інформаційних систем. Тези

доповідей: Міжнародна науково-практична конференція студентів, аспірантів та молодих вчених «Комп'ютери. Програми. Інтернет. 2003». м. Київ. НТСА НТУУ «КПІ» 21–23 квітня 2003 р. С.100 – 101.

30. Лаптев О.А., Барабаш О.В., Чмут А.В. Методика определения технического состояния самодиагностируемых систем. Тези доповідей: Міжнародна наукова конференція «Dynamical System Modeling and Stability Investigation», КНУ ім. Тараса Шевченка 27-30 травня 2003 р. С. 406.

31. Лаптев О.А., Клюковський Д.В. Методика пошуку засобів несакціонованого зйому інформації. Тези доповідей: Міжнародна науково-технічна конференція «Сучасні інформаційно-телекомунікаційні технології» м. Київ. ДУТ, 17–20 листопада 2015 р. Том 4. С. 38 – 40.

32. Лаптев О.А. Уразливість інформаційної системи як основний елемент моделювання схем інформаційної безпеки. Тези доповідей: XIII Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми інформатизації», м. Київ, ДУТ, 11 – 12 квітня 2019 р. С. 5.

33. Лаптев О.А. Вразливість інформаційної системи як основний елемент моделювання схем інформаційної безпеки. Науково-технічна конференція «Актуальні проблеми кібербезпеки та захисту інформації». Тези доповідей. м. Київ, ДУТ, 07 травня 2019 р. С. 37 – 40.

34. Лаптев О.А., Барабаш А.О. Методика розрахунку ймовірності негласного отримання інформації на основі існуючих методів виявлення сигналів. Тези доповідей 52 Міжнародної конференції «Розвиток науки в XXI столітті» м. Харків, 14 вересня 2019 р. С. 62 – 74.

35. Лаптев О.А., Клюковський Д.В., Удосконалена модель пеленгаційної системи ймовірностей визначення радіозакладок з заданою точністю. Збірник наукових матеріалів XXXIII Міжнародної науково-практичної інтернет-конференції. «Вересневі наукові читання» м. Вінниця, 16 вересня 2019 р. Частина 2. С. 54 – 59.

36. Laptev A., Sobchuk V., Kliukovskyi D. Statistical method of estimation the radio signal on the basis of correlation-regression analysis. Тези доповідей II

Міжнародної науково-практичної конференції «Scientific achievements of modern society», м. Ліверпуль, Великобританія. 9 – 11 жовтня 2019 р. С. 10.

37. Лаптев О.А., Клюковський Д.В., Щєбланін Ю.М. Аналіз апаратури виявлення та розпізнавання сигналів засобів негласного отримання інформації. Тези доповідей V Міжнародної конференції «Розвиток науки у вік інформаційних технологій». м. Київ, 30 вересня 2019 р. С. 104 – 112.

38. Лаптев О.А., Клюковський Д.В., Половінкін І.М. Метод спектрального аналізу цифрових радіосигналів. Тези доповідей VII заочної наукової конференції «Фундаментальні та прикладні дослідження у сучасній науці» м. Харків, 30 жовтня 2019 р. С. 3 – 5.

39. Лаптев О.А., Шуклін Г.В., Тіхонов Ю.А., Клюковський Д.В., Удосконалення методу Проні для аналізу цифрових сигналів. Тези доповідей I Міжнародної науково-практичної конференції «Priority directions of science development» м. Львов, 28–29 жовтня 2019 р. С. 91 – 96.

40. Лаптев О.А., Клюковський Д.В., Половінкін І.М. Методика удосконалення апаратно програмного комплексу радіомоніторингу. Тези доповідей: Всеукраїнська наукова конференція «Актуальні проблеми кібербезпеки» м. Київ, ДУТ, 24 жовтня 2019 р. С. 48 – 50.

41. Лаптев О.А. Методика виявлення та локалізації засобів негласного отримання інформації цифрового діапазона. Тези доповідей II Міжнародної науково-практичної конференції «Priority directions of science development» м. Львів, 25 – 26 листопада 2019 р. С. 195 – 199.

42. Лаптев О.А. Метод розпізнавання сигналів радіофіру на основі кореляційно регресійного аналізу Тези доповідей I Міжнародної науково-практичної конференції «Science, society, education topical: issues and development prospects» м. Харків, 16 – 17 грудня 2019 р. С. 222 – 226.

43. Laptiev O. A., Piestova I. O., Lubskyi M. S., Svideniuk M. O., Golubov S. I. Urban thermal micro mapping using satellite imagery and ground truth measurements: Kyiv city area case study. Український журнал дистанційного зондування Землі, 2019. №21. С. 40 – 48.



44. Аксьончиков С.О., Ємельянова І.В., Маркова К.Д., І.І. Сватовський Регресійний аналіз тенденцій розвитку кібератак. Вісник харківського національного університету імені В.Н. Каразіна, 2017. Випуск 36., С. 5 – 13.

45. Анализ сигналов для системы Matlab разработки Стэнфордского университета. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.autex.spb.ru/wavelet.htm> (07.06.2019)

46. Анализ сигналов на основе вейвлет-преобразования. Материал из Национальной библиотеки им. Н.Э. Баумана. 2016. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://ru.bmstu.wiki/> (11.06.2019).

