

УДК 621.396.96, 621.397.48:004.932.2, 534.232.6

КП

№ держреєстрації 0121U109998

Міністерство освіти і науки України  
Харківський Національний університет радіоелектроніки  
(ХНУРЕ)

61166, м. Харків, пр. Науки, 14

тел. /факс: (057) 702 10 13

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з наукової роботи

*Неофитний* Михайло НЕОФИТНИЙ

2022.12.29



### ЗВІТ

### ПРО НАУКОВО-ДОСЛІДНУ РОБОТУ

«Методи і засоби виявлення безпілотних літальних апаратів системи захисту  
військових і критично важливих об'єктів інфраструктури»

(тема № 335)

(заключний)

Керівник НДР

доктор технічних наук професор

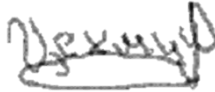
Володимир КАРТАШОВ

2022

Рукопис закінчено 27 грудня 2022 р.

Результати роботи розглянуті Науково-технічною радою ХНУРЕ,  
протокол № 1/2-2 від 11 січня 2023 р.

## СПИСОК АВТОРІВ

|                                                  |                                                                                      |                                                                |
|--------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------|
| Керівник НДР<br>г.н.с., д-р техн. наук, професор |    | Володимир КАРТАШОВ<br>(Вступ, реферат, висновки, розділи 1, 2) |
| С.н.с, канд. техн. наук, доцент                  |    | Віталій ПОСОШЕНКО<br>(п.1.2)                                   |
| С.н.с, канд. техн. наук, доцент                  |    | Сергій ШЕЙКО<br>(п.1.5)                                        |
| С.н.с., канд. техн. наук, доцент                 |   | Сергій ШАПОВАЛОВ<br>(п.п.1.3.1)                                |
| С.н.с., канд. техн. наук, доцент                 |  | Андрій ЄГОРОВ<br>(п.п.1.2.2)                                   |
| С.н.с., канд. фіз.-мат. наук, доцент             |  | Роман ЦЕХМІСТРО<br>(п.п.1.4.2)                                 |
| С.н.с., канд. техн. наук, с.н.с.                 |  | Оксана ХАРЧЕНКО<br>(п.п.1.2.1)                                 |
| С.н.с., канд. техн. наук, доцент                 |  | Костянтин КОЛІСНИК<br>(п.п.1.1.2)                              |
| С.н.с.                                           |   | Вікторія КОЛІСНИК<br>(п.п.1.2.1, 1.4.2.1)                      |

Н.с., аспірант

Роман БОБНЄВ  
(п.1.3)

М.н.с., аспірант

Анастасія КАПУСТА  
(п.1.1, 1.2)

Г.н.с., д-р техн. наук, доцент

Вячеслав РЯБУХА  
(Вступ, Висновки, розділ 2)

П.н.с., д-р техн. наук, доцент

Дмитро АТАМАНСЬКИЙ  
(Розділ 2)

П.н.с., канд. техн. наук, с.н.с.

Валерій ЗАРИЦЬКИЙ  
(п. 2.1, п. 2.2)

С.н.с., канд. техн. наук

Андрій СЕМЕНЯКА  
(Розділ 2)

С.н.с., канд. техн. наук

Геннадій ЖУГА  
(п. 2.1, п. 2.3)

С.н.с.

Євген КАТЮШИН  
(Розділ 2)

Провідний інженер

Вікторія ЗАРИЦЬКА  
(п.п. 2.2.1)

## РЕФЕРАТ

Звіт НДР: 348 сторінок, 102 рисунків, 29 таблиць, 213 джерел.

Об'єкт дослідження: процес виявлення і спостереження БПЛА в умовах дії завад.

Предмет дослідження: методи і засоби виявлення БПЛА в радіо, акустичному, оптичному й інфрачервоному діапазонах хвиль, визначення їхніх координат і параметрів руху в різних метеорологічних умовах і в умовах дії завад.

Мета дослідження: розроблення методів і технічних рішень для створення засобів оброблення радіолокаційних, акустичних, оптичних і інфрачервоних сигналів, випромінюваних або відбитих БПЛА, в умовах дії завад для виявлення безпілотних літальних апаратів в системі захисту військових і критично важливих об'єктів інфраструктури.

Методи дослідження: аналітичний, критичний огляд відомих в літературі технічних рішень, статистичний синтез оптимальних і квазіоптимальних структур, їх аналіз, аналітичне і імітаційне комп'ютерне математичне моделювання, експеримент, системне обґрунтування пропозицій, розроблення практичних рекомендацій.

У звіті наведено такі результати:

- математичні моделі динамічної повітряної обстановки в зоні військових та критично важливих об'єктів інфраструктури;
- математичні моделі і методи виявлення радіолокаційних сигналів, розсіяних на акустичних коливаннях, створюваних БПЛА;
- методи комплексної обробки радіолокаційних, акустичних, оптичних, інфрачервоних сигналів БПЛА з урахуванням їх інформативності та природного ешелонування інформаційних каналів;
- удосконалені моделі і методи обробки акустичних сигналів БПЛА на фоні завад;



- удосконалені методи обробки оптичних і інфрачервоних сигналів БПЛА на фоні завад;

- математичні моделі маскувальних і імітувальних активних завад:

- о маскувальної неперервної прицільної (вузькосмугової) активної шумової завади,

- о маскувальної неперервної загороджувальної (широкосмугової) активної шумової завади,

- о імітувальної багаторазової відповідної імпульсної активної завади,

- о імітувальної імпульсної БРЕМ активної завади типу БМБР,

- о імітувальної імпульсної Б ЛЕМ активної завади типу C&I;

- результати огляду існуючих методів розпізнавання;

- алгоритм розпізнавання класів і типів активних завад, що надійшли на вхід РЛС виявлення БПЛА;

- методика математичного моделювання розробленого алгоритму розпізнавання й оцінки ймовірності правильного розпізнавання класу й типу активних завад;

- результати аналізу ймовірності правильного розпізнавання класів і типів активних завад під час використання розробленого алгоритму розпізнавання;

- метод адаптивного керування режимами роботи РЛС виявлення БПЛА в умовах дії маскувальних або (і) імітувальних активних завад на основі використання результатів розпізнавання класів і типів активних завад.

Наукова новизна отриманих результатів обумовлена тим, що у світовій науці практично відсутні системні публікації з розроблення методів і засобів виявлення, визначення координат і параметрів руху безпілотних літальних апаратів шляхом використання комплексної обробки радіолокаційних, акустичних, оптичних та інфрачервоних сигналів для системи захисту військових і критично важливих об'єктів інфраструктури у різних метеорологічних умовах, різний час доби та різноманітній завадовій обстановці.

Розроблені в НДР науково-технічні рішення можуть бути надалі

використані ДП «КБ Південне» імені М.К. Янгеля, на провідних вітчизняних підприємствах Державного концерну «Укроборонпром» із виробництва радіолокаційної техніки, зокрема, на Казенному підприємстві «Науково-виробничий комплекс «Іскра» (м. Запоріжжя) і Державному підприємстві «Науково-дослідний інститут радіолокаційних систем «Квант-Радіолокація» (м. Київ), ДП «НДІ «Квант» (м. Київ).

Отримані результати досліджень можуть бути використані в навчальному процесі для вдосконалення і оновлення лекційних курсів, циклів лабораторних робіт та практичних завдань за навчальними дисциплінами «Основи теорії радіолокації і радіонавігації» «Цифрова обробка сигналів», «Обробка зображень», «Радіоелектронні системи», «Акустичні пристрої» при підготовці кадрів вищої кваліфікації в галузі обробки багатомодальних сигналів і зображень, радіолокаційних, оптичних, інфрачервоних та акустичних сигналів.

Галузь застосування: розробка, виробництво і експлуатація комплексних інформаційних систем виявлення, вимірювання координат і розпізнавання типу і класу БПЛА.

Споживачі – підприємства України з виробництва оптико-електронної, акустичної і радіолокаційної техніки.

Конкурентоспроможність забезпечується ефективністю методів і технічних рішень для створення системи з захисту критично важливих об'єктів інфраструктури, методів обробки багатомодальних сигналів для виявлення безпілотних літальних апаратів в різних метеорологічних умовах і в умовах дії завад різної природи.

Робота є продовженням науково-дослідної роботи "Розроблення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних і радіолокаційних сигналів для виявлення безпілотних літальних апаратів, визначення їх координат та параметрів руху".

БЕЗПІЛОТНИЙ ЛІТАЛЬНИЙ АПАРАТ, КРИТИЧНО ВАЖЛИВИЙ ОБ'ЄКТ ІНФРАСТРУКТУРИ, МОДЕЛЮВАННЯ, ВИЯВЛЕННЯ, ОЦІНКА ПАРАМЕТРІВ, РАДІОЛОКАЦІЙНА СТАНЦІЯ, СОДАР, ВІДЕОКАМЕРА,

ОБРОБКА ЗОБРАЖЕНЬ, КОМПЛЕКСНА ОБРОБКА СИГНАЛІВ, DRFM ЗАВАДА ТИПУ SMSP, DRFM ЗАВАДА ТИПУ C & I, ЛЧМ ІМПУЛЬС, РЛС ВІЯВЛЕННЯ БПЛА, ІМПУЛЬСНА (ІМІТУВАЛЬНА) ЗАВАДА, МАСКУВАЛЬНА ЗАВАДА, РОЗПІЗНАВАННЯ КЛАСУ ТА ТИПУ АКТИВНИХ ЗАВАД, БАГАТОРАЗОВА ВІДПОВІДНА ЗАВАДА, СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНА ПОХИБКА, ІМОВІРНІСТЬ ПРАВИЛЬНОГО РОЗПІЗНАВАННЯ

## ЗМІСТ

|                                                                                                                                                       |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ,<br>СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ.....                                                                            | 16 |
| ВСТУП.....                                                                                                                                            | 19 |
| <br>РОЗДІЛ 1    РОЗРОБЛЕННЯ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ І МЕТОДІВ<br>ВИЯВЛЕННЯ БПЛА.....                                                                     | 25 |
| 1.1    Розроблення математичних моделей динамічної повітряної<br>обстановки в зоні військових та критично важливих об'єктів<br>інфраструктури.....    | 25 |
| 1.1.1    Постановка задачі моделювання .....                                                                                                          | 27 |
| 1.1.2    Моделювання моментів часу та координат точок<br>вльоту літальних апаратів у зону КВО.....                                                    | 29 |
| 1.1.3    Моделювання типу, висоти польоту та швидкості ЛА...                                                                                          | 33 |
| 1.2    Розроблення математичних моделей і методів виявлення<br>радіолокаційних сигналів, розсіяних на акустичних коливаннях,<br>створюваних БПЛА..... | 38 |
| 1.2.1    Метод виявлення БПЛА за радіолокаційними<br>сигналами, що розсіюються на акустичних хвилях,<br>створюваних БПЛА.....                         | 38 |
| 1.2.1.1    Акустичне випромінювання БПЛА.....                                                                                                         | 39 |
| 1.2.1.2    Теоретичні та експериментальні результати<br>розсіювання радіохвиль на звукових хвилях.....                                                | 42 |
| 1.2.1.3    Радіоакустичний метод виявлення БПЛА.....                                                                                                  | 46 |
| 1.2.2    Алгоритм виявлення радіолокаційних сигналів, що<br>розсіюються на акустичних хвилях, створюваних<br>БПЛА.....                                | 48 |
| 1.2.2.1    Алгоритм виявлення.....                                                                                                                    | 49 |
| 1.2.2.2    Практична реалізація алгоритму виявлення.....                                                                                              | 55 |

|                                                                                                                                    |     |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 1.2.3 Алгоритм оцінювання розподілу енергії радіолокаційних сигналів, які розсіюються на акустичних збуреннях, створених БПЛА..... | 58  |
| 1.3 Розроблення удосконалених математичних моделей і методів обробки акустичних сигналів БПЛА на фоні завад.....                   | 69  |
| 1.3.1 Діаграми спрямованості акустичного випромінювання БПЛА.....                                                                  | 69  |
| 1.3.1.1 Опис експериментальної установки.....                                                                                      | 70  |
| 1.3.1.2 2Д подання характеристик звукового поля БПЛА.....                                                                          | 74  |
| 1.3.1.3 3Д подання характеристик звукового поля БПЛА.....                                                                          | 79  |
| 1.3.2 Дослідження методів просторово-часової обробки акустичних сигналів безпілотних літальних апаратів...                         | 86  |
| 1.3.2.1 Класичні методи пеленгації акустичних сигналів.....                                                                        | 87  |
| 1.3.2.2 Методи високої роздільної здатності.....                                                                                   | 90  |
| 1.3.3 Визначення місця положення малорозмірних безпілотних літальних апаратів за акустичним випромінюванням.....                   | 100 |
| 1.3.3.1 Особливості акустичного випромінювання БПЛА.....                                                                           | 101 |
| 1.3.3.2 Пасивні методи визначення місцезнаходження БПЛА за акустичним випромінюванням.....                                         | 105 |
| 1.3.3.3 Структура пасивного содару з мінімально можливою кількістю мікрофонів.....                                                 | 113 |
| 1.3.3.4 Обробка результатів випромінювання пасивного содару.....                                                                   | 115 |
| 1.3.3.5 Чинники, що впливають на величину похибки визначення координат БПЛА.....                                                   | 115 |
| 1.3.3.6 Результати імітаційного моделювання з визначення місцезнаходження БПЛА з використанням пасивного содару.....               | 119 |

|         |                                                                                                                 |     |
|---------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 1.3.3.7 | Результати натурних експериментів щодо визначення місця розташування БПЛА з використанням пасивного содару..... | 122 |
| 1.4     | Розроблення методів комплексної обробки радіолокаційних, акустичних, оптичних, інфрачервоних сигналів БПЛА..... | 125 |
| 1.4.1   | Комплексування інформаційних каналів інтегрованої системи виявлення БПЛА.....                                   | 125 |
| 1.4.1.1 | Постановка завдання комплексної обробки інформації при вимірюванні координат і параметрів руху БПЛА...          | 127 |
| 1.4.1.2 | Моделі вхідних сигналів.....                                                                                    | 134 |
| 1.4.1.3 | Співвідношення для синтезу та аналізу систем.....                                                               | 136 |
| 1.4.1.4 | Співвідношення для комплексування пристроїв виявлення.....                                                      | 139 |
| 1.4.2   | Особливості задач виявлення груп БПЛА.....                                                                      | 141 |
| 1.4.2.1 | Просторове ешелонування окремих каналів комплексних систем.....                                                 | 142 |
| 1.4.2.2 | Комплексування інформаційних каналів.....                                                                       | 145 |
| 1.4.2.3 | Комплексування алгоритмів виявлення.....                                                                        | 146 |
| 1.4.2.4 | Методи обробки сигналів в інтегрованій системі з використанням цілевказівки.....                                | 149 |
| 1.5     | Удосконалення методів обробки оптичних і інфрачервоних сигналів БПЛА на фоні завад.....                         | 152 |
| 1.5.1   | Оцінка ефективності виявлення малих дронів у інфрачервоному діапазоні за допомогою нейронних мереж YOLOv5.....  | 152 |
| 1.5.1.1 | Методика дослідження.....                                                                                       | 154 |
| 1.5.2   | Результати експерименту та їх обговорення.....                                                                  | 158 |
|         | Висновки за розділом 1.....                                                                                     | 164 |

|          |                                                                                                             |     |
|----------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| РОЗДІЛ 2 | РОЗПІЗНАВАННЯ КЛАСІВ І ТИПІВ АКТИВНИХ ЗАВАД,<br>ЩО НАДІЙШЛИ НА ВХІД РЛС ВІЯВЛЕННЯ БПЛА .....                | 170 |
| 2.1      | Математичні моделі маскувальних та імітувальних активних<br>завад .....                                     | 170 |
| 2.1.1    | Безперервні маскувальні активні шумові завади .....                                                         | 171 |
| 2.1.2    | Імітувальні імпульсні активні завади.....                                                                   | 175 |
| 2.1.2.1  | Багаторазова імпульсна завада у відповідь .....                                                             | 175 |
| 2.1.2.2  | DRFM завада .....                                                                                           | 178 |
| 2.2      | Результати огляду існуючих методів розпізнавання .....                                                      | 195 |
| 2.2.1    | Огляд існуючих методів розпізнавання.....                                                                   | 196 |
| 2.2.1.1  | Статистичний метод .....                                                                                    | 196 |
| 2.2.1.2  | Логічний метод .....                                                                                        | 201 |
| 2.2.1.3  | Методи, що ґрунтуються на пошуку «мінімуму<br>відстані» .....                                               | 203 |
| 2.2.1.4  | Методи колективного розпізнавання .....                                                                     | 205 |
| 2.2.1.5  | Раціональний метод прийняття рішень .....                                                                   | 207 |
| 2.3      | Алгоритм розпізнавання класів і типів активних завад, що<br>надійшли на вхід РЛС виявлення БПЛА .....       | 208 |
| 2.3.1    | Опис розробленого двоетапного послідовно-логічного<br>алгоритму розпізнавання типів активних завад (АЗ) ... | 208 |
| 2.3.1.1  | Розпізнавання класу АЗ за послідовно-логічним<br>алгоритмом .....                                           | 209 |
| 2.3.1.2  | Розпізнавання типу АЗ за послідовно-логічним<br>алгоритмом .....                                            | 211 |
| 2.3.2    | Конкретизація послідовно-логічного алгоритму .....                                                          | 213 |
| 2.3.2.1  | Підготовка вихідних даних .....                                                                             | 213 |
| 2.3.2.2  | Етап №1 – розпізнавання класу АЗ .....                                                                      | 220 |

|         |                                                                                                                                                            |     |
|---------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 2.3.2.3 | Етап №2 – розпізнавання типу АЗ із розпізнаного класу                                                                                                      | 221 |
| 2.4     | Методика математичного моделювання розробленого алгоритму розпізнавання та оцінки ймовірності правильного розпізнавання класу та типу активних завад ..... | 222 |
| 2.4.1   | Алгоритм випробування з розпізнавання класу АЗ .....                                                                                                       | 223 |
| 2.4.1.1 | Формування істинних значень параметрів обраного класу АЗ .....                                                                                             | 223 |
| 2.4.1.2 | Моделювання оцінок параметрів обраного класу АЗ ....                                                                                                       | 224 |
| 2.4.1.3 | Розпізнавання класу АЗ .....                                                                                                                               | 225 |
| 2.4.1.4 | Оцінка ймовірності правильного розпізнавання класу АЗ.....                                                                                                 | 225 |
| 2.4.2   | Алгоритм випробування з розпізнавання типу АЗ .....                                                                                                        | 226 |
| 2.5     | Результати аналізу ймовірності правильного розпізнавання класів активних завад під час використання розробленого алгоритму розпізнавання .....             | 226 |
| 2.5.1   | Умови моделювання .....                                                                                                                                    | 226 |
| 2.5.2   | Критерії розпізнавання класу активної завади за двома параметрами .....                                                                                    | 229 |
| 2.5.2.1 | Критерій "один із двох" .....                                                                                                                              | 230 |
| 2.5.2.2 | Критерій "два з двох" .....                                                                                                                                | 230 |
| 2.5.2.3 | Критерій "максимум підсумкової суми" .....                                                                                                                 | 231 |
| 2.5.3   | Алгоритми розпізнавання класу за двома параметрами .                                                                                                       | 232 |
| 2.5.3.1 | Алгоритм розпізнавання класу за критерієм "один із двох" .....                                                                                             | 232 |
| 2.5.3.2 | Алгоритм розпізнавання класу за критерієм "два з двох"                                                                                                     | 236 |
| 2.5.3.3 | Алгоритм розпізнавання класу за критерієм "максимуму підсумкової суми" .....                                                                               | 237 |



|         |                                                                                                                                   |     |
|---------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 2.5.4   | Критерії розпізнавання класу АЗ за трьома параметрами.....                                                                        | 241 |
| 2.5.4.1 | Критерій "два з трьох" .....                                                                                                      | 241 |
| 2.5.4.2 | Критерій "три з трьох" .....                                                                                                      | 241 |
| 2.5.4.3 | Критерій "максимум підсумкової суми" при розпізнаванні АЗ за трьома параметрами .....                                             | 241 |
| 2.5.5   | Алгоритми розпізнавання класу за трьома параметрами                                                                               | 242 |
| 2.5.5.1 | Алгоритм розпізнавання класу за критерієм "два з трьох".....                                                                      | 242 |
| 2.5.5.2 | Алгоритм розпізнавання класу за критерієм "три з трьох".....                                                                      | 244 |
| 2.5.5.3 | Алгоритм розпізнавання класу за трьома параметрами та критерієм "максимуму підсумкової суми" .....                                | 247 |
| 2.5.6   | Аналіз ефективності розпізнавання АЗ першого класу – маскувальної безперервної активної шумової завади за двома параметрами ..... | 250 |
| 2.5.6.1 | Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "один із двох" .....                                                     | 250 |
| 2.5.6.2 | Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "два з двох" .....                                                       | 256 |
| 2.5.6.3 | Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "максимум підсумкової суми" .....                                        | 257 |
| 2.5.7   | Аналіз ефективності розпізнавання першого класу – маскувальної безперервної активної завади за трьома параметрами .....           | 259 |
| 2.5.7.1 | Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "два з трьох" .....                                                      | 259 |
| 2.5.7.2 | Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "три з трьох" .....                                                      | 262 |

|         |                                                                                                                                                                                                                   |     |
|---------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 2.5.7.3 | Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "максимум підсумкової суми" .....                                                                                                                        | 264 |
| 2.5.8   | Аналіз ефективності розпізнавання другого класу – імітувальної імпульсної АЗ, за двома параметрами .....                                                                                                          | 266 |
| 2.5.8.1 | Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "один із двох" .....                                                                                                                                     | 266 |
| 2.5.8.2 | Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "два з двох" .....                                                                                                                                       | 272 |
| 2.5.8.3 | Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "максимум підсумкової суми" .....                                                                                                                        | 273 |
| 2.5.9   | Аналіз ефективності розпізнавання другого класу – імітувальної імпульсної АЗ, за трьома параметрами .....                                                                                                         | 275 |
| 2.5.9.1 | Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "два з трьох" .....                                                                                                                                      | 275 |
| 2.5.9.2 | Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "три з трьох" .....                                                                                                                                      | 277 |
| 2.5.9.3 | Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "максимум підсумкової суми" .....                                                                                                                        | 278 |
| 2.6     | Оцінка ефективності розпізнавання типів АЗ .....                                                                                                                                                                  | 280 |
| 2.6.1   | Умови моделювання .....                                                                                                                                                                                           | 280 |
| 2.6.2   | Аналіз ефективності розпізнавання першого та другого типів АЗ .....                                                                                                                                               | 282 |
| 2.6.3   | Аналіз ефективності розпізнавання третього, четвертого та п'ятого типів АЗ .....                                                                                                                                  | 285 |
| 2.7     | Метод адаптивного керування режимами роботи РЛС виявлення БПЛА в умовах дії маскувальних або (і) імітувальних активних завад на основі використання результатів розпізнавання класів і типів активних завад ..... | 287 |

|         |                                                                                                                 |     |
|---------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 2.7.1   | Стислий опис системи адаптивного керування режимами РЛС виявлення БПЛА.....                                     | 287 |
| 2.7.1.1 | Загальні положення.....                                                                                         | 287 |
| 2.7.1.2 | Етапи управління системою адаптивного керування РЛС.....                                                        | 290 |
| 2.7.2   | Вибір режимів роботи РЛС при впливі радіоелектронних завад різного виду.....                                    | 295 |
| 2.7.2.1 | Методи захисту від вузькосмугової (прицільної) АШЗ                                                              | 295 |
| 2.7.2.2 | Методи захисту від широкосмугової (загороджувальної) АШЗ.....                                                   | 296 |
| 2.7.2.3 | Методи захисту від БВАЗ.....                                                                                    | 297 |
| 2.7.2.4 | Методи захисту від імпульсних завад DRFM типу.....                                                              | 298 |
|         | Висновки за розділом 2.....                                                                                     | 299 |
|         | ВИСНОВКИ.....                                                                                                   | 302 |
|         | ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....                                                                                           | 315 |
|         | ДОДАТОК А. ВИВЕДЕННЯ ФОРМУЛИ ВІДКЛИКУ ФІЛЬТРУ<br>СТИСНЕННЯ НА ФРАГМЕНТ DRFM ЗАВАДИ ТИПУ SMSR .....              | 341 |
|         | ДОДАТОК Б. АКТ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОМІСІЇ ЩОДО ТЕХНІЧНОЇ<br>РЕАЛІЗАЦІЇ ДОСЛІДЖЕНЬ НАУКОВО-ДОСЛІДНОЇ РОБОТИ ..... | 347 |
|         | ДОДАТОК В. АКТ ЩОДО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ РЕЗУЛЬТАТІВ<br>ДОСЛІДЖЕНЬ НАУКОВО-ДОСЛІДНОЇ РОБОТИ.....                | 348 |

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

|             |   |                                                 |
|-------------|---|-------------------------------------------------|
| АЕС         | — | атомна електрична станція;                      |
| АВ          | — | акустичне випромінювання;                       |
| АЧХ         | — | амплітудно-частотна характеристика;             |
| АЦП         | — | аналого-цифровий перетворювач;                  |
| БПЛА        | — | безпілотний літальний апарат;                   |
| ВСШ         | — | відношення сигнал/шум;                          |
| ВКФ         | — | взаємна кореляційна функція;                    |
| $\Gamma(x)$ | — | гама-функція Ейлера;                            |
| ДС          | — | діаграма спрямованості;                         |
| ДАВ         | — | джерело акустичного випромінювання;0            |
| ЕМВ         | — | електромагнітне випромінювання;                 |
| ЕПР         | — | ефективна поверхня розсіювання;                 |
| ІЧ          | — | інфрачервоне випромінювання;                    |
| ІСОІ        | — | інтегрована система обробки інформації;         |
| ІСВОІ       | — | інтегрована система вторинної обробки сигналів; |
| КВОІ        | — | критично важливий об'єкт інфраструктури;        |
| КРУ         | — | командні радіолінії управління;                 |
| ЛА          | — | літальний апарат;                               |
| МР          | — | мікрофонна решітка;                             |
| МШП         | — | малошумний підсилювач;                          |
| ПНЧ         | — | підсилювач низької частоти;                     |
| ППО         | — | протиповітряна оборона;                         |
| ПС          | — | просторовий спектр;                             |
| РАС         | — | радіоакустична система;                         |
| РЛС         | — | радіолокаційна станція;                         |
| РДМ         | — | різницево-дальномірний метод;                   |
| СКВ         | — | середньоквадратичне відхилення;                 |
| СЦП         | — | спектральна щільність потужності;               |

|            |   |                                                            |
|------------|---|------------------------------------------------------------|
| ФСКІК      | — | фільтраційна система комплексування інформаційних каналів; |
| ФЧХ        | — | фазо-частотна характеристика;                              |
| D(x)       | — | другий момент (дисперсія)т випадкової величини;            |
| DADS       | — | система акустичного спостереження;                         |
| GCC        | — | узагальнена крос-кореляція;                                |
| M(x)       | — | математичне очікування випадкової величини;                |
| NAM        | — | середньоарифметичне нормування;                            |
| PHAT       | — | фазове перетворення;                                       |
| SCADA      | — | система диспетчерського управління та збору даних;         |
| SCR        | — | відношення сигнал/нерівномірність фону;                    |
| SPR        | — | керування потужністю відгуку;                              |
| TDOA       | — | метод різниці часу приходу;                                |
| YOLO       | — | сімейство нейронних мереж;                                 |
| $\chi^2_N$ | — | розподіл «хи-квадрат» з N ступенями свободи;               |
| $\xi$      | — | випадкова величина, що має розподіл «хи-квадрат»;          |
| AЗ         | — | активна завада;                                            |
| АМШ        | — | амплітудно-модульовані шумові (завади);                    |
| АПС        | — | аналізатор параметрів сигналів;                            |
| АЧМШ       | — | амплітудно-частотно-модульовані шумом (завади);            |
| АШЗ        | — | активна шумова завада;                                     |
| БВІАЗ      | — | багаторазова відповідна імпульсна активна завада ;         |
| БПЛА       | — | безпілотні літальні апарати;                               |
| ВІМ        | — | внутрішньоімпульсна модуляція;                             |
| ДЕЗ        | — | діапазон еталонних значень;                                |
| ІКО        | — | індикатор кругового огляду;                                |
| КС         | — | конфліктна ситуація;                                       |
| ЛЧМ        | — | лінійна частотна модуляція;                                |
| НВЧ        | — | надвисокі частоти;                                         |
| ОПР        | — | особистість, що приймає рішення;                           |
| ПЦ         | — | повітряна ціль;                                            |

|           |   |                                                                                |
|-----------|---|--------------------------------------------------------------------------------|
| РЕЗ       | — | радіоелектронний захист;                                                       |
| КРЕЗ      | — | комплекс радіоелектронного заглушення;                                         |
| РЛІ       | — | радіолокаційна інформація;                                                     |
| РТР       | — | радіотехнічна розвідка;                                                        |
| САУ       | — | система автоматизованого управління;                                           |
| СГП       | — | спектральна густина потужності;                                                |
| СКП       | — | середньоквадратична похибка;                                                   |
| СППР      | — | системи підтримки прийняття рішення;                                           |
| СРР       | — | сили радіолокаційної розвідки;                                                 |
| ЧМ        | — | частотна модуляція;                                                            |
| ЧМШ       | — | частотно-модульовані шумові (завади);                                          |
| ЧП        | — | часові параметри;                                                              |
| ЙмПР      | — | ймовірність правильного розпізнавання;                                         |
| DRFM      | — | Digital Radio Frequency Memory (цифрова радіочастотна пам'ять);                |
| C & I     | — | chopping and interleaving (вирізка і перемежування);                           |
| $P_{amb}$ | — | ймовірність неоднозначного рішення;                                            |
| $P_{cor}$ | — | ймовірність правильного розпізнавання;                                         |
| $P_{er}$  | — | ймовірність помилки розпізнавання;                                             |
| $P_M$     | — | ймовірність правильного розпізнавання виду;<br>внутрішньоімпульсної модуляції; |
| SMSP      | — | smeared spectrum (розмазаний спектр).                                          |

## ВСТУП

Безпілотні літальні апарати (БПЛА) останнім часом інтенсивно удосконалюються і набули значного поширення, оскільки здатні виконувати широкий спектр корисних для людства функцій. Вони використовуються з метою контролю різних об'єктів та великих територій, у тому числі морських акваторій, для отримання різноманітної інформації про стан атмосфери та ступінь її забруднення, доставки вантажів, проведення рятувальних операцій [1,2] тощо.

Водночас БПЛА є джерелом потенційних загроз у низці сфер діяльності людини, особливо у військової сфері. Потужною зброєю БПЛА є при використанні їх організованими злочинними угрупованнями, контрабандистами, окремими зловмисниками [1,2].

Останнім часом сформувалася актуальна науково-технічна проблема виявлення та спостереження БПЛА з метою запобігання виконання ними несанкціонованих дій. Відповідно до сучасних уявлень при виявленні БПЛА використовуються такі методи та засоби: радіолокаційні (як активні, так і пасивні) [3-5,19], оптичні [15,16], інфрачервоні [86], акустичні [12-14,17], і навіть комплексні системи, у яких здійснюється спільна обробка інформації, одержуваної за допомогою зазначених інформаційних каналів [18,20,25]. У цьому напрямі працюють наукові та інженерні колективи в багатьох країнах світу, проте в цілому науково-технічна проблема спостереження БПЛА, особливо малих БПЛА, залишається невирішеною: ефективність виявлення БПЛА з використанням усіх зазначених методів залишається недостатньою, а потреби практики наявними засобами задовольняються далеко не повною мірою.

Актуальним та важливим є завдання протидії атакам БПЛА щодо критично важливих об'єктів інфраструктури (КВОІ) [23], до яких відносять аеропорти, електростанції (у тому числі атомні АЕС), споруди зв'язку та ключові об'єкти інформаційної інфраструктури, очисні споруди, лабораторії, у яких розміщуються небезпечні патогенні мікроорганізми та ін.

17 лютого 2017 року Рада Безпеки Організації Об'єднаних Націй одноголосно ухвалила резолюцію 2341 про захист КВОІ та розширення дій держав щодо запобігання нападам на критично важливі об'єкти інфраструктури. У резолюції пропонується всім державам планети розробити національні стратегії, а також вжити конкретних дій у цьому напрямку [10].

У резолюції наголошується, що об'єкти інфраструктури є системами життєзабезпечення повсякденного існування спільнот, які підтримуються комплексною та складною мережею різних споруд та інфраструктурних систем. Громадяни спільнот покладаються на функціонування установ та служб щодо свого здоров'я, безпеки, охорони економічного та екологічного благополуччя.

При синтезі інформаційних систем захисту критично важливих об'єктів інфраструктури від атак БПЛА доцільно мати математичні, програмно та фізично реалізовані моделі та пристрої, що формують динамічну повітряну обстановку в зоні КВОІ [21,22]. Це дозволить моделювати повітряну обстановку, що імітує використання при атаках різних типів БПЛА з різними режимами інтенсивності атак.

Відомо, що існуюча науково-технічна проблема не може бути вирішена на тому рівні науки і технології, на якому вона породжена. Крім того, у ряді робіт [1,2] зазначається, що технології, що використовуються при проектуванні та виготовленні БПЛА, розвиваються набагато швидше, ніж об'єктивні засоби їх виявлення та контролю.

Отже, для ефективного вирішення існуючої науково-технічної проблеми з виявлення БПЛА є необхідним новий, якісний стрибок у розвитку методів і засобів виявлення та спостереження БПЛА.

Основним методом виявлення БПЛА, що забезпечує найбільшу дальність виявлення та найкращі пошукові можливості, залишається активний метод радіолокації [2,3,4]. Основна трудність радіолокаційного спостереження БПЛА полягає в тому, що об'єкт, який є предметом пошуку, має малу ефективну площу розсіювання (ЕПР) в силу досить малих фізичних розмірів, а також внаслідок



використання спеціальних технологій при проектуванні і виготовленні БПЛА, спрямованих на зменшення розсіювання радіохвиль.

У той же час процес виявлення літальних апаратів з малим значенням ЕПР може бути заснований на використанні побічних ефектів, що супроводжують політ літального апарату [2,4]. Це, зокрема, інверсний слід у атмосфері, акустичні збурення середовища, формування власного електромагнітного випромінювання та інших.

Значний інтерес мають дослідження можливості виявлення БПЛА методом радіолокації при використанні розсіювання радіохвиль на акустичних збуреннях середовища, створюваних літальним апаратом. Вперше важливу можливість розсіювання радіохвиль на акустичних хвилях було визначено у фундаментальній теоретичній монографії [52].

Серед різних методів виявлення малих і середніх БПЛА акустична локація є найбільш економічно доцільним рішенням. Акустичний метод пеленгації ґрунтується на визначенні напрямку приходу акустичного сигналу, що генерується електродвигунами або двигунами внутрішнього горіння БПЛА, після чого координати та дистанцію об'єкта можна визначити за допомогою пасивних методів локації з використанням як мінімум двох содарів [2].

Акустичний метод [12,13], незважаючи на відносно невисоку дальність дії, дозволяє визначати просторові координати БПЛА за його акустичним випромінюванням, забезпечувати ідентифікацію БПЛА шляхом формування акустичних сигнатур на основі частотно-часового аналізу звукових сигналів. Відносно невелика дальність виявлення БПЛА для цього методу компенсується пасивним режимом роботи, можливістю локалізації БПЛА, що знаходиться на гранично малих висотах і дальностях.

Значні можливості для виявлення БПЛА надають оптичний і інфрачервоний методи, в яких формуються зображення в відповідних діапазонах електромагнітних хвиль і далі виконується обробка отриманих зображень з метою пошуку БПЛА на фоні існуючих завадових об'єктів. Найбільшу ефективність з виявлення БПЛА забезпечують нейромережеві методи аналізу зображень.

Системи виявлення БПЛА з комплексною обробкою сигналів вказаних інформаційних каналів [18,20,25] зараз використовуються, однак ефективність функціонування комплексних систем і відповідних методів обробки сигналів на практиці недостатня. Методи комплексної обробки сигналів побудовані без урахування природного просторового ешелонування різних інформаційних каналів і без використання ефективних алгоритмів цілевказування. Вони також в незначній мірі враховують дію завад.

У сучасних умовах зростають вимоги до завадозахищеності засобів радіолокації, що обумовлено удосконалюванням способів створення й застосування завад, появою нових типів завад, зокрема, імітувальних імпульсних завад за технологією DRFM [178-179]. Наприклад, DRFM завади типу розмазування спектра сигналу (SMSF) та вирізки і перемежування фрагментів сигналу (C&I), розроблені для протидії РЛС із ЛЧМ зондувальними імпульсами. Принцип створення імітувальних завад за технологією DRFM включає цифрове запам'ятовування сигналу, його відтворення та формування з нього завади, яка імітує сигнал від цілі, що рухається правдоподібною траєкторією. Технологія DRFM дозволяє імітувати сигнал у заданому елементі дальності за рахунок відповідної затримки сформованих імпульсів завади й імітувати радіальну швидкість цілі за допомогою частотного зсуву сигналу [178]. Такі попередні перетворення дозволяють створювати ефект множини хибних цілей вже в ході випромінювання одного імпульсу DRFM завади у відповідь на один зондувальний ЛЧМ імпульс [179,180]. Під час приймання таких сигналів в РЛС формуються відмітки від хибних цілей, які важко відрізнити від відміток справжніх цілей. Внаслідок цього доводиться витрачати ресурси на відстеження хибних цілей. Все це, а також сучасний рівень розвитку техніки та технологій обумовлює зростання інтересу до пошуку і розробки ефективних методів і алгоритмів виявлення-розпізнавання.

Запропоновані в НДР комплексний підхід до обробки сигналів та адаптивний алгоритм керування роботою РЛС, які дозволять оперативно пристосовуватися до сигнальнозавадової обстановки дозволять істотно підвищити ефективність роботи РЛС виявлення БЛА.

Число публікацій, в яких розглядаються методи і системи, призначені для виявлення і спостереження БПЛА на фоні різноманітних завад і різних об'єктів, постійно збільшується, а проблема ефективного спостереження і протидії БПЛА (особливо малим БПЛА) до теперішнього часу не має задовільного рішення. Вона є складною, багатогранною, і вимагає комплексного, системного підходу при її вирішенні.

У НДР з системних позицій розглядаються методи приймання й обробки радіолокаційних і акустичних сигналів, що формуються БПЛА, методи формування зображень у видимому і інфрачервоному діапазонах спектру, особливості радіолокаційних, акустичних, оптичних і інфрачервоних сигналів БПЛА. Розглянуто також новий метод спостереження БПЛА за радіолокаційними сигналами, що розсіюються на акустичних збуреннях середовища, створюваних БПЛА. Розроблено ефективні методи виявлення і виявлення–розпізнавання сигналів БПЛА на фоні завад, методи визначення просторових координат і параметрів руху шуканих об'єктів.

Значна увага приділено синтезу нових ефективних методів комплексної обробки багатомодальних сигналів і зображень в інтегрованій комплексній системі спостереження груп безпілотних літальних апаратів, побудованих з урахуванням природного просторового ешелонування різних інформаційних каналів і з використанням цілевказівки. Показано особливості об'єднання багатомодальної інформації з використанням сучасних технологій штучного інтелекту в комплексній системі.

В *першому* розділі «Розроблення математичних моделей і методів виявлення БПЛА» створено математичні моделі динамічної повітряної обстановки в зоні військових та критично важливих об'єктів інфраструктури, розроблено метод і математичні моделі з виявлення радіолокаційних сигналів, розсіяних на акустичних коливаннях, створюваних БПЛА. Запропоновані удосконалені математичні моделі і методи обробки акустичних сигналів БПЛА на фоні завад, значна увага приділено вивченню діаграм спрямованості акустичного випромінювання БПЛА в 3D поданні.

Розроблено методи комплексної обробки радіолокаційних, акустичних, оптичних, інфрачервоних сигналів БПЛА, удосконалено методи обробки оптичних і інфрачервоних сигналів БПЛА на фоні завад.

В *другому розділі* наведено результати огляду існуючих методів розпізнавання з коротким описом основних принципів розпізнавання, недоліків та переваг досліджуваних методів. Проаналізовано, з використанням методів математичного моделювання, особливості формування імітувальних імпульсних DRFM завад типу SMSP та C&I. Детально описано розроблений алгоритм розпізнавання класів і типів активних завад, що надійшли на вхід РЛС виявлення БПЛА з роз'ясненням вихідних положень алгоритму.

Значну увагу приділено оцінці ефективності роботи розробленого алгоритму за допомогою розробленої методики математичного моделювання алгоритму розпізнавання та оцінки ймовірності правильного розпізнавання класу та типу активних завад.

## **1 РОЗРОБЛЕННЯ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ І МЕТОДІВ ВІЯВЛЕННЯ БПЛА**

### **1.1 Розроблення математичних моделей динамічної повітряної обстановки в зоні військових та критично важливих об'єктів інфраструктури**

Відомі в даний час безпілотні літальні апарати (БПЛА) дозволяють виконувати значну кількість корисних функцій, але в той же час вони становлять потенційну загрозу діяльності людини в різних галузях, насамперед у господарській та військовій сферах [1,2]. Порівняно невисока вартість безпілотних апаратів, а також труднощі їх спостереження з використанням сучасних технічних методів, сприяють підвищенню масовості протизаконних дій з використанням БПЛА [4-6]. Тому розвиток методів протидії та захисту різних об'єктів від несанкціонованого впливу БПЛА є одним із актуальних наукових та технічних завдань сучасності [1,2].

Актуальним та важливим є завдання протидії атакам БПЛА щодо критично важливих об'єктів інфраструктури (КВОІ) [7-9], до яких відносять аеропорти, електростанції (у тому числі атомні АЕС), споруди зв'язку та ключові об'єкти інформаційної інфраструктури, очисні споруди, лабораторії, у яких розміщуються небезпечні патогенні мікроорганізми та ін.

У резолюції 2341 Ради Безпеки ООН [10] наголошується, що об'єкти інфраструктури є системами життєзабезпечення повсякденного існування спільнот, які підтримуються комплексною та складною мережею різних споруд та інфраструктурних систем. Громадяни спільнот покладаються на функціонування установ та служб щодо свого здоров'я, безпеки, охорони економічного та екологічного благополуччя.

Під захистом критичної інфраструктури розуміються заходи щодо забезпечення безпеки взаємозалежних систем, мереж та активів, що лежать в основі служб, життєво необхідних для функціонування суспільства. До них відносяться об'єкти життєво важливої матеріальної, а також інформаційної

інфраструктури, без якої нині неможливе функціонування матеріальної інфраструктури. Всі інші види інфраструктури не можуть в даний час повноцінно працювати без інформаційної інфраструктури, тобто без комп'ютерів і мереж, представлених в першу чергу системами диспетчерського управління та збору даних (SCADA), взаємозв'язок яких дозволяє їм обмінюватися інформацією і виконувати аналіз по всіх критично важливим функцій. До основних видів життєво важливої матеріальної інфраструктури відносяться банківська сфера, виробництво та розподілення електроенергії, медичні послуги, державні аварійно-рятувальні служби, а також повітряні та наземні перевезення.

Взаємозалежність інфраструктури на рівні секторів та галузей, а також міжнаціональними кордонами означає, що атаки можуть мати далекосяжні наслідки. Одна атака на єдину точку збою може призвести до порушення чи руйнування кількох життєво важливих систем безпосередньо в самій країні та, за ланцюговою реакцією, у всьому світі. Це створює привабливу мету для терористів і тих, хто має намір завдати шкоди. У той час як населені пункти та інфраструктура світової спільноти розвиваються, те саме вдосконалення відбувається і зі зброєю нападу, одним із видів якого можуть виступати БПЛА.

Відповідно до того, що БПЛА досить складно спостерігати наявними технічними засобами [11-13], при їх виявленні пропонується використовувати різні сенсори, що працюють у різних діапазонах хвиль, та виконувати спільну обробку сигналів різної фізичної природи [14-18]. Це, на думку дослідників, дозволить підвищити якісні показники виявлення БПЛА за наявності різних перешкод та у різних станах навколишнього середовища, а, отже, призведе до підвищення ступеня надійності захисту критично важливих об'єктів інфраструктури [19-28].

При синтезі інформаційних систем захисту критично важливих об'єктів інфраструктури від атак БПЛА доцільно мати математичні, програмно та фізично реалізовані моделі та пристрої, що формують динамічну повітряну обстановку в зоні КВОІ [29,30]. Це дозволить моделювати повітряну обстановку, що імітує

використання при атаках різних типів БПЛА з різними режимами інтенсивності атак.

### 1.1.1 Постановка задачі моделювання

Оцінка використовуваних технічних рішень та показників якості комплексних систем виявлення БПЛА або окремих її інформаційних каналів на етапі розробки та удосконалення, дослідження впливу різних факторів на ефективність роботи станції можуть бути виконані методом математичного моделювання [31,32]. Оцінка роботи станції може бути здійснена у складних погодно-кліматичних умовах при впливі на вході різних повітряних об'єктів, а також може бути виконано відпрацювання методів натурних випробувань (вибір найбільш характерних ситуацій, оцінка ефективності різних методів випробувань та очікуваних результатів випробувань). З використанням математичних моделей, відкаліброваних за результатами обмежених натурних випробувань, проводиться перевірка алгоритмів та програм станції, оцінка низки статистичних характеристик станції на відповідність заданим вимогам та вироблення рекомендацій щодо подальшого вдосконалення системи.

Перевагами моделювання з використанням математичних моделей є можливість дослідження процесів значної складності з урахуванням великої кількості різноманітних факторів; простота організації експерименту, відносно невеликі час та вартість експериментів; можливість контролю за значною кількістю результатів експериментів; повторюваність результатів; можливість виконання залежних випробувань.

У силу складності та стохастичного характеру процесів, що відбуваються в системі виявлення БПЛА, інтегральну систему виявлення БПЛА в загальному випадку вдається вивчити лише за допомогою багаторазово повторюваних випробувань або розрахунків, що дозволяють отримати представницький ансамбль досліджуваних характеристик та критеріїв якості, що подовжує терміни проведення відповідних випробувань [33]. Зазначені вище проблеми, характерні для будь-яких (аналітичних, чисельних, експериментальних) методів дослідження

станцій, найбільш безболісно вирішуються з використанням цифрового математичного моделювання.

Технічно цифрове математичне моделювання зводиться до машинних експериментів із програмою, що імітує випадкові входні дії системи. При цьому досліджувана система використовується у своєму фізичному вигляді, або реалізується у вигляді програми. Передбачається, що програма, яка імітує, відтворює структуру системи та фізичні процеси, що протікають у ній, дозволяючи таким чином поєднувати експериментальний і розрахунковий підходи до дослідження, поєднуючи наочність експерименту з гнучкістю обчислювальної системи.

Розглянемо просторове розташування основних елементів моделі, що моделюється: критично важливого об'єкта інфраструктури, системи виявлення та спостереження за БПЛА, зони КВОІ. Вважатимемо, що межі зони об'єкта КВОІ являють собою коло радіусом  $r_{ex}$ , в центрі якого розташована система виявлення БПЛА. Система виявлення є комплексом окремих засобів спостереження - радіолокаційної станції, оптичного та інфрачервоного каналів спостереження, а також станції акустичного зондування простору (сонару). Об'єкт КВОІ знаходиться в межах кола та в безпосередній близькості від комплексної станції виявлення та спостереження БПЛА.

При цьому використовується прямокутна система координат, осі якої показано на рисунку 1.1, і полярна система координат з початком у точці розташування станції спостереження за БПЛА.



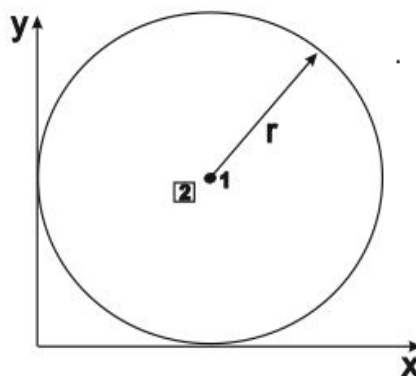


Рис. 1.1 – Позиціонування КВОІ (2) та комплексної станції спостереження за БПЛА (1)

Початкова точка вльоту літального апарату в зону дії системи виявлення та спостереження, що контролює зону КВОІ, задається такими параметрами:

- часом вльоту  $t$ ;
- полярними або прямокутними координатами точки вльоту літального апарату в зону спостереження (початкова точка траєкторії об'єкта).

Модель динамічної повітряної обстановки в зоні критично важливого об'єкта інфраструктури, таким чином, повинна включати: модель випадкового потоку літальних апаратів, що перетинають зовнішню межу зони, що відноситься до критично важливого об'єкта, та алгоритм моделювання різних типів та видів безпілотних літальних апаратів, номенклатура яких постійно розширюється оновлюється.

#### 1.1.2 Моделювання моментів часу та координат точок вльоту літальних апаратів у зону КВОІ

У загальному випадку поява літальних апаратів – цілей на границі зони КВОІ, моменти вльоту цілей, відбуватимуться у випадкові моменти часу, тобто вони утворюють випадковий потік подій. Причому, на практиці, очевидно, матимуть місце тимчасові відрізки, що характеризуються різним ступенем

інтенсивності появи літальних апаратів, що перетинають встановлену межу зони об'єкта.

У межах деякого досить нетривалого інтервалу часу випадковий потік моментів вльоту (появи) цілей можна представити у вигляді потоку однорідних подій, які утворюють часовий ряд  $t_{01}, t_{02}, \dots, t_{0k}$

Послідовність моментів часу  $\{t_{0k}\}$  визначимо наступним чином

$$\begin{aligned} t_{01} &= \tau_1 \\ t_{02} &= \tau_1 + \tau_2 \\ t_{03} &= \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 \\ t_{0k} &= \tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_i + \dots + \tau_k, \end{aligned} \quad (1.1)$$

де  $\tau_i$  — випадкова величина, що визначає протяжність часового інтервалу між послідовно наступними моментами  $t_{0i}$  вльоту.

Для визначення часової послідовності моментів появи літальних апаратів у процесі моделювання необхідно задати імовірнісний закон розподілу величин  $\tau_i$ . Припустимо, що потік цілей, що перетинають межу зони об'єкта КВОІ, характеризуватиметься показовим законом розподілу, що має щільність ймовірності виду:

$$\omega(\tau) = \Lambda \exp(-\Lambda\tau), \tau > 0,$$

де  $\Lambda$  — параметр потоку, що дорівнює математичному очікуванню числа літальних апаратів, що перетинають зону об'єкта КВОІ в одиницю часу.

Випадкові моменти часу  $\{\tau_i\}$  із щільністю розподілу ймовірностей  $\omega(\tau)$  можуть бути отримані з використанням комп'ютера шляхом перетворення послідовності псевдовипадкових чисел  $\{\xi_i\}$ , рівномірно розподілені в інтервалі  $(0, 1)$ , за певним законом [32,34].

У разі моделювання випадкового потоку подій, що характеризується показовим законом розподілу параметра  $\tau$ , між випадковими числами та існує така аналітична залежність

$$\tau_i = -(\ln(1 - \xi_i)) / \Lambda. \quad (1.2)$$

Таким чином, моделювання моментів вльоту літальних апаратів у зону об'єкта КВОІ зводиться до виконання наступних операцій: формування вибірки послідовності випадкових чисел, рівномірно розподілених в інтервалі  $(0, 1)$ ; обчислення часового інтервалу  $\tau_i$  відповідно до формули (1.2); обчислення послідовностей моментів часу появи цілей  $t_{0i}$  по формулі (1.1). Послідовність  $\{t_{0i}\}$  утворює деякий випадковий потік подій і далі зберігається у пам'яті комп'ютера.

Крім моментів часу вльоту цілей необхідно також моделювати кутові координати точок вльоту кожного літального апарату в зону КВОІ. При цьому доцільно враховувати нерівнозначність різних напрямів, які відбивають найімовірніші напрями появи різних літальних апаратів. Якщо ж переважні напрямки підльоту не виділені або вони не враховуються, то можна використовувати припущення, що точки вльоту розподілені рівномірно по дузі кола радіусу  $r_{ex}$  з центром у точці розміщення критично важливого об'єкта. При цьому азимут точки перетину зони об'єкта буде розподілено рівномірно в інтервалі  $(0, 2\pi)$ , а закон розподілу щільності ймовірності матиме вигляд  $\omega(\beta_{bx}) = 1/2\pi$ .

Далі, з використанням псевдовипадкових чисел, визначається азимут появи літального апарату за формулою

$$\beta_{exi} = 2\pi\xi_i.$$

У тому випадку, якщо береться до уваги нерівнозначність різних напрямків, що відображають найбільш ймовірні напрями появи різних літальних апаратів, весь діапазон значень азимуту  $(0, 2\pi)$ , підрозділяється на окремі ділянки. У межах кожної ділянки задається свій закон розподілу ймовірностей вторгнення цілей залежно від азимуту та значення математичного очікування  $\Lambda$  числа цілей, що перетинають межу зони огляду на цій ділянці в одиницю часу.

Таким чином, полярними координатами точки вльоту  $i$ -го літального апарату в зону об'єкта КВОІ є дальність  $r_{exi}$  та азимут  $\beta_{exi}$ . Прямокутні координати точки вльоту  $i$ -ї цілі можуть бути визначені з використанням наступних співвідношень (отриманих за умови, що використовується обрана прямокутна система координат)

$$\begin{aligned}
 & \left. \begin{aligned} x_{0i} &= r_{ex} \left( 1 + \sin \beta_{exi} \right) \\ y_{0i} &= r_{ex} \left( 1 + \cos \beta_{exi} \right) \end{aligned} \right\} \text{при } \beta_{exi} \leq \frac{\pi}{2}, \\
 & \left. \begin{aligned} x_{0i} &= r_{ex} \left[ 1 + \sin \left( \pi - \beta_{exi} \right) \right] \\ y_{0i} &= r_{ex} \left[ 1 - \cos \left( \pi - \beta_{exi} \right) \right] \end{aligned} \right\} \text{при } \frac{\pi}{2} < \beta_{exi} \leq \pi, \\
 & \left. \begin{aligned} x_{0i} &= r_{ex} \left[ 1 - \sin \left( \beta_{exi} - \pi \right) \right] \\ y_{0i} &= r_{ex} \left[ 1 - \cos \left( \beta_{exi} - \pi \right) \right] \end{aligned} \right\} \text{при } \pi < \beta_{exi} \leq \frac{3\pi}{2}, \\
 & \left. \begin{aligned} x_{0i} &= r_{ex} \left[ 1 - \sin \left( 2\pi - \beta_{exi} \right) \right] \\ y_{0i} &= r_{ex} \left[ 1 + \cos \left( 2\pi - \beta_{exi} \right) \right] \end{aligned} \right\} \text{при } \frac{3\pi}{2} < \beta_{exi} \leq 2\pi.
 \end{aligned} \tag{1.3}$$

Отримані в процесі моделювання дані про момент появи літального апарату  $t_{0i}$  та координатах точки його вльоту  $x_{0i}$ ,  $y_{0i}$  в зону об'єкта, що характеризують початкову опорну точку траєкторії  $i$ -того об'єкта і використовуються надалі при моделюванні та розрахунку координат точок розташування літального апарату, що спостерігається, при його переміщенні в зоні спостереження КВОІ.

### 1.1.3 Моделювання типу, висоти польоту та швидкості ЛА

Моделювання динамічної повітряної обстановки навколо критично важливого об'єкта інфраструктури виконується виходячи з того, що в задану область простору - зону огляду можуть вторгтися пілотовані, так і безпілотні літальні апарати різних типів і видів, що відрізняються швидкістю, висотою польоту і т. д. [35-37].

Якщо класифікація пілотованих літальних апаратів сформувалася та описана в літературі, то номенклатура та класифікація безпілотних літальних апаратів постійно розширюється та оновлюється.

В даний час БПЛА прийнято класифікувати за масогабаритними характеристиками, швидкістю польоту, а також за призначенням та застосуванням.

Виходячи з масогабаритних параметрів та швидкості польоту в даний час введено кілька різних класифікацій БПЛА: західноєвропейська американська, російська, а також гармонізована класифікація, що поєднує західноєвропейський та російський підходи до поділу на класи [2].

Швидкість переміщення БПЛА грає істотну роль при його перехопленні зенітно-ракетними засобами протиповітряної оборони (ППО), тому в роботі [1] запропоновано поділ БПЛА на наступні класи в залежності від функціональної швидкості польоту літального апарату:

- малошвидкісні БПЛА, які здійснюють політ зі швидкістю до 250 км/год;
- середньшвидкісні БПЛА, що здійснюють політ зі швидкостями від 150 до 450 км/год;
- швидкісні БПЛА, що мають швидкість польоту від 350 до 900 км/год (при максимальній швидкості польоту в цьому класі 980 км/год).

За призначенням БПЛА прийнято класифікувати такі класи:

- БПЛА багаторазового застосування;

- розвідувальні БПЛА;
- розвідувально-ударні БПЛА;
- транспортні БПЛА;
- БПЛА- носії засобів озброєння;
- БПЛА, що розширюють функціональні можливості носія;
- розділяючі БПЛА;
- БПЛА – перехоплювачі;
- БПЛА одноразового застосування:
- БПЛА – хибні цілі;
- «БПЛА-камікадзе», які баражують;
- розвідувально-ударні «БПЛА-камікадзе».

Відповідно до кількості одночасно застосовуваних літальних апаратів прийнято розділяти БПЛА на [1]:

- БПЛА одиночного застосування;
- БПЛА групового застосування.

Відповідно до рівня завдань, вирішуваних для структур військового управління, на користь яких функціонують БПЛА, використовується такий поділ:

- стратегічні БПЛА;
- оперативно – тактичні БПЛА;
- тактичні БПЛА.

Відповідно до схеми та принципу польоту БПЛА, слід розрізняти [29]:

- БПЛА літакового типу;
- БПЛА гелікоптерного типу.

Аналіз, виконаний у роботах [2, 5, 17, 38], показує, що найбільш складними щодо виявлення та протидії виявляються саме малі БПЛА – малогабаритні та малошвидкісні. Природно, що літальні апарати цього класу є також найбільш складними цілями для системи виявлення і спостереження в зоні, що охороняється, критично важливого об'єкта інфраструктури. Ця обставина зумовлена низкою додаткових факторів, які ускладнюють виконання ефективної протидії відповідних систем по відношенню до малих БПЛА. Це насамперед:

- використання в планері БПЛА композитних матеріалів, які незначно розсіюють електромагнітне випромінювання (ЕМВ);
- використання складних видів траєкторії переміщення та режимів польоту БПЛА;
- використання для організації управління БПЛА не виділених командних радіоліній управління (КРУ), побудованих на основі окремих спеціальних засобів зв'язку, а застосування вже існуючої інфраструктури – систем зв'язку мобільних операторів та точок доступу Wi-Fi.

До класу малих БПЛА, який найінтенсивніше розвивається і постійно збагачується новими видами літальних апаратів, прийнято відносити:

- нано-БПЛА, що мають масу до 0,25 кг, тривалістю польоту менше 1 год, радіусом дії до 1 км;
- мікро- БПЛА, що мають масу до 5 кг, тривалістю польоту близько 1 год, радіусом дії до 10 км;
- міні- БПЛА, що мають масу до 25 кг, тривалість польоту менше 4 год, радіусом дії до 40 км.

Останнім часом застосування малих БПЛА істотно збагатило, розширило і міцно увійшло в тактику дій, як військових підрозділів, так і терористичних угруповань. За призначенням малі БПЛА поділяють на розвідувальні та ударні; останні є апаратами одноразового застосування, їхня маса корисного навантаження не перевищує 20 кг.

Малі тактичні БПЛА у військових підрозділах вирішують такі основні завдання [2,5,17,38]:

- спостереження за супротивником у реальному масштабі часу;
- спостереження за найбільш важливими об'єктами (пусковими установками ракетних формувань та ін.);
- «підсвічування» цілей для застосування засобів високоточної зброї;
- провокування витрати боєприпасів та вогневого ресурсу найбільш значущих засобів ураження перед їх атакою;
- закидання засобів ураження;

- встановлення закидання постановників перешкод;
- коригування вогню артилерії та ракетних підрозділів;
- доставка вантажів спеціального та медичного призначення;
- використання як ретранслятора в системах радіозв'язку;
- виконання демонстраційних польотів БПЛА з метою відвернення уваги.

Деякі з наведеного переліку розв'язуваних завдань здатні виконувати також БПЛА, які використовуються терористичними угрупованнями.

Моделювання різних типів літальних апаратів, що здійснюють вліт у зону з охорони критично важливого об'єкта інфраструктури, виконується наступним чином. На підставі наведених вище апріорних даних про типи та параметри польотів літальних апаратів формується таблиця, в якій всім з передбачуваних типів БПЛА задаються швидкості польотів і діапазони допустимих висот (таблиця 1.1).

Таблиця 1.1 – Швидкості польотів та діапазони допустимих висот

| Діапазон висот (км) | $\Delta H_i = H_i - H_{i=1} (H_0 = 0)$ |              |              |       |              |
|---------------------|----------------------------------------|--------------|--------------|-------|--------------|
|                     | $\Delta H_1$                           | $\Delta H_2$ | $\Delta H_3$ | ..... | $\Delta H_m$ |
| Тип ЛА              | Швидкість, км / год                    |              |              |       |              |
| 1                   | $V_{11}$                               | $V_{12}$     | $V_{13}$     | ..... | —            |
| 2                   | —                                      | $V_{22}$     | $V_{23}$     | ..... | $V_{2m}$     |
| ·                   | .....                                  | .....        | .....        | ..... | .....        |
| k                   | —                                      | —            | $V_{k3}$     | ..... | $V_{km}$     |

Далі припускаємо, що перетин кордону зони об'єкта, що охороняється безпілотним літальним апаратом того чи іншого типу має ймовірнісний характер, і, виходячи з передбачуваної повітряної обстановки, визначаються ймовірності появи літальних апаратів (за типами). Для цих ймовірностей  $p_1, p_2, \dots, p_k$ , значення яких заносяться табл. 1.1, необхідно виконання умови  $\sum_i p_i = 1$ .



Процедура моделювання типу літального апарату полягає у отриманні на комп'ютері випадкового числа  $\xi_i$ , закон розподілу якого є рівномірним в діапазоні  $(0, 1)$ , і подальше порівняння отриманого значення з величинами  $P_{\ell-1}$  та  $P_\ell$ , де

$$P_{\ell-1} = \sum_{i=1}^{\ell-1} p_i, \quad P_\ell = \sum_i^{\ell} p_i, \quad (\ell = \overline{1, k}). \quad (1.4)$$

Тип літального апарату  $l$  визначається відповідно до виразу

$$P_{\ell-1} \leq \xi_i < P_\ell.$$

Далі у таблиці 1.1 знаходиться діапазон висот польоту, характерний для цього типу ЛА. Наприклад, для літальних апаратів 3-го типу діапазон висот польоту становить  $(H_3 - H_m)$ . На підставі цього знову задаються ймовірності польоту літального апарату на різних ділянках допустимого діапазону висот та за допомогою методу моделювання, розглянутого вище, здійснюється визначення піддіапазону висот  $\Delta H_\ell$  польоту моделі літального апарату.

Швидкість польоту літального апарату заданого типу може бути змодельована за допомогою викладеного принципу випадкового вибору, який передбачає розподіл об'єктів на класи, тобто так само, як визначено висоту його польоту. Або швидкість БПЛА вибирається безпосередньо з таблиці 1.1.

Як показано, у процесі моделювання типу, висоти та швидкості польоту ЛА формується також третя координата та параметр руху об'єкта - висота початкової точки траєкторії у зоні КВОІ та модуль вектору швидкості переміщення ЛА. Отримані таким чином дані можуть бути використані в подальшому, при моделюванні точок траєкторії польоту літального апарату в зоні КВОІ.

Таким чином, з використанням наявної в літературі апріорної інформації про відомі в даний час типи БПЛА можуть бути сформовані таблиці, що відповідають різним умовам і параметрам динамічної повітряної обстановки в зоні КВОІ. Таблиці можуть використовуватися вибірково за заданою програмою

або адаптивним чином під час моделювання повітряної ситуації різного ступеня складності.

## 1.2 Розроблення математичних моделей і методів виявлення радіолокаційних сигналів, розсіяних на акустичних коливаннях, створюваних БПЛА

### 1.2.1 Метод виявлення БПЛА за радіолокаційними сигналами, що розсіюються на акустичних хвилях, створюваних БПЛА

Основним методом виявлення БПЛА, що забезпечує найбільшу дальність виявлення та найкращі пошукові можливості, залишається активний метод радіолокації [1,4,39,40]. Основна трудність радіолокаційного спостереження БПЛА полягає в тому, що об'єкт, який є предметом пошуку, має малу ефективну площу розсіювання (ЕПР) в силу досить малих фізичних розмірів, а також внаслідок використання спеціальних технологій при проектуванні і виготовленні БПЛА, спрямованих на зменшення розсіювання радіохвиль.

У той же час процес виявлення літальних апаратів з малим значенням ЕПР може бути заснований на використанні побічних ефектів, що супроводжують політ літального апарату [4,40]. Це, зокрема, інверсний слід у атмосфері, акустичні збурення середовища, формування власного електромагнітного випромінювання та інших.

Певний інтерес мають дослідження можливості виявлення БПЛА методом радіолокації при використанні розсіювання радіохвиль на акустичних збуреннях середовища, створюваних літальним апаратом. Вперше важливу можливість розсіювання радіохвиль на акустичних хвилях було визначено у фундаментальній теоретичній монографії [39]. Перший радіолокатор, який використовує розсіювання радіохвиль на збуреннях атмосфери, створюваних випромінюваною з землі звуковою хвилею, було створено у 1961 р. [40]. З того часу в цій галузі було

отримано значну кількість різноманітних наукових та експериментальних результатів.

Ця робота присвячена аналізу відомих на даний час наукових та практичних результатів з метою оцінки можливості виявлення БПЛА за радіосигналами, розсіяними на акустичних збуреннях середовища, створюваних БПЛА, та формулювання відповідних наукових та технічних завдань у цій галузі знань.

#### 1.2.1.1 Акустичне випромінювання БПЛА

Джерелами акустичного сигналу БПЛА є двигун і несівні гвинти. Дослідженню особливостей акустичного сигналу, що формується та випромінюється БПЛА, присвячено ряд теоретичних та експериментальних робіт [13, 43-51]. Показано, що структура та параметри акустичного сигналу БПЛА залежать від виду об'єкта, його форми, кількості двигунів, кількості гвинтів і т. і.

Слід зазначити, що дослідження акустичного поля літальних апаратів було розпочато ще на початку 20-го століття, які досить інтенсивно тривали у 30,40-х роках минулого століття [52,53]. Дослідження виконувались з метою розвитку акустичного методу виявлення літальних апаратів, які мали на той час досить серйозні характеристики: дальність, швидкість, висоту польоту, корисне навантаження.

Однак потім акустичний метод виявлення літаків був витіснений радіолокацією, що дозволила забезпечити значно кращі характеристики виявлення літальних апаратів - дальність, всепогодність і т.і., перш за все внаслідок кращого поширення радіохвиль в атмосфері землі в порівнянні з акустичними хвилями.

Слід зазначити, що вже у визначений часовий період були отримані досить серйозні результати в теоретичному плані з вивчення формування акустичних хвиль літальними апаратами і поширенню акустичних коливань в атмосфері, які не втратили свого значення і зараз. Зазначимо, що монографія [54] являє собою перевидання книги, яка вперше побачила світ у 1940 р. Певні успіхи в зазначений

період були досягнуті і в галузі розвитку акустичної техніки - акустичних антен та ін. І тепер ми повертаємося до акустичних методів виявлення літальних апаратів вже на новому, досконалішому етапі розвитку технологій.

Експериментальні дослідження структури та параметрів звукового поля БПЛА у вигляді квадрокоптера показали, що спектри акустичного випромінювання містять яскраво виражені гармонічні складові, що мають частоти, кратні частоті обертання гвинта. Основний тон знаходиться в смузі частот 80-240 Гц, а кількість гармонік може бути від 10 до 40. Спектр сигналу доходить до частот більше 10-14 кГц [13,47].

У режимі польоту спектральні лінії акустичного випромінювання квадрокоптера розмиваються внаслідок відмінності режимів роботи (частоти обертання) чотирьох двигунів при компенсації автоматикою БПЛА впливу дестабілізуючих факторів, що виникають у процесі польоту. Цей фактор може бути однією з інформаційних ознак класифікації БПЛА серед інших об'єктів. Розширення спектральних ліній проявляється сильніше зі збільшенням номера гармоніки [13,50]. Всі ці особливості акустичного сигналу БПЛА спостерігаються на спектрограмі рис. 1.2 [47].

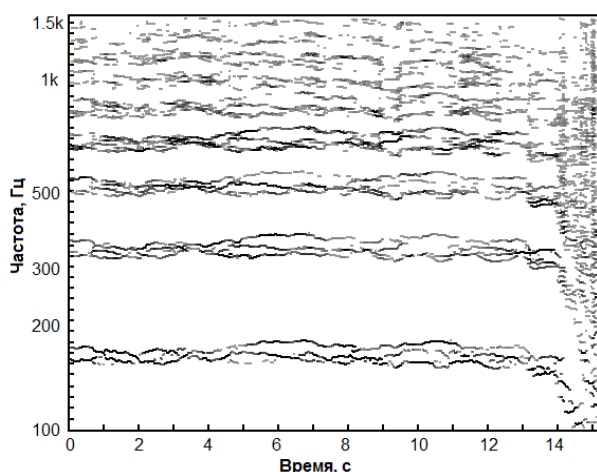


Рис. 1.2 – Спектрограма акустичного сигналу квадрокоптеру

Спектральні гармонійні складові акустичного сигналу квадрокоптеру ширші, ніж у моноплана, що пояснюється різницею режимів роботи двигунів у процесі польоту або при відпрацюванні системою компенсації вітрових збурень.

При збільшенні відстані, яку пройшла акустична хвиля в атмосфері, відбуваються зміни у спектрі акустичного випромінювання (АВ), що супроводжуються помітним послабленням високочастотних складових. Зміни форми спектрів АВ БПЛА у реальних умовах спостереження обумовлені дисперсійними властивостями середовища, а також змінами характеристик просторової спрямованості випромінювання у смузі частот [50].

Важливе значення для практики мають діаграми випромінювання БПЛА, які характеризують розподіл акустичної енергії, що випромінюється, за напрямками. У ряді робіт розглядалася просторова спрямованість звукового випромінювання БПЛА, зокрема у роботах [43] зроблено висновок про те, що у першому наближенні БПЛА можна вважати ізотропним джерелом випромінювання.

У той же час, експерименти [50,51] показують істотну спрямованість випромінювання як окремих елементів конструкції апарату – гвинтомоторної групи, електродвигунів квадрокоптеру, і всієї конструкції загалом. Показано, що просторові розподіли як окремих спектральних (гармонічних) складових, так і повної енергії (у всьому діапазоні частот) є суттєво анізотропними.

Нормалізовані характеристики просторової спрямованості акустичного випромінювання квадрокоптеру DJI Phantom 3 у вертикальній площині, для перших чотирьох гармонік лопатевої частоти повітряного гвинта, представлені на рис. 1.3. Аналіз представлених результатів показує, що з підвищенням номера гармоніки відбувається ускладнення форми характеристики спрямованості: вона стає більш різною, збільшується глибина провалів, зменшується ширина пелюсток та зміна напрямку основного випромінювання.

Як слідує з рисунка 1.3 різним ракурсам спостереження БПЛА відповідають різні рівні спектральних гармонічних складових випромінювання, визначених характеристиками спрямованості. З цього випливає, що інтенсивність акустичного випромінювання в залежності від кута спостереження повинна описуватися деяким законом розподілу імовірностей, а дальність виявлення БПЛА з використанням акустичного методу є статистичною величиною, яка залежить від ракурсу спостереження.

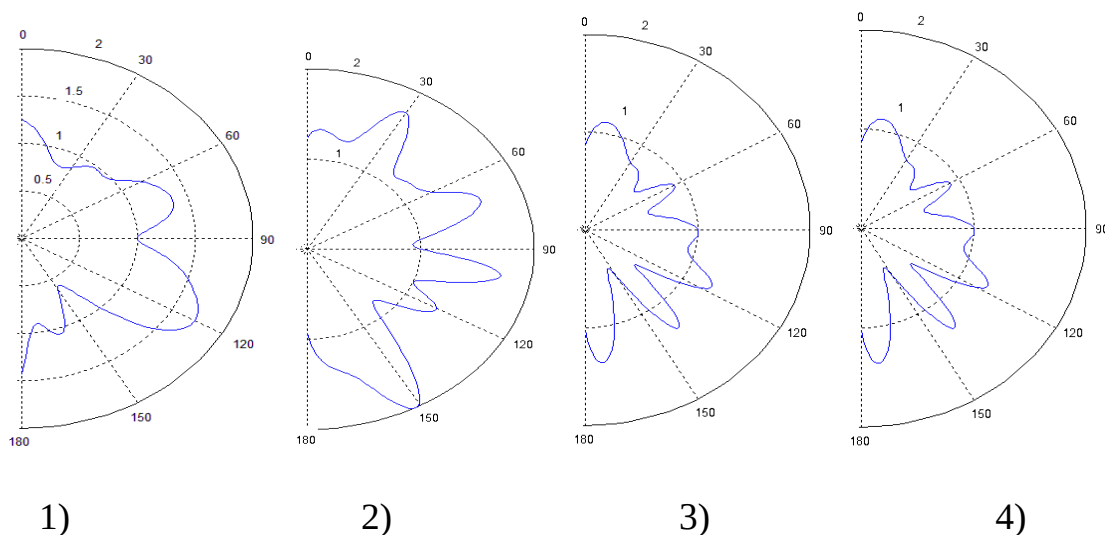


Рис. 1.3 – Нормалізовані характеристики спрямованості акустичного випромінювання квадрокоптеру DJI Phantom 3 у вертикальній площині на гармоніках лопстної частоти гвинта: 1 - 1-я гармоніка, 2 - 2-я гармоніка, 3 - 3-я гармоніка, 4 - 4-я гармоніка

Звукові хвилі, що породжуються БПЛА, є джерелом інформації в акустичному методі виявлення і спостереження БПЛА [12, 14, 17, 33, 55-68], який в даний час інтенсивно розвивається.

#### 1.2.1.2 Теоретичні та експериментальні результати розсіювання радіохвиль на звукових хвилях

При радіолокації звукової хвилі, що поширюється в атмосфері, отримання відбитого сигналу стає можливим через часткове відображення радіохвилі від акустичних коливань, які, поширюючись в атмосфері, модулюють щільність повітря і, отже, створюють неоднорідності діелектричної проникності.

У борнівському наближенні - наближенні одноразового розсіювання, – вираз для розсіяного радіосигналу має вигляд [69]

$$\vec{E}_1(\vec{r}) = \frac{k_e^2}{4\pi} \int_V \frac{\exp\{jk_e|\vec{r} - \vec{r}'|\}}{|\vec{r} - \vec{r}'|} \varepsilon \approx (\vec{r}') \left[ \vec{n} \left[ \vec{E}_0(\vec{r}') \vec{n} \right] \right] d^3\vec{r}', \quad (1.5)$$

де  $\vec{E}_1(\vec{r})$  – розсіяне поле у точці  $\vec{r}$ ;

$\varepsilon \approx (\vec{r}')$  – змінна складова поля діелектричної проникності;

$k_e$  – хвильове число падаючої електромагнітної хвилі;

$\vec{E}_0(\vec{r}')$  падаюче на розсіювальний об'єм електромагнітне випромінювання  $V$ ;

$\vec{n}(\vec{r}, \vec{r}')$  – одиничний вектор, спрямований зі зміною точки інтегрування  $\vec{r}'$  (точки розсіювання) до точки спостереження.

Початок координат тут поєднано з центром об'єму, що розсіює. Подвійний векторний добуток, що стоїть у підінтегральному виразі (1.5), описує векторне додавання у точці прийому хвиль, що приходять під різними кутами.

Поле діелектричної проникності у задачі розсіювання радіохвиль на звуці представляється як [42,69]

$$\varepsilon(\vec{r}', t) = \varepsilon_1(\vec{r}', t) + \varepsilon_s(\vec{r}', t), \quad (1.6)$$

де  $\varepsilon_1(\vec{r}', t)$  – власна діелектрична проникність середовища;

$\varepsilon_s(\vec{r}', t)$  – складова діелектричної проникності атмосфері зазвичай, породжена звуком.

У реальній ситуації завжди виконується нерівність  $\langle |\varepsilon_s| \rangle \ll 1$ . Це дозволяє отримувати розв'язання задачі у наближенні одноразового розсіювання. Регулярний компонент діелектричної проникності  $\langle |\varepsilon_1| \rangle$  з достатнім ступенем точності можна вважати рівним одиниці, а турбулентні флуктуації набагато менше одиниці і на кілька порядків менше величини  $|\varepsilon_s|$  [42].

Впливом турбулентних флуктуацій діелектричної проникності на поширення радіохвиль можна знехтувати, тому атмосферна турбулентність входить до остаточних формул лише через флуктуації величини  $\varepsilon_s$ . З урахуванням викладеного, не конкретизуючи вид функції  $\varepsilon_s(\vec{r}', t)$ , вираз для діелектричної проникності середовища можна подати у вигляді

$$\varepsilon(\vec{r}', t) \approx 1 + \varepsilon_s(\vec{r}', t). \quad (1.7)$$

Достатній для обробки та реєстрації рівень відбитого радіосигналу може бути отриманий лише у разі виконання деяких умов [42,70,71]. По-перше, необхідно відображення від «цуга» акустичних хвиль довжиною при , по-друге, потрібно виконання умови Брегга

$$\lambda_e = 2\lambda_s \sin \theta, \quad (1.8)$$

де  $\lambda_e$  – довжина електромагнітної хвилі;

$N_s$  – кількість періодів (довжин хвиль) акустичної неоднорідності, присутніх при формуванні розсіяного радіосигналу;

$\lambda_s$  – довжина хвилі акустичних коливань;

$\theta$  – кут між фронтом акустичної хвилі та напрямом поширення радіохвилі.

Виконання умови Брегга призводить до того, що радіохвилі, відбиті від різних ділянок акустичного цуга, складаються синфазно, і амплітуда сумарного відбитого радіосигналу збільшується.

Вперше на важливу можливість розсіювання радіохвиль на акустичних хвилях було вказано у фундаментальній теоретичній монографії [41]. Теоретичні та експериментальні засади розвитку атмосферної акустики були закладені працями вчених Обухова О.М. [72], Калістратової М.А. [73], Татарського В.І. [41,69].



Довжина радіохвилі першої експериментальної радіоакустичної системи зондування атмосфери ЕМАС [42], створеної в 1961 р., становила  $\lambda_e = 3$  см, довжина акустичної хвилі –  $\lambda_s = 1,5$  см, а максимальна дальність дії – 30 м. Отримана дальність розчарувала дослідників і наступна розробка з'явилась тільки у 1972 р., коли було з'ясовано причину малої дальності зондування – значне згасання високочастотних акустичних хвиль у атмосфері. Установка називалася RASS та мала такі параметри [42,74]:  $\lambda_e = 8,15$  м;  $\lambda_s = 4,075$  м. За допомогою цієї установки вдалося отримати відбитий сигнал з висоти 1,5 км, але мінімальна висота зондування становила 600 м, а просторова роздільна здатність – 200 м.

У більшості наступних установок радіоакустичного зондування атмосфери [42,52] застосовувалися імпульсне акустичне випромінювання і безперервне монохроматичне радіовипромінювання, використовувалися окремі приймальна і передавальна радіоантени, рознесені на деяку відстань (рис.1.4). Акустична антена, що передає, як правило, розташовується посередині між радіоантенами. Така схема розташування антен у сукупності із зазначеною комбінацією зондувальних радіо та акустичного сигналів (схема побудови системи) отримала назву «основної».

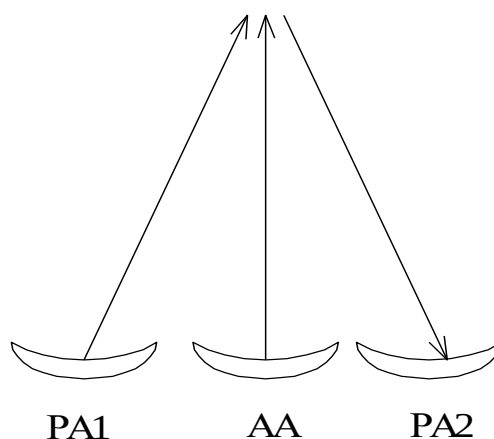


Рис. 1.4 – Схема розташування антен станції радіоакустичного зондування атмосфери:

PA1 - передавальна радіоантена; AA – акустична антена; PA2 – приймальна радіоантена

До середини 80-х років, коли сформувалися принцип побудови і структура доплерівської радіоакустичної системи (РАС), у світі налічувалося близько 10 працюючих установок РАС, більшість з яких були побудовані за основною схемою [42].

Усі системи (крім ЕМАС і РАС-10), що були на той час, були стаціонарними. В якості передавальних і приймальних радіоантен найчастіше використовувалися параболічні дзеркальні антени, в якості акустичних випромінювачів - решітки динаміків.

Зазначимо, що у колишньому Радянському Союзі, а нині в Україні, дослідження методу та систем радіоакустичного зондування (РАЗ) найбільш інтенсивно проводились (і проводяться нині) саме у Харківському інституті радіоелектроніки (тепер ХНУРЕ). За період з 1965 р. по 2003 р. тут створено 5 експериментальних установок радіоакустичного зондування, у тому числі першу в Європі, та виконано великий обсяг атмосферних та апаратурних досліджень [52,75,76].

В даний час станції радіоакустичного зондування атмосфери розробляються в ряді країн окремими науковими колективами з метою виконання експериментів з дослідження атмосфери, а також виробляються деякими науково-виробничими фірмами невеликими серіями [75,76].

#### 1.2.1.3 Радіоакустичний метод виявлення БПЛА

Радіоакустичний метод локації БПЛА полягає у випромінюванні зондувального радіосигналу в досліджувану область простору, прийомі розсіяних на звуці радіосигналів, їх обробці, і виявленні сигналів, що свідчать про наявність в сканованій області простору безпілотного літального апарату. Процес зондування простору, розсіювання радіохвиль, випромінюваних станцією радіолокації, на збуреннях середовища, створюваних акустичними хвилями БПЛА, що летить, представлений на рис. 1.5.

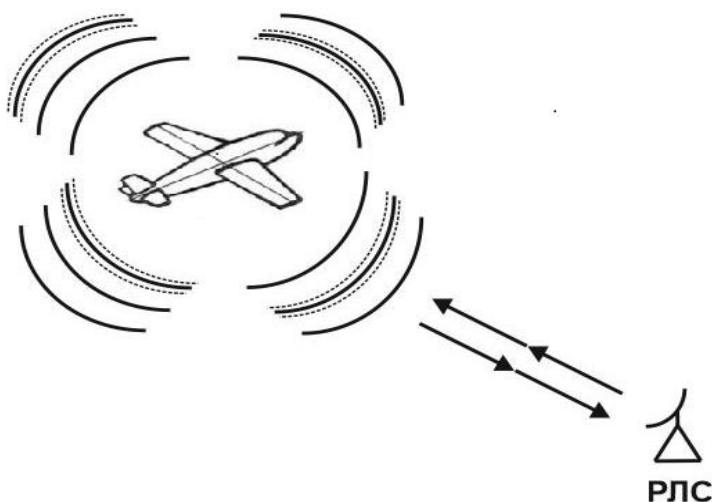


Рис. 1.5 – Розсіювання радіохвиль, випромінюваних РЛС, на збуреннях середовища, створюваних акустичними хвилями БПЛА

Випромінений БПЛА звуковий сигнал зберігає значну інтенсивність на відстані кілька сотень метрів, тому виявлення деякої збуреної цим сигналом області дозволить фактично виявити сам літальний апарат, оскільки дана відстань при досить великих відстанях від БПЛА не є значною.

Як показано вище, БПЛА випромінює акустичні хвилі у діапазоні частот від сотень Гц до 10-15 кГц. Відповідно, діапазон радіохвиль, в якому може бути отриманий розсіяний радіосигнал, що відповідає зазначеному діапазону акустичних хвиль, тягнеться від  $\lambda_e=6,8$  м (відповідає частоті акустичного сигналу  $f_s=100$  Гц ( $\lambda_s=3,4$  м) до  $\lambda_e=5,4$  см (що відповідає частоті акустичного сигналу = 15  $f_s=15$  кГц ( $\lambda_s=2,7$  см).

Вираз (1), що описує розсіяний на звуці радіосигнал, є досить складним, що ускладнює його практичне використання [75,76,77]. При вирішенні конкретних прикладних завдань доцільно мати простішу, адекватну математичну модель, яка дозволяла б визначати основні властивості та характеристики радіосигналу, розсіяного на звукових хвилях, що породжуються БПЛА.

Відповідно до викладеного, при проведенні подальших наукових досліджень у цьому напрямку необхідно розробити конструктивні математичні моделі, що описують процес розсіювання, та дослідити властивості радіосигналів,

розсіяних на акустичних хвилях БПЛА: їх спектральний склад сигналів, структурні особливості, енергетичні властивості. Необхідно також розробити методи обробки радіосигналів, розсіяних на звукових хвилях БПЛА, з метою виявлення сигналів, що приймаються.

### 1.2.2 Алгоритм виявлення радіолокаційних сигналів, що розсіюються на акустичних хвилях, створюваних БПЛА

У роботах [42,44,47,52,53,59,64,66,70,71,75-86] показано, що структура та параметри акустичних збурень, створених БПЛА в атмосфері, залежать від його виду, форми, кількості двигунів та режимів їх роботи, кількості та форми несучих гвинтів і т. п. Крім того, експериментальні дослідження структури та параметрів звукового поля БПЛА виявили, що спектри його акустичного випромінювання містять яскраво виражені гармоніки, які мають частоти кратні частотам обертання гвинтів. Основний тон знаходиться в смузі від 80Гц до 240Гц, а кількість гармонік може змінюватись від 10 до 40. При цьому спектр акустичного сигналу тягнеться до 15кГц [61,93].

У режимі польоту спектральні лінії акустичного випромінювання розмиваються внаслідок відмінності режимів роботи (частоти обертання) двигунів при компенсації дестабілізуючих факторів руху в турбулентній атмосфері. У міру проходження акустичною хвилею певної відстані в атмосфері від джерела випромінювання відбуваються помітні послаблення її високочастотних складових, що зумовлено дисперсійними властивостями середовища, а також мінливістю характеристик спрямованості випромінювання у смузі частот [78]. Тому інтенсивність акустичних коливань, що залежить, від кута спостереження, має випадковий характер із певним законом розподілу ймовірностей.

Таким чином, сукупний радіосигнал, розсіяний областю простору, збуреної акустичним випромінюванням БПЛА, буде часовою послідовністю коливань з різними і випадковими поточними значеннями амплітуди, частоти і часу запізнення. Тому на вході приймача РЛС буде присутня суміш шумових

коливань, нешумових перешкод і корисного сигналу з непередбачуваною заздалегідь комплексною огинаючою. При цьому вважається, що для відбитого радіосигналу є відомою ефективна смуга частот  $\Delta F$  з певною центральною частотою  $f_0$ .

У зв'язку з цим значний інтерес становлять задачі виявлення та оцінювання сигналів з мінімальною апіорною інформацією про їхню комплексну огинаючу та час існування на інтервалі спостереження. Такі задачі окрім радіолокації розподілених цілей (наприклад - просторово протяжних об'єктів) характерні для медико-біологічних досліджень, радіоастрономії, гідролокації тощо.

Для вирішення подібних завдань вже не застосовні відомі процедури оптимальної або квазіоптимальної фільтрації, а тому потрібен пошук найбільш загальних алгоритмів обробки, що ґрунтуються на статистичній відмінності чистого шуму та адитивної суміші "сигнал плюс шум".

#### 1.2.2.1 Алгоритм виявлення

Розробку таких алгоритмів зручно проводити на основі так званого "енергетичного підходу", який базується на аналізі оцінок приведеної до шумів енергії коливань, що реєструються, на інтервалі спостереження в припущенні гаусового характеру шумів [89]. Причому це обмеження не є надмірним з двох причин: по-перше, розв'язання задачі для гаусових шумів відкриває шлях для вдосконалення алгоритмів обробки в умовах впливу шумів з іншими статистичними характеристиками, а по-друге, нині набули розвитку процедури нормалізації негаусових процесів.

Розглянемо наступну модель адитивної суміші  $\dot{Y}(t)$  корисного сигналу  $\dot{S}(t)$  і шуму  $\dot{N}(t)$

$$\dot{Y}(t) = \dot{S}(t) + \dot{N}(t), \text{ де } \dot{S}(t) = \sum_{i=1}^k \dot{S}_i(t) = \sum_{i=1}^k b_i \times X_i(t),$$

де  $\dot{S}_i(t) = \dot{b}_i \dot{X}_i(t)$  –  $i$ -ий відносно початку пакету імпульсний сигнал у пачці з  $k$  імпульсів;  $\dot{b}_i$  – довільний амплітудний множник  $i$ -го імпульсу, який підлягає оцінюванню;  $\dot{X}_i(t)$  – відомий з точністю до фази  $\varphi_i$  опорний сигнал, який відповідає зонduючому радіоімпульсу  $x_i(t) = \text{Re}\{X_i(t)e^{j\omega_0 t}\}$ .

Кореляційна матриця шумів  $\dot{\Phi}(t_1, t_2)$ , яка складена для одного елементу дальності за різними періодами зонduючих радіоімпульсів, має вигляд

$$\dot{\Phi}(t_1, t_2) = \delta(t_1 - t_2) \dot{N}, \text{ де } \delta(r) - \text{дельта-функція.}$$

Оскільки миттєві значення шуму на виході приймача є незалежними в моменти, віддалені на час, що дорівнює періоду зонduючих сигналів, матриця  $\dot{\Phi}(t_1, t_2)$  розмірності  $(k \times k)$  – діагональна:  $\dot{\Phi}(t_1, t_2) = \text{diag } N_{ii}$ ,  $N_{ii} = \sigma_{ii}^2 / \Delta F$ , де  $\sigma_{ii}^2$  – дисперсія шумових коливань в  $i$ -му періоді зондувальних сигналів;  $\Delta F$  – ефективна смуга пропускання вузькосмугового тракту коливань, що приймаються.

У матричному запису модель адитивної суміші сигналу з шумом буде мати вигляд

$$\dot{Y}(t) = \dot{S}(t, \dot{b}) + \dot{N}(t).$$

На основі цієї моделі через значну невизначеність у поданні пакетів відбиттів необхідний алгоритм їх спільного виявлення та оцінювання максимальних значень корисних сигналів, що реєструються, на обмеженому інтервалі спостереження можна відшукати в рамках процедур обробки, які відповідають критерію максимуму відношення правдоподібності

$$\ell = \frac{p_{\text{сп}}(\dot{Y}/\dot{b})}{p_{\text{п}}(\dot{Y}/\dot{b})} = \max,$$

більш детально

$$\ell = k \cdot \frac{\exp\left\{\left(-\frac{1}{2}\right) \cdot \int \int_{T_1}^{T_2} \left[ \dot{\underline{Y}}^{*T}(t_1) - \dot{\underline{X}}^{*T}(t_1, \dot{\underline{b}}) \right] \cdot \underline{\dot{\Psi}}(t_1, t_2) \cdot \left[ \dot{\underline{Y}}(t_2) - \dot{\underline{X}}(t_2, \dot{\underline{b}}) \right] \cdot dt_1 \cdot dt_2 \right\}}{\exp\left\{\left(-\frac{1}{2}\right) \cdot \int \int_{T_1}^{T_2} \left[ \dot{\underline{Y}}^{*T}(t_1) \cdot \underline{\dot{\Psi}}(t_1, t_2) \cdot \dot{\underline{Y}}(t_2) \right] \cdot dt_1 \cdot dt_2 \right\}} = \max$$

при  $\dot{\underline{b}} = \dot{\underline{b}}_{opt}$ , де  $p_{cn}$  і  $p_n$  – відповідно функціонали багатомірної щільності ймовірності гаусових випадкових величин для адитивної суміші сигналу з шумом та чистого шуму. Матриця  $\underline{\dot{\Psi}}(t_1, t_2)$  відшукується шляхом рішення інтегрального рівняння

$$\int_{T_1}^{T_2} \underline{\dot{\Phi}}(t_1, t_2) \underline{\dot{\Psi}}(t_2, t_3) dt_2 = \underline{I} \delta(t_1 - t_3),$$

де  $\underline{I}$  – одинична діагональна матриця;  $T_2 \dots T_1$  – часовий інтервал, який відповідає одному елементу дальності.

Оцінки значень  $\dot{\underline{b}}$  енергетичних параметрів  $\dot{\underline{b}}$  отриманих у вигляді

$\dot{\underline{b}}' = \underline{Q}^{-1} \dot{\underline{Z}}$ , де  $\dot{\underline{Z}} = \{\dot{Z}_i, i=1, k\}$  – вектор наведених до шумів результатів обробки вхідного коливання у фільтрі, узгодженому з опорним сигналом у кожному  $i$ -му періоді зонduючих сигналів на довільному елементі дальності тривалістю  $(T_2 - T_1)$

$$\dot{Z}_i = (1 / N_{ii}) \int_{T_1}^{T_2} \dot{Y}_i(t) \dot{X}_i(t) dt = \dot{Z}_{0i} / N_{ii},$$

$\underline{Q}$  – діагональна матриця з елементами  $q_{11}, q_{22}, \dots, q_{kk}$ ,

де  $q_{ii} = 2 \cdot \mathcal{E}_i / N_{ii}$ ,  $2 \cdot \mathcal{E}_i = \int_{T_1}^{T_2} \dot{X}_i^2 dt$  – енергія опорного сигналу  $x_i(t)$  на інтервалі спостереження  $(T_2 - T_1)$ .

Підставивши отримані оцінки  $\hat{b}'$  у вираз для  $\ln(\ell)$ , отримаємо шуканий алгоритм функціонування пристрою накопичення енергії нешумового сигналу  $\dot{S}(t)$ , що представляє собою пакет радіовідбиттів з флуктуючими амплітудами імпульсів, оптимальний в сенсі максимуму відношення правдоподібності

$$\ln(\ell) = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^k \dot{Z}_i^2 (1/q_{ii}) = (1/2) \sum_i \dot{Z}_{ni}^2,$$

де  $\dot{Z}_{ni} = \dot{Z}_{0i} / (2\mathfrak{D}_i N_{ii})^{1/2}$ .

Слід зазначити, що за відсутності корисного сигналу  $\dot{S}(t)$  значення математичного очікування  $M[\ln(\ell)]$  і дисперсії  $D[\ln(\ell)]$  – постійні. Тому синтезований алгоритм виявлення виявляється інваріантним до інтенсивності перешкод.

Очевидно, що випадкова величина  $\xi = \ln(\ell)$ , яку отримано як суму квадратів реалізацій нормально розподіленої величини  $\dot{Z}$  в залежності від наявності або відсутності корисного (нешумового) сигналу  $\dot{S}(t)$  у вхідному випадковому процесі  $\dot{Y}(t)$  має або центральний або нецентральний розподіл  $\chi^2_{N_{св.}}$  з  $N_{св.} = 2kr$  ступенями свободи і параметром нецентральності  $\lambda \geq 0$ , де  $r$  – кількість відліків значень  $Z_i^2[n]$  на інтервалі спостереження  $(T_2 - T_1)$ .

Відомі щільності ймовірності [90]

$$p_{\eta}(\xi) = (1 / (2^{n/2} \Gamma(n/2))) \zeta^{n/2-1} e^{-\xi/2}, \quad (1.9)$$

для  $\xi > 0$ , де  $n$  – кількість ступенів свободи;  $\Gamma(x)$  – гама-функція Ейлера;  $p_{\eta}(\xi) = 0$  для  $\xi \leq 0$ ;



$$p_{nu}(\xi) = (e^{-0.5(\xi+\lambda)} \xi^{(n/2)-1} \sum_{j=0}^{\infty} (\lambda \xi / 4)^j / (j! \Gamma(j + n/2))) / 2^{n/2}, \quad (1.10)$$

для  $\xi \geq 0$ , де  $\lambda$  – параметр нецентральності, дозволяє аналізувати якісні показники синтезованого пристрою виявлення для різних поточних значень параметрів  $\lambda$ ,  $k$ , а також оцінити оптимальне значення інтервалу спостереження  $\Delta T = kT_z$ , ( $T_z$  – період прямування зондуючих радіоімпульсів) для досить малих вхідних співвідношень сигнал/шум і визначити у відповідності з обраним критерієм виявлення порогове значення  $\ln(\ell)_{nor.}$ , у порівнянні з яким поточної величини  $\ln(\ell)$  виноситься рішення про наявність корисного сигналу  $\dot{S}(t)$  на інтервалі спостереження  $\Delta T$ .

Отриманий вираз для  $\ln(\ell)$  синтезованого пристрою виявлення пакетів радіовідбиттів, замаскованих шумами, дозволяє застосувати різні способи його практичної реалізації. У цьому зв'язку, представляється перспективним шлях розподілу вхідного колювання, що аналізується, на квадратурні складові  $\dot{Y}_c(t)$  і  $\dot{Y}_s(t)$ . За цифровими відліками результату їх узгодженої фільтрації обчислюються оцінки поточних значень дисперсій  $\sigma_{ci}^2, \sigma_{si}^2$  у квадратурних каналах поблизу кожної  $i$ -ої поточної вибірки  $Z_0[i]_{c,s}$  на інтервалі спостереження, після чого формується потрібна поточна оцінка виду

$$\ln(l) = S_{\Sigma} = \sum_{j=1}^{kr} (Z_0^2[j]_c / \sigma_{cj}^2 + Z_0^2[j]_s / \sigma_{sj}^2).$$

Такий підхід дозволив отримати оцінку  $\ln(l)$  без детектування огинаючої вузькосмугового випадкового процесу (що важливо при малих співвідношеннях сигнал/шум), формувати фазочастотну характеристику (ФВХ) пакета радіовідбиттів, оцінити поточні значення у квадратурних каналах за нормально розподіленими відліками, в той час як відліки повного вектору можуть бути розподілені за будь-яким із наступних законів: Релея, Райса, Бекмана чи Хойта [91].

Таким чином, запропонована методика обробки на тлі гаусових шумів коливання  $\dot{Y}(t)$ , що приймається, в квадратурах дозволяє запропонувати більш загальний енергетичний підхід до завдань виявлення та оцінювання сигналів з апіорі невідомою комплексною огибаючою, замаскованих нестационарними, негаусовими шумами, а також нешумовими перешкодами. Багато в чому такий підхід базується на різноманітних процедурах нормалізації квадратурних складових  $\dot{Y}_c(t)$  і  $\dot{Y}_s(t)$  повного вектору, або результату їхньої узгодженої фільтрації  $\dot{Z}_0(t)_c$ ,  $\dot{Z}_0(t)_s$  як для безперервних, так і дискретних сигналів.

Відомі аналітичні вирази [89] для центрального та нецентрального розподілу хі-квадрат (1.9) і (1.10) дозволяють отримати чисельні оцінки порогової величини  $\ln(\ell)_{\text{пор.}}$  та ймовірнісні характеристики пристрою виявлення для поточних значень числа ступенів свободи  $N_{\text{св.}}$  та параметра нецентральності  $\lambda \geq 0$  в залежності від обраного критерію виявлення.

Розглянемо на рис.1.6 схематичне зображення диференціальних густин ймовірності виду (1.9) і (1.10). Нехай випадкова величина  $\ln(\ell) = x$  має центральний (крива 1), або нецентральный (крива 2) розподіл хі-квадрат з  $N_{\text{св.}}$  ступенями свободи.

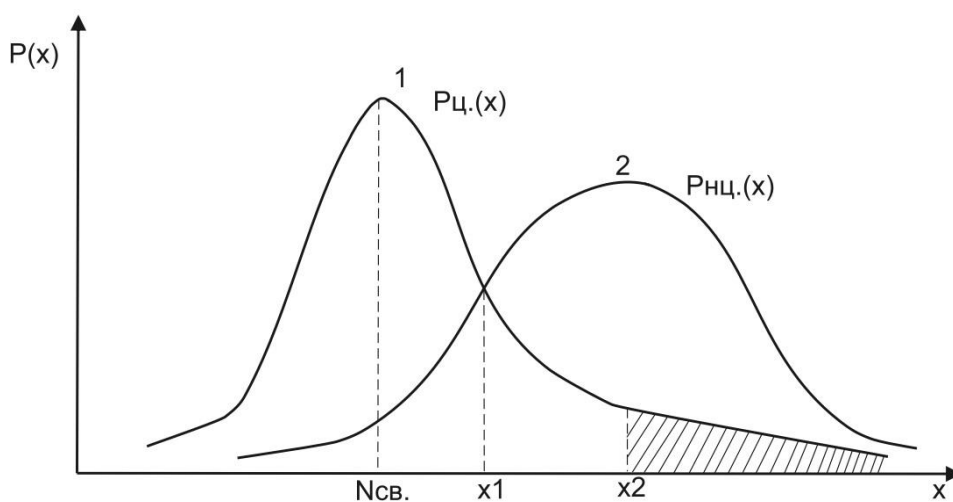


Рис.1.6 – Диференційні щільності ймовірності центрального  $P_{\text{ц}}(x)$  та нецентрального  $P_{\text{нц}}(x)$  розподілів  $\chi^2_{N_{\text{св.}}}$  з  $N_{\text{св.}}$  ступенями свободи

Завдання вибору порогового значення  $\ln(\ell)_{\text{пор.}} = x_{\text{пор.}}$  вирішується на основі аналізу відомих аналітичних виразів (1.9) і (1.10), що описують дані густини ймовірності. Вибір будь-якої точки на осі  $X$  (наприклад  $x_1$ ) у якості порогового значення  $x_{\text{пор.}}$  означає, що при зафіксованих значеннях  $N_{\text{св.}}$  і параметра нецентральності  $\lambda$  можна обчислити ключові значення ймовірностей правильного виявлення  $P_{\text{прав.}}$ , пропусків цілі  $P_{\text{пр.ц.}}$ , хибної тривоги  $P_{\text{х.т.}}$  наступним чином

$$P_{\text{прав.}} = \int_{x_1}^{\infty} P_{\text{н.ц.}}(x) \cdot dx; \quad P_{\text{пр.ц.}} = \int_0^{x_1} P_{\text{н.ц.}}(x) \cdot dx; \quad P_{\text{х.т.}} = \int_{x_1}^{\infty} P_{\text{ц}}(x) \cdot dx.$$

Вибираючи те чи інше значення  $x_1, x_1$  можна в широких межах змінювати співвідношення між чисельними оцінками зазначених ймовірностей відповідно до завдання, що розв'язується. Наприклад, якщо потрібно зафіксувати максимально допустиме значення ймовірності помилкової тривоги (заштрихована площа на рис.1.6), то у якості порогового значення  $x_{\text{пор.}}$  слід вибрати точку  $x_2$ .

У будь-якому випадку при прийманні радіосигналів з мінімальною енергією корисних сигналів, що реєструються, ймовірність правильного виявлення

$$P_{\text{прав.мин.}} = \int_{N_{\text{сдл}} + \lambda}^{\infty} p_{\text{н.ц.}}(x) \cdot dx \approx 0.5.$$

Зі зростанням енергетики коливань ймовірність їх правильного виявлення збільшується.

### 1.2.2.2 Практична реалізація алгоритму виявлення

Структурну схему приймальної частини реєстратора радіосигналів, розсіяних на пакетах акустичних коливань БПЛА, показано на рис.1.7.

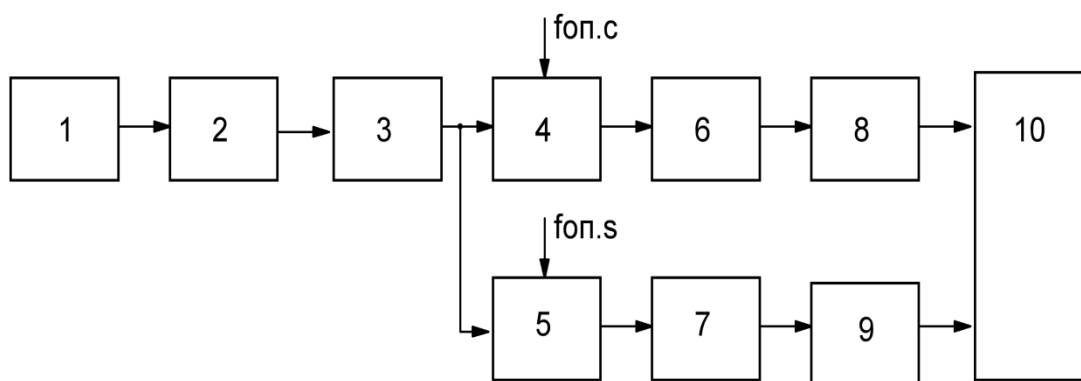


Рис.1.7 – Структурна схема приймальної частини реєстратора БПЛА

На цій схемі прийнято наступні позначення:

1 – антена;

2 – преселектор;

3 – малошумний підсилювач радіочастоти (МШП);

4, 5 – змішувачі;

6, 7 – підсилювачі низької частоти (ПНЧ);

8, 9 – АЦП;

10 – спеціалізований обчислювальний пристрій;

$f_{op.c}$ ,  $f_{op.s}$  – "косінусна" и "сінусна" опорні частоти, які дорівнюють несійній частоті зондуючих радіосигналів  $f_0$  і є зсунутими по фазі відносно один одного на  $\pi/2$ .

Дана схема є високочутливим приймачем прямого перетворення з двома вихідними квадратурними каналами в цифровому форматі. Відліки з цих каналів надходять до спеціалізованого обчислювального пристрою або високопродуктивної ЕОМ і обробляються відповідно до алгоритму, описаного вище.

Відповідно до цього алгоритму поблизу кожної поточної  $i$ -ої вибірки  $A_i$  в кожному каналі обробки умовно "ліворуч" і "праворуч" від неї (тобто, за вибірками передісторії та постісторії) формуються оцінки математичного

очікування:  $m_L = \frac{1}{k} \cdot \sum_{j=1}^k A_{i-j}$  і  $m_R = \frac{1}{k} \cdot \sum_{j=1}^k A_{i+j}$ , де величина  $k$  характеризує глибину передісторії та постісторії. Тоді поточну оцінку дисперсії поблизу вибірки  $A_i$  отримаємо з наступних співвідношень

$$D_L = \frac{1}{k-1} \cdot \sum_{j=1}^k (A_{i-j} - m_L)^2, \quad D_R = \frac{1}{k-1} \cdot \sum_{j=1}^k (A_{i+j} - m_R)^2, \quad D_i = \frac{D_L + D_R}{2}.$$

Таким чином, поточна оцінка випадкової величини для  $i$ -ої вибірки вийде такою  $\xi_i = \frac{A_i^2}{D_i}$ .

В якості наочної ілюстрації на рис.1.8 показана діаграма поточних сум  $X_i = S_{\Sigma i} = (\ln \ell)_i$ , розподілених на дискретних елементах дальності, де  $i$  – умовний номер елемента на розгортці дальності  $D$ .

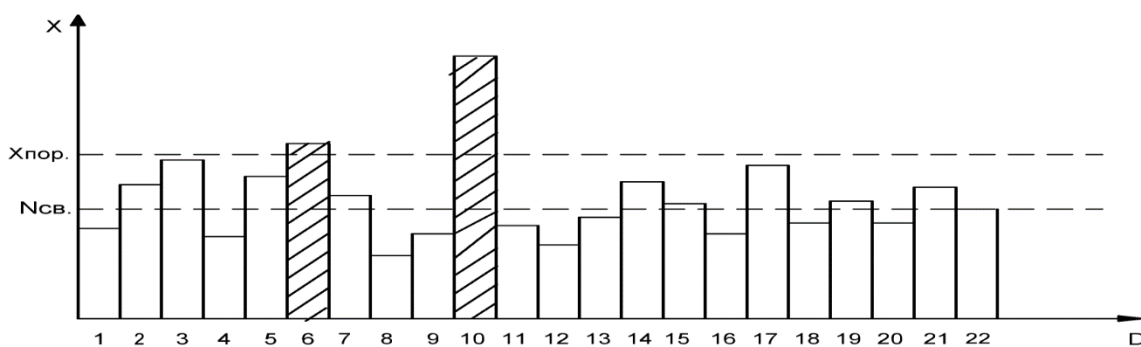


Рис.1.8 – Діаграма, що ілюструє розподіл по елементах дальності накопиченої енергії, яка є приведеною до поточного рівня шуму

Наприклад, дана діаграма показує, що на елементах дальності з номерами (1...5), (7...9), (11...22) поточні суми  $X_i$  не перевищують граничне значення  $X_{пор.}$ . Тому приймається рішення, що на цих елементах дальності є відсутнім корисний сигнал із прийнятною енергетикою.

На елементах дальності з номерами 6 та 10 поточні значення  $X_6$  та  $X_{10}$  перевищують порогові значення. Отже, приймається рішення, що на цих елементах дальності присутні цікаві для нас об'єкти. Причому, з урахуванням специфіки формування оцінок  $X_i$  за методом "ковзного вікна", коли в кожному періоді зондувальних сигналів із суми віднімається перший елемент і до неї додається новий, нічого певного про спрямованість процесу накопичення сказати не можна. Наприклад, мале перевищення порога на шостому елементі може означати початок корисної реєстрації, або близьке її завершення. Значне перевищення порога на десятому елементі дальності означає, швидше за все, серединний етап процесу реєстрації об'єкта.

Тому остаточний висновок про динаміку процесу реєстрації можна зробити лише на етапі оцінювання розподілу нешумової енергії на всьому інтервалі спостереження, який відбувається відразу за етапом виявлення початку та закінчення пакета радіовідбиттів на певній фіксованій дальності.

### 1.2.3 Алгоритм оцінювання розподілу енергії радіолокаційних сигналів, які розсіюються на акустичних збуреннях, створених БПЛА

Ряд проблем, пов'язаних з радіолокацією об'єктів з динамічною ефективною поверхнею розсіювання (ЕПР), вимагають відшукування оцінок розподілу енергії корисного сигналу на інтервалі спостереження після розв'язання задачі виявлення конкретного об'єкта в умовах малого співвідношення сигнал/шум і апіорної невизначеності щодо комплексної огинаючої пакету радіовідбиттів.

Отримання оцінок розподілу нешумової енергії на інтервалі спостереження дозволяє сформувати додаткові інформаційні ознаки для розпізнання класів виявлених БПЛА, а також для просторового розрізнення окремих БПЛА, які знаходяться на одній дальності у разі їхнього групового застосування.

Розглядається адитивна модель суміші пакету розсіяних радіосигналів та шуму виду

$$\dot{Y}(t) = \dot{S}(t) + \dot{N}(t), \text{ де } \dot{S}(t) = \sum_{i=1}^k \dot{S}_i(t) = \sum_{i=1}^k \dot{b}_i \cdot \dot{X}_i(t), \quad (1.11)$$

де  $\dot{S}_i(t) = \dot{b}_i \dot{X}_i(t)$  –  $i$ -й відносно початку пакету імпульсний сигнал у пачці, що містить  $k$  імпульсів;  $\dot{b}_i$  – довільний амплітудний множник  $i$ -го імпульсу, який потрібно оцінити;  $\dot{X}_i(t)$  – відомий з точністю до фази опорний сигнал, який відповідає зонduючому радіоімпульсу:  $x_i(t) = \text{Re}\{\dot{X}_i(t)e^{j\omega_0 t}\}$  [92].

Для відносно великих співвідношень сигнал/шум  $q \gg 1$  оцінка розподілу енергії сигналу на інтервалі спостереження з прийнятною похибкою здійснюється шляхом визначення модулів коефіцієнтів  $\dot{b}_i$ . Для малих значень  $q \approx 1$  подібний підхід є неприйнятним, оскільки похибка оцінювання стає співрозмірною з модулем максимального значення амплітуди пакету відбитих сигналів  $\dot{b}_{i\max}$  і навіть перевищує його. У цьому випадку розподіл нешумової енергії слід шукати у вигляді розподілу блоків незмінного рівня її оцінки  $E_A$  на однакових інтервалах часу  $T_{\text{бл.}} = \ell \cdot T_z$  де  $T_z$  – період зонduючих радіосигналів, використовуючи принцип статистичного накопичення енергії всередині кожного блоку. Причому величина коефіцієнту  $\ell$  – зворотно пропорційна значенню співвідношення  $q$ .

Таким чином, потрібно сформулювати алгоритм обробки радіолокаційних сигналів, розсіяних на акустичних збуреннях, створених БПЛА, який повинен працювати у реальному масштабі часу і надавати оцінки розподілу корисної енергії на інтервалі спостереження з деталізацією, яка залежить від поточного співвідношення сигнал/шум.

Одна з важливих вимог до алгоритму оцінювання полягає в тому, щоб він був реалізований у єдиному методологічному плані з алгоритмом виявлення. Такий підхід дозволяє отримати оптимальне поєднання апаратного та програмного забезпечення функціонування цих алгоритмів та створює передумови для організації їх роботи в реальному масштабі часу.

Алгоритм виявлення БПЛА, описаний у [92], дозволяє реалізувати цей підхід. Робота цього алгоритму заснована на тій обставині, що адитивна суміш

корисного сигналу з шумом виду (1.11) являє собою випадковий вузькосмуговий процес, для якого квадратурні складові  $Y_c(t)$  і  $Y_s(t)$  повного вектору  $\dot{Y}(t)$  мають нормальний розподіл для різних типів випадкової величини  $\dot{Y}(t)$  [92]. У цьому випадку оцінка енергії на інтервалі спостереження у разі приведення її до дисперсії шуму являє собою реалізацію випадкової величини  $\hat{\xi}$ , яка розподілена за центральним або нецентральним законом  $\chi_N^2$  з  $N$  ступенями свободи і чисельною оцінкою параметра нецентральності  $\lambda$  [89].

При цьому якщо всі вибірки огинаючої вузькосмугового випадкового процесу, які є нормованими за дисперсією шуму, розбити на  $k$  блоків, розташованих один до одного в хронологічному порядку, то можна записати  $\hat{\xi} = \sum_{j=1}^k (\xi_j)$ , де  $\xi_j$  – реалізація випадкової величини, яка має розподіл  $\chi_L^2$  з  $L$  ступенями свободи, де  $L = N/k$  та певними параметрами нецентральності  $\lambda_i$  такими, що  $\sum_j (\lambda_j) = \lambda$ .

Таким чином, після прийняття рішення про виявлення БПЛА на конкретній дальності ми фіксуємо набір з  $k$  випадкових величин, що мають розподіл  $\chi_M^2$  з однаковим числом ступенів свободи  $M$ , але різними в загальному випадку параметрами нецентральності  $\lambda_i$ . У цьому зв'язку привабливою є ідея оцінювання параметра без порівняння з певним еталоном. При цьому припускається що закон розподілу цього параметра є апіорі відомим (заданим) [93]. Ця ідея базується на методах теорії порядкових статистик [94,95], які вимагають замість процедури порівняння шуканого параметра об'єкта з певним зразком упорядкування вибірки з кількох об'єктів.

Розглянемо деякий гіпотетичний випадковий процес  $\dot{Y}_r(t)$  виду (1.11), який являє собою адитивну суміш шуму  $\dot{N}(t)$  та гіпотетичного пакету корисних сигналів  $\dot{S}_r(t)$ . Нехай  $\dot{S}_r(t) = \dot{b}_r \cdot \dot{X}(t)$ . Таким чином, гіпотетичний сигнал  $\dot{S}_r(t)$  є еквівалентним з точністю до постійного множника  $\dot{b}_r$  опорному (зондуючому)



сигналу  $\dot{X}(t)$ . Причому значення параметра  $\dot{b}_r$  виберемо так, щоб оцінка  $\xi_r = \xi$ , тобто повинна виконуватися рівність:  $\sum_{j=1}^k (\xi_{jr}) = \sum_{j=1}^k (\xi_j)$ . Сенс розгляду пакету  $\dot{S}_r(t)$  полягає у моделюванні умови безперервного та рівномірного надходження нешумової енергії на інтервалі спостереження  $(0; T_H)$ . Потім результати, отримані за допомогою моделі  $\dot{S}_r(t)$ , поширимо на алгоритм оцінювання реального пакету корисних сигналів  $\dot{S}(t)$ .

Оцінимо величину математичного очікування  $M[\xi]$  випадкової величини  $\xi$ , як результат операції усереднення суми  $k$  реалізацій  $\xi_{jr}$ ,  $j = \overline{1, k}$

$$\widehat{M}[\xi] = \frac{1}{k} \cdot \sum_{j=1}^k (\xi_{jr}).$$

З іншої сторони

$$\widehat{M}[\xi] = \frac{1}{k} \cdot \sum_{j=1}^k (\xi_j) = \widehat{\xi}.$$

Оскільки згідно з [89] для випадкової величини  $\xi$ , що має розподіл  $\chi_N^2$  з параметром нецентральності  $\lambda$  перші два моменти мають вигляд:  $M[\xi] = N + \lambda$ ,  $D[\xi] = 2 \cdot N + 4 \cdot \lambda$ , то  $\widehat{\xi}/k = L + \lambda_r$ . Звідки оцінка  $\lambda_r$ :  $\lambda_r = (\widehat{\xi} - N)/k$ , а оцінка загального параметра нецентральності  $\widehat{\lambda} = k \cdot \lambda_r$ .

Утворимо з гіпотетичних локальних сум  $\xi_{jr}$  варіаційний ряд

$$\widehat{\xi}_r(j), j = \overline{1, k}, \text{ де } \widehat{\xi}_r(1) \leq \widehat{\xi}_r(2) \leq \dots \leq \widehat{\xi}_r(k-1) \leq \widehat{\xi}_r(k). \quad (1.12)$$

Знаючи параметр нецентральності  $\lambda_r$ , число ступенів свободи  $L$  (а отже, знаючи аналітичний вираз для щільності ймовірності  $P_H(\xi)$  [90] значення

математичного очікування  $M_j$  та дисперсії  $D_j$  для кожної  $j$ -ої порядкової статистики з варіаційного ряду (1.12) відповідно до таких виразів [94]

$$M_j = \int_{-\infty}^{\infty} \xi \cdot \psi_j(\xi) \cdot d\xi, \quad D_j = \int_{-\infty}^{\infty} \xi^2 \cdot \psi_j(\xi) \cdot d\xi, \quad (1.13)$$

$$\psi_j(\xi) = \frac{k!}{(j-1)!(k-j)!} \cdot [F(\xi)]^{j-1} \cdot [1-F(\xi)]^{k-j} \cdot f(\xi), \quad (1.14)$$

де  $\psi_j(\xi)$  – густина ймовірності  $j$ -ої порядкової статистики для варіаційного ряду (1.12), що містить  $k$  елементів;

$f(\xi) = P_n(\xi)$  – щільність ймовірності нецентрального розподілу  $\chi_L^2$  з параметром нецентральності  $\lambda_\Gamma$ ;

$F(\xi)$  – функція розподілу випадкової величини  $\xi$ .

Для широкого кола практично важливих розподілів, серед яких – нормальне та всі усічені (у тому числі  $\chi_L^2$  при досить великому значенні  $L$ ) виконується важливе співвідношення

$$D_k[\hat{\xi}_j] \ll D[\xi], \text{ де } j = \overline{1, k},$$

де  $D_k[\hat{\xi}_j]$  – дисперсія  $j$ -ої порядкової статистики;

$D[\xi]$  – дисперсія випадкової величини  $\xi$ ;

$k$  – кількість елементів варіаційного ряду.

В таблицях 1.2...1.6 в якості прикладу зведено чисельні дані розрахункових величин  $M_j$  та  $D_j$  для фіксованих значень параметрів  $k$ ,  $\lambda_\Gamma$ ,  $N_{\text{св}}$ . Оцінки  $M_j$  та  $D_j$  отримано відповідно до виразів (1.13, 1.14) з застосуванням аналітичних виразів для щільності ймовірності центрального (у разі  $\lambda_\Gamma = 0$  та нецентрального розподілу (у разі, коли  $\lambda_\Gamma \neq 0$ )  $\chi_n^2$  з  $n$  ступенями свободи

$p_{\text{ц}}(\xi) = \left(1 / \left(2^{n/2} \Gamma(n/2)\right)\right) \xi^{n/2-1} e^{-\xi/2}$ , де  $\Gamma(x)$  – гамма-функція Ейлера;  
 $p_{\text{ц}}(\xi) = 0$  для  $\xi \leq 0$ ;

$$p_{\text{нц}}(\xi) = \left( \left( e^{-0.5(\zeta+\lambda)} \xi^{(n/2)-1} \sum_{j=0}^{\infty} (\lambda \xi/4)^j \right) / (j! \Gamma(j + n/2)) \right) / 2^{n/2}$$

для  $\xi \geq 0$ , где  $\lambda$  – параметр нецентральності.

Таблиця 1.2 – Розрахункові значення математичного очікування  $M_j$  та дисперсії  $D_j$  порядкових статистик (за виразами 1.13, 1.14) при  $\lambda = 0$ ,  $k = 64$ ,  $N_{\text{св}} = 8$ .

|       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $j$   | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10    | 11    | 12    | 13    | 14    | 15    | 16    |
| $M_j$ | 1.701 | 2.222 | 2.581 | 2.870 | 3.120 | 3.343 | 3.549 | 3.740 | 3.921 | 4.093 | 4.259 | 4.420 | 4.575 | 4.728 | 4.877 | 5.023 |
| $D_j$ | 0.559 | 0.520 | 0.501 | 0.491 | 0.485 | 0.482 | 0.481 | 0.481 | 0.481 | 0.483 | 0.484 | 0.487 | 0.489 | 0.432 | 0.496 | 0.499 |

|       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $j$   | 17    | 18    | 19    | 20    | 21    | 22    | 23    | 24    | 25    | 26    | 27    | 28    | 29    | 30    | 31    | 32    |
| $M_j$ | 5.168 | 5.310 | 5.452 | 5.592 | 5.732 | 5.871 | 6.010 | 6.149 | 6.288 | 6.428 | 6.568 | 6.709 | 6.851 | 6.995 | 7.140 | 7.286 |
| $D_j$ | 0.503 | 0.508 | 0.512 | 0.516 | 0.521 | 0.526 | 0.531 | 0.536 | 0.542 | 0.548 | 0.554 | 0.561 | 0.568 | 0.574 | 0.582 | 0.590 |

|       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |        |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--------|
| $j$   | 33    | 34    | 35    | 36    | 37    | 38    | 39    | 40    | 41    | 42    | 43    | 44    | 45    | 46    | 47    | 48     |
| $M_j$ | 7.435 | 7.586 | 7.739 | 7.895 | 8.053 | 8.215 | 8.381 | 8.551 | 8.725 | 8.903 | 9.088 | 9.278 | 9.475 | 9.679 | 9.891 | 10.113 |
| $D_j$ | 0.598 | 0.606 | 0.615 | 0.625 | 0.635 | 0.645 | 0.656 | 0.667 | 0.680 | 0.693 | 0.707 | 0.722 | 0.738 | 0.755 | 0.774 | 0.793  |

|       |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |
|-------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $j$   | 49     | 50     | 51     | 52     | 53     | 54     | 55     | 56     | 57     | 58     | 59     | 60     | 61     | 62     | 63     | 64     |
| $M_j$ | 10.345 | 10.589 | 10.847 | 11.120 | 11.412 | 11.726 | 12.065 | 12.436 | 12.847 | 13.309 | 13.837 | 14.458 | 15.218 | 16.207 | 17.639 | 19.870 |
| $D_j$ | 0.815  | 0.839  | 0.865  | 0.894  | 0.928  | 0.965  | 1.008  | 1.058  | 1.116  | 1.188  | 1.279  | 1.396  | 1.556  | 1.800  | 2.246  | 3.985  |

Таблиця 1.3 – Розрахункові значення математичного очікування  $M_j$  та дисперсії  $D_j$  порядкових статистик (за виразами 3, 4) при  $\lambda = 8$ ,  $k = 64$ ,  $N_{\text{св}} = 8$ .

|       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |        |        |        |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|
| $j$   | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10    | 11    | 12    | 13    | 14     | 15     | 16     |
| $M_j$ | 4.093 | 5.234 | 5.997 | 6.600 | 7.113 | 7.567 | 7.979 | 8.361 | 8.713 | 9.057 | 9.380 | 9.691 | 9.991 | 10.283 | 10.567 | 10.845 |
| $D_j$ | 1.239 | 1.113 | 1.070 | 1.013 | 0.909 | 0.973 | 0.960 | 0.952 | 0.947 | 0.943 | 0.940 | 0.939 | 0.939 | 0.940  | 0.942  | 0.945  |

|       |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |
|-------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $j$   | 17     | 18     | 19     | 20     | 21     | 22     | 23     | 24     | 25     | 26     | 27     | 28     | 29     | 30     | 31     | 32     |
| $M_j$ | 11.118 | 11.386 | 11.651 | 11.913 | 12.172 | 12.430 | 12.686 | 12.941 | 13.196 | 13.451 | 13.705 | 13.981 | 14.218 | 14.476 | 14.735 | 14.997 |
| $D_j$ | 0.948  | 0.951  | 0.956  | 0.959  | 0.965  | 0.971  | 0.976  | 0.982  | 0.989  | 0.997  | 1.005  | 1.013  | 1.022  | 1.030  | 1.040  | 1.051  |

|     |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |    |
|-----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| $j$ | 33 | 34 | 35 | 36 | 37 | 38 | 39 | 40 | 41 | 42 | 43 | 44 | 45 | 46 | 47 | 48 |
|-----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|

|       |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |
|-------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $M_j$ | 15.262 | 15.529 | 15.800 | 16.074 | 16.558 | 16.637 | 16.926 | 17.222 | 17.524 | 17.833 | 18.151 | 18.477 | 18.815 | 19.163 | 19.524 | 19.900 |
| $D_j$ | 1.062  | 1.074  | 1.086  | 1.100  | 1.113  | 1.127  | 1.144  | 1.159  | 1.177  | 1.197  | 1.217  | 1.358  | 1.260  | 1.287  | 1.314  | 1.343  |

|       |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |
|-------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $j$   | 49     | 50     | 51     | 52     | 53     | 54     | 55     | 56     | 57     | 58     | 59     | 60     | 61     | 62     | 63     | 64     |
| $M_j$ | 20.392 | 20.703 | 21.135 | 21.592 | 22.077 | 22.597 | 23.257 | 23.766 | 24.437 | 25.187 | 26.040 | 27.037 | 28.248 | 28.808 | 32.033 | 34.991 |
| $D_j$ | 1.374  | 1.409  | 1.447  | 1.490  | 1.540  | 1.594  | 1.657  | 1.732  | 1.819  | 1.924  | 2.061  | 2.232  | 2.468  | 2.828  | 3.506  | 7..130 |

Таблиця 1.4 – Розрахункові значення математичного очікування  $M_j$  та дисперсії  $D_j$  порядкових статистик (за виразами 3,4) при  $\lambda = 3$ ,  $k = 32$ ,  $N_{\text{св}} = 8$ .

|       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |        |        |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--------|--------|
| $j$   | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10    | 11    | 12    | 13    | 14    | 15     | 16     |
| $M_j$ | 3.012 | 3.972 | 4.651 | 5.211 | 5.705 | 6.157 | 6.582 | 6.987 | 7.379 | 7.762 | 8.139 | 8.514 | 8.889 | 9.266 | 10.647 | 10.035 |
| $D_j$ | 1.015 | 0.960 | 0.940 | 0.933 | 0.934 | 0.939 | 0.947 | 0.958 | 0.970 | 0.985 | 1.001 | 1.019 | 1.039 | 1.060 | 1.084  | 1.109  |

|       |                   |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |
|-------|-------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $j$   | 17                | 18     | 19     | 20     | 21     | 22     | 23     | 24     | 25     | 26     | 27     | 28     | 29     | 30     | 31     | 32     |
| $M_j$ | $\frac{10.43}{1}$ | 10.839 | 11.261 | 11.701 | 12.162 | 12.648 | 13.167 | 13.725 | 14.334 | 15.008 | 15.768 | 16.649 | 17.711 | 19.069 | 21.006 | 24.218 |
| $D_j$ | 1.138             | 1.169  | 1.203  | 1.242  | 1.285  | 1.333  | 1.389  | 1.454  | 1.531  | 1.623  | 1.739  | 1.889  | 2.095  | 2.406  | 2.061  | 4.768  |

Таблиця 1.5 – Розрахункові значення математичного очікування  $M_j$  та дисперсії  $D_j$  порядкових статистик (за виразами 3,4) при  $\lambda = 3$ ,  $k = 16$ ,  $N_{\text{св}} = 6$ .

|       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |        |        |        |        |        |        |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $j$   | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10    | 11     | 12     | 13     | 14     | 15     | 16     |
| $M_j$ | 2.540 | 3.607 | 4.434 | 5.165 | 5.853 | 6.525 | 7.198 | 7.890 | 8.614 | 9.390 | 10.242 | 11.207 | 12.344 | 13.772 | 15.775 | 19.262 |
| $D_j$ | 1.076 | 1.105 | 1.140 | 1.181 | 1.229 | 1.282 | 1.343 | 1.414 | 1.496 | 1.594 | 1.715  | 1.871  | 2.082  | 2.398  | 2.956  | 4.427  |

Таблиця 1.6 – Розрахункові значення математичного очікування  $M_j$  та дисперсії  $D_j$  порядкових статистик (за виразами 3,4) при  $\lambda = 5$ ,  $k = 16$ ,  $N_{\text{св}} = 6$ .

|       |       |       |       |       |       |       |       |       |        |        |        |        |        |        |       |        |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|-------|--------|
| $j$   | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     | 7     | 8     | 9      | 10     | 11     | 12     | 13     | 14     | 15    | 16     |
| $M_j$ |       | 4.658 | 5.671 | 6.557 | 7.381 | 8.180 | 8.976 | 9.787 | 10.633 | 11.534 | 12.517 | 13.625 | 14.923 | 16.544 | 18.80 | 22.668 |
| $D_j$ | 1.353 | 1.361 | 1.385 | 1.421 | 1.465 | 1.518 | 1.581 | 1.654 | 1.740  | 1.845  | 1.974  | 2.142  | 2.371  | 2.713  | 3.317 | 4.956  |

Тому у якості справжніх оцінок  $\hat{B}_j$   $j$ -х локальних сум  $\hat{\xi}_j$  можна прийняти значення математичних очікувань  $M_j$   $j$ -х порядкових статистик  $j = \overline{1, k}$  [94]

$$\hat{B}_j = M_j; \quad \hat{B}_{j_{\max}} = M_{j_{\max}}. \quad (1.15)$$

При цьому утворюється помилка, значення якої  $\delta_j = \xi_j - M_j$ , а дисперсія оцінки  $\hat{B}_j$  дорівнює дисперсії  $j$ -ої порядкової статистики:  $\sigma_{j\Gamma}^2 = D_j$ .

Таким чином, упорядковуючи вибірку локальних сум  $\xi_{j\Gamma}$  досить великого обсягу, можна, користуючись оцінкою (1.15), отримати значення  $\hat{B}_j$  найкращі в сенсі мінімуму дисперсії помилки для обраного закону розподілу випадкової величини  $\xi$  при рівномірному розподілі корисної енергії на інтервалі спостереження  $(0; T_H)$ .

Розглянемо тепер реальний варіаційний ряд  $\xi_j, j = \overline{1, k}$ , складений із експериментально отриманих локальних сум  $\xi_j$ . Головна його відмінність від варіаційного ряду (1.12) полягає в тому, що локальні значення енергії корисного сигналу  $E_j$  у загальному випадку заздалегідь нерівномірно розподілені в кожному  $j$ -му інтервалі аналізу, який входить до загального інтервалу спостереження. Ця обставина робить неприйнятним алгоритм оцінювання  $\hat{B}_j$  (5), оскільки цей алгоритм інваріантний до розподілу сумарних нешумових енергій  $E_{s1}$  і  $E_{s2}$  пакетів корисних сигналів  $\dot{S}_1(t)$  і  $\dot{S}_2(t)$  на інтервалі спостереження  $(0; T_H)$  при формальній рівності параметрів нецентральності  $(\hat{\lambda}_1 \approx \hat{\lambda}_2)$ . Ускладнимо алгоритм (1.15).

Нехай  $d_j = \sqrt{D_j}$  – середньоквадратичне відхилення  $j$ -ої порядкової статистики (2), а  $\tau$  – деякий стандартизований коефіцієнт, який враховує конкретний розподіл випадкової величини  $\xi$ . У першому наближенні  $\tau \approx 1$ .

Тоді, якщо для усіх значень реального варіаційного ряду  $(\xi_j, j = \overline{1, k})$  виконується умова

$$M_j - d_j \cdot \tau \leq \xi_j \leq M_j + d_j \cdot \tau, \quad (1.16)$$

можна стверджувати, що всі проміжні інтервали аналізу (на яких отримані оцінки  $\xi_j$ ) містять приблизно однакову енергію  $E_A$  нешумового сигналу  $\dot{S}(t)$

$$E_{Aj} = E_A = \text{const}, \quad j = \overline{1, k}. \quad (1.17)$$

Значення  $E_A$  є пропорційним деякому середньому параметру нецентральності  $\lambda_j$  також однакового для кожного з  $k$  проміжних інтервалів аналізу

$$E_A \sim \lambda_j; \lambda_j = \lambda_A = \text{const}, \quad j = \overline{1, k}; \quad (1.18)$$

$$E_\Sigma = \sum_{j=1}^k E_{Aj} = k \cdot E_A; E_\Sigma \sim \xi'. \quad (1.19)$$

Якщо для довільної порядкової статистики  $\hat{\xi}_j$  виконується співвідношення

$$\xi_j < (M_j - d_j \cdot \tau), \quad (1.20)$$

то  $j$ -ий інтервал аналізу містить менше енергії нешумового сигналу, ніж середня оцінка  $E_A$ , тобто  $E_{Aj} < E_A$ . Причому різниця  $\Delta E_j = E_A - E_{Aj}$  пропорційна різниці  $(M_j - \hat{\xi}_j)$

$$|\Delta E_j| \sim |M_j - \xi_j|. \quad (1.21)$$

Аналогічно, якщо для  $i$ -ої порядкової статистики виконується умова

$$\xi_i > (M_i + d_i \cdot \tau) \quad (1.22)$$

то  $i$ -й інтервал варіаційного ряду містить більше енергії корисного сигналу на величину  $\Delta E_i$ , ніж усереднена по  $k$  інтервалам аналізу оцінка  $E_A$ .

$$\text{Тобто, } |\Delta E_i| \sim |M_i - \hat{\xi}_i|. \quad (1.23)$$

Отже, проміжні інтервали аналізу, котрим виконується умова (1.20), формують своєрідний «енергетичний фонд»  $E_{\mathfrak{D}}$ . Цей фонд має бути перерозподілений між тими елементами аналізу, для яких виконується нерівність (1.22) відповідно до різниць (1.21) та (1.23). Тому оцінкою енергії  $\hat{E}_j$  на інтервалах аналізу, що відповідають елементам варіаційного ряду  $(\hat{\xi}_j, j=1, k)$ , можуть бути визначені так

$$E_j = E_A + (\Delta E_+) \cdot 1(\hat{\xi}_j - M_j - d_j \cdot \tau) - (\Delta E_-) \cdot 1(M_j - \hat{\xi}_j - d_j \cdot \tau), \quad (1.24)$$

де

$$\begin{aligned} \Delta E_+ &= \frac{\hat{\xi}_j - M_j}{G} \cdot E_{\mathfrak{D}}; \quad \Delta E_- = \frac{M_i - \hat{\xi}_i}{M_i} \cdot E_A; \\ G &= \sum_{j=1}^k \left[ (\hat{\xi}_j - M_j) \cdot 1(\hat{\xi}_j - M_j) \cdot 1(\hat{\xi}_j - M_j - d_j \cdot \tau) \right]; \\ E_{\mathfrak{D}} &= \sum_{i=1}^k \left[ \frac{M_i - \hat{\xi}_i}{M_i} \cdot E_A \cdot 1(M_i - \hat{\xi}_i - d_i \cdot \tau) \right] k; \end{aligned}$$

$1(X)$  – функція включення.

Оцінка  $E_A$  отримується, як функція від параметра  $\hat{\lambda}$ , який обчислюється за допомогою виразів  $\lambda_{\Gamma} = \frac{\xi'}{k} - L = \frac{\xi' - N}{k}$ ;  $\hat{\lambda} = k \cdot \lambda_{\Gamma}$ .

Остаточно

$$E_{\Sigma} = \varphi(\hat{\lambda}); \quad E_A = \frac{E_{\Sigma}}{k} = \frac{\varphi(\hat{\lambda})}{k}.$$

Дисперсія  $D_{E_j}$  оцінок локальних значень енергій  $\hat{E}_j$  за умови великої кількості ( $k$ ) локальних інтервалів аналізу визначається сумою дисперсій оцінки сумарного параметра нецентральності  $D_{\hat{\lambda}}$  та оцінок математичного очікування порядкових статистик  $D_j$

$$D_{E_j} = D_{\hat{\lambda}} + D_j. \quad (1.25)$$

Відповідно до [93-95] величина  $D_j \ll D_\xi$ , де  $D_\xi = \sigma_{bi}^2$  – дисперсія оцінки амплітуди одиночного відбитого сигналу (1) при малому співвідношенні сигнал/шум ( $q$ ). Величина  $D_{\hat{\lambda}}$  так само як і  $\sigma_{bi}^2$  – обернено пропорційна значенню  $q$ , але не для одиночного парціального імпульсу  $\dot{b}_i \cdot \dot{x}_i(t)$ , що входить до пакету радіовідбиттів  $\dot{S}(t)$  (1.11), а для енергії  $\mathcal{E}_s$  всього пакету сигналів

$$D_{\hat{\lambda}} \sim \frac{1}{q_{\hat{\lambda}}} = \frac{1}{\frac{\mathcal{E}_s}{N_0}} = \frac{N_0}{\sum_i \mathcal{E}_i},$$

де  $\mathcal{E}_i$  – енергії всіх парціальних сигналів  $\dot{b}_i \cdot \dot{x}_i(t)$ , що становлять пачковий сигнал  $\dot{S}(t)$  згідно з моделлю (1.11). Тому  $D_{\hat{\lambda}} \ll D_\xi$  при виконанні умови  $\sum_i \mathcal{E}_i \gg N_0$ . Таким чином, у загальному випадку  $D_{E_i} \ll D_\xi$ .

Використовуючи однозначну відповідність між елементами варіаційного ряду  $\hat{\xi}_j$  та елементами хронологічно правильної послідовності  $\xi_j$ , легко отримати оцінку впорядкованого за часом розподілу сумарної енергії  $E_\Sigma$  на інтервалі спостереження  $T_H$ ) за проміжними інтервалами аналізу.



Слід зауважити, що використовувати алгоритм оцінювання так, як його описано вище, недоцільно через великий обсяг чисельних розрахунків, що ускладнює практичну реалізацію даного алгоритму у реальному масштабі часу. Щоб вирішити цю проблему пропонується наступне. Попередньо розраховуються чисельні значення математичного очікування та дисперсії за формулами (1.13,1.14) для різних співвідношень параметрів  $k$ ,  $\lambda_{\Gamma}$ ,  $N_{\text{св.}}$ . Ці значення заносяться до довготривалої пам'яті, яка сформована у вигляді трьохвимірної матриці. При цьому значення параметру  $\lambda_{\Gamma}$  обираються в діапазоні прийнятних величин від  $\lambda_{\Gamma \min}$  до  $\lambda_{\Gamma \max}$  з невеликим кроком зміни  $\Delta\lambda$ , які визначаються експериментально. Значення параметрів  $k$  та  $N_{\text{св.}}$  доцільно обирати у форматі  $2^P$ , що є зручним з точки зору апаратного та програмного втілення запропонованих алгоритмів.

### 1.3 Розроблення удосконалених математичних моделей і методів обробки акустичних сигналів БПЛА на фоні завад

#### 1.3.1 Діаграми спрямованості акустичного випромінювання БПЛА

Основними джерелами акустичного випромінювання безпілотних літальних апаратів є двигуни БПЛА та їх гвинти.

Дослідженням шумових показників БПЛА присвячені роботи [13,43,44,63,87,96-108]. Як випливає з результатів цих досліджень, сумарний спектр акустичного випромінювання (АВ) малого БПЛА обумовлений гармонійними та широкосмуговими складовими. У шумі силової установки БПЛА, що має поршневий двигун повітряного охолодження, особливо за відсутності в його вихлопному тракті глушника, визначальним джерелом акустичного випромінювання є саме двигун. Експериментальні дослідження шумів БПЛА проводилися в різних умовах: у камері, що немає луни [98], та в реальних умовах при польотах в атмосфері [13,44,87,99]. Значний інтерес мають

на практиці АВ БПЛА з електричними гвинтомоторними системами, актуальним є також питання вивчення особливостей формування сумарного звукового поля у процесі їхнього польоту.

Рівень акустичного шуму електричних рухових систем значно нижчий, ніж двигунів внутрішнього згоряння. У разі застосування малих БПЛА, що володіють малими габаритними розмірами та малопотужними електродвигунами і не мають радіоканалу керування, основним напрямом їх виявлення стають акустичні спостереження [50,109].

#### 1.3.1.1 Опис експериментальної установки

Спрямованість звукового поля безпілотних літальних апаратів характеризується деякими загальними закономірностями, а, з іншого боку, кожен тип БПЛА має свої певні особливості, які також позначаються в процесі його виявлення та пеленгації. Шум повітряного гвинта утворюється, в основному, внаслідок взаємодії лопатей з навколишнім середовищем у процесі створення тяги та при витісненні повітря з фіксованого обсягу середовища. Генерація акустичного випромінювання може відбуватися, також, і при аеродинамічній взаємодії лопатей з турбулентними утвореннями в потоці, що набігає. Відповідно до цього шум гвинта, який є мало навантажений, зазвичай поділяють на шум обертання та широкосмуговий «вихровий» шум.

Об'єктом дослідження було обрано БПЛА громадянського типу «Dji Phantom 3», зовнішній вигляд якого представлено на рис. 1.9, із такими характеристиками:

- тип планера: мультикоптер;
- кількість гвинтів: 4;
- кількість лопатей на гвинтах: 2;
- тип двигунів: електричні;
- маса: 1280 грам;
- максимальний час польоту: 25 хвилин;

- максимальна швидкість польоту: 58 км/год;
- максимальна висота польоту: 500 м.



Рис. 1.9 – Зовнішній вигляд БПЛА «Dji Phantom 3»

Експеримент з запису АВ БПЛА проводився у «заглушеній» камері з розмірами 3м\*3м\*2.5м (ширина\*довжина\*висота), стіни якої покриті звукопоглинальними панелями із поверхнею спеціальної геометричної форми, що має вигляд пірамід.

Мікрофон розташовувався на металевій жорстко закріпленій штанзі, яка має можливість обертання навколо об'єкту дослідження та фіксації у необхідному положенні (рис. 1.10). Експериментальна установка включає БПЛА, закріплений на поворотній штанзі, мікрофон для запису звуку, та поворотну штангу для мікрофону.

Задача по отриманню характеристик спрямованості літального апарату виконується наступним чином: БПЛА обертається на поворотному пристрої за азимут, займаючи деякі фіксовані положення через певні проміжки. В певному секторі та на певній відстані від БПЛА обертається за кутом місця мікрофон, який фіксує рівень акустичного тиску шуму БПЛА. Так при фіксованому кутовому положенні БПЛА мікрофон обертається від 0° до 180°, фіксуючі в кожному кутовому положенні рівень шуму у просторі навколо БПЛА. За отриманими

результатами далі будуються характеристики спрямованості акустичного шумового поля літального апарату.

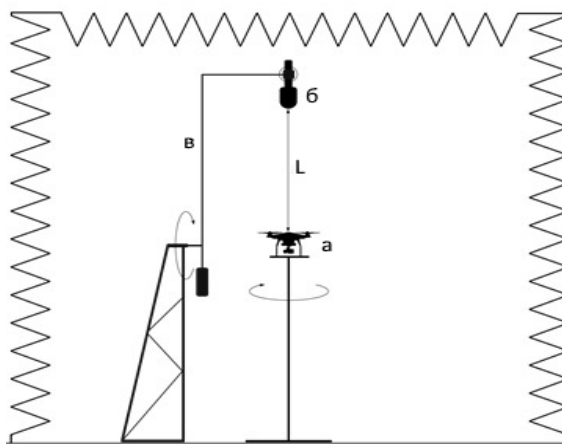


Рис. 1.10 – Схема розташування засобів експериментальної установки для вимірювання характеристик спрямованості акустичного випромінювання БПЛА у вертикальній площині, вид спереду: а – об'єкт дослідження; б – мікрофон; в – штанга мікрофону; L – відстань від об'єкта вимірювання до мікрофону (1м)

Акустичне випромінювання об'єкту дослідження записувалось з використанням мікрофону «Superlux ECM999», якій має такі характеристики:

- тип: конденсаторний;
- характеристика спрямованості: неспрямований;
- частотний діапазон: 20 Гц - 20 кГц;
- динамічний діапазон: 106 дБ;
- сигнал/шум: 70 дБ;
- імпеданс: 200 Ом;
- максимальний звуковий тиск: 132 дБ.

Мікрофон підключався до зовнішньої звукової карти «Behringer U-Phoria UMC404HD» з використанням аудіо-інтерфейсу XLR, якій забезпечує можливість підключення необхідної апаратури при запису акустичного випромінювання (рис. 1.11).

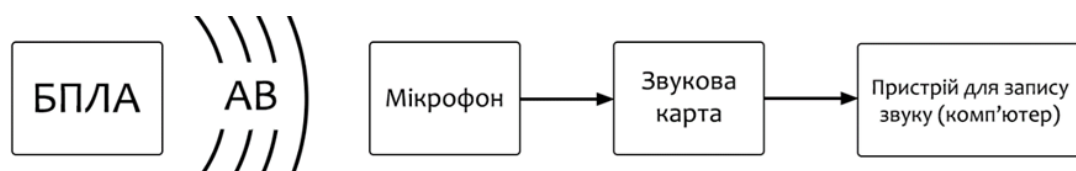


Рис. 1.11 - Функціональна схема з запису акустичного випромінювання БПЛА

Під час тестових замірів було встановлено, що відстані у 1м достатньо для мінімізації впливу повітряного потоку від лопатей на запис та отримання результатів вимірювання, придатних для подальшої обробки програмними засобами.

Запис АВ БПЛА у вертикальній площині проводився із кроком у  $15^\circ$ , починаючи від  $0^\circ$ , до  $180^\circ$ . Точки із вертикальним зміщенням у просторі, у яких проводився запис, позначено на рис. 1.12а позначками - в, г, д.

На рис. 1.10 та 1.12 літера L позначає відстань від БПЛА до мікрофону, яка дорівнює 1м.

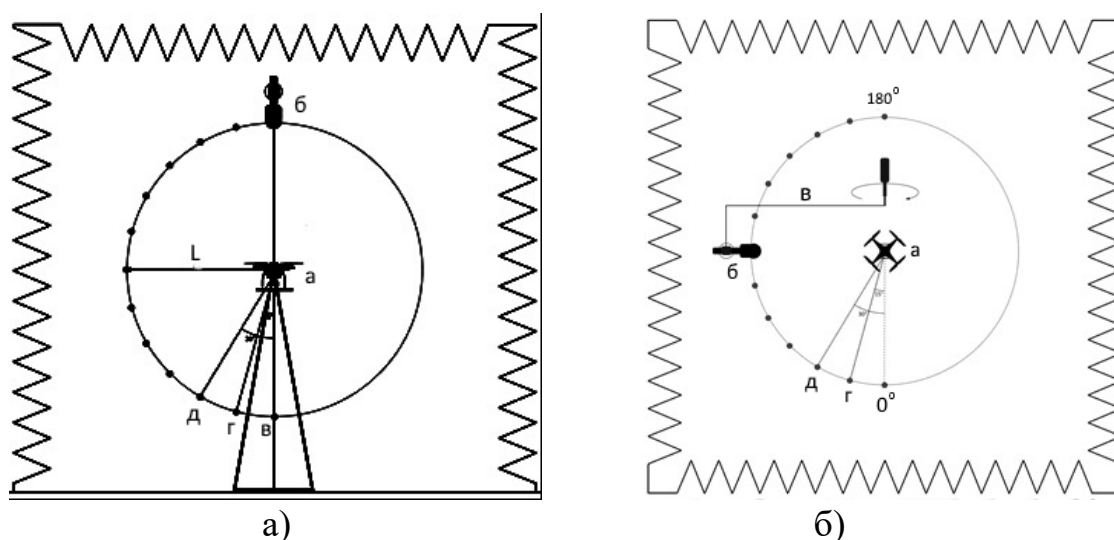


Рис. 1.12 - Схема розташування компонентів експериментальної установки для вимірювання характеристик спрямованості звукового поля БПЛА:  
а) у вертикальній площині, вид збоку, б) у горизонтальній площині;

а – об’єкт дослідження; б – мікрофон; в – штанга мікрофону; г, д – точки, у яких проводився запис сигналу

Для того щоб отримати характеристики спрямованості АВ БПЛА у об’ємному вигляді потрібно мати дані, як у вертикальній площині, так і у горизонтальній. Запис АВ БПЛА у горизонтальній площині також проводився із кроком у  $15^\circ$  в діапазоні кутів від  $0^\circ$  до  $180^\circ$ . Точки у просторі, у яких виконувався запис із горизонтальним зміщенням, позначено на рис. 1.126 позначками- г, д.

Запис АВ проводився в першому експерименті спочатку при відсутності, а далі при наявності гвинтів, на повній швидкості їх обертання, а у другому експерименті - у режимі статичного польоту БПЛА (планування на місці).

Після того, як акустичне випромінювання об’єкта досліджень було записано єдиною звуковою доріжкою, звуковий ряд було «нарізано» у програмному пакеті Sony Sound Forge на окремі фрагменти, що відповідають точкам у просторі, у котрих проводився запис.

#### 1.3.1.2 2Д подання характеристик звукового поля БПЛА

За допомогою інструментів програмного пакету MathLab було виконано спектральний аналіз акустичного сигналу БПЛА, якій подано на рис. 13а. З рис. 13а видно, що АВ БПЛА представляє собою за структурою широкосмуговий сигнал. Найбільшу потужність мають спектральні складові у частотному діапазоні до 500 Гц, де найбільшою за амплітудою є перша гармоніка, а далі має місце зменшення складових спектру до рівня шуму навколишнього середовища.

Звукове поле повітряного гвинта формується при періодичній дії на повітряне середовище лопатей БПЛА [13,87,100,101]. Коливання тиску повітря за рахунок витіснення із середовища обсягу, рівного обсягу лопаті гвинта, при його обертанні, призводять до появи шуму витіснення. Основна частота проходження лопатей повітряного гвинта дорівнює частоті обертання ротора, помноженої на число лопатей. Спектр шуму гвинта має гармонійні складові частоти обертання

ротора і гармоніки лопатевої частоти (рис. 13 а). Частоти гармонійних складових у спектрі шуму повітряного гвинта визначаються відповідно до виразу:  $f_v = knN$ , де  $k$  – номер гармоніки,  $n$  – частота обертання ротора (про/с),  $N$  – число лопатей.

Крім цього, внаслідок вихору біля лопатей повітряного гвинта, виникає так званий «вихровий звук» - широкосмуговий шум обтікання лопаті. При обтіканні лопаті повітрям утворюється прикордонний шар, в якому зосереджено дію в'язкості, а стікання з лопаті прикордонного шару призводить до вихроутворення. Інтенсивність вихорів залежить від форми лопаті і швидкості потоку, що набігає. Спектр шуму вихроутворення є безперервним за частотою (рис. 13 а).

Дискретні складові спектру АВ, пов'язані з шумом обертання та взаємодії, і, як правило, мають на 15–20 дБ вищі рівні, ніж широкосмуговий шум обтікання лопаті.

Діаграми спрямованості АВ БПЛА у горизонтальній площині, для випадку обертання усіх гвинтів на максимальній швидкості (позначена цифрою 1), та АВ двигунів без гвинтів (цифра 2) представлені на рис. 13б.

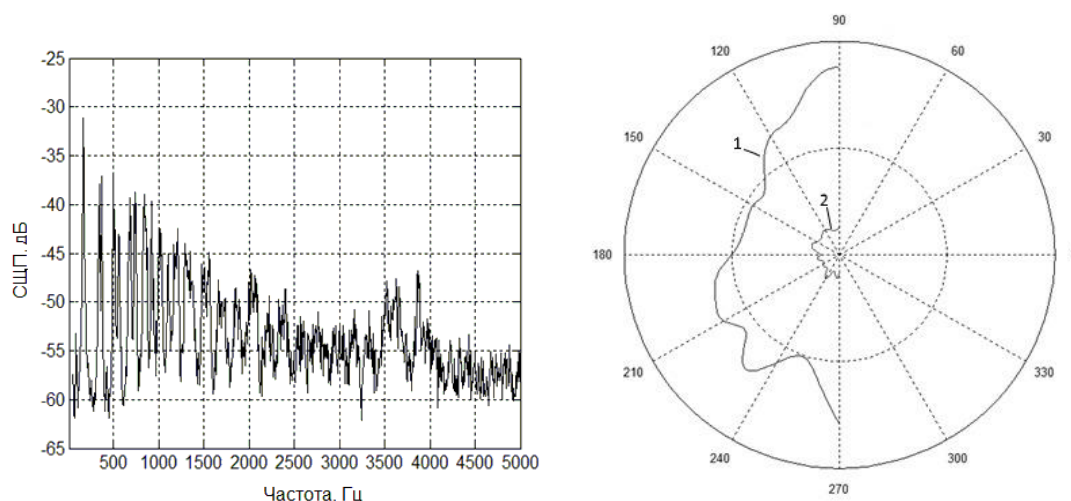
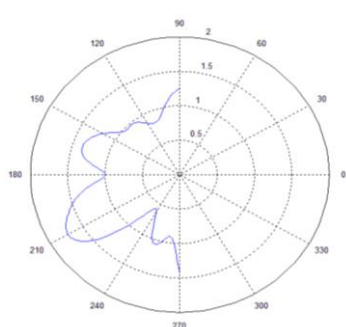


Рис. 1.13 – Спектральні характеристики та діаграми спрямованості квадрокоптера «Dji Phantom 3», а) спектр акустичного випромінювання квадрокоптера, б) діаграми спрямованості АВ гвинтів (1) та двигунів БПЛА (2) у вертикальній площині

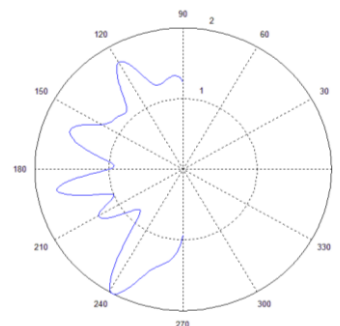
З рис. 1.13б бачимо, що при відсутності гвинтів акустичне випромінювання досліджуваного об'єкта значне слабкіше за рівнем.

На рис. 1.14 подано діаграми спрямованості перших чотирьох гармонійних складових спектру АВ у горизонтальній площині для випадку присутності гвинтів

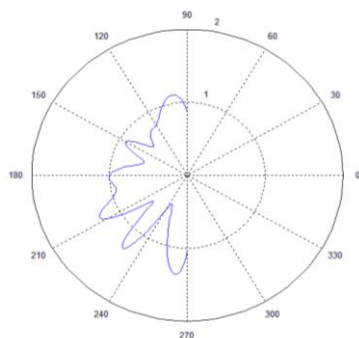
БПЛА та максимальної швидкості їх обертання. Також слід зазначити, що характеристики, зображені на рис. 1.13 та 1.14, були отримані у вільному просторі.



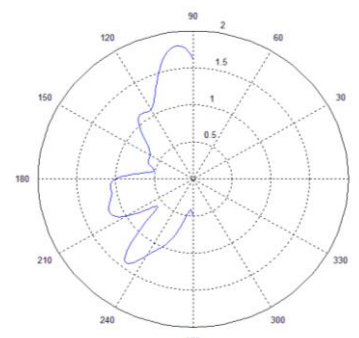
а)



б)



в)



г)

Рис. 1.14 - Діаграми спрямованості гармонік спектру АВ БПЛА у горизонтальній площині для випадку максимальної швидкості обертання гвинтів:

а) першої гармоніка; б) друга гармоніка; в) третя гармоніка; г) четверта гармоніка



Аналіз спрямованості АВ БПЛА у вертикальній площині у певної смуги частот показує, що з підвищенням номеру гармоніки спостерігаються зміна форми характеристики спрямованості.

Аналіз спрямованості АВ БПЛА у вертикальній площині у певної смуги частот показує, що з підвищенням номеру гармоніки спостерігаються зміна форми характеристики спрямованості.

З отриманих результатів випливає, що залежно від ракурсу спостереження БПЛА, спектральні складові акустичного випромінювання на частотах гармонік, що визначаються характеристиками спрямованості, мають різні рівні.