47. Ананский Е.В. Что такое радиозакладки и как их обнаружить? (часть2)/журнал «Служба безопасности» [Электронный ресурс] режим доступа: <http://www.kvirin.com/articles/267/>

48. Андреещев И.А. Оптимизация технических параметров системы защиты информации на основе полумарковской модели функционирования информационной системы. Информация и безопасность, 2017. Том. 20. Вып. №1. С. 49 – 56.

49. Анисимов А. А., Тупицын А.Н., Павлов А.Н.,Павлова О.Н. Вейвлет-анализ чипов. Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика, 2008. Т. 16, № 5. С. 3 – 11.

50. Барсуков О.М., Кав'юк В.В., Потапенко В.В. Виділення аудіосигналу на фоні шуму з використанням методу сингулярного спектрального аналізу. Системи озброєння і військова техніка. 2018. № 1 (53). С. 61– 66.

51. Безрук В.М., Певцов Г.В. Теоретические основы проектирования систем распознавания сигналов для автоматизированного радиоконтроля. Харьков: Коллегиум, 2007. 430 с.

52. Безрук В.М., Чеботарёва Д.В., Скорик Ю.В. Многокритериальный анализ и выбор средств телекоммуникаций. Харків: СМІТ. 2017. 267 с.

53. Безкоровайный М.М., Татузов А.Л. Кибербезопасность – подходы к определению понятия. Вопросы кибербезопасности. 2014. №1 (2). С. 22– 27.

54. Белов Е.Б. Лось В.П., Мещеряков Р.В., Шелупанов А.А Основы информационной безопасности. М.: Горячая линия. Телеком. 2006. 544 с.

55. Блиялкин П.А. Выявление электронных устройств перехвата акустической речевой информации, построенных на базе средств беспроводной связи. Молодой ученый. 2016. № 14. С. 124 – 128. [Электронный ресурс] – режим доступа <https://moluch.ru/archive/118/32820/> (07.06.2019).

56. Богданович В.Ю., Алексеев М.М. Методологічний підхід до обґрунтування режимів функціонування системи забезпечення кібернетичної безпеки України. Сучасний захист інформації. 2013. № 4. С. 68 – 77.

57. Бортник Г.Г. Васильківський М.В. Стальченко О.В. Цифровой метод спектрального оцінювання випадкових сигналів. Журнал Вісник Вінницького політехнічного інституту. 2014. № 2. С. 18 – 26.

58. Боряк Б.Р. Порівняльний аналіз якості фільтрації і прогнозування двоконтурного і триконтурного адаптивних експоненціальних фільтрів. Наукове періодичне видання Системи управління, навігації та зв'язку. Полтава: ПНТУ, 2019. № 1 (53). С. 45– 49.

59. Браїловський М.М., Лазарєв Г.П., Хорошко В.О. Захист інформації у банківській діяльності. К: ТОВ “Поліграф Консалтинг”, 2004. 216 с.

60. Бурячок В.Л. Основи формування державної системи кібернетичної безпеки: Монографія. К: НАУ, 2013. 432 с.

61. Буслов П.В. Аналіз особливостей застосування моделей комунікацій у соціальних групах та віртуальних співтовариствах. Науковий журнал «Безпека інформації». К.: НАУ, 2017. Т. 23, № 1. С. 39 – 44.

62. Васюта К.С. Тесленко О.В. Купрій В.М. Малишев О.А. Основи побудови радіолокаційних засобів розвідки повітряного простору. Харків: ХУПС, 2013. 212 с.

63. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. М.: Наука, 1988. 480 с.

64. Вентцель Е.С. Исследование операций. – М.: Советское радио, 1972. 552 с.

65. Винничук С.Д., Мохор В.М., Безптанько В.М. Загальне рішення лінійних діофантових рівнянь на основі модульних перетворень для оцінювання ризиків інформаційної безпеки. Науковий журнал «Безпека інформації». К.: НАУ, 2016. Т. 22, № 1. С. 75 – 83.

66. Вишневський С.Д., Бейліс Л.В., Климченко В.Й. Потенційні можливості РЛС РТВ з виявлення оперативно-тактичних та тактичних безпілотних літальних апаратів. Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. Харків: ХНУПС, 2017. № 2 (27). С. 92 – 98.

67. Вишнівський В.В. Технічні рішення на побудову пристрою пеленгації на основі адаптивної системи захисту від перешкод бічного прийому антени. Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ «КПІ». 2012. № 2. С. 18 – 22.

68. Власов А. Беспроводные офисная связь: DECT и Wi-Fi. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.dect.ru/dect.html> (05.05.2016).

69. Волощенко А.Б., Волощенко А.Б., Джалладова І.А. Теорія ймовірностей та математична статистика. К.: КНЕУ, 2003. 256 с.

70. Грищук Р.В. Бурячок В.Л., Мамарєв В.М. Науково-технічне обґрунтування вибору підходу до формування множини інформативних параметрів для систем захисту інформації. Специальные телекоммуникационные системы и защита информации. 2014. № 2 (26). С. 82 – 86.

71. Голембо В.А. Муляревич О.В. Модифікація методу мурашиної колонії для розв'язання задачі комівояжера колективом автономних агентів. Вісник Національного університету "Львівська політехніка". 2011. № 717: Комп'ютерні системи та мережі. С. 24 – 30.

72. Данчук В.Д., Сватко В.В. Оптимізація пошуку шляхів по графу в задачах логістики методом модифікованого мурашиного алгоритму. Вісник Національного транспортного університету. 2010. № 20. С. 109 – 114.