На рисунках 1.15,1.16,1.17,1.18,1.19 зображені діаграми спрямованості акустичного випромінювання БПЛА у вертикальній площині, отримані при зміні значень азимуту від  $0^\circ$  до  $180^\circ$ , з кроком у  $15^\circ$ . Експеримент проводився у заглушеній камері при невеликій швидкості обертання гвинтів БПЛА, оскільки спостерігався ефект підвищеного шуму при потраплянні набігу повітря від гвинтів на мікрофон. Тривалість запису у кожній точці простору становила 10 секунд. Також слід зазначити що, при обертанні БПЛА по азимуту під час вимірювання, бортова навігаційна система постійно намагається компенсувати положення безпілотного апарату у просторі. Оскільки навігаційна система БПЛА орієнтована на підтримання корпусу у заданому положенні (а також по тангажу) спостерігається змінення обертів гвинтів. Як видно з рисунків, кожному значенню азимуту відповідає своя за формою характеристика спрямованості, але слід відзначити, що деякі характеристики частково повторюють одна одну.

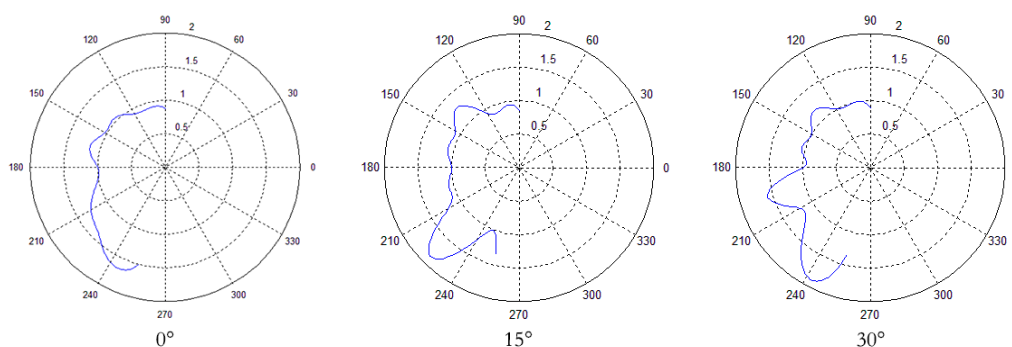


Рис. 1.15 – Діаграми спрямованості АВ БПЛА у вертикальній площині при мінімальній швидкості обертання гвинтів для значень азимуту: а)  $0^\circ$ ; б)  $15^\circ$ ; в)  $30^\circ$

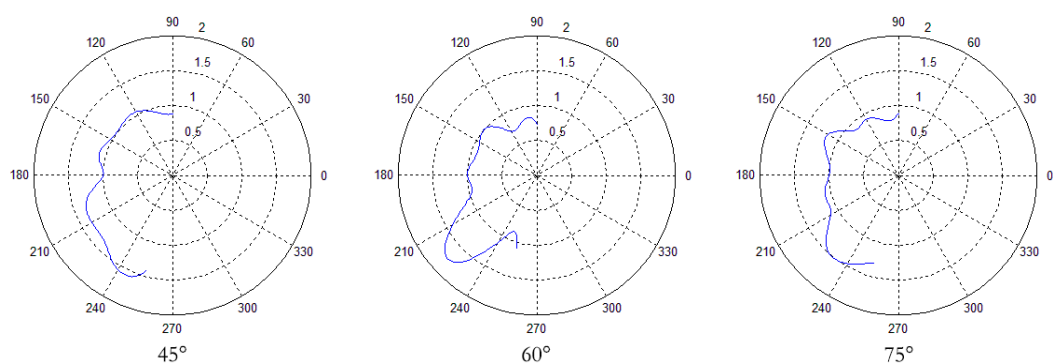


Рис. 1.16 – Діаграми спрямованості АВ БПЛА у вертикальній площині при мінімальній швидкості обертання гвинтів для значень азимуту: а)  $45^\circ$ ; б)  $60^\circ$ ; в)  $75^\circ$

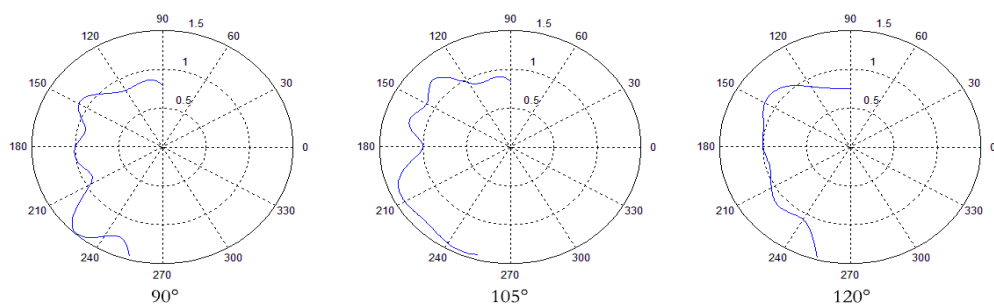


Рис. 1.17 – Діаграми спрямованості АВ БПЛА у вертикальній площині при мінімальній швидкості обертання гвинтів для значень азимуту: а)  $90^\circ$ ; б)  $105^\circ$ ; в)  $120^\circ$

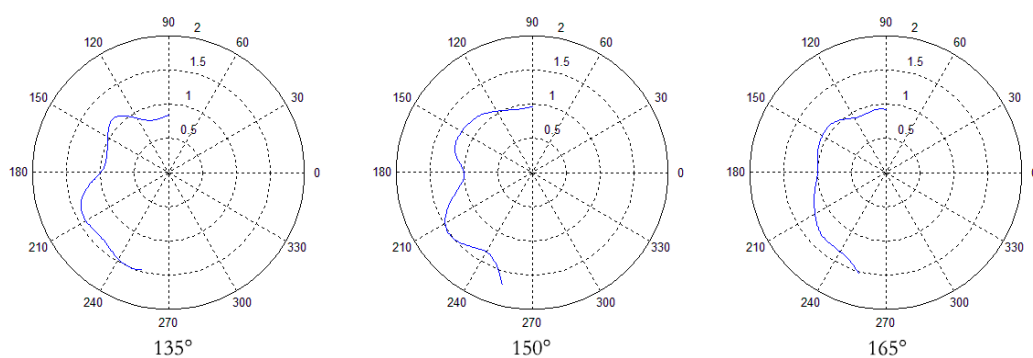


Рис. 1.18 - Діаграми спрямованості АВ БПЛА у вертикальній площині при мінімальній швидкості обертання гвинтів для значень азимуту: а)  $135^\circ$ ; б)  $150^\circ$ ; в)  $165^\circ$

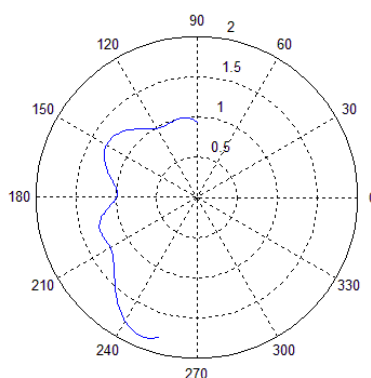


Рис. 1.19 - Діаграма спрямованості АВ БПЛА у вертикальній площині при мінімальній швидкості обертання гвинтів для значення азимуту  $180^\circ$

### 1.3.1.3 3Д подання характеристик звукового поля БПЛА

Для побудови 3D характеристик акустичного випромінення БПЛА використовувались дані, отримані при вимірюванні двовірних діаграм спрямованості у вертикальній площині в 13-ти перерізах при значеннях азимуту:  $0^\circ$ ,  $15^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $75^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $105^\circ$ ,  $120^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $150^\circ$ ,  $165^\circ$  та  $180^\circ$  (рис. 1.15 – 1.19).

Програмним пакетом для реалізації тривимірних візуалізацій було обрано пакет Maxon Cinema 4D. Широкий інструментарій по роботі з камерою та наявність великої кількості модифікаторів у цій програмі дозволяють створення анімацій. Є значний набір інструментів для підтримки моделювання, малювання, скульптингу, композитингу, трекінгу, анімації та рендерингу. Cinema 4D є універсальною комплексною програмою для створення та редагування двовимірних та тривимірних ефектів та об'єктів.. Програмування здійснюється чотирма мовами: Python, C++, C.O.F.F.E.E., Xpresso. Текстурування виконується за допомогою середовищ 3ds Max та Maya.

Підготовка з подання результатів експериментальних вимірювань у тривимірному просторі проводилось комбінованим методом. На першому етапі

було створено контури моделі за допомогою сплайнів (рис.1.20), а на другому - побудована за цими сплайнами полігональна геометрія об'єкту моделювання.

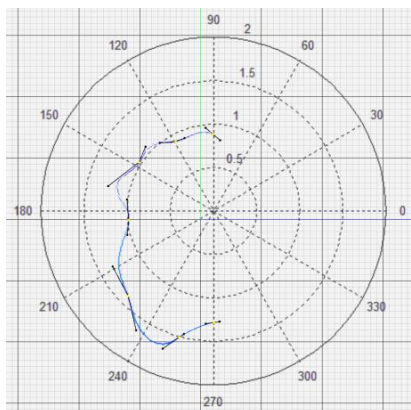
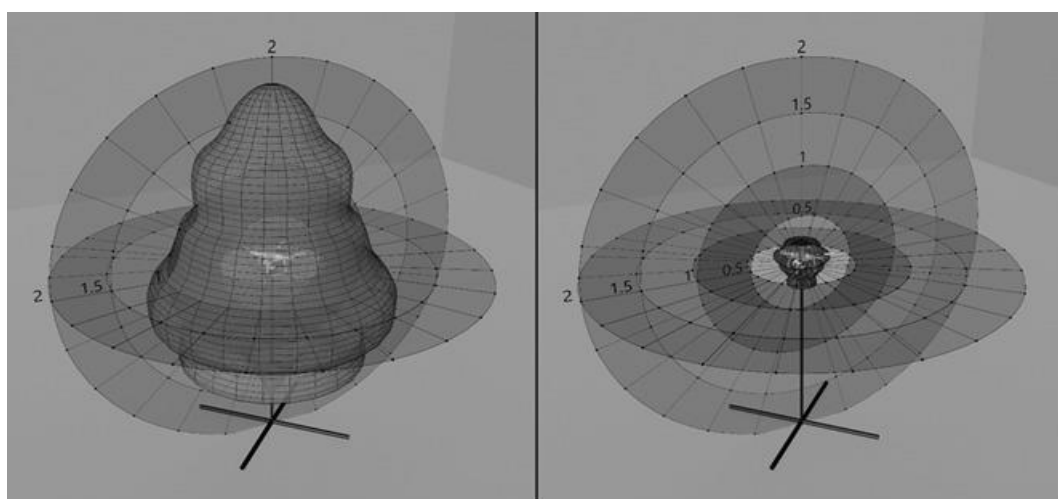


Рис. 1.20 - Контур моделі діаграми спрямованості об'єкта, створений за допомогою сплайну, у вертикальній площині для значення азимуту  $0^\circ$

На рис. 1.21 зображено 3D діаграми спрямованості АВ гвинтів та двигунів БПЛА, побудовані за результатами експериментальних досліджень.



а)

б)

Рис. 1.21 – Тривимірні діаграми спрямованості АВ гвинтів (а) та двигунів (б) БПЛА

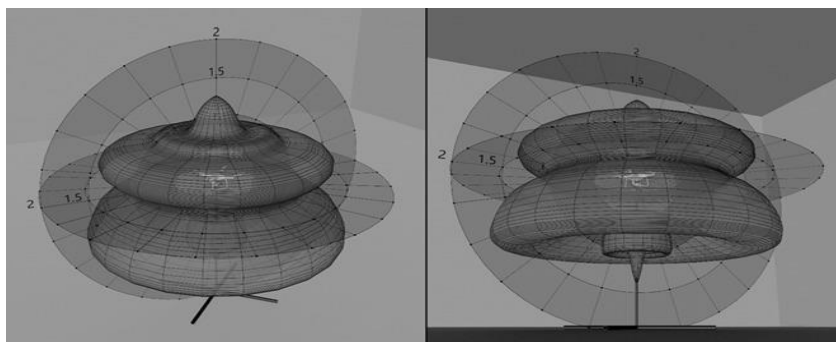
Як бачимо на рис. 1.21, сумарне випромінювання всіх спектральних складових АВ не є ізотропним, воно має виражену просторову спрямованість. Характеристика спрямованості АВ електродвигунів БПЛА суттєво відрізняється від характеристики спрямованості випромінювання гвинтомоторної групи, оскільки має іншу фізичну природу формування сигналу. Для АВ електродвигунів спостерігається ефект екранування у нижній півсфері, обумовлений наявністю пластикового кожуха двигуна.

На рис. 1.22 зображено 3D діаграми спрямованості АВ БПЛА для чотирьох гармонічних складових з акустичного сигналу. Поверхні отримані за допомогою модифікатора, який за контурами обертання сформованих сплайнів дозволяє отримати тривимірні фігури кожної з діаграм спрямованості.

Тривимірні характеристики відображають, що інтенсивність АВ БПЛА приймає найбільші значення у напрямках витиснення повітря гвинтами, а форма просторової діаграми спрямованості відповідає сферичному закону.

Як видно з результатів експериментів, АВ поширюється за сферичним законом, але в залежності від гармоніки тривимірна фігура буде різною.

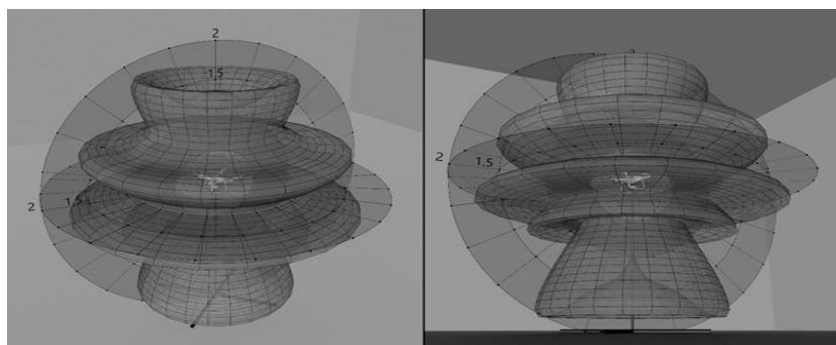
Якщо використовувати усі сплайни, які відповідають перерізам у вертикальній площині, розташованим згідно замірам у експерименті через крок у  $15^\circ$  по азимуту, то можна створити подобу каркасу для тривимірного об'єкту (рис. 1.23а). Наступним кроком є з'єднання отриманої геометричної конструкції полігонами, у результаті чого отримаємо тривимірну діаграму спрямованості у такому вигляді (рис. 1.23 б).



a)

б)

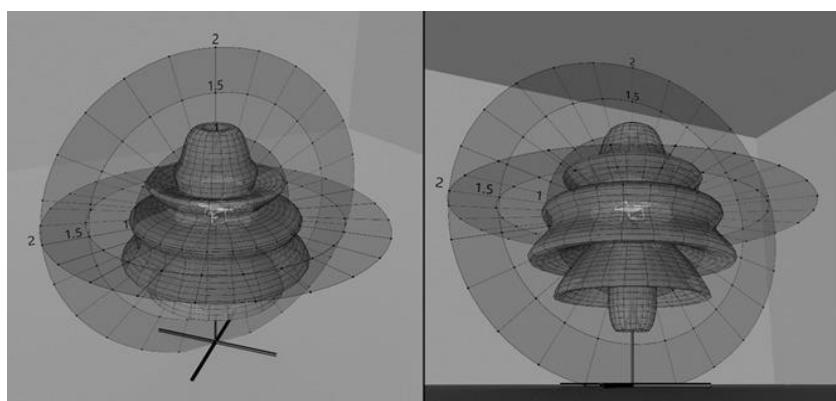
1.22.1



a)

б)

1.22.2

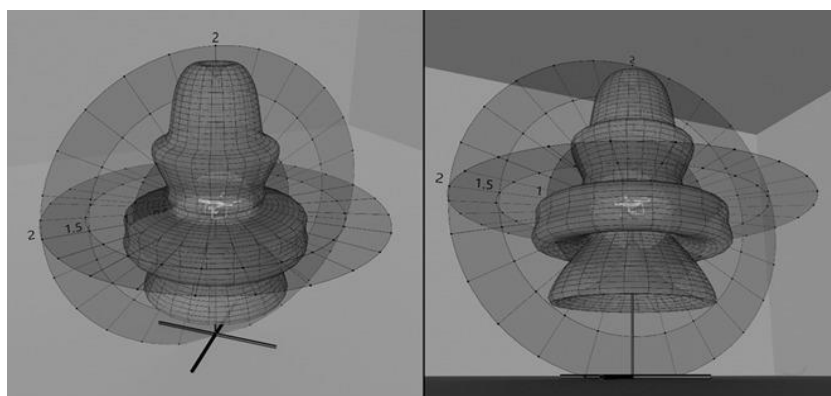


a)

б)

1.22.3

Рис. 1.22 - 3D діаграми спрямованості АВ БПЛА для чотирьох гармонічних складових акустичного сигналу- вид зверху (а) та вид знизу (б): 22.1-перша гармоніка; 22.2- друга гармоніка; 22.3-третя гармоніка; 22.4-четверта гармоніка



а)

б)

1.22.4

Рис. 1.22 – друга сторінка

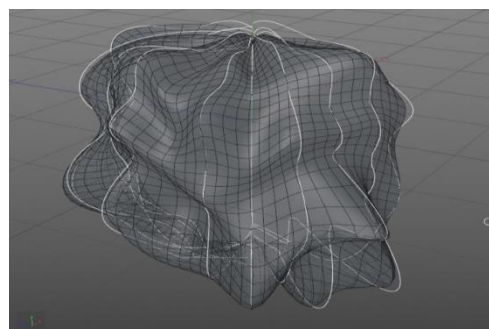
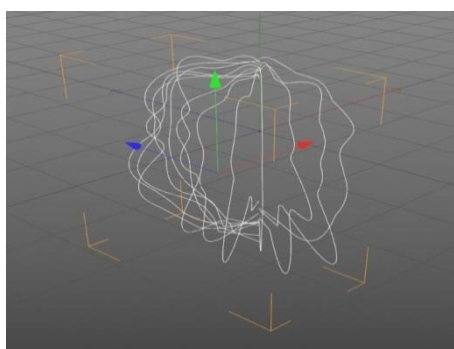


Рис. 1.23 - Побудова тривимірної діаграми спрямованості БПЛА: а) набір сплайнів для створення 3D моделі діаграми спрямованості; б) зображення тривимірної діаграми спрямованості у робочому середовищі програми

Задля отримання більш наочного зображення потрібно зробити рендер змодельованих тривимірних діаграм спрямованості АВ БПЛА з накладанням вимірювальних лімбів, після чого характеристики спрямованості будуть мати такий вигляд (рис. 1.24, 1.25).

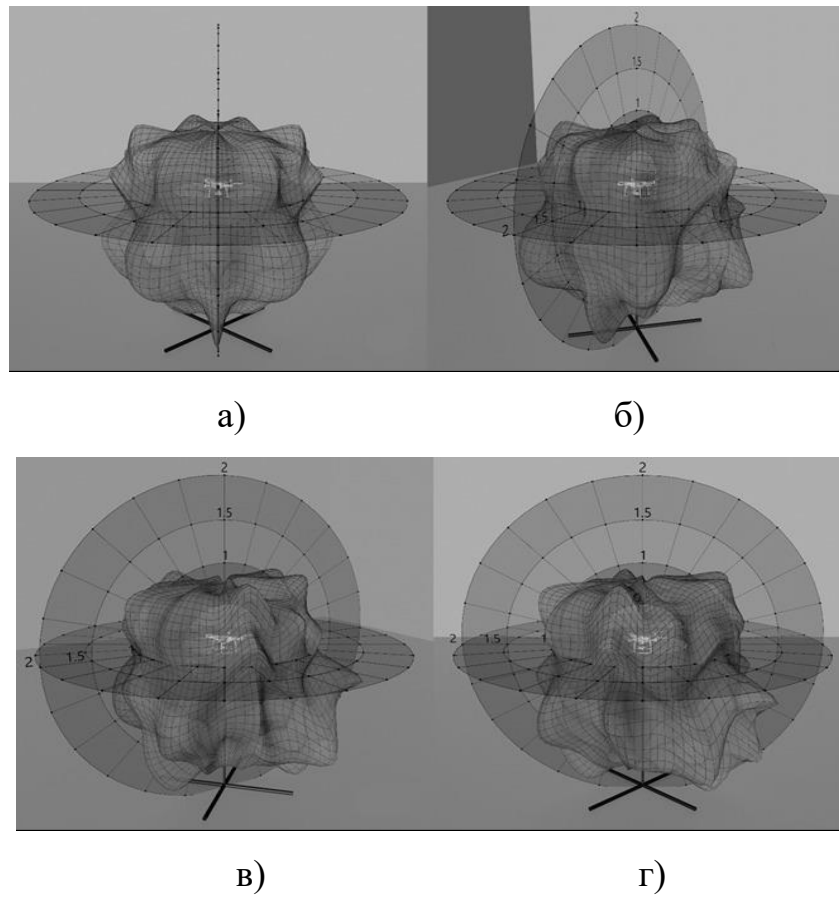


Рис. 1.24 - Тривимірна візуалізація оброблених результатів експерименту по вимірюванню діаграми спрямованості АВ при спостереженні з точок, що відповідають різним значенням азимута: а)  $0^\circ$ ; б)  $30^\circ$ ; в)  $60^\circ$ ; г)  $90^\circ$



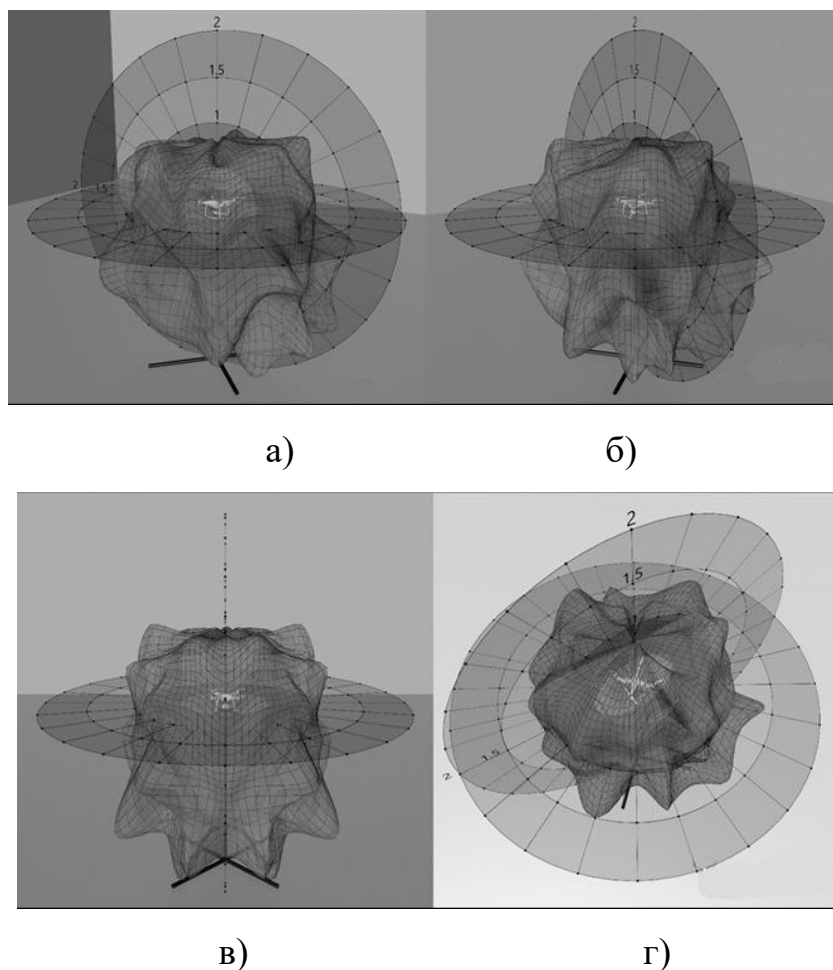


Рис. 1.25 - Тривимірна візуалізація оброблених результатів експерименту по вимірюванню діаграми спрямованості АВ при спостереженні з точок, що відповідають різним значенням азимута: а)  $120^\circ$ ; б)  $150^\circ$ ; в)  $180^\circ$ ; г) вид зверху

Отримані фігури, що характеризують просторовий розподіл акустичної енергії випромінювання БПЛА за кутовими координатами, можна охарактеризувати як псевдовипадкові. З цього висновку випливає, що дальність виявлення і спостереження БПЛА в реальних умовах є величиною статистичної, яка залежить від ракурсу його спостереження.

### 1.3.2 Дослідження методів просторово-часової обробки акустичних сигналів безпілотних літальних апаратів

Акустичний метод пеленгації ґрунтується на визначенні напрямку приходу акустичного сигналу, що генерується електродвигунами БПЛА, після чого координати та дистанцію об'єкта можна визначити за допомогою пасивних методів локації з використанням як мінімум двох содарів [2].

Серед різних методів пеленгації джерел акустичних сигналів [3] найбільш популярні методи, засновані на визначенні різниці в часі приходу сигналу в різні точки простору, а саме метод узагальненої крос-кореляції з фазовим перетворенням (GCC-PHAT), і метод, заснований на формуванні променю, а саме алгоритм керованої потужності відгуку з фазовим перетворенням (SRP-PHAT).

В [111,112] описано практичне застосування алгоритму SRP-PHAT для знаходження кутів приходу сигналу БПЛА. Автори використовують кілька пар мікрофонів, визначають пік функції взаємної кореляції для кожної пари датчиків, а результуючий напрямок приходу сигналу знаходять методом найменших квадратів. Незважаючи на те, що алгоритм є досить простим і мало витратним у обчислювальному плані, його роздільна здатність обмежена шириною діаграми спрямованості, тому для збільшення роздільної здатності потрібно збільшувати кількість елементів мікрофонної решітки (MP). Як відомо [109,113], основна потужність акустичного сигналу БПЛА зосереджена на низьких частотах, тому для забезпечення прийнятної роздільної здатності знадобиться досить велика апертура MP.

Методи високої роздільної здатності, відомі в літературі [114], дозволяють дещо зменшити розмір апертури MP, проте вони також мають свої недоліки, зумовлені, перш за все, використанням при обробці досить вузького спектру частот корисного сигналу, а отже, малої частини його енергії.

### 1.3.2.1 Класичні методи пеленгації акустичних сигналів

Алгоритм GCC-RHAT ґрунтується на знаходженні функції взаємної кореляції сигналів двох мікрофонів, розміщених у різних точках простору. При цьому функція кореляції визначається як [115]

$$\tilde{R}_{ij}(\tau) = \sum_{k=1}^{L-1} \Phi \cdot X_i(k) \cdot X_j(k)^* \cdot \exp^{j\omega\tau}, \quad (1.26)$$

де  $X(k)$  – комплексна амплітуда вхідних сигналів  $i$ -го і  $j$ -го мікрофонів;  $k = (0 \dots L)$  – відлік дискретного перетворення Фур'є; символ  $( )^*$  – позначає комплексне спряжене;  $\tau$  – часова затримка сигналів двох рознесених у просторі каналів;  $\Phi$  – вагова функція RHAT для відбілювання сигналу, яка позитивно позначається на стійкості даного алгоритму до реверберацій та шумів, і визначається як

$$\Phi = \frac{1}{|X_i(k) \cdot X_j(k)^*|}. \quad (1.27)$$

Часова затримка сигналів визначається за найбільшим піком функції кореляції

$$\tilde{\tau} = \arg \max R(\tau). \quad (1.28)$$

Тоді напрям приходу корисного сигналу при використанні алгоритму GCC-RHAT можна знайти за допомогою виразу

$$\hat{\theta} = \sin^{-1} \left( \frac{v \cdot \tilde{\tau}}{d} \right), \quad (1.29)$$

де  $d$  – відстань між мікрофонами у приймальній акустичній решітці;  $v$  – швидкість поширення звуку у атмосфері.

Алгоритм SRP-PHAT можна розглядати як розширення алгоритму GCC-PHAT [116], він заснований на обчисленні та попарному підсумовуванні вихідних даних GCC-PHAT у  $N$  елементній МР у сітці кутів сканування  $\theta$ . Потужність керованого відгуку можна знайти за формулою [117]

$$P(\theta) = \sum_i^N \sum_{j=i+1}^N \tilde{R}_{ij}(\tau(\theta)). \quad (1.30)$$

Оціночний напрямок приходу сигналу буде відповідати максимуму потужності керованого відгуку

$$\tilde{\theta} = \arg \max P(\theta). \quad (1.31)$$

Алгоритм SRP-PHAT набув своєї популярності завдяки стабільній роботі в ревербераційних середовищах, яка досягається завдяки використанню функції PHAT, що дозволяє не враховувати амплітуду сигналу. В [118] було запропоновано підхід, заснований на середньоарифметичному нормуванні некогерентної комбінації частот (NAM); у ньому на відміну від SRP-PHAT нормування застосовується до амплітуд частот просторового спектру (ПС).

Так, нормований ПС розраховується за формулою [118]

$$P(f, \theta) = \sum_{f=0}^L \frac{P(f, \theta)}{\max(P(f))}. \quad (1.32)$$

На рис.1.26 представлено порівняння ПС при впливі на вхід двох сигналів БПЛА, що діють з напрямів 25 та 32 град. ПС отримані за допомогою алгоритмів SRP, SRP-PHAT та SRP-NAM при відношенні сигнал шум (ВСШ) 20 дБ.

Порівняння точності визначення кутових координат приходу акустичних сигналів методами SRP, SRP-PHAT і SRP-NAM проводилося шляхом знаходження середньоквадратичного відхилення (СКВ) між знайденим значенням кута  $\hat{\theta}_k$  і істинними значеннями  $\phi_k$  як функції від ВСШ, за формулою [119]

$$RMSE = \sqrt{E \left[ \frac{1}{K} \sum_{j=1}^J \sum_{\ell=1}^K \left[ (\tilde{\theta}_j - \phi_j)^2 \right] \right]}, \quad (1.33)$$

де  $j = (1 \dots J)$  – кількість джерел випромінювання,  $\ell = (1 \dots K)$  – кількість випробувань,  $E$  – модуль числа.

На рис. 1.27 зображено графік СКВ, отриманий за кількості випробувань  $K = 100$  у процесі моделювання, у діапазоні ВСШ від -20 до 20 дБ для двох сигналів БПЛА, діючих з напрямів 25 і 35 град. Кількість елементів МР – 30, смуга пропускання 0-4000Гц.

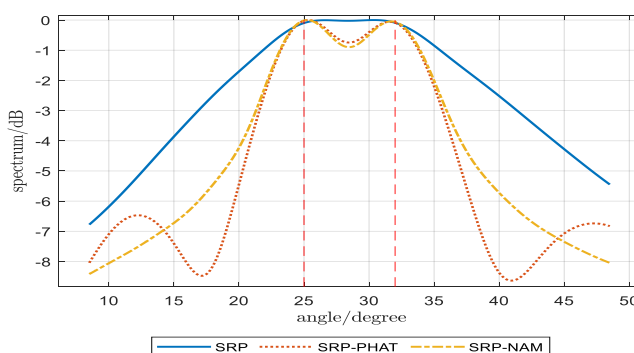


Рис. 1.26 – Просторові спектри, отримані за допомогою алгоритмів SRP, SRP-PHAT та SRP-NAM, при впливі на вхід системи двох сигналів БПЛА, що діють із напрямків 25 та 32 град.

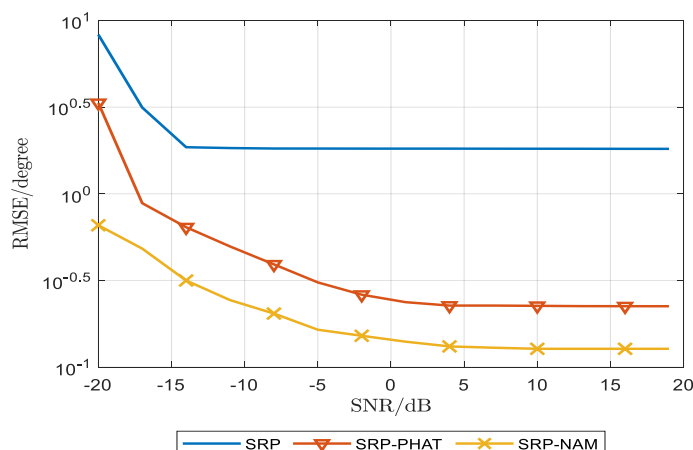


Рис. 1.27 – Графік СКВ визначення кутових координат об'єктів в залежності від ВСШ для алгоритмів SRP, SRP-PHAT та SRP-NAM

Як видно з рис.1.26, алгоритм SRP-PHAT розрізняє джерела сигналів на відміну від класичного алгоритму SRP, але при цьому на його виході є хибні піки. Алгоритм SRP-NAM усуває проблему з хибними піками, забезпечуючи при цьому невелике збільшення роздільної здатності.

Як впливає з представленого графіка, алгоритм SRP-NAM забезпечує найкращу точність оцінки та більшу стійкість за умов низьких значень ВСШ. Алгоритм SRP-PHAT дещо програє у зазначених показниках, а алгоритм SRP, який широко обговорюється в літературі та рекомендується до використання на практиці для пеленгування акустичних сигналів БПЛА, має суттєво гірші якісні характеристики порівняно з першими двома алгоритмами.

### 1.3.2.2 Методи високої роздільної здатності

Як відомо, методи формування променю схильні до обмеження Релея [120]. У разі, коли є обмеження по апертурі, доцільно застосовувати методи високої роздільної здатності, які дозволяють долати зазначене обмеження. Найбільш відомі такі методи як MUSIC або ROOT-MUSIC, які засновані на розкладанні сигнального та шумового підпросторів [121].

Однак ці алгоритми спочатку розроблялися для вузькосмугових сигналів, і, незважаючи на те, що в сигналі БПЛА присутні вузькосмугові складові, до яких можна застосувати вузькосмугові алгоритми MUSIC та ROOT-MUSIC, частоти піків спектра не є стаціонарними в часі та змінюються залежно від частоти обертання електродвигуна [67].

Широкосмугова адаптація вузькосмугових алгоритмів полягає у розкладанні сигналів на окремі частотні складові за допомогою швидкого перетворення Фур'є або банків фільтрів [33], та застосування вузькосмугового алгоритму до кожної частотної складової з подальшим підсумовуванням отриманих просторових спектрів. Такий метод прийнято називати некогерентною широкосмуговою обробкою [122].

Основна ідея алгоритму MUSIC полягає у тому, щоб відокремити сигнал від шуму, використовуючи властивість ортогональності їх просторів через власне розкладання кореляційної матриці прийнятого сигналу.

Враховуючи, що сигнал і шум не є корельованими, кореляційну матрицю вхідного сигналу можна представити як [123]

$$R = U_s \Lambda_s U_s^T + U_n \Lambda_n U_n^T, \quad (1.34)$$

де  $U_s$  – матриця власних векторів, що охоплюють сигнальний підпростір,  $U_n$  – матриця власних векторів, що охоплюють шумовий підпростір,  $\Lambda_s$ ,  $\Lambda_n$  – діагональні матриці власних значень сигналів та шумів.

При сортуванні власних значень кореляційної матриці в порядку зменшення, матриці власних векторів сигналу та шумів можна представити такими виразами

$$U_s = (q_1, \dots, q_p), \quad (1.35)$$

$$U_n = (q_{p+1}, \dots, q_N), \quad (1.36)$$

де  $q$  – власні вектори кореляційної матриці,  $p$  – кількість джерел випромінювання,  $N$  – кількість елементів МР.

З (1.35,1.36) можемо бачити, що максимальна кількість джерел випромінювання, яку можна визначити за допомогою алгоритму MUSIC, дорівнює  $p_{\max} = N - 1$ , кількість джерел випромінювання до того ж має бути апріорі відома. На практиці кількість джерел випромінювання можна визначити за методами [124,125].

Просторово-частотний спектр некогерентної MUSIC (IMUSIC) можна знайти за формулою [126]

$$P(f, \theta) = \frac{1}{a(f, \theta) U_n(f) U_n^T(f) a^T(f, \theta)}, \quad (1.37)$$

де  $T$  – операція транспонування;  $a(f, \theta)$  – вектор положення, який визначається як

$$a(f, \theta) = \exp(-j2\pi f(n-1)d \sin \theta / v), \quad (1.38)$$

де  $n$  – порядковий номер мікрофона,  $d$  – відстань між мікрофонами.

Напрямок приходу широкосмугового сигналу  $\hat{\theta}$  можна знайти за формулою

$$\hat{\theta} = \arg \max \left( \sum_{i=1}^N P_i(\theta) \right), \quad (1.39)$$

де  $i$  – індекс частоти.



На рис 1.28 зображено просторові спектри, отримані з використанням алгоритмів ненормованого IMUSIC та нормованого IMUSIC методом моделювання при дії двох сигналів БПЛА з напрямків 25 та 28 град. Смуга пропускання 0-4000 Гц, ВСШ 20 дБ.

Для того щоб зрозуміти, який частотний діапазон слід враховувати при формуванні загальної оцінки кутового положення об'єктів, що спостерігаються, представимо нормований просторово-частотний спектр, отриманий за допомогою алгоритму IMUSIC при впливі на вхід мікрофонної решітки сигналів двох БПЛА з напрямків 25 і 28 град. (рис. 1.29).

На рис. 1.28 у першому випадку, коли просторовий спектр отриманий без нормування по частоті, сигнали не розрізняються по кутам, у другому випадку, при використанні нормування за частотою забезпечується розрізнення сигналів. Як і у випадку з методом формування променю, нормування оцінок дозволяє знизити вплив великих потужностей на низьких частотах.

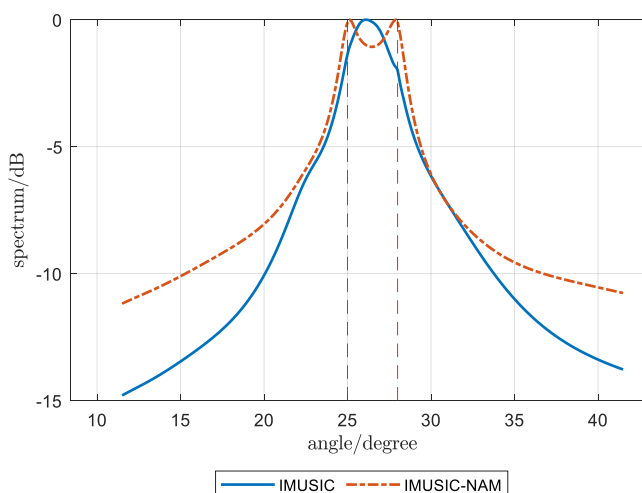


Рис. 1.28 – Просторові спектри, отримані з використанням алгоритмів ненормованого IMUSIC та нормованого IMUSIC при дії двох сигналів БПЛА з напрямків 25 та 28 град.

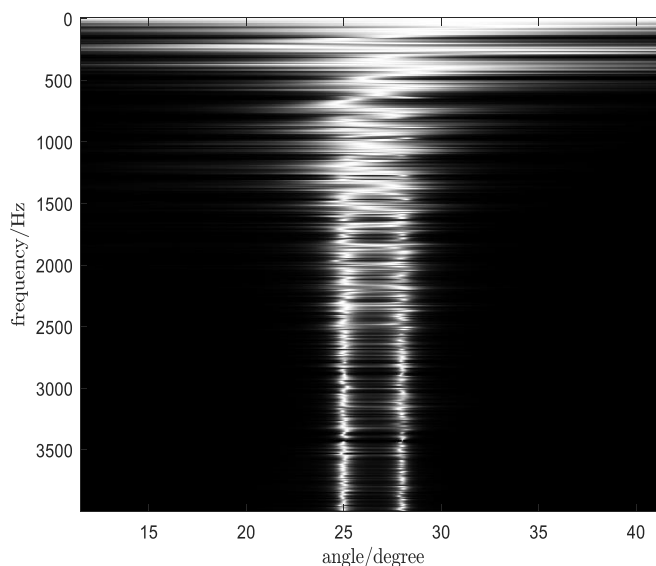


Рис. 1.29 – Нормований просторово-частотний спектр, отриманий з використанням алгоритму MUSIC при впливі на вхід мікрофонної решітки сигналів двох БПЛА з напрямків 25 і 28 град.

Як видно з рис 1.29, в області низьких звукових частот роздільна здатність не є достатньою, оскільки для більш довгих хвиль потрібно більша відстань між елементами мікрофонної решітки. Також роздільна здатність методу IMUSIC сильно залежить від ВСШ. На рис. 1.29 можемо бачити, що в області високих звукових частот не всі просторові частоти розрізняються за кутовими координатами. Це пов'язано з низьким ВСШ на певних частотах, оскільки основна потужність сигналу зосереджена в низькочастотній області спектру, а високі частоти схильні до більшого загасання в атмосфері [50].

На рис. 1.30 представлені просторові спектри, отримані при використанні алгоритмів IMUSIC та IMUSIC-NAM, для діапазону часових частот від 3000 до 4000 Гц при впливі на вхід мікрофонової решітки сигналів двох БПЛА з напрямків 25 і 28 град, відношенні сигналу шум 20 дБ. На рис. 1.31 представлені просторові спектри, отримані для діапазону частот від 3000 до 4000 Гц з використанням алгоритму IMUSIC при відношенні сигналу шум 0 дБ.

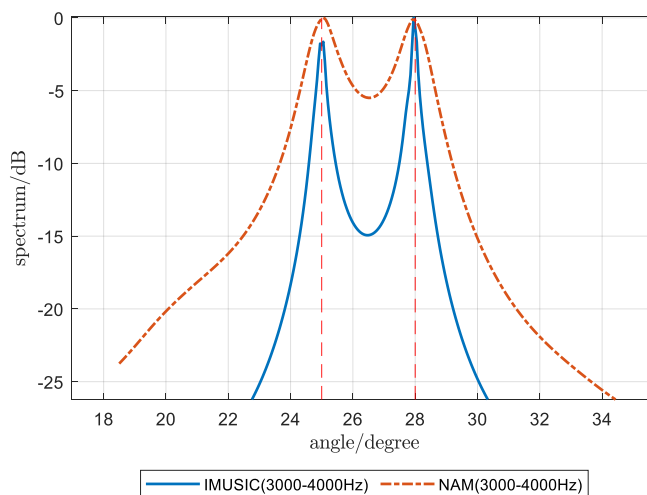


Рис. 1.30 – Просторові спектри, отримані при використанні нормованого та ненормованого IMUSIC для діапазону частот 3000-4000 Гц при впливі на вхід антеної решітки сигналів двох БПЛА з напрямків 25 і 28 град.

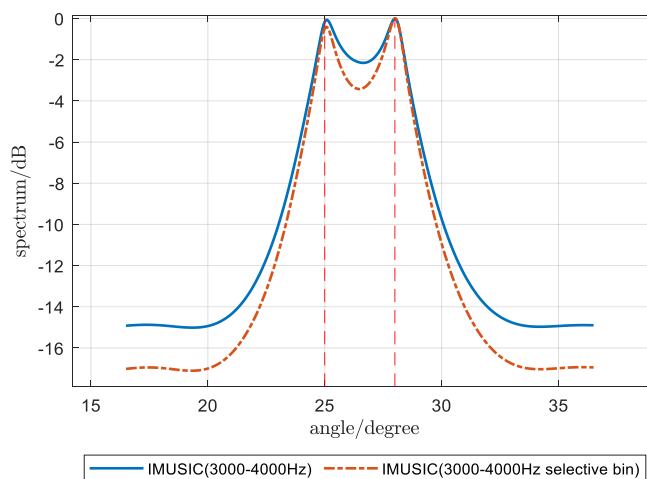


Рис. 1.31 – Просторові спектри, отримані з використанням алгоритму IMUSIC для діапазону частот від 3000 до 4000 Гц щодо сигнал-шум 0 дБ з відсіювання поганих оцінок і без відсіювання

Як видно з рис. 1.30, на високих частотах нормований некогерентний MUSIC забезпечує більш глибокий провал у просторовому спектрі між джерелами сигналів, ніж NAM-MUSIC, а отже забезпечує кращу роздільну здатність.

У першому випадку при формуванні загальної оцінки враховуються всі оцінки ПС у вказаному діапазоні частот, у другому випадку при формуванні загальної оцінки відсіюються ті з них, у яких не спостерігається роздільної здатності двох сигналів.

Як видно із рис. 1.31, відсіювання оцінок ПС з недостатньою роздільною здатністю при формуванні загальної оцінки в зазначеному частотному діапазоні, дозволяє істотно збільшити глибину провалу в просторовому спектрі в діапазоні кутів між об'єктами, що спостерігаються, до 1,3 Дб.

Таким чином, метод некогерентної MUSIC здатний забезпечити кращу роздільну здатність порівняно з класичними методами, але його ефективність забезпечується лише при високих ВСШ, що ускладнює його використання в умовах низьких значень ВСШ. Ще один із недоліків некогерентної MUSIC полягає у зниженні ефективності оцінки для когерентних сигналів, проте цю проблему можна вирішити, застосувавши просторове згладжування до кореляційної матриці [126].

Розвитком алгоритму некогерентної MUSIC стосовно завданні виявлення БПЛА є використання відсіювання частотних компонентів з низьким ВСШ при формуванні оцінки, і нормування амплітуд окремих частот з метою зменшення впливу на оцінку потужніших гармонік на низьких частотах.

У [50] запропонований некогерентний алгоритм перевірки ортогональності проектова-них підпросторів (TOPS), в якому на відміну від MUSIC не потрібно апіорно знати кількість джерел випромінювання. Основна ідея алгоритму TOPS полягає в тому, щоб визначити, чи ортогональні підпростір сигналу опорної частоти і підпростір шуму проміжної частоти на кожному з можливих напрямків. Якщо ортогональність існує, то напрямок є істинним. У цьому алгоритмі використовується діагональна матриця, як функція частоти та кутової координати, яка використовується для перетворення підпростору сигналу опорної частоти на ко-жну частотну точку, після чого будується нова матриця з шумовим підпростором. Діагона-льна матриця перетворення має вигляд [125]

$$|\Phi(f, \theta)|_{n,n} = \exp(-j2\pi f(n-1)d \sin \theta / c). \quad (1.40)$$

Використовуючи діагональну матрицю перетворення на проміжній частоті та матрицю власних векторів, що охоплює сигнальний підпростір на опорній частоті, яку на практиці вибирають, як найпотужнішу серед інших частот, перетворену матрицю власних векторів, що охоплюють підпростір сигналу, можна знайти

$$U_i(\theta) = \Phi(\Delta f, \theta) \cdot U_0. \quad (1.41)$$

Роздільна здатність оцінки просторових кутів приходу сигналу залежить від точності знаходження розрахункової кореляційної матриці, яка, у свою чергу, залежить від кількості накопичених вхідних відділків та ВСШ. При обробці сигналів TOPS застосовується метод проєціювання підпростору, щоб зменшити витік компонентів підпростору сигналу в шумовому підпросторі, що оцінюється. Тоді матриця проєкції

$$P(\theta)_i = I - \left( a^T(\Delta f, \theta) \cdot a(\Delta f, \theta) \right)^{-1} \cdot a^T(\Delta f, \theta) \cdot a(\Delta f, \theta), \quad (1.42)$$

де  $I$  – одинична матриця елементів МР.

Проеційована матриця власних векторів визначається наступним чином:

$$U'_i(\theta) = P_i(\theta) \cdot U_i(\theta). \quad (1.43)$$

Отримавши матрицю векторів, що охоплюють підпростір сигналу опорної частоти, і матрицю векторів, що охоплюють підпростір шуму на кожній частоті, можна побудувати оціночну матрицю

$$D(\theta)_i = \left[ U_1'^T(\theta)G_1 \mid U_2'^T(\theta)G_2 \mid \dots U_i'^T(\theta)G_i \right], \quad (1.44)$$

де  $G_i$  – матриця власних векторів, що охоплюють шумовий підпростір проміжної частоти.

Визначити справжній напрямок на об'єкт можна, обчисливши ранг оціночної матриці, оскільки, коли імовірний кут приходу сигналу дорівнюватиме істинному куту приходу, ранг матриці буде відсутнім. У випадку, якщо кут приходу сигналу не дорівнює справжньому куту падіння, матриця матиме повний ранг. На практиці через наявність шуму, підпростір сигналу матимемо певні помилки, оскільки матриця, як правило, не матиме рангу. Ми можемо визначити, наскільки матриця близька до неповноцінного рангу за мінімальним сингулярним значенням матриці. Тоді оцінка напрямку приходу сигналу за допомогою алгоритму TOPS може бути отримана таким чином

$$\hat{\theta} = \arg \max \frac{1}{\sigma(\theta)_{\min}}, \quad (1.45)$$

де  $\sigma(\theta)_{\min}$  – мінімальне сингулярне значення оціночної матриці  $D(\theta)$ .

На рис. 1.32 зображено два просторові спектри, отримані методом TOPS, у разі приходу на вхід МР двох сигналів, з напрямків 25 та 28 град. Кількість елементів МР - 30, відстань між елементами МР кратна половині довжині хвилі на частоті 4000 Гц, опорна частота становить Гц, у першому випадку верхня межа смуги пропускання становить 4000 Гц, у другому випадку – 8000 Гц.

Залежності СКВ від ВСШ для алгоритмів IMUSIC, IMUSIC-NAM та TOPS, наведені на рис. 1.33, також отримані з використанням формули (1.33), при діапазоні ВСШ від -10 до 20 дБ, при дії БПЛА з напрямків 25 та 32 град. Кількість елементів МР - 30, смуга пропускання 1000-4000 Гц.

На рис. 1.32 ми можемо спостерігати деяке відхилення оцінки від справжнього напрямку, що є недоліком цього методу. Для збільшення роздільної

здатності та зменшення відхилення в оцінці опорну частоту слід вибирати, ґрунтуючись на найбільшій амплітуді частоти у верхній частині смуги пропускання.

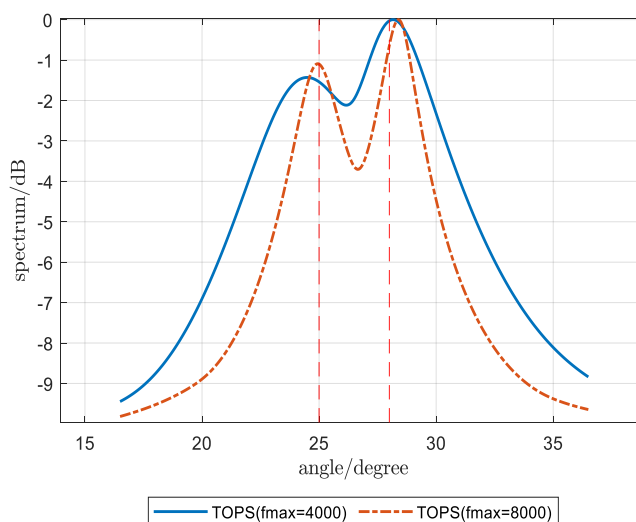


Рис. 1.32 – Просторові спектри, отримані за допомогою алгоритму TOPS, у разі приходу на вхід МР двох сигналів з напрямків 25 та 28 град.

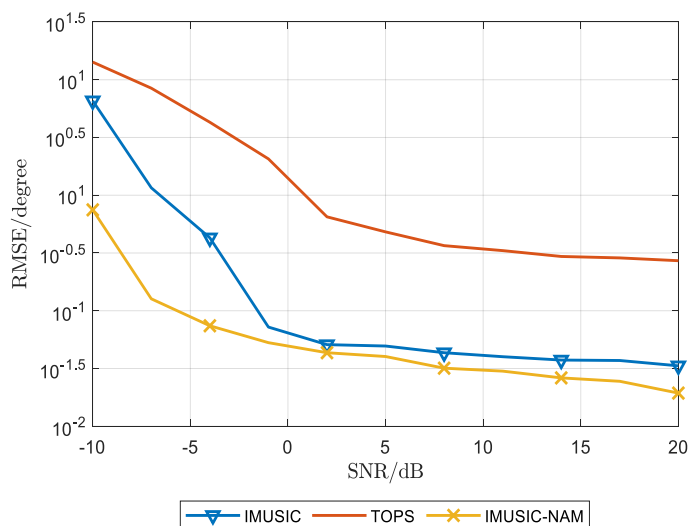


Рис. 1.33 – Графіки СКО залежно від ВСШ для алгоритмів IMUSIC, TOPS та IMUSIC-NAM

З графіків на рис. 1.33 можемо бачити, що алгоритм TOPS поступається IMUSIC і IMUSIC-NAM в точності оцінок, у той час як IMUSIC-NAM перевершує обидва методи і показує кращу стійкість у області низьких ВСШ.

Варто відзначити стійкість алгоритму до накладання ПС, що дозволяє збільшити роздільну здатність, встановивши відстань між елементами МР кратне середній довжині хвилі в смузі пропускання, а не довжині хвилі, що відповідає найвищій частоті (як у випадку з некогерентним MUSIC, який може сильно «страждати» від накладання діапазону, особливо за високі значення ВСШ).

Алгоритм TOPS є більш витратним з точки зору кількості і складності обчислювальних операцій, ніж IMUSIC. Зниження обчислювальної складності даного алгоритму можна досягти, обмеживши кут сканування, для чого необхідно провести початкову оцінку класичним методом, і далі в межах ширини діаграми спрямованості зробити обробку алгоритмом TOPS, при цьому збільшивши верхню межу смуги пропускання вдвічі.

### 1.3.3 Визначення місця положення малорозмірних безпілотних літальних апаратів за акустичним випромінюванням

Акустичний метод [12,13,55], незважаючи на відносно невисоку дальність дії, дозволяє визначати просторові координати БПЛА за його акустичним випромінюванням, забезпечувати ідентифікацію БПЛА шляхом формування акустичних сигнатур на основі частото-часового аналізу звукових сигналів. Відносно невелика дальність виявлення БПЛА для цього методу компенсується пасивним режимом роботи, можливістю локалізації БПЛА, що знаходиться на гранично малих висотах і дальностях. Максимальна дальність виявлення та спостереження БПЛА залежить від швидкості польоту, ракурсу, характеристик діаграми спрямованості акустичного випромінювання, рівня фонового шуму, погодних умов, параметрів системи прийому та обробки акустичних сигналів. Для вирішення проблеми місцезнаходження малорозмірних БПЛА при низьких їх швидкостях на відносно невеликих дистанціях найбільш ефективним вважається акустичний метод.



### 1.3.3.1 Особливості акустичного випромінювання БПЛА

Для розробки алгоритмів визначення місцезнаходження БПЛА необхідно знати особливості формування його акустичного поля та характеристики акустичного випромінювання. Аналіз спектральної щільності потужності (СЩП) акустичного випромінювання різних моделей малорозмірних БПЛА, рис.1, показав наявність вузькосмугових тональних та широко-смугових шумоподібних складових з переважним випромінюванням повітряного гвинта [17,47,50,127].

При обертанні гвинта виникають коливання тиску повітря, що відбуваються за рахунок витіснення повітря, об'єм якого дорівнює об'єму лопаті гвинта. Це призводить до появи шуму витіснення. Частота проходження лопатей повітряного гвинта дорівнює частоті обертання ротора, помноженій на число лопатей. Спектр шуму гвинта має гармонійні складові частоти обертання ротора і гармоніки лопатевої частоти. Дискретні складові спектру акустичного випромінювання (AB), пов'язані з шумом обертання та взаємодії, як правило, мають на 15–20 дБ вищі рівні, ніж широкосмуговий шум обтікання лопаті. Частота проходження лопатей AB БПЛА знаходиться в межах від 80 до 250 Гц. Кількість гармонік лопатевої частоти – від 10 до 40. Зі збільшенням відстані до БПЛА, внаслідок поглинання звуку атмосфері, високочастотні гармоніки істотно послаблюються рівня фонового шуму. У процесі польоту БПЛА спектральні лінії акустичного випромінювання розширюються, оскільки контролер БПЛА постійно регулює швидкість кожного двигуна для балансування БПЛА та підтримки стабільного польоту, рис.1.34. Більш детально процес регулювання швидкості двигунів, що супроводжується зміною спектра AB, видно на спектрограмі рис. 1.35.

Характеристика спрямованості AB БПЛА визначає розподіл випромінюваної акустичної енергії у просторі. На рис. 1.36 представлено переріз 3D характеристики спрямованості сумарного AB гвинтомоторної групи квадрокоптера DJI Phantom 3 та характеристики спрямованості AB його електродвигунів. AB гвинтомоторної групи має виражену просторову спрямованість, основне випромінювання відбувається у верхню півсферу. З

підвищенням номера гармоніки АВ спостерігається ускладнення форми характеристики спрямованості - вона стає більш порізаною, з великою глибиною провалів, ширина пелюсток зменшується, відбувається зміна напрямку основного випромінювання [50].

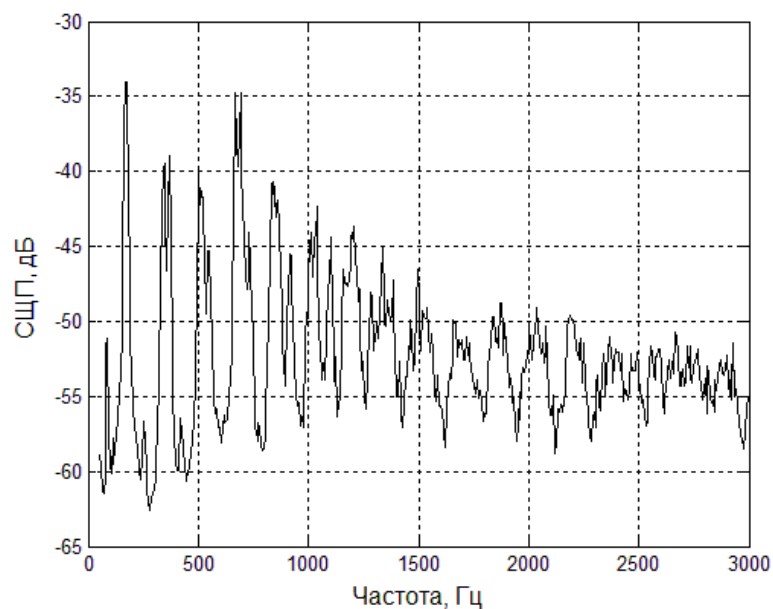


Рис. 1.34 – Спектральні складові АВ квадрокоптера DJI Phantom 3 у процесі польоту

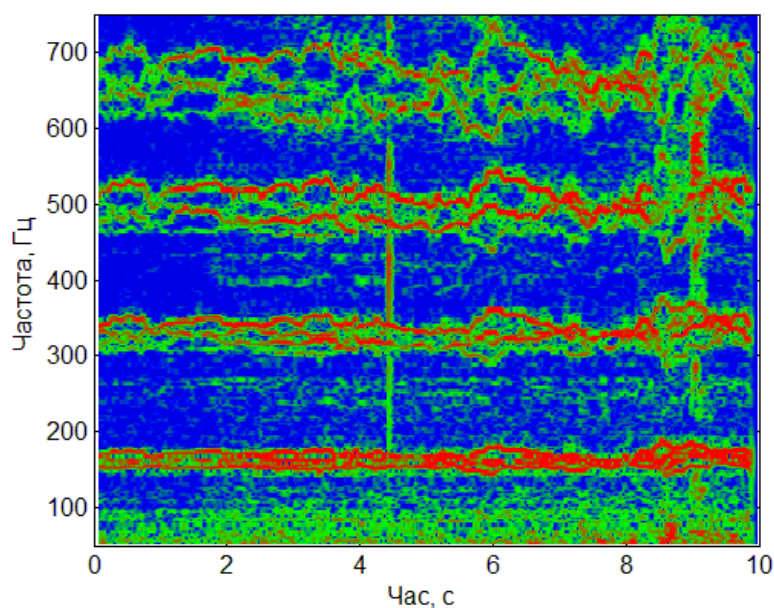


Рис. 1.35 – Спектрограма складових АВ квадрокоптера DJI Phantom 3 у процесі польоту

Характеристика спрямованості АВ електродвигунів БПЛА суттєво відрізняється від характеристики спрямованості випромінювання гвинтомоторної групи, оскільки має іншу природу формування акустичного сигналу. При зміні ракурсу спостереження БПЛА відбувається зміна рівнів спектральних складових акустичного випромінювання у відповідності з характеристикою спрямованості відповідної гармоніки. Це призводить до зміни рівня акустичного сигналу та модифікації спектру АВ, а також впливає на максимальну дальність виявлення та локалізації БПЛА.

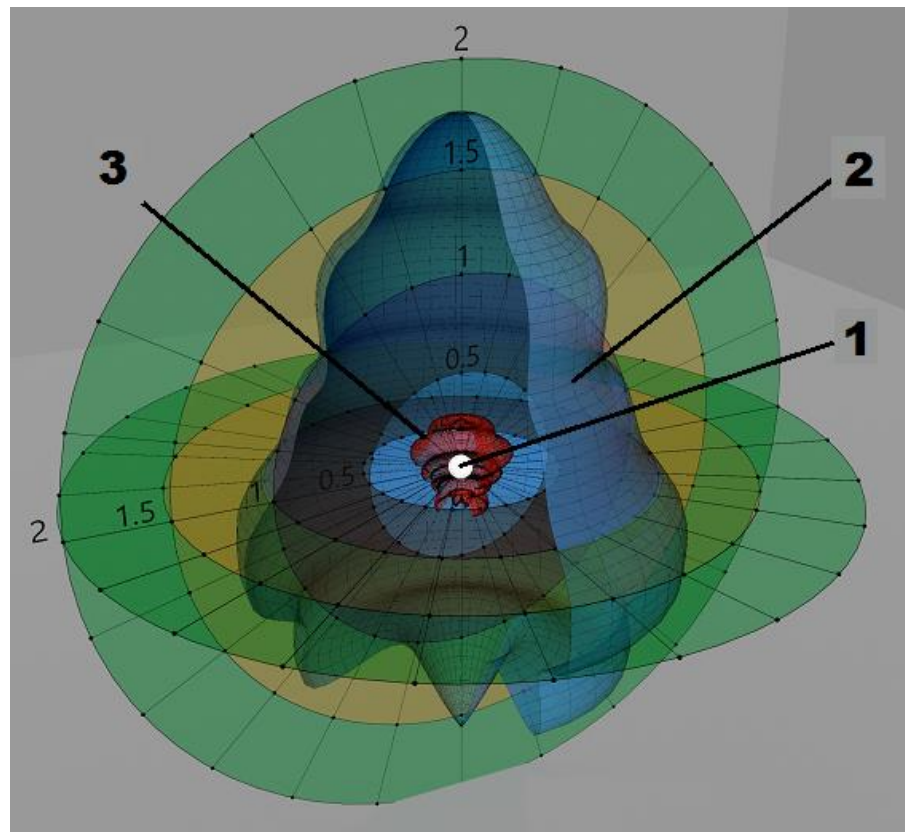


Рис. 1.36 – Переріз 3D характеристики спрямованості АІ БПЛА DJI Phantom  
 3: 1 - місцезнаходження БПЛА; 2 - сумарна характеристика спрямованості АВ гвинтомоторної групи квадрокоптера DJI Phantom 2; 3 - характеристики спрямованості АВ електродвигунів

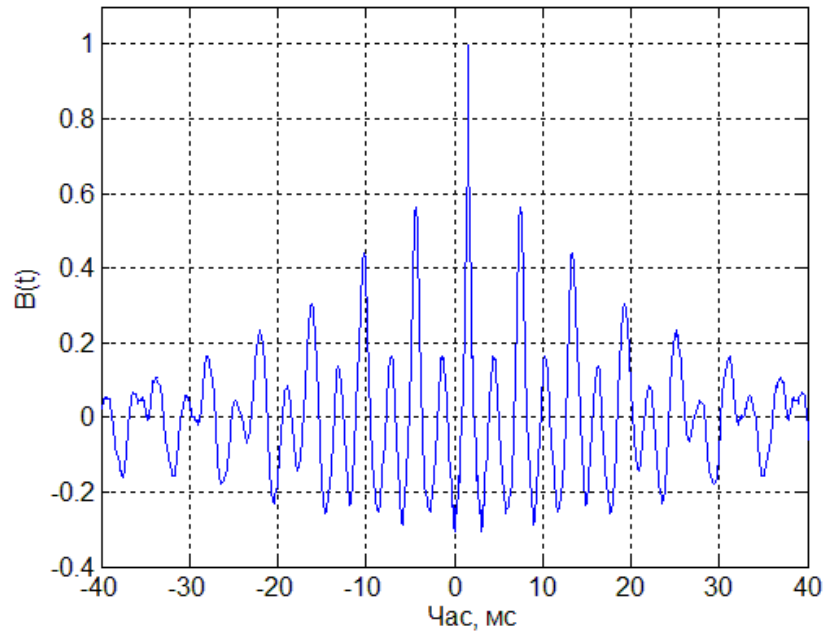


Рис. 1.37 – ВКФ акустичних сигналів БПЛА

Акустичний сигнал гвинтомоторної групи БПЛА відноситься до класу широкосмугових сигналів, що не дозволяє використовувати фазові методи вимірювання кутових координат. З теорії сигналів відомо, що ширина інтервалу кореляції  $\Delta\tau$  обернено пропорційна ширині спектра сигналу  $\Delta f$  с

$$\Delta\tau = \frac{1}{\Delta f \text{ с}}.$$

Застосування кореляційної обробки широкосмугових сигналів АІ БПЛА забезпечує отримання вузької основної пелюстки взаємної кореляційної функції (ВКФ), рис. 1.37, що дозволяє реалізувати високу точність просторового дозволу акустичної системи визначення місцезнаходження.

### 1.3.3.2 Пасивні методи визначення місцезнаходження БПЛА за акустичним випромінюванням

При визначенні кутових координат джерел акустичного випромінювання (ДАВ) знаходять напрямок, що відповідає напрямку нормалі до фронту хвилі, випромінюваної акустичним джерелом. Застосовуючи метод тріангуляції [128], за наявності кількох незалежних вимірів, можна визначити місце розташування ДАВ.

Для визначення координат джерел акустичного випромінювання широке застосування знаходять методи з використанням мікрофонних решіток (МР) [68], які поділяються на класичні методи, методи надзвичайної роздільної здатності та метод різниці часу приходу (TDOA – time difference of arrival).

Класичний метод обробки полягає у введенні в оброблюваний сигнал відносних часових затримок та підсумовуванні (метод Бартлетта). При скануванні необхідного кутового сектора знаходиться напрямок з найбільшою потужністю, що відповідає оцінці напрямку приходу корисного сигналу. У цьому випадку просторовий спектр формується з використанням наступного виразу

$$P(\theta) = \frac{S(\theta) R_{xx} S^T(\theta)}{S(\theta) S^T(\theta)},$$

де  $S(\theta)$  – вектор відгуку антенної решітки;

$R_{xx}$  – просторова кореляційна матриця розміром  $N$  на  $N$  елементів.

Можливості використання класичних методів для пеленгування БПЛА щодо їх акустичного випромінювання значною мірою обмежені тим, що пеленгування можливе за наявності в діаграмі спрямованості системи лише одного ДАВ. Присутність у діаграмі спрямованості декількох ДАВ призводить до появи аномальних помилок при оцінці пеленгу, оскільки амплітудно-фазовий розподіл акустичного поля буде суперпозицією декількох хвиль. У силу малих розмірів

апертури антенної системи розділення ДАВ в цьому випадку виявляється скрутним.

Методи надзвичайної роздільної здатності при вирішенні задач пеленгування включають велику групу алгоритмів [68]: алгоритми лінійного передбачення; алгоритми Кейпону, засновані на розкладанні просторової кореляційної матриці за власними векторами; метод MUSIC, EV; алгоритми, засновані на поділі сигнального та шумового просторів - ROOT-MUSIC та ESPRIT та ін.

Для алгоритму Кейпона просторовий спектр розраховується відповідно до виразу

$$P(\theta) = \frac{1}{S(\theta) R_{xx}^{-1} S^T(\theta)}.$$

Оцінкою істинного напрямку приходу сигналу є кут, який відповідає піковому значенню спектра. У порівнянні з класичним, метод Кейпона, що характеризується в більшості випадків більш високою роздільною здатністю, вимагає лише додаткового обернення матриці.

Метод різниці часу приходу або різницево-дальномірний метод (РДМ) забезпечує вимірювання кутових координат та дальності до джерела випромінювання. Для реалізації РДМ визначення просторових координат використовуються не менше чотирьох мікрофонів, що дозволяють отримати три незалежні різниці часу приходу до джерела випромінювання.

За певної різниці часу приходу до окремих мікрофонів акустичного сигналу можна визначити кутове положення джерела випромінювання. Вимірювання різниці часу приходу до окремих мікрофонів МР проводиться шляхом обчислення положення максимуму ВКФ сигналів на часовій осі, що приймаються відповідними мікрофонами. Обчислення ВКФ акустичних сигналів БПЛА, отриманих з мікрофонів МР, виконується за формулою

$$r_{ij}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T S_i(t) S_j(t + \tau) dt,$$

де  $S_i(t)$ ,  $S_j(t)$  – смугові акустичні сигнали на вході  $i$ -го та  $j$ -го мікрофонів;  
 $T$  – час аналізу.

ВКФ головної пелюстки акустичних сигналів БПЛА, отриманих з мікрофонів МР (рис. 1.37), має вигляд близький до  $\delta$ -функції. Це дозволяє при великих співвідношеннях сигнал/шум визначати величину зсуву часу приходу акустичного широкосмугового сигналу між мікрофонами МР з точністю до кроку дискретизації сигналів.

При відомій відстані  $d$  між  $i$ -м та  $j$ -ми мікрофонами та затримки часу приходу  $\tau$ , можна визначити кутове положення джерела випромінювання

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\tau c_{зв}}{d}\right),$$

де  $c_{зв}$  – швидкість поширення звуку.

Для кожної пари мікрофонів вимірювальної бази існує поверхня положення, що визначається як геометричне місце точок, різниця відстаней яких до фокусів (точки в яких розташовані мікрофони) є постійна величина. Поверхня положення для РДМ – гіперболоїд обертання. За наявності трьох пар мікрофонів оцінка розташування джерела сигналу визначається як точка перетину трьох відповідних поверхонь положення.

Різницево-далекомірний метод через можливість застосування завадостійких кореляційних алгоритмів вимірювання часових затримок сигналів має суттєві переваги перед іншими методами.

У розглянутих методах використовується різна кількість мікрофонів та різні конфігурації МР. Кількість мікрофонів, що використовуються для реалізації методів формування променя, значно більша, ніж у методі TDOA, оскільки збільшення числа мікрофонів має домінуючий вплив на точність локалізації ДАВ.

Експериментальна оцінка ефективності розглянутих алгоритмів пеленгування БПЛА [67] у відкритому просторі показують хорошу відповідність заданим значенням пеленгу. Слід зазначити, що з використанням методів Бартлетта і Кейпона істотно зростає дисперсія оцінок пеленгу при азимутах понад  $60^\circ$ . Для методу TDOA дисперсія оцінок пеленгу значно менше, ніж для методів Бартлетта і Кейпона. Результати визначення пеленгу джерела акустичного випромінювання у широкій смузі частот у відкритому просторі показують хорошу відповідність заданим значенням пеленгу при застосуванні методу TDOA.

Розглянемо приклади реалізації пасивних систем для визначення об'єктів у повітряному середовищі з акустичного випромінювання гвинтомоторної групи БПЛА.

У роботі [129] розглядається просторова мікрофонна решітка із чотирьох мікрофонів, розташованих у вершинах тетраедра. Таке розташування мікрофонів дозволило отримати просторову вибірковість при пеленгації БПЛА. Характеристика спрямованості формується шляхом затримки та підсумовування сигналів, прийнятих мікрофонами решітки. Застосування фільтра Вінера на виході формувача характеристики спрямованості дозволило підвищити співвідношення сигнал/завада. Цикл обробки сигналу у смузі 80-2000 Гц становив 4 с. За цими даними, з використанням адаптивного фільтра Калмана, проводилася побудова траєкторії руху БПЛА. Максимальна відстань виявлення для БПЛА становила 600 м з ймовірністю 99% та вірогідністю помилкової тривоги 3%.

В акустичну систему для відстеження розташування БПЛА університету Чжецзян (Хан-Чжоу, Китай) [130] входить дві мікрофонні решітки (МР) у формі тетраедра та пристрій обробки сигналів та підготовки даних для реалізації алгоритмів локалізації та відстеження розташування БПЛА. МР складається з 4 мікрофонів, розміщених у вершинах тетраедра. Відстань між кожним мікрофоном



решітки та центром нижньої грані тетраедра – 1 м, відстань між центрами двох МР – 14 м.

Всі мікрофони мають вітрозахист, захист від впливу гідрометеорів і для ослаблення ефекту багатопроменевості розташовуються над матеріалом, який поглинає звук. Метод отримання координат БПЛА – різницево-далекомірний. Під час обробки траєкторних даних використовується фільтр Калмана.

Для перевірки ефективності алгоритму оцінки розташування БПЛА використовуються дані GPS трекінгу. На рис. 1.38 представлено порівняльні оцінки розташування БПЛА за даними GPS та акустичних вимірювань. На рис. 1.39 представлені оцінки помилки місцезнаходження БПЛА у тестовому польоті, з яких видно, що більш ніж у 95% помилки оцінки розташування на дистанції до 100 м нижче 6 м та близько 80% оцінки помилки розташування знаходяться в межах 2 м.

У Технологічному інституті Стівенса розроблено систему акустичного спостереження DADS [22], яка призначена для відстеження розташування та ідентифікації БПЛА з акустичного випромінювання. Система спостереження складається з трьох мікрофонних решіток, розташованих по периметру контрольованого об'єкта. Мікрофонні датчики в мікрофонних решітках розташовані у вершинах тетраедра. Дані з кожної решітки передаються каналом Wi-Fi на систему обробки.

Огляд простору ведеться на основі алгоритму, що базується на розрахунку значення взаємної кореляційної функції акустичних сигналів, прийнятих окремими мікрофонними датчиками мікрофонних решіток та їх подальшою обробкою.

Підвищення точності вимірювання різниці моментів часу приходу сигналу досягається збільшенням відношення сигнал/шум сигналу, що приймається за рахунок застосування мікрофонних датчиків. Мікрофонний датчик [131,132] складається з  $M$  електретних мікрофонних капсулів ( $M=16$ ). Масив електретних капсулів забезпечує більш високу чутливість, ніж використання одиночного

мікрофона. Використання таких мікрофонних датчиків покращує відношення сигнал/шум порівняно з одиночним мікрофоном з коефіцієнтом  $M$ .

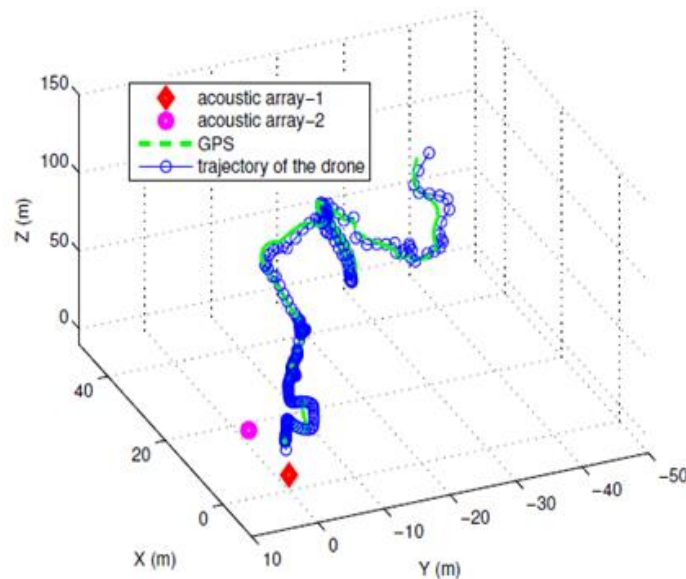


Рис. 1.38 – Порівняльні оцінки розташування БПЛА за даними GPS та за результатами акустичних вимірювань [130]

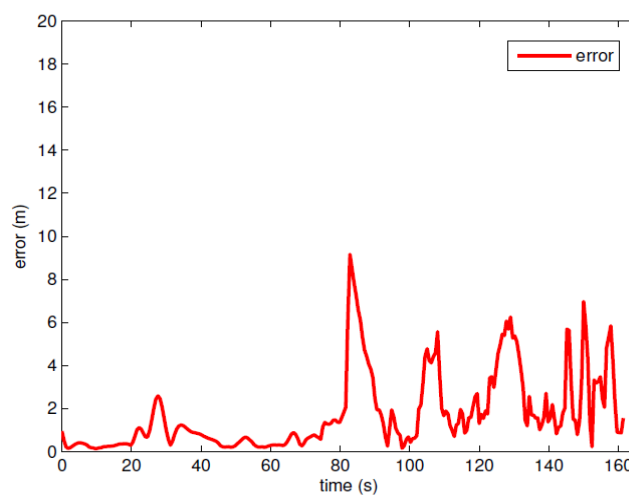


Рис. 1.39 – Оцінки помилки визначення БПЛА в тестовому польоті [130]

Калібрування орієнтації системи DADS виконується шляхом випромінювання білого шуму з динаміка з відомою позицією GPS, а потім проводиться корекція орієнтації системи DADS на основі різниці між виявленим напрямком та напрямком, розрахованим за даними GPS розташування БПЛА.

Експериментальні дослідження проводилися з різними конфігураціями системи DADS та кількома типами БПЛА у різних умовах довкілля. Так, визначення розташування БПЛА Inspire 2 проводилося тріангуляційним методом із застосуванням двох мікрофонних решіток, рознесених на відстань 60 м, рис. 1.40.

Результат виміру відображається у вигляді 3D треку спільно з даними GPS, розміщеного на БПЛА. Максимальна дальність місцезнаходження БПЛА становила 250 м при рівні акустичних завад 45-50 дБА.

Максимальна відстань виявлення була досягнута в момент знаходження БПЛА на нормалях до акустичних баз (сторін трикутника) і становила 200 м з достовірністю 50% і 100 м з достовірністю 100% [131].



Рис. 1.40 – Схема розгортання 3 вузлів супроводу, прогнозована ймовірність супроводу БПЛА, що маневрує, з використанням декількох вузлів, біла лінія-GPS трек, зелена лінія-акустичний трек, жовті трикутники-розташування вузлів [131]

Методи локалізації акустичних сигналів засновані на використанні обмеженої кількості мікрофонів та алгоритмі оцінки напрямку приходу акустичних сигналів TDOA, не дозволяють однозначно локалізувати декілька

одночасно присутніх БПЛА. Ця проблема вирішується за рахунок використання великих мікрофонних решіток, що збільшує можливості виділення акустичного сигналу з певного напрямку. Це досягається використанням алгоритмів надзвичайної роздільності сигналів, що дозволяє однозначно визначати місце розташування одного або декількох БПЛА як у двох, так і в трьох вимірах.

Перспективною технологією локалізації акустичного випромінювання БПЛА є поєднання акустичних та оптичних методів, що реалізована в акустичних камерах. Акустичні камери – технічні пристрої, що дозволяють визначити положення джерел акустичних коливань із накладенням оптичного зображення кольірної карти інтенсивності акустичного сигналу.