73. Державний стандарт України ДСТУ 3396.0-96 "Захист інформації. Технічний захист інформації. Основні положення".
74. Державний стандарт України ДСТУ 3396.1-96 "Захист інформації. Технічний захист інформації. Порядок проведення робіт".
75. Державний стандарт України ДСТУ 3396.2-97 "Захист інформації. Технічний захист інформації. Терміни та визначення".
76. Доктрина інформаційної безпеки України [Електронний ресурс]. – Режим доступу: URL: <https://www.president.gov.ua/documents/472017-21374>.
77. Дьяконов В., Абраменкова И. MATLAB. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник. СПб: Изд-во Питер, 2002. 542 с.
78. Журиленко Б.Е., Хорошко В.А. Системы и устройства защиты информации. К.: НАУ, 2004. 63 с.
79. Журиленко Б.Є., Левандівська Л.І., Ніколаєва Н.К. Захист циркулюючої в приміщенні акустичної інформації тональним сигналом. Защита информации. К: НАУ, 2007. С. 36 – 39.
80. Забара С. Характеристики моделювання систем у середовищі MATLAB. К.: Вид. Университет "Украина", 2011. 137 с.
81. Закон України “Про Державну службу спеціального зв’язку та захисту інформації України”.
82. Захаров А.В. Требования к перспективному анализатору сетей Wi-Fi [Електронний ресурс] Режим доступу: <http://www.analitika.info/> (25.05.2019).
83. Зінченко А.О. Ефективність функціонування мережі мобільних станцій зв’язку та радіолокаційної розвідки за показником величини математичного сподівання відведеного збитку. Системи управління, навігації та зв’язку. Полтава. 2016. № 2 (38). С. 142 – 145.
84. Зінченко А.О., Слюсар В.І. Удосконалена модель багатопозиційної інтегрованої системи зв’язку і радіолокації на основі мультикористувальницького методу МІМО. Телекомунікаційні та інформаційні технології. К.: ДУТ, 2014. № 1. С. 55 – 61.

85. Иглин С.П. Теория вероятностей и математическая статистика на базе MATLAB. Харків: НТУ "ХПИ", 2006. 612 с.

86. Использование оконных функций в задачах цифрового спектрального анализа. Примеры и рекомендации [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://intellect.icu/ispolzovanie-okonnykh-funktsij-v-zadachakh-tsifrovogo-spektralnogo-analiza-primery-i-rekomendatsii-4872> (11.04.2019).

87. Калюжный Н.М., Николаев И.М., Ковшарь В.А. Системная методология оценивания эффективности функционирования национальных систем радиочастотного мониторинга на основе пространственно-частотно-временного подхода. Прикладная радиоэлектроника. 2013. № 12. С. 375 – 386.

88. Карпов О.Н., Габович А.Г., Марченко Б.Г., Хорошко В.А., Щербак Л.Н. Компьютерные технологии распознавания речевых сигналов. К: Научное издание, 2005. 138 с.

89. Кибершпион атакует спецслужбы Украины [Электронный ресурс] ESET. 2015. Режим доступа: <http://eset.ua/ru/news/view/390/operation-potao>.

90. Кибербезопасность 2017 – 2018: цифры, факты, прогнозы. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: URL: <https://www.ptsecurity.com/2017>

91. Киберщит Украины: кто стоит на страже кибергранит страны [Электронный ресурс]. 2015. Режим доступа: <http://zillya.ua/ru/kibershchit-ukrainy-kto-stoit-na-strazhe-kibergranits-strany>.

92. Климаш М.М., Бурачок Р.А., Андрухів Т.В. Методи визначення показника якості послуг в телекомунікаційних мережах. Львів, 2009. 285 с.

93. Климаш М.М., Пелішок В.О., Михайлович П.М. Технології мереж мобільного зв'язку. К.: «Освіта України», 2010. 624 с.

94. Ковалевський С.М., Тютюнник В.О., Худов Г.В. Метод розрахунку ефективної поверхні розсіяння малорозмірних повітряних об'єктів при однопозиційному та рознесеному прийомах сигналів в оглядових радіолокаційних станціях. Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. 2015. Вип. 2 (43). С. 28 – 31.

95. Кокотов О.В., Бондаренко А.В. Загальні принципи побудови когнітивних радіосистем. К: Український державний центр радіочастот, 2010. С. 64 – 65.

96. Колмогоров А.Н. О представлении непрерывных функций нескольких переменных в виде суперпозиции непрерывных функций одного переменного. Докл. АН СССР. 1957. Т.114. № 5. С. 953 – 956.

97. Корт С.С. Теоретические основы защиты информации. М.: Гелиос АРВ, 2004. 240 с.

98. Косюк Є.С. Дослідження акустико-вібраційного впливу на апаратне забезпечення комп'ютерних систем. Науковий журнал «Безпека інформації». К.: НАУ, 2018. Т. 24, № 1. С. 28 – 36.

99. Коханович Г.Ф., Бабак В.П., Фисенко В.М. Специальный радиомониторинг. К.: МК-Прес, 2007. 384 с.

100. Кравченко Ю.В., Барабаш О.В. Функціональна стійкість властивість складних технічних систем. Збірник наукових праць НАОУ. Бюл. № 40. К.: НАОУ. 2002. С. 225 – 229.

101. Кривцун А.В. Захаров А.В. Использование новых возможностей комплекса радиомониторинга и цифрового анализа сигналов «Кассандра-М» для обнаружения современных специальных технических средств с передачей информации по радиоканалу [Электронный ресурс] режим доступа: <http://www.inspectorsoft.ru/article.php?id=388> (24.05.2019)

102. Кузьмін О.С., Головка В.В. Оптимізація кластерної структури сенсорної мережі методом імітаційного моделювання. Комп'ютерні науки та інформаційні технології. 2010. № 663. С. 103 – 107.

103. Куликов Е.И. Прикладной статистический анализ. М.: Горячая линия. Телеком, 2008. 464 с.

104. Кушлик-Дивульська О.І., Поліщук Н.В., Орел Б.П., Штабальок П.І. Теорія ймовірностей та математична статистика. К: НТУУ «КПІ», 2014. 212 с.

105. Лаптев О.А., Дрягін А.Б., Юденюк І.С., Блаженний В.І., Шевченко Ю.В. Сучасні тенденції розвитку зв'язку та радіотехнічного забезпечення польотів. Тези доповідей: Науково технічний семінар Національної академії оборони України. м.Київ, 21 січня 2003 р. С. 9 – 14.

106. Ленков С.В., Орехова І.І., Хорошко В.О. Концептуальний і методологічні підходи до підготовки спеціалістів з інформаційної безпеки в Україні Зб. Наук. Праць Військового інституту КНУ імені Тараса Шевченка. Вип. № 33. 2011. С. 6 – 14.

107. Лукова-Чуйко Н.В. Моделювання оптимальних систем захисту інформації. Науково-технічна конференція «Інформаційна безпека держави»: Наукові доповіді учасників науково-технічної конференції, 12 – 13 березня, Київ, КНУ імені Тараса Шевченка, 2015. С. 119 – 120.

108. Лукова-Чуйко Н.В., Складанний П.М. Визначення оптимального варіанту побудови комплексних систем захисту інформації. Об'єднані наукою: перспективи міждисциплінарних досліджень: Матеріали круглого столу: 10 – 11 листопада 2014. Київ, КНУ імені Т. Шевченка, 2014. С. 32 – 35.

109. Мазера Ю.А., Мачуський Е.А., Правда В.І. Радіо-техніка. Енциклопедичний навчальний довідник. К.: Вища школа, 2001. 533 с.

110. Максименко Г.А., Хорошко В.А. Методы выявления, обработки и идентификации сигналов радиозакладных устройств. К: ПолиграфКонсалтинг, 2004. 317 с.

111. Малюк А.А. Информационная безопасность: концептуальные и методологические основы защиты информации. М.: Горячая линия – Телеком, 2004. 280 с.

112. Машков О.А., Коробчинський М.В., Косенко В.Р., Дурняк Б.В. Синтез структури складної системи на основі методів ранжування показників якості та багатокритеріального вибору варіантів. Збірник наукових праць «Моделювання та інформаційні технології». Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України. К.: ІПМЕ, 2011. Вип. 62. С. 3 – 15.

113. Машков О.А., Кравченко Ю.В., Савченко В.А., Власенко Г.М. Метод багатокритеріального вибору оптимального варіанта системи радіонавігаційного забезпечення. Збірник наукових праць «Моделювання та інформаційні технології». Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України. К.: ІПМЕ, 2003. Вип. 22. С. 37 – 41.

114. Методы изучения взаимосвязи социально-экономических явлений с помощью корреляционно-регрессивного анализа [Электронный ресурс]. Режим доступа: [www.Grandars.ru](http://www.Grandars.ru) «Статистика. Общая теория статистики»/ (01.07.2019).

115. Мірошніков В.В., Мілих М.Л., Чумак О.І. Системи передачі цифрової інформації: К.: УНДІЗ, 2001. 82 с.

116. Молодецька-Гринчук К.В. Метод оцінювання ознак загроз інформаційній безпеці держави у соціальних інтернет-сервісах. Автоматизація технологічних і бізнес-процесів. 2017. Том 9, № 2. С. 36 – 42.

117. Молодецька-Гринчук К.В. Модель системи підтримки прийняття рішень для виявлення ознак загроз інформаційній безпеці держави у соціальних Інтернет-сервісах та оцінювання їх рівня. Безпека інформації. Том 23, № 2, 2017. С. 136 – 144.

118. Мусієнко А.П., Барабаш О.В., Лукова-Чуйко Н.В., Собчук В.В. Забезпечення функціональної стійкості інформаційних мереж на основі розробки методу протидії DDoS-атакам. Сучасні інформаційні системи. Харків: НТУ «ХПІ», 2018. Том 2. № 1. С. 56 – 64.

119. Науменко М.І. Високошвидкісна завадостійка передача інформації в каналах телекомунікаційних систем: монографія. К.: Альтерпрес, 2003. С. 66.

120. Николаев В.Е., Жаркова А.И. Непрерывное вейлет преобразование в Матлаб. Молодежный научный форум: Технические и математические науки: электр. сб. ст. по мат. XXXV междунар. студ. науч.-практ. конф. № 6 (35). [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://nauchforum.ru/> (01.05.2019).



121. Нормативний документ системи технічного захисту інформації  
НД ТЗІ 1.5-001-2000 «Радіовиявлювачі. Класифікація. Загальні технічні  
вимоги».

122. Нормативний документ системи технічного захисту інформації  
НД ТЗІ 2.3-001-2001 «Радіовиявлювачі вимірювальні. Методи та засоби  
випробувань».