Використовуваний метод зветься методом бімформінгу. Метод бімформінгу є способом обробки сигналів мікрофонної решітки з метою визначення просторового розподілу джерел акустичного сигналу. Основна ідея методу [133] полягає в когерентному підсумовуванні акустичних сигналів мікрофонів мікрофонної решітки для збільшення рівня сигналу, що випромінюється з фокусної точки, та мінімізації вкладів сигналів з усіх інших точок, розташованих на площині відображення. У найпростішому випадку методу бімформінгу сигнали мікрофонів складаються із затримкою часу, величина затримки залежить від положення точки фокусування та положення мікрофонів. Для цього заздалегідь розраховуються затримки сигналів від кожного вузла сітки площини відображення до кожного мікрофона МР. Сформований акустичний промінь послідовно проходить всі вузли сітки, при цьому для фокусування на відповідний вузол використовуються розраховані затримки сигналів.

У роботі [134] для виявлення та локалізації БПЛА використовується масив акустичних датчиків акустичної камери Distran Omni 360. Камера складається з мікрофонних решіток з 120 елементів, розташованих на акустично прозорій сферичній поверхні. Для отримання оптичного зображення використовується ширококутна камера, яка розміщена в центрі мікрофонної решітки. Це дозволяє після обробки акустичних сигналів отримати акустичне зображення поверхні відображення, накладене на оптичне зображення досліджуваного об'єкта.

Особливість цієї акустичної камери і те, що на відміну планарних акустичних камер, вона здатна створювати повністю сферичні акустичні зображення, тобто можна відстежувати джерела звуку у будь-якому напрямі. Акустична камера створює сферичні зображення рівня звукового тиску, де кожен елемент роздільної здатності відноситься до рівня звукового тиску звуків, що випромінюються з відповідного напрямку.

Використання мікрофонної решітки з 120 елементів дозволило, залежно від типу БПЛА, виявити і відобразити на дистанції від 150 м (Parrot AR Drone 2.0) до 290 м (DJI Phantom2) у присутності перешкод від інших джерел звуку навколишнього міського середовища. Образ акустичних сигналів БПЛА добре видно на оптичному зображенні рис. 1.41.



Рис. 1.41 - Образ акустичних сигналів накладений на оптичне зображення квадрокоптера Parrot AR Drone 2.0 [134]

### 1.3.3.3 Структура пасивного содару з мінімально можливою кількістю мікрофонів

Розглянемо структуру пасивного содару (ПС) із мінімально можливою кількістю мікро-фонів. Для визначення розташування БПЛА використовується пасивний содар, реалізований з використанням чотирьох каналів прийому акустичних сигналів.

Прийом АВ БПЛА здійснюється з використанням конденсаторних вимірювальних мік-рофонів Superlux ECM-999. Виходи мікрофонів підключаються через симетричний аудіоін-терфейс XLR до входів чотириканальної зовнішньої звукової карти Behringer U-Phoria UM2. Акустичний сигнал оцифровувався з частотою дискретизації  $F_s = 48$  кГц та розрядністю 24 біта.

У пасивному содарі використано різницево-далекомірний метод вимірювання координат. Для його реалізації використовується мікрофонні решітки з мінімальною кількістю мікрофонів, що дозволяє реалізувати вимірювальні бази в азимутальній та кутомірній площині. На рис. 1.42 представлена фотографія мікрофонних решіток M1-M4 пасивного содару, що знята в умовах проведення польових вимірювань. Мікрофонні решітки містять дві азимутальні бази в горизонтальній площині M1-M2 - пеленгатор 1, M2-M3 - пеленгатор 2, ( $d_1=2$  м,  $d_2=2$  м) і одну кутомірну базу у вертикальній площині M2-M4- пеленгатор 3, ( $d_3 = 1$  м). Висота установки мікрофонів азимутальних баз 1,3м.

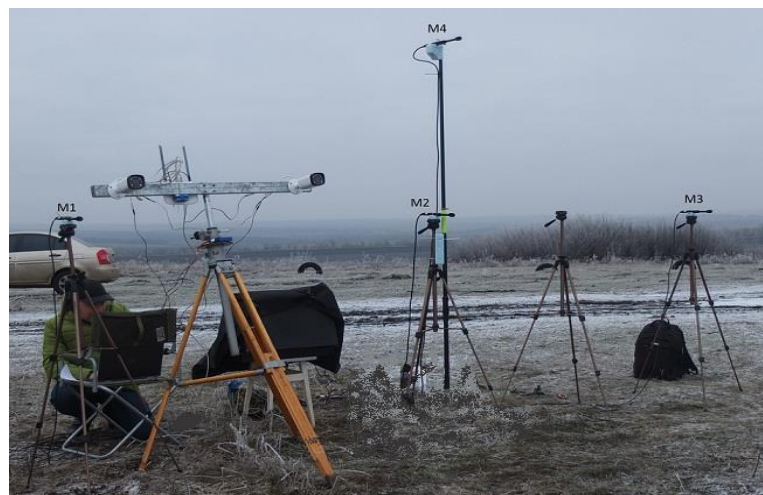


Рис. 1.42 - Мікрофонна решітка M1-M4 пасивного содару

На виході кожного з пеленгаторів формується оцінка кутового положення джерела звуку щодо бази відповідного пеленгатора. Для визначення часу запізнення сигналів між двома мікрофонами знаходиться положення максимуму взаємної кореляційної функції. Різниця в часі прибуття перераховується в різницю відстаней до точки розташування джерела звуку. Поверхня положення є

поверхнею гіперболоїда обертання з двома порожнинами. У фокуси цього гіперболоїда вміщені мікрофони. Якщо відстані від фокусів до цілі великі порівняно з розмірами бази, то гіперболоїд обертання навколо цілі практично збігається зі своєю асимптотою - конусом, вершина якого збігається з серединою бази. Розташування джерела звуку визначається як точка перетину трьох гіперболоїдів з мікрофонами, які розташовані в їх фокусах.

#### 1.3.3.4 Обробка результатів вимірювання пасивного содару

Обробка даних пеленгів, отриманих з мікрофонів відповідної бази пеленгатора, включає видалення низькочастотних складових спектра акустичного сигналу БПЛА, що забезпечує виключення впливу атмосферних та техногенних шумів на результати подальшої обробки. Далі проводяться статистично забезпечені вимірювання ВКФ для кожної вимірювальної бази, знаходження положення максимуму головної пелюстки ВКФ, розрахунок азимутів та кута місця за даними відповідних вимірювальних баз, видалення некоректних значень часово-го ряду кутових даних, згладжування даних медіанним фільтром. Потім проводиться обробка траєкторних вимірювань фільтром Калмана та згладжування даних фільтром ковзного середнього. Додатково проводяться допоміжні розрахунки потужності сигналу, оцінка співвідношення с/ш оцінки ефективної смуги спектра акустичного випромінювання БПЛА.

#### 1.3.3.5 Чинники, що впливають на величину похибки визначення координат БПЛА

Похибка визначення координат БПЛА різницево-daleкомірним методом залежить від точності вимірювання різниці моментів часу приходу сигналу між мікрофонами масиву та розміру азимутальних та кутомірних вимірювальних баз.

Для кожного пеленгатора, що входить до складу пасивного содару, існує поверхня положення для ДАВ, що визначається як геометричне місце точок,

різниця відстаней яких до фокусів  $(r_1, r_2)$  в яких розташовані мікрофони, є постійна величина. Поверхні положення можна характеризувати товщиною, яка визначається роздільною здатністю по різниці дальностей  $r = r_1 - r_2$  у пасивному содарі

$$\Delta r = \frac{c}{\Delta f_0},$$

де  $\Delta f_0$  – ефективна ширина спектра акустичного сигналу випромінювання БПЛА;

$c$  – швидкість звуку у повітрі.

Як випливає з результатів експериментальних досліджень, ефективна ширина спектра акустичного сигналу випромінювання БПЛА [50] лежить в межах 300..700 Гц. Відповідно, очікується величина  $\Delta r$  в межах 0,5...1,1 м.

Розглянемо похибки визначення положення БПЛА щодо акустичного випромінювання. На рис. 1.43 представлено взаємне розташування елементів пеленгатора содару, що працює на основі різницево-далекомірного методу. Джерело акустичного випромінювання розташовано у точці В,  $d$  – база між мікрофонами М1, М2,  $\varphi$  - кут, під яким видно базу  $d$ . інформаційний параметр

$$W = r_1 - r_2,$$

де  $r_1$  і  $r_2$  – відстань від ДАВ до двох мікрофонів М1, М2.

Зсув лінії положення з позиції 1 в позицію 2 (рис. 1.43), викликаний похибкою вимірювання різниці відстаней  $\Delta W$ , дорівнює

$$u = \frac{\Delta W}{2 \sin \frac{\varphi}{2}}.$$



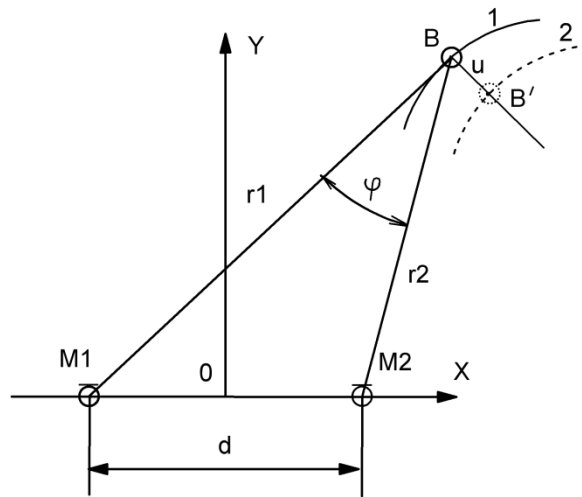


Рис. 1.43 – Зсув лінії положення в різницево-далекомірному содарі

Середньоквадратичний розмір похибки визначення лінії положення  $\sigma_u$  визначається як

$$\sigma_u = \frac{\sigma_W}{2 \sin \frac{\varphi}{2}},$$

де  $\sigma_W$  – середньоквадратичне значення похибки вимірювання  $\Delta W$ .

Оскільки в содарі похибка вимірювання параметра  $W$  складається з похибок складових її елементів  $\sigma_W = \sigma_{r1} + \sigma_{r2} = \sigma_\tau$ , отримуємо

$$\sigma_u = \frac{c \sigma_\tau}{2 \sin \frac{\varphi}{2}}.$$

Середньоквадратична похибка виміру часу взаємного запізнення [134] визначається як

$$\sigma_{\tau} = \frac{\tau_k}{2} \sqrt{\frac{1 + \rho_{uv}^2}{n \rho_{uv}^2}},$$

де:  $\rho_{uv}$  – коефіцієнт кореляції вхідних сигналів  $u(t)$  і  $v(t)$ ;

$\tau_k$  – ширина огинаючої автокореляційної функції корисного сигналу на рівні 0,5;  $n = \Delta f_e T_e$  – коефіцієнт кореляційного накопичення;

$T_e$  – еквівалентний час інтегрування;

$\Delta f_e$  – еквівалентна ширина спектру.

Міра роздільної здатності за часом взаємного запізнення визначається протяжністю кореляційної функції акустичних сигналів, що оброблюються, і визначається як

$$\Delta r = \frac{c \tau_k}{2}.$$

Таким чином, у різницево-далекомірному содарі середньоквадратичне значення похибки лінійного зміщення  $\sigma_u$  залежить від похибки вимірювання інтервалу різниці часу прибуття  $\sigma_{\tau}$  та кута  $\varphi$ , під яким видно базу пеленгатора.

Мінімальні похибки вимірювання розташування БПЛА виникають за  $\varphi = \pi$ , тобто. коли БПЛА перебуває безпосередньо над базою пеленгатора. При віддаленні БПЛА від бази пеленгатора похибка зростає обернено пропорційно  $\sin(\varphi / 2)$ . Збільшення розміру бази пеленгатора  $d$  призводить до збільшення кута  $\varphi$  і відповідно до зменшення похибки вимірювання розташування БПЛА, але при цьому з'являються динамічні похибки вимірювання розташування, пов'язані з ефектом Допплера.

Вплив ефекту Допплера виявляється в тому, що радіальні швидкості джерела звуку щодо кожного з двох мікрофонів вимірювальної бази содару відрізняються через рознесення мікрофонів у просторі. Відповідно, існує різниця радіальних швидкостей джерела звуку між мікрофонами кожної пари мікрофонів

вимірювальної бази содару. Це, у свою чергу, призводить до додаткового зсуву положення ВКФ та модифікації координат, що визначаються содаром.

#### 1.3.3.6 Результати імітаційного моделювання з визначення місцезнаходження БПЛА з використанням пасивного содару

Для дослідження ефективності алгоритмів визначення місцезнаходження в середовищі MATLAB створена імітаційна модель процесу обробки сигналів БПЛА, в якій задаються координати мікрофонів мікрофонної решітки пасивного содару і траєкторія руху БПЛА. Пара-метри мікрофонних решіток пасивного содару в модельному експерименті відповідають параметрам решітки в натурному експерименті. У процесі моделювання безперервно для кожної дискретного значення часу розраховуються затримки акустичного сигналу, що з'являються під час прийому сигналу у кожному мікрофоні. Також задається необхідне відношення сигнал/шум сигналів, що обробляються, проводиться облік віддзеркалень від земної поверхні відповідно до заданого коефіцієнта віддзеркалення. З цих даних формується математична модель сигналів на вході содара. Зіставляючи траєкторні параметри руху БПЛА, задані в імітаційній моделі та результати розрахунку координат БПЛА, отримані шляхом обробки сформованих акустичних сигналів, можна отримати значення абсолютних величин похибки використовуваного алгоритму визначення місцезнаходження та умов проведення модельного експерименту.

Як видно з наведеного раніше аналізу, ключовим параметром, що впливає на точність визначення координат БПЛА різницево-далекомірним методом є точність визначення часу взаємного запізнення. За допомогою імітаційної моделі проаналізуємо величину інструментальних похибок місця визначення БПЛА в залежності від частоти дискретизації акустичного сигналу і дальності. Для проведення експерименту задаємо положення центру мікрофонної решітки координатою  $(0,0,1)$ . Як уже зазначалося, параметри мікрофонних решіток пасивно-го содару в модельному експерименті відповідають параметрам решітки

в натурному експерименті ( $d_1=2$  м,  $d_2=2$  м,  $d_3=1$  м). Рух БПЛА задаємо горизонтальною лінійною траєкторією з положення (R, -30, 20) в положення (R, 30, 20) зі швидкістю 2 м/с. Задаємо співвідношення сигнал/шум 40 дБ. Для кількох значень дальності R (50 м, 75 м, 100 м, 125 м, 150 м) і частоти дискретизації акустичного сигналу (48 кГц, 96 кГц, 192 кГц) проведемо вимірювання положення БПЛА на трасі польоту. Залежність середнього значення інструментальної похибки визначення БПЛА від дальності при різних значеннях частоти дискретизації акустичного сигналу представлені на рис. 1.44.

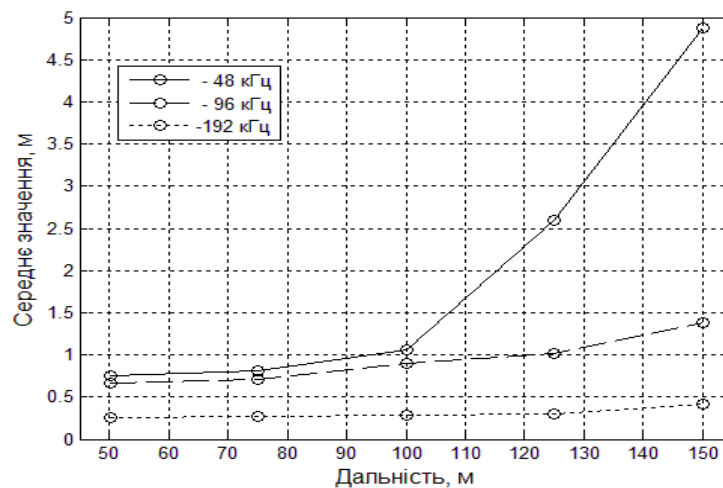


Рис. 1.44 – Залежність середнього значення інструментальної похибки визначення БПЛА від дальності при різних значеннях частоти дискретизації акустичного сигналу

При заданих розмірах баз содару та частоті дискретизації 48 кГц інструментальна похибка місця знаходження БПЛА істотно зростає на дальності більше 100 м. Очевидні шляхи зниження інструментальної похибки місцезнаходження БПЛА полягають у збільшенні розміру баз і частоти дискретизації акустичного сигналу.

Розглянемо як виявляється ефект Допплера при моделюванні руху БПЛА у просторі. Задаймо в модельному експерименті рух БПЛА по колу діаметром 60 м, видалення центру кола від содару 60 м, висота польоту 20 м, кругові швидкості

руху 2 м/с та 20 м/с. Швидкість 20 м/с відповідає максимальній швидкості руху квадрокоптера DJI Phantom 3 PRO. Зіставлення заданих траєкторій руху БПЛА та результатів, отриманих у процесі імітаційного моделювання, представлені на рис.1.45.

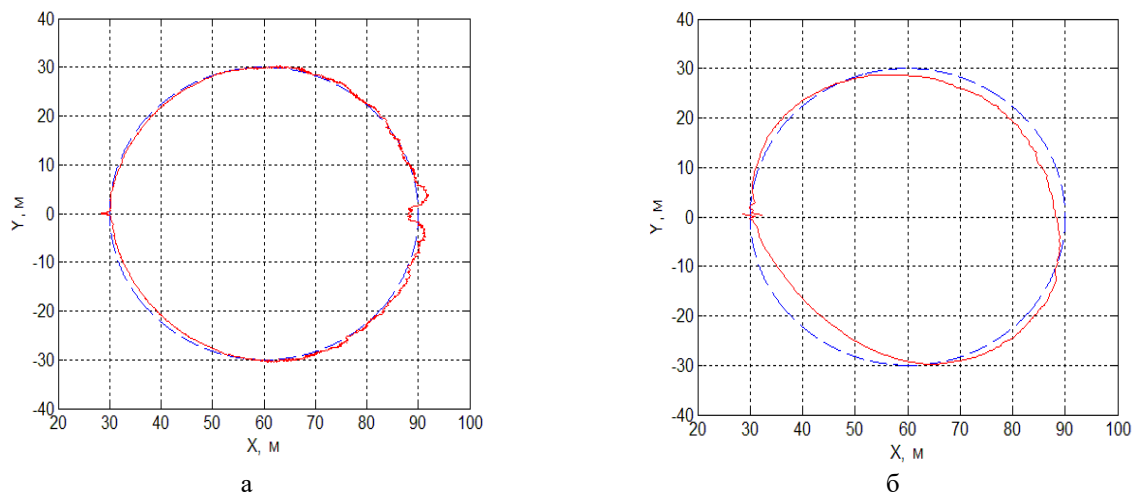


Рис. 1.45 – Зіставлення заданої траєкторії руху БПЛА (пунктирна лінія) та траєкторії, побудованої за результатами обробки сформованих акустичних сигналів БПЛА при імітаційному моделюванні (суцільна лінія); а-кругова швидкість 2 м/с, б-кругова швидкість 20 м/с.

Для кругової швидкості 2 м/с спостерігається практично повна відповідність заданих параметрів траєкторії та параметрів траєкторії, отриманих під час імітаційного моделювання. Для кругової швидкості 20 м/с є помітна відмінність заданої та отриманої у модельному експерименті траєкторій. Кругова траєкторія руху БПЛА трансформується на еліптичну. Зі збільшенням кругової швидкості відмінності зростають. Так при круговій швидкості 2 м/с величина середнього значення та середньоквадратичного відхилення оцінок відмінності від заданих параметрів траєкторії становлять 0,82 м та 0,57 м, для 20 м/с відповідно 3,56 м та 1,84 м. Різниця компонент радіальної швидкості стає помітною у разі БПЛА з великою швидкістю руху і при рознесенні мікрофонів вимірювальних баз на значну відстань.

### 1.3.3.7 Результати натурних експериментів щодо визначення місця розташування БПЛА з використанням пасивного содару

Визначення розташування БПЛА за допомогою пасивного содару проводили в польових умовах. Як БПЛА використовувався квадрокоптер DJI Phantom 3 PRO. Вимірювання параметрів атмосфери проводилося мобільною метеостанцією. Температура повітря – 2,4 град.С, вологість – 55 %, тиск – 1038 гПа. Акустичний шум докільля 35-37 дБА. Координати БПЛА, отримані стандартним приймачем GPS DJI Phantom 3 PRO, використовувалися для верифікації координат БПЛА, отриманих за допомогою ПС. Географічні координати БПЛА перетворювалися на декартові та поєднувалися з системою координат ПС.

Для верифікації результатів вимірювань розташування БПЛА використовувалися дві тестові траси. На тестовій трасі 1 здійснювався проліт по прямій лінії із зависанням БПЛА над контрольними точками (50, 100, 150, 200 м) на 5-10 с на висоті 5м. Вимірювання довжини ділянок тестової траси для встановлення маркерів контрольних точок проводилося за допомогою геодезичної рулетки. На тестовій трасі 2 здійснювався проліт по спіралі, що піднімається, діаметром 50 м, видалення центру спіралі від содару 50 м, число витків спіралі 3, максимальна висота підйому 60 м.

Обробка результатів натурних вимірювань показала деяку невідповідність результатів вимірювань координат у контрольних точках з даними, отриманими в натурному експерименті. Для коректного використання результатів вимірювань необхідно провести юстування кутового положення азимутальних баз. Для юстування вимірювальної системи ПС використовувався аудіозапис акустичних сигналів БПЛА при зависанні над контрольними точками з видаленням 50 м і 100 м. Похибка позиціонування квадрокоптера для цих точок не перевищує 0,5 м.

Юстування положення мікрофонів реалізується шляхом введення поправки в одну з азимутальних баз, при якій забезпечується збіг вимірюного результату

розташування джерела звуку з відомим. Використовуючи дані про висоту у контрольних точках, проводиться юстування ПС по кутомірній базі.

Введення поправки до кутового положення азимутальних баз дозволило скоригувати результати вимірювань, насамперед це стосується результатів вимірювання дальності.

Доцільним є використання калібрування содару по акустичним реперним джерелам звуку, встановленим на відомій дальності при проведенні вимірювань.

На рис. 1.46 наведено зіставлення елементів траєкторій польоту БПЛА, побудованих за координатами, отриманими за допомогою приймача GPS та пасивного содару на трасі 1, представлене у декартових координатах. На рис. 1.47 показані абсолютні значення похибок позиціонування щодо координат, отриманих за допомогою приймача GPS. Так на дальності до 100 м (до 160 с польоту) абсолютні значення похибок визначення координат у 95% випадків не перевищують 3 м, визначення висоти не більше 1 м. Можна визначити задовільну відповідність зіставних результатів вимірювань для цієї траси.

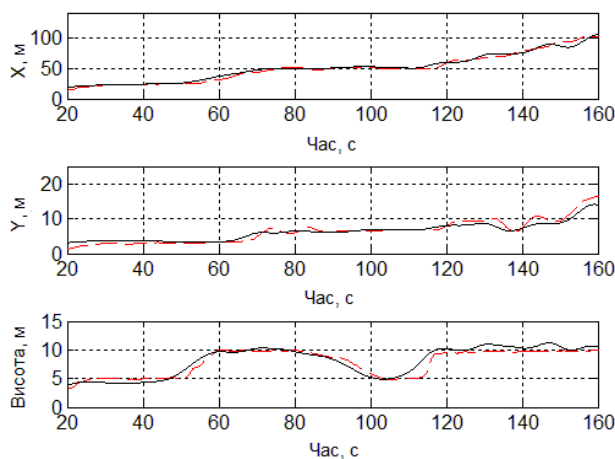


Рис. 1.46 – Траса 1. Зіставлення елементів траєкторій польоту БПЛА, побудованих за координатами, отриманими за допомогою приймача GPS (пунктирна лінія) та пасивного содару (суцільна лінія)

На рис. 1.48 наведено зіставлення елементів траєкторій польоту БПЛА, координат, отриманих за допомогою приймача GPS і пасивного содару на трасі 2, представлене в декартових координатах. Кругова швидкість руху БПЛА – 4 м/с. Абсолютні значення помилок визначення координат для траси 2 істотно вищі ніж на трасі 1, що обумовлено змінами швидкості та напрямки руху БПЛА та проявом ефекту Доплера.

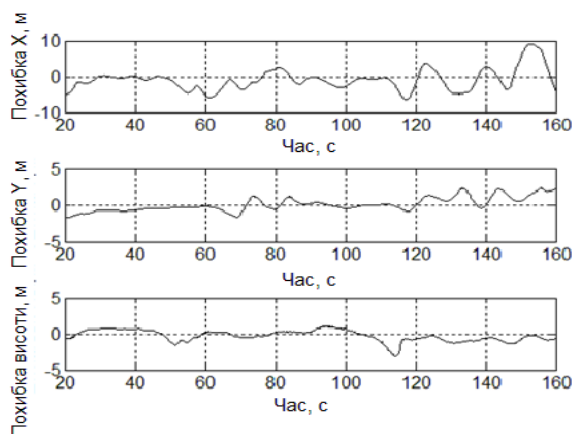


Рис. 1.47 – Траса 1. Похибки визначення розташування БПЛА за результатами акустичних вимірювань

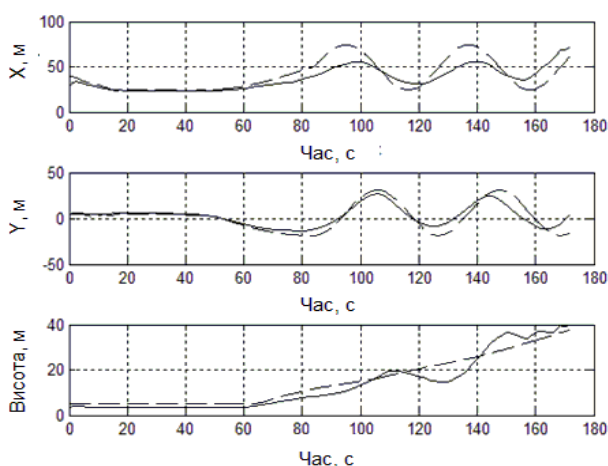


Рис. 1.48 – Траса 2. Зіставлення елементів траєкторій польоту БПЛА, побудованих за координатами, отриманими за допомогою приймача GPS (пунктирна лінія) та пасивного содару (суцільна лінія)



Співставлення експериментальних даних зі спостережень польоту БПЛА за допомогою содару та контрольних вимірювань з використання даних GPS довело їх прийнятне співвідношення.

#### 1.4 Розроблення методів комплексної обробки радіолокаційних, акустичних, оптичних, інфрачервоних сигналів БПЛА

##### 1.4.1 Комплексування інформаційних каналів інтегрованої системи виявлення БПЛА

При вирішенні завдань виявлення, розпізнавання та вимірювання просторових координат БПЛА в даний час найбільш часто використовують радіолокаційні, акустичні, оптичні та інфрачервоні методи і засоби [25,51,64-68,137, 138].

Кожен із зазначених методів має свої переваги та недоліки, характеризується певним діапазоном дальності, але жоден з них не дозволяє вирішити задачу самостійно з достатньою ефективністю [12,14,17,25,55,135,126].

Оскільки області можливостей різних методів не збігаються, то на практиці часто реалізується передумова спільного використання систем різного виду для більш ефективного вирішення досить складного завдання виявлення та розпізнавання БПЛА [52,70,75-77,141-145].

Проаналізуємо відомі в літературі комплексні системи, які використовуються для виявлення БПЛА. В [146] описана мультисенсорна система, призначена для виявлення БПЛА та вимірювання їх просторових координат. Комплексна система включає активний і пасивний радіолокаційні й оптичний канали. Обробка інформації в системі реалізується шляхом зіставлення одержуваних даних – результатів виявлення та вимірювання просторових координат спостережуваних цілей. Спочатку реалізується самостійне виявлення цілей в використовуваних інформаційних каналах, далі виконується зіставлення та поєднання результатів виявлення за належністю до певної цілі. Алгоритм

дозволяє виявити – які рішення відповідають корисним цілям, а які представляють собою помилкову тривогу. Визначався також внесок кожного інформаційно каналу в виявлення. У системі реалізований також алгоритм комплексування даних в процесі вимірювання просторових координат об'єктів.

Публікація [147] присвячена дослідженню об'єднання інформації радіолокаційного, акустичного й оптичного інформаційних каналів для виявлення, класифікації спостережуваних БПЛА та вимірювання їх розташування. Інтегрована система здійснює вимір кутових координат – азимута та кута місця з похибкою відповідно 1,5 і 2,5 град.

Інтегрування активного радіолокаційного та пасивного акустичного локаційних каналів дозволило забезпечити зменшення ймовірності хибної тривоги, а комплексування зображень, що формуються в видимому й інфрачервоному діапазонах (інфрачервоне зображення отримують в короткохвильовому інфрачервоному діапазоні (SWIR)), забезпечує більш швидке та достовірне виявлення БПЛА при наявності перешкод і диму на зображеннях інформаційних каналів.

В роботі [148] описано виявлення та спостереження БПЛА в межах міста. Воно реалізовано з використанням статичних і мобільних пунктів, що включають радіолокаційні, акустичні, оптичні технічні засоби, а також лідар. При пеленгації та визначенні місцезнаходження об'єктів багатоканальною акустичною системою застосовувався тріангуляційний метод. Комплексна система забезпечує впевнене виявлення БПЛА та визначення їх місця розташування із середньою помилкою в 7 м.

Процес об'єднання інформації різних інформаційних каналів, призначених для виявлення дронів, в ряді робіт реалізований з використанням засобів штучного інтелекту.

В роботі [59] для виявлення БПЛА застосовується радіолокаційна станція, а також сукупність акустичних датчиків. Отримана інформація подається на вхід попередньо навченого алгоритму глибокого навчання, який складається з трьох

MLP. В описаній системі виконується виявлення БПЛА з малою вірогідністю хибної тривоги, реалізоване в польових умовах.

Недороге технічне устаткування використовувалося в комплексній системі [149], яка включає радіолокаційний, акустичний, видимий і інфрачервоний канали. Для об'єднання одержуваної в зазначених каналах інформації застосовується фільтр Калмана; далі інформація подається на класифікатор найближчого сусіда для винесення рішення по завданню розпізнавання. Система забезпечує спостереження повітряних об'єктів на відстані до 800 м.

В [58] оптичний канал спостереження включає 30 відеокамер, а акустичний канал – 3 мікрофони. В оптичному й акустичному інформаційних каналах реалізовані класифікатори SVM, навчені відповідно за зображеннями і акустичними сигналами БПЛА. Розглянута комплексна система успішно функціонує при польотах БПЛА різних видів на висотах до 100 м і на відстанях до 200 м.

Кількість публікацій, в яких описуються методи і технічні засоби, спрямовані на виявлення БПЛА на тлі різноманітних перешкод, з кожним роком збільшується. Розглядаються різні методи прийому, обробки сигналів, їх подальшого аналізу, досліджуються комплексні системи, засновані на використанні різних мультисенсорних датчиків [133,150,68]. Але при цьому інтегральна ефективність комплексних систем виявлення БПЛА на практиці є недостатньою. Проблема ефективного спостереження та протидії БПЛА (особливо малим БПЛА), є складною, багатогранною, до теперішнього часу не має задовільного рішення і вимагає комплексного, системного підходу при її вирішенні [3].

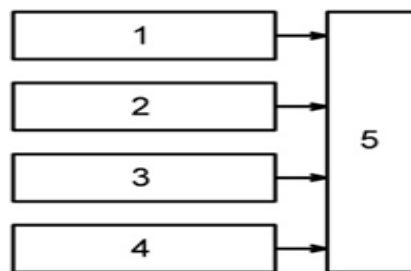
#### 1.4.1.1 Постановка завдання комплексної обробки інформації при вимірюванні координат і параметрів руху БПЛА

Внаслідок статистичного характеру перешкод і збурюючих впливів, що надходять на вхід інформаційної системи, статистичного характеру похибок

вимірювання координат об'єктів і помилкових рішень, прийнятих при виявленні і розпізнаванні цілей, в процесі комплексування інформаційних каналів систем спостереження БПЛА доцільно використовувати методи статистичної теорії оптимізації радіосистем і теорії статистичних рішень [40,151-154].

Припустимо, що комплексна система спостереження БПЛА включає  $\ell$  інформаційних каналів (наприклад, активний і пасивний радіолокаційні, оптичний, акустичний канали), кожен з яких містить на виході вимірювач. При цьому вимірювальний пристрій  $i$ -го каналу оцінює якийсь інформативний параметр  $\theta_{it}$ ,  $i=1, \dots, \ell$ , або деяку функцію від нього (просторову координату або параметр руху БПЛА). Вимірювані параметри в сукупності утворюють векторний  $\ell$ -мірний випадковий процес  $\theta_t = (\theta_{1t}, \dots, \theta_{\ell t})$ ,  $t \geq 0$ . На виході вимірників каналів отримуємо дані в вигляді оцінок інформативних параметрів і похибок їх вимірювань. Сукупності оцінок розглядаються також як реалізації деякого векторного  $\ell$ -мірного випадкового процесу  $y_t = (y_{1t}, \dots, y_{\ell t})$ .

Узагальнена структурна схема системи комплексної обробки сигналів інформаційних каналів, які використовуються для спостереження БПЛА, наведена на рис.1.45.



1-активний і пасивний радіолокаційні канали, 2-акустичний канал, 3 оптичний канал, 4-інфрачервоний канал, 5-пристрій обробки і прийняття рішення

Рис. 1.45 – Узагальнена структурна схема системи комплексної обробки сигналів інформаційних каналів, які використовуються для спостереження БПЛА

Основним завданням даної комплексної системи спостереження БПЛА є формування оптимальної (в байєсовому сенсі) оцінки  $d_{t\tau}^* = (d_{1t\tau}^*, \dots, d_{\ell t\tau}^*)$

векторного параметра  $\theta_\tau$  в деякий заданий момент часу  $\tau > 0$  за результатами спостереження реалізацій сигналів інформаційних каналів  $y_t$  протягом відрізка часу  $[0, t]$ .

Між поточним моментом часу  $\tau$  і тривалістю часу спостереження  $t$  можливі такі співвідношення:  $\tau < t$ ,  $\tau = t$ ,  $\tau > t$ . Вважаємо, що завдання оптимального комплексування  $l$  вимірників розглядається на етапі оцінювання, коли виконується умова  $\tau = t$ .

У статистичної теорії радіосистем є два основні підходи до комплексування використовуваних інформаційних засобів [65,66,152,154]. У першому випадку завдання комплексування вирішується на етапі первинної обробки інформації, у другому – на етапі вторинної обробки одержуваної інформації (на етапі об'єднання рішень). Вторинною в теорії радіосистем називають обробку, яка здійснюється на основі результатів сформованих оцінок і рішень після виконання необхідної обробки вхідних сигналів, що поступають (сигнали фільтрації, посилення, детектування). На етапі вторинної обробки виконуються завдання зав'язування та виявлення траєкторій літальних апаратів, їх згладжування і т. д. В процесі третинної обробки за допомогою математичних методів відбуваються доповнення й уточнення отриманої раніше інформації, забезпечується підвищення стійкості супроводу цілей і повноти даних, а також здійснюється оптимізація функціонування угруповання радіолокаційних та інших технічних засобів з метою отримання максимальної якості радіолокаційної інформації при мінімальних витратах ресурсів, з урахуванням особливостей обстановки, що спостерігається, і наявних коштів [153,154].

Зауважимо, що при постановці і рішенні в загальному вигляді завдання оптимізації не має принципового значення як комплексуються вимірювачі інтегральної системи: на етапі первинної чи вторинної обробки. У першому випадку під вхідним коливанням  $Y_t$  розуміється векторний процес, який спостерігається на входах вимірювальних пристроїв інформаційних каналів, у

другому випадку – це випадковий процес на виходах вимірників каналів. Специфіка й особливості вирішення конкретного завдання комплексування будуть проявлятися при виборі адекватних математичних моделей вхідного процесу  $Y_t$ . У разі комплексування на етапі первинної обробки вхідний процес  $Y_t$  системи містить інформаційні сигнали й інформативні параметри  $\theta_t$ , що приймаються на тлі випадкових шумів і перешкод; на етапі вторинної обробки роль адитивних шумів виконують похибки сформованих в каналах результатів вимірювань. Ефективність комплексування й оптимізації в значній мірі буде визначатися ступенем адекватності обраної математичної моделі  $Y_t$  реальному векторному вхідному процесу, що спостерігається.

Функцію векторного оптимального оператора системи, або векторну вирішальну функцію, з використанням якої за вхідними реалізаціями  $y_0^t = \{\gamma_{1v}, \dots, \gamma_{\ell v}, 0 \leq v \leq t\}$  векторного процесу на часовому відрізку  $[0, t]$ , формується в момент часу  $\tau > 0$  оцінка  $d_{t\tau} = \delta_\tau(y_0^t)$  параметра  $\theta_\tau$ , тобто  $d_{it\tau} = \delta_{i\tau}(\gamma_0^t)$ ,  $i=1, \dots, \ell$ , уявімо вектор-функцією  $\delta_\tau = (\delta_{1\tau}, \dots, \delta_{\ell\tau})$ . Якщо конкретизувати функцію втрат  $c(\theta, d)$ , де  $\theta$  та  $d$  –  $\ell$ -мірні вектори, то в результаті мінімізації апостеріорного ризику

$$\min \mathbf{M} \left\{ c \left[ \theta_\tau, \delta_\tau, (y_0^t) \right] \mid y_0^t \right\} = \mathbf{M} \left\{ c \left[ \theta_\tau, \delta_\tau^*, (y_0^t) \right] \mid y_0^t \right\} \quad (1.46)$$

може бути сформовано байєсове рішення  $d_{t\tau}^* = \delta_\tau^*(y_0^t)$  – оптимальна відповідно до заданого критерію оцінка шуканого параметра  $\theta_\tau$ . Вираз для отримання в результаті виконаних операцій шуканої оцінки визначає, в кінцевому підсумку, загальні алгоритми оптимального комплексування вимірників інформаційних каналів.

У разі  $\tau = t$  маємо поточну фільтраційну оцінку  $d_{tt}^*$ , вираз для отримання якої визначає оптимальну структуру фільтраційної системи комплексування інформаційних каналів (ФСКИК). При  $\tau \neq t$  одержувані оцінки  $d_{t\tau}^*$  визначають структури інтерполяційної ( $\tau < t$ ) та екстраполяційної ( $\tau > t$ ) систем оптимального комплексування інформаційних каналів.

Ефективність функціонування оптимальної комплексної системи визначається отриманим баєсовим середнім ризиком

$$\bar{r}_{t\tau}^* = \mathbf{M} \mathbf{M} \left\{ c \left[ \theta_{\tau}, \delta_{\tau}^*, (y_0^t) \right] \mid y_0^t \right\} = \mathbf{M} c \left[ \theta_{\tau}, \delta_{\tau}^*, (y_0^t) \right].$$

У разі використання квадратичної функції втрат (функції штрафів) можна записати

$$c(\theta, d) = \sum_{i=1}^{\ell} (\theta_i - d_i)^2, \quad (1.47)$$

а оптимальні відповідно до заданого критерію оцінки векторного параметра будуть визначатися співвідношенням

$$d_{t\tau}^* = \mathbf{M}(\theta_{\tau} \mid y_0^t), \quad \tau > t, \tau < t, \quad (1.48)$$

Якщо визначити апостеріорні щільності ймовірностей оцінюваних інформаційних параметрів у вигляді [12,14,17,25,55,135,136]

$$w(\theta_{i\tau} \mid y_0^t) \equiv p_{t\tau}(\theta_i), \quad \tau > t, \tau < t, i = 1, \dots, \ell, \quad (1.49)$$

то з використанням (47) можна записати вираз для формування оцінки

$$d_{it\tau}^* = \delta_{it}^*(y_0^t) = \int_{-\infty}^{\infty} \theta_i p_{t\tau}(\theta_i) d\theta_i, \tau > t, \tau < t, i = 1, \dots, \ell. \quad (1.50)$$

Для квадратичної функції втрат (1.47) скв

$$\bar{r}_{t\tau}^* = \sum_{i=1}^{\ell} \mathbf{M} \left[ \theta_{i\tau} - \delta_{it}^*(y_0^t) \right]^2, \tau > t, \tau < t,$$

у вигляді суми середніх квадратів помилок оцінювання складових векторного параметра  $\theta_{i\tau}$ . Середньоквадратичні похибки оцінювання кожного скалярного параметра

$$\sigma_{it\tau} = \sqrt{\mathbf{M} \left[ \theta_{i\tau} - \delta_{it}^*(y_0^t) \right]^2}, \tau > t, \tau < t, i = 1, \dots, \ell \quad (1.51)$$

визначають найменші помилки вимірювання, одержувані в разі оптимального комплексування інформаційних каналів. Порівнюючи похибки  $\sigma_{it}$  в (1.51), отримані для  $\tau = t$ , із середньоквадратичними помилками сформованих раніше оцінок  $y_{it}$

$$\sigma_{it} = \sqrt{M(\theta_{it} - y_{it})^2}, i = 1, \dots, \ell, \quad (1.52)$$

можна зробити висновки про якість функціонування оптимальної комплексної системи (про якість комплексування інформації).

Ефективність комплексної обробки інформації може бути підвищена, якщо в основу функціонування системи покласти використання інтерполяційної оцінки  $d_{it\tau}^*$ ,  $\tau < t$ . Пояснюється це тим, що формування додаткової реалізації вхідного сигналу не може погіршити якості оптимальної оцінки, а може тільки поліпшити її, відповідно для середньоквадратичних похибок інтерполяції  $\sigma_{it\tau}$ ,  $\tau < t$ , і фільтрації  $\sigma_{it\tau}$  справедлива нерівність  $\sigma_{it\tau} \leq \sigma_{it\tau}$ ,  $\tau < t$ ,  $i = 1, \dots, \ell$ .



Ефективність функціонування даної системи комплексування дозволяє пояснити два крайні характерні випадки. В першому випадку вимірювані параметри  $\theta_{i\tau}$ ,  $i = 1, \dots, \ell$ , вважаємо статистично незалежними, як і супроводжуючі їх адитивні перешкоди, які спостерігаються в реалізаціях  $\gamma_{i0}^t = \{\gamma_{iv} | 0 \leq v \leq t\}$ ,  $i = 1, \dots, \ell$ , що спостерігаються в реалізаціях, які також вважаємо статистично незалежними по  $i$ . Для характерної ситуації, що розглядається, можна показати з використанням теореми Байєса, що для апостеріорного розподілів (1.48) мають місце співвідношення [52,75]

$$w(\theta_{i\tau} | y_0^t) = w(\theta_{i\tau} | y_{i0}^t) \equiv p_{it\tau}(\theta_i), \tau > t, \tau < t, i = 1, \dots, \ell.$$

Відповідно для оцінок (1.50) можна записати

$$d_{it\tau}^* = \delta_{i\tau}^*(\gamma_{i0}^t) = \int_{-\infty}^{\infty} \theta_i p_{it\tau}(\theta_i) d\theta_i, \tau > t, \tau < t, i = 1, \dots, \ell.$$

В даному випадку оптимальна система комплексування розпадається на 1 не зв'язаних між собою окремих вимірників інформаційних каналів.

В іншому характерному випадку, при

$$\theta_{it} = \theta_t \quad i = 1, \dots, \ell \quad (1.53)$$

у всіх інформаційних каналах оцінюється один і той же скалярний параметр. Внаслідок структурної та інформаційної надмірності результатів вимірювань середньоквадратична похибка оцінювання параметра з використанням комплексної оптимальної системи фільтраційного типу буде задовольняти виразу

$$\sigma_{tt} \leq \sigma_{jt} = \min_{i \in [1, \dots, \ell]} \{\sigma_{it}\}, t > 0, \quad (1.54)$$

в якому середньоквадратичні помилки окремих вимірників  $\sigma_{it}$  визначаються співвідношенням (1.52). Рівність в співвідношенні (1.54) матиме місце в тому випадку, коли шуми вимірювань для всіх каналів комплексної системи будуть однаковими, а кожен  $j$ -й вимірювач комплексної системи формує оптимальну фільтраційну оцінку параметра  $\theta_t$ .

#### 1.4.1.2 Моделі вхідних сигналів

Для більш детального розгляду загальних алгоритмів оптимального комплексування інформаційних каналів систем спостереження БПЛА необхідно визначити моделі спостереження, тобто моделі вхідних процесів для використовуваних каналних вимірників  $\gamma_{1t}, \dots, \gamma_{\ell t}$  інформативних параметрів  $\theta_{1t}, \dots, \theta_{\ell t}$ , а також для похибок одержуваних на їх виходах результатів вимірювань, які виконують роль випадкових адитивних завадових коливань.

Зауважимо, що в загальному випадку при синтезі оптимальних пристроїв початковими є два положення: чітке математичне формулювання завдання, що враховує всі апріорні відомості (вибір моделей сигналів і перешкод); вибір математично продуктивного критерію оптимальності відповідно до фізичного змісту та цільовим змістом практичного завдання, що розв'язується [152].

Сформуємо в досить загальному вигляді рівняння спостереження для вхідних процесів інформаційних каналів

$$\gamma_{it} = \Phi_i(\theta_{it}, \eta_i, t) + \xi_{it}, i = 1, \dots, \ell, \quad (1.55)$$

де  $\eta_{it}, \xi_{it}$  – перешкоджаючі коливання, що маскують вхідні сигнали та спотворюють інформативні параметри  $\theta_{it}$ , що треба знайти. Функції  $\Phi_i (i=1, \dots, \ell)$  визначають характер взаємодії перешкоди  $\eta_{it}$  і спостережуваного векторного сигналу, що містить параметр  $\theta_{it}$ , який може бути адитивним або мультиплікативним. Функції  $\Phi_i (i=1, \dots, \ell)$  будемо вважати відомими. Адитивні перешкоди  $\xi_{it}$  та  $\eta_{it}$  в (1.55) в загальному випадку мають різні статистичні характеристики. Якщо перешкоди  $\eta_{it}$  мають адитивний характер, то функції  $\Phi_i$  будуть мати такий вигляд

$$\Phi_i(\theta_{it}, \eta_{it}, t) = s_i(\theta_{it}, t) + \eta_{it}, i=1, \dots, \ell,$$

де  $s_i (i=1, \dots, \ell)$  – детерміновані функції. Якщо  $s_i(\theta_{it}, t) \equiv \theta_{it}$ ,  $\eta_{it} \equiv 0$ ,  $i=1, \dots, \ell$ , то отримуємо досить просту модель вхідних інформаційних процесів,  $\gamma_{it} = \theta_{it} + \xi_{it}$ ,  $i=1, \dots, \ell$ , яка часто застосовується на практиці. Має місце на практиці також така модель

$$\gamma_{it} = \begin{cases} s(\theta_t, t) + \xi_{it}, i=1, \dots, m, \\ \theta_t + \xi_{it}, i=m+1, \dots, \ell \end{cases}, \quad (1.56)$$

яка є окремим випадком розглянутої моделі (1.55). Модель (1.56) застосовується в тому випадку, коли  $\theta_t$  – скалярний параметр, при цьому в частині інформаційних каналів виконується фільтрація сигналу  $s(\theta_t, t)$ , а в іншій частині каналів здійснюється оцінювання його параметра.

Залежно від використовуваних технічних засобів в інформаційних каналах і типів вимірників (цифрові, аналогові) вихідні дані каналів, що формуються, надходять безперервно або дискретно в часі та мають безперервну або дискретну безліч своїх значень. У цьому випадку доцільно використовувати в якості

адекватних математичних моделей інформативних параметрів і маючих місце перешкод марківські випадкові процеси. Вони адекватно описують широкий клас реальних процесів і сигналів, а також досить зручні в процесі проведення теоретичних математичних (аналітичних) досліджень. У процесі синтезу оптимальних комплексних фільтраційних, інтерполяційних і екстраполяційних систем виміру параметрів на практиці в різних областях широко застосовуються добре розроблені математичні методи теорії оцінювання векторних марківських процесів [52,14,154].

#### 1.4.1.3 Співвідношення для синтезу та аналізу систем

На практиці досить широко поширений випадок, коли компоненти спостережуваного векторного процесу змінюються в часі безперервно і визначаються співвідношенням (1.54) при  $t \geq 0$ . Інформативні параметри  $\theta_{1t}, \dots, \theta_{lt}$  вхідних коливань і супроводжуючі їх перешкоди  $\eta_{1t}, \dots, \eta_{lt}$  (перешкоди з метою спрощення запису позначимо як  $\eta_{it} \equiv \theta_{l+i,t}$ ,  $i = 1, \dots, l$ ) утворюють  $2l$ -мірний безперервний марківських процес  $(\theta_{1t}, \dots, \theta_{2lt})$ ,  $t \geq 0$ , який характеризується в цьому випадку коефіцієнтами переносу  $a_i(\theta, t)$  і дифузії  $b_{ij}(\theta, t)$ ,  $i, j = 1, \dots, 2l$ ;  $\theta$  –  $2l$ -мірний вектор. Адитивні перешкоди  $\xi_{it}$  досить часто на практиці можуть бути апроксимовані білими гаусів шумами, для яких справедливо співвідношення

$$\mathbf{M}_{\xi_{it}\xi_{jt+\tau}} = \begin{cases} \frac{N_{0i}}{2} \delta(\tau), & i = j \\ 0, & i \neq j. \end{cases} \quad (1.57)$$

Достатньою статистикою в розглянутих задачах синтезу оптимальних структур комплексних систем спостереження БПЛА може виступати апостеріорний розподіл ймовірностей спостережуваного інформаційного процесу.

З використанням [152], можуть бути отримані вирази для апостеріорного розподілу параметрів

$$p_t(\theta) = \omega(\theta_{1t}, \dots, \theta_{2\ell t} | \gamma_{10}^t, \dots, \gamma_{\ell 0}^t),$$

які представляються в симетризованій формі запису

$$p_i(\theta) = [\zeta - \bar{\zeta}(p_t(\theta))] p_t(\theta), \quad (1.58)$$

де

$$\zeta = -\sum_{i=1}^{2\ell} \frac{\partial}{\partial \theta_i} a_i(\theta, t) + \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^{2\ell} \frac{\partial^2}{\partial \theta_i \partial \theta_j} b_{ij}(\theta, t) + \sum_{i=1}^{\ell} \frac{2}{N_{0i}} \Phi_i(\theta_i, \theta_{\ell+i}, t) \left[ y_{it} - \frac{1}{2} \Phi_i(\theta_i, \theta_{\ell+i}, t) \right];$$

$$\bar{\zeta}(p_t(\theta)) = \sum_{i=1}^{\ell} \frac{2}{N_{0i}} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_i(\theta_i, \theta_{\ell+i}, t) \left[ y_{it} - \frac{1}{2} \Phi_i(\theta_i, \theta_{\ell+i}, t) \right] p_t(\theta) d\theta_1 \dots d\theta_{2\ell}.$$

Вирази, що визначають формування оптимальних оцінок  $d_{itt}^*$  інформативних параметрів  $\theta_{it}, i=1, \dots, \ell$ , а також маючих місце перешкод  $\theta_{it}, i=\ell+1, \dots, 2\ell$ , при використовуваних квадратичних функціях втрат мають вигляд

$$d_{itt}^* = \int_{\Theta} \theta_i p_t(\theta) d\theta, i=1, \dots, 2\ell. \quad (1.59)$$

Алгоритм формування розглянутих оцінок визначає структуру оптимальної ФСКІК і містить послідовність операцій, які в ній реалізуються.

На практиці досить широко використовується метод гаусівського наближення, що дозволяє конкретизувати вираз (1.58). В цьому випадку

апостеріорна щільність ймовірностей інформативного параметра апроксимується багатовимірним гаусівським законом

$$p_t(\theta) = (2\pi)^{-\ell} \det^{-\frac{1}{2}} \|K_{ijt}\| \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^{2\ell} h_{ijt} (\theta_i - m_{it}) (\theta_j - m_{jt}) \right\}, \quad (1.60)$$

$$\text{де } \|h_{ijt}\| = \|K_{ijt}\|^{-1}.$$

Шляхом підстановки (1.60) в (1.58), можна отримати рівняння, що описують процедури багатовимірної нелінійної фільтрації в гаусівському наближенні [12,14,17,25,55,135,136]

$$m_{it} = a_{it} + \sum_{n=1}^{\ell} \frac{2}{N_{0n}} (y_{nt} - \Phi_{nt}) \sum_{p=1}^{2\ell} K_{pi} \frac{\partial \Phi_{nt}}{\partial \theta_p} \quad (1.61)$$

$$\begin{aligned} K_{ijt} = & b_{ijt} + \sum_{n=1}^{2\ell} K_{njt} \frac{\partial a_{it}}{\partial \theta_n} + \sum_{n=1}^{2\ell} K_{nit} \frac{\partial a_{jt}}{\partial \theta_n} + \\ & + \sum_{q=1}^{\ell} \frac{2}{N_{0q}} (\gamma_{qt} - \Phi_{qt}) \sum_{n,p=1}^{2\ell} K_{njt} K_{pit} \frac{\partial^2 \Phi_{qt}}{\partial \theta_n \partial \theta_p} - \\ & - \sum_{q=1}^{\ell} \frac{2}{N_{0q}} \sum_{n,p=1}^{2\ell} K_{njt} K_{pit} \frac{\partial \Phi_{qt}}{\partial \theta_n} \frac{\partial \Phi_{qt}}{\partial \theta_p}; \end{aligned} \quad (1.62)$$

де

$$\begin{aligned} a_{it} &= a_i(\theta, t) \Big|_{\theta=m_t}, m_t = m_{1t}, \dots, m_{2\ell t}; \\ b_{ijt} &= b_{ij}(\theta, t) \Big|_{\theta=m_t}, \Phi_{nt} = \Phi_n(m_{nt}, m_{\ell+n,t}, t) \\ \frac{\partial^2 \Phi_{qt}}{\partial \theta_n \partial \theta_p} &= \frac{\partial^2 \Phi_q(\theta_q, \theta_{\ell+q}, t)}{\partial \theta_n \partial \theta_p} \Big|_{\theta_{\ell+q} = m_{\ell+q,t}}^{\theta_p = m_{qt}}. \end{aligned} \quad (1.63)$$

Апостеріорні середні  $m_{it}$ , одержувані з використанням виразів (1.61), (1.62), за умови досить великого співвідношення корисний сигнал-перешкода, що відповідає режиму роботи зі значною точністю, можна вважати приблизно

рівними оптимальним оцінками (1.59) спостережуваних інформативних процесів:  
 $m_{it} \approx d_{it}^*, i = 1, \dots, 2\ell.$

Вирази (1.61), (1.62) визначають структуру нелінійної системи ФСКІК, яка є квазіоптимальною. Якщо функції  $\Phi_i$  в (1.55) є лінійними функціями марківських гаусівських процесів  $\theta_{it}, \eta_{it}, i = 1, \dots, \ell$ , то вирази (1.61), (1.62) визначають точне рішення задачі формування оцінок і описують оптимальну ФСКІК, в основі якої лежить використання багатовимірного лінійного фільтра Калмана.

Якість функціонування синтезованої інтегральної системи інформаційних каналів характеризується апостеріорними дисперсіями  $K_{it}$ , які при використанні гаусівського наближення описуються виразами (1.61), (1.60). Середньоквадратичні похибки оцінювання інформативних параметрів

$$\sigma_{it} = \sqrt{\mathbf{M} \left[ \theta_{it} - \delta_{it}^* (y_0^t) \right]^2} \approx \sqrt{\mathbf{M} K_{it}}, i = 1, \dots, \ell. \quad (1.63)$$

В окремому лінійному випадку, коли комплексна система будується на основі фільтра Калмана, апостеріорні дисперсії записуються у вигляді

$$\sigma_{it} = \sqrt{K_{it}}, \quad i = 1, \dots, \ell. \quad (1.64)$$

#### 1.4.1.4 Співвідношення для комплексування пристроїв виявлення

Інформаційна і структурна види надмірності сигналів, які надходять в багатоканальних системах, дозволяють при використанні комплексування підвищити не тільки точність результатів вимірювань, але й якісні показники виявлення спостережуваних об'єктів. Розглянемо загальну задачу оптимального комплексування пристроїв виявлення БПЛА інформаційних каналів.

Вважаючи, що маємо  $\ell$  каналних пристроїв виявлення, розглянемо задачу їх оптимального комплексування в інтегрованій системі на етапах первинної та вторинної обробки інформації.

При розгляді комплексування окремих пристроїв виявлення на етапі первинної обробки необхідно математично описати спостережуваний процес  $\gamma_{it}$  на вході кожного з каналів ( $i=1, \dots, \ell$ ). Модель спостереження в цьому випадку має вигляд

$$\gamma_{it} = \vartheta_{s_{it}} + \eta_{it} + \xi_{it}; \quad \vartheta = 0, 1; \quad 0 \leq t \leq T; \quad i = 1, \dots, \ell, \quad (1.65)$$

де відповідно  $s_{it}, \eta_{it}, \xi_{it}$  — корисні сигнали, зовнішні перешкоджаючі коливання і власні внутрішні шуми каналних пристроїв виявлення. Вхідні сигнали можуть бути як однаковими:  $s_{it} = s_t, i = 1, \dots, \ell$ , так і різними. Навіть в тому випадку, якщо корисні сигнали надходять в канали від одного сенсора, то на входах схем виявлення вони можуть мати різні значення параметрів, зокрема, як, наприклад, значення часу запізнювання в багатопозиційних системах. Крім того, сигнали в ряді каналів можуть бути відсутніми:  $s_{it} \equiv 0, 0 \leq t \leq T$ , тобто деякі канали призначені для компенсації перешкод і є «перешкоджаючими».

Якщо щільності розподілу ймовірностей перешкод, шумів і сигналів в (1.65) апіорі відомі, то розглянута задача виявлення зводиться до формування відношення правдоподібності. Якщо корисні сигнали  $s_{it}$  і перешкоди  $\eta_{it}$  стохастичні, з відомими розподілами ймовірностей, а шуми  $\xi_{it}$  є білими гаусівськими, то логарифм відношення правдоподібності записується у вигляді [152]

$$z = \sum_{i=1}^{\ell} \frac{1}{N_{0i}} \left[ 2 \int_0^T (\hat{s}_{it} + \hat{\eta}_{it1} + \hat{\eta}_{it0}) (\gamma_{it} - \hat{\eta}_{it0}) dt - \int_0^T (\hat{s}_{it} + \hat{\eta}_{it1} - \hat{\eta}_{it0})^2 dt \right]. \quad (1.66)$$



Перший член у виразі (1.66) – інтеграл Іто, а

$$\hat{s}_{it} = \mathbf{M} \left[ s_{it} \mid y_0^T, \vartheta = 1 \right]; \quad \hat{\eta}_{it\vartheta} = \mathbf{M} \left[ \eta_{it} \mid y_0^T, \vartheta \right], \quad \vartheta = 0, 1,$$

являють собою апостеріорні математичні очікування. Вони є баєсівськими оцінками сигналів і перешкод.

Отримані вирази визначають рішення загальної задачі синтезу оптимальної системи комплексування пристроїв виявлення на етапі первинної обробки інформації. Аналіз якості роботи такої системи полягає в розрахунку ймовірностей правильного виявлення та помилкової тривоги.

#### 1.4.2 Особливості задач виявлення груп БПЛА

Сучасна тенденція підвищення ефективності використання БПЛА полягає у переході від одиночного до групового застосування, що реалізується в рамках реалізації стратегії сетецентричного управління [6,109]. Розробка наукових та технічних основ групового застосування є розвитком ідей щодо підвищення ефективності їх використання та досягнення необхідних результатів при малих витратах сил та засобів. Матеріальною основою групового використання БПЛА є вдосконалення технічних характеристик літальних апаратів та розвиток спеціалізованих БПЛА, призначених на вирішення деяких конкретних завдань.

Основні задачі використання угруповань БПЛА наступні:

- підвищення ймовірності виконання поставленого завдання та ефективності використання наявних засобів шляхом багаторазового дублювання та комплексування функціональних можливостей літальних апаратів, а також шляхом спеціалізації окремих апаратів у групі;

- маскування основного напрямку та цілей групи БПЛА, завантаження та дезорганізація систем виявлення, спостереження, управління, розподілу цілей та

впливу шляхом відволікання наявних засобів системи виявлення та впливу на безліч цілей, що входять до групи БПЛА;

- перевищення можливостей засобів протиповітряної оборони (ППО) шляхом використання значної кількості об'єктів у групі та виснаження наявних ресурсів;

- формування «віртуальної насиченої повітряної обстановки» з метою імітації масованого застосування засобів нападу;

- зменшення психологічної стійкості противника та його деморалізація.

В даний час розробляються математичні методи побудови груп БПЛА, технології їх застосування при вирішенні різних завдань як в умовах моделювання ситуацій, так і в натурних експериментах і реальних умовах.

Вочевидь, що чим складнішим є алгоритм функціонування групи БПЛА, чим більш вона неоднорідна і автономна, тим складніші завдання здатна виконувати. При цьому бортовий комплекс функціонування та управління кожного конкретного БПЛА також повинен відповідати завданням групи.

Як випливає з викладеного, завдання спостереження за групою безпілотних літальних апаратів є значно складнішим порівняно із завданням спостереження одиночних БПЛА [48,52,76,138,150,155].

#### 1.4.2.1 Просторове ешелонування окремих каналів комплексних систем

Розглянемо інформаційні, енергетичні та пошукові можливості окремих засобів виявлення, що входять до складу інтегрованої системи спостереження БПЛА, з метою побудови алгоритму ефективною спільної обробки вхідних сигналів, що надходять, з урахуванням різних можливостей окремих каналів (за дальністю, розпізнаванням тощо).

Можливості різних радіо, оптичних та акустичних засобів виявлення та супроводу малих БПЛА наведені в таблиці [156].

Таблиця 1.7 – Можливості різних методів із супроводу та спостереження малих БПЛА [156].

| Характеристика                                                | Радіо            |                                 | Оптичні                         |                           |                | Акустичні                       |
|---------------------------------------------------------------|------------------|---------------------------------|---------------------------------|---------------------------|----------------|---------------------------------|
|                                                               | Засоби РЛР (РЛС) | Засоби РРТР                     | Засоби ОЕР у видимому діапазоні | Засоби ОЕР в ІЧ діапазоні | Лазерні засоби | Засоби АР                       |
| Виявлення у денний час                                        | +                | +                               | +                               | –                         | +              | +                               |
| Виявлення у нічний час                                        | +                | +                               | –                               | +                         | +              | +                               |
| Виявлення в умовах природних перешкод                         | +                | +                               | +                               | +                         | +              | +                               |
| Виявлення БПЛА серед природних об'єктів (насамперед – птахів) | –                | +                               | –                               | –                         | –              | ±                               |
| Виявлення у складних погодних умовах                          | ±                | +                               | –                               | –                         | –              | –                               |
| Ідентифікація БПЛА                                            | –                | +                               | ±                               | ±                         | –              | +                               |
| Селекція одиночних та групових цілей                          | +                | +(по різним каналам)            | +                               | +                         | +              | +(для БПЛА різних типів)        |
| Супровід та формування траєкторії                             | +                | +(для багатопозиційної системи) | +                               | +                         | +              | +(для багатопозиційної системи) |
| Дальність дії                                                 | вис.             | вис.                            | середн.                         | середн.                   | середн.        | низк.                           |

Радіолокаційна характеристика БПЛА - ефективна площа розсіювання, що визначає потужність розсіяного радіосигналу та можливості його енергетичного виявлення, визначається формою та розмірами об'єкта, матеріалами, з якого він виготовлений, довжиною хвилі та поляризацією радіосигналу. При вирішенні завдань розпізнавання та класифікації БПЛА використовується його сигнатура, що є, по суті, радіолокаційним портретом об'єкта. Радіолокаційна сигнатура (мікродоплерівська сигнатура) БПЛА визначається кінематичними властивостями цілі, а також модуляцією розсіяного сигналу елементами літального апарату, що рухаються, - гвинтами, лопатками турбореактивного двигуна і т. д., фізичними і геометричними особливостями цілі.

Відомо, що зменшення масогабаритних характеристик БПЛА супроводжується суттєвим зменшенням дальності виявлення радіолокаційними засобами. При використанні в конструкції літальних апаратів композитних матеріалів, а також матеріалів прозорих для радіохвиль процес їх виявлення з використанням радіолокаційних станцій також ускладнюється [157,158].

Методи та технічні засоби оптико-електронного спостереження, що працюють у видимому діапазоні електромагнітних хвиль, забезпечують непогані характеристики при спостереженні БПЛА, у тому числі малорозмірних та з малими швидкостями. У той же час є залежність результатів оптичного спостереження літальних апаратів від стану атмосфери, погодних умов і часу доби.

Результати натурних випробувань [156] показують, що середня дальність оптичного спостереження БПЛА оптико-електронними засобами розвідки при його спостереженні з бокових ракурсів становить 150-700 м, а спереду – 100-400 м [157].

Технічні засоби оптико-електронного спостереження БПЛА у видимому діапазоні спектра мають недостатні пошукові можливості та потребують зовнішнього наведення на ціль при початковому виявленні об'єкта.

Використовуються засоби оптико-електронного виявлення БПЛА в ІЧ-діапазоні, які забезпечують найбільшу ефективність у нічний час.

У літературі немає достовірних даних про дальність виявлення БПЛА з використанням тепловізійних камер, однак зазначається, що дальність у цьому випадку не перевищуватиме дальності спостереження БПЛА у видимому діапазоні спектра.

Застосування акустичних засобів спостереження дозволяє виявляти БПЛА, визначати його пеленг, клас літального апарату. Однак є й недоліки акустичних систем, що обмежують можливості їх застосування для спостереження БПЛА [159]: порівняно невеликі відстані виявлення БПЛА – до 0,8 км за висотою та до 1,2 км за дальністю, невисока точність оцінки координат БПЛА, спричинена насамперед, вітряною рефракцією акустичних хвиль в атмосфері.

Таким чином, найкращі можливості пошуку БПЛА має радіолокаційний метод. Пошукові можливості оптичного, інфрачервоного та акустичного методів значно слабші. Зони виявлення різних методів і засобів, що входять до складу комплексної системи, можуть бути графічно представлені наступним чином (рис. 1.46).

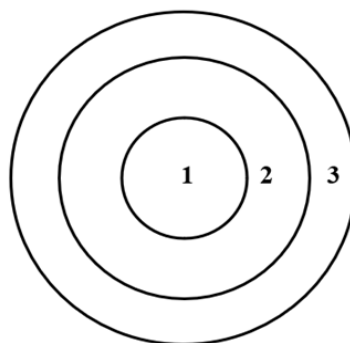


Рисунок 1.46 – Графічне подання зон виявлення БПЛА каналами інтегрованої системи: 1-акустичний канал; 2-оптичний та інфрачервоний канали; 3-радіолокаційний канал

#### 1.4.2.2 Комплексування інформаційних каналів

З позицій статистичної теорії інформаційних радіосистем є два підходи до комплексування засобів спостереження [40,75,145]. З використанням першого підходу завдання комплексування вирішується на етапі первинної обробки інформації (обробки сигналів), під час використання другого - на етапі вторинної обробки інформації (на етапі винесених рішень).

При першому підході до комплексування у межах статистичної теорії радіосистем за результатами спостереження векторного процесу, складовими якого є вхідні сигнали різних каналів, виробляється синтез алгоритмів первинної обробки сигналів у кожному каналі, і навіть відбувається об'єднання інформації, одержуваної кожному з каналів [146,154]. Такий підхід дозволяє синтезувати оптимальну (відповідно до обраного критерію якості) інтегровану систему обробки інформації (ICOI), яка дозволяє отримати максимальну кількість

корисної інформації з сигналів, що спостерігаються на входах інформаційних каналів.

При другому підході компонентами векторного процесу, що спостерігається, будуть вихідні дані пристроїв первинної обробки сигналів. Вони є рішенням, прийнятим на етапі виявлення, оцінки координат об'єкта тощо. Таким чином здійснюється синтез інтегрованої системи вторинної обробки інформації (ICBOI). Оскільки синтез ICBOI здійснюється за наявних обмежень на структуру та параметри пристроїв первинної обробки, які фізично реалізовані, то якість інформації на виході ICBOI може виявитися нижчою, порівняно з якістю вихідних результатів ICOI. Зниження якості інформації обумовлено існуючими обмеженнями на структуру системи.

Незважаючи на деякий можливий програш ICBOI порівняно з ICOI виконання оптимізації на етапі вторинної обробки (етапі рішень) може виявитися дуже ефективним на практиці, оскільки спирається на використання тих пристроїв первинної обробки сигналів, які є та використовуються для побудови відповідних інформаційних каналів.

Використання математичних методів статистичної теорії радіосистем дозволяє досить гнучко виконувати синтез оптимальних структур комплексних систем виявлення, дозволу та вимірювання параметрів груп БПЛА під час використання різних технічних засобів інформаційних каналів.

#### 1.4.2.3 Комплексування алгоритмів виявлення

Синтезована оптимальна комплексна система обробки - ICOI може виявитися складною, особливо в тому випадку, коли використовуються вимірювачі - рознесені в просторі. В цьому випадку при реалізації ICOI необхідно використовувати канали зв'язку з досить високою пропускнуою здатністю. Система виходить набагато простішою для реалізації на практиці, коли здійснюється комплексування алгоритмів виявлення на етапі вторинної обробки [40].

У цьому випадку у кожному з каналів завдання виявлення груп БПЛА вирішується незалежно один від одного. Подальше комплексування здійснюється внаслідок спільної обробки вихідних даних пристроїв виявлення у каналах, тобто їх рішень про наявність чи відсутність об'єктів. На етапі вторинної обробки оптимізація комплексної обробки заснована на використанні критерію максимуму відношення правдоподібності, для формування якого використовуються отримані раніше приватні рішення каналних пристроїв виявлення.

Розглянемо синтез оптимального пристрою виявлення на етапі вторинної обробки сигналів (рішень)  $n$  інформаційних каналів комплексної системи виявлення БПЛА.

Пристрій виявлення  $i$ -го каналу реалізує певну вирішальну функцію  $\mathcal{G}_i(\cdot)$  в результаті аналізу на проміжку часу  $[0, T]$   $y_i(t)$  (чи зображення) та виносить рішення  $\gamma_i(y_i(t))=1$  про наявність корисного сигналу чи рішення  $\gamma_i(y_i(t))=0$  про його відсутність, з ймовірностями відповідно до правильного виявлення  $D_i$  чи хибної тривоги  $F_i$ .

На виходах каналних пристроїв виявлення формується випадковий вектор рішень  $\gamma_1, \dots, \gamma_n$ , компоненти якого набувають значення 0 або 1 з ймовірностями

$$P(\gamma_i = 1 | \theta = 0) = F_i, \quad P(\gamma_i = 0 | \theta = 0) = 1 - F_i \\ P(\gamma_i = 1 | \theta = 1) = D_i, \quad P(\gamma_i = 0 | \theta = 1) = 1 - D_i$$

Відповідно до критерію відношення правдоподібності під час використання вхідних сигналів  $\gamma_1, \dots, \gamma_n$  формується підсумкове рішення  $R_1$  про наявність корисного сигналу або  $R_0$  про його відсутність

$$\Lambda_n = \frac{P(\gamma_1, \dots, \gamma_n | \theta = 1)}{P(\gamma_1, \dots, \gamma_n | \theta = 0)} \lessgtr H_n. \quad (1.67)$$

Беручи до уваги статистичну незалежність каналних спостережень  $\gamma_i$ , співвідношення (1.67) напишемо у вигляді

$$\sum_{i=1}^n \gamma_i \ln \left[ \frac{D_i(1-F_i)}{F_i(1-D_i)} \right] < H_n. \quad (1.68)$$

Отриманий вираз визначає алгоритм оптимального комплексування каналних пристроїв виявлення груп БПЛА на етапі вторинної обробки. Відповідно до (1.68), обробка полягає у підсумовуванні рішень пристроїв виявлення  $\gamma_i = 1$ , винесених у каналах, з канальними вагами

$$\eta_i = \ln [D_i(1-F_i) / F_i(1-D_i)].$$

У тому випадку, якщо значення ймовірностей правильного виявлення та хибної тривоги каналних пристроїв виявлення груп БПЛА дорівнюватимуть -  $D_i = D, F_i = F, i = 1, \dots, n$ , то вагові коефіцієнти каналів набувають однакових значень  $\eta_i = \eta$ . Поріг виявлення  $H_n$  слід вибирати відповідно до критерію Неймана - Пірсона, виходячи з ймовірності хибної тривоги  $F_n$  для комплексної системи у цілому.

При розрахунку характеристик виявлення ІСВОІ (значень  $D_n$  и  $F_n$ ) слід приймати до уваги співвідношення

$$D_n = \sum_{m=h}^{\ell} C_{\ell}^m D^m (1-D)^{\ell-m}, \quad F_n \leq \sum_{m=h}^{\ell} C_{\ell}^m F^m (1-F)^{\ell-m}. \quad (1.69)$$

Структурну схему об'єднання рішень каналних пристроїв виявлення у багатоканальній системі виявлення груп БПЛА наведено на рис. 1.47.



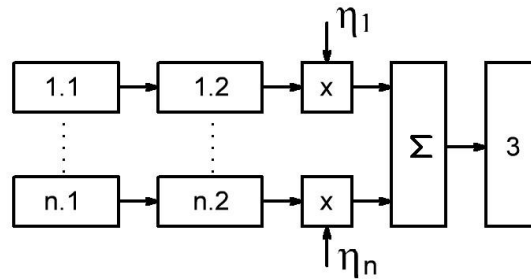


Рисунок 1.47 – Структурна схема об'єднання рішень комплексної системи виявлення груп БПЛА 1.1, n.1 - формувачі сигналів (зображень) інформаційних каналів, 1.2, n.2 – пристрої виявлення сигналів у каналах, 3- пристрій прийняття рішення

Таким чином, математичні методи статистичної теорії радіосистем дозволяють здійснити оптимальний синтез комплексних систем виявлення та вимірювання параметрів груп БПЛА, оптимізацію алгоритмів обробки багатомодальних сигналів при використанні різних інформаційних каналів та технічних засобів як на етапі первинної, так і на етапі вторинної обробки інформації.

#### 1.4.2.4 Методи обробки сигналів в інтегрованій системі з використанням цілевказівки

Одне із завдань РЛС в комплексній інтегрованій системі спостереження БПЛА полягає у видачі просторових координат виявлених цілей на певному кордоні для цілевказівки оптико-електронним засобам, що дозволить їм зробити енергетичне виявлення групової цілі без додаткового пошуку (допошук), або обмежити зону допошуку до прийнятних розмірів. Таким чином відбувається «зав'язування» процесу обробки інформації в комплексній системі за кожною груповою ціллю, виявленою спочатку РЛС, який далі включає все більші ресурси (апаратні, обчислювальні, інтелектуальні). У міру наближення групи БПЛА до об'єкта, що охороняється, відбувається все більш різноманітна обробка сигналів і

зображень, що поступають на вхід комплексної системи обробки, у результаті чого з них витягується все більша кількість інформації. У свою чергу групова ціль, у міру наближення до об'єкта, що охороняється, забезпечує можливість для отримання все більшої кількості різноманітної інформації.

Послідовність вирішення сукупності завдань у комплексній інтегрованій системі спостереження БПЛА у міру наближення групової цілі до об'єкта, що охороняється, представляється наступною:

- виявлення групової цілі (енергетичне виявлення);
- оцінка координат групи об'єктів;
- просторове розрізнення та визначення кількості апаратів у групі;
- розпізнавання (визначення типу) кожного окремого апарату;
- оцінка координат кожного літального апарату окремо;
- визначення складу групи (однорідна, неоднорідна);
- визначення спеціалізації групи та розтин характеру її завдань.

Найкращі пошукові можливості та найбільшу дальність має радіолокаційний метод. Саме з використанням методу радіолокації проводиться первинне енергетичне виявлення групи літальних апаратів і оцінка просторових координат групи. Отримані у процесі розв'язання даних завдань результати є основою виконання цілевказання - вказання попередніх просторових координат групи іншим засобам комплексної інтегрованої системи для наступного узгодженого виконання сукупності завдань спостереження.

Обробка та об'єднання багатомодальних сигналів у комплексній системі спостереження за групами БПЛА зменшує наявну невизначеність та сприяє зменшенню похибок, за якими ознаки оцінюються системою [59, 147,148]. У цьому випадку використовується присутність в сигналах окремих каналів інформації, що взаємно доповнюється. Наявна надмірність інформації також сприяє підвищенню надійності комплексної системи за наявності аномальних помилок або збоїв у каналах.

Істотним є те, що додаткова інформація з кількох модальностей дозволяє використовувати ознаки сигналів, які неможливо однозначно інтерпретувати за

наявності інформації лише від кожної модальності окремо [58,149]. Наявність можливості проводити паралельну обробку даних у каналах декількох модальностей, що використовуються, дозволяє також більш оперативно отримувати інформацію про групу БПЛА. Рішення (виявлення, ідентифікація) із заданими показниками якості можна отримати і при використанні тільки одного або меншої кількості інформаційних каналів, але це потребує більшого часу для накопичення інформації.

Об'єднання інформації окремих каналів у комплексній системі спостереження груп БПЛА, можливе лише на рівні сигналів, на рівні ознак і рівні рішень [71,151]. При цьому можуть бути реалізовані такі стратегії об'єднання даних:

1. Стратегії раннього об'єднання, реалізовані лише на рівні сигналів, одержуваних від БПЛА;
2. Стратегії раннього об'єднання, реалізовані лише на рівні ознак опису груп БПЛА;
3. Стратегії пізнього об'єднання, реалізовані на семантичному рівні прийняття рішення;
4. Стратегії гібридного об'єднання.

Використання різних видів стратегій об'єднання даних, зокрема стратегії гібридного об'єднання багатомодальних сигналів наявних каналів інтегрованої системи, дозволяє проводити обробку та об'єднання інформації з урахуванням наявної специфіки завдань, що вирішуються даною системою, та можливостей технічних засобів у кожному каналі.

Значні можливості для об'єднання каналної інформації в інтегрованих системах відкриваються з розвитком нейронних мережевих технологій. Об'єднання інформаційних каналів у цьому випадку, зокрема, здійснюється не на рівні ознак, що формуються в окремих концептах, а шляхом об'єднання наявної в каналах інформації в єдине семантичне мультимодальне подання (мультимодальну функцію) [160,161].

Сигнали, зображення та результати аналізу в каналах, отримані за групою БПЛА, при використанні нейронних мереж та раннього об'єднання зливаються ще до того, як відповідні каналні уявлення детально вивчені та сформовані відповідні ознаки [162]. У разі пізнього злиття спочатку здійснюється вивчення каналної інформації з допомогою нейронних мереж. У цьому випадку отримані оцінки каналних функцій формують вектор оцінок мультимодальної функції, які є вхідними даними для системи машинного навчання і подальшої інтерпретації отриманої багатоканальної інформації.

При використанні просторового ешелонування каналів і цілевказівок в інтегрований системі реалізується послідовне накопичення інформації з каналів системи, що послідовно підключаються, проводиться її обробка з використанням нейронних мереж або традиційних інформаційних технологій інтерпретації та прийняття рішень за групами БПЛА.