123. Нормативний документ системи технічного захисту інформації  
НД ТЗІ 2.3-004-2001 «Радіовиявлювачі індикаторні. Методи та засоби  
випробувань».

124. Нормативний документ системи технічного захисту інформації  
НД ТЗІ 2.3-005-2001 «Радіовиявлювачі панорамні. Методи та засоби  
випробувань».

125. Нормативний документ системи технічного захисту інформації  
НД ТЗІ 2.3-006-2001 «Радіовиявлювачі аналізувальні. Методи та засоби  
випробувань».

126. Нормативний документ системи технічного захисту інформації  
НД ТЗІ 1.4-002-08 «Радіолокатори нелінійні. Класифікація. Рекомендовані  
методи та засоби випробувань».

127. Нормативний документ системи технічного захисту інформації  
НД ТЗІ 2.7-011-2012 «Захист інформації на об'єктах інформаційної  
діяльності. Методичні вказівки з розробки Методики виявлення закладних  
пристроїв».

128. Обеспечение безопасности во всем мире – наша постоянная миссия [Електронний ресурс] // Symantec (Norton Security). 2015. Режим доступу до ресурсу: <http://www.symantec.com/ru/ru/>

129. Обработка сигналов с помощью быстрого вейвлет-преобразования на суперкомпьютере в системе Матлаб [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://repository.kaznu.kz/bitstream/handle/123456789/2057>. (26.04.2019).

130. Одарченко Р.С., Гнатюк В.О. Концептуальні засади підвищення рівня кібербезпеки сучасних стільникових мереж. Науковий журнал «Безпека інформації». НАУ. Т. 22. № 2. 2016. С. 143 – 149.

131. Олейник А.А. Субботин С.А. Мультиагентная кластеризация с прямой связью между агентами. Адаптивні системи автоматичного управління. К.: КПІ, 2008. № 13 (33). С. 118 – 128.

132. Олейник А.А., Субботин С.А. Метод оптимизации на основе моделирования перемещения бактерий для решения задачи отбора информативных признаков при построении распознающих моделей. Штучний інтелект. 2009. № 1. С. 278 – 285.

133. Оре О. Графы и их приложение. М.: Эдиториал, 2003. 258 с.

134. Отчёт Cisco по информационной безопасности за 2018 год. База данных [Электронный ресурс]. Режим доступа: [https://www.cisco.com/c/dam/global/ru\\_ru/assets/offers/assets/cisco\\_2018\\_acr\\_ru.pdf](https://www.cisco.com/c/dam/global/ru_ru/assets/offers/assets/cisco_2018_acr_ru.pdf).

135. Патент UA 86600 Пристрій пошуку закладного пристрою за допомогою акустичної локації. Кл. G 01 S 7/52, 15/10. Бюл. № 1, опубл. 10.01.2014.

136. Патент на корисну модель 108734, Україна, Н 04 В 7/165. Пристрій для вимірювання відношення сигнал/шум в приймальних комплексах адаптивного 140 мобільного радіозв'язку. Сайко В.Г., Наритник Т.М., Грищенко М.М., Бреславський В.О., Лисенко Д.Р., Дакова Л.В. Заявник і патентовласник Державній університет телекомунікацій; заявл. 17.02.2016; опубл. 25.07.2016./ Бюл. № 14. 76.

137. Пащенко Р.Е. Красношарпа І.В. Максютя Д.В. Генерування та формування сигналів. Харків: ХУПС. 2011. 200 с.

138. Петров Ю.П. Как получать надежные системы уравнений. СПб: БХВ-Петербург, 2009. 176 с.

139. Петровский В.И., Петровский В.В. Информационная безопасность и электромагнитная совместимость технических средств. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2007. 126 с.

140. Поисковые комплексы. [Электронный ресурс].<https://www.das-ua.com/documents/catalog/> (03.05.2019).

141. Положення про дозвільний порядок проведення робіт з технічного захисту інформації для власних потреб, затверджене наказом ДСТСЗІ СБУ від 22.02.2002 № 9, зареєстроване Міністерством юстиції України 13.03.2002 за № 245/6533.

142. Постанова Кабінету Міністрів України від 08 жовтня 1997 року № 1126 «Про затвердження Концепції технічного захисту інформації в Україні».

143. Постанова Кабінету Міністрів України від 14 травня 2015 року № 295 «Про внесення змін до Плану використання радіочастотного ресурсу України».

144. Практическое применение преобразования Фурье для анализа сигналов. Введение для начинающих [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://habr.com/ru/post/269991/> (05.07.2019).

145. Пухов Г.Е. Дифференциальные преобразования и математическое моделирование физических процессов. К.: Наукова думка. 1986. 158 с.

146. Пухов Г.Е. Дифференциальные спектры и модели. К.: Наукова думка, 1990. 184 с.

147. Радзиевский В.Г. Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. Закрытое акционерное общество Издательство Радиотехника. 2004. 432 с.

148. Радченко С.Г. Методология регрессионного анализа: [монография] К.: Корнійчук, 2011. 375 с.

149. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства 3-е изд., перераб. и доп. М.: Горячая линия – Телеком, 2012. 641 с.

150. Рональд Н. Брейсуэлл. Преобразование Фурье. Scientific American Издание на русском языке. № 8, август 1989. С. 48 – 56 [Электронный

ресурс]. Режим доступа: <http://www.ega-math.narod.ru/Nquant/Fourier.htm> (04.06.2019).