## 1.5 Удосконалення методів обробки оптичних і інфрачервоних сигналів БПЛА на фоні завад

### 1.5.1 Оцінка ефективності виявлення малих дронів у інфрачервоному діапазоні за допомогою нейронних мереж YOLOv5

Більшість систем з виявлення об'єктів на зображеннях та відео базується на використанні нейронних мереж. При цьому головною вимогою є робота системи в реальному часі. До нейронних мереж з високою продуктивністю можна віднести сімейство YOLO [163], зокрема YOLOv5. Це сімейство моделей виявлення об'єктів зі складовим масштабуванням. Найчастіше метод YOLOv5 застосовується до зображень і відео видимого діапазону. Зображення об'єктів можуть бути отримані стаціонарними або мобільними відеокамерами, розташованими, наприклад, на дронах [164-171]. Дослідження [171] описує успішне застосування мереж YOLOv5 при виявленні дронів у відео послідовностях, отриманих зі стаціонарної камери.

Відомі роботи, присвячені виявленню об'єктів по тепловізійному зображенню. Найчастіше виявляють такі об'єкти, як машини, люди [15, 16], тварини або риби [17].

Особливість тепловізійного зображення полягає в його меншій деталізації, ніж у видимому діапазоні. Також на процес виявлення суттєво впливає тепловий контраст об'єкта з фоном, а також характеристики фонових утворень.

В роботі [18] проведено експеримент з візуального виявлення малих дронів різних розмірів за допомогою тепловізора. Отримані в цій роботі максимальні дальності виявлення не співпадають з розрахованими за критерієм Джонсона. Такі оцінки в чистому вигляді дають сильно завищені очікування відносно ефективності тепловізійної системи в реальних умовах.

Для точної оцінки ефективності тепловізійного каналу автоматизованої системи виявлення дронів потрібно врахувати такі фактори, як характеристики об'єкту спостереження (контраст з фоном, форма, особливості контуру), характеристики фону (яскравість, рівномірність), характеристики автоматизованої системи виявлення (нейтронної мережі).

Мета даних досліджень – оцінити ефективність виявлення малих дронів в тепловізійному та оптичному каналах методом YOLOv5 з врахуванням характеристик випромінення цілі і фону.

На відміну від видимого діапазону, у відкритому доступі не існує великої кількості зображень дронів в тепловому інфрачервоному ІЧ діапазоні. Для отримання великого ансамблю ІЧ зображень з метою навчання нейронної мережі потрібен сучасний тепловізор з високою роздільною здатністю. Такі тепловізори в наш час мають значну вартість і крім того, вкрай потрібні ЗСУ. В наших дослідженнях використано тепловізор-пірометр початкового рівня з невисокою роздільною здатністю. Методика дослідження побудована таким чином, щоби шляхом обробки ІЧ зображень отримати потрібний масив зображень дронів в тепловому діапазоні на різному фоні з різним відношенням сигнал-фон.

Слід зазначити, що дану методику можна точно так же застосувати до зображень дронів і інших об'єктів у видимому оптичному діапазоні. Це розширює

і урізноманітнює можливості навчання будь-яких нейронних мереж з розпізнавання об'єктів.

#### 1.5.1.1 Методика дослідження

Оцінка впливу зазначених факторів на ефективність виявлення малих дронів методом YOLOv5 отримана у ході натурного і модельного експериментів.

1. Для врахування характеристик об'єкту спостереження була отримана певна кількість його тепловізійних зображень з достатньо високим розрізненням в різних ракурсах, в різних режимах польоту. Точно так же отримано ряд тепловізійних фонових зображень різних об'єктів – будинків, дерев, хмар. Це потрібно для дослідження процесу розпізнавання дронів на різному фоні.

2. Для моделювання знаходження об'єкту на певній відстані пропорційно зменшувався розмір тестових зображень з врахуванням параметрів тепловізійної системи і фізичного розміру об'єкта спостереження

$$N = \frac{FW}{La}, \quad (1.70)$$

де  $L$  – дальність до об'єкту,

$F$  – фокусна відстань об'єктива,

$W$  – фізичний розмір об'єкта,

$N$  – розмір зображення об'єкта,

$a$  – фізичний розмір елемента тепловізійного сенсора.

3. Для моделювання фону до тепловізійного зображення об'єкту згідно заданої моделі слід додати сигнал фонових утворень з потрібним законом розподілу.

В роботі [176] показано, що бінарний закон досить добре описує розподіл значення яскравості для фону типу хмарного неба. При цьому нормована кореляційна функція може бути апроксимована залежністю виду

$$K_H(\Delta\varphi) = \exp(-k |\Delta\varphi|), \quad (1.71)$$

де  $\Delta\varphi$  – кутова відстань,

$k$  – постійний коефіцієнт.

4. В результаті обробки маскою отримуємо потрібну кількість зображень об'єктів (дронів) з різних відстаней і з різними значеннями відношення сигнал/нерівномірність фону (SCR – signal to clutter ratio)

$$SCR = 20 \lg \frac{K_0}{\sigma_\phi}, \quad (1.72)$$

де  $K_0 = L_0 / \bar{L}_\phi$  – контраст яскравості об'єкта  $L_0$  з середньою яскравістю фону  $\bar{L}_\phi$ ;

$\sigma_\phi$  – середньоквадратичне відхилення нерівномірності фону.

5. Характеристики виявлення малих дронів в тепловому IR діапазоні для різних відношень сигнал-фон проведено методом YOLOv5. Загальна схема отримання ансамблю ІЧ зображень дронів на заданому фоні для навчання нейтронної мережі показана на рис. 1.48.

Для отримання тестових тепловізійних зображень дронів був використаний тепловізор FLIR TG167. Він оснащений матрицею 80 x 60, яка в комплекті з фіксованою оптикою (кут огляду 25° x 19.6°) забезпечує чутливість 150 мК (NETD), і просторову роздільну здатність 5,6 мрад (0,32°).

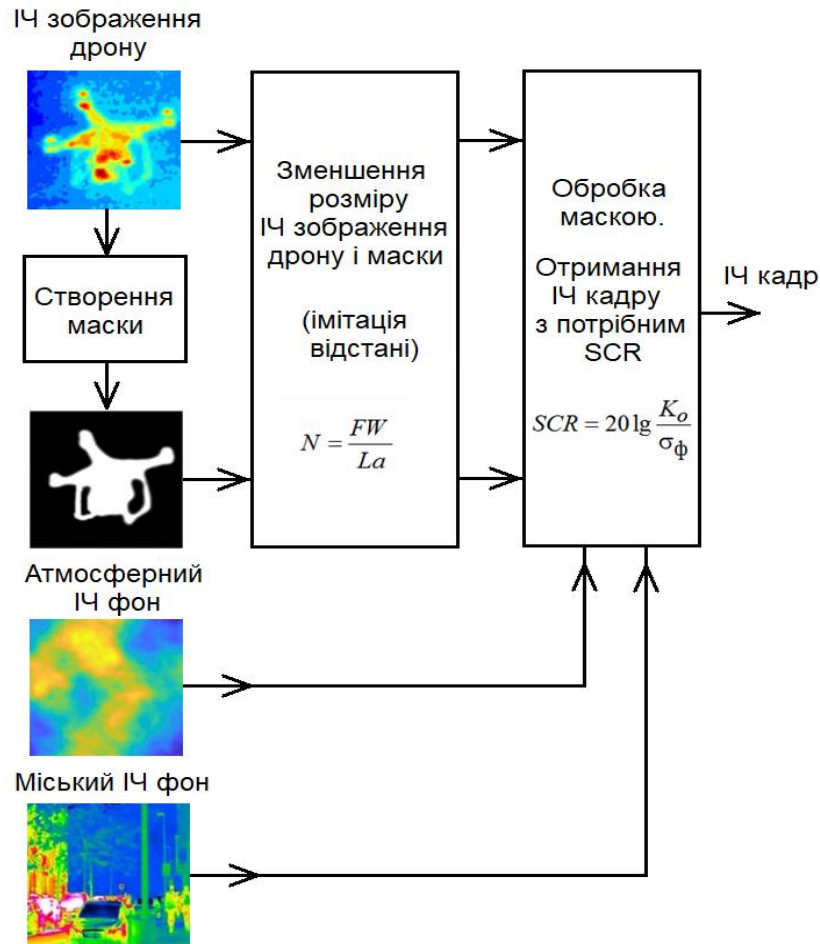


Рисунок 1.48 – Загальна схема отримання ансамблю ІЧ зображень дронів на заданому фоні

Отримання зображень дронів відбувалося в прохолодний похмурий день ( $-10^{\circ}\text{C}$ ) в польових умовах. В експерименті використано дрон DJI Phantom 3 SE з горизонтальним розміром близько 0,33 м. Тестові польоти відбувалися на відстані до 20 м. Набір тестових зображень з різних ракурсів був отриманий після 10-хвилинного прогріву дрону з подальшими зависаннями на висотах 1...5 м. В результаті сформовано ансамбль з 60 зображень дрону розміром 60 x 60. Звертає на себе увагу, що крім акумуляторної батареї дрону та двигунів суттєвий нагрів має і його бортова камера.

Для формування моделі фону програмно формувалися дискретні двовимірні реалізації яскравості

$$L_\phi(x, y) = \Delta L_\phi(x, y) + \bar{L}_\phi, \quad (1.73)$$



де  $\Delta L_{\Phi}(x, y)$  – флуктуації теплової яскравості фону;

$\bar{L}_{\Phi}$  – середня тепла яскравість фону.

Статистичні характеристики  $L_{\Phi}(x, y)$  по сукупності  $m$  реалізацій наближаються до характеристик реального атмосферного теплового шуму при  $m \rightarrow \infty$ .

Процес у просторі повністю визначається законом розподілу вірогідності та просторовим спектром. За даними роботи [176] закон розподілу флуктуацій для атмосфери близький до біноміального, а просторовий спектр досить точно апроксимується функцією (1.71). Відповідний алгоритм програмної побудови моделі атмосферного фону наведено на рис. 1.49.

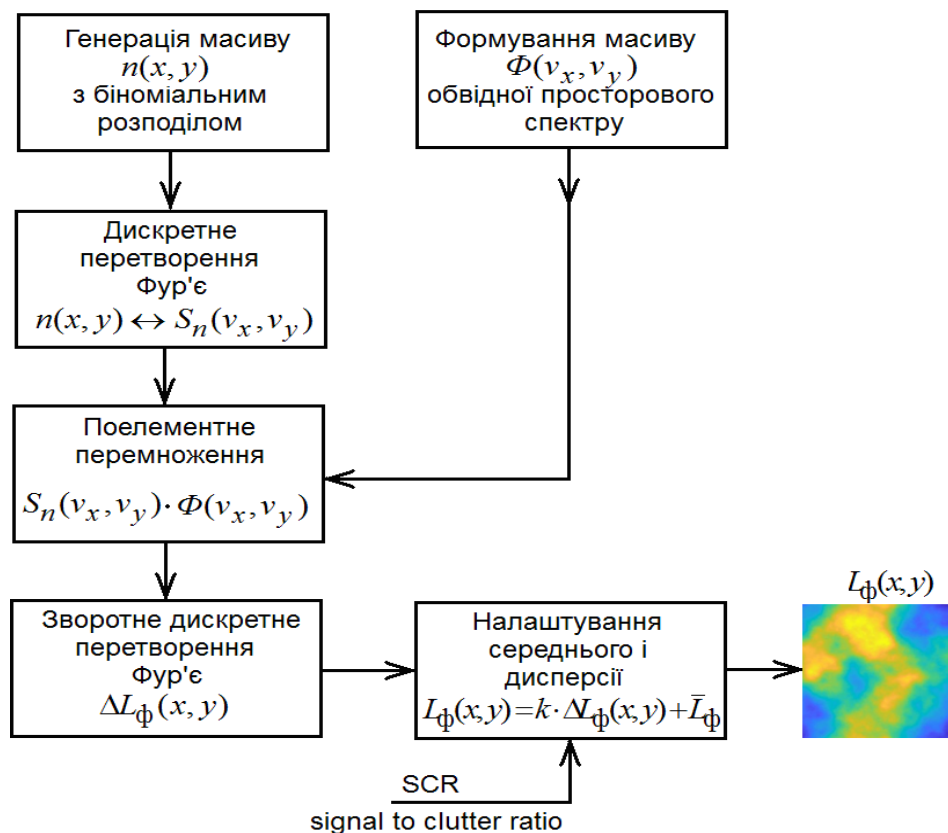


Рисунок 1.49 – Алгоритм побудови моделі атмосферного фону

Тепловізійні зображення міського фону були отримані в ході натурного експерименту або взяті з відкритого доступу в Інтернеті.

### 1.5.2 Результати експерименту та їх обговорення

Першим етапом під час навчання нейронної мережі є підготовка бази даних зображень. Було згенеровано 180 ІЧ кадрів дрону з різних ракурсів на різних відстанях від тепловізора. Використано 3 типи фону: атмосферний (модель), дерева або кущі, багатоповерхові будинки.

Для кожного кадру було виконано розмітку. Область знаходження дрону є прямокутником. Програма розмітки зберігає координати лівої верхньої вершини, висоту  $h$  і ширину  $b$  прямокутника відносно висоти  $H$  і ширини  $B$  повного кадру (рис. 1.50).

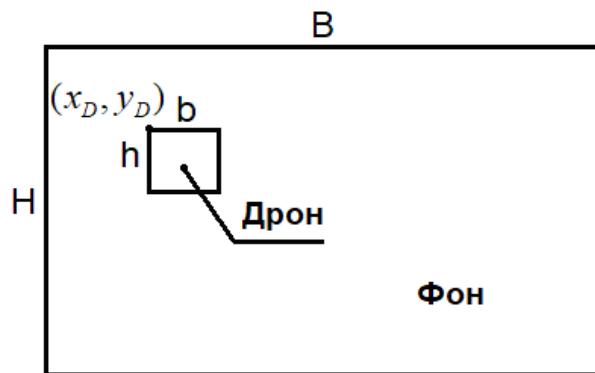


Рисунок 1.50 – Область знаходження дрону

Нормовані значення  $x_D$  та  $y_D$  дозволяють надалі легко перерахувати розмір зображення і прямокутника перед подачею на нейронну мережу.

Ми розробили власну програму для генерації зображень з потрібним фоном і заданим SCR, виконання розмітки та створення файлів результатів розмітки. Для всіх 180 зображень було виконано розмітку, а після цього вся сукупність фотографій розбита на 2 групи. Перша група використовувалася для навчання, а друга для тестування навченої нейронної мережі. У першу групу випадковим чином було відібрано 150 зображень, а в другу – 30.

Для поліпшення якості навчання нейронної мережі сформовані зображення з рівномірним розташуванням об'єкта пошуку в межах кадру 320 x 320. Приклади сформованих ІЧ зображень показані на рис. 1.51.

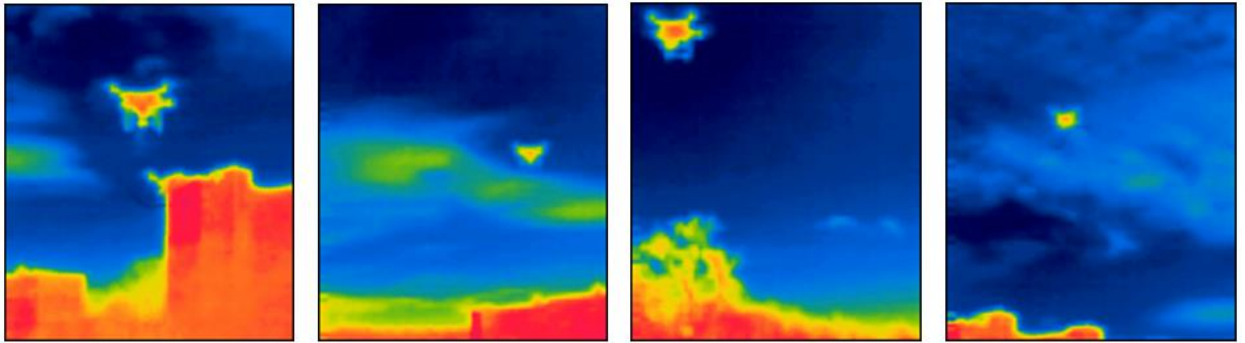


Рисунок 1.51 – Приклади сформованих ІЧ зображень

В алгоритмі YOLOv5 використовується 4 різновиди нейронної мережі: s, m, l, x. Вони відрізняються складністю мережі (кількістю шарів та нейронів). Вагові коефіцієнти найпростішої мережі мають обсяг 15 Мбайт, а найскладнішої 180 Мбайт. У s мережі 224 шари і  $7,2 \cdot 10^6$  параметрів, в m мережі 308 шарів і  $21 \cdot 10^6$  параметрів, в l мережі 392 шари і  $47 \cdot 10^6$  параметрів, в x мережі 476 шарів і  $87 \cdot 10^6$  параметрів.

При навчанні нейронних мереж існує 2 підходи: навчання всіх шарів мережі та часткове навчання лише частини мережі (групи останніх шарів). Другий підхід використовується для скорочення часу навчання та при обмеженій кількості навчального датасету. У нашому випадку навчальний датасет був малий, але ми використовували GPU для прискорення обчислень та 300 епох для навчання. Тому було обрано перший підхід – навчання всіх шарів.

Для контролю процесу навчання мереж застосовувалися наступні параметри

$$\text{Precision} = \frac{TP}{TP + FP}, \quad (1.74)$$

$$\text{Recall} = \frac{TP}{TP + FN}, \quad (1.75)$$

$$AP = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N AP_i, \quad P = \frac{1}{21} \sum_{r \in \{0, 0.05, \dots, 1\}} \text{Precision}(r) \text{Recall}(r), \quad (1.76)$$

де (True Positive) – вірогідність правильної ідентифікації дрону в кадрі;  
 (False Positive) – вірогідність неправильної класифікації дрону;  
 (False Negative) – вірогідність не ідентифікації дрону,  
 (Mean Average Precision) – усереднена по класам середня точність,  
 – кількість класів об'єктів (у нашому випадку ),  
 (Average Precision) – середня точність.

Середня точність була розрахована як приблизна площа під кривою ,  
 Precision Recall інтерпольованою в 21 точці від 0 до 1 з кроком 0,05.

Також контролювалися параметри: box\_loss – втрата регресії обмежуючого прямокутника (середньоквадратична помилка), obj\_loss – ентропія впевненості у наявності об'єкта (Binary Cross Entropy).

Результат навчання мережі s представлений на графіках рис.52, мережі m – рис.1.53, мережі l – рис.1.54, мережі x – рис.1.55.

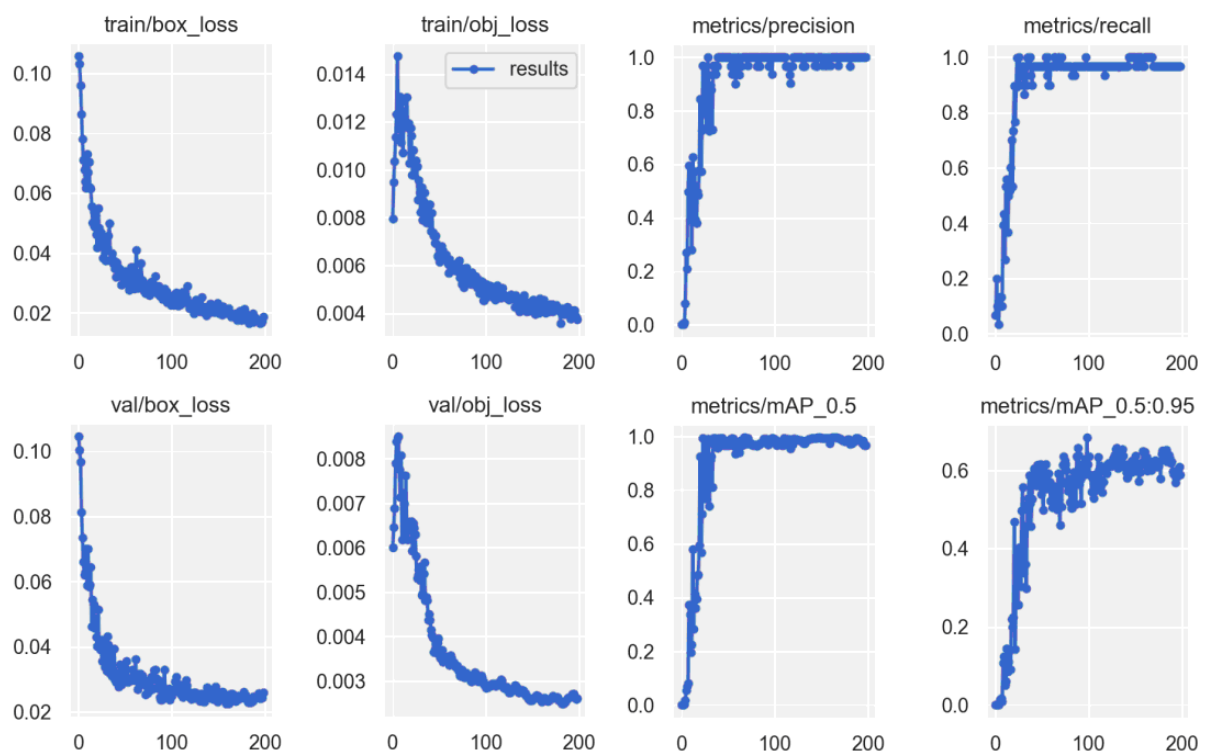


Рисунок 1.52 – Результат навчання мережі s

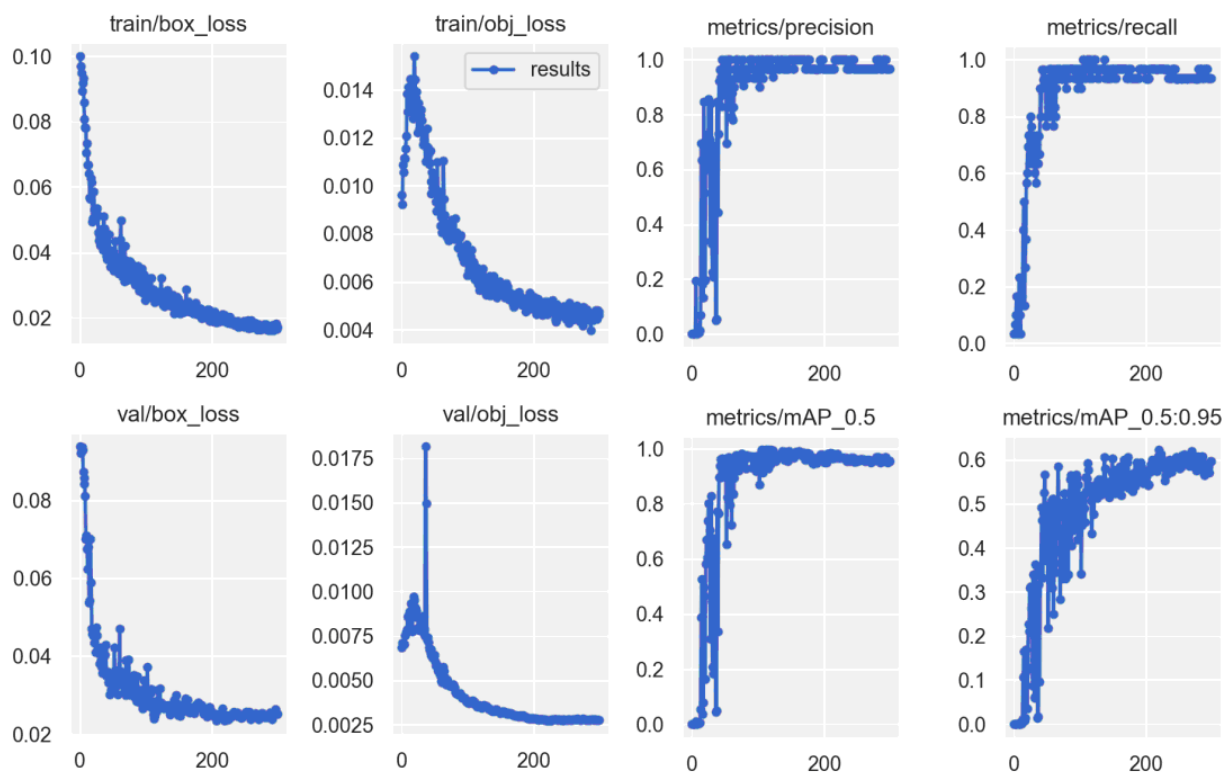


Рисунок 1.53 – Результат навчання мережі m

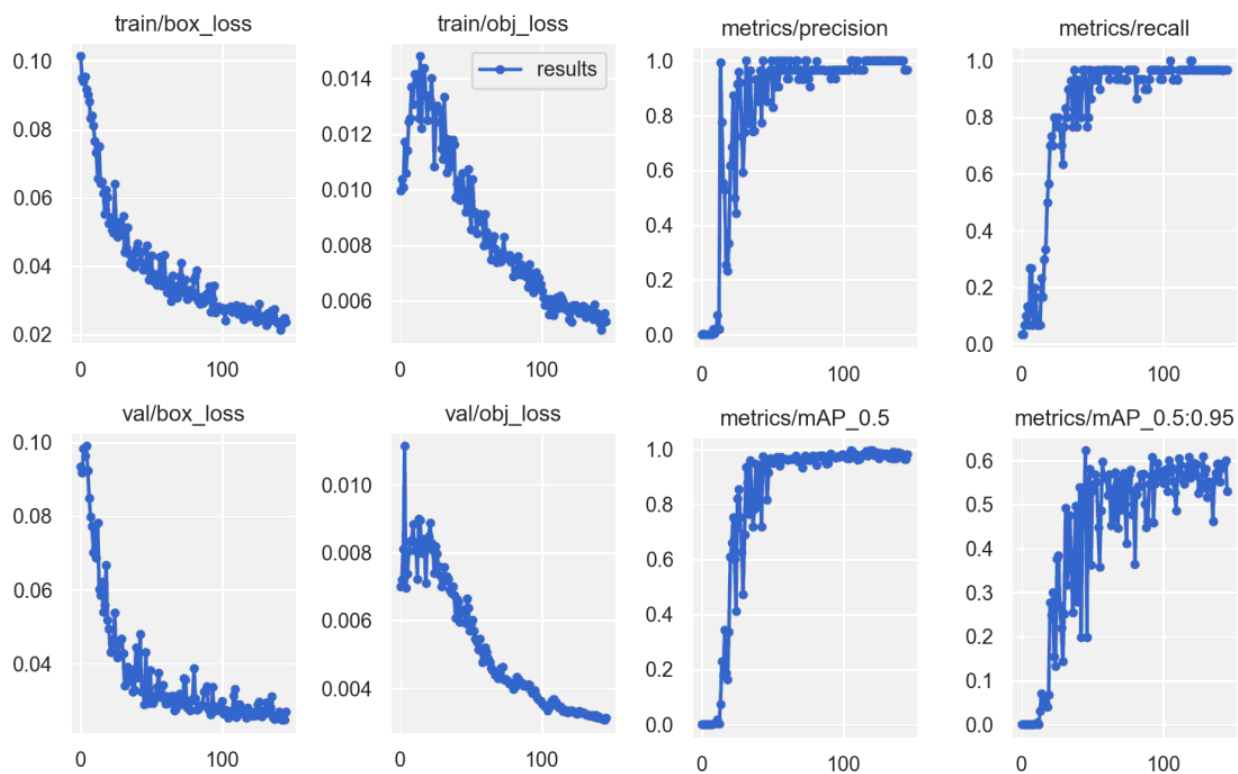


Рисунок 1.54 – Результат навчання мережі l

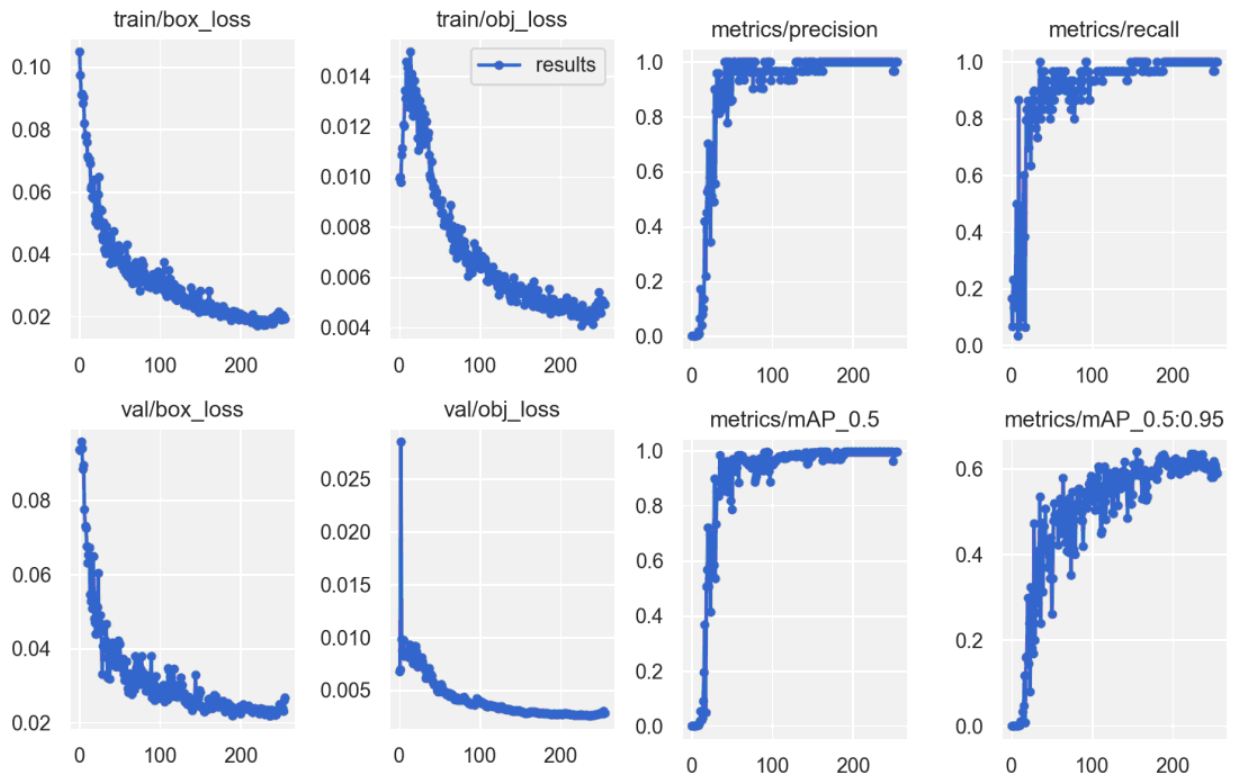


Рисунок 1.55 – Результат навчання мережі х

На графіках рис.1.52 – рис.55 «mAP\_0,5» – це середня точність при пороговому значенні IoU=0,5 (Intersection over Union – перетин над об'єднанням), «mAP\_0,5:0,95» – це середнє значення mAP за різними пороговими значеннями IoU в діапазоні від 0,5 до 0,95. Докладніше про методику розрахунку можна прочитати у [177].

Для перевірки ефективності роботи нейронної мережі використовується крива Precision-Recall, яка отримується в результаті обробки тестової вибірки зображень на навченій мережі. Результати перевірки ефективності виявлення дронів на ІЧ зображеннях мережами YOLOv5 показані на рис. 1.56 . Рис. 1.56 а відповідає мережі s, рис. 1.56 б – мережі m, рис. 1.56 в – мережі l, рис. 1.56 г – мережі х.

Цілком очікувано найкращу ефективність з виявлення дронів в ІЧ зображеннях показала мережа х. Вона забезпечила середню точність 0,994 при IoU=0,5.

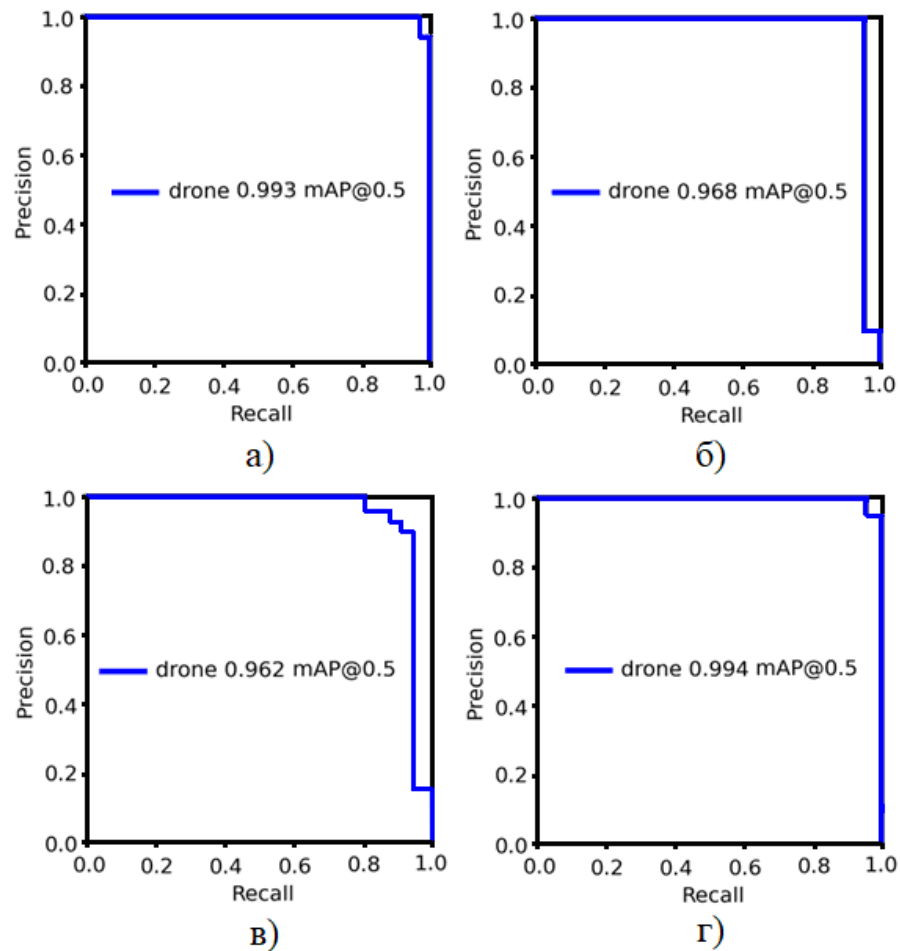


Рисунок 1.56 – Результати перевірки ефективності виявлення дронів  
(а – мережа s, б – мережа m, в – мережа l, г – мережа x)

Отже, при обробці ІЧ теплових зображень з роздільною здатністю 320x320 для практичного використання можна рекомендувати мережу s, яка забезпечує найвищу швидкодію. При обробці ІЧ зображень більшої роздільної здатності варто застосовувати мережу x. Вона має більший потенціал для виявлення додаткових ознак та їх градієнтів, що містяться в зображеннях з високим розрізненням.

Щодо глибини навченості досліджених мереж можна зазначити наступне. При стандартному навчанні мереж YOLOv5 використовується 200 епох для 80 класів зображень з набору даних COCO [176]. В нашому випадку використано 300 епох навчання. Причому це не додаткове навчання попередньо навченої мережі, а

навчання ненавченої мережі з початку. Тобто можна стверджувати, що в нашому дослідженні глибина навчання мереж більш ніж достатня.

### **Висновки за розділом 1**

1. Розроблено математичні моделі динамічної повітряної обстановки в зоні КВОІ, які включають модель випадкового потоку літальних апаратів, що перетинають зовнішню межу зони, що відноситься до критично важливого об'єкта, та алгоритм моделювання різних типів та видів безпілотних літальних апаратів, номенклатура яких постійно розширюється та оновлюється.

2. Розроблені моделі дозволяють здійснювати дослідження інтегрованих інформаційних систем, призначених для виявлення, спостереження та запобігання несанкціонованим діям БПЛА в зоні КВОІ, з використанням комп'ютерів методом статистичного моделювання або методом змішаного моделювання шляхом перетворення отриманих при моделюванні математичних моделей у фізичну форму.

3. Показана принципова можливість виявлення безпілотних літальних апаратів за радіосигналами, розсіяними на акустичних збуреннях середовища, створюваних літальними апаратами, що впливає з відомих теоретичних та експериментальних результатів. З теоретичних позицій питання розсіювання радіохвиль на акустичних хвилях обґрунтоване і досить детально проаналізоване у працях Татарського В.І., Калістратової М.А. та ін.

На практиці явище розсіювання радіохвиль на звуці використовується під час побудови станцій радіоакустичного зондування атмосфери, що дозволяють визначати ряд важливих характеристик атмосфери – температуру, швидкість вітру, визначальних для її стану.

4. Питання формування та випромінювання акустичних хвиль безпілотними літальними апаратами, насамперед їх двигунами та несівними гвинтами, також досить докладно досліджене з теоретичних і експериментальних позицій. Досліджено їх структуру, інтенсивність, спектральний склад, просторову



спрямованість. Показано, що акустичні хвилі, що випромінюються БПЛА відповідно до своїх характеристик, можуть бути джерелом розсіяних на них електромагнітних хвиль.

5. Розроблено метод обробки радіосигналів, розсіяних на звукових хвилях БПЛА, з метою виявлення сигналів, що приймаються. Синтез алгоритму обробки радіосигналів виконано в рамках ймовірнісного підходу, заснованого на статистичних відмінностях чистого шуму і адитивної суміші "сигнал плюс шум". У цьому сенсі привабливим є так званий "енергетичний підхід", що полягає в отриманні поточних оцінок енергії коливань, що приймаються, на заданому інтервалі спостереження в смузі частот, яка апріорі відома досить точно.

Синтезований алгоритм є оптимальним у сенсі максимуму відношення правдоподібності, а також є інваріантним до рівня шумових коливань. Його реалізація можлива як на програмному рівні, так і з переважним застосуванням апаратної реалізації процедур обробки у реальному масштабі часу.

6. Розроблено алгоритм оцінювання розподілу нешумової енергії на інтервалі спостереження, заснований на методах теорії порядкових статистик, які передбачають замість порівняння чисельних реалізацій з еталоном формування з них варіаційного ряду при умові апріорного знання функції розподілу цих реалізацій. При цьому використовується той факт, що для певних розподілів випадкової величини, серед яких є нормальний та всі обмежені, дисперсія оцінки у вигляді математичного очікування певної порядкової статистики суттєво менше дисперсії прямого вимірювання при малому співвідношенню сигнал/шум. У запропонованому алгоритмі використовується розподіл  $\chi_N^2$ , який використано при вирішенні задачі виявлення. Тобто задачі виявлення БПЛА та оцінювання розподілу корисної енергії на інтервалі спостереження вирішено в єдиному методологічному плані.

7. У роботі отримані двовимірні та тривимірні діаграми АВ БПЛА з гвинтами та без гвинтів, коли працює тільки двигун літального апарату. Показано, що при відсутності гвинтів акустичне випромінювання значне слабкіше за рівнем. Також було представлено експериментальні дані у вигляді тривимірних діаграм

АВ для чотирьох гармонік акустичного сигналу і проаналізовано, які зміни в просторовій спрямованості АВ БПЛА спостерігаються за змінами тривимірної фігури зі зміною частоти гармоніки.

8. Проаналізовано фактори, що впливають на величину похибки визначення координат БПЛА за методом вимірювання різниці часу приходу акустичного сигналу в просторово рознесених точках. Збільшення розмірів баз содару призводить до зменшення помилки виміру місцезнаходження БПЛА, але при цьому збільшуються динамічні помилки виміру розташування БПЛА, пов'язані з ефектом Доплера.

Інструментальна похибка вимірювання дальності визначається похибками вимірювання кутів приходу акустичних сигналів по азимутальних базах, яка пов'язана з розміром вимірювальних баз содару і частотою дискретизації акустичних сигналів.

Для заданої конфігурації мікрофонної решітки содару методом імітаційного моделювання отримані оцінки інструментальної похибки визначення місцезнаходження БПЛА та похибки, викликані ефектом Доплера. Обробка результатів натурних вимірювань, проведених за допомогою содару, показує, що абсолютні значення похибок визначення координат БПЛА на дальності до 100 м у 95% випадків не перевищують 3м, визначення висоти не більше 1 м. Вимірювання азимуту та кута місця при цьому досить точні при високій роздільній здатності.

9. Показано, що завдання пеленгації БПЛА щодо їх акустичного випромінювання має низку істотних особливостей. Вони пов'язані, перш за все, з особливостями структури акустичного сигналу, що випромінюється БПЛА в процесі польоту, а також з особливостями поширення звукових хвиль в атмосфері, які схильні до значної вітрової рефракції, мають різний рівень згасання в атмосфері різних частотних складових спектра сигналу та ін. Алгоритм пеленгування GCC-RHAT, заснований на визначенні різниці моментів часу приходу сигналу в дві або більше рознесені в просторі точки, є обчислювально економічним і досить простим для визначення напрямку на БПЛА, однак він не

здатний розрізняти більше одного джерела випромінювання в межах діаграми спрямованості. Методи, засновані на формуванні променя, також є порівняно простими у реалізації та обчислювально ефективними, вони також більш стійкі при низьких значеннях ВСШ. Алгоритм SRP-NAM має більшу точність визначення кутів, ніж SRP-PHAT, тому він може бути адекватною заміною алгоритму SRP-PHAT.

Методи високої роздільної здатності забезпечують кращу роздільну здатність у напрямку, ніж класичні методи, що у разі обмеження по апертурі МР є позитивним фактором при виборі алгоритму при проектуванні станції пеленгування БПЛА. Алгоритм IMUSIC-NAM може бути використаний у задачах виявлення та пеленгування БПЛА, оскільки дозволяє вирішити проблему впливу більшої амплітуди сигналу на низьких частотах.

10. У роботі проаналізовані відомі в літературі комплексні системи спостереження БПЛА, реалізовані у вигляді сукупності взаємопов'язаних між собою інформаційних каналів, системні і технічні рішення, що використовуються в них, апаратно-програмні засоби, методи обробки багатомодальних інформаційних сигналів і зображень. В результаті аналізу зроблено висновок, що відомі системи виявлення БПЛА і існуючі методи обробки інформації не дозволяють вирішувати актуальні для практики завдання, які полягають, наприклад, у захисті життєво важливих елементів інфраструктури з необхідною ефективністю, тож потребується їх подальше вдосконалення.

Завдання спостереження й ефективної протидії БПЛА (особливо малим БПЛА) до теперішнього часу не має задовільного рішення, є складною, багатогранною, та вимагає комплексного, системного підходу з використанням сучасних наукових методів при її вирішенні.

11. Статистична теорія оптимізації радіоелектронних систем, заснована на використанні марківських випадкових процесів, в гаусівському наближенні, дозволяє здійснювати оптимізацію структур обробки сигналів інтегрованих комплексних систем виявлення та спостереження безпілотних літальних апаратів,

що включають інформаційні канали, побудовані з використанням різних фізичних сенсорів.

12. У роботі розглянуто інформаційні, енергетичні та пошукові можливості окремих засобів виявлення, що входять до складу інтегрованої системи спостереження БПЛА, з метою побудови ефективного алгоритму спільної обробки вхідних сигналів, що надходять, з урахуванням різних можливостей окремих каналів (за дальністю, розпізнаванням тощо). Показано, що найкращими пошуковими можливостями і найбільшою дальністю володіє метод радіолокації виявлення груп БПЛА, далі ідуть за спадною оптичний, інфрачервоний і акустичний методи.

Синтезовано оптимальний алгоритм виявлення груп БПЛА у комплексній інтегрованій системі, що поєднує рішення про виявлення, винесені у приватних каналах. Відповідно до синтезованого алгоритму комплексна обробка полягає у підсумовуванні рішень окремих виявлювачів з деякими вагами, що визначаються якістю рішень, прийнятих у каналах. Якість рішень, у свою чергу, залежить від технічних засобів каналів, що використовуються, та умов спостереження.

13. Запропоновано послідовність вирішення сукупності взаємопов'язаних завдань у комплексній інтегрованій системі спостереження БПЛА у міру наближення групової цілі до об'єкта, що охороняється. Послідовність включає наступні операції: виявлення групової цілі (енергетичне виявлення); оцінка координат групи об'єктів; просторове розрізнення та визначення кількості апаратів у групі; розпізнавання (визначення типу) кожного окремого апарату; оцінка координат кожного літального апарату окремо; визначення складу групи (однорідна, неоднорідна); визначення спеціалізації групи та розтин характеру її завдань.

14. Використання запропонованих підходів і методів комплексної обробки й об'єднання многомодальної інформації в інтегрованих системах спостереження БПЛА забезпечить гнучке поєднання різної інформації, одержуваної по використовуваним каналам, з урахуванням можливостей наявних технічних засобів і специфіки вирішуваних завдань.

15. Розроблено алгоритм і програму для генерації набору тестових ІЧ зображень дронів на міському, природному та атмосферному фонах з довільним відношенням сигнал-фон. Отримана база ІЧ зображень використана для навчання нейронних мереж YOLOv5. Даний алгоритм і програма може бути використана надалі для генерації набору тестової бази даних ІЧ зображень будь-яких інших об'єктів, в тому числі і у видимому оптичному діапазоні. Це розширює і урізноманітнює можливості навчання будь-яких нейронних мереж з розпізнавання об'єктів.

16. Всі навчені мережі YOLOv5 s, m, l, x показали середню точність більше 0,96 при IoU=0,5. Найкращу ефективність з виявлення дронів в тепловому ІЧ діапазоні показала мережа x з середньою точністю 0,994 при IoU=0,5.

Зазначені результати залишаються майже незмінними при відношенні сигнал-фон  $SCR > 2$ . Тобто, для надійного виявлення потрібен хоча б невеликий контраст об'єкту з фоном. При  $SCR < 2$  точність виявлення сильно зменшується. Древа, кущі, атмосферний фон майже не впливають на точність. Розпізнавання дронів на фоні будинків є практично неможливим. В той же час вдень видиме зображення дрону на фоні будинку методом YOLO можна легко розпізнати. Отже, тепловий ІЧ канал слід розглядати як резервний в умовах недостатньої видимості або додатковий.

17. Таким чином, розроблені удосконалені методи обробки оптичних і інфрачервоних сигналів БПЛА на фоні завад, що дозволяють виявляти БПЛА з високим значенням ймовірності правильного виявлення в умовах складної завадової обстановки. Сформовані практичні рекомендації застосування конкретних видів нейронних мереж в різних умовах роботи та при використанні технічного обладнання з різними характеристиками якості.

## 2 РОЗПІЗНАВАННЯ КЛАСІВ І ТИПІВ АКТИВНИХ ЗАВАД, ЩО НАДІШЛИ НА ВХІД РЛС ВИЯВЛЕННЯ БПЛА

### 2.1 Математичні моделі маскувальних та імітувальних активних завад

Активні завади (АЗ, jamming) – це завади у вигляді прямих випромінювань. Вони являють собою електромагнітні коливання, які створюються різними джерелами випромінювань (енергії) у діапазоні частот РЛС.

Такі завади формуються з урахуванням попередньої та виконавчої (оперативної) інформації засобів радіоелектронної розвідки, на основі якої засоби радіоелектронної боротьби генерують та випромінюють завади з характеристиками, необхідними для ефективного заглушення чи ускладнення роботи РЛС противника.

Оперативна (виконавча) інформація включає відомості, необхідні для вирішення оперативних завдань військового командування. До них, зокрема, належать:

- тактико-технічні дані та особливості розвідувальних радіолокаційних засобів (потужність випромінювання, несуча частота, період зондування імпульсів, вид їхньої модуляції, ширина спектра, форма діаграми спрямованості антен тощо);
- кількість радіолокаційних систем супротивника, які було виявлено, та їхнє місцезнаходження.

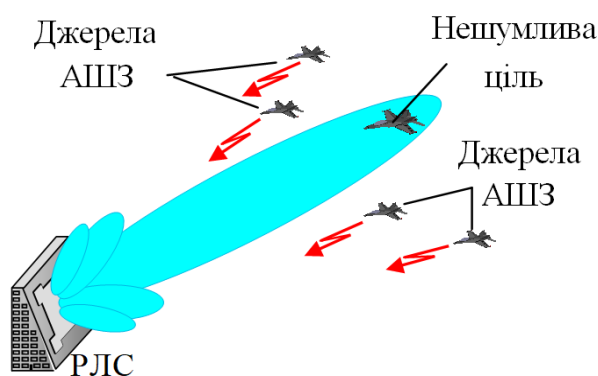


Рисунок 2.1 – Джерела АШЗ

За ефектом, що викликається, розрізняють маскувальні й імітувальні завади.

Маскувальні активні шумові завади (АШЗ) (noise jamming) створюються точковими за простором джерелами (jammers) безперервних шумових випромінювань (рис. 2.1).

Вони маскують корисні сигнали (рис. 2.2), відбиті від нешумливих цілей (цілей, що не шумлять, тобто не випромінюють шумові коливання) (рис. 2.1), і ускладнюють тим самим можливість їхнього виділення та отримання корисної інформації (знижують якість інформації). Зі збільшенням потужності завад їхня маскувальна дія зростає. Маскувальні завади великої потужності призводять до заглушення сигналів за умови неусувних навантажень у приймачі.

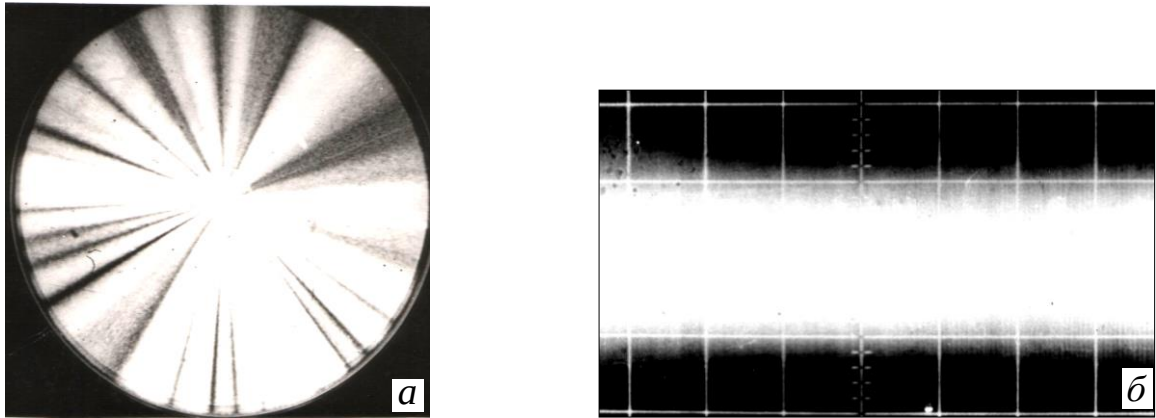


Рисунок 2.2 – АШЗ на екрані індикатора кругового огляду (ІКО) (а)  
та осцилографа (б)

Імітувальні (дезінформувальні) завади служать для внесення неправдивої інформації в заглушені радіолокаційні засоби. За структурою вони близькі до корисних сигналів РЛС та створюють ефект хибних цілей (рис. 2.3). Їхній вплив знижує пропускну здатність РЛС, призводить до втрати частини корисної інформації, а у випадку впливу на засоби управління зброєю зриває автоматичний супровід цілей за напрямом, дальністю, швидкістю або перенацілює системи на хибні цілі, що імітуються завадою.

### 2.1.1 Безперервні маскувальні активні шумові завади

Організовані безперервні маскувальні активні завади є електромагнітними коливаннями з хаотичною зміною за випадковим законом амплітуди, частоти і фази. Тому їх часто називають флуктуаційними завадами.

Залежно від принципу генерування розрізняють такі види АШЗ:

- **прямошумові завади**, отримані в результаті підсилення шумів резисторів, напівпровідникових, електронних або газорозрядних приладів; вони мають найбільш сильну маскувальну дію і найбільшою мірою наближаються до гаусового шуму [181];
- **амплітудно-модульовані шумові (АМШ) завади** – незгасаючі гармонічні коливання, модульовані за амплітудою шумом;
- **частотно-модульовані шумові (ЧМШ) завади** – високочастотні коливання, значення частоти яких змінюються згідно з законом зміни шуму, що модулює, а ширина спектра становить від одиниць до сотень мегагерц;
- **завади, амплітудно-частотно-модульовані шумом (АЧМШ завади).**

Використовуються два способи створення прямошумових завад [181]. Перший передбачає генерування шуму генератором надвисоких частот (НВЧ) із подальшим підсиленням за потужністю та випромінюванням у простір. Як первинні джерела шуму на НВЧ можна використовувати, наприклад, газорозрядні лампи. Другий спосіб створення прямошумової завади полягає у використанні методу гетеродинування для перенесення в область високих частот шуму низькочастотного генератора. На низьких частотах як первинні джерела шуму використовують діоди прямого нагріву, тиратрони в магнітному полі, фотоелектронні помножувачі та ін.

Як прямошумові так і модульовані завади можуть додатково перестроюватися («ковзати») по частоті. Можливі короткочасні перерви у випромінюванні АШЗ для отримання оперативної інформації про супротивника [181].

Залежно від співвідношення між шириною амплітудно-частотної характеристики РЛС (рис. 2.4, а) і шириною спектра завади активна шумова завада може бути:

- **прицільною (вузькосмуговою) завадою** (рис. 2.4, б);
- **загороджувальною (широкосмуговою) завадою** (рис. 2.4, с).



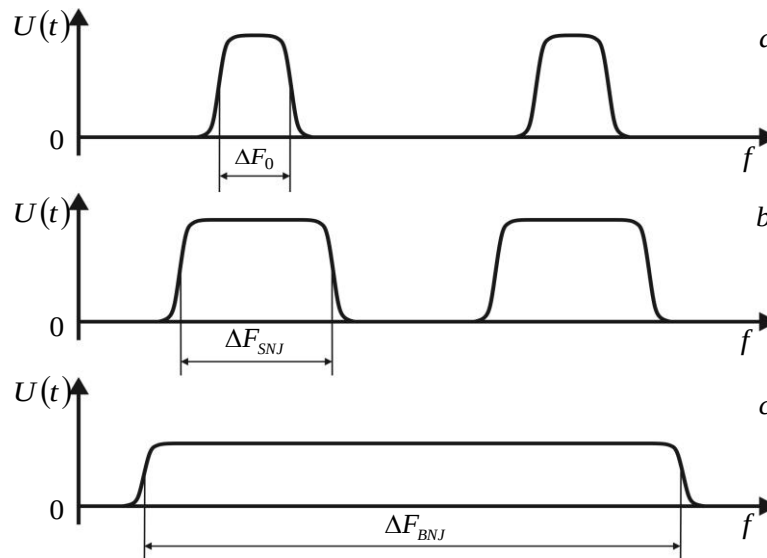


Рисунок 2.4 – Амплітудно-частотна характеристика РЛС (а), амплітудно-частотні спектри прицільної (b) та загороджувальної (с) завади

**Прицільні (вузькосмугові) активні шумові завади** (*spot (narrow - band) noise jamming*) (рис. 2.4, b) ставляться на відомих (розвіданих) частотах, мають ширину спектра  $\Delta F_{SNJ}$ , порівнянну (рівну або таку, що перевищує в 1,5 – 2 рази) з шириною спектра сигналу РЛС, що заглушується. Вони характеризуються великою спектральною густиною потужності (СГП) в межах смуги пропускання  $\Delta F_0$  приймача РЛС (рис. 2.4, a).

**Загороджувальні (широкосмугові) активні шумові завади** (*barrage (broadband) noise jamming*) (рис. 2.4, c) мають ширину спектра частот  $\Delta F_{BNJ}$ , яка значно перевищує ширину смуги пропускання  $\Delta F_0$  приймача РЛС (рис. 2.4, a), що дозволяє заглушити одночасно кілька РЛС без точного наведення передавача завад по частоті. Особливістю загороджувальних завад є те, що за умови незмінної потужності передавача їхня СГП зменшується з розширенням спектра випромінювання.

На рис. 2.5 показаний вигляд екрана індикатора кругового огляду (ІКО) РЛС (без застосування заходів захисту від завад) у ході дії активних прямошумових прицільних (рис. 2.5, a) і загороджувальних (рис. 2.5, b) завад.

Ступінь засвічування екрана ІКО залежить як від інтенсивності постановника активних шумових завад (АШЗ), так і від відстані між ним та РЛС. За умови значного віддалення постановника АШЗ від РЛС сектор засвічування (рис. 2.6, *a*) в основному визначається інтенсивністю завади, що приймається головною пелюсткою діаграми спрямованості РЛС.

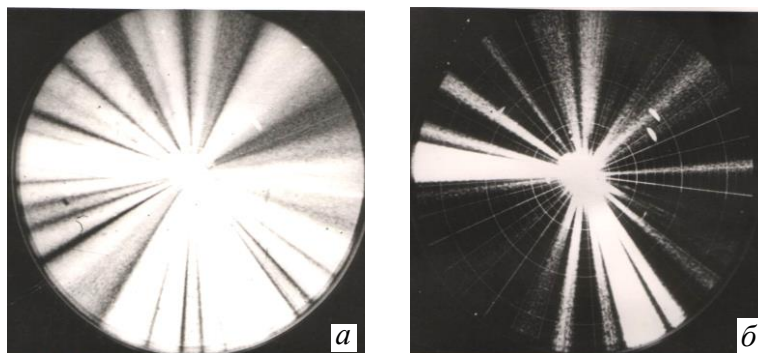


Рисунок 2.5 – Вид ІКО РЛС у ході дії активних прямошумових прицільних (*a*) та загороджувальних (*б*) завад

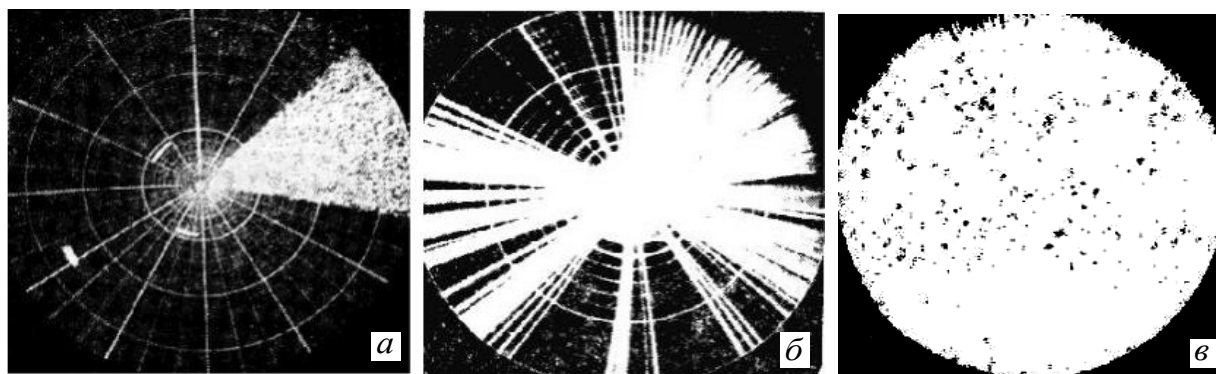


Рисунок 2.6 – Екрани ІКО під час впливу прямошумової завади за умов: значного віддалення постановника АШЗ від РЛС (*a*), його наближенні до РЛС (*б*) та малій відстані (*в*) між постановником АШЗ та РЛС

Розмір яскравості засвічування і ширина сектора збільшуються по мірі наближення постановника АШЗ (рис. 2.6, *b*) і тим більше, чим більше СГП АШЗ та вище коефіцієнт підсилення антени постановника АШЗ. Таке збільшення засвічування обумовлено збільшенням інтенсивності завад, що приймаються бічними пелюстками діаграми спрямованості антени РЛС.

При близькому розташуванні постановника активних шумових завад до РЛС екран індикатора станції засвічується повністю, оскільки в цьому випадку суттєво зростає інтенсивність АШЗ яка приймається в секторі задніх пелюсток діаграми спрямованості антени РЛС (рис. 2.6, с).

### 2.1.2 Імітувальні імпульсні активні завади

Імітувальні завади, що служать для внесення неправдивої інформації в радіолокаційні засоби, що заглушуються, не створюють суцільного фону, що маскує, корисним сигналам (рис. 2.3) і тому реалізуються за менших середніх потужностях випромінювання, ніж маскувальні завади [181].

Передавачі, що створюють імітувальні активні завади, відповідають своїм випромінюванням на прийом зондувального сигналу РЛС, що заглушується, оцінюючи та враховуючи його параметри. Такі завади можуть бути однократними, при випромінюванні одного імпульсу у відповідь на кожен прийнятий імпульс сигналу, і багатократними, при генерації серії імпульсів завади у відповідь на кожен прийнятий імпульс сигналу.

Розглянемо багатократну імпульсну заваду і DRFM ( Digital Radio Frequency Memory – цифрова радіочастотна пам'ять). При цьому вважатимемо, що РЛС випромінює пачку зондувальних лінійно частотно модульованих (ЛЧМ) радіоімпульсів (рис. 2.7, а) з параметром модуляції (базою) кожного радіоімпульсу  $m_0 = \Delta f_0 \cdot \tau_0 \gg 1$ , де  $\Delta f_0$  – девіація частоти ЛЧМ імпульсу (рис. 2.7, b),  $\tau_0$  – тривалість імпульсу (рис. 2.7, а).

#### 2.1.2.1 Багаторазова відповідна імпульсна завада

Багаторазова відповідна імпульсна активна завада (БВІАЗ) являє собою серію радіоімпульсів (рис. 2.7, с), що випромінюються постановником у відповідь на прийнятий імпульс сигналу РЛС, що заглушується (рис. 2.7, а). Розглянемо

такий вид БВІАЗ, коли кожен імпульс із серії імпульсів завади має таку ж саму тривалість  $\tau_0$  (рис. 2.7, c) і той самий закон зміни частоти  $f(t)$  (рис. 2.7, d), що і в зондувального імпульсу РЛС (див. рис. 2.7, a та рис.2.7, b). При цьому кожен імпульс завади імітує лише одну хибну ціль. Для створення ситуації з великою кількістю хибних цілей потрібна генерація серії імпульсів завади у відповідь на кожен прийнятий імпульс сигналу.

Стиснутий ( compressed ) корисний імпульс на виході узгодженого фільтра при входньому відбитому від цілі ЛЧМ імпульсі (рис. 2.7, e, f) показаний на рис. 2.7, h.

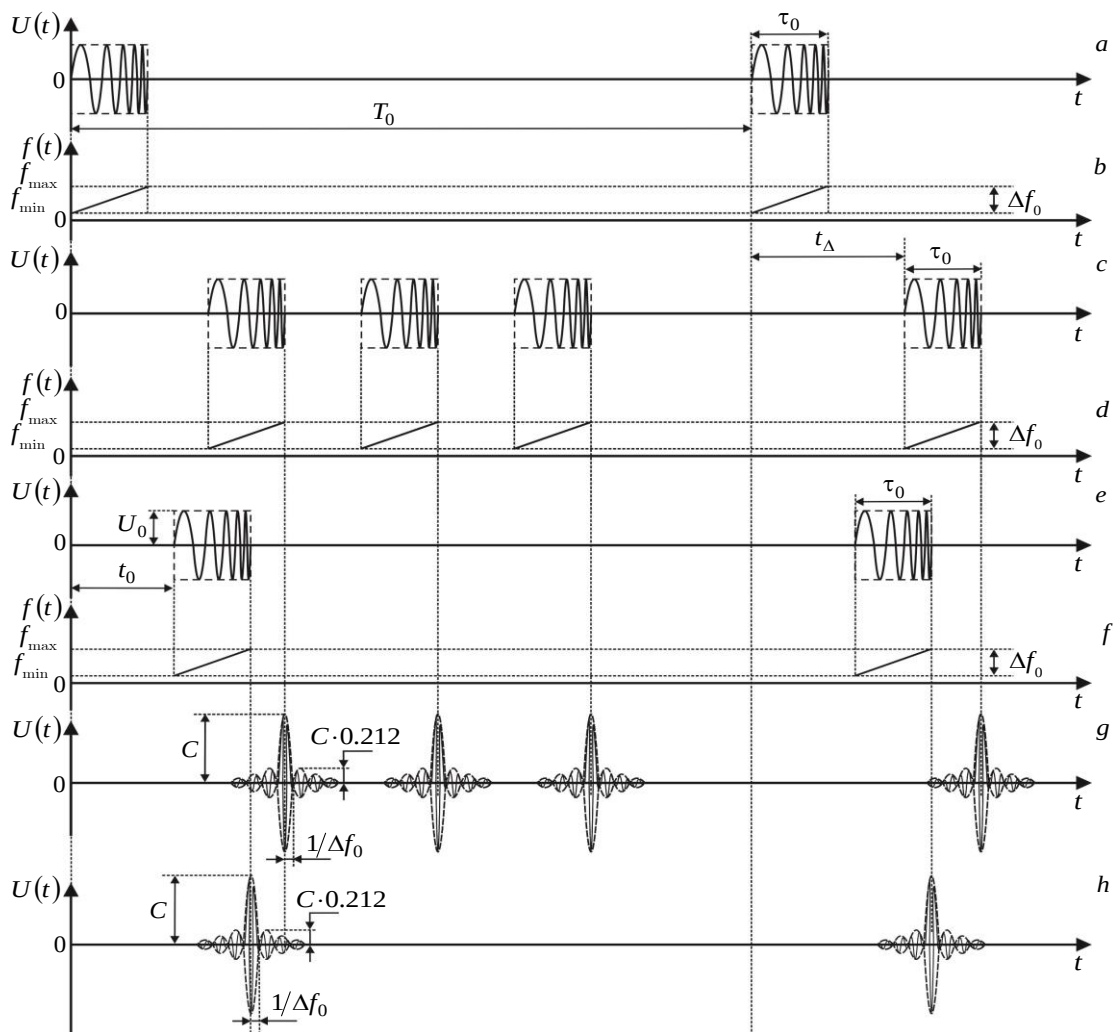


Рисунок 2.7 – Зондувальні імпульси РЛС (a) та закон зміни їхньої частоти (b); імпульси БВІАЗ (c) та закон зміни їхньої частоти (d); відбиті від цілі імпульси сигналу (e) та закон зміни їхньої частоти (f); відклики узгодженого фільтра на імпульси БВІАЗ (g) та на імпульси сигналу (h)

Амплітуда його центральної (головної) пелюстки  $C$  пов'язана з амплітудою вхідного імпульсу  $U_0$  (рис. 2.7, *e*) залежністю  $C = U_0 \cdot \sqrt{m_0}$  [181], де  $m_0 = \Delta f_0 \cdot \tau_0$  – коефіцієнт стиснення, що дорівнює параметру модуляції (базі) ЛЧМ радіоімпульсу ( $m_0 \gg 1$ ). Ширина цієї пелюстки за рівнем 0,707 (півширина за нульовим рівнем) дорівнює  $\tau_{com} = 1/\Delta f_0$ .

Відклик фільтра, узгодженого з сигнальним імпульсом РЛС, на кожен імпульс БВІАЗ (рис. 2.7, *g*) аналогічний стиснутому імпульсу сигналу (рис. 2.7, *h*). При цьому амплітуда імпульсу завади на виході фільтра стиснення може перевищувати амплітуду зондувального імпульсу через підсилення в передавачі постановника БВІАЗ. Рис. 2.7, *h* ілюструє випадок, коли коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці.

У залежності від часу затримки  $t_\Delta$  (рис. 2.7, *c*) імпульсу завади відносно імпульсу сигналу РЛС, багаторазова відповідна імпульсна активна завада на вході РЛС може:

- запізнаватися щодо прийнятого сигналу, коли  $t_\Delta \ll T_0$ , де  $T_0$  – період повторення зондувальних імпульсів РЛС;
- випереджати, коли  $t_\Delta \approx T_0$ . У цьому випадку імпульси БВІАЗ, що сгенеровані у відповідь на черговий імпульс РЛС із затримкою  $t_\Delta$ , близькою до  $T_0$ , стають випереджувальними для наступного сигнального імпульсу.

Затримка імпульсів БВІАЗ  $t_\Delta$ , може бути постійною або плавно змінною. У першому випадку імітується нерухома хибна ціль, а в другому – рухома.

БВІАЗ спостерігаються на екрані ІКО РЛС у вигляді хибних позначок, схожих на позначки цілей, тобто імітується багатоцільова ситуація (рис. 2.8), що ускладнює отримання інформації про справжню ціль.

Характерні риси таких позначок: велика яскравість світіння, чіткі обриси та стійке відображення на всіх дальностях, що обумовлено великою потужністю таких завад на вході приймача; розташування відміток на одному азимуті (при прийомі завади лише головною пелюсткою діаграми спрямованості антени) чи

кількох азимутах (при прийомі завади головною та ближніми бічними пелюстками діаграми спрямованості антени).

#### 2.1.2.2 DRFM завада

Назва такого різновиду відповідної імпульсної завади (Digital Radio Frequency Memory (цифрова радіочастотна пам'ять) обумовлена тим, що зондувальний сигнал РЛС, прийнятий постановником, повністю або частково запам'ятовується в цифровій формі.

Відомі два способи створення DRFM завад для РЛС з зондувальними ЛЧМ сигналами [179,180]:

- **розмазування спектра сигналу** – smeared spectrum ( SMSP );
- **вирізка і перемешування фрагментів сигналу** – chopping and interleaving (C & I).

Особливістю DRFM завад типу SMSP і C & I є те, що сигнали, прийняті постановником завад, не просто перевипромінюються в напрямку РЛС, що заглушується, з необхідними підсиленням і затримкою, як БВІАЗ, що описана в п. 1.2.1.2, а ще й попередньо перетворюються та ускладнюються. Зокрема, при формуванні імпульсу завади типу SMSP змінюється крутість частотної модуляції одного короткого фрагмента сигналу, а сам імпульс формується "стикуванням" таких однакових фрагментів. Для формування імпульсу DRFM завади типу C & I використовуються кілька вирізаних із сигналу фрагментів без зміни крутості їхньої частотної модуляції.

Такі попередні перетворення дозволяють створювати ефект *безлічі хибних цілей* вже при випромінюванні *одного* імпульсу DRFM завади [179,180]. Це особливо актуально для заглушення РЛС із середньою та високою частотою зондування імпульсів. У той же час на виявлення, аналіз та перетворення *i*-го імпульсу сигналу РЛС потрібен певний час. Тому випромінювання імпульсу

DRFM завади може відбуватися перед або після прийому наступного  $(i+1)$ -сигнального імпульсу.

Розглянемо докладніше принципи формування таких DRFM завад та ефекти їхнього впливу на фільтри стиснення РЛС, що заглушується.

#### 2.1.2.2.1 DRFM завада типу SMSP

DRFM завада типу SMSP генерується способом розмазування спектра сигналу у відповідь на кожен імпульс пачки зондувальних ЛЧМ радіоімпульсів РЛС тривалості  $\tau_0$  (рис. 2.9, *a*), з девіацією частоти  $\Delta f_0$  (рис. 2.9, *b*) і крутістю частотної модуляції  $\beta_0 = \Delta f_0 / \tau_0$ , що характеризує швидкість зміни частоти ЛЧМ коливання в часі.

Випромінені в напрямку РЛС імпульси DRFM завади типу SMSP тривалістю  $\tau_{SMSP}$  складаються з однакових коротких фрагментів (дискрет, елементарних імпульсів) тривалістю  $\tau_0 / n$  (рис. 2.9 *c*), що в  $n$  раз менша за тривалість зондувального імпульсу РЛС  $\tau_0$  (рис. 2.9, *a*), але з такою самою девіацією частоти  $\Delta f_0$  (рис. 2.9, *d*), як і в зондувального ЛЧМ радіоімпульсу РЛС (рис. 2.9, *b*). Відповідно, крутість частотної модуляції цих фрагментів

$$\beta_{SMSP} = \Delta f_0 / (\tau_0 / n) = n \cdot \Delta f_0 / \tau_0 = n \cdot \beta_0 \quad (2.1)$$

в  $n$  раз більше крутості  $\beta_0 = \Delta f_0 / \tau_0$  ЛЧМ імпульсу сигналу.

Тривалість імпульсу DRFM завади типу SMSP  $\tau_{SMSP}$  може дорівнювати тривалості ЛЧМ імпульсу РЛС  $\tau_0$  (рис. 2.9, *c*) або перевищувати її в 2 або 3 (рис. 2.9, *g*) рази. При цьому кількість фрагментів імпульсу DRFM завади становить  $(1-3) \cdot n$  (рис. 2.9, *c, g*).

Така DRFM завада на виході фільтра стиснення, узгодженого з ЛЧМ імпульсом сигналу РЛС, має гребінчасту (багатопелюсткову) структуру, що складається з послідовності рівномірно розподілених викидів (рис. 2.9, *j, l*). Тому, при достатньому підсиленні в передавачі завад, така завада може не тільки створювати ефект помилкових цілей, але навіть певною мірою маскувати сигнал справжньої цілі (рис. 2.9, *k*).

При збільшенні тривалості імпульсу DRFM завади типу SMSP з  $\tau_0$  (рис. 2.9, c) до  $3\tau_0$  (рис. 2.9 g) його випромінювання відбувається до та після очікуваного приходу сигналу, відбитого від цілі (рис. 2.9 e).

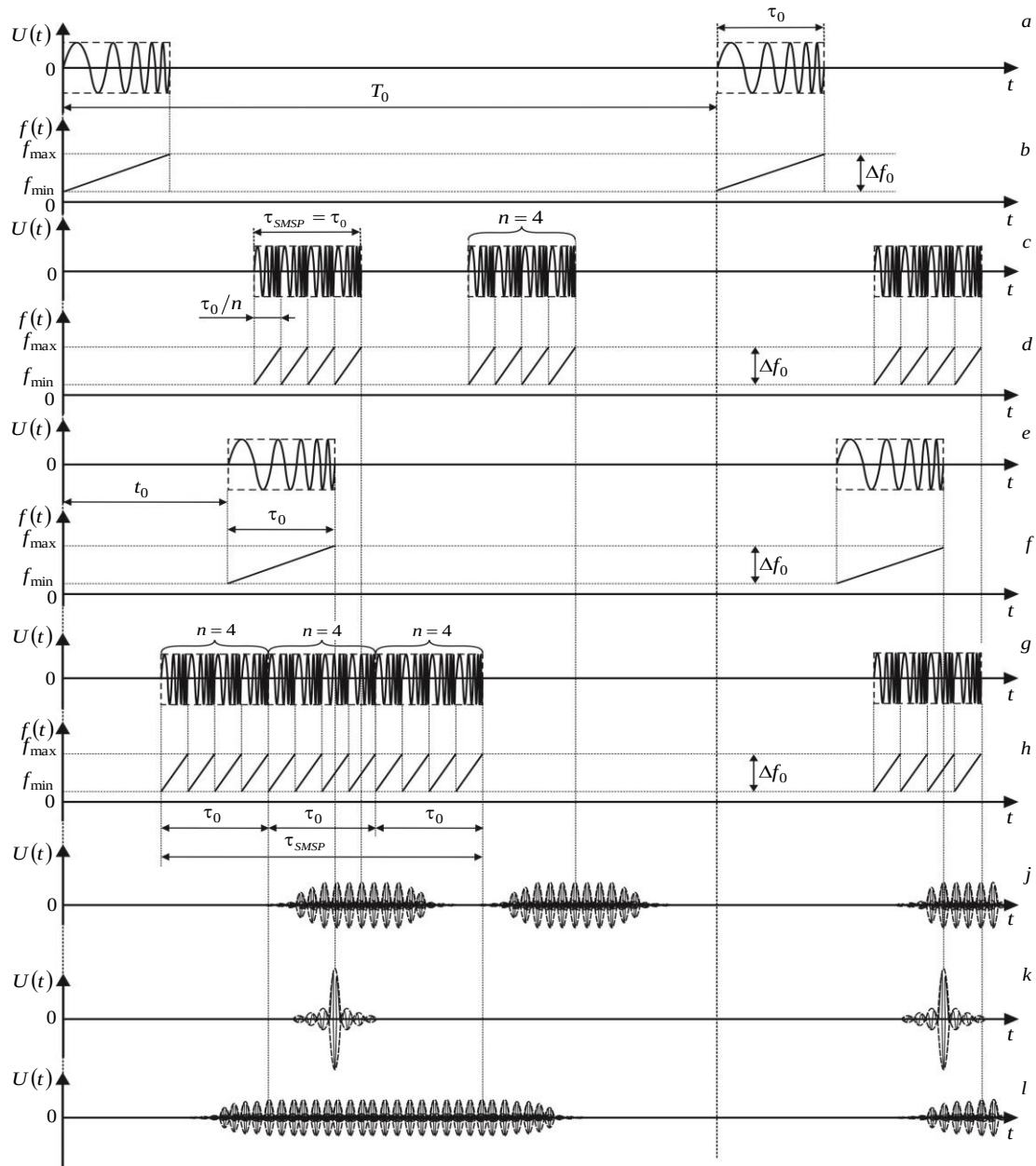


Рисунок 2.9 – Зондувальні імпульси РЛС (a) та їхній закон зміни частоти (b), DRFM завада типу SMSP тривалістю  $\tau_0$  (c) та її закон зміни частоти (d), відбиті імпульси РЛС (e) та їхній закон зміни частоти (f), DRFM завада тривалістю  $3\tau_0$  (g) та її закон зміни частоти (h), відклики фільтра стиснення на імпульси DRFM завади тривалістю  $\tau_0$  (j), відбиті імпульси РЛС (k) та відклики фільтра стиснення на імпульси DRFM завади тривалістю  $3\tau_0$  (l)



Такий підхід збільшує, порівняно з відкликом на DRFM заваду тривалістю  $\tau_0$  (рис. 2.9, *j*), кількість практично рівних по амплітуді завадових викидів (рис. 2.9 *l*) на виході фільтра стиснення і позбавляє необхідності в синхронізації моменту випромінювання DRFM завади з моментом приходу корисного сигналу.

Проаналізуємо формування багатопікової обвідної DRFM завади типу SMSР на виході фільтра стиснення методом математичного моделювання в пакеті прикладних програм Mathcad. Для наочності відображення результатів моделювання вибрано модель сигналу з наступними параметрами:  $\Delta f_0 = 60 \text{ kHz}$ ,  $f_0 = 50 \text{ kHz}$ ,  $\tau_0 = 1 \text{ ms}$ . Кількість дискрет завади  $n = 5$  при тривалості  $\tau_0 = 1 \text{ ms}$  або  $n = 15$  при тривалості  $3\tau_0 = 3 \text{ ms}$ .

На рис. 2.10, *a* показаний змодельований зондувальний ЛЧМ радіоімпульс РЛС тривалістю  $\tau_0 = 1 \text{ ms}$ , а на рис. 2.10, *b* – нормований відклик  $U_n(t)$  узгодженого фільтра на цей імпульс. Тут і надалі функція  $U_n(t)$  нормується до свого максимального значення. Як видно, при проходженні через узгоджений фільтр сигнал стиснувся майже в 60 разів.

Відклик цього фільтра на один (перший) з  $n$  фрагментів DRFM завади (рис 2.10, *c*), показаний на рис. 2.10, *d*.

Оскільки фільтр стиснення узгоджений з імпульсом сигналу і не є узгодженим для фрагмента імпульсу DRFM завади, що має іншу крутість частотної модуляції (див. рис. 2.9, *b* та рис. 2.9, *d*), то вихідні ефекти сигналу (рис. 2.10, *b*) та фрагмента завади (рис. 2.10, *d*) суттєво відрізняються.

Поряд із моделюванням (рис. 2.10, *d*), покажемо аналітично обчислену форму відклику фільтра стиснення на фрагмент DRFM завади типу SMSР. Відклик фільтра на фрагмент DRFM завади визначається функцією  $U_{\text{out}}(t)$ , яка є згорткою

$$U_{\text{out}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \quad (2.2)$$

двох функцій: першого фрагмента DRFM завади на вході фільтра, узгодженого з ЛЧМ сигналом РЛС

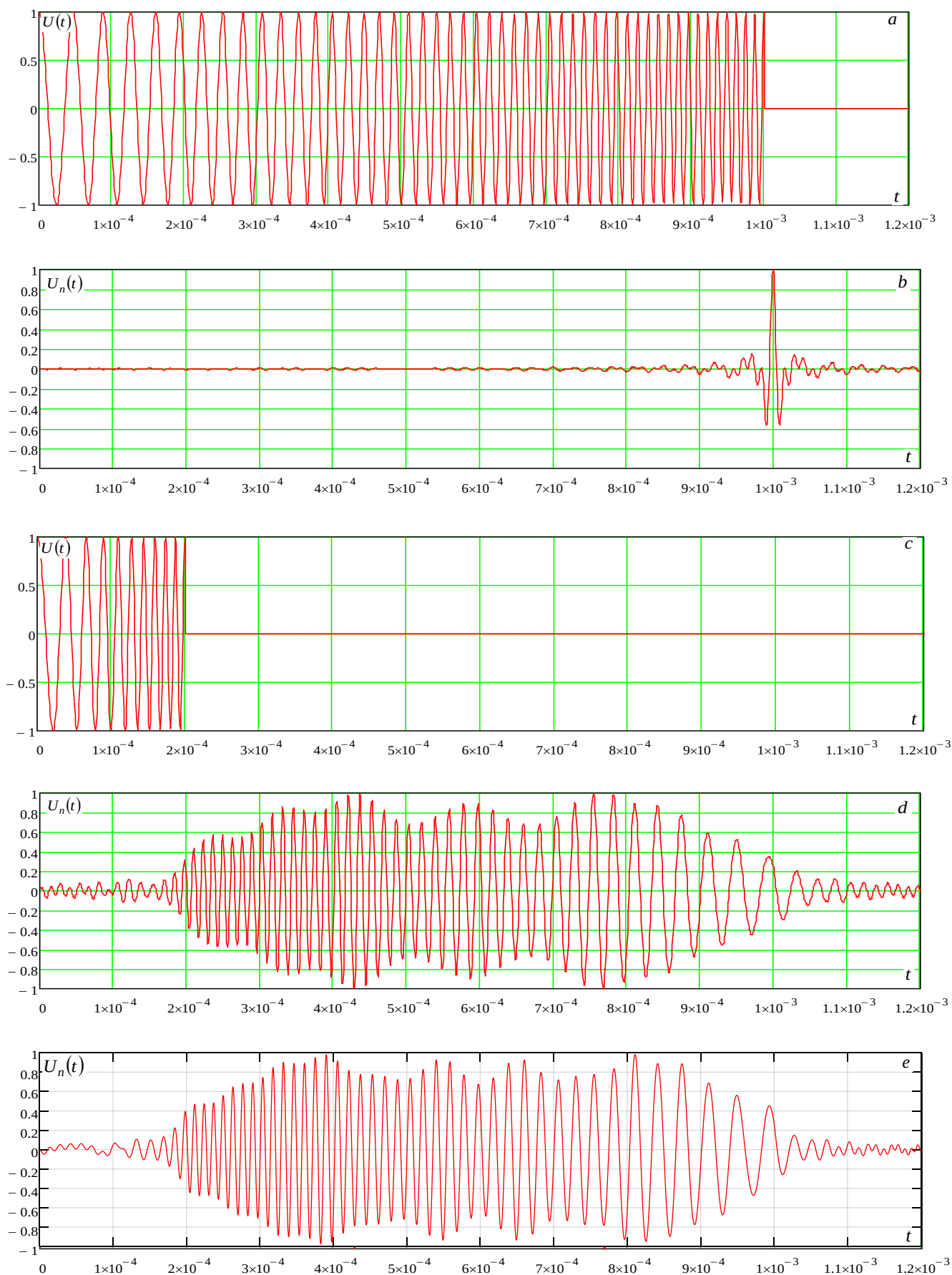


Рисунок 2.10 – Проходження сигналу та DRFM завади типу SMSP  
через фільтр стиснення

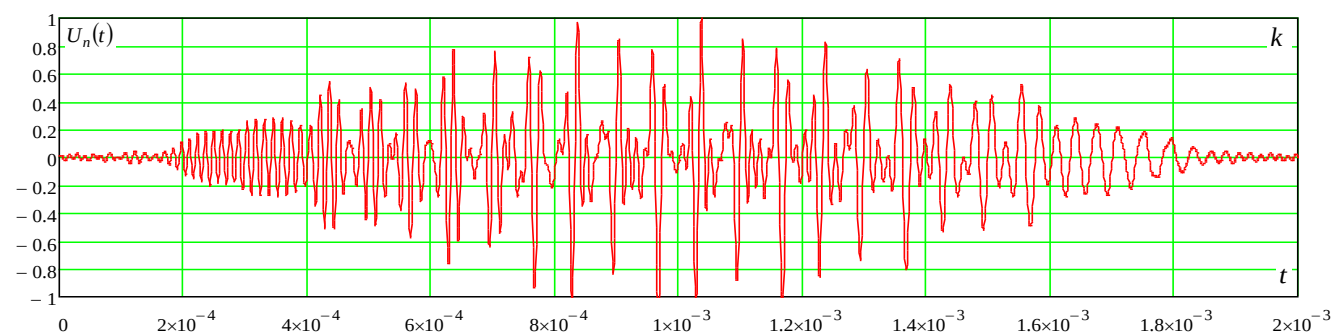
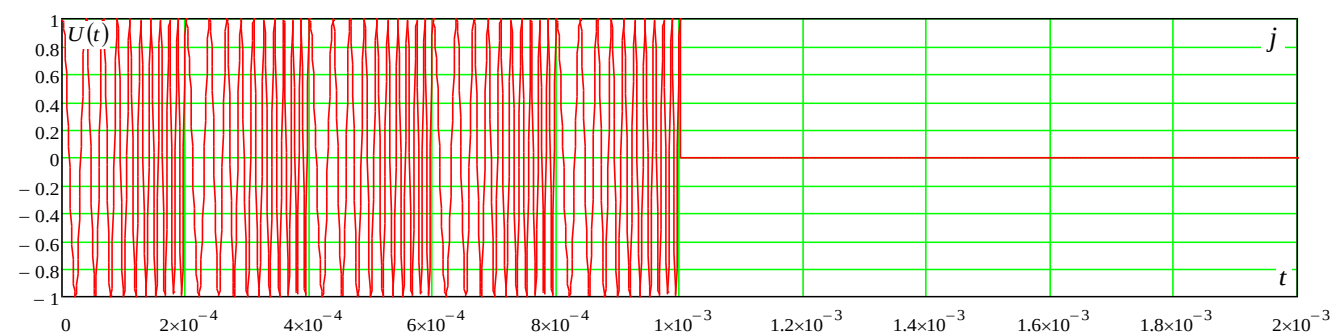
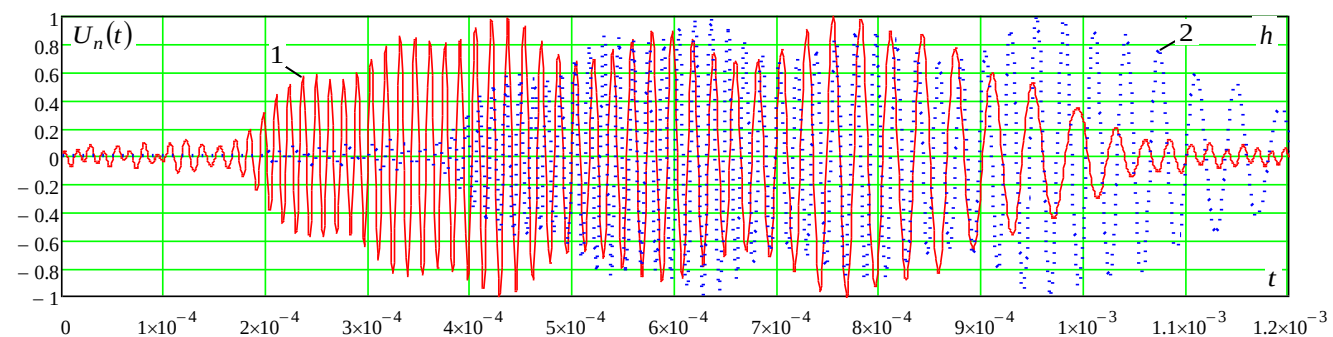
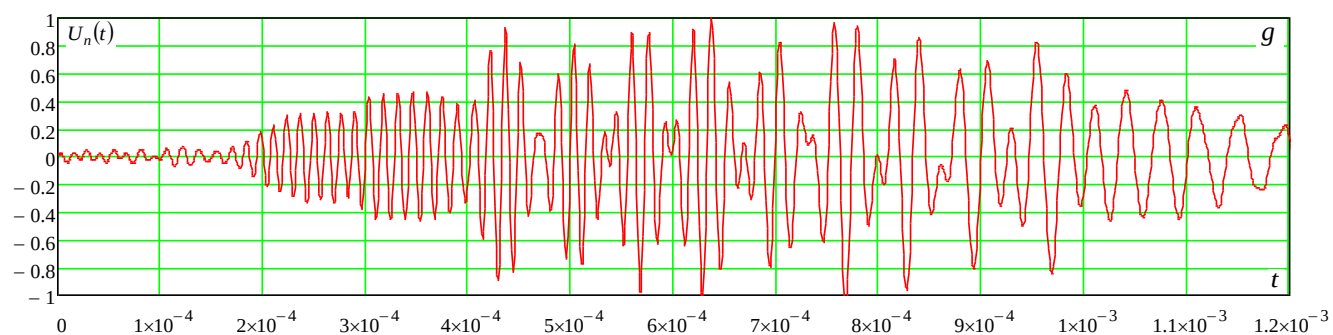
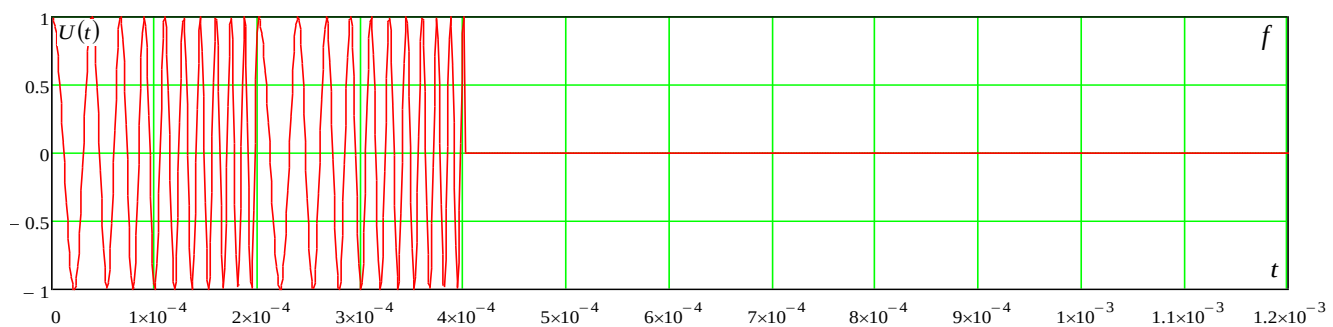


Рисунок 2.10, сторінка 2

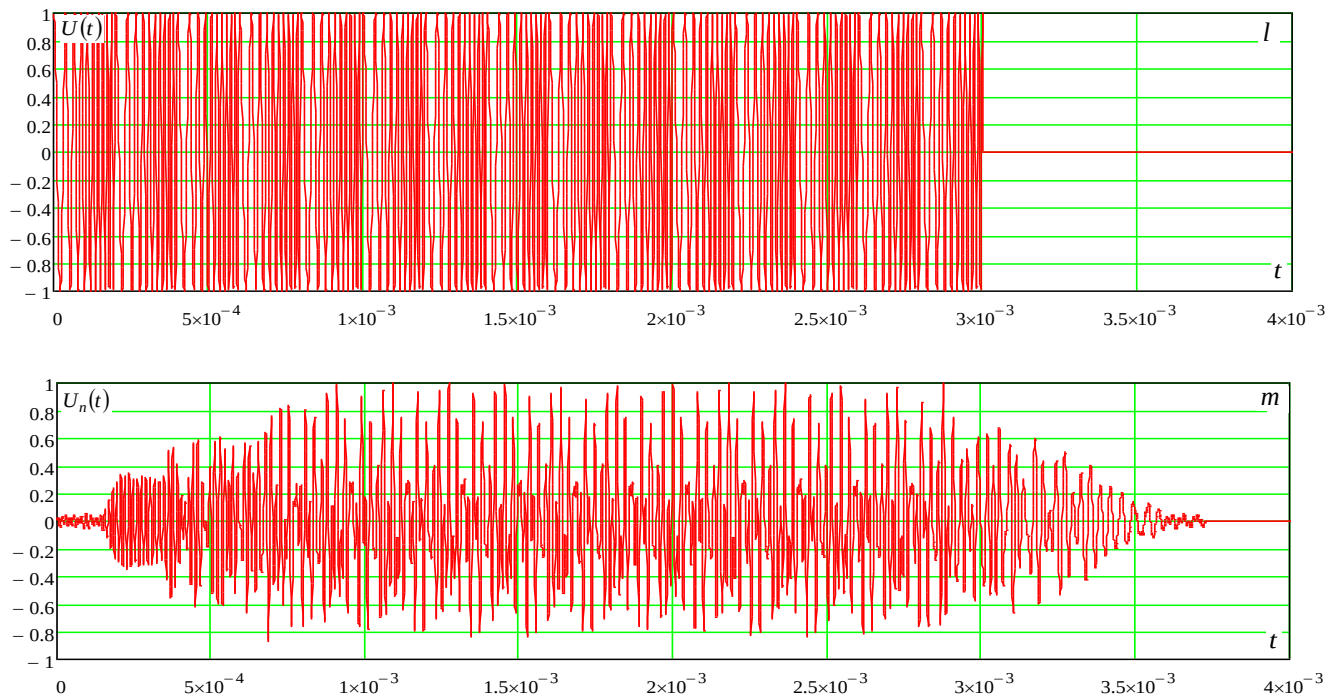


Рисунок 2.10, сторінка 3

$$U(t) = U_0 \cdot \cos\left(\omega_0 \cdot t + \frac{\beta \cdot n \cdot t^2}{2}\right), \quad 0 \leq t \leq \frac{\tau_0}{n}, \quad (2.3)$$

та імпульсної характеристики цього фільтра

$$h(t) = U_0 \cdot \cos\left(\omega_0 \cdot (\tau_0 - t) + \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2}{2}\right), \quad 0 \leq t \leq \tau_0. \quad (2.4)$$

Після перетворень, наведених у Додатку А, з (2.2)–(2.4) отримаємо

$$\begin{aligned} U_{\text{out}}(t)_{\tau \geq 0} &\approx \frac{U_0^2 \cdot \sqrt{\pi}}{2 \cdot \sqrt{\beta \cdot (n-1)}} \cdot \left( \cos\left(-\omega_0 \cdot (\tau_0 - t) - \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2 \cdot (n-2)}{2}\right) \times \right. \\ &\times \left( C\left(\sqrt{\frac{\beta}{2}} \cdot \left(\sqrt{(n-1)} \cdot \tau_2 - \frac{\tau_0 - t}{\sqrt{(n-1)}}\right)\right) - C\left(\sqrt{\frac{\beta}{2}} \cdot \left(\sqrt{(n-1)} \cdot \tau_1 - \frac{\tau_0 - t}{\sqrt{(n-1)}}\right)\right) \right) - \\ &- \sin\left(-\omega_0 \cdot (\tau_0 - t) - \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2 \cdot (n-2)}{2}\right) \times \\ &\times \left( S\left(\sqrt{\frac{\beta}{2}} \cdot \left(\sqrt{(n-1)} \cdot \tau_2 - \frac{\tau_0 - t}{\sqrt{(n-1)}}\right)\right) - S\left(\sqrt{\frac{\beta}{2}} \cdot \left(\sqrt{(n-1)} \cdot \tau_1 - \frac{\tau_0 - t}{\sqrt{(n-1)}}\right)\right) \right), \quad (2.5) \end{aligned}$$

де

$$\tau_1(t)|_{t \geq 0} = \begin{cases} 0 & \Leftarrow 0 \leq t \leq \tau_0, \\ t - \tau_0 & \Leftarrow \tau_0 < t \leq \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}, \\ 0 & \Leftarrow t > \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}; \end{cases}$$

$$\tau_2(t)|_{t \geq 0} = \begin{cases} t & \Leftarrow 0 \leq t \leq \frac{\tau_0}{n}, \\ \frac{\tau_0}{n} & \Leftarrow \frac{\tau_0}{n} \leq t \leq \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}, \\ 0 & \Leftarrow t > \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}. \end{cases}$$

Видно, що функція  $U_{\text{out}}(t)$ , окрім високочастотних складових, що залежать від  $\omega_0$  містить низькочастотні складові, описані інтегралами Френеля  $S(z)$  і  $C(z)$  [182]. Ці спадні функції визначають форму обвідної відклику фільтра, узгодженого з зондувальним ЛЧМ імпульсом РЛС, на один (перший) з  $n$  фрагментів DRFM завади (рис. 2.10, *e*).

Тепер повернемося до результатів моделювання. При подачі на вхід фільтра стиснення перших двох фрагментів імпульсу DRFM завади (рис. 2.10, *f*) його відклик (рис. 2.10, *g*) дорівнює сумі відкликів фільтра на перший (рис. 2.10, *h*, крива 1) та другий (рис. 2.10, *h*, крива 2) фрагменти DRFM завади. Видно, що формування піків та провалів у сумарному відклику фільтра (рис. 2.10, *g*) на DRFM заваду типу SMSF залежить від співвідношення амплітуд і фаз у відкликах фільтра (рис. 2.10, *h*) на кожен фрагмент завади. Причому кількість вихідних пік може перевищувати кількість вхідних фрагментів завади, як на рис. 2.10, *g*.

На рис. 2.10, *j* показаний імпульс DRFM завади, що складається з  $n = 5$  фрагментів, тривалість якого  $\tau_0 = 1 \text{ ms}$  дорівнює тривалості зондувального імпульсу РЛС (рис. 2.10, *a*), а відклик фільтра стиснення на цей імпульс завади показано на рис. 2.10, *k*.

Аналогічні графіки показано на рис. 2.10, *l*, *m* для імпульсу DRFM завади тривалістю  $3 \cdot \tau_0 = 3 \text{ ms}$ , що складається з  $n = 15$  таких саме фрагментів. Видно,

що піки відклику фільтра на цю заваду мають приблизно рівну амплітуду на більш тривалій ділянці (рис. 2.10, *m*), ніж у відклику фільтра на DRFM заваду при  $n = 5$  (рис. 2.10, *k*). Це дозволяє сформувати безліч відміток хибних цілей практично однакової потужності, що ускладнюють ідентифікацію позначки справжньої цілі, що є перевагою цього методу генерації DRFM завад.

Метод розмазування спектра (SMSP) найбільш ефективний при формуванні відміток хибних цілей в оглядових РЛС з ЛЧМ зондувальними імпульсами, що мають базу менше 500 [180].

#### 2.1.2.2.2 DRFM завада типу C & I

DRFM завада типу chopping and interleaving (C & I) (вирізка і перемежування фрагментів сигналу) це рівномірно розташовані в часі вирізані фрагменти сигналу, прийнятого від РЛС, що заглушується, в межах тривалості зондувального імпульсу РЛС [179,180].

Принцип формування такої завади полягає у вирізанні потрібних фрагментів із сигналу, пропускаючи інші, складанні з них переміжних сегментів завади таким чином, щоб кожен сегмент переносив інформацію свого діапазону частот, і тим самим генерування імпульсу DRFM завади типу C & I у цілому.

Цей принцип пояснюється на рис. 2.11. Так, на рис. 2.11, *a* показаний ЛЧМ імпульс РЛС, що заглушується, прийнятий постановником завад, а на рис. 2.11, *b* його закон зміни частоти  $f$  від часу  $t$  (тонка лінія).

З прийнятого імпульсу (рис. 2.11, *a*), наприклад, п'ятьма часовими стробами (рис. 2.11, *c*) вирізаються 5 фрагментів (елементів) сигналу (рис. 2.11, *d*), що мають різне часове положення та частотне заповнення. Жирними лініями на рис. 2.11, *b* показані  $z = 5$  відрізків функції  $f(t)$ , використані для формування імпульсу DRFM завади типу C & I. З рис. 2.11, *b*, *d* видно, що сформовані фрагменти DRFM завади – це короткі ЛЧМ радіоімпульси з однаковою девіацією частоти  $\Delta f_{fr} \ll \Delta f_0$  ( $\Delta f_{fr} < \Delta f_0$ ), але з різною середньою частотою.

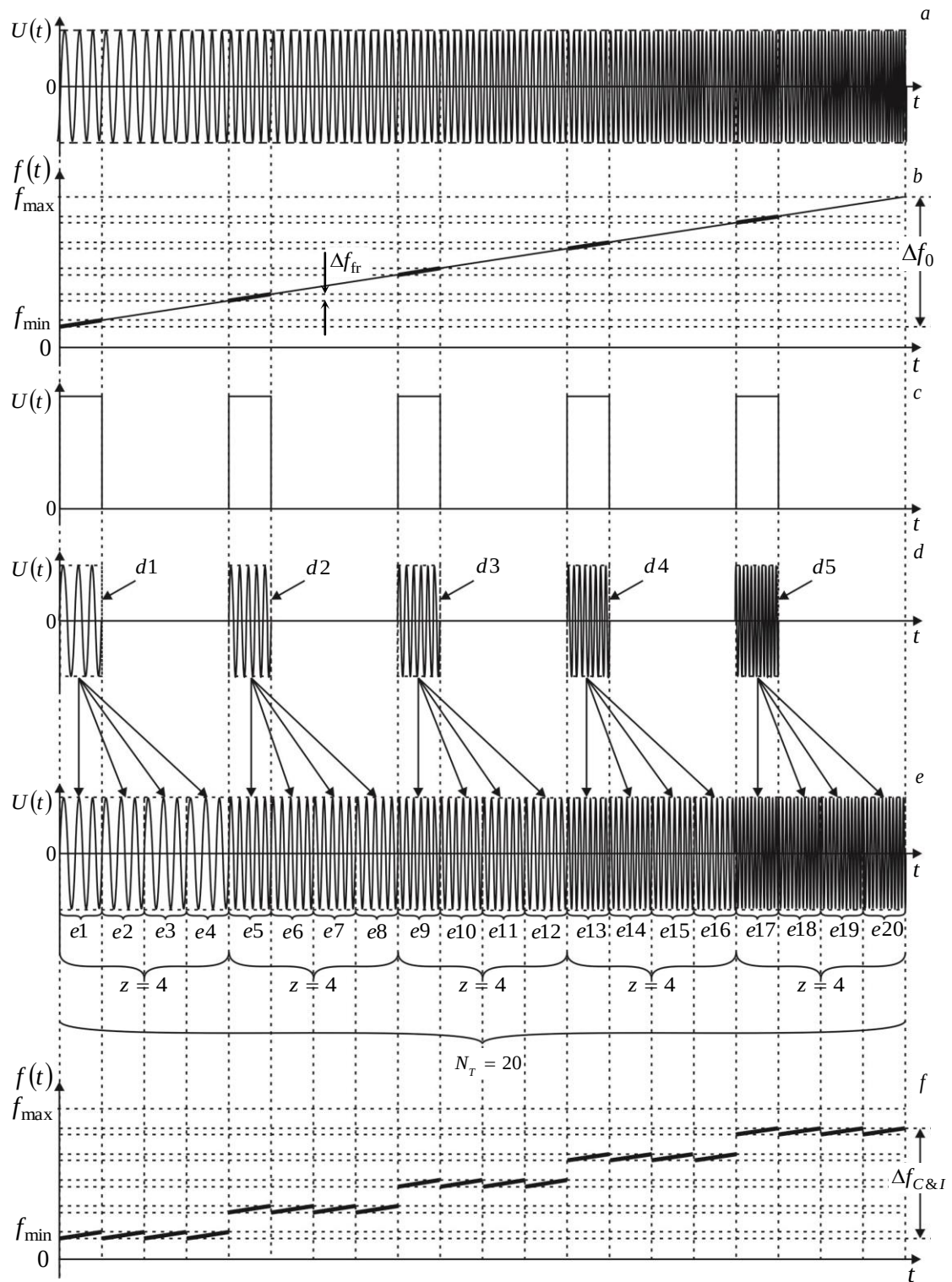


Рисунок 2.11 – Формування DRFM завд типу C &amp; I

Тільки ці вирізані фрагменти (рис. 2.11, d) використовуються для формування DRFM завди типу C & I (рис. 2.11, e), інші (рис. 2.11, a) пропускаються. Так, з кожного вирізаного фрагмента (рис. 2.11, d) формується відповідний сегмент завди (рис. 2.11, e) шляхом розміщення фрагментів сигналу

у власних слотах [180] (елементах) та сусідніх вільних слотах відповідних сегментів. Наприклад, фрагмент  $d1$  (рис. 2.11,  $d$ ) займає свій власний слот  $e1$ , а потім завантажується в слоти  $e2$ ,  $e3$  і  $e4$  (рис. 2.11,  $e$ ,  $f$ ). Фрагмент  $d5$  займає свій слот  $e5$  і вставляється в слоти  $e6$ ,  $e7$  і  $e8$  і т.д.

Таким чином, сформований імпульс завади (рис. 2.11,  $e$ ,  $f$ ) складається з 5 сегментів по  $z = 4$  елемента в кожному, тобто з  $N_T = 20$  елементів ( $d1 - d20$ ). Він має таку ж тривалість (рис. 2.11,  $e$ ), що й ЛЧМ імпульс радіолокатора, що заглушується (рис. 11,  $a$ ).

Поряд з елементами та сегментами вводять також поняття пакета (burst [180]). Так, на рис. 2.11,  $d$  показаний пакет, що складається з п'яти елементів (див. також жирні лінії на рис. 2.11,  $b$ ), з яким фільтр стиснення радіолокатора частково узгоджений. При цьому імпульс завади (рис. 2.11,  $e$ ) являє собою чотири зсунутих у часі когерентних п'ятиелементних пакета (рис. 2.11,  $d$ ). Як показано на рис. 2.11,  $d$  число пакетів дорівнює числу сегментів.

Девіація частоти DRFM завади типу C & I  $\Delta f_{C\&I}$  (рис. 2.11,  $f$ ), на відміну від DRFM завади типу SMSF (рис. 2.9,  $d$ ,  $h$ ), менше девіації частоти зондувального імпульсу  $\Delta f_0$  (рис. 2.12,  $d$ )

$$\Delta f_{C\&I} = \Delta f_0 - (z - 1) \cdot \Delta f_{fr} = \Delta f_0 - (z - 1) \cdot \Delta f_0 / N_T. \quad (2.6)$$

Наприклад, якщо  $\Delta f_0 = 0,5 \text{ MHz}$ ,  $N_T = 20$ ,  $z = 4$  то отримаємо

$$\Delta f_{C\&I} = \Delta f_0 - (z - 1) \cdot \Delta f_0 / N_T = 0,5 \times 10^6 - (4 - 1) \times 0,5 \times 10^6 / 9 = 333,3 \text{ kHz}.$$

Тепер покажемо вигляд відклику фільтра стиснення на імпульс DRFM завади типу C & I, а потім проаналізуємо формування цього відклику методом математичного моделювання.

На рис. 2.12,  $a$  показані зондувальні ЛЧМ імпульси РЛС, прийняті постановником завад, із законами зміни частоти  $f(t)$ , показаними на рис. 2.12,  $b$ . На рис. 2.12,  $c$  представлений, сформований у відповідь на зондувальний імпульс РЛС, імпульс DRFM завади типу C & I із законом зміни частоти  $f(t)$ , показаним



на рис. 2.12, *d*. Принцип формування імпульсу DRFM завади пояснюється на рис. 2.11.

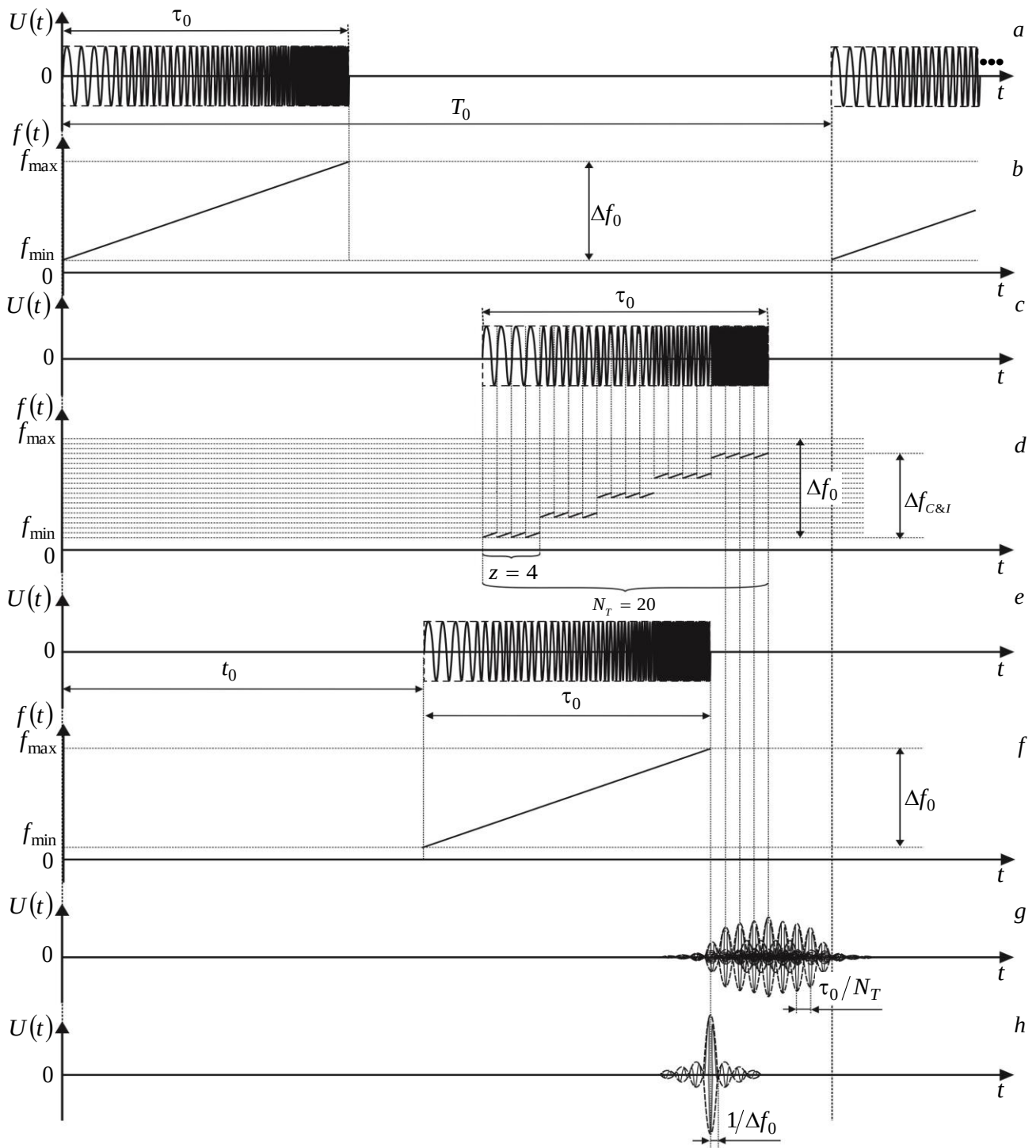


Рисунок 2.12 – Зондувальні імпульси РЛС (а) та закони зміни їхньої частоти (b), імпульси DRFM завади типу C&I (c) та закони зміни їхньої частоти (d), імпульси відбитого від цілі сигналу (e) та закони зміни їхньої частоти (f), відклики фільтра стиснення на імпульси DRFM завади типу C & I (g) і відбиті імпульси сигналу (h)

Стиснутий імпульс корисного сигналу на виході узгодженого фільтра при входньому відбитому від цілі ЛЧМ імпульсі (рис. 2.12, *e, f*) показаний на рис. 12, *h*.

Вихідний ефект цього фільтра стиснення при впливі на його вхід імпульсу DRFM завади типу С & І (рис. 2.12, *c, d*) показаний на рис. 12, *g*. Він має багатопелюсткову (багатопікову) структуру, створюючи ефект хибних цілей.

Положення згрупованих хибних цілей є керованим, тому можна забезпечити появу хибних сигналів до або після справжнього сигналу. Однак сформовані хибні цілі мають різну інтенсивність (рис. 2.12, *g*) через те, що для їхнього формування використовується різне число фрагментів DRFM завади (рис. 2.12, *c*).

Відстань між піками відклику узгодженого фільтра на DRFM заваду типу С & І (рис. 12, *g*) залежить від тривалості імпульсу  $\tau_0$  та кількості  $N_T$  періодів внутрішньоімпульсної модуляції (елементів) в імпульсі завади і дорівнює  $\tau_0/N_T$ .

Тепер проаналізуємо формування DRFM завади типу С & І методом математичного моделювання в пакеті прикладних програм Mathcad . Для наочності відображення результатів вибрано модель з такими параметрами:  $\Delta f_0 = 99 \text{ kHz}$ ,  $f_0 = 147,1 \text{ kHz}$ ,  $\tau_0 = 1 \text{ ms}$ ,  $N_T = 20$ ,  $z = 5$ . Імпульс завади сформований таким чином, щоб у першому елементі укладалося 5 високочастотних періодів сигналу (рис. 2.13, *e*).

На рис. 2.13 показані :

- ЛЧМ радіоімпульс сигналу РЛС (*a*) та стислий імпульс на виході узгодженого фільтра (*b*);
- радіоімпульс DRFM завади типу С & І (*c*) та відклик на нього фільтра(*d*);
- один (перший) елемент імпульсу завади з п'ятьма високочастотними періодами (*e*) та відклик на нього фільтра (*f*);
- другий елемент, що утворює перший пакет (*d*) імпульсу завади (*g*), та відклик на нього фільтра (*h*);
- два (з 5) перших елемента, що утворюють перший пакет імпульсу завади (*j*), та відклик на них фільтра (*k*);
- перший пакет імпульсу завади (*l*) та відклик на нього фільтра (*m*).

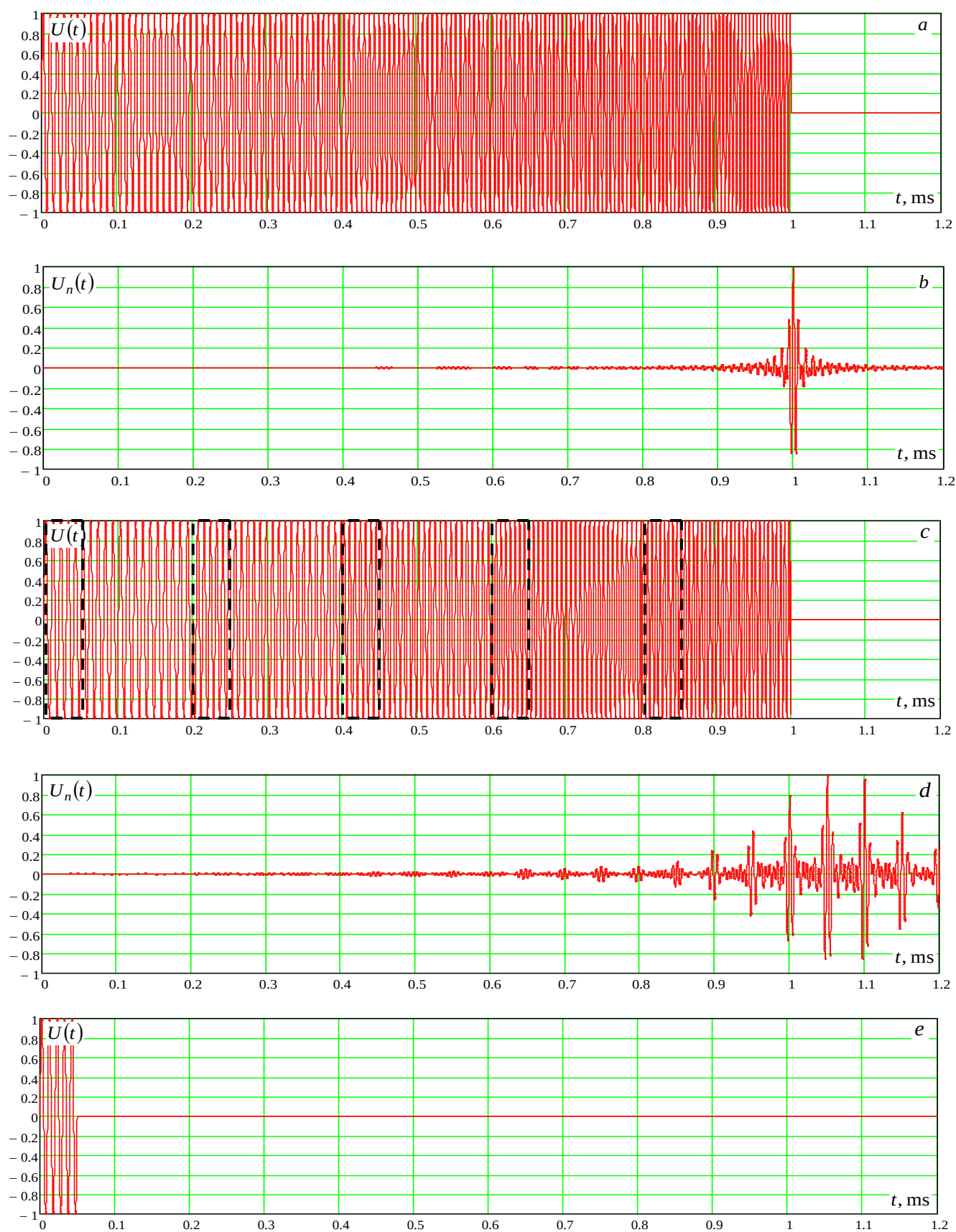


Рисунок 2.13 – Сигнал, DRFM завади типу C&I та відклики фільтру стиснення

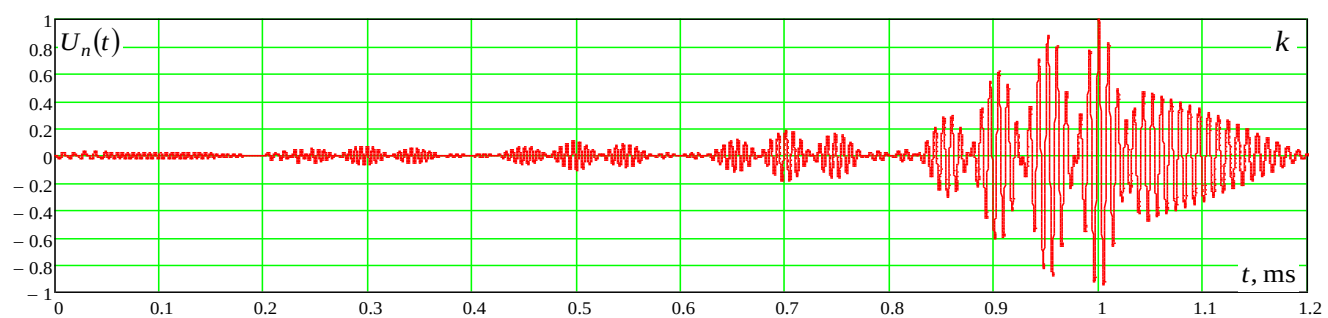
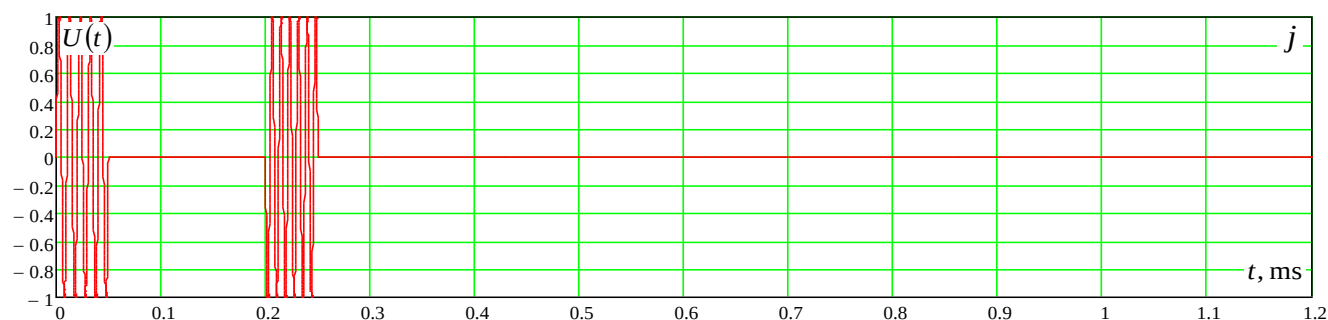
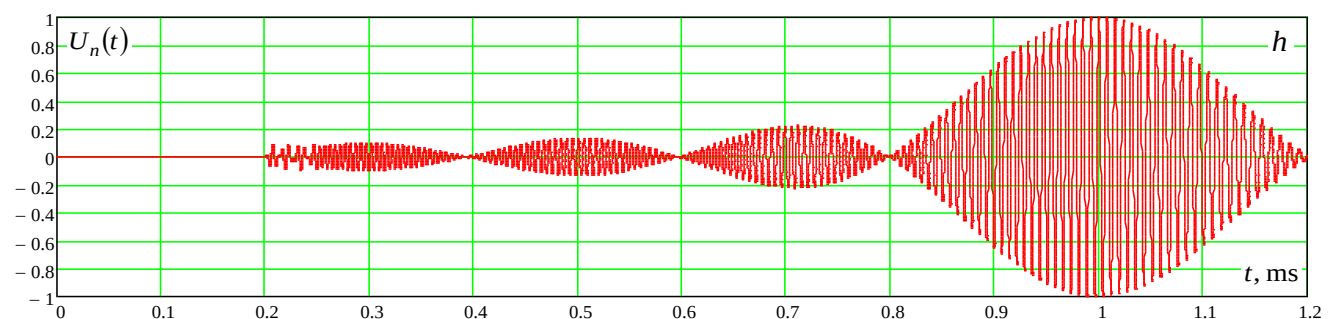
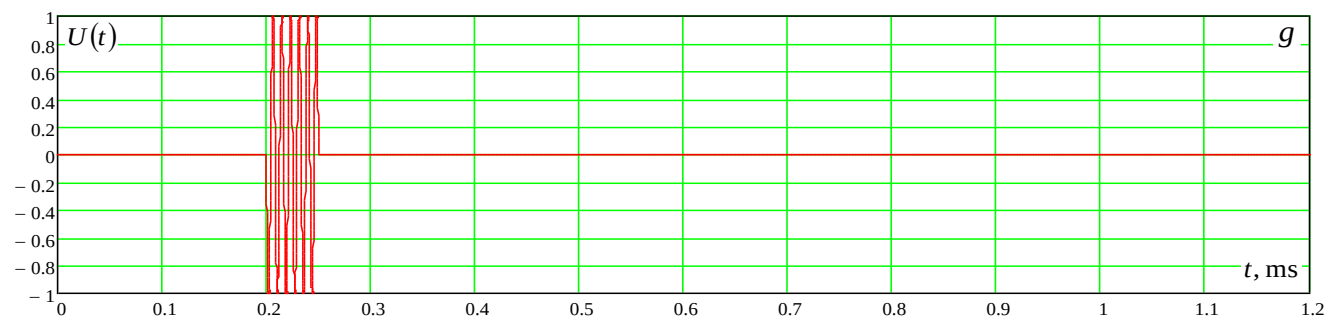
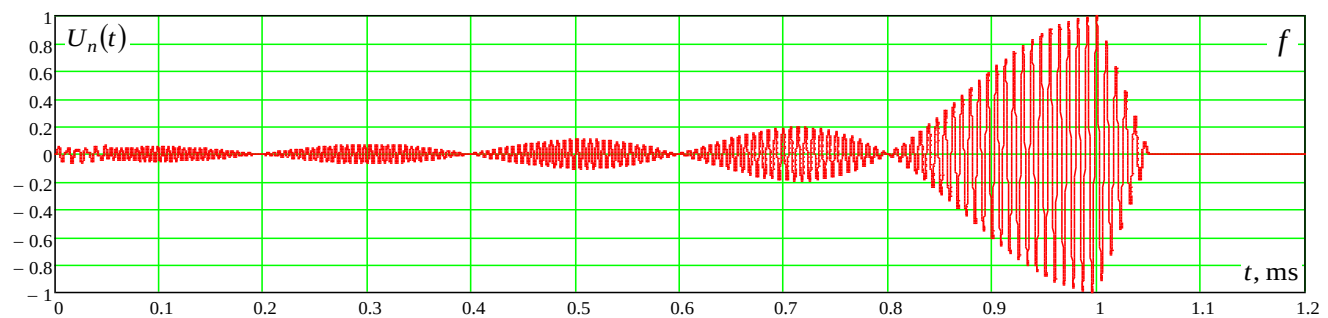


Рисунок 2.13, сторінка 2

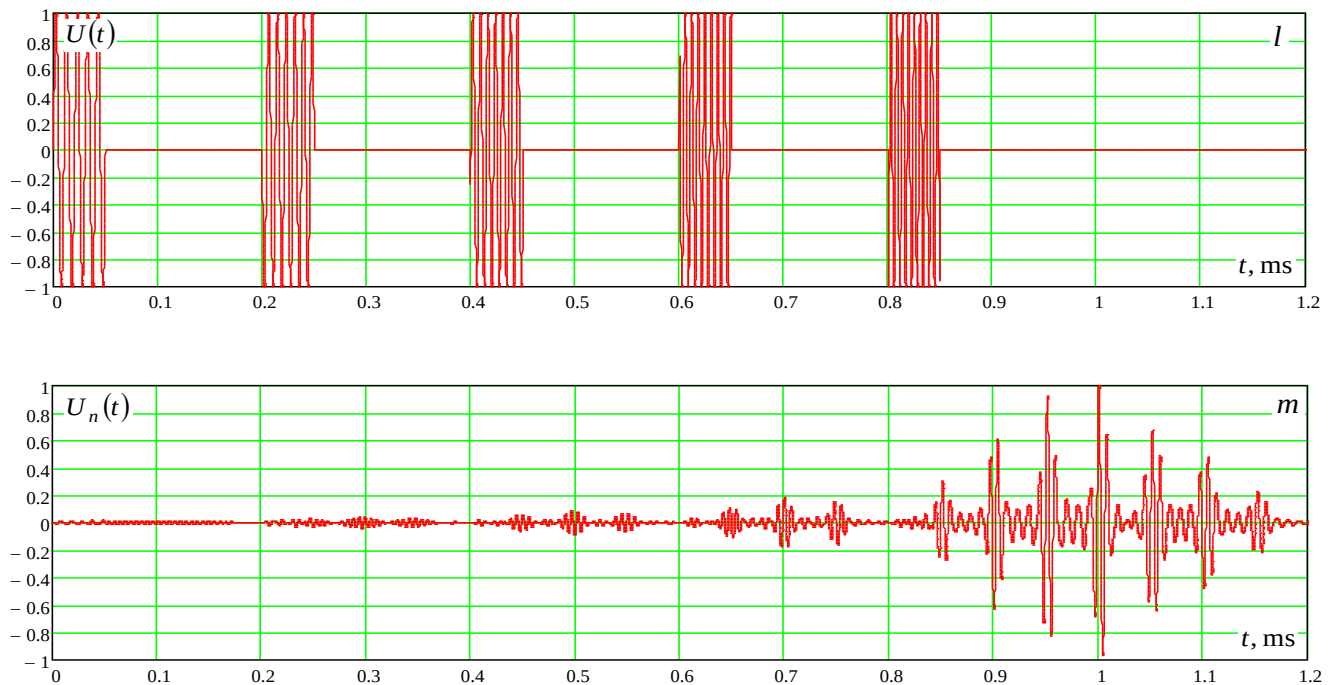


Рисунок 2.13, сторінка 3

Усі відклики фільтра пронормовані за своїм максимальним значенням.

При проходженні сигнального ЛЧМ радіоімпульсу тривалістю  $\tau_0 = 1 \text{ ms}$  (рис. 2.13, а) із девіацією частоти  $\Delta f_0 = 99 \text{ kHz}$  через узгоджений фільтр він стиснувся (рис. 2.13, b) в 99 раз.

Імпульс DRFM завади типу C&I (рис. 2.13, c), сформований у відповідь на імпульс сигналу РЛС (рис. 2.13, a), як і на рис. 2.11, e складається з  $N_T = 20$  елементів завади і являє собою чотири зсунутих у часі п'ятиелементних пакета (рис. 2.11, d). Чорними штриховими лініями на рис. 2.13 c виділені 5 елементів завади, які збігаються з відповідними фрагментами сигналу (рис. 2.13 a) й утворюють перший пакет DRFM завади. Відклик фільтра (рис. 2.13, d) на DRFM заваду (рис. 2.13, c) має багатопікову (багатопелюсткову) форму, причому кожен пік створює на екрані ІКО свою позначку «хибної» цілі.

Покажемо докладніше процес формування пік DRFM завади типу C&I на виході фільтра стиснення (рис. 2.13, d).

Так, головна пелюстка у відклику фільтра (рис. 2.13, f) на перший елемент завади (рис. 2.13, e) має несиметричну форму щодо свого максимуму. Головна пелюстка відклику фільтра (рис. 2.13, h) на другий елемент першого пакета

(рис. 2.13, *g*) DRFM завади (рис. 2.13, *c*) має симетричну форму. Такі відмінності цих двох відкликів призводять до формування несиметрично розташованих піків у сумарному відклику фільтра (рис. 2.13, *k*) на два елемента пакета DRFM завади (рис. 2.13, *j*).

Відклик фільтра стиснення (рис. 2.13, *m*) на перший пакет імпульсу завади з п'яти елементів (рис. 2.13, *l*) має п'ять явно виражених пік різної амплітуди і за формою подібний до відклику на імпульс DRFM завади (рис. 13, *d*).

Метод C&I забезпечує формування обмеженої кількості хибних цілей. Це зі зменшенням інтенсивності при додаванні кожної нової «хибної» цілі та зменшенням величини строга, який «вирізає» фрагменти сигналу.

Метод SMSP забезпечує можливість формування значно більшої кількості хибних цілей, тому що дозволяє сформувати відклик фільтра стиснення на DRFM заваду, що складається з безлічі рівномірно розподілених практично рівних амплітудних пік (рис. 2.10, *m*). Однак метод C&I (S & I) ефективніший при постановці завад РЛС супроводу цілей, тому що викликає відклик (рис. 2.13, *d*) з піками еквівалентними центральній пелюстці відклику на стислий сигнал РЛС (рис. 2.13, *b*). Також за цим методом необхідно оцінити тільки частину сигналу РЛС, тому на формування DRFM завади типу C&I потрібно менше часу, ніж при формуванні DRFM завади типу SMSP. Це робить метод C&I ефективнішим для заглушення РЛС, що використовують великий діапазон баз ЛЧМ сигналів, або у випадках, коли необхідно скоротити час, що витрачається на оцінку прийнятого сигналу РЛС.

## 2.2 Результати огляду існуючих методів розпізнавання

Під розпізнаванням типів (класів) активних завад (АЗ) розуміють прийняття рішення про віднесення виявленого радіовипромінювання до одного з  $Q$  заданих типів (класів) АЗ  $A_1, \dots, A_i, \dots, A_Q$  на основі аналізу оцінки його вектора параметрів

$$\hat{\alpha} = [\hat{\alpha}_v]_{v=1}^N, \quad (2.7)$$

компоненти якого – оцінені (виміряні) параметри (ознаки) радіовипромінювання, що розпізнається. Задана сукупність типів (класів) АЗ називається алфавітом [181, 183-193] типів (класів) АЗ.

Завдання розпізнавання – на основі порівняння оцінених (вимірних) параметрів радіовипромінювання з апіорними еталонними значеннями параметрів типів АЗ, що розпізнаються, прийняти рішення про належність виявленого радіовипромінювання до одного із заданих класів або типів АЗ. Під апіорним еталонним описом  $v$ -го ( $v \in 1, N$ ) параметра для  $A_i$ -го ( $i \in 1, Q$ ) типу АЗ розуміється множина значень цього параметра

$$\tilde{\alpha}_{i,v} = \{\alpha_{i,v}^{\min} \dots \alpha_{i,v}^{\max}\}. \quad (2.8)$$

Якщо виявлене радіовипромінювання належить  $A_i$ -му типу АЗ, то справжнє значення  $v$ -го параметра цього радіовипромінювання  $\alpha_v$  належить множині  $\tilde{\alpha}_{i,v}$  (2.8) для всіх  $v \in 1, N$ , і навпаки, якщо  $\alpha_v \in \tilde{\alpha}_{i,v}$  для всіх  $v \in 1, N$ , то радіовипромінювання належить  $A_i$ -му типу АЗ:

$$S_k \in A_i \Rightarrow \alpha_{i,v}^{\min} \leq \alpha_v \leq \alpha_{i,v}^{\max} \quad \forall v \in 1, N \text{ та } \alpha_{i,v}^{\min} \leq \alpha_v \leq \alpha_{i,v}^{\max} \quad \forall v \in 1, N \Rightarrow S_k \in A_i. \quad (2.9)$$

Тут  $S_k$  ( $k \in 1, X$ ) –  $k$ -та прийнята реалізація радіовипромінювання.

Еталонний опис може бути діапазонним  $\tilde{\alpha}_{i,v}$  (2.8) або точковим  $\tilde{\alpha}_{i,v}$ , заданим одиничною множиною, коли (2.8) перетворюється до вигляду

$$\tilde{\alpha}_{i,v} = \alpha_{i,v}^{\min} = \alpha_{i,v}^{\max}. \quad (2.10)$$

Правило, на підставі якого виявленому радіовипромінюванню ставлять у відповідність певне найменування (або відповідний найменуванню номер) типу АЗ, називається **вирішальним правилом**.

Розроблений алгоритм повинен *розпізнати тип активної завади, що надійшла на вхід РЛС*, використовуючи оцінки  $N$  частотних і часових параметрів виявленого радіовипромінювання  $\hat{a}$  (2.7) і еталонні апріорні описи (2.8)  $Q = 5$  наступних заданих типів АЗ:

- вузькосмугова (прицільна) активно-шумова завада;
- широкосмугова (загороджувальна) активно-шумова завада;
- багаторазова відповідна імпульсна завада;
- DRFM завада типу SMSP;
- DRFM завада типу C & I.

Коротко розглянемо методи розпізнавання, які застосовуються для вирішення поставленої задачі розпізнавання типу АЗ.

### 2.2.1 Огляд існуючих методів розпізнавання

Описані в літературі [181,183-195] методи розпізнавання, які застосовуються до поставленої задачі розпізнавання типу АЗ, можна розділити на:

- статистичні [181, 183-193];
- логічні [183, 185, 188, 189, 195];
- засновані на пошуку "мінімуму відстані" [181, 183-186, 188-191, 193];
- колективного розпізнавання [181, 186, 189, 193-195];
- раціональні методи прийняття рішень [190, 195].

#### 2.2.1.1 Статистичний метод

Основною умовою застосування цього методу є наявність імовірнісних залежностей між оцінкою параметрів виявленого радіовипромінювання (2.7) та



апріорними еталонними описами типів АЗ (2.8), (2.10) із заданого алфавіту типів [181, 183–188, 190–193]. Ці залежності дозволяють сформулювати вирішальне правило для алгоритмів розпізнавання, ґрунтуючись на основних результатах теорії статистичних рішень та, зокрема, байєсівської статистики. Байєсівська оцінка рішення – це статистична оцінка, яка мінімізує апостеріорне математичне сподівання втрат при помилкових рішеннях.

Розглянемо простий приклад [184,185,187,188,190]. Нехай виявлене радіовипромінювання  $S_k$  описується оцінкою  $N=1$  параметра АЗ  $\hat{\alpha}_{v=1} = \hat{\alpha}$  (2.7). Задано апріорні умовні щільності розподілу ймовірностей справжніх значень  $\alpha$  цього параметра  $p(\alpha / A_i)$  ( $i \in 1, Q$ ) для заданого алфавіту типів АЗ й апріорні ймовірності  $P(A_i)$  появи АЗ  $A_i$ -го типу. Потрібно сформулювати вирішальне правило і з'ясувати, до якого типу АЗ належить виявлене радіовипромінювання (активна завада, що надійшла на вхід РЛС).

Міркування, якими слід керуватися при виборі вирішального правила, повинні враховувати вартість прийнятого рішення щодо належності радіовипромінювання  $S_k$  до  $A_i$ -го типу АЗ. У загальному випадку ця вартість характеризується платіжною матрицею вигляду [181, 184, 185, 187, 188, 193]:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{1,1} & \cdots & L_{1,Q} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{Q,1} & \cdots & L_{Q,Q} \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

де елемент матриці  $L_{p,q}$  характеризує вартість прийнятого рішення про належність радіовипромінювання  $S_k$  до  $A_p$ -го типу АЗ за умови, що воно належить до  $A_q$ -го типу.

Через те, що АЗ, яка розпізнається, може належати до будь-якого з  $Q$  типів, математичне сподівання втрат (ризик) [181, 183–188, 190–193], пов'язаних із віднесенням радіовипромінювання  $S_k$ , що належить до  $A_i$ -го типу АЗ, до  $A_j$ -го типу АЗ, дорівнює

$$r_i(S_k) = \sum_{j=1}^Q L_{i,j} \cdot p(A_j / S_k), \quad i \in 1, Q, \quad (2.12)$$

де  $p(A_j / S_k)$  – апостеріорна умовна щільність імовірності  $A_j$ -го типу АЗ за умови, що виявлене радіовипромінювання  $S_k$ .

У теорії статистичних рішень величину  $r_i(S_k)$  (2.12) часто називають умовним середнім ризиком помилки розпізнавання виявленого радіовипромінювання  $S_k$  або умовними середніми втратами.

Загалом, при розпізнаванні  $X$  випадкових радіовипромінювань, (безумовний) середній ризик помилок розпізнавання дорівнюватиме [181, 183–188, 190–193]:

$$\bar{r} = \sum_{k=1}^X P(S_k) \cdot r(S_k), \quad (2.13)$$

де  $P(S_k)$  – апріорна щільність імовірності виявлення радіовипромінювання  $S_k$ ;

$r(S_k)$  – умовний середній ризик помилки розпізнавання  $S_k$ -го радіовипромінювання.

Безумовна щільність імовірності  $P(S_k)$  виявлення радіовипромінювання  $S_k$  – невід’ємна величина. Тоді, згідно з (2.13), якщо вибрати вирішальне правило таким чином, щоб мінімізувати умовний середній ризик помилок розпізнавання  $r_i(S_k)$  (2.12) для всіх  $k \in 1, X$ , то це забезпечить мінімум середнього ризику  $\bar{r}$ .

Критерій, відповідно до якого вирішальне правило вибирається таким чином, щоб забезпечити мінімум середнього ризику, називається критерієм Байєса [181, 183–188, 190–193]. Застосування критерію Байєса доцільне в разі, коли система багаторазово розпізнає випадкові радіовипромінювання за умов незмінного простору ознак, статистично незалежних значень параметрів  $\alpha_v$  ( $v \in 1, N$ ) і постійної платіжної матриці.

За формулою Байєса [181, 183–188, 190–193] апостеріорна ймовірність віднесення радіовипромінювання  $S_k$  до  $A_i$ -го типу дорівнює

$$P(A_i / S_k) = \frac{P(A_i) \cdot p(S_k / A_i)}{P(S_k)}, \quad (2.14)$$

де  $p(S_k / A_i)$  – функція правдоподібності, яка залежить від вибраного типу АЗ при фіксованому радіовипромінюванні  $S_k$ .

Скориставшись формулою (2.14), з (2.12) отримаємо

$$r_i(S_k) = \frac{1}{P(S_k)} \cdot \sum_{j=1}^Q L_{i,j} \cdot P(A_j) \cdot p(S_k / A_j). \quad (2.15)$$

У більшості завдань розпізнавання [181, 183-188, 190-193] вартість правильного рішення дорівнює нулю (непокарання – це заохочення), а вартість помилки (плата (покарання) за помилку) однакова при прийнятті будь-якого помилкового рішення. Тому значення  $L_{i,j}$  (2.15) можна представити у вигляді

$$L_{i,j} = 1 - \delta_{i,j}, \quad (2.16)$$

де  $\delta_{i,j} = 1$  при  $i = j$  і  $\delta_{i,j} = 0$  при  $i \neq j$ .

Це співвідношення встановлює нормовану вартість помилки розпізнавання, що дорівнює одиниці, і нульову вартість у разі правильного розпізнавання типу АЗ  $S_k$ . Тоді, з урахуванням (2.16) вираз (2.15) набуде вигляду

$$r_i(S_k) = \frac{1}{P(S_k)} \cdot \sum_{j=1}^Q (1 - \delta_{i,j}) \cdot P(A_j) \cdot p(S_k / A_j) = \frac{1}{P(S_k)} \cdot (P(S_k) - P(A_i) \cdot p(S_k / A_i)). \quad (2.17)$$

Перетворивши (2.17), з урахуванням (2.14) отримаємо, що мінімум функції умовного середнього ризику дорівнює

$$r_i(S_k) = 1 - P(A_i / S_k). \quad (2.18)$$

З (2.18) випливає, що мінімум функції умовного середнього ризику  $r_i(S_k)$  забезпечується максимумом апостеріорної щільності ймовірності  $P(A_i / S_k)$  (2.13). Отже, враховуючи те, що  $P(S_k)$  залежить тільки від виявленого радіовипромінювання, отримаємо наступне вирішальне правило: радіовипромінювання  $S_k$  відносять до того типу АЗ, який забезпечує максимум добутку апріорної ймовірності  $P(A_i)$  появи АЗ  $A_i$ -го типу й функції правдоподібності  $p(S_k / A_i)$  для цього типу АЗ:

$$\hat{i} = \arg \max_{i=1 \dots Q} (P(A_i) \cdot p(S_k / A_i)). \quad (2.19)$$

Виходячи з того, що кожному  $A_i$ -му типу АЗ однозначно відповідають (2.9) еталонні описи параметрів радіовипромінювання (2.8), (2.10) а виявленому радіовипромінюванню однозначно відповідає оцінка (2.7) його вектора параметрів, отримаємо

$$p(S_k / A_i) = p(\hat{\alpha} / \tilde{\alpha}_i), \quad i \in 1, Q, \quad (2.20)$$

де  $p(\hat{\alpha} / \tilde{\alpha}_i)$  – функція правдоподібності, яка залежить від еталонного опису параметра АЗ  $\tilde{\alpha}_i$  для обраного  $A_i$ -го типу АЗ, при фіксованій оцінці цього параметра  $\hat{\alpha}$ .

Тоді, користуючись (2.20), можна подати вирішальне правило (2.19) у вигляді

$$\hat{i} = \arg \max_{i=1 \dots Q} (P(A_i) \cdot p(\hat{\alpha} / \tilde{\alpha}_i)). \quad (2.21)$$

Загалом, для  $N$  незалежних параметрів, враховуючи, те що ймовірність спільної появи незалежних подій дорівнює добутку ймовірностей цих подій, з (2.21) отримаємо

$$\hat{i} = \arg \max_{i=1 \dots Q} \left( \prod_{v=1}^N (P(A_i) \cdot p(\hat{\alpha} / \tilde{\alpha}_i)) \right). \quad (2.22)$$

Припустимо, що:

- апріорна ймовірність  $P(A_i)$  (2.22) однакова для всіх  $Q$  типів АЗ із заданого алфавіту типів;
- значення  $\delta \alpha_v$  похибок вимірювання  $v$ -го ( $v \in 1, N$ ) параметра АЗ, що розпізнається  $S_k$  ( $k \in 1, X$ ), розподілені за нормальним законом із нульовим середнім та дисперсією  $\sigma_v^2$ ;
- справжні значення  $v$ -х ( $v \in 1, N$ ) параметрів АЗ, що розпізнається, розподілені за рівномірним законом у межах від  $\alpha_{i,v}^{\min}$  до  $\alpha_{i,v}^{\max}$ , які відповідають еталонному опису  $\tilde{\alpha}_{i,v}$  (2.8).

Тоді з (2.22) отримаємо, що оцінка номера типу АЗ, до якого належить АЗ, яка розпізнається, визначається у вигляді

$$\hat{i} = \arg \max_{i=1 \dots Q} \left( \prod_{v=1}^N \gamma_v(i) \right),$$

$$\gamma_v(i) = \frac{1}{\alpha_{i,v}^{\max} - \alpha_{i,v}^{\min}} \left[ \Phi \left( \frac{\alpha_{i,v}^{\max} - \hat{\alpha}_v}{\sigma_v} \right) - \Phi \left( \frac{\alpha_{i,v}^{\min} - \hat{\alpha}_v}{\sigma_v} \right) \right], \quad (2.23)$$

де  $\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt$  – інтеграл Френеля;  $\sigma_v$  – середньоквадратична похибка (СКП) вимірювання  $v$ -го параметра.

Якщо еталонний опис для  $A_i$ -го типу АЗ заданий точковим значенням  $\tilde{\alpha}_{i,v}$  (2.10), то (2.23) можна перетворити до такого вигляду:

$$\hat{i} = \arg \max_{i=1 \dots Q} \left( \prod_{v=1}^N \gamma_v(i) \right), \quad \gamma_v(i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_v} e^{-\frac{(\hat{\alpha}_v - \tilde{\alpha}_{i,v})^2}{2\sigma_v^2}}.$$

Статистичний метод – це один із найефективніших методів, його ймовірність правильного розпізнавання може досягати 100% [187, 189].

Недоліком статистичного методу є те, що в більшості практичних випадків апіорні дані, які дозволяють задати функцію правдоподібності  $p(\hat{\alpha} / \tilde{\alpha}_i)$  (2.22), відсутні [187, 189, 190, 192]. Від зазначеного недоліку вільний логічний метод.

### 2.2.1.2 Логічний метод

Логічний метод розпізнавання (в літературі також відомий як емпіричний [189]) заснований на методі обчислення оцінок [183, 185, 188, 195] і базується на процедурі перевірки потрапляння виміряних параметрів виявленого радіовипромінювання (2.7) до відповідної множини еталонних значень (2.8)  $A_i$ -го ( $i \in 1, Q$ ) типу АЗ.

У цьому методі апіорна інформація подається у вигляді таблиці, яка містить еталонні значення для кожного параметра, що оцінюється, кожного типу АЗ. Алгоритм розпізнавання, який реалізує цей метод, є двоетапним.

На першому етапі оцінка кожного параметра  $\hat{\alpha}_v$  (2.7) ( $v \in 1, N$ ) виявленого радіовипромінювання  $S_k$  порівнюється з еталонними описами цього параметра

кожного типу АЗ. За результатами порівняння змінній  $\gamma_v(i)$  присвоюється значення «1», якщо оцінка параметра належить до множини еталонних значень  $v$ -го ( $v \in 1, N$ ) параметра  $A_i$ -го ( $i \in 1, Q$ ) типу АЗ, і значення «0», якщо не належить до цієї множини.

Алгоритм порівняння залежить від виду еталонного опису параметра АЗ. Для діапазонного еталонного опису параметра  $\tilde{\alpha}_{i,v}$  (2.8) він має вигляд

$$\gamma_v(i) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \tilde{\alpha}_{i,v}^{\min} \leq \hat{\alpha}_v \leq \tilde{\alpha}_{i,v}^{\max}, \\ 0, & \text{якщо } (\hat{\alpha}_v < \tilde{\alpha}_{i,v}^{\min}) \cup (\hat{\alpha}_v > \tilde{\alpha}_{i,v}^{\max}), \end{cases} \quad (2.24)$$

де  $\tilde{\alpha}_{i,v}^{\min} = \alpha_{i,v}^{\min} - \sigma_v$  – мінімальне можливе значення  $v$ -го параметра для  $A_i$ -го типу АЗ з урахуванням СКП вимірювання  $\sigma_v$ ;  $\tilde{\alpha}_{i,v}^{\max} = \alpha_{i,v}^{\max} + \sigma_v$  – максимальне можливе значення  $v$ -го параметра  $A_i$ -го типу АЗ з урахуванням СКП вимірювання  $\sigma_v$ .

Для точкового еталонного опису параметра  $\tilde{\alpha}_{i,v}$  (2.10) значення  $\tilde{\alpha}_{i,v}^{\min}$  та  $\tilde{\alpha}_{i,v}^{\max}$  (2.24) перетворюються до вигляду

$$\tilde{\alpha}_{i,v}^{\min} = \alpha_{i,v} - \sigma_v, \quad \tilde{\alpha}_{i,v}^{\max} = \alpha_{i,v} + \sigma_v. \quad (2.25)$$

На другому етапі значення змінних  $\gamma_v(i)$  (2.24) підсумовуються для кожного типу АЗ, і виявлене радіовипромінювання відноситься до того типу АЗ, в якого сума максимальна. Якщо максимальні значення збігаються для кількох типів АЗ, то приймається рішення про неможливість оцінити тип АЗ та необхідність повторити розпізнавання.

Отже, вирішальне правило для логічного алгоритму з урахуванням (2.24) записується наступним чином:

$$\hat{i} = \arg \max_{i=1 \dots Q} \left( \sum_{v=1}^N \gamma_v(i) \right). \quad (2.26)$$

Недолік логічного методу полягає у високій чутливості до похибки оцінки параметрів виявленого радіовипромінювання, тому що при великій СКП вимірювання оцінка параметра може вийти за межі множини еталонних значень. Крім того, якщо множини еталонних значень перекриваються, алгоритм може

видати неоднозначне рішення, яке складається з кількох (правильного та близьких до нього) типів АЗ [183, 185, 185, 195].

Логічний метод розпізнавання дещо поступається статистичному методу, але за умови досить високої точності вимірювань імовірність правильного розпізнавання типу АЗ може сягати 99,7% [189].

Крім статистичного й логічного методів розпізнавання, можна використовувати методи, які базуються на оцінці близькості образів радіовипромінювань, що розпізнаються, до множини еталонних значень.

### 2.2.1.3 Методи, що ґрунтуються на пошуку «мінімуму відстані»

Ці методи засновані на так званому методі потенційних функцій [183, 184, 190, 191] і ефективні для випадку, коли опис кожного  $A_i$ -го типу АЗ заданий точковими можливими значеннями (одиначною множиною) для кожного параметра  $\tilde{\alpha}_{i,v}$  (2.10),  $v \in 1, N$ ,  $i \in 1, Q$ .

При розпізнаванні еталонне значення  $v$ -го ( $v \in 1, N$ ) параметра для  $A_i$ -го типу ( $i \in 1, Q$ ) АЗ, або, що еквівалентно, справжнє значення параметра АЗ  $A_i$ -го типу, є центральною точкою множини точок у деякій зоні Евклідового простору [181, 183-186, 188, 190, 14, 191]. Інші точки цієї зони відповідають оцінкам значення  $v$ -го ( $v \in 1, N$ ) параметра АЗ. Очевидно, що чим ближче точка, яка відповідає оцінці параметра радіовипромінювання  $\hat{\alpha}_v$ , до центральної точки множини еталонних значень  $A_i$ -го типу АЗ ( $i \in 1, Q$ ), тим більша ймовірність того, що справжнє значення цього параметра  $\alpha_v$  належить до цієї множини, а радіовипромінювання – до  $A_i$ -го типу.

Суть методу полягає в обчисленні для кожного типу АЗ сукупності зважених відстаней  $\gamma_v(i)$  за кожним параметром АЗ та визначення типу АЗ, для якого ця відстань мінімальна [181, 183–186, 188, 190, 191, 198]. Вирішальне правило для логічного алгоритму виглядає наступним чином:

$$\hat{i} = \arg \min_{i=1 \dots Q} \left( \sum_{v=1}^N \gamma_v(i) \right). \quad (2.27)$$

В якості відстані  $\gamma_v(i)$  (2.27) може виступати:

– евклідова відстань

$$\gamma_v(i) = (\hat{\alpha}_v - \tilde{\alpha}_{i,v})^2; \quad (2.28)$$

– відстань Махалобіса, еквівалентна в разі незалежних вимірюваних параметрів нормованій Евклідовій відстані

$$\gamma_v(i) = \frac{(\hat{\alpha}_v - \tilde{\alpha}_{i,v})^2}{\sigma_v^2}, \quad (2.29)$$

де  $\sigma_v^2$  – дисперсія помилки оцінювання значення ознаки  $S_k$ ;

– відстань Хеммінга

$$\gamma_v(i) = |\hat{\alpha}_v - \tilde{\alpha}_{i,v}|. \quad (2.30)$$

Якщо еталонні значення параметрів типів АЗ задані діапазоном значень  $\tilde{\alpha}_{i,v}$  (2.8), ефективність цього методу нижча, ніж ефективність статистичного чи логічного методів. Причина полягає в тому, що, відповідно до цього методу, чим сильніше значення параметра відрізняються від середнього еталонного значення («центральної точки» множини), тим менша ймовірність того, що ці значення належать до множини еталонних значень, навіть якщо вони належать до множини еталонних значень  $\tilde{\alpha}_{i,v}$  (2.8). Крім того, потрібно зробити додаткове перетворення та визначити «центральну точку» множини еталонних значень для кожного параметра та кожного типу АЗ:

$$\tilde{\alpha}_{i,v} = \frac{\alpha_{i,v}^{\min} + \alpha_{i,v}^{\max}}{2}. \quad (2.31)$$

Як показано в [189], зі зростанням СКП вимірювань алгоритм, заснований на пошуку «мінімуму відстані», частіше видає помилкові рішення, ніж статистичний чи логічний. Однак у разі високої точності вимірювання ймовірність правильного розпізнавання цим методом може досягати 99,8% при використанні відстані Хеммінга (2.30), 99,6% при використанні евклідової відстані (2.28) та 94% для відстані Махалобіса (2.29).



Для покращення якості розпізнавання можна використовувати методи колективного розпізнавання.

#### 2.2.1.4 Методи колективного розпізнавання

Ці методи ґрунтуються на комбінуванні кількох методів розпізнавання, розглядаючи їх як «голосуючі методи», точніше як колектив вирішальних правил, між якими влаштовується голосування. Вони дозволяють підвищити ймовірність правильного розпізнавання порівняно з імовірністю досяжною за допомогою окремого методу розпізнавання [186, 189, 193–195].

Розглянемо два поширені методи колективного розпізнавання.

##### 1) Метод об'єднання з більшістю голосів

При рівноправному голосуванні спочатку декількома методами приймаються рішення про належність виявленого радіовипромінювання до одного із заданих  $Q$  типів. За результатами «голосування» для кожного типу АЗ змінній  $\gamma_k(i)$  надається значення «1», якщо  $k$ -м ( $k \in 1, B$ ) методом прийнято рішення про належність радіовипромінювання  $A_i$ -му типу АЗ та «0» якщо прийнято інше рішення

$$\gamma_k(i) = \begin{cases} 1, & \hat{i}_k = i, \\ 0, & \hat{i}_k \neq i. \end{cases} \quad (2.32)$$

Потім для кожного типу АЗ підраховується кількість методів, що «проголосували» за нього, і виявлене радіовипромінювання відносять до типу, який набрав більшість голосів. Вирішальне правило методу об'єднання за більшістю голосів з урахуванням (2.32) має вигляд

$$\hat{i} = \arg \max_{i=1 \dots Q} \left( \sum_{k=1}^B \gamma_k(i) \right), \quad (2.33)$$

де  $B$  – число "голосуючих" методів розпізнавання.

У табл. 2.1 наведено приклад [189], що демонструє ймовірності правильного розпізнавання колективом вирішальних правил та його компонентами для різного числа параметрів  $N$ , що оцінюються, і різного значення СКП  $\sigma$ .

З табл. 2.1 видно, що колективний метод об'єднання за більшістю голосів забезпечує усереднену ймовірність правильного розпізнавання, яка вища, ніж ймовірність правильного розпізнавання менш ефективних методів, але нижча ніж ймовірність найбільш ефективних «голосуючих» методів. Це відбувається через те, що вирішальне правило (2.33) не враховує різні ймовірності правильного розпізнавання «голосуючих» методів.

Таблиця 2.1. Ймовірності правильного розпізнавання колективом вирішальних правил та його компонентами

| N | СКП               | Вид методу   |            |                               |                             |                           |                   |
|---|-------------------|--------------|------------|-------------------------------|-----------------------------|---------------------------|-------------------|
|   |                   | Статистичний | Емпіричний | Мінімум відстані Махаланобіса | Мінімум евклідової відстані | Мінімум відстані Хеммінгу | Колективний метод |
| 4 | $\sigma$          | 0.999        | 0.976      | 0.915                         | 0.952                       | 0.969                     | 0.984             |
| 5 |                   | 1.0 00       | 0.988      | 0.921                         | 0.982                       | 0.988                     | 0.995             |
| 6 |                   | 1.0 00       | 0.997      | 0.920                         | 0.996                       | 0.998                     | 0.999             |
| 7 |                   | 1.000        | 0.996      | 0.940                         | 0.996                       | 0.997                     | 0.999             |
| 4 | $10 \cdot \sigma$ | 0.954        | 0.869      | 0.893                         | 0.820                       | 0.874                     | 0.926             |
| 5 |                   | 0.970        | 0.892      | 0.900                         | 0.588                       | 0.704                     | 0.931             |
| 6 |                   | 0.977        | 0.897      | 0.903                         | 0.520                       | 0.654                     | 0.932             |
| 7 |                   | 0.992        | 0.926      | 0.930                         | 0.618                       | 0.742                     | 0.953             |

Для подолання цього недоліку доцільно використати метод зваженого голосування.

## 2) Метод зваженого голосування

За цим методом рішення про належність виявленого радіовипромінювання до певного типу АЗ приймається за результатами зваженого голосування з урахуванням індивідуальних особливостей конкретної ситуації, що розпізнається, і ймовірності правильного розпізнавання кожним з «голосуючих» методів.