151. Рибальський О.В., Хорошко В.О., Шелест М.Є., Орехова І.І. Методологічне забезпечення системи підготовки спеціалістів з інформаційної безпеки. Сучасна спеціальна техніка, №4, 2011. С. 23 – 30.

152. Савченко В.А., Воробйов О.М., Миколайчук Р.А., Миколайчук А.І., Курсеїєтов Т.Л. Модель точності локальної радіонавігаційної системи з урахуванням нестабільності функціонування окремих елементів. Східно-Європейський журнал передових технологій. Том 3, № 9 (81). 2016. С.4 – 10.

153. Сайт фірми Acustek Ltd <https://www.acustek.com/en> [Електронний ресурс] Режим доступу: [//www.acustek.com/en](https://www.acustek.com/en) (05.06.2019).

154. Сеньо П.С. Теорія ймовірностей та математична статистика. 2-ге вид. К.: Знання. 2007. 556 с.

155. Силантьєв В.А. Применение векторных анализаторов в системах радиоконтроля. Специальная техника. 2002. № 5. С. 25 – 37.

156. Слюсарчук Ю.М., Хром'як Й.Я., Джавала Л.Л., Цимбал В.М. Теорія ймовірностей, математична статистика та імовірнісні процеси: Міністерство освіти і науки України, Нац. ун-т «Львів. політехніка». Львів: Вид-во Львів. політехніки, 2015. 364 с.

157. Смоленцев Н.К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB. 4-е изд. М.: Изд. ДМК Прес. 2014. 628 с.

158. Сорока К.О. Основы теории систем і системного аналізу. Харків: ХНАМГ, 2004. 291 с.

159. Стеклов В.К., Беркман Л.Н. Телекомунікаційні мережі. К.: Техніка, 2001. 650 с.

160. Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Кільчицький Є.В. Оптимізація та моделювання пристроїв і систем зв'язку. К.: Техніка, 2004. 576 с.

161. Стратегія національної безпеки України [Електронний ресурс]. Режим доступу: URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/287/2015>.

162. Ступак В.С., Долматов С.О. Основи радіочастотного контролю. К.: Український державний центр радіочастот, 2004. 231 с.

163. Токмолдин С.Ж., Клименов В.В., Тулеуов З.Ж., Шакенов К.К. Спектральный анализ на ограниченном интервале времени. Оконные функции [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.dsplib.ru/content/win/win.html>

164. Толубко В.Б., Беркман Л.Н., Козелков С.В. Ефективна транспортна мережа п'ятого покоління мобільного зв'язку (ІМТ-2020). Науково-практичний журнал «Зв'язок». 2016. № 6 (123). С. 7 – 12.

165. Толубко В.Б., Беркман Л.Н., Козелков С.В. Формування багатопозиційного сигналу технологій 5G на базі фазорізницевої модуляції високого порядку. Науково-практичний журнал «Зв'язок». 2016. № 4 (122). С. 3 – 7.

166. Толюпа С.В., Борисов І.В. Методика оцінки комплексної системи захисту інформації на об'єкті інформаційної діяльності. Сучасний захист інформації. 2013. № 2. С. 43 – 48.

167. Толюпа С.В., Пархоменко І.І. Побудова комплексних систем захисту складних інформаційних систем на основі структурного підходу. Сучасний захист інформації. 2015. № 4. С. 62 – 70.

168. Указ Президента України від 27 вересня 1999 року № 1229 «Положення про технічний захист інформації в Україні».

169. Форум технической поддержки ПО "РадиоИнспектор" Опция DTest (Digital Test) [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://inspectorsoft.ru/forum/viewtopic.php?id=2222> (05.05.2019).

170. Хижняк І.А., Маковейчук О.М., Худов Р.Г., Подліпаєв В.О., Горбань Г.В., Худов Г.В. Метод ройового інтелекту (штучної бджолоїної колонії (АВС)) тематичного сегментування оптико-електронного зображення. Системи управління, навігації та зв'язку. 2018. Вип. 2 (48). С. 91 – 96.

171. Хонин А. Сканеры защищенности веб-приложений (WASS) – обзор рынка в России и в мире [Электронный ресурс]. Аналитический центр Anti-Malware.ru. 2015. Режим доступа до ресурсу: [https://www.anti-malware.ru/reviews/web\\_application\\_security\\_scanners\\_market](https://www.anti-malware.ru/reviews/web_application_security_scanners_market).

172. Хорошко В.А., Чекатков А.А., Ковтанюк Ю.С. Методы и средства защиты информации. К.: Юниор. 2003. 502 с.

173. Хорошко В.А., Чекатков А.А. Методы и средства защиты информации. К.: 2003. 214 с.

174. Хорошко В.О. Хохлачова Ю.Є. Оцінка захищеності інформаційних систем. Сучасний захист інформації. 2012. № 4. С. 50 – 57.

175. Хорошко В.О., Павлов І.М. Функторність та граничність відображень об'єктів множин в системах захисту інформації. Інформаційна безпека. 2013. № 1. С.107 – 116.

176. Хорошко В.О., Хохлачова Ю.Є. Алгоритм розпізнавання об'єктів у складних умовах. Сучасна спеціальна техніка. 2017. № 1. С. 10 – 16.

177. Хорошко В.О., Хохлачова Ю.Є. Оптимізація параметрів систем захисту в мережах передачі інформації. Інформатика та математичні методи в моделюванні. 2013. Т. 3, № 1. С. 69 – 74.