На першому етапі приймаються багатоальтернативні  $B$  – мірні ( $B$  – кількість голосуючих методів) попередні рішення за окремими ознаками або групами

ознак. Потім рішення об'єднуються за алгоритмом із зважуванням, і вирішальне правило має такий вигляд [178, 185, 192]:

$$\hat{i} = \arg \max_{i=1 \dots Q} \left( \ln(P(A_i)) + \sum_{k=1}^B \ln(P(\tilde{i}_k / A_i)) \right). \quad (2.34)$$

Формула (2.34) враховує апіорну ймовірність  $P(A_i)$  того, що радіовипромінювання належить  $A_i$ -му типу АЗ, і ймовірність правильного розпізнавання АЗ  $P(\tilde{i}_k / A_i)$  за  $k$ -м ( $k \in 1, B$ ) методом.

Вище описані методи розпізнають тип АЗ, використовуючи всю сукупність оцінюваних параметрів АЗ, проте в залежності від конкретної ситуації для розпізнавання типу АЗ можна використовувати меншу кількість параметрів, що оцінюються, не зменшуючи ймовірність правильного розпізнавання, але заощаджуючи обчислювальні ресурси і час.

#### 2.2.1.5 Раціональний метод прийняття рішень

Цей метод призначений для поліпшення ефективності алгоритмів розпізнавання і його можна застосувати в разі, якщо є можливість розбити обраний алгоритм розпізнавання на етапи.

Раціональний спосіб заснований на покроковому спрощенні вихідного алгоритму розпізнавання чи поетапному зменшенні кількості типів АЗ, на належність до яких перевіряється виявлене радіовипромінювання.

Суть методу полягає в тому, що при розпізнаванні доступні оцінки параметрів використовуються в повному обсязі не одночасно, а поетапно. При цьому на кожному етапі відсіюються ті типи АЗ, які за результатами перевірки однозначно не підходять виявленому радіовипромінюванню [190, 192].

Метод забезпечує ймовірність правильного розпізнавання не гіршу, ніж ймовірність, що забезпечується вихідним алгоритмом розпізнавання (перетвореним за раціональним методом), але при цьому дозволяє обійтися значно меншим обсягом пам'яті, знизити необхідні обчислювальні ресурси та час.

Тепер перейдемо до розгляду розробленого алгоритму розпізнавання.

## 2.3 Алгоритм розпізнавання класів і типів активних завад, що надійшли на вхід РЛС виявлення БПЛА

### 2.3.1 Опис розробленого двоетапного послідовно-логічного алгоритму розпізнавання типів активних завад

Розроблений авторами послідовно-логічний алгоритм розпізнавання заснований на синтезі логічного та раціонального методів розпізнавання [ 183, 185, 188-190, 192, 195]. Відповідно до *раціонального* методу він є двоетапним: 1-й етап – розпізнавання класу АЗ, 2-й етап – розпізнавання типу АЗ із розпізнаного класу.

Перед початком розпізнавання заданий алфавіт  $Q$  типів АЗ поділяється на  $D < Q$  класів АЗ, що не перетинаються. При цьому кожен  $i$ -й ( $i \in 1, Q$ ) тип АЗ належить лише одному  $j$ -му ( $j \in 1, D$ ) класу АЗ. Потім визначається  $Z = \sum_{j=1}^Q Z_j$  параметрів з множини  $N$  оцінюваних параметрів АЗ, що необхідні для розпізнавання  $D$  класів АЗ. Тут  $Z_j$  – кількість параметрів, необхідних для розпізнавання  $j$ -го ( $j \in 1, D$ ) класу АЗ. Потім для кожного  $j$ -го ( $j \in 1, D$ ) класу АЗ визначається  $U_j$  параметрів АЗ, необхідних для розпізнавання типів АЗ, що належить цьому класу АЗ.

На першому етапі алгоритму оцінюються  $Z$  частотних і часових параметрів радіовипромінювань, необхідні для розпізнавання  $D$  класів АЗ за допомогою аналізатора параметрів сигналів (АПС). Потім, за вирішальним правилом *логічного* алгоритму (2.24) - (2.26), використовуючи отримані оцінки  $Z$  параметрів АЗ і апіорний еталонний опис класів АЗ (2.8), (2.10), розпізнається клас АЗ. Під еталонним описом класів АЗ розуміється безліч еталонних значень для  $Z$  параметрів.

На наступному етапі алгоритму розпізнавання за допомогою АПС оцінюються  $U_{\hat{j}}$  параметрів АЗ необхідні для розпізнавання типу АЗ, що належить до  $\hat{j}$ -го класу АЗ, який було розпізнано на першому етапі. Використовуючи отримані оцінки параметрів АЗ та опис типів АЗ розпізнаного  $\hat{j}$ -го класу, за вирішальним правилом *логічного* алгоритму (2.24)–(2.26) розпізнається тип АЗ.

Розглянемо розроблений двоетапний послідовно-логічний алгоритм докладніше, припускаючи, що описані вище попередні дії з розбиття параметрів для визначення класів і типів АЗ і формування еталонних описів класів і типів АЗ вже виконані.

### 2.3.1.1 Розпізнавання класу АЗ за послідовно-логічним алгоритмом

Для розпізнавання класу АЗ на першому етапі необхідно виконати наступну послідовність дій.

2.3.1.1.1 Оцінити  $Z$  значень параметрів АЗ  $\hat{\alpha}_v$ , що використовуються для розпізнавання класу АЗ, та занести отриманні данні до табл. 2.2.

Таблиця 2.2. Оцінені значення параметрів необхідні для розпізнавання класу АЗ

|                  | $v = 1$          | ... | $v = Z$          |
|------------------|------------------|-----|------------------|
| $\hat{\alpha}_v$ | $\hat{\alpha}_1$ | ... | $\hat{\alpha}_Z$ |

2.3.1.1.2 Відповідно до логічного алгоритму (2.24), (2.25) для кожного  $v$ -го ( $v \in 1, Z$ ) параметра кожного  $j$ -го ( $j \in 1, D$ ) класу АЗ прийняти рішення, чи входить оцінений параметр  $\hat{\alpha}_v$ , з урахуванням СКП вимірювання параметра АЗ  $\sigma_v$ , до множини еталонних значень  $j$ -го класу і присвоїти значення "1" або "0" змінним  $\gamma_v(j)$ :

$$\gamma_v(j) = \begin{cases} 1, & \Leftarrow \tilde{\alpha}_{j,v}^{\min} \leq \hat{\alpha}_v \leq \tilde{\alpha}_{j,v}^{\max}, \\ 0, & \Leftarrow (\hat{\alpha}_v < \tilde{\alpha}_{j,v}^{\min}) \cup (\hat{\alpha}_v > \tilde{\alpha}_{j,v}^{\max}). \end{cases} \quad (2.35)$$

2.3.1.1.3 Занести всі  $D \cdot Z$  отриманих значень  $\gamma_{j,v}$  (2.35) до табл. 2.3.

Таблиця 2.3. Прийняті рішення щодо належності оціненого параметра еталонному діапазону можливих значень

|         | $v = 1$        | ... | $v = Z$        |
|---------|----------------|-----|----------------|
| $j = 1$ | $\gamma_{1,1}$ | ... | $\gamma_{1,Z}$ |
| ...     | ...            | ... | ...            |
| $j = D$ | $\gamma_{D,1}$ | ... | $\gamma_{D,Z}$ |

2.3.1.1.4 Обчислити підсумкову суму рішень щодо кожного  $j$ -го класу

$$\gamma_{\Sigma}(j) = \sum_{v=1}^Z \gamma_{j,v}, \quad j \in 1, D, \quad (2.36)$$

користуючись табл. 2.3 та занести отримані значення до табл. 2.4.

Таблиця 2.4. Підсумкові суми рішень щодо кожного класу

|                      | $j = 1$              | ... | $j = D$              |
|----------------------|----------------------|-----|----------------------|
| $\gamma_{\Sigma}(j)$ | $\gamma_{\Sigma}(1)$ | ... | $\gamma_{\Sigma}(D)$ |

2.3.1.1.5 За вирішальним правилом логічного алгоритму (2.26), використовуючи результати табл. 2.4, розпізнати клас АЗ (номер  $\hat{j}$  класу АЗ). Якщо максимальних значень кілька, прийняти рішення про неможливість розпізнати клас АЗ та необхідність повторної оцінки параметрів радіовипромінювання та його розпізнавання в наступному періоді зондування. Тоді вирішальне правило для розпізнавання класу АЗ матиме такий вигляд:

$$\hat{j} = \begin{cases} \arg \max_{j=1 \dots D} (\gamma_{\Sigma}(j)) \Leftarrow \forall \ell \in \{1, D \mid \ell \neq \hat{j}\}, \gamma_{\Sigma}(\hat{j}) > \gamma_{\Sigma}(\ell), \\ 0 \Leftarrow \neg \exists \hat{j} \in \{1, D\}, \gamma_{\Sigma}(\hat{j}) > \gamma_{\Sigma}(\ell) \forall \ell \in \{1, D \mid \ell \neq \hat{j}\}. \end{cases} \quad (2.37)$$

Отримане (2.37) значення  $\hat{j}$  і є оцінкою класу виявленого радіовипромінювання.

2.3.1.1.6 Далі перейти до другого етапу – розпізнавання типу АЗ для розпізнаного на першому етапі класу.

### 2.3.1.2 Розпізнавання типу АЗ за послідовно-логічним алгоритмом

Для розпізнавання типу АЗ, що належить розпізаному класу АЗ, необхідно виконати наступну послідовність дій.

2.3.1.2.1 Оцінити  $U_{\hat{j}}$  значень параметрів АЗ  $\hat{\alpha}_v$ , що використовуються для розпізнавання типу АЗ, який належить розпізаному на першому етапі  $\hat{j}$ -му класу АЗ, та занести їх до табл. 2.5.

Таблиця 2.5 . Оцінені значення параметрів, необхідних для розпізнавання типу АЗ

|                  | $v = 1$          | ... | $v = U_{\hat{j}}$            |
|------------------|------------------|-----|------------------------------|
| $\hat{\alpha}_v$ | $\hat{\alpha}_1$ | ... | $\hat{\alpha}_{U_{\hat{j}}}$ |

2.3.1.2.2 Для кожного  $v$ -го ( $v \in 1, U_{\hat{j}}$ ) параметра кожного типу АЗ, що належить  $\hat{j}$ -му класу АЗ за логічним алгоритмом (2.24), (2.25) прийняти рішення, чи входить оцінений параметр  $\hat{\alpha}_v$  до діапазону еталонних значень з урахуванням заданого значення СКП вимірювання параметра АЗ  $\sigma_v$  та присвоїти значення "1" або "0" змінним  $\gamma_v(i)$ :

$$\gamma_v(i) = \begin{cases} 1, \Leftarrow \tilde{\alpha}_{i,v}^{\min} \leq \hat{\alpha}_v \leq \tilde{\alpha}_{i,v}^{\max}, \\ 0, \Leftarrow (\hat{\alpha}_v < \tilde{\alpha}_{i,v}^{\min}) \cup (\hat{\alpha}_v > \tilde{\alpha}_{i,v}^{\max}), \end{cases} \quad i \in i_{\min}, i_{\max}, \quad (2.38)$$

де  $i_{\min}, i_{\max}$  – мінімальний та максимальний номер типу АЗ, що належить  $\hat{j}$ -му класу АЗ.

2.3.1.2.3 Занести всі отримані значення  $\gamma_{i,v}$  (2.38) до табл. 2.6.

2.3.1.2.4 Обчислити підсумкову суму рішень щодо кожного типу АЗ

$$\gamma_{\Sigma}(i) = \sum_{v=1}^{U_{\hat{j}}} \gamma_{i,v}, \quad i \in i_{\min}, i_{\max}, \quad (2.39)$$

користуючись табл. 2.6 і занести отримані значення до табл. 2.7.

Таблиця 2.6. Прийняті рішення щодо належності оціненого параметра до діапазону еталонних значень

|                | $v = 1$               | ... | $v = U_{\hat{j}}$               |
|----------------|-----------------------|-----|---------------------------------|
| $i = i_{\max}$ | $\gamma_{i_{\max},1}$ | ... | $\gamma_{i_{\max},U_{\hat{j}}}$ |
| ...            | ...                   | ... | ...                             |
| $i = i_{\min}$ | $\gamma_{i_{\min},1}$ | ... | $\gamma_{i_{\min},U_{\hat{j}}}$ |

Таблиця 2.7. Підсумкові суми рішень щодо кожного типу АЗ

|                      | $i = i_{\min}$              | ... | $i = i_{\max}$              |
|----------------------|-----------------------------|-----|-----------------------------|
| $\gamma_{\Sigma}(i)$ | $\gamma_{\Sigma}(i_{\min})$ | ... | $\gamma_{\Sigma}(i_{\max})$ |

2.3.1.3 За вирішальним правилом логічного алгоритму (2.26), використовуючи результати табл. 2.7 розпізнати тип АЗ (номер  $\hat{i}$  типу АЗ), що належить до  $\hat{j}$ -го класу АЗ, розпізнаному на першому етапі алгоритму. Якщо максимальних значень декілька, то прийняти рішення про неможливість розпізнати тип АЗ та необхідність повторної оцінки параметрів радіовипромінювання та його розпізнавання на наступному періоді зондування. Тоді вирішальне правило для розпізнавання типу АЗ матиме наступний вигляд:

$$\hat{i} = \begin{cases} \arg \max_{i=i_{\min} \dots i_{\max}} (\gamma_{\Sigma}(\hat{i})) \Leftarrow \forall \ell \in \{i_{\min}, i_{\max} \mid \ell \neq \hat{i}\}, \gamma_{\Sigma}(\hat{i}) > \gamma_{\Sigma}(\ell), \\ 0 \Leftarrow \neg \exists \hat{i} \in \{i_{\min}, i_{\max}\}, \gamma_{\Sigma}(\hat{i}) > \gamma_{\Sigma}(\ell) \quad \forall \ell \in \{i_{\min}, i_{\max} \mid \ell \neq \hat{i}\}. \end{cases} \quad (2.40)$$



Отримане (2.40) значення  $\hat{i}$  і є оцінкою типу виявленого радіовипромінювання.

Тепер конкретизуємо розроблений послідовно-логічний алгоритм стосовно до розпізнавання в РЛС з послідовністю ЛЧМ зондувальних радіоімпульсів наступних класів і типів прийнятих АЗ.

Клас №1. Маскувальна неперервна АЗ:

- широкосмугова (загороджувальна) активно-шумова завада (АШЗ);
- вузькосмугова (прицільна) прямошумова АШЗ.

Клас №2. Імітувальна імпульсна АЗ:

- багаторазова відповідна імпульсна завада;
- DRFM завада типу SMSP;
- DRFM завада типу C & I.

Вважатимемо, що в АПС вимірюються такі часові параметри:

– тривалість, виміряна в межах періоду повторення зондувальних імпульсів РЛС;

– час надходження, відрахований з моменту відкриття приймача РЛС;

та частотні параметри:

– вид внутрішньоімпульсної модуляції;

– девіація частоти (максимальні та мінімальні частоти в межах тривалості імпульсу);

– кількість періодів модуляції в межах тривалості імпульсу;

– ширина спектра;

– відношення крутості періодів частотної модуляції (ЧМ) АЗ до крутості ЧМ радіоімпульсу РЛС.

## 2.3.2 Конкретизація послідовно-логічного алгоритму

### 2.3.2.1 Підготовка вихідних даних

Як зазначалося вище, перед розпізнаванням  $D=2$  класів та  $Q=2+3=5$  типів необхідно підготувати вихідні дані:

1) сформувати таблицю еталонних можливих значень, необхідних для розпізнавання класу АЗ;

2) сформувати таблицю еталонних можливих значень для кожного параметра кожного типу  $D=2$  класів АЗ.

2.3.2.1.1 Користуючись матеріалами п. 2.3.1, з урахуванням значень параметрів РЛС (табл. 2.8) та параметрів АПС (табл. 2.9) сформуємо діапазони можливих значень параметрів заданих типів АЗ та занесемо їх до табл. 2.10.

Обґрунтуємо деякі із заданих діапазонів табл. 2.10.

Тривалість *неперервних* маскувальних АШЗ визначено як період повторення зондувальних імпульсів  $T_0$ , через те, що всі параметри завад вимірюються в межах періоду й після випромінювання наступного зондувального імпульсу починається новий відлік тривалості.

Таблиця 2.8. Параметри РЛС

| Назва параметра                                                                  | Значення параметра                                                            |
|----------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------|
| 1 Несуча (середня) частота (довжина хвилі)                                       | $f_0 = 3 \text{ GHz}$ ( $\lambda = 0.1 \text{ m}$ )                           |
| 2 Ширина смуги пропускання приймача                                              | $\Delta F_0 = 0.5 \text{ MHz}$                                                |
| 3 Тривалість зондувальних лінійно частотно модульованих (ЛЧМ) радіоімпульсів РЛС | $\tau_0 = 300 \text{ }\mu\text{s}$                                            |
| 4 Коефіцієнт стиснення ЛЧМ радіоімпульсу РЛС                                     | $m = 150$                                                                     |
| 5 Девіація частоти                                                               | $\Delta f_0 = 0.5 \text{ MHz}$                                                |
| 6 Частота (період) зондування ЛЧМ радіоімпульсів РЛС (для першої пачки)          | $F_0^{(1)} = 333.33 \text{ Hz}$ ,<br>$(T_0^{(1)} = 3000 \text{ }\mu\text{s})$ |
| 7 Частота (період) зондування ЛЧМ радіоімпульсів РЛС (для другої пачки)          | $F_0^{(2)} = 317.45 \text{ Hz}$ ,<br>$(T_0^{(3)} = 3150 \text{ }\mu\text{s})$ |
| 8 Частота (період) зондування ЛЧМ радіоімпульсів РЛС (для третьої пачки)         | $F_0^{(3)} = 303.03 \text{ Hz}$ ,<br>$(T_0^{(3)} = 3300 \text{ }\mu\text{s})$ |

Таблиця 2.9. Параметри АПС

| Назва параметра                                                                   | Значення параметра                      |
|-----------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------|
| 1 Робоча смуга частот                                                             | $\Delta S = 2 \text{ GHz}$              |
| 2 СКП вимірювання ширини спектра                                                  | $\sigma_{\Delta F} \leq 100 \text{ Hz}$ |
| 3 СКП вимірювання тривалості та часу надходження                                  | $\sigma_{\tau} \leq 10 \text{ ns}$      |
| 4 СКП вимірювання тривалості одного періоду модуляції в межах тривалості імпульсу | $\sigma_{TM} \leq 10 \text{ ns}$        |
| 5 Ймовірність правильного розпізнавання виду внутрішньоімпульсної модуляції       | $P_M \geq 85 \%$                        |

Таблиця 2.10. Діапазони можливих значень параметрів заданих типів АЗ

| i | Тип АЗ                                   | Клас АЗ                        | Час надходження,<br>$\nu = 1$                     | Тривалість,<br>$\nu = 2$                            | Вид внутрішньоімпульсної модуляції,<br>$\nu = 3$ | Ширина спектра,<br>$\nu = 4$                                                            | Кількість періодів модуляції в межах тривалості імпульсу,<br>$\nu = 5$ | Відношення крутості періодів ЧМ АЗ до крутості ЧМ імпульсу РЛС,<br>$\nu = 6$ |
|---|------------------------------------------|--------------------------------|---------------------------------------------------|-----------------------------------------------------|--------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------|
| 1 | Вузькосмугова (прицільна) завада         | Маскувальна безперервна завада | $t = 0$                                           | $\tau = T_0$                                        | Параметр не визначається для цього класу АЗ      | $\Delta f_{\min} = \Delta F_0,$<br>$\Delta f_{\max} = 2 \cdot \Delta F_0$               | Параметр не визначається для цього класу АЗ                            | Параметр не визначається для цього класу АЗ                                  |
| 2 | Широкосмугова (загороджувальна) завада   |                                |                                                   |                                                     |                                                  | $\Delta f_{\min} = 2 \cdot \Delta F_0,$<br>$\Delta f_{\max} = S_{\max}$                 |                                                                        |                                                                              |
| 3 | DRFM завада типу SMSP                    | Імітувальна імпульсна завада   | $t_{\min} = \tau_0,$<br>$t_{\max} = T_0 - \tau_0$ | $t_{\min} = \tau_0,$<br>$t_{\max} = 3 \cdot \tau_0$ | Лінійна частотна модуляція (ЛЧМ)                 | $\Delta f = \Delta F_0$                                                                 | $N_T^{\min} = 2,$<br>$N_T^{\max} = 10$                                 | $\Delta\beta_{\min} = 2,$<br>$\Delta\beta_{\max} = 10$                       |
| 4 | DRFM завада типу C & I                   |                                |                                                   | $\tau = \tau_0$                                     |                                                  | $\Delta f_{\min} = 0,54 \cdot \Delta F_0,$<br>$\Delta f_{\max} = 0,98 \cdot \Delta F_0$ | $N_T^{\min} = 4,$<br>$N_T^{\max} = 72$                                 | $\Delta\beta = 1$                                                            |
| 5 | Багаторазова відповідна імпульсна завада |                                |                                                   |                                                     |                                                  | $\Delta f = \Delta F_0$                                                                 | $N_T = 1$                                                              | $\Delta\beta = 1$                                                            |

В якості максимального значення ширини спектра  $\Delta f_{\max}$  загороджувальної АПЗ вказано максимальне значення  $S_{\max}$  робочого діапазону частот АПС  $\Delta S = S_{\max} - S_{\min}$ , оскільки ширина спектра такої широкосмугової завади суттєво перевищує ширину смуги пропускання приймача РЛС.

Мінімальне ( $N_T^{\min} = 2$ ) та максимальне ( $N_T^{\max} = 10$ ) еталонні значення кількості періодів модуляції (елементів) в межах імпульсу DRFM завади типу SMSР (рис. 2.9, с, d) визначено в [3], де зазначено, що цю заваду доцільно формувати з 2 – 10 елементів.

Визначимо ці значення для DRFM завади типу С & І (рис. 2.11). Згідно з проведеними авторами дослідженнями, цю заваду доцільно формувати з 2 – 12 пакетів або, що еквівалентно, кожен сегмент сформованого імпульсу завади має утримувати від  $z_{\min} = 2$  до  $z_{\max} = 12$  елементів. Враховуючи, що кожен пакет повинен формуватися мінімум із двох елементів, отримаємо мінімальну кількість періодів модуляції в межах тривалості імпульсу  $N_T^{\min} = 2 \cdot z_{\min} = 4$ .

Максимальне значення періодів модуляції  $N_T^{\max} = 72$  (табл. 2.10) в межах тривалості імпульсу DRFM завади типу С & І визначено, виходячи з того, що для формування помітних хибних цілей відстань між піками  $\tau_0/N_T$  відклику фільтра стиснення на заваду (рис. 2.12, g) повинна бути не менше ширини піки  $\tau_0/N_T \geq \tau_{\text{com}}^{(C\&I)}$ . Звідси випливає  $N_T \leq \tau_0/\tau_{\text{com}}^{(C\&I)}$ , тобто  $N_T^{\max} = \tau_0/\tau_{\text{com}}^{(C\&I)}$  де ширина піки за рівнем 0,707 становить  $\tau_{\text{com}}^{(C\&I)} \approx 1,12/\Delta f_{\min}^{(C\&I)}$ .

Знайдемо величину мінімальної девіації частоти  $\Delta f_{\min}^{(C\&I)}$  (рис. 2.11, f) в імпульсі DRFM завади типу С & І, що використовується в табл. 2.10 яка необхідна для обчислення величини  $N_T^{\max}$ . Вона відповідає заваді з мінімальною кількістю сегментів, рівного двом, і максимальною кількістю елементів у сегменті  $z_{\max} = 12$ , тобто заваді з  $N_T = 2 \cdot z_{\max} = 2 \times 12 = 24$  періодами модуляції в межах тривалості імпульсу. Тоді отримаємо, що мінімальна девіація частоти дорівнює (див. (2.6))

$$\Delta f_{\min}^{(C\&I)} = \Delta f_0 - (z_{\max} - 1) \cdot \Delta f_0 / N_T = \Delta f_0 \cdot (1 - 11/24) \approx 0,54 \cdot \Delta f_0.$$

Тоді, враховуючи, що девіація частоти зондувального ЛЧМ імпульсу  $\Delta f_0$  дорівнює ширині смуги пропускання приймача  $\Delta f_0 = \Delta F_0$  (див. табл. 2.8), маємо:

$$N_T^{\max} = \tau_0 / \tau_{com}^{(C\&I)} = \tau_0 \cdot \Delta F_0 \cdot (0,54/1,12) \approx 0,48 \cdot \tau_0 \cdot \Delta F_0.$$

Підставимо в це співвідношення задані параметри РЛС  $\tau_0 = 300 \mu s$ ,  $\Delta F_0 = 0,5 \text{ MHz}$  (табл. 2.8) і отримаємо, що  $N_T^{\max} = 0,48 \times 300 \times 10^{-6} \times 0,5 \times 10^6 = 72$ .

Максимальна девіація частоти в імпульсі DRFM завади типу С & І  $\Delta f_{\max}^{(C\&I)}$  (Див. табл. 2.10) відповідає заваді з максимальною кількістю елементів  $N_T^{\max} = 72$  при  $z_{\min} = 2$ :

$$\Delta f_{\max}^{(C\&I)} = \Delta F_0 - (z_{\min} - 1) \cdot \Delta F_0 / N_T^{\max} = \Delta F_0 - \Delta F_0 / 72 \approx 0,98 \cdot \Delta F_0.$$

Відношення  $\Delta\beta$  (табл. 2.10) крутизни частотної модуляції БВІАЗ й періоду частотної модуляції DRFM завади типу С & І до крутості лінійної частотної модуляції зондувального радіоімпульсу РЛС дорівнює одиниці ( $\Delta\beta = 1$ ), оскільки вони мають однакову крутість (рис. 2.7, 2.11).

Для DRFM завади типу SMSP  $\Delta\beta = \beta_{SMSP} / \beta_0 = n \cdot \beta_0 / \beta_0 = n = N_T$  (Див. (2.1)), тобто це відношення дорівнює числу періодів модуляції імпульсу завади. Оскільки для такої DRFM завади  $N_T^{\min} = 2$  і  $N_T^{\max} = 10$  (див. вище), то  $\Delta\beta_{\min} = 2$  й  $\Delta\beta_{\max} = 10$  (Табл. 2.10).

2.3.2.1.2 З табл. 2.10 виділимо ті параметри АЗ, можливі значення яких відрізняються для різних класів АЗ й сформуємо таблицю еталонних значень параметрів, що не перекриваються, для розпізнавання заданих класів АЗ (табл. 2.11).

2.3.2.1.3 З табл. 2.10 виділимо ті параметри АЗ, можливі значення яких різні для різних типів маскувальних неперервних шумових завад і сформуємо таблицю еталонних значень параметрів АЗ, що не перекриваються, необхідних для розпізнавання заданих типів маскувальних неперервних активних шумових завад (табл. 2.12).

Таблиця 2.11. Еталонні значення параметрів заданих класів АЗ

| Клас АЗ                   | Номер класу | Час надходження,<br>$v = 1$                    | Тривалість,<br>$v = 2$                                    | Вид внутрішньої імпульсної модуляції,<br>$v = 3$ |
|---------------------------|-------------|------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------|--------------------------------------------------|
| 1. Маскувальна неперервна | $j = 1$     | $t = 0$                                        | $\tau = T_0$                                              | Параметр не визначається для цього класу АЗ      |
| 2. Імітувальна імпульсна  | $j = 2$     | $\tau_{\min} = \tau_0,$<br>$\tau_{\max} = T_0$ | $\tau_{\min} = \tau_0,$<br>$\tau_{\max} = 3 \cdot \tau_0$ | ЛЧМ                                              |

Таблиця 2.12. Еталонні значення параметрів заданих типів маскувальних неперервних шумових АЗ

| Тип АЗ                                  | Номер типу АЗ | Ширина спектра АЗ, $v = 4$                                                     |
|-----------------------------------------|---------------|--------------------------------------------------------------------------------|
| 1. Вузькосмугова (прицільна) АШЗ        | $i = 1$       | $\Delta f_{\min} = 0,1 \cdot \Delta F_0, \Delta f_{\max} = 2 \cdot \Delta F_0$ |
| 2. Широкопсмугова (загороджувальна) АШЗ | $i = 2$       | $\Delta f_{\min} = 2 \cdot \Delta F_0, \Delta f_{\max} = S_{\max}$             |

2.3.2.1.4 З табл. 2.10 виділимо ті параметри АЗ, можливі значення яких різні для різних типів імітувальних імпульсних завад і сформуємо таблицю еталонних значень параметрів АЗ, необхідних для розпізнавання заданих типів імітувальних імпульсних завад (табл. 2.13).

2.3.2.1.4 Після того, як підготовлені вихідні дані, можна переходити до розпізнавання класу АЗ за послідовно-логічним алгоритмом.

Таблиця 2.13 Еталонні значення параметрів заданих типів імітувальних імпульсних АЗ

| Тип АЗ                   | Номер типу АЗ | Тривалість імпульсу, $\nu = 2$                      | Девіація частоти, $\nu = 4$                                                             | Кількість періодів модуляції в межах тривалості імпульсу, $\nu = 5$ | Відношення крутості періодів ЧМ АЗ та ЧМ імпульсу РЛС, $\nu = 6$ |
|--------------------------|---------------|-----------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------|
| 1. DRFM завада типу SMSP | $i = 1$       | $t_{\min} = \tau_0,$<br>$t_{\max} = 3 \cdot \tau_0$ | $\Delta f = \Delta F_0$                                                                 | $N_T^{\min} = 2,$<br>$N_T^{\max} = 10$                              | $\Delta\beta_{\min} = 2,$<br>$\Delta\beta_{\max} = 10$           |
| 2. DRFM завада типу C&I  | $i = 2$       | $\tau = \tau_0$                                     | $\Delta f_{\min} = 0,54 \cdot \Delta F_0,$<br>$\Delta f_{\max} = 0,98 \cdot \Delta F_0$ | $N_T^{\min} = 4,$<br>$N_T^{\max} = 72$                              | $\Delta\beta = 1$                                                |
| 3. ББІАЗ                 | $i = 3$       |                                                     | $\Delta f = \Delta F_0$                                                                 | $N_T = 1$                                                           | $\Delta\beta = 1$                                                |

### 2.3.2.2 Етап №1 – розпізнавання класу АЗ

2.3.2.2.1 Відповідно до алгоритму розпізнавання класу АЗ, викладеного в п. 2.3.1.1, оцінюється  $Z = 3$  значення параметрів АЗ:

- час надходження;
- тривалість;
- вид внутрішньоімпульсної модуляції.

Використовуючи ці оцінки та таблицю еталонних значень параметрів заданих  $D = 2$  класів АЗ (табл. 2.11), за правилом (2.35) надаються значення "1" або "0" змінним  $\gamma_\nu(j)$  ( $\nu = 1, 2, 3$ ) та за формулою (2.36) обчислюються підсумкові суми рішень  $\gamma_\Sigma(j)$  за двома класами АЗ.

2.3.2.2.2 За вирішальним правилом (2.37), яке для даних умов можна подати наступним чином:



$$\hat{j} = \begin{cases} 1, \text{ если } ((\gamma_{\Sigma}(1)=2) \cap (\gamma_{\Sigma}(2)=0)) \cup ((\gamma_{\Sigma}(1)=1) \cap (\gamma_{\Sigma}(2)=0)), \\ 2, \text{ если } ((\gamma_{\Sigma}(1)=0) \cap (\gamma_{\Sigma}(2)=2)) \cup ((\gamma_{\Sigma}(1)=0) \cap (\gamma_{\Sigma}(2)=1)), \\ 0, \text{ если } ((\gamma_{\Sigma}(1)=1) \cap (\gamma_{\Sigma}(2)=1)) \cup ((\gamma_{\Sigma}(1)=0) \cap (\gamma_{\Sigma}(2)=0)), \end{cases} \quad (2.41)$$

розпізнається клас АЗ.

Отримане за (2.41) значення  $\hat{j}=1$  і є оцінкою класу активної завади, прийнятої РЛС: «Маскувальна неперервна» ( $\hat{j}=1$ ) або  $\hat{j}=2$  «Імітувальна імпульсна» ( $\hat{j}=2$ ).

Якщо ж прийнято рішення  $\hat{j}=0$ , то 1-й етап розпізнавання класу АЗ проводиться повторно на наступному періоді зондування.

Після ухвалення рішення  $\hat{j}=1$  або  $\hat{j}=2$  переходимо до етапу №2.

### 2.3.2.3 Етап №2 – розпізнавання типу АЗ із розпізнаного класу

2.3.2.3.1 Нехай на першому етапі прийнято рішення  $\hat{j}=1$ , тобто визначено клас АЗ – «Маскувальна неперервна», тобто активна шумова завада.

Відповідно до алгоритму розпізнавання типу АЗ, викладеного в п. 2.3.1.2 оцінюється ширина спектра АШЗ.

Порівнюючи цю оцінку та еталонні значення ширини спектра двох типів АШЗ (табл. 2.12), величинам  $\gamma(1)$  і  $\gamma(2)$  за правилом (2.38) ( $v=1$ ) присвоюються значення "1" або "0".

2.3.2.3.2 За вирішальним правилом (2.40), яке для даних умов можна подати наступним чином:

$$\hat{i} = \begin{cases} 1, \text{ если } ((\gamma(1)=1) \cap (\gamma(2)=0)), \\ 2, \text{ если } ((\gamma(1)=0) \cap (\gamma(2)=1)), \\ 0, \text{ если } ((\gamma(1)=1) \cap (\gamma(2)=1)) \cup ((\gamma(1)=0) \cap (\gamma(2)=0)), \end{cases} \quad (2.42)$$

розпізнається тип АШЗ.

Отримане за (2.42) значення  $\hat{i}=1$  і є оцінкою типу АШЗ, що прийнята РЛС: «Вузькосмугова АШЗ» ( $\hat{i}=1$ ) або  $\hat{i}=2$  «Широкосмугова АШЗ» ( $\hat{i}=2$ ).

2.3.2.3.3 Нехай на першому етапі прийнято рішення  $\hat{j} = 2$ , тобто. визначено клас АЗ – « Імітувальна імпульсна».

Відповідно до алгоритму розпізнавання типу АЗ, викладеного в п. 2.3.1.2, оцінюється такі значення параметрів АЗ:

- девіація частоти;
- кількість періодів модуляції в межах тривалості імпульсу;
- відношення крутості періоду частотної модуляції (ЧМ) до крутості ЧМ зондувального імпульсу РЛС.

Використовуючи ці оцінки, а також оцінку тривалості імпульсу завади, отриману на етапі №1, і таблицю еталонних значень параметрів заданих  $D = 3$  типів імпульсної АЗ (табл. 2.13), за правилом (2.38) надаються значення "1" або "0" змінним  $\gamma_v(i)$  ( $v = 1...4$ ) та за формулою (2.38) обчислюються підсумкові суми рішень  $\gamma_\Sigma(j)$  за трьома типами імпульсної АЗ.

2.3.2.3.4 За вирішальним правилом (2.40) розпізнається тип імпульсної АЗ.

Отримане за (2.40) значення  $\hat{i}$  є оцінкою типу імпульсної АЗ, що прийнята РЛС: « DRFM завада типу SMSP » ( $\hat{i} = 1$ ), « DRFM завада типу C & I » ( $\hat{i} = 2$ ) або «Багаторазова відповідна імпульсна завада» ( $\hat{i} = 3$ ).

Перейдемо тепер до методики оцінки ймовірності розпізнавання класу та типу АЗ при математичному моделюванні розробленого послідовно-логічного алгоритму.

2.4 Методика математичного моделювання розробленого алгоритму розпізнавання та оцінки ймовірності правильного розпізнавання класу та типу активних завад

Методика передбачає математичне моделювання розробленого двохетапного послідовно-логічного алгоритму розпізнавання класу та типу активних завад, прийнятих РЛС, що випромінює послідовність ЛЧМ радіоімпульсів, а також оцінку ймовірності розпізнавання класу та типу прийнятої

активної завади. При цьому на першому етапі оцінюється ймовірність розпізнавання класу АЗ, а на другому – типу АЗ.

#### 2.4.1 Алгоритм випробування з розпізнавання класу АЗ

Алгоритм  $\ell$ -го ( $\ell \in 1, K$ ) випробування з розпізнавання класу АЗ включає такі операції:

- вибір одного із двох номерів класу АЗ, що моделюється, і формування справжніх значень параметрів АЗ для вибраного класу;
- моделювання оцінок параметрів АЗ вибраного класу;
- розпізнавання класу АЗ (див. п.п. 2.3.1.1 та 2.3.2.2).

За  $K$  випробуваннями оцінюється ймовірність правильного розпізнавання класу АЗ.

##### 2.4.1.1 Формування істинних значень параметрів обраного класу АЗ

2.4.1.1.1 Вибрати номер  $j \in 1, 2$  класу, що моделюється, з  $D = 2$  заданих класів АЗ за допомогою датчика рівномірного розподілу.

2.4.1.1.2 Сформувати справжні значення параметрів вибраного класу АЗ  $\alpha_v^{(j, \ell)}$  за допомогою еталонних значень, наведених у табл. 2.11, трьома способами.

1. Справжнє значення *діапазонного*  $v$ -го параметра для  $\ell$ -го випробування формується у вигляді

$$\alpha_v^{(j, \ell)} = \alpha_{j, v}^{\min} + (\alpha_{j, v}^{\max} - \alpha_{j, v}^{\min}) \cdot \delta_v^{(j, \ell)}, \quad \delta_v^{(j, \ell)} \in (0 \dots 1), \quad (2.43)$$

де  $\alpha_{j, v}^{\min}, \alpha_{j, v}^{\max}$  – мінімальне та максимальне еталонні значення  $v$ -го параметра для  $j$ -го ( $j = 1, 2$ ) класу АЗ, взяті з таблиці еталонних значень (табл. 2.11);

$\delta_v^{(i, \ell)}$  – значення датчика рівномірного розподілу, заданого в діапазоні від 0 до 1.

2. Справжнє значення *точкового*  $v$ -го параметра для  $\ell$ -го випробування формується наступним чином:

$$\alpha_v^{(j,\ell)} = \tilde{\alpha}_{j,v}, \quad (2.44)$$

де  $\tilde{\alpha}_{j,v}$  – еталонне значення  $v$ -го параметра  $j$ -го класу АЗ, взятє з таблиці еталонних значень (табл. 2.11).

3. В якості справжнього значення параметра «вид внутрішньоімпульсної модуляції» (табл. 2.11) задається логічна одиниця при наявності внутрішньоімпульсної ЛЧМ і «0» при її відсутності:

$$\alpha_v^{(j,\ell)} = \begin{cases} 1 & \Leftarrow j = 1, \\ 0 & \Leftarrow j = 2. \end{cases} \quad (2.45)$$

#### 2.4.1.2 Моделювання оцінок значень параметрів обраного класу АЗ

2.4.1.2.1 Оцінка  $\hat{\alpha}_v^{(j,\ell)}$   $v$ -го параметра для  $\ell$ -го випробування моделюється у вигляді

$$\hat{\alpha}_v^{(j,\ell)} = \alpha_v^{(j,\ell)} + \sigma_{j,v} \cdot \mu_v^{(j,\ell)}, \quad \mu_v^{(j,\ell)} \sim CN(0,1), \quad (2.46)$$

де  $\alpha_v^{(j,\ell)}$  – справжнє значення параметра, сформоване раніше – (2.43) або (2.44);

$\sigma_{j,v}$  – середньоквадратична похибка (СКП) оцінки  $\hat{\alpha}_v^{(j,\ell)}$  з табл. 2.9;

$\mu_v^{(j,\ell)}$  – значення, отримане з датчика нормального розподілу з нульовим середнім та одиничною дисперсією;

$\sigma_{j,v} \cdot \mu_v^{(j,\ell)}$  – величина, що забезпечує випадковість оцінки із заданою величиною СКП вимірювання.

2.4.1.2.2 Оцінка  $\hat{\alpha}_v^{(j,\ell)}$  параметра «вид внутрішньоімпульсної модуляції» для  $\ell$ -го випробування моделюється у вигляді

$$\hat{\alpha}_v^{(j,\ell)} = \begin{cases} 1, & \text{если } \beta_v^{(j,\ell)} \leq P_{\alpha_v}, \\ 0, & \text{если } \beta_v^{(j,\ell)} > P_{\alpha_v}, \end{cases} \quad (2.47)$$

де  $\beta_v^{(j,\ell)} \in (1, 2, \dots, 100)$  – ціле значення з датчика рівномірного розподілу, задане в діапазоні від 1 до 100, необхідне для урахування заданої (табл. 2.9) ймовірності правильної оцінки  $v$ -го параметра «вид внутрішньоімпульсної модуляції»  $P_M$ .

Пояснимо докладніше формування оцінки параметра «вид внутрішньоімпульсної модуляції» (2.47). За допомогою датчика рівномірного розподілу генерується ціле число  $\beta_v^{(j,\ell)}$  в діапазоні від 1 до 100 й визначається, до якого з двох інтервалів  $1 \leq \beta_v^{(j,\ell)} \leq P_M$  або  $P_M < \beta_v^{(j,\ell)} \leq 100$  воно потрапить. Вважається, що якщо число потрапило до діапазону  $1 \leq \beta_v^{(j,\ell)} \leq P_M$ , то параметр розпізнаний правильно; якщо до діапазону  $P_M < \beta_v^{(j,\ell)} \leq 100$  – неправильно. Тоді, при великій кількості експериментів, частота потрапляння чисел  $\beta_v^{(j,\ell)}$  до інтервалу  $1 \leq \beta_v^{(j,\ell)} \leq P_M$  буде наближатися до ймовірності  $P_M$ , тобто змодельована оцінка  $v$ -го параметра співпадатиме зі справжнім значенням «наявності внутрішньоімпульсної ЛЧМ» із імовірністю  $P_M$ .

#### 2.4.1.3 Розпізнавання класу АЗ

За алгоритмом, викладеним у п.п. 2.3.1.1 та 2.3.2.2 та вирішальному правилу (2.41) оцінити номер  $\hat{j}$  класу АЗ.

#### 2.4.1.4 Оцінка ймовірності правильного розпізнавання класу АЗ

2.4.1.4.1 Порівняти оцінку  $\hat{j}$  номера класу АЗ  $\ell$ -го ( $\ell \in 1, K$ ) випробування з вибраним у п. 2.4.1.2 номером класу  $j$ . На підставі такого порівняння присвоїти змінній  $V_\ell$  ( $\ell \in 1, K$ ) значення 1 або 0 за наступним правилом:

$$V_\ell = \begin{cases} 1, & \text{если } \hat{j} = j, \\ 0 & \text{если } \hat{j} \neq j. \end{cases} \quad (2.48)$$

2.4.1.4.2 Підрахувати кількість правильних (*correct*) рішень  $p_{cor}$  у серії з  $K$  статистичних випробувань

$$p_{cor} = \sum_{\ell=1}^K V_{\ell}.$$

2.4.1.4.3 Оцінити ймовірність правильного (*correct*) розпізнавання ( $P_{cor}$ ) класу АЗ у відсотках відносно загальної кількості випробувань:

$$P_{cor}(\%) = \frac{p_{cor}}{K} \cdot 100. \quad (2.49)$$

## 2.4.2 Алгоритм випробування з розпізнавання типу АЗ

Алгоритм  $\ell$ -го ( $\ell \in 1, K$ ) випробування з розпізнавання класу АЗ включає наступні операції:

- задання класу модельованої активної завади;
- вибір номера модельованого типу АЗ із заданого класу та формування справжніх значень параметрів АЗ для вибраного типу;
- моделювання оцінок параметрів АЗ вибраного типу;
- розпізнавання типу АЗ (див. п.п. 2.3.1.2 та 2.3.2.3).

За  $K$  випробуваннями оцінюється можливість правильного розпізнавання типу АЗ.

Докладніше послідовність дій описана вище.

## 2.5 Результати аналізу ймовірності правильного розпізнавання класів і типів активних завад під час використання розробленого алгоритму розпізнавання

### 2.5.1 Умови моделювання

1) У ході моделювання досліджується ефективність розпізнавання наступних двох можливих класів активної завади (АЗ):

- маскувальної безперервної шумової завади (АЗ 1-го класу),
- імітувальної імпульсної завади (АЗ 2-го класу)

шляхом оцінювання двох (*часу надходження та тривалості*) **часових параметрів (ЧП)** та задання *ймовірності правильного розпізнавання (ЙмПР)* виду внутрішньоімпульсної модуляції (**ВІМ**)  $P_M$ , порівняння оцінок із діапазонами еталонних значень (**ДЕЗ**), прийняття рішення про належність аналізованої АЗ до першого або другого класу та розрахунку показників якості розпізнавання.

Вихідні дані для часу надходження та тривалості АЗ 1-го та 2-го класів визначені в табл. 2.10, 2.11 та наведені в табл. 2.14.

Таблиця 2.14. Значення часових параметрів АЗ 1-го та 2-го класів

| Клас АЗ                    | Номер класу | Час надходження,<br>$v = 1$                              | Тривалість,<br>$v = 2$                                               |
|----------------------------|-------------|----------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------|
| 1. Маскувальна безперервна | $j = 1$     | $t = 0$                                                  | $\tau = T_0 = 3000$ мкс                                              |
| 2. Імітувальна імпульсна   | $j = 2$     | $\tau_{\min} = \tau_0 = 300$ мкс,<br>$\tau_{\max} = T_0$ | $\tau_{\min} = \tau_0$ ,<br>$\tau_{\max} = 3 \cdot \tau_0 = 900$ мкс |

2) Як показники якості розпізнавання класу АЗ використовуються обчислені у відсотках наступні ймовірності:

- ймовірність правильного розпізнавання ( $P_{cor}$ ) (п.п. 2.4.1.4)

$$P_{cor}(\%) = \frac{P_{cor}}{K} \cdot 100, \quad (2.50)$$

де  $p_{cor}$  – число правильних рішень у серії з  $K = M - p_{np}$  випробувань;  $M$  – загальна кількість проведених випробувань;  $p_{np}$  – число випробувань, в яких не було прийняте рішення про належність аналізованої (прийнятої) завади до того чи іншого класу (кількість неоднозначних рішень).

- ймовірність помилки (*error*) розпізнавання ( $P_{er}$ )

$$P_{er}(\%) = \frac{P_{er}}{K} \cdot 100, \quad (2.51)$$

де  $p_{er}$  – число помилкових рішень у серії з  $K$  випробувань;

➤ ймовірність неоднозначного (ambiguous) рішення ( $P_{amb}$ )

$$P_{amb}(\%) = \frac{P_{amb}}{M} \cdot 100, \quad (2.52)$$

де  $p_{amb}$  – число неоднозначних рішень у серії з  $M = K + p_{amb}$  проведених випробувань, коли програма не змогла прийняти рішення про належність завади, що розпізнається, до того чи іншого класу.

У ході моделювання проводилося  $K = 10000$  випробувань.

Порівняння (2.50) та (2.51) показує, що

$$P_{cor}(\%) = (1 - P_{er}) \cdot 100. \quad (2.53)$$

Зауважимо, що за умов реального функціонування системи розпізнавання класів і типів активних завад неоднозначні рішення, тобто неможливість прийняття рішення про належність прийнятої активної завади до того чи іншого класу або типу призводить до повторної оцінки параметрів прийнятої АЗ та її розпізнавання на наступному періоді зондування. Це збільшує час аналізу при розпізнаванні.

3) Для аналізу ефективності розпізнавання в ході моделювання досліджуються залежності ймовірностей  $P_{cor}$  (2.50),  $P_{er}$  (2.51) та  $P_{amb}$  (2.52) від значень середньоквадратичних похибок (СКП) вимірювання  $\sigma_t$  двох часових параметрів та ймовірності правильного розпізнавання  $P_M$  виду внутрішньоімпульсної модуляції.

Значення СКП  $\sigma_t$  оцінки ЧП визначається нормованим до тривалості зондувального ЛЧМ імпульсу РЛС і є безрозмірним, а ймовірність правильного розпізнавання виду ВІМ  $P_M$  завади задається у відсотках.

4) При розпізнаванні класу АЗ використовується така кількість параметрів:

➤ **два параметра:** час надходження (перший параметр) та тривалість (другий параметр);



➤ **три параметра:** час надходження, тривалість та вид внутрішньоімпульсної модуляції (третій параметр).

5) Для задання того чи іншого розміру діапазону еталонних значень часових параметрів відповідного класу АЗ при розпізнаванні (див. табл. 2.11) вводяться три значення коефіцієнта  $m$  ( $m=1, m=2, m=3$ ). При цьому мінімально можливе еталонне значення  $v$ -го ( $v \in 1, 2$ ) часового параметра для  $j$ -го ( $j \in 1, 2$ ) класу визначається як  $\tilde{\alpha}_{j,v}^{\min} = \alpha_{j,v} - m \cdot \sigma_v$  – для точкового параметра (2.25) і як  $\tilde{\alpha}_{j,v}^{\min} = \alpha_{j,v}^{\min} - m \cdot \sigma_v$  – для діапазонного (2.24), де  $\alpha_{j,v}^{\min}$  – мінімальне дійсне значення  $v$ -го діапазонного параметра для  $j$ -го класу,  $\alpha_{j,v}$  – дійсне значення  $v$ -го точкового параметра для  $j$ -го класу. Відповідно, максимально можливе еталонне значення визначається як  $\tilde{\alpha}_{j,v}^{\max} = \alpha_{j,v} + m \cdot \sigma_v$  для точкового параметра і  $\tilde{\alpha}_{j,v}^{\max} = \alpha_{j,v}^{\max} + m \cdot \sigma_v$  для діапазонного. Наприклад, при  $m=1$  точковому параметрі діапазон еталонних значень має вигляд  $\left[ \tilde{\alpha}_{j,v}^{\min} = \alpha_{j,v} - \sigma_v, \tilde{\alpha}_{j,v}^{\max} = \alpha_{j,v} + \sigma_v \right]$ . Зі збільшенням коефіцієнта  $m$  цей діапазон розширюється. Для кожного значення  $m$  ( $m \in 1, 3$ ) проводиться своя серія випробувань.

### 2.5.2 Критерії розпізнавання класу активної завади за двома параметрами

Будемо використовувати при аналізі ефективності три критерії для розпізнавання класу АЗ:

- 1) "один із двох";
- 2) "два з двох";
- 3) "максимум підсумкової суми".

### 2.5.2.1 Критерій "один із двох"

За цим критерієм аналізованої АЗ, що надійшла на вхід РЛС, у результаті розпізнавання надається той номер класу, в ДЕЗ якого потрапляє **оцінка хоча б одного з двох параметрів (хоча б одна оцінка)** за умови, що жодна з оцінок двох параметрів не потрапляє в ДЕЗ іншого класу.

Наприклад, якщо в результаті випробування оцінка першого параметра потрапляє до ДЕЗ 1-го класу, а оцінка другого параметра знаходиться або поза ДЕЗ обох класів, або також потрапляє до ДЕЗ 1-го класу, то системою розпізнавання радіолокатора приймається рішення про те, що прийнята АЗ 1-го класу.

Якщо оцінки параметрів потрапляють до ДЕЗ як 1-го, так і 2-го класів, то за цим критерієм АЗ розпізнати неможливо. Наприклад, нехай оцінка 1-го параметра одночасно попадає до ДЕЗ як 1-го, так і 2-го класу внаслідок перекриття ДЕЗ цих класів за першим параметром, а оцінка 2-го параметра потрапляє до ДЕЗ тільки 2-го класу. У цьому випадку розпізнати АЗ, тобто ухвалити рішення про належність прийнятої АЗ до першого чи другого класу, також неможливо, тому що як мінімум одна з оцінок присутня у ДЕЗ як 1-го, так і 2-го класів, і тому рішення щодо обох класів задовольняють критерію "один із двох", тобто виникає неоднозначність.

### 2.5.2.2 Критерій "два з двох"

За критерієм "два з двох" досліджуваній АЗ присвоюється номер того класу, до ДЕЗ якого **потрапляють дві оцінки** параметрів.

Якщо ж у результаті випробування оцінка першого параметра потрапляє до ДЕЗ першого класу, а оцінка другого параметра знаходиться поза ДЕЗ для обох класів, то розпізнати АЗ неможливо – для жодного з класів дві оцінки параметрів одночасно не потрапляють до ДЕЗ. Також неможливо прийняти рішення про

належність АЗ до того чи іншого класу , якщо до ДЕЗ як першого, так і другого класу потрапляють по дві оцінки параметрів.

У той же час, якщо оцінка першого параметра одночасно потрапляє до ДЕЗ як першого, так і другого класів, а оцінка другого параметра потрапляє до ДЕЗ тільки другого класу, то, на відміну від критерію "один із двох", АЗ класифікується як АЗ другого класу , оскільки до ДЕЗ другого класу потрапляють дві оцінки параметрів, а до ДЕЗ першого класу – лише одна оцінка.

#### 2.5.2.3 Критерій "максимум підсумкової суми"

За цим критерієм АЗ, що досліджується, присвоюється той номер класу, до ДЕЗ якого потрапляє більше оцінок параметрів виявленого радіовипромінювання (п.п. 2.3.1.1). Якщо до ДЕЗ першого класу і до ДЕЗ другого класу потрапляє однакова кількість оцінок параметрів, то за цим критерієм неможливо прийняти рішення про належність досліджуваної АЗ до того чи іншого класу.

Якщо ж у результаті випробування оцінка першого параметра потрапляє до ДЕЗ 1-го класу, а оцінка другого параметра знаходиться поза ДЕЗ для обох класів, то за критерієм «максимум підсумкової суми» буде прийняте рішення про належність досліджуваної АЗ до першого класу, тобто цей критерій працює аналогічно критерію "один із двох".

Якщо ж оцінка першого параметра одночасно потрапляє до ДЕЗ як першого, так і другого класів, а оцінка другого параметра потрапляє до ДЕЗ другого класу, то досліджувана АЗ класифікується як АЗ другого класу, тобто цей критерій працює аналогічно критерію "два з двох".

Таким чином, залежно від ситуації, клас АЗ за критерієм «максимум підсумкової суми» може визначатися як за критерієм "один із двох", так і за критерієм "два з двох" у різних випробуваннях. У цьому сенсі він універсальніший за два попередні критерії.

Розглянемо алгоритми розпізнавання класу АЗ за двома параметрами за описаними критеріями.

### 2.5.3 Алгоритми розпізнавання класу за двома параметрами

#### 2.5.3.1 Алгоритм розпізнавання класу за критерієм "один із двох"

Для розпізнавання класу АЗ за цим критерієм необхідно виконати наступну послідовність дій.

1) Оцінити значення  $Z = 2$  параметрів АЗ  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, Z$ ), що використовуються для розпізнавання класу АЗ та занести дані до табл. 2.15.

Таблиця 2.15. Оцінені значення параметрів для розпізнавання класу АЗ

| $v$              | 1                | 2                |
|------------------|------------------|------------------|
| $\hat{\alpha}_v$ | $\hat{\alpha}_1$ | $\hat{\alpha}_2$ |

2) Визначити, чи належить хоча б один із двох оцінених параметрів  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, 2$ ) до діапазону еталонних значень (ДЕЗ)  $j = 1$ -го класу з урахуванням СКП вимірювання цих параметрів  $\sigma_t$ .

Тут можливі чотири варіанти подій та їхні поєднання.

Перший варіант: оцінка  $v = 1$ -го параметра  $\hat{\alpha}_1$  входить до ДЕЗ  $j = 1$ -го класу, а оцінка  $v = 2$ -го параметра  $\hat{\alpha}_2$  не входить до цього ДЕЗ. Кожну з цих двох подій  $\gamma_v(j)$  ( $v \in 1, 2, j = 1$ ) позначимо відповідно наступним чином:

$$1) \gamma_v(j)|_{v=1, j=1} = \gamma_1(1) = 1; \quad 2) \gamma_v(j)|_{v=2, j=1} = \gamma_2(1) = 0.$$

Оскільки тут хоча б один із двох оцінених параметрів  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, 2$ ) входить до ДЕЗ  $j = 1$ -го класу, то результат поєднання  $\gamma'(j)|_{j=1} = \gamma'(1)$  цих подій для критерію "один із двох" буде наступним:

$$\gamma_1(1) = 1, \gamma_2(1) = 0 \rightarrow \gamma'(1) = 1.$$

$$\text{Другий варіант: } \gamma_1(1) = 0, \gamma_2(1) = 1 \rightarrow \gamma'(1) = 1.$$

$$\text{Третій варіант: } \gamma_1(1) = 1, \gamma_2(1) = 1 \rightarrow \gamma'(1) = 1.$$

$$\text{Четвертий варіант: } \gamma_1(1) = 0, \gamma_2(1) = 0 \rightarrow \gamma'(1) = 0.$$

3) Оцінити, чи входить хоча б один із двох оцінених параметрів  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, 2$ ) до ДЕЗ  $j = 2$ -го класу з урахуванням СКП вимірювання цих параметрів  $\sigma_t$ . У цьому випадку чотири варіанти подій  $\gamma_v(j)$  ( $v \in 1, 2, j = 2$ ) та їхні суміщення  $\gamma'(j)|_{j=2} = \gamma'(2)$  записуються аналогічним чином:

$$4) 1. \gamma_1(2)=1, \gamma_2(2)=0 \rightarrow \gamma'(2)=1.$$

$$5) 2. \gamma_1(2)=0, \gamma_2(2)=1 \rightarrow \gamma'(2)=1.$$

$$6) 3. \gamma_1(2)=1, \gamma_2(2)=1 \rightarrow \gamma'(2)=1.$$

$$7) 4. \gamma_1(2)=0, \gamma_2(2)=0 \rightarrow \gamma'(2)=0.$$

8) Порівняти значення змінних  $\gamma'(1)$  і  $\gamma'(2)$  та прийняти рішення про належність досліджуваної АЗ до першого або другого класу:

➤ якщо  $\gamma'(1)=1$ , а  $\gamma'(2)=0$ , то АЗ належить до першого класу;

➤ якщо  $\gamma'(1)=0$ , а  $\gamma'(2)=1$ , то АЗ належить до другого класу;

➤ якщо  $\gamma'(1)=\gamma'(2)=1$  та  $\gamma'(1)=\gamma'(2)=1$ , то рішення неоднозначне, тобто неможливо ухвалити рішення про належність досліджуваної АЗ до першого чи другого класу.

Це вирішальне правило можна записати наступним чином:

$$\hat{j} = \begin{cases} 1, & \text{якщо } (\gamma'(1)=1) \cap (\gamma'(2)=0), \\ 2, & \text{якщо } (\gamma'(1)=0) \cap (\gamma'(2)=1), \\ 0, & \text{якщо } \gamma'(1)=\gamma'(2), \end{cases} \quad (2.54)$$

де  $\hat{j}$  – оцінка номера класу АЗ, а  $\gamma'(j)$  для  $j$ -го класу ( $j \in 1, 2$ ) оцінюється за формулою:

$$\gamma'(j) = \begin{cases} 1, & \Leftarrow \exists \hat{\alpha}_v : \tilde{\alpha}_{j,v}^{\min} \leq \hat{\alpha}_v \leq \tilde{\alpha}_{j,v}^{\max}, \\ 0, & \Leftarrow \forall \hat{\alpha}_v : (\hat{\alpha}_v < \tilde{\alpha}_{j,v}^{\min}) \cup (\hat{\alpha}_v > \tilde{\alpha}_{j,v}^{\max}), \end{cases} \quad v \in 1, 2. \quad (2.55)$$

Тут  $\tilde{\alpha}_{j,v}^{\min} = \alpha_{j,v}^{\min} - m \cdot \sigma_t$  – мінімальне еталонне значення  $v$ -го параметра для  $j$ -го класу АЗ з урахуванням СКП  $\sigma_t$  його оцінки та коефіцієнта  $m$  (п. 2.5.1);

$\tilde{\alpha}_{j,v}^{\max} = \alpha_{j,v}^{\max} + m \cdot \sigma_t$  – максимально можливе значення  $v$ -го параметра для  $j$ -го класу АЗ з урахуванням СКП  $\sigma_t$  його оцінки та коефіцієнта  $m$ ;

$\forall$  – універсальна кількісна оцінка,  $\forall x: p(x)$  означає, що  $p(x)$  істинно для всіх  $x$ ;

$\exists$  – кількісна оцінка існування,  $\exists x: p(x)$  означає, що існує хоча б один  $x$  такий, що  $p(x)$  є істинною.

На рис. 2.14 показана блок-схема алгоритму розпізнавання за критерієм "один із двох".

По закінченню виконання цього алгоритму, тобто після ухвалення того чи іншого рішення відповідно до (2.54), проводиться наступне випробування за цим алгоритмом і знову приймається рішення. Після закінчення  $K$  ( $K=10000$ ) випробувань оцінюється ефективність розпізнавання під час моделювання, тобто розраховуються ймовірності за формулами (2.50) – (2.52). Тому в цьому алгоритмі на рис. 2.14 і далі не показано, що після отримання неоднозначного рішення, коли клас АЗ не розпізнається, процес розпізнавання повторюється на наступному інтервалі зондування.

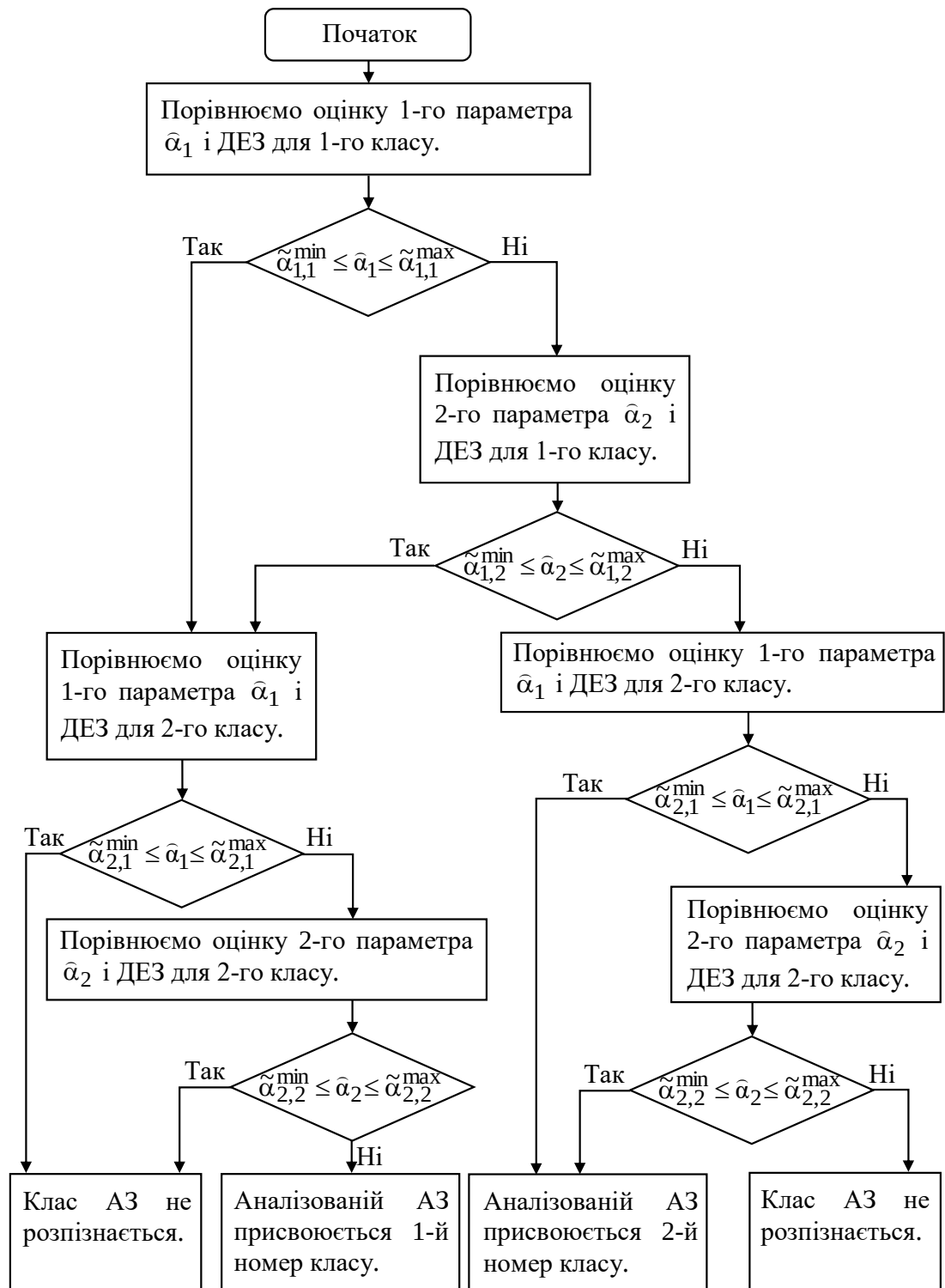


Рисунок 2.14 – Блок-схема алгоритму розпізнавання класу АЗ  
за 2-ма параметрами та критерієм "1 із 2"

### 2.5.3.2 Алгоритм розпізнавання класу за критерієм "два з двох"

Для розпізнавання класу АЗ за цим критерієм необхідно виконати таку послідовність дій.

1) Оцінити значення  $Z = 2$  параметрів АЗ  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, Z$ ), що використовуються для розпізнавання класу АЗ та занести дані до табл. 2.15.

2) Оцінити, чи потрапляють **одночасно оцінки як першого, так і другого параметрів**  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, Z$ ) у діапазони їхніх еталонних значень для 1-го класу з урахуванням СКП вимірювання цих параметрів  $\sigma_t$ .

У цьому випадку можливі чотири варіанти подій  $\gamma_v(j)$  ( $v \in 1, 2, j = 1$ ), а їхні суміщення  $\gamma'(j)_{|j=1} = \gamma'(1)$  записуються таким чином:

1.  $\gamma_1(1)=1, \gamma_2(1)=0 \rightarrow \gamma'(1)=0;$
2.  $\gamma_1(1)=0, \gamma_2(1)=1 \rightarrow \gamma'(1)=0;$
3.  $\gamma_1(1)=1, \gamma_2(1)=1 \rightarrow \gamma'(1)=1;$
4.  $\gamma_1(1)=0, \gamma_2(1)=0 \rightarrow \gamma'(1)=0.$

3) Оцінити, чи потрапляють **одночасно оцінки як першого, так і другого параметрів**  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, 2$ ), до діапазонів їхніх еталонних значень для 2-го класу з урахуванням СКП вимірювання цих параметрів  $\sigma_t$ .

Можливі чотири варіанти подій  $\gamma_v(j)$  ( $v \in 1, 2, j = 1$ ), а їхні суміщення  $\gamma'(j)_{|j=2} = \gamma'(2)$  для цього випадку записуються аналогічним чином:

1.  $\gamma_1(2)=1, \gamma_2(2)=0 \rightarrow \gamma'(2)=0;$
2.  $\gamma_1(2)=0, \gamma_2(2)=1 \rightarrow \gamma'(2)=0;$
3.  $\gamma_1(2)=1, \gamma_2(2)=1 \rightarrow \gamma'(2)=1;$
4.  $\gamma_1(2)=0, \gamma_2(2)=0 \rightarrow \gamma'(2)=0.$

4) Порівняти значення змінних  $\gamma'(1)$  і  $\gamma'(2)$  та прийняти рішення про належність досліджуваної АЗ до першого або другого класу:



➤ якщо  $\gamma'(1)=1$ , а  $\gamma'(2)=0$ , то АЗ належить до першого класу;

➤ якщо  $\gamma'(1)=0$ , а  $\gamma'(2)=1$ , то АЗ належить до другого класу;

➤ якщо  $\gamma'(1)=\gamma'(2)=1$ ,  $\gamma'(1)=\gamma'(2)=0$ , то рішення неоднозначне, тобто неможливо ухвалити рішення про належність досліджуваної АЗ до першого чи другого класу.

Вирішальне правило цього алгоритму також представляється виразом (2.54). Однак  $\gamma'(j)$  для  $j$ -го класу ( $j \in 1,2$ ) при цьому оцінюється за дещо зміненою для даного критерію формулою за рахунок перестановки знаків  $\exists$  та  $\forall$  порівняно з (2.55):

$$\gamma(j) = \begin{cases} 1, \Leftarrow \forall \hat{\alpha}_v : \tilde{\alpha}_{j,v}^{\min} \leq \hat{\alpha}_v \leq \tilde{\alpha}_{j,v}^{\max}, \\ 0, \Leftarrow \exists \hat{\alpha}_v : (\hat{\alpha}_v < \tilde{\alpha}_{j,v}^{\min}) \cup (\hat{\alpha}_v > \tilde{\alpha}_{j,v}^{\max}) \end{cases} \quad v \in 1, 2. \quad (2.56)$$

На рис. 2.15 показано блок-схему алгоритму розпізнавання за критерієм "два з двох".

### 2.5.3.3 Алгоритм розпізнавання класу за критерієм "максимум підсумкової суми"

Для розпізнавання класу АЗ за цим критерієм необхідно виконати таку послідовність дій.

1) Оцінити значення  $Z=2$  параметрів АЗ  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, Z$ ), що використовуються для розпізнавання класу АЗ та занести дані до табл. 2.15.

2) Відповідно до логічного алгоритму (2.24), (2.25), для кожного  $v$ -го параметра  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, 2$ ) кожного  $j$ -го ( $j \in 1, 2$ ) класу АЗ необхідно ухвалити рішення, чи потрапляє оцінений параметр  $\hat{\alpha}_v$  (табл. 2.15), з урахуванням СКП оцінки ЧП  $\sigma_t$ , до ДЕЗ  $j$ -го класу та присвоїти змінним  $\gamma_v(j)$  значення "1", якщо потрапляє, або "0", якщо не потрапляє.

3) Занести всі отримані значення  $\gamma_v(j)$  до табл. 2.16.

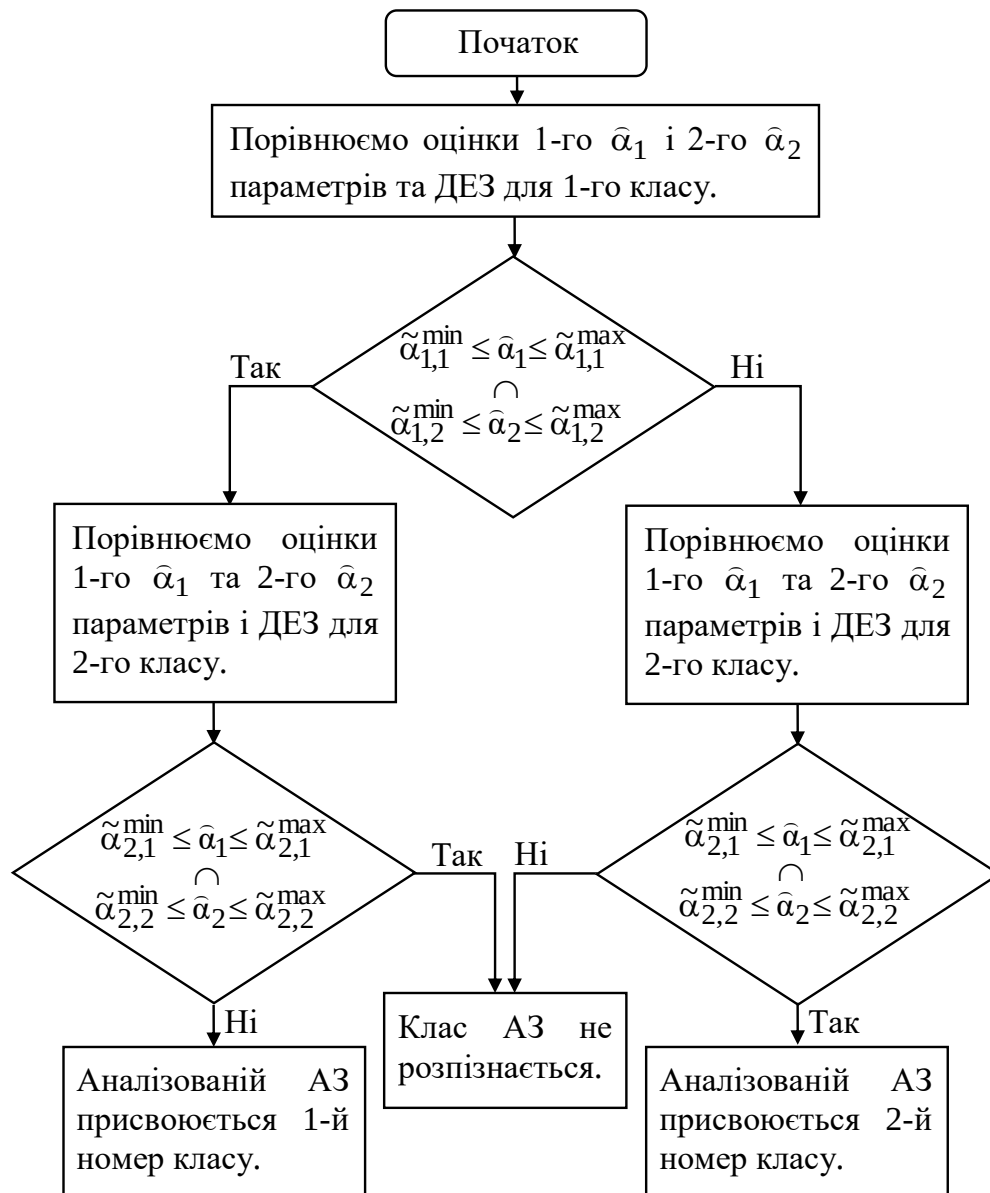


Рисунок 2.15 – Блок-схема алгоритму розпізнавання класу АЗ за 2-ма параметрами та критерієм "2 з 2"

4) Користуючись табл. 2.16, обчислити підсумкову суму рішень для  $j$ -го ( $j \in 1, 2$ ) класу

$$\gamma_{\Sigma}(j) = \sum_{v=1}^{Z=2} \gamma_v(j), \quad j \in 1, 2, \quad (2.57)$$

і занести отримані значення до табл. 2.17.

Таблиця 2.16. Прийняті рішення щодо належності оцінки параметра ДЕЗ

| $v$     | 1             | 2             |
|---------|---------------|---------------|
| $j = 1$ | $\gamma_1(1)$ | $\gamma_2(1)$ |
| $j = 2$ | $\gamma_1(2)$ | $\gamma_2(2)$ |

Таблиця 2.17. Підсумкові суми рішень по кожному класу

| $j$                | 1                  | 2                  |
|--------------------|--------------------|--------------------|
| $\gamma_\Sigma(j)$ | $\gamma_\Sigma(1)$ | $\gamma_\Sigma(2)$ |

Тут  $\gamma_\Sigma(1)$  і  $\gamma_\Sigma(2)$  можуть приймати значення від 0 до 2.

9) Порівняти значення змінних  $\gamma_\Sigma(1)$  та  $\gamma_\Sigma(2)$  і прийняти рішення про належність досліджуваної АЗ до першого або другого класу:

- якщо  $\gamma_\Sigma(1) > \gamma_\Sigma(2)$ , то АЗ належить до першого класу;
- якщо  $\gamma_\Sigma(1) < \gamma_\Sigma(2)$ , то АЗ належить до другого класу;
- якщо  $\gamma_\Sigma(1) = \gamma_\Sigma(2) = 2$ ,  $\gamma_\Sigma(1) = \gamma_\Sigma(2) = 1$  або  $\gamma_\Sigma(1) = \gamma_\Sigma(2) = 0$ , то рішення неоднозначне, тобто неможливо ухвалити рішення про належність досліджуваної АЗ до першого чи другого класу.

10) Вирішальне правило для розпізнавання класу АЗ за критерієм «максимум підсумкової суми» має наступний вигляд:

$$\hat{j} = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \gamma_\Sigma(1) > \gamma_\Sigma(2), \\ 2, & \text{якщо } \gamma_\Sigma(1) < \gamma_\Sigma(2), \\ 0, & \text{якщо } \gamma_\Sigma(1) = \gamma_\Sigma(2). \end{cases} \quad (2.58)$$

На рис. 2.16 показано блок-схему алгоритму розпізнавання за критерієм «максимум підсумкової суми».

Тепер розглянемо критерії розпізнавання АЗ за трьома параметрами.

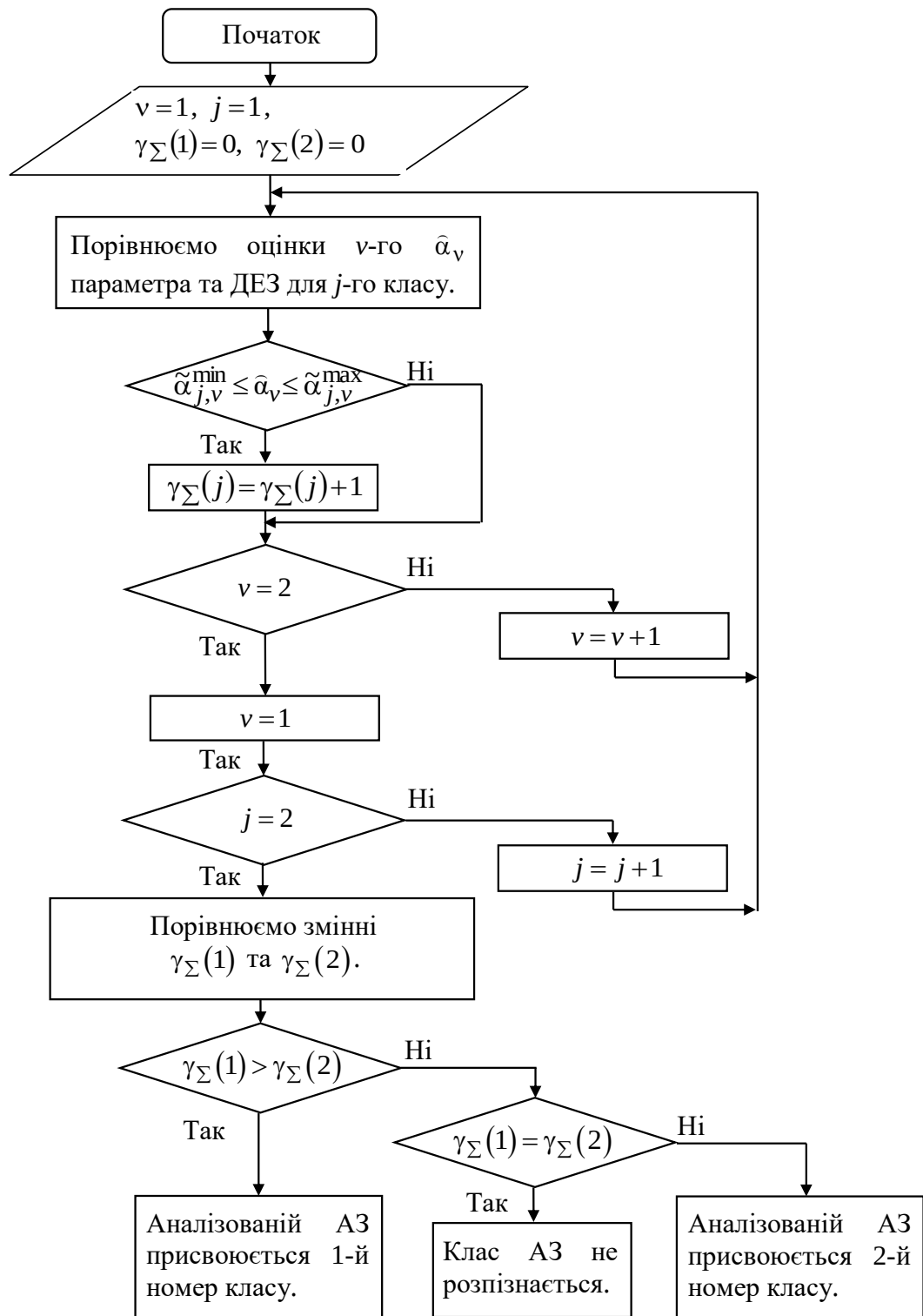


Рисунок 2.16 – Блок-схема алгоритму розпізнавання класу АЗ за 2-ма параметрами за критерієм «максимум підсумкової суми»

#### 2.5.4 Критерії розпізнавання класу АЗ за трьома параметрами

Тут при розпізнаванні класу АЗ за трьома параметрами необхідно враховувати, що третій параметр – вид внутрішньоімпульсної модуляції – належить тільки до другого класу (до імпульсної імітувальної завади), а його оцінка не може одночасно належати до ДЕЗ двох класів.