178. Хорошко В.О., Чернишов О.М. Алгоритм виявлення атак для засобів моніторингу інформації. Сучасний захист інформації. 2012. № 1. С. 49 – 56.

179. Цифровой пеленгатор "Rohde & Schwarz DDF0xE". Техника для спец служб, бюро научно-технической информации, основано в 1999 году. [Электронный ресурс] режим доступа:<http://www.bnti.ru/des.asp?itm=4446>. (24.05.2019).

180. Чарльз Генри Едвардс, Девід Е. Пенні. Диференціальні рівняння і крайові задачі: моделювання та обчислення за допомогою Mathematica, Maple і MATLAB. 3-е видання. К.: Діалектика-Вільямс, 2007. 434 с.

181. Шампайн Л.Ф., Гладвел И., Томпсон С. Решение обыкновенных дифференциальных уравнений с использованием MATLAB. 1-е изд. СПб.: Лань. 2009. 304 с.

182. Шевченко В.Л., Щербланін А.В. Епідеміологічний підхід щодо прогнозування та управління інформаційними інцидентами. Системи обробки інформації. 2017. Вип. 5 (151). С. 145 – 150.

183. Ширман ЯД., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь. 1981. 328 с.

184. Шиян Д.В. Методика оцінки фінансової безпеки банківської системи України. Ефективна економіка. № 12. 2013 [Електронне видання]. – Режим доступу: <http://www.economy.nauka.com.ua/?op=1&z=2586>.

185. Штарк Г.Г. Применение вейвлетов для ЦОС. М.: Техносфера, 2007. 192 с.

186. Щеглов К.А., Щеглов А.Ю. Математические модели эксплуатационной информационной безопасности. Вопросы защиты информации. 2014. Вып. 106. № 3. С. 52 – 65.

187. Юдін О.К., Богуш В.М. Інформаційна безпека держави. К.: Видавництво МК-Прес, 2005. 432 с.

188. Яковлєв А.А., Лис О.О. Спеціальні технічні засоби негласного збору інформації. Наукові праці [Чорноморського державного університету імені Петра Могили комплексу "Києво-Могилянська академія"]. Сер.: Комп'ютерні технології. 2013. Т. 229, Вип. 217. С. 39 – 43.

189. Aaron Don M. Africa, Ara Jyllian A. Abello, Zendrel G. Gacuya, Isaiah Kyle A. Naco, Victor Antonio R. Valdes. Face Recognition Using MATLAB. International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering. 2019. Vol. 8, № 4. July-August. P. 1110 – 1116.

190. Abed Akhmed, Khassan Abed, Zhukov V. Analiz pomehoustoychivosti radiostantsii pri vozdeystvii organizovannyih pomeh. Zhurnal «Vesnik tambovskogo tehničeskogo universiteta». Vol. 22, No 1, 2016 [Elektronnyi resurs] Rezhym dostupu:<https://elibrary.ru/item.asp?id=25503107> (5.09.2019).

191. Borglund A. Statistical Pattern Recognition. International Journal of Computer (IJC). 2014. Vol. 7. No 1.

192. Borio, D. C. Gioia, G. Baldini Asynchronous Pseudolite Navigation Using C/N0 Measurements. Journal of Navigation. 2016. Vol. 69, Issue 03. P. 639 – 658. <http://www.machinelearning.ru/> (01.05.2019)

193. Caia C., Gao Y., A Combined GPS/GLONASS Navigation Algorithm for use with Limited Satellite Visibility [Text]. Journal of Navigation. 2009. Vol. 62, Issue 4. P. 671 – 685.

194. Cellmer S., Rapinski Z., Rzepeca J. Pseudolites and their Applications [Text]. INGEO 2011 – 5th International Conference on Engineering Surveying. Brijuni. Croatia. 2011. P. 269 – 278.

195. Davidović T. & Teodorović, Dušan & Selmic, Milica. Bee Colony Optimization – part I: The algorithm overview. Yugoslav Journal of Operations Research. 2015. 25. P. 33 – 56.

196. ECC Report 168. Regulatory Framework for Indoor GNSS Pseudolites. Electronic Communications Committee (ECC) [Text]. Miesbach, 2011. 20 p.

197. Fedorov E., Alrababah H., Nehad A. The distribution for mation method of reference patterns of vocal speech sounds. International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering. 2017. Vol. 6 (3), May-June, P. 35 – 39.

198. Geers K. Cyber War in Perspective: Russian Aggression against Ukraine Tallinn: CCDCOE, 2015. 176 c.

199. Garg V., Srivastava A., Mishra A. Obscuring Mobile Agents by Source Code Obfuscation. International Journal of Computer Applications. 2013. 61 (9). P. 46 – 50.

200. Gilbert E.N. Random graphs. Ann. Math. Statist. Vol. 30, Issue 4. P. 1141 – 1144.

201. Giriraj Methi. Solution of Differential Equations Using Differential Transform Method. Asian Journal of Mathematics & Statistics. 2016. Vol. 9. Issue: 1–3. P. 1–5.



202. Hau C. C. Handbook of pattern recognition and computer vision. World Scientific, 2015.

203. Helstrom C. W. Statistical Theory of Signal Detection: International Series of Monographs in Electronics and Instrumentation. Elsevier, 2013. Vol. 9.

204. Hillenbrand J., Weiss T. A., Jondral F. K. Calculation of detection and false alarm probabilities in spectrum pooling systems. IEEE Communications Letters. 2005. Vol. 9. Issue 4. P. 349 – 351.

205. Hwang S. D. Yu. Clock Synchronization Algorithm for Pseudolite [Text] Advanced Science and Technology Letters. 2013. Vol. 44. P. 36 – 39.

206. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer (PHY) Specifications.

207. Lewis T. Critical Infrastructure Protection in Homeland Security: Defending a Networked Nation., 2014. 400 p. (Wiley).

208. Lorraine K. J. Kumar D., Bhaskar, C.V., Sipora K. Analysis of Near-Far Effect and Multipath Mitigation Techniques for Pseudolite Based Positioning Applications [Text] International Journal of Electronics & Communication Technology. 2014. Vol. 5, Issue 3. P. 37 – 41.

209. Lukova-Chuiko N., Barabash O., Musiyenko A. Methods of self-diagnosis of telecommunication networks based on flexible structures of test connections. Collection of materials of International Scientific Conference «Complex Systems Security Management – 2015». Liptovský Mikuláš, Slovakia, 2015. P. 215 – 220.

210. Mastrocinque E., Yuce A. B., Lambiase A., Packianather M. S. Multi-Objective Optimisation for Supply Chain Network Using the Bees Algorithm Int. J. Eng. Bus. Manage. 2013. No 5. P. 1–11.

211. Matteo A., Pirrotta A. Generalized differential transform method for nonlinear boundary value problem of fractional order. Communications in

Nonlinear Science and Numerical Simulation. 2015. Vol. 29 (1–3), Issues 1–3, P. 88–101.

212. Ndi Meksianis, Anggriani Nursanti, Supriatna Asep K. Application of differential transformation method for solving dengue transmission mathematical model AIP. Conference Proceedings. 2018. Vol. 1937, Issue 1, id.020012/

213. Oppenheim A. V. and Schafer R. W. Discrete-Time Signal Processing, Prentice-Hall, 1989. P. 447 – 448.

214. Pang-Ning T. Michael, Steinbach; Kumar, Vipin Cluster Analysis: Basic Concepts and Algorithms. Chapter 7. Introduction to Data Mining. Addison-Wesley. (2005).

215. Pavlov, A. N. Tupitsyn A.N., Legros A., Beuter A., Mosekilde E. Using wavelet analysis to detect the influence of low frequency magnetic fields on human physiological tremor. Physiological Measurement. 2007. Vol. 28. P. 321 – 333.

216. Quian Quiroga, R. Nadasdy Z., Ben-Shaul Y. Unsupervised spike detection and sorting with wavelets and superparamagnetic clustering. Neural Computation. 2004. Vol. 16. P. 1661 – 1687.

217. Sandeep K. Kumar, Dr. Vivek Kumar Sharma and Rajani Kumari Randomized Memetic Artificial Bee Colony Algorithm. International Journal of Emerging Trends & Technology in Computer Science (IJETTCS). Vol. 3. Issue 1. January– February. 2014. P. 52 – 62.

218. Shapiro J. Embedded Image Coding Using Zerotrees of Wavelet Coefficients. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003. Vol. 41, No. 12. 4.

219. Smitha K. G., Vinod A. P. Cluster based power efficient cooperative spectrum sensing under reduced bandwidth using location information. AEU International Journal of Electronics and Communications. 2012. Vol. 66. No 8. P. 619 – 624.

220. Swets J. A Signal detection theory and ROC analysis in psychology and diagnostics: Collected papers. Psychology Press, 2014. 12. SDR and CR Boost Wireless Communications [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.electronicdesign.com>

221. Tiwary K., Behera K., Sharada G., Singh A., Modelling and Simulation of Pseudolite-based Navigation: A GPS-independent Radio Navigation System [Text]. Defence Science Journal. 2010. Vol. 60. Issue 5. P. 541 – 550.

222. Tsai, P.-W. Pan, J.-S.; Liao, B.-Y.; Chu, S.-C. Enhanced Artificial Bee Int. J. Innovative Comput. Inf. Control. 2009. No 5. P. 5081 – 5092.

223. Ulf Schnars, Werner PO Juptner. Digital recording and numerical reconstruction of holograms. Mes. Sci.Technol. 2002. Vol 13. P. R85 – R101.

224. Wahid A. Artificial Bee colony and its Application: An Overview / Abdul Wahid, SubhraChandanBehera, DebasishMohapatra. International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology (IJARCET). Vol. 4. Issue 4, April 2015. P. 1475 – 1480.

225. Watanabe S. Methodologies of pattern recognition. Academic Press. 2014.

226. Weber C., Peter M., Felhauer T. Automatic modulation classification technique for radio monitoring. Electronics Letters. 2015. Vol. 51. No 10. P. 794 – 796.

Лаптев Олександр Анатолійович, доктор технічних наук, старший науковий співробітник, професор кафедри систем інформаційного та кібернетичного захисту Державного університету телекомунікацій. Автор понад 100 опублікованих наукових робіт. Область наукових інтересів – виявлення, достовірне розпізнавання та точна локалізація засобів негласного отримання інформації, перетворення та апроксимація сигналів, захист інформації.

**О.А.Лаптев**

**МЕТОДОЛОГІЧНІ ОСНОВИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ПОШУКУ ЦИФРОВИХ  
ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ**

(українською мовою)

Наукове видання

Тех. редактор *Ю.І. Верещак*