Розглянемо три критерії оцінки класу АЗ:

- 1) "два з трьох";
- 2) "три з трьох";
- 3) "максимум підсумкової суми".

##### 2.5.4.1 Критерій "два з трьох"

За цим критерієм аналізований АЗ присвоюється той номер класу, до ДЕЗ якого потрапляють **мінімум дві оцінки** параметрів із трьох.

Якщо ж оцінка лише одного з трьох параметрів, або одночасно дві оцінки параметрів потрапляють до ДЕЗ двох класів, виникає неоднозначне рішення і розпізнати клас АЗ неможливо.

##### 2.5.4.2 Критерій "три з трьох"

За цим критерієм АЗ, що досліджується, присвоюється той номер класу, до ДЕЗ якого потрапляють **три оцінки** параметрів.

Якщо до жодного з ДЕЗ не потрапляють три оцінки параметрів, виникає неоднозначне рішення і розпізнати клас АЗ неможливо.

##### 2.5.4.3 Критерій "максимум підсумкової суми" при розпізнаванні АЗ за трьома параметрами

За цим критерієм при розпізнаванні АЗ за трьома параметрами (як і при розпізнаванні за двома параметрами (п.п. 2.5.3.3)) досліджуваний АЗ

присвоюється той номер класу, до ДЕЗ якого потрапляє більше оцінок параметрів. У тому разі, якщо до ДЕЗ першого класу та до ДЕЗ другого класу потрапила однакова кількість оцінок параметрів, то за цим критерієм неможливо прийняти рішення, до якого класу належить досліджувана АЗ.

Розглянемо алгоритми розпізнавання класу АЗ за трьома параметрами за допомогою описаних критеріїв.

## 2.5.5 Алгоритми розпізнавання класу за трьома параметрами

### 2.5.5.1 Алгоритм розпізнавання класу за критерієм "два з трьох"

Для розпізнавання класу АЗ за цим критерієм необхідно виконати наступну послідовність дій.

1) Оцінити значення  $Z = 3$  параметрів АЗ  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, Z$ ), що використовуються для розпізнавання класу АЗ, та занести дані в табл. 2.18.

Таблиця 2.18. Оцінка значень параметрів для розпізнавання класу АЗ

| $v$              | 1                | 2                | 3                |
|------------------|------------------|------------------|------------------|
| $\hat{\alpha}_v$ | $\hat{\alpha}_1$ | $\hat{\alpha}_2$ | $\hat{\alpha}_3$ |

2) Оцінити, чи входять хоча б два з трьох оцінених параметрів  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, 3$ ) до ДЕЗ  $j = 1$ -го класу з урахуванням СКП вимірювання цих параметрів  $\sigma_t$ .

Тут можливі вісім варіантів подій  $\gamma_v(j)$  ( $v \in 1, 3, j = 1$ ) та їхні поєднання  $\gamma'(j)_{j=1} = \gamma'(1)$ :

1.  $\gamma_1(1) = 0, \gamma_2(1) = 0, \gamma_3(1) = 0 \rightarrow \gamma'(1) = 0$ ;
2.  $\gamma_1(1) = 1, \gamma_2(1) = 0, \gamma_3(1) = 0 \rightarrow \gamma'(1) = 0$ ;
3.  $\gamma_1(1) = 0, \gamma_2(1) = 1, \gamma_3(1) = 0 \rightarrow \gamma'(1) = 0$ ;
4.  $\gamma_1(1) = 0, \gamma_2(1) = 0, \gamma_3(1) = 1 \rightarrow \gamma'(1) = 0$ .

$$5. \gamma_1(1)=1, \gamma_2(1)=1, \gamma_3(1)=0 \rightarrow \gamma'(1)=1;$$

$$6. \gamma_1(1)=1, \gamma_2(1)=0, \gamma_3(1)=1 \rightarrow \gamma'(1)=1;$$

$$7. \gamma_1(1)=0, \gamma_2(1)=1, \gamma_3(1)=1 \rightarrow \gamma'(1)=1;$$

$$8. \gamma_1(1)=1, \gamma_2(1)=1, \gamma_3(1)=1 \rightarrow \gamma'(1)=1.$$

3) Оцінити, чи входять хоча б два з трьох оцінених параметрів  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1,3$ ) до ДЕЗ  $j=1$ -го класу з урахуванням СКП вимірювання цих параметрів  $\sigma_t$ .

І тут можливі також вісім варіантів подій  $\gamma_v(j)$  ( $v \in 1,3, j=2$ ), та їхні поєднання  $\gamma'(j)|_{j=2} = \gamma'(2)$ , аналогічних вищевказаним.

4) Порівняти значення змінних  $\gamma'(1)$  та  $\gamma'(2)$  і прийняти рішення про належність досліджуваної АЗ до першого або другого класу:

- якщо  $\gamma'(1)=1$ , а  $\gamma'(2)=0$ , то АЗ належить до першого класу;
- якщо  $\gamma'(1)=0$ , а  $\gamma'(2)=1$ , то АЗ належить до другого класу;
- якщо  $\gamma'(1)=\gamma'(2)=0$ ,  $\gamma'(1)=\gamma'(2)=1$ , то рішення неоднозначне, тобто неможливо ухвалити рішення про належність досліджуваної АЗ до першого чи другого класу.

Іншими словами, рішення про належність досліджуваної АЗ до першого або другого класу, приймається при виконанні двох умов:

- оцінки двох або трьох параметрів одночасно потрапляють до ДЕЗ одного з класів АЗ;
- до ДЕЗ іншого класу потрапляє менше двох оцінок параметрів АЗ.

Вирішальне правило цього алгоритму представляється виразом (2.54). При цьому  $\gamma'(j)$  для  $j$ -го класу ( $j \in 1,2$ ) оцінюється за наступною формулою:

$$\gamma'(j) = \begin{cases} 1, & \Leftrightarrow \exists v1, v2 \in 1,3: \left( \tilde{\alpha}_{j,v1}^{\min} \leq \hat{\alpha}_{v1} \leq \tilde{\alpha}_{j,v1}^{\max} \right) \wedge \left( \tilde{\alpha}_{j,v2}^{\min} \leq \hat{\alpha}_{v2} \leq \tilde{\alpha}_{j,v2}^{\max} \right) \\ 0, & \text{в інших випадках} \end{cases} \quad (2.59)$$

де  $v1, v2 (v1 \neq v2)$  – номери параметрів, які використовуються для розпізнавання класу активних завод.

На рис. 2.17 показано блок-схему алгоритму розпізнавання за критерієм "два з трьох".

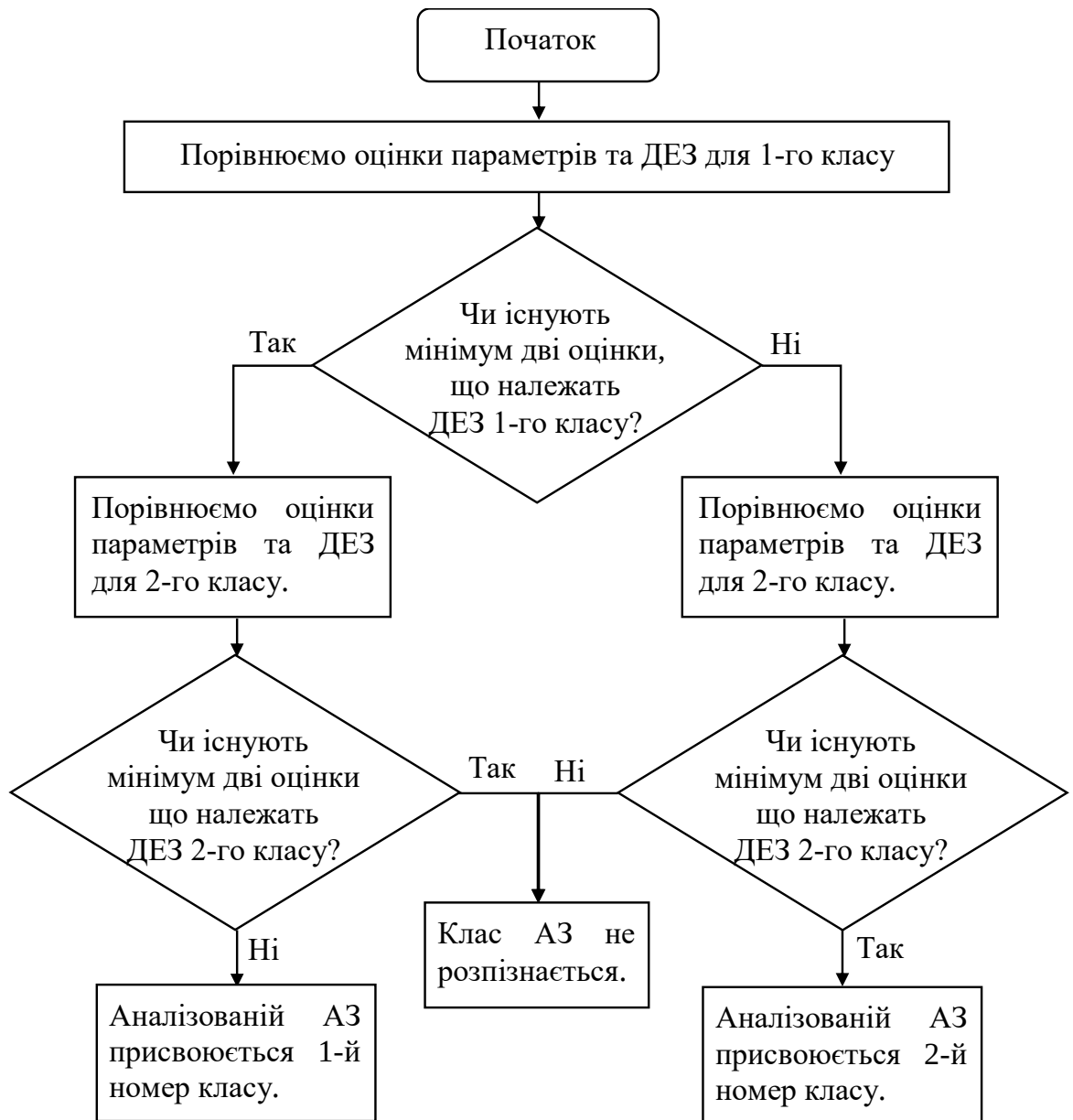


Рисунок 2.17 – Блок-схема алгоритму розпізнавання класу АЗ за 3-ма параметрами та критерієм "2 з 3"

#### 2.5.5.2 Алгоритм розпізнавання класу за критерієм "три з трьох"

Для розпізнавання класу АЗ за цим критерієм необхідно виконати наступну послідовність дій.



1) Оцінити значення  $Z=3$  параметрів АЗ  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, Z$ ), що використовуються для розпізнавання класу АЗ та занести дані в табл. 2.18.

2) Оцінити, чи потрапляють **оцінки трьох параметрів** до діапазонів еталонних значень  $j=1$ -го класу з урахуванням СКП вимірювання цих параметрів  $\sigma_t$ . Якщо потрапляють, то присвоїти змінній  $\gamma'(1)$  значення "1", інакше – значення "0".

Тут можливі вісім варіантів подій  $\gamma_v(j)$  ( $v \in 1, 3, j=1$ ) та їхні поєднання  $\gamma'(j)|_{j=1} = \gamma'(1)$ :

1.  $\gamma_1(1)=0, \gamma_2(1)=0, \gamma_3(1)=0 \rightarrow \gamma'(1)=0$ ;
2.  $\gamma_1(1)=1, \gamma_2(1)=0, \gamma_3(1)=0 \rightarrow \gamma'(1)=0$ ;
3.  $\gamma_1(1)=0, \gamma_2(1)=1, \gamma_3(1)=0 \rightarrow \gamma'(1)=0$ ;
4.  $\gamma_1(1)=1, \gamma_2(1)=1, \gamma_3(1)=0 \rightarrow \gamma'(1)=0$ ;
5.  $\gamma_1(1)=0, \gamma_2(1)=0, \gamma_3(1)=1 \rightarrow \gamma'(1)=0$ ;
6.  $\gamma_1(1)=1, \gamma_2(1)=0, \gamma_3(1)=1 \rightarrow \gamma'(1)=0$ ;
7.  $\gamma_1(1)=0, \gamma_2(1)=1, \gamma_3(1)=1 \rightarrow \gamma'(1)=0$ ;
8.  $\gamma_1(1)=1, \gamma_2(1)=1, \gamma_3(1)=1 \rightarrow \gamma'(1)=1$ .

3) Оцінити, чи потрапляють **оцінки трьох параметрів** до діапазонів еталонних значень  $j=2$ -го класу з урахуванням СКП вимірювання цих параметрів  $\sigma_t$ . Якщо потрапляють, то присвоїти змінній  $\gamma'(2)$  значення "1", інакше присвоїти значення "0".

І тут можливі також вісім варіантів подій  $\gamma_v(j)$  ( $v \in 1, 3, j=2$ ), та їхні поєднання  $\gamma'(j)|_{j=2} = \gamma'(2)$ , аналогічних вищевказаним.

4) Порівнявши значення змінних  $\gamma'(1)$  та  $\gamma'(2)$  прийняти рішення про належність досліджуваної АЗ до першого або другого класу:

- якщо  $\gamma'(1)=1$ , а  $\gamma'(2)=0$ , то АЗ належить до першого класу;

- якщо  $\gamma'(1)=0$ , а  $\gamma'(2)=1$ , то АЗ належить до другого класу;
- якщо  $\gamma'(1)=\gamma'(2)=0$ , то рішення неоднозначне, тобто неможливо ухвалити рішення про належність досліджуваної АЗ до першого чи другого класу.

Вирішальне правило цього алгоритму представляється виразом (2.54). При цьому  $\gamma'(j)$  для  $j$ -го класу ( $j \in 1,2$ ) оцінюється за такою формулою:

$$\gamma'(j) = \begin{cases} 1, & \Leftarrow \forall \hat{\alpha}_v : \tilde{\alpha}_{j,v}^{\min} \leq \hat{\alpha}_v \leq \tilde{\alpha}_{j,v}^{\max}, \\ 0, & \Leftarrow \exists \hat{\alpha}_v : (\hat{\alpha}_v < \tilde{\alpha}_{j,v}^{\min}) \cup (\hat{\alpha}_v > \tilde{\alpha}_{j,v}^{\max}), \end{cases} \quad v \in 1,3. \quad (2.60)$$

На рис. 2.18 показано блок-схему алгоритму розпізнавання за критерієм "три з трьох".



Рисунок 2.18 – Блок-схема алгоритму розпізнавання класу АЗ за 3-ма параметрами та критерієм "3 з 3"

### 2.5.5.3 Алгоритм розпізнавання класу за трьома параметрами та критерієм «максимум підсумкової суми»

Для розпізнавання класу АЗ за цим критерієм необхідно виконати наступну послідовність дій.

1) Оцінити значення  $Z = 3$  параметрів АЗ  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, Z$ ), що використовуються для розпізнавання класу АЗ та занести дані до табл. 2.18 .

2) Відповідно до логічного алгоритму (2.24), (2.25) для кожного  $v$ -го параметра  $\hat{\alpha}_v$  ( $v \in 1, 3$ ) кожного  $j$ -го ( $j \in 1, 2$ ) класу АЗ необхідно ухвалити рішення, чи потрапляє оцінений параметр  $\hat{\alpha}_v$  (Табл. 2.18), із урахуванням СКП оцінки ЧП  $\sigma_t$ , у ДЕЗ  $j$ -го класу й присвоїти значення "1", якщо потрапляє, або "0", якщо не потрапляє, змінним  $\gamma_v(j)$ .

3) Занести всі отримані значення  $\gamma_v(j)$  до табл. 2.19.

Таблиця 2.19. Прийняті рішення щодо належності оцінки параметра ДЕЗ

| $v$     | 1             | 2             | 3             |
|---------|---------------|---------------|---------------|
| $j = 1$ | $\gamma_1(1)$ | $\gamma_2(1)$ | $\gamma_3(1)$ |
| $j = 2$ | $\gamma_1(2)$ | $\gamma_2(2)$ | $\gamma_3(2)$ |

4) Обчислити підсумкову суму рішень щодо  $j$ -го ( $j \in 1, 2$ ) класу, користуючись табл. 2.19

$$\gamma_{\Sigma}(j) = \sum_{v=1}^{Z=3} \gamma_v(j), j=1,2; \quad (2.61)$$

і занести отримані значення до табл. 2.20.

Таблиця 2.20. Підсумкові суми рішень по кожному класу

|                      | $j = 1$              | $j = 2$              |
|----------------------|----------------------|----------------------|
| $\gamma_{\Sigma}(j)$ | $\gamma_{\Sigma}(1)$ | $\gamma_{\Sigma}(2)$ |

5) Порівняти значення змінних  $\gamma_{\Sigma}(1)$  та  $\gamma_{\Sigma}(2)$  і прийняти рішення про належність досліджуваної АЗ до першого або другого класу:

- якщо  $\gamma_{\Sigma}(1) > \gamma_{\Sigma}(2)$ , то АЗ належить першому класу;
- якщо  $\gamma_{\Sigma}(1) < \gamma_{\Sigma}(2)$ , то АЗ належить другому класу;
- якщо  $\gamma_{\Sigma}(1) = \gamma_{\Sigma}(2) = 2$ ,  $\gamma_{\Sigma}(1) = \gamma_{\Sigma}(2) = 1$  то рішення неоднозначне, тобто неможливо ухвалити рішення про належність досліджуваної АЗ до першого чи другого класу.

6) Вирішальне правило для розпізнавання класу АЗ за критерієм «максимум підсумкової суми» матиме, як і вище, наступний вигляд:

$$\hat{j} = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \gamma_{\Sigma}(1) > \gamma_{\Sigma}(2), \\ 2, & \text{якщо } \gamma_{\Sigma}(1) < \gamma_{\Sigma}(2), \\ 0, & \text{якщо } \gamma_{\Sigma}(1) = \gamma_{\Sigma}(2). \end{cases} \quad (2.62)$$

На рис. 2.19 показано блок-схему алгоритму розпізнавання за критерієм "максимум підсумкової суми".

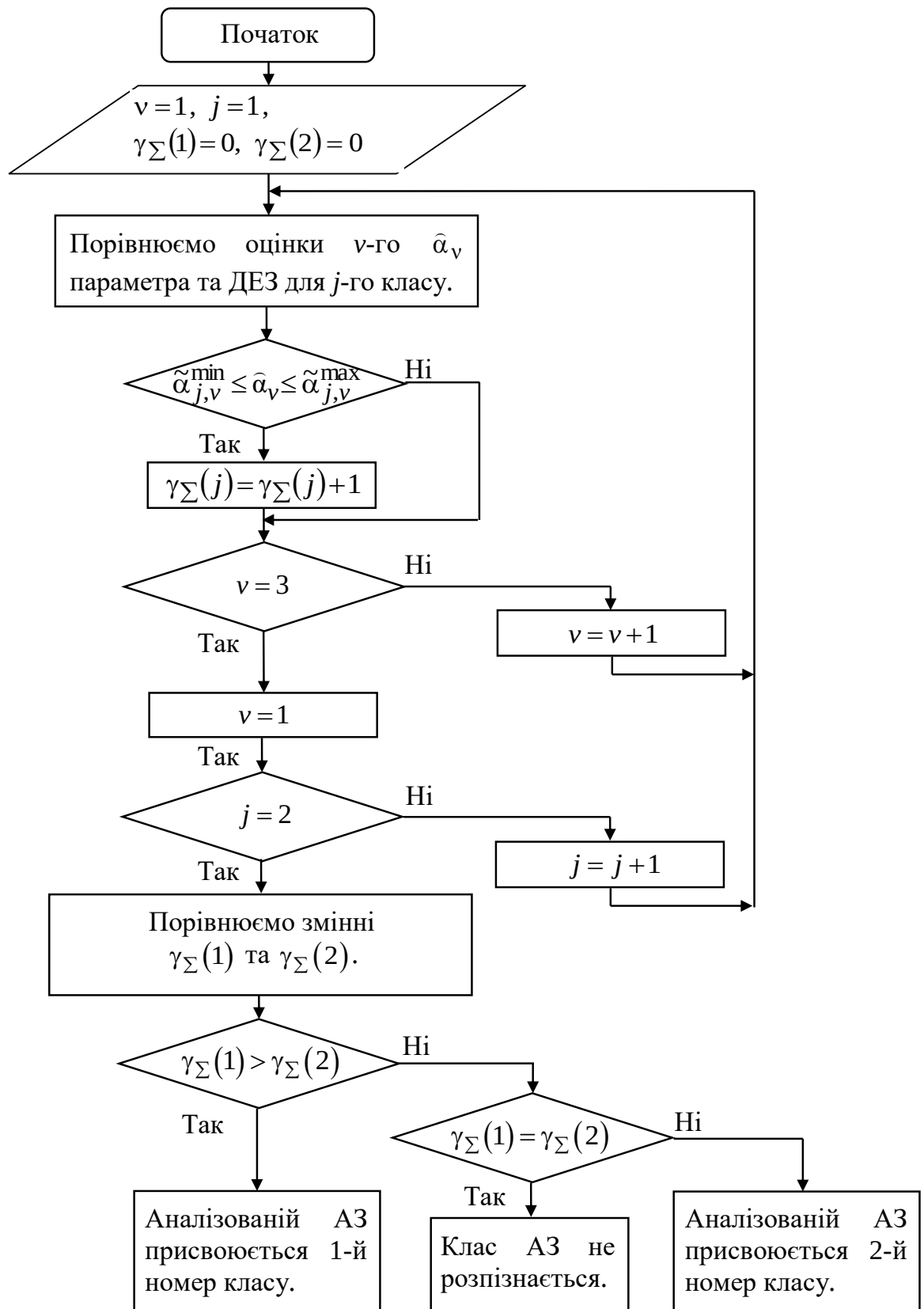


Рисунок 2.19 – Блок-схема алгоритму розпізнавання класу АЗ за 3-ма параметрами та критерієм «максимум підсумкової суми»

### 2.5.6 Аналіз ефективності розпізнавання АЗ першого класу – маскувальної безперервної активної шумової завади за двома параметрами

Проаналізуємо результати розпізнавання маскувальної безперервної активної шумової завади (АЗ 1 класу) за наступними критеріями:

- "один із двох";
- "два з двох";
- "максимум підсумкової суми".

#### 2.5.6.1 Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "один із двох"

На рис. 2.20 показані графіки залежності ймовірності правильного розпізнавання  $P_{cor}$  ( $a, б$ ), розрахованої за формулою (2.50), ймовірності помилки розпізнавання  $P_{er}$  (2.51) ( $д, е$ ) та ймовірності неоднозначного рішення  $P_{amb}$  (2.52) ( $в, з$ ) активної завади 1-го класу від нормованої до тривалості зондувального імпульсу (безрозмірного) значення СКП  $\sigma_t$  оцінки 2-х часових параметрів АЗ: часу надходження та тривалості. Тут і надалі вважається, що відкладене по осі абсцис значення СКП оцінки  $\sigma_t$  мають одночасно як оцінка часу надходження, так і оцінка тривалості. При цьому змінною для сімейства кривих кожної ймовірності є значення коефіцієнта  $m$ , який коригує діапазон еталонних значень параметрів (п.п. 2.5.1), який підбирався для кожного значення СКП оцінки  $\sigma_t$  відкладеної по осі абсцис.

Як видно з рис. 2.20  $a$ , ймовірність правильного розпізнавання класу маскувальної безперервної активної шумової завади (АЗ 1-го класу) зменшується зі збільшенням СКП  $\sigma_t$  оцінки часових параметрів. У діапазоні якісних оцінок ЧП при СКП оцінки  $\sigma_t = 0 \div 0,3$  та будь-якому значенні коефіцієнта  $m$  ( $m \in 1,3$ ) забезпечується стовідсоткова ймовірність правильного розпізнавання АЗ 1-го класу ( $P_{cor} = 100\%$ ) за критерієм "1 із 2".

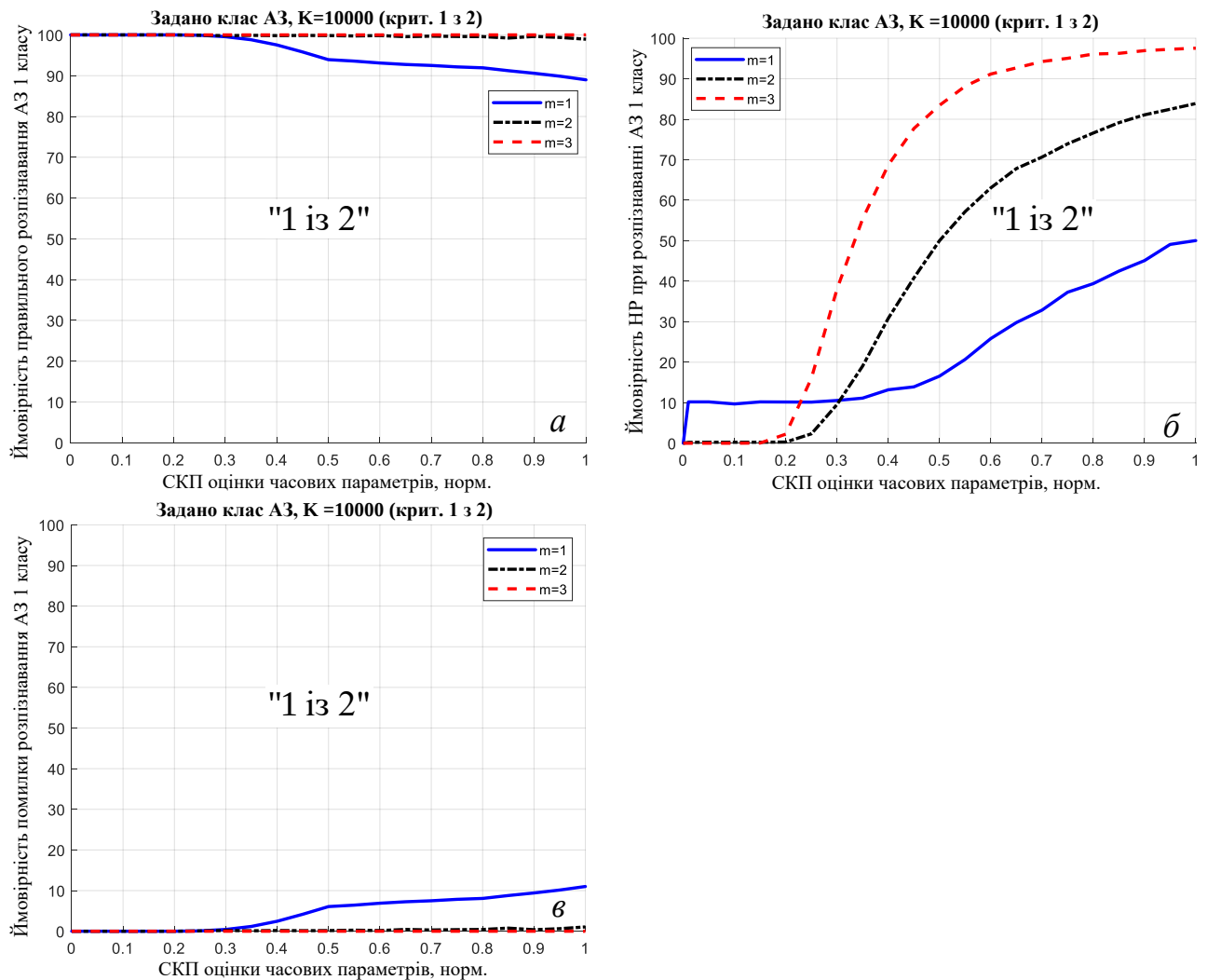


Рисунок 2.20 – Залежності  $P_{cor}$  (а),  $P_{amb}$  (б) та  $P_{er}$  (в) активної завади 1-го класу від СКП оцінки ЧП при різних значеннях коефіцієнта  $m$  для критерію "1 із 2"

Відповідно, ймовірність помилки розпізнавання  $P_{er}$  (2.51) в цьому діапазоні СКП оцінки  $\sigma_t$  (рис. 2.20, в) є нульовою (див. також (2.53)).

Якщо точність вимірювання ЧП характеризується значенням  $\sigma_t > 0,3$  (рис. 2. 20, а), то ймовірність правильного розпізнавання АЗ 1-го класу  $P_{cor}$  при  $m=2$  і  $m=3$  все одно близька до 100%. При  $m=1$   $P_{cor} \geq 90\%$ , а ймовірність помилки розпізнавання  $P_{er} \leq 10\%$ .

Тепер проаналізуємо ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$  (2.52), які призводять до повторної оцінки параметрів прийнятої АЗ та її розпізнавання на наступному періоді зондування, що збільшує час аналізу при розпізнаванні.

З рис. 2.20 б видно, що  $P_{amb}$  при розпізнаванні АЗ 1-го класу збільшується зі збільшенням СКП  $\sigma_t$  оцінки часових параметрів.

У діапазоні СКП ЧП  $\sigma_t = 0 \div 0,2$  ця ймовірність при  $m=2$  і  $m=3$  або нульова, або не нижче 99%, а при  $m=1$   $P_{amb} \leq 10\%$ . Якщо  $\sigma_t > 0,23$ , то найгірша  $P_{amb}$  забезпечується при  $m=3$ . Наприклад, при такому  $m$  ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$  збільшується від величини 0,05% при  $\sigma_t = 0,15$  (рис. 2.20, б) до величини 38,09% при  $\sigma_t = 0,3$ .

Розглянемо докладніше механізм ухвалення рішення про належність АЗ до заданого класу за допомогою графіків залежності оцінки часу надходження (1-го параметра) (рис. 2.21, а, в) і тривалості (2-го параметра) (рис. 2.21, б, г) АЗ від номера випробувань (сірі криві). На графіках також показані справжні значення вимірюваних параметрів (жовті штрихпунктирні горизонтальні прямі) та діапазони еталонних значень цих параметрів для 1-го (рис. 2.21, а, в) та 2-го класів (рис. 2.21, б, г) АЗ при різних значеннях коефіцієнта  $m$  ( $m \in 1,3$ ) для СКП оцінки  $\sigma_t = 0,1$ .

Із порівняння рис. 2.21, а та рис. 2.21, в видно, що в разі якщо  $\sigma_t = 0,1$  області ДЕЗ АЗ 1-го і 2-го класів для 1-го параметра частково перекриваються між собою. При цьому з порівняння рис. 2.21, б та рис. 2.21, г видно, що області ДЕЗ АЗ 1-го та 2-го класів для 2-го параметра не тільки не перекриваються між собою, але й істотно рознесені, що знижує кількість помилкових рішень та їхню ймовірність  $P_{er}$ .

Аналіз рис. 2.21, в, г показує, що при  $\sigma_t = 0,1$  для всіх  $m$  оцінки 1-го та 2-го параметрів не потрапляють у ДЕЗ 2-го класу. Тому ймовірність помилки розпізнавання практично дорівнює нулю (рис. 2.20, в). При цьому аналізована АЗ або правильно розпізнається (наприклад, у 7754-му випробуванні оцінка 1-го



параметра потрапляє в ДЕЗ 1-го класу вже при  $m=1$  (рис. 2.21, *а*), хоча оцінка 2-го параметра не потрапляє в цей ДЕЗ (рис. 2.21, *б*), або рішення неоднозначно і програма не може розпізнати клас АЗ (наприклад, у 2913-му випробуванні при  $m=1$  обидві оцінки параметрів знаходяться поза ДЕЗ обох класів).

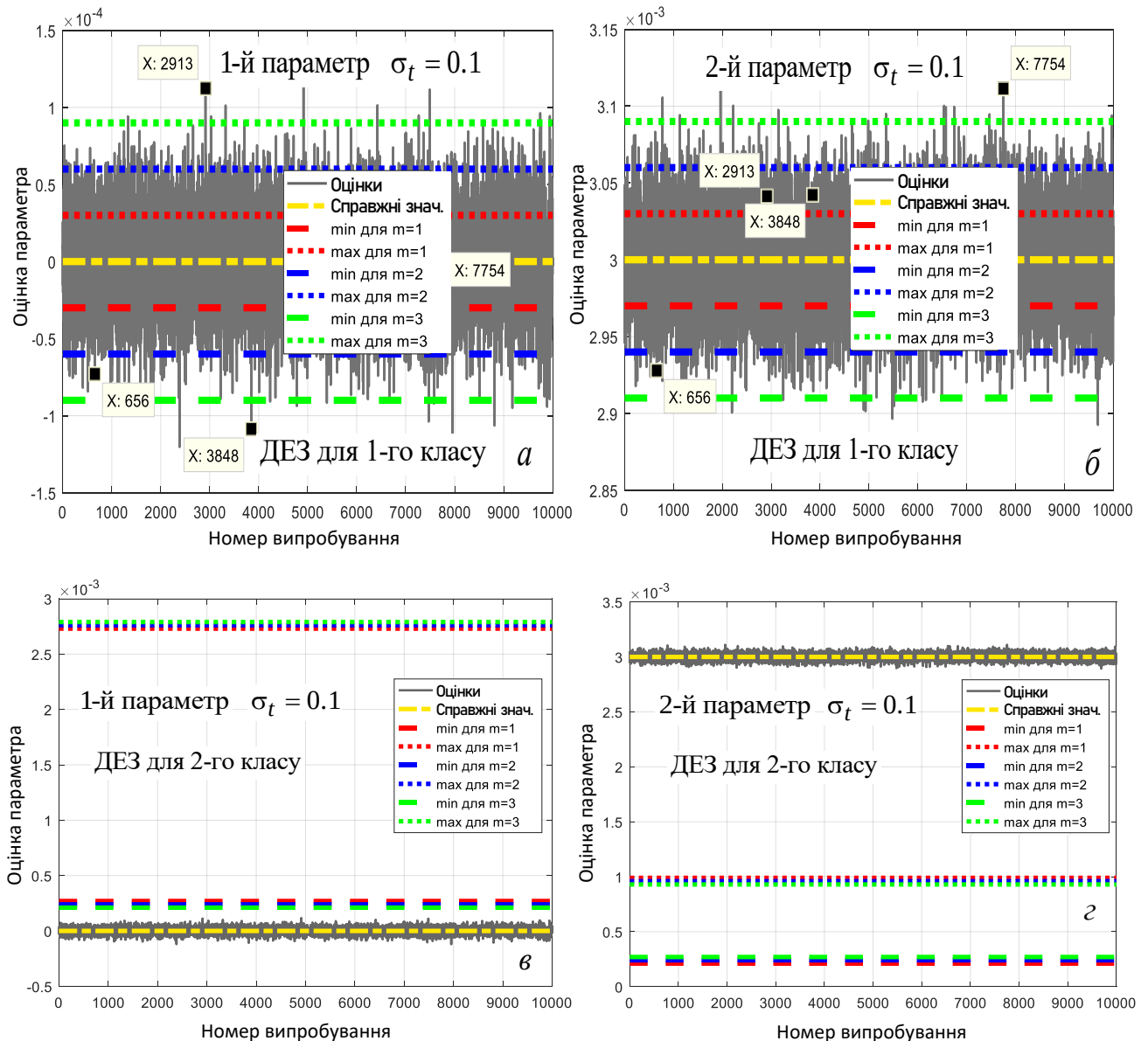


Рисунок 2. 21 – Відліки оцінок першого (*а*) та другого (*б*) параметрів АЗ та ДЕЗ АЗ 1-го (*а*, *в*) та 2-го (*б*, *г*) класів для різних значень коефіцієнта  $m$

Тепер розглянемо вплив коефіцієнта  $m$  на розпізнавання 1-класу АЗ. З рис. 2.21, *а*, *б* видно, що практично завжди хоча б одна з оцінок двох параметрів при  $m=3$  та  $\sigma_t=0,1$  потрапляють у ДЕЗ 1-го класу. Наприклад, у 2913-му

випробуванні оцінка 1-го параметра виходить за межі ДЕЗ 1-го класу (рис. 2.21, *а*), а оцінка другого параметра потрапляє в цей ДЕЗ (рис. 2.21, *б*). Тому ймовірність правильного розпізнавання АЗ 1-го класу  $P_{cor}$  при  $m = 3$  та  $\sigma_t = 0,1$  дорівнює 100% (рис. 2.20, *а*).

При зменшенні величини ДЕЗ за рахунок використання коефіцієнта  $m = 2$  частина оцінок обох параметрів виходять за межі ДЕЗ 1-го класу, наприклад, у 656-му випробуванні (рис. 2.21, *а, б*). Тому зростає ймовірність неоднозначного рішення. При  $m = 1$  кількість оцінок ДЕЗ, що не належать до жодного з класів АЗ стає ще більше й, відповідно, зростає  $P_{amb}$  (рис. 2.20, *б*). Тепер проаналізуємо вплив коефіцієнта  $m$  поза діапазону  $\sigma_t = 0 \div 0,2$ , наприклад, при  $\sigma_t = 0,5$ . Для такої СКП оцінки  $\sigma_t$  скористаємося графіками залежності оцінки часу надходження (1-го параметра) (рис. 2.22, *а, в, д*) і тривалості (2-го параметра) (рис. 2.22, *б, г, е*) АЗ від номера випробувань (сірі криві).

З рис. 2.22 видно, що при  $\sigma_t = 0,5$  ділянки ДЕЗ АЗ 1-го та 2-го класів для другого параметра не перекриваються між собою, а області ДЕЗ першого класу перетинається з ДЕЗ 2-го класу для першого параметра в дещо більшій мірі, ніж при  $\sigma_t = 0,1$  (рис. 2.21), що зумовлює деяке збільшення ймовірності неоднозначних рішень. Вочевидь, що область перетину тим більше, чим більше значення коефіцієнта  $m$  (див. п. 2.5.1). Тому найменша  $P_{amb}$  забезпечується в разі ( $\sigma_t = 0,5$ ) при  $m = 1$ , а найбільша при  $m = 3$  (рис. 4.7, *б*).

Отже, знання  $\sigma_t$  дозволяє, використовуючи отримані результати аналізу, правильно вибрати коефіцієнт  $m$ .

Таким чином, при розпізнаванні безперервної активної шумової завади (АЗ 1-го класу) в умовах можливої імпульсної імітувальної завади (АЗ 2-го класу) за критерієм "1 із 2" вибір коефіцієнта  $m$  для забезпечення більшої реальної ймовірності правильного розпізнавання та менших ймовірностей неоднозначних рішень та помилки залежить від СКП  $\sigma_t$  оцінок параметрів.

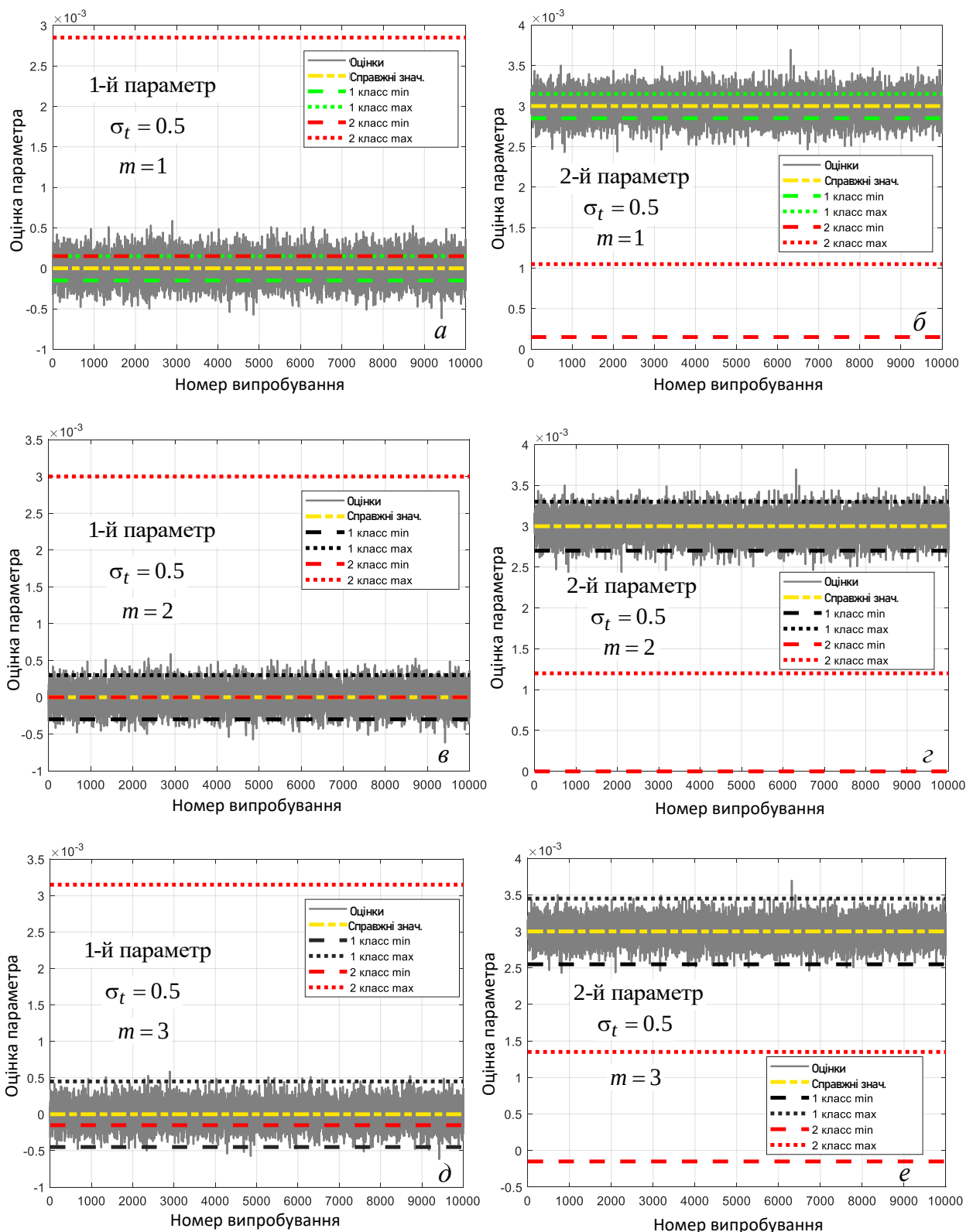


Рисунок 2.22 – Відліки оцінок 1-го (*a*, *в*, *д*) та 2-го (*б*, *г*, *е*) параметрів АЗ у кожному випробуванні та ДЕЗ АЗ 1-го та 2-го класів при різних значеннях коефіцієнта  $m$

Так, у діапазоні  $\sigma_t = 0 \div 0,2$  доцільно вибирати значення  $m = 3$ , при якому забезпечується практично стовідсоткова ймовірність правильного розпізнавання ( $P_{cor} = 100\%$ ) і  $P_{er} = 0$  та неоднозначного рішення ( $P_{amb} = 0$ ). При  $\sigma_t > 0,3$  бажано вибирати значення  $m = 2$ , оскільки  $P_{cor}$  вище в порівнянні з  $m = 1$  і однакова з  $m = 3$  (рис. 2.20, а), але  $P_{amb}$  при  $m = 2$  нижче в порівнянні з  $m = 3$  (рис. 2.20, б).

#### 2.5.6.2 Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "два з двох"

На рис. 2.23 показані графіки залежності  $P_{cor}$  (а),  $P_{amb}$  (б) та  $P_{er}$  (в) АЗ 1-го класу від значення СКП  $\sigma_t$  оцінки часових параметрів при розпізнаванні за критерієм "2 з 2" для різних значень  $m$  ( $m \in 1, 3$ ).

З рис. 2.23, в видно, що  $P_{er}$  для критерію "2 з 2" дорівнює нулю при всіх аналізованих СКП оцінки ЧП, що пояснюється наступним чином. Помилка розпізнавання при такому критерії виникає тоді, коли оцінки 1-го та 2-го параметрів потрапляють до ДЕЗ 2-го класу. Як зазначалося вище, з порівняння рис. 2.21, б та рис. 2.21 г видно, що області ДЕЗ АЗ 1-го та 2-го класів для 2-го параметра не тільки не перекриваються між собою, але й істотно рознесені. Тому при надходженні на вхід РЛС активної завади 1-го класу оцінка її 2-го параметра, з урахуванням аналізованого діапазону СКП  $\sigma_t = 0 \div 1$  оцінки цього параметра, принципово не може потрапити в ДЕЗ 2-го класу, що і обумовлює нульове значення  $P_{er}$  (рис. 2.23, в). Відповідно, за такої  $P_{er}$  ймовірність правильного розпізнавання  $P_{cor}$  буде стовідсотковою для всіх  $\sigma_t = 0 \div 1$  (рис. 2.23, а).

Крім того, вище на основі порівняння рис. 2.21, а та рис. 2.21, в зазначалося, що області ДЕЗ АЗ 1-го та 2-го класів для 1-го параметра частково перекриваються між собою. Тому, наприклад, при попаданні оцінки 1-го параметра АЗ у ДЕЗ 2-го класу виникають неоднозначні рішення, що визначають ймовірність  $P_{amb}$ .

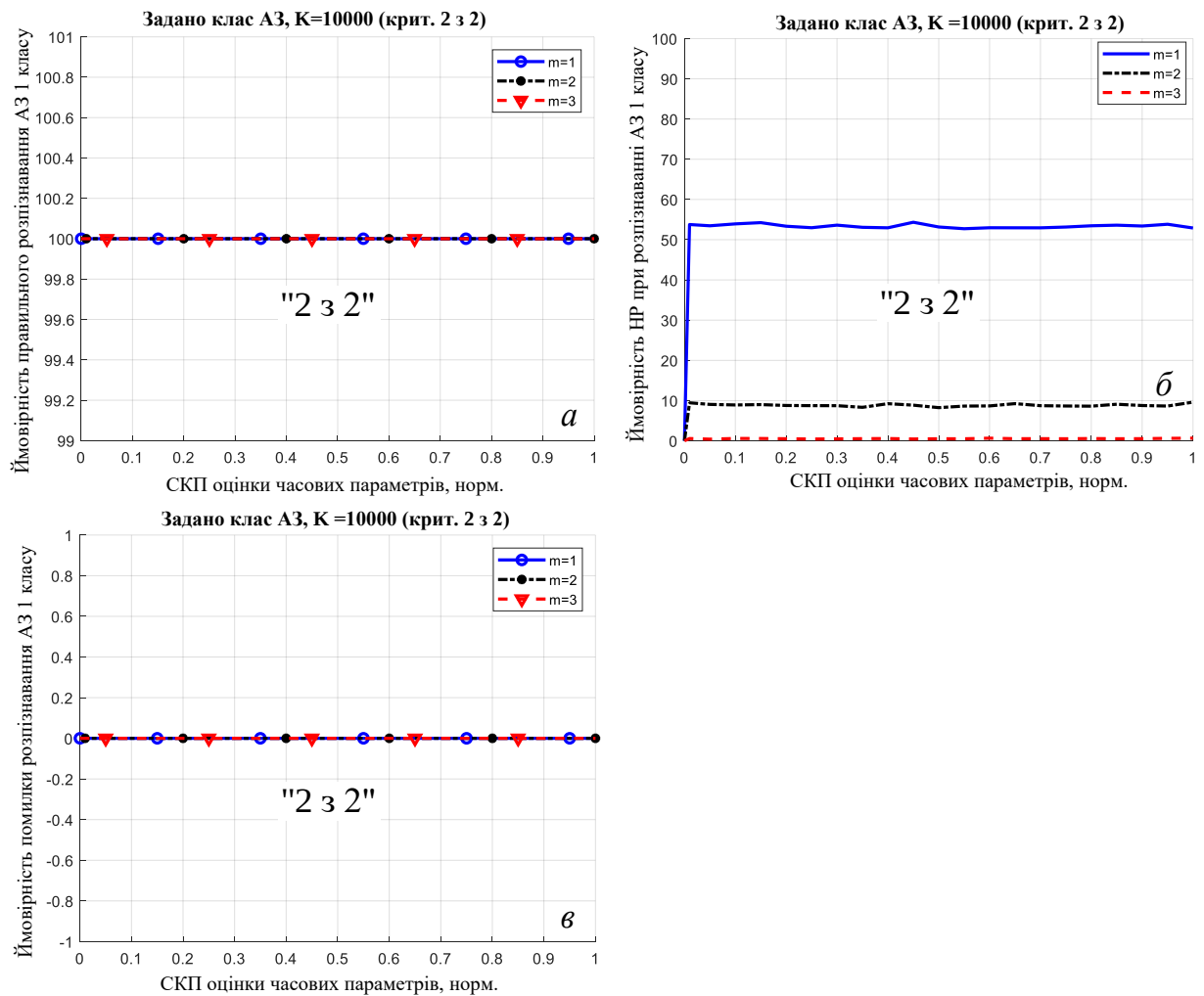


Рисунок 2.23 – Залежності  $P_{cor}(a)$ ,  $P_{amb}(\delta)$  та  $P_{er}(\epsilon)$  маскувальної безперервної завади від СКП ЧП для різних значень коефіцієнта  $m$

Тепер проаналізуємо результати розпізнавання АЗ за критерієм "максимум підсумкової суми".

### 2.5.6.3 Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "максимум підсумкової суми"

Цей критерій передбачає, по суті, поєднання роботи критеріїв "1 із 2" та "2 з 2". На рис. 2.24 показані графіки залежності  $P_{cor}(a)$ ,  $P_{amb}(\delta)$  та  $P_{er}(\epsilon)$  АЗ 1-го класу від значення СКП оцінки ЧП при розпізнаванні за двома параметрами та

критерієм "максимум підсумкової суми". Графіки згруповані для різних значень коефіцієнта  $m$ .

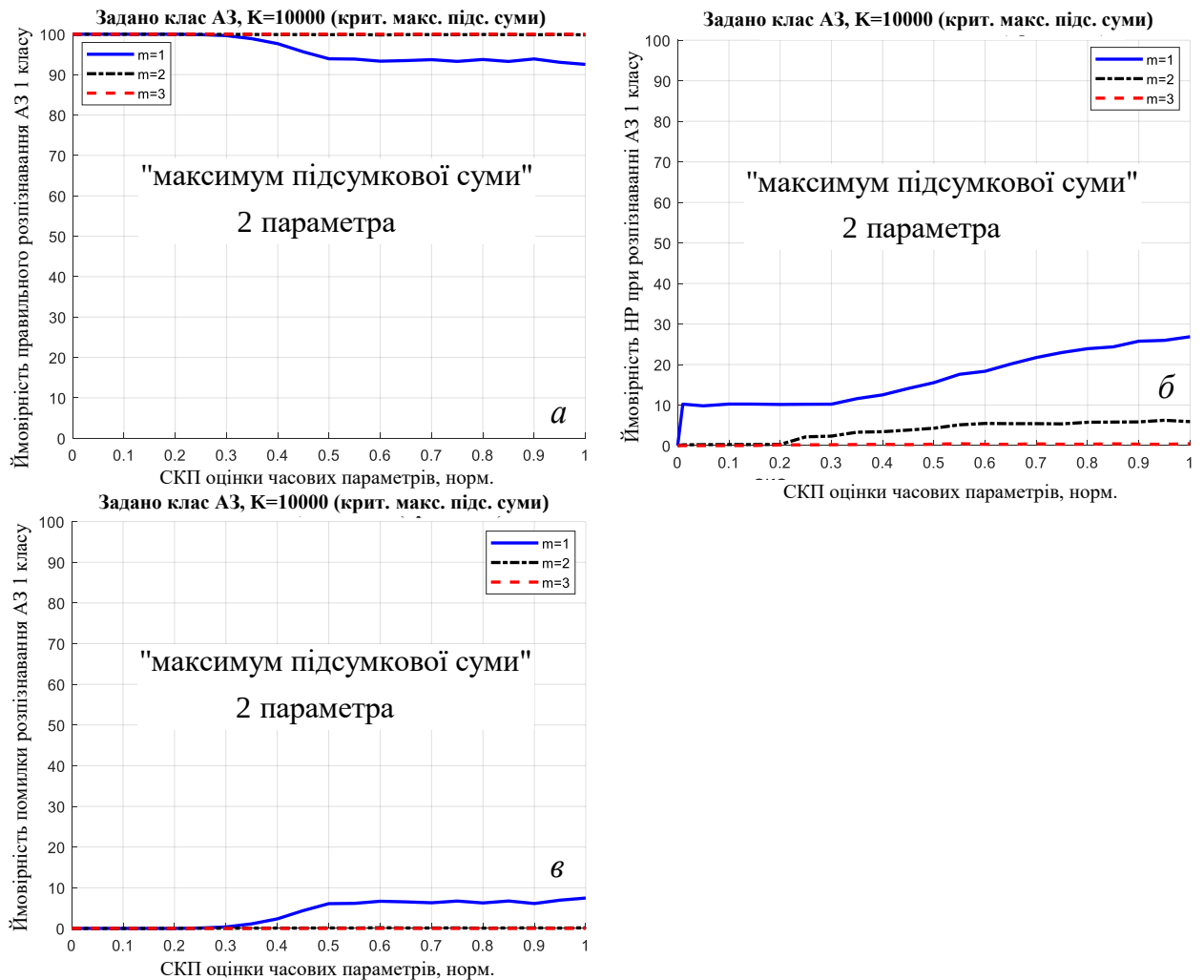


Рисунок 2.24 – Залежності  $P_{cor}$  (а),  $P_{amb}$  (б) та  $P_{er}$  (в) маскувальної безперервної завади від СКП ЧП для різних значень коефіцієнта  $m$  розпізнаних за критерієм "максимум підсумкової суми"

Порівняння графіків імовірності правильного розпізнавання (2.50)  $P_{cor}(\sigma_t)$  для критеріїв "1 із 2" (рис. 2.20, а), "2 з 2" (рис. 2.23, а) та "максимум підсумкової суми" (рис. 2.24, а) показує, що відмінності в імовірності правильного розпізнавання та помилки розпізнавання АЗ 1-го класу за 2-ма параметрами при  $m = 3$  та  $m = 2$  зневажливо мала. При  $m = 1$  стовідсоткова  $P_{cor}(\sigma_t)$  забезпечується при використанні критерію "2 з 2" у всьому діапазоні СКП  $\sigma_t = 0 \div 1$ . Для двох

інших критеріїв ця ймовірність дорівнює  $P_{cor} = 100\%$  у діапазоні якісних вимірювань ЧП при СКП  $\sigma_t = 0 \div 0,3$  і не менше 90% для решті значень  $\sigma_t$ .

Проте при розпізнаванні за критерієм "2 з 2", забезпечується найбільша ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$ , тобто найбільший час аналізу при розпізнаванні АЗ 1-го класу за двома параметрами.

Тепер перейдемо до аналізу ефективності розпізнавання безперервної маскувальної активної шумової завади (АЗ 1-го класу) при додаванні до двох параметрів, що використовувалися раніше, третього параметра – ймовірності правильного розпізнавання виду внутрішньоімпульсної модуляції (ВІМ)  $P_M$ .

#### 2.5.7 Аналіз ефективності розпізнавання першого класу – маскувальної безперервної активної завади за трьома параметрами

При використанні трьох параметрів проаналізуємо результати розпізнавання безперервної маскувальної активної шумової завади (АЗ 1-го класу) за наступними критеріями (п. 2.5.4):

- "два з трьох";
- "три з трьох";
- "максимум підсумкової суми".

##### 2.5.7.1 Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "два з трьох"

На рис. 2.25 для критерію "2 з 3" показані графіки залежностей  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(b)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(c)$  при різних значеннях ймовірності правильного розпізнавання  $P_M$  виду ВІМ для коефіцієнта  $m = 1$ , а на рис. 2.26 для  $m = 3$ .

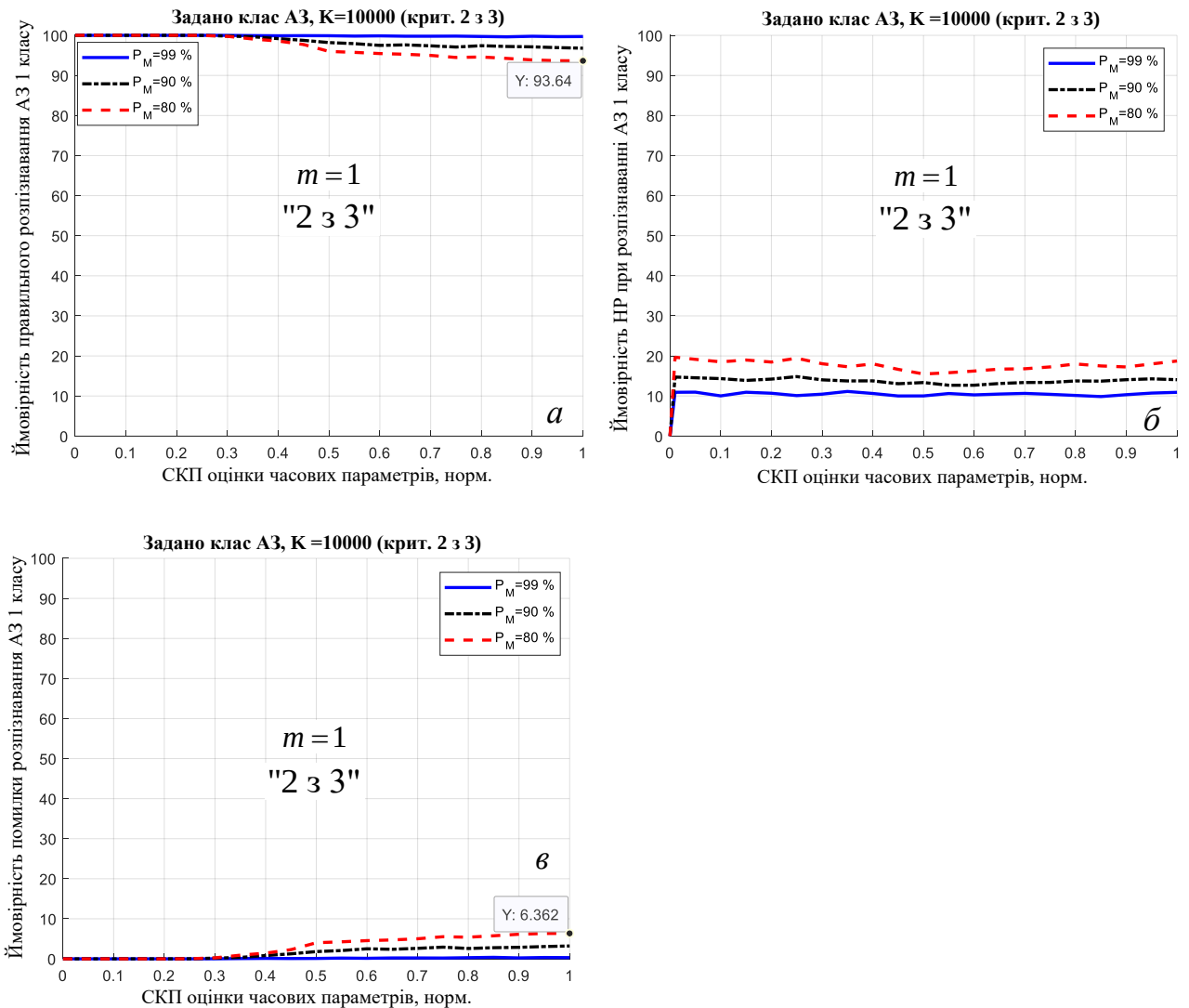


Рисунок 2.25 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$

АЗ 1-го класу для критерію "2 з 3" при  $m = 1$

Аналіз графіків на рис. 2.25 та 2.26 показує, що ймовірності правильного розпізнавання  $P_{cor}$  та помилки розпізнавання  $P_{er}$  класу АЗ за трьома параметрами, а також ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$  залежить не тільки від СКП часових параметрів, а й від ймовірності правильного розпізнавання виду внутрішньоімпульсної модуляції  $P_M$ . Чим більше ймовірність правильного розпізнавання ВІМ  $P_M$ , тим більша ймовірність ЙМПР класу АЗ  $P_{cor}$ .



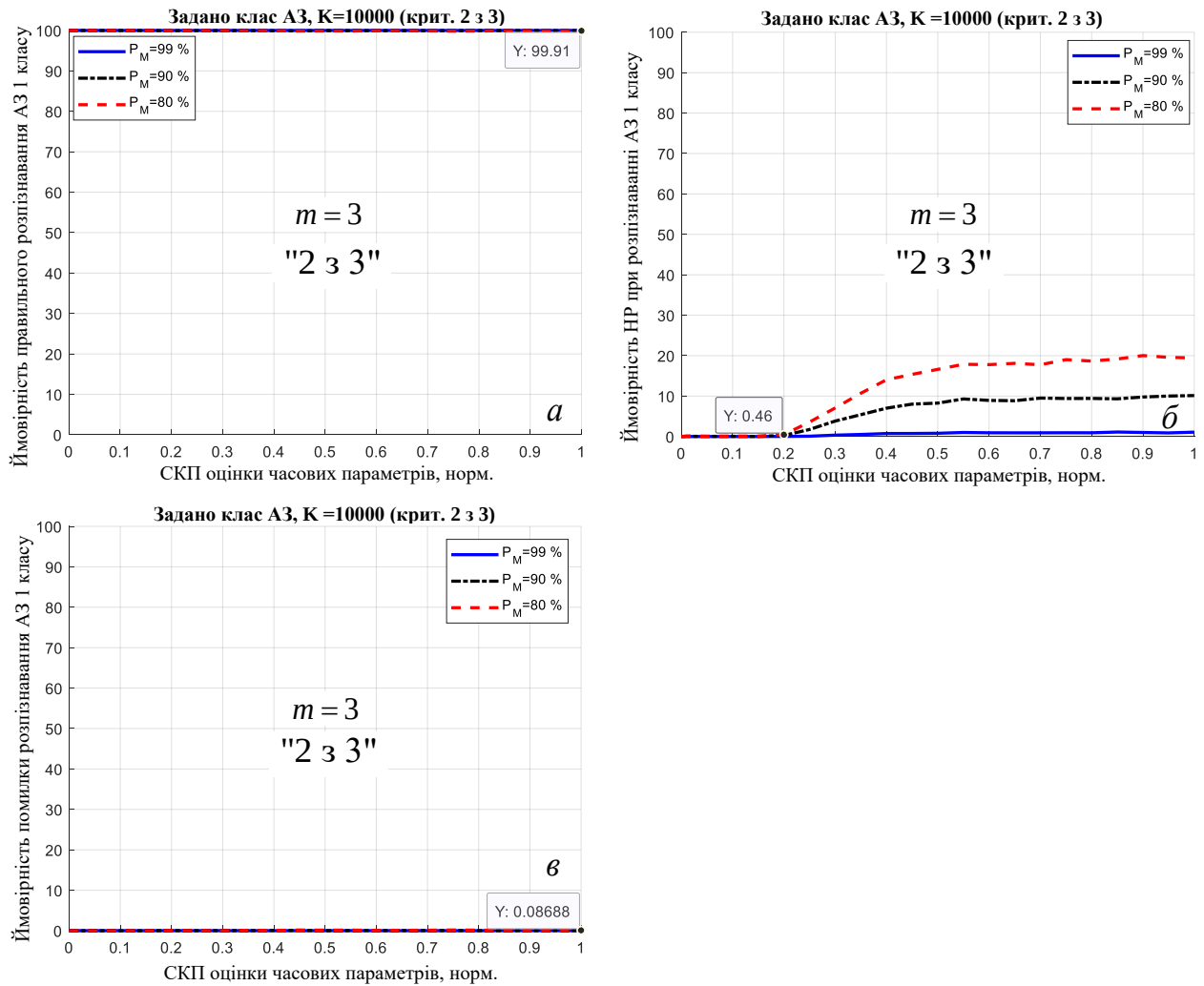


Рисунок 2.26 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$

АЗ 1-го класу для критерію "2 з 3" при  $m = 3$

Порівняння графіків на рис. 2.25 та 2.26 з аналогічними графіками результатів розпізнавання 1-го класу АЗ за двома параметрами показало наступне:

- розпізнавання АЗ 1-го класу за трьома параметрами та критерієм "2 з 3" забезпечує при  $m=1$  і  $P_M = 99\%$  (рис. 2.25, а), а також при  $m=3$  та  $P_M \geq 80\%$  (рис. 2.26, а) практично стовідсоткову реальну ймовірність правильного розпізнавання  $P_{cor}$  (2.54) у всьому досліджуваному діапазоні СКП  $\sigma_t = 0 \div 1$ , як і за критерієм "2 з 2" при розпізнаванні за двома параметрами (рис. 2.23, б),
- критерій "2 з 3" забезпечує меншу ймовірність неоднозначних рішень  $P_{cor}$  порівняно з критерієм "2 з 2" за таких же  $m$ .

У зв'язку з цим нагадаємо, що вид внутрішньоімпульсної модуляції (третій параметр) належить тільки другому класу – імітувальній імпульсній заваді, що випромінюється у відповідь на ЛЧМ зондувальний сигнал РЛС, а оцінка цього параметра не може одночасно належати ДЕЗ двох класів активної завади.

### 2.5.7.2 Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "три з трьох"

На рис. 2.27 для критерію "3 з 3" показані графіки залежностей  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(\bar{b})$  та  $P_{er}(\sigma_t)(\bar{e})$  при різних значеннях  $P_M$  для коефіцієнта  $m=1$ , а на рис. 2.28 для  $m=3$ .

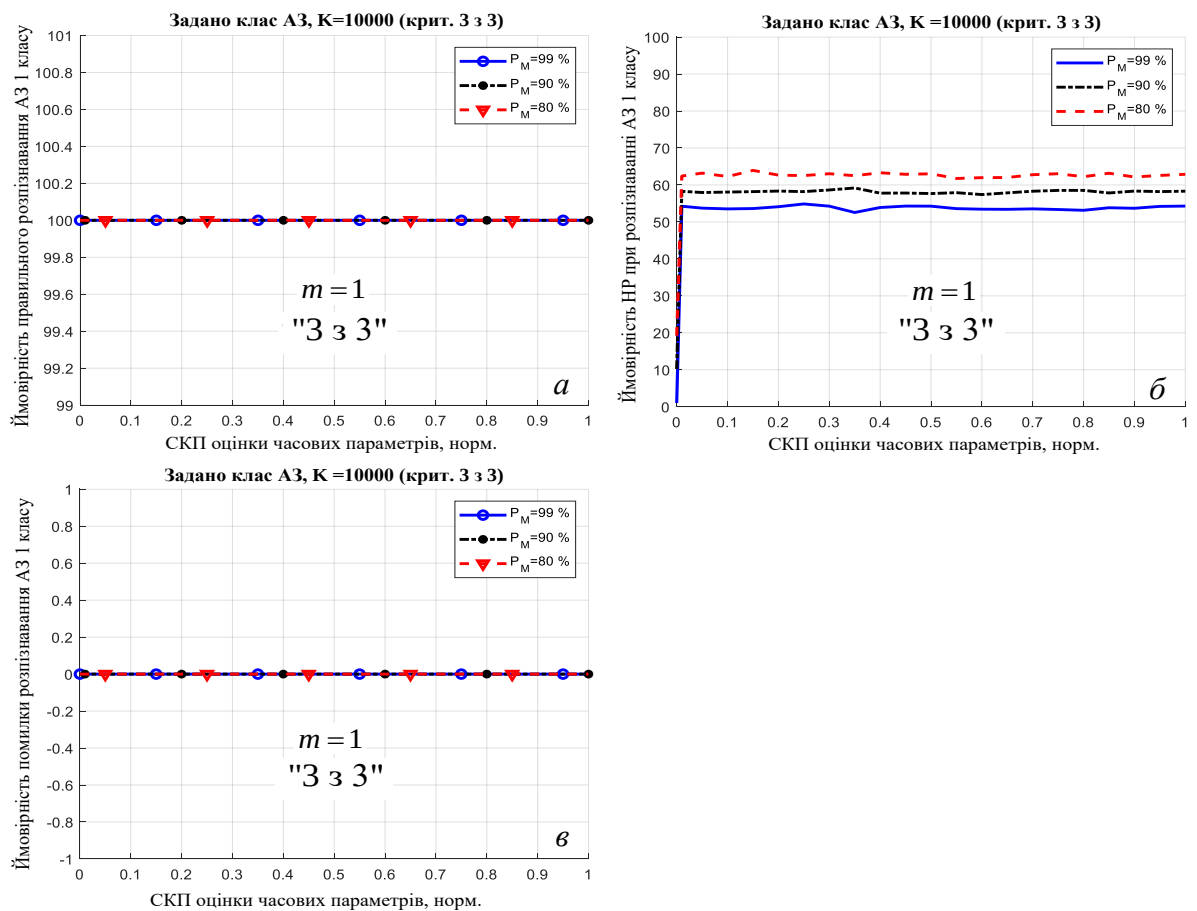


Рисунок 2.27 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(\bar{b})$  та  $P_{er}(\sigma_t)(\bar{e})$  АЗ 1-го класу для критерію "3 з 3" при  $m=1$

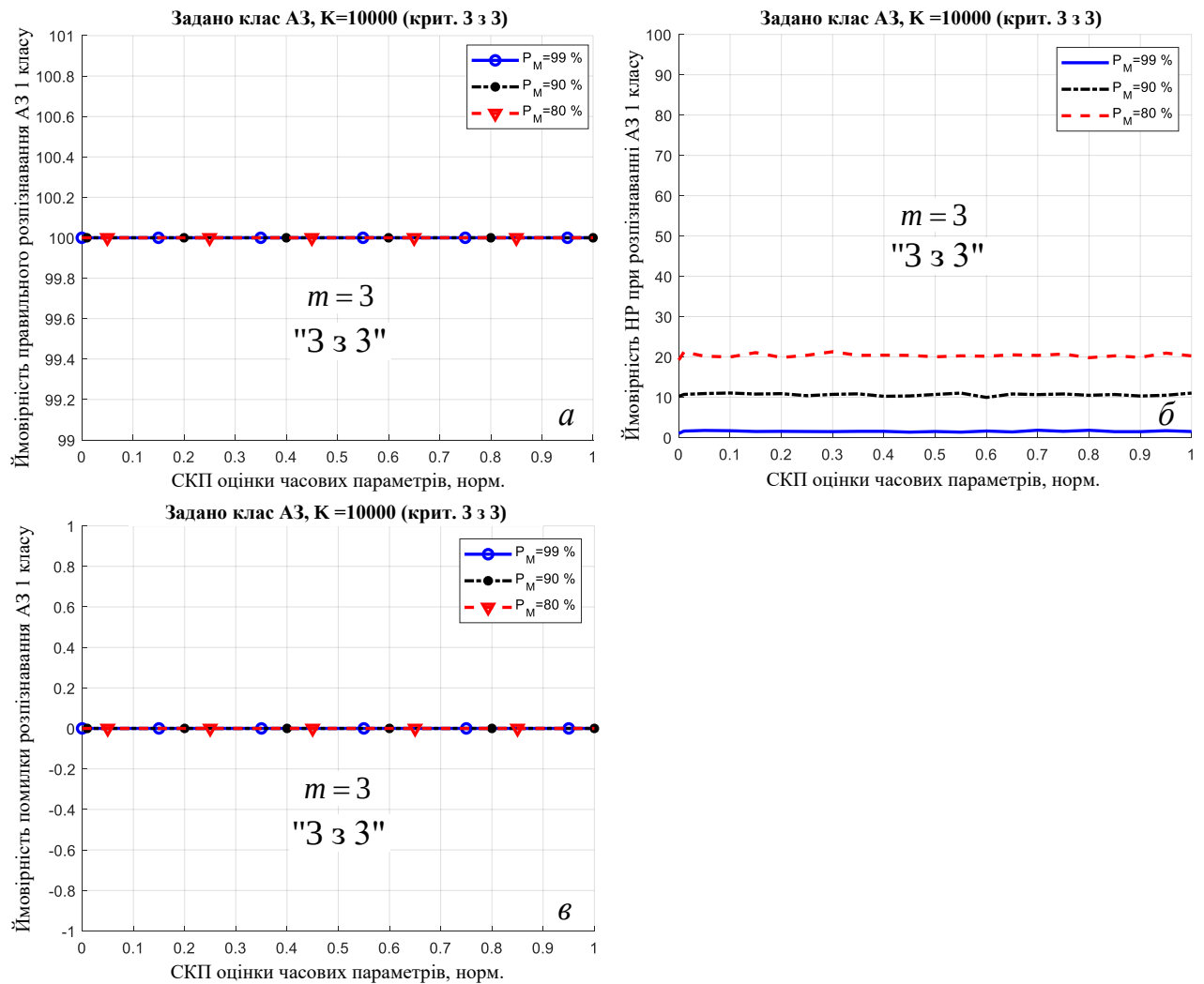


Рисунок 2.28 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(\bar{b})$  та  $P_{er}(\sigma_t)(\bar{в})$  АЗ 1-го класу для критерію "3 з 3" при  $m = 3$

З рис. 2.27,  $a$  та рис 2.28,  $a$  видно, що ймовірність правильного розпізнавання АЗ 1-го класу  $P_{cor}$  для критерію "3 з 3", як і для критерію "2 з 2" є стовідсотковою для всіх аналізованих СКП часових параметрів  $\sigma_t = 0 \div 1$  при  $P_M \geq 80\%$ , а, відповідно,  $P_{er}$  дорівнює нулю.

Однак, ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$ , а значить і час аналізу при розпізнаванні для критерію "3 з 3" (рис. 2.27,  $в$  та рис. 2.28,  $в$ ) більше, ніж для критерію "2 з 2" (рис. 2.23,  $в$ ).

### 2.5.7.3 Ефективність розпізнавання АЗ першого класу за критерієм "максимум підсумкової суми"

На рис. 2.29 для критерію " максимум підсумкової суми " показані графіки залежностей  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(\bar{b})$  та  $P_{er}(\sigma_t)(\bar{b})$  при різних значеннях ЙМПР  $P_M$  виду ВІМ для коефіцієнта  $m = 1$ , а на рис. 2.30 для  $m = 3$ .

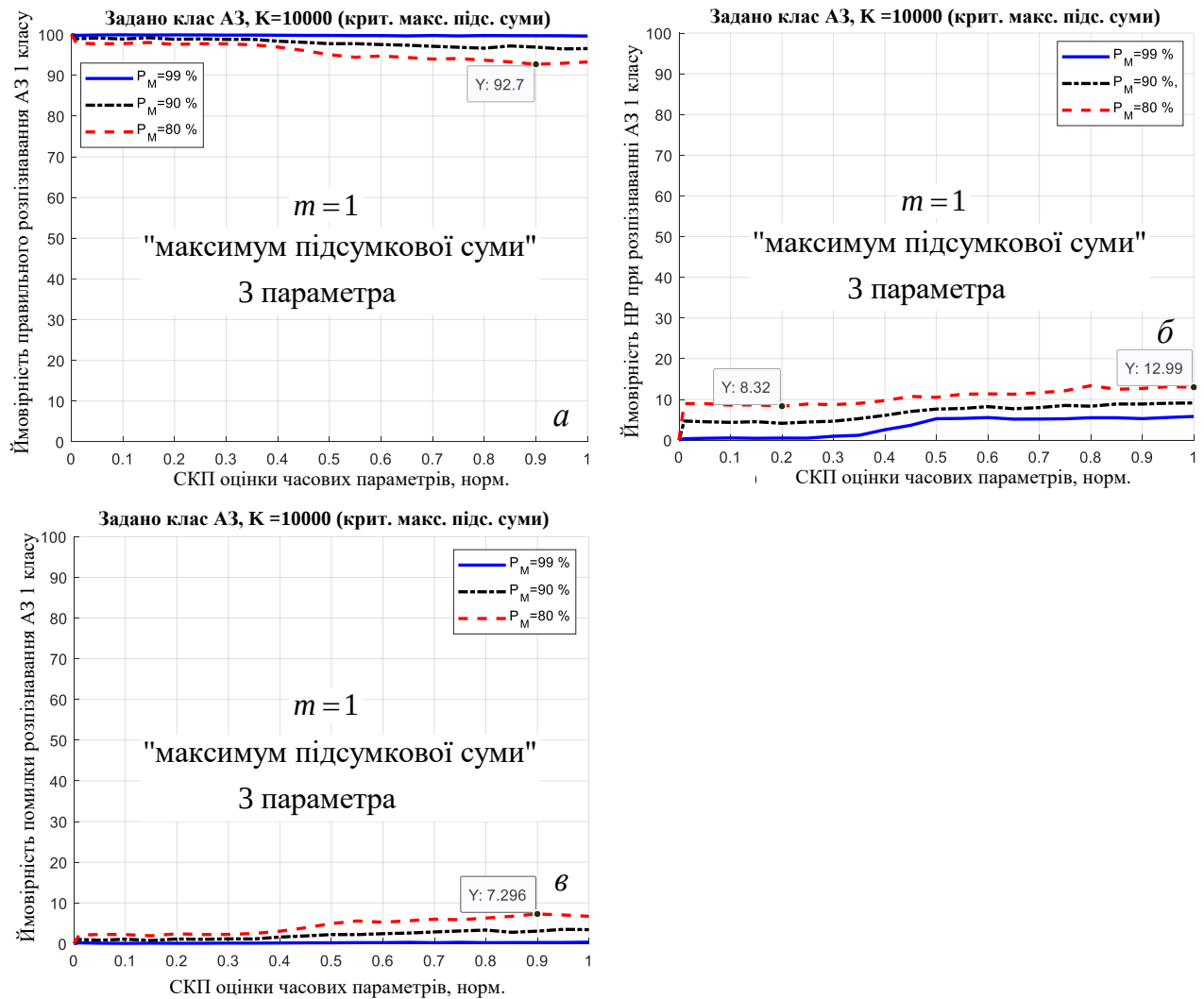


Рисунок 2.29 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(\bar{b})$  та  $P_{er}(\sigma_t)(\bar{b})$  АЗ 1-го класу для критерію "максимум підсумкової суми" при  $m = 1$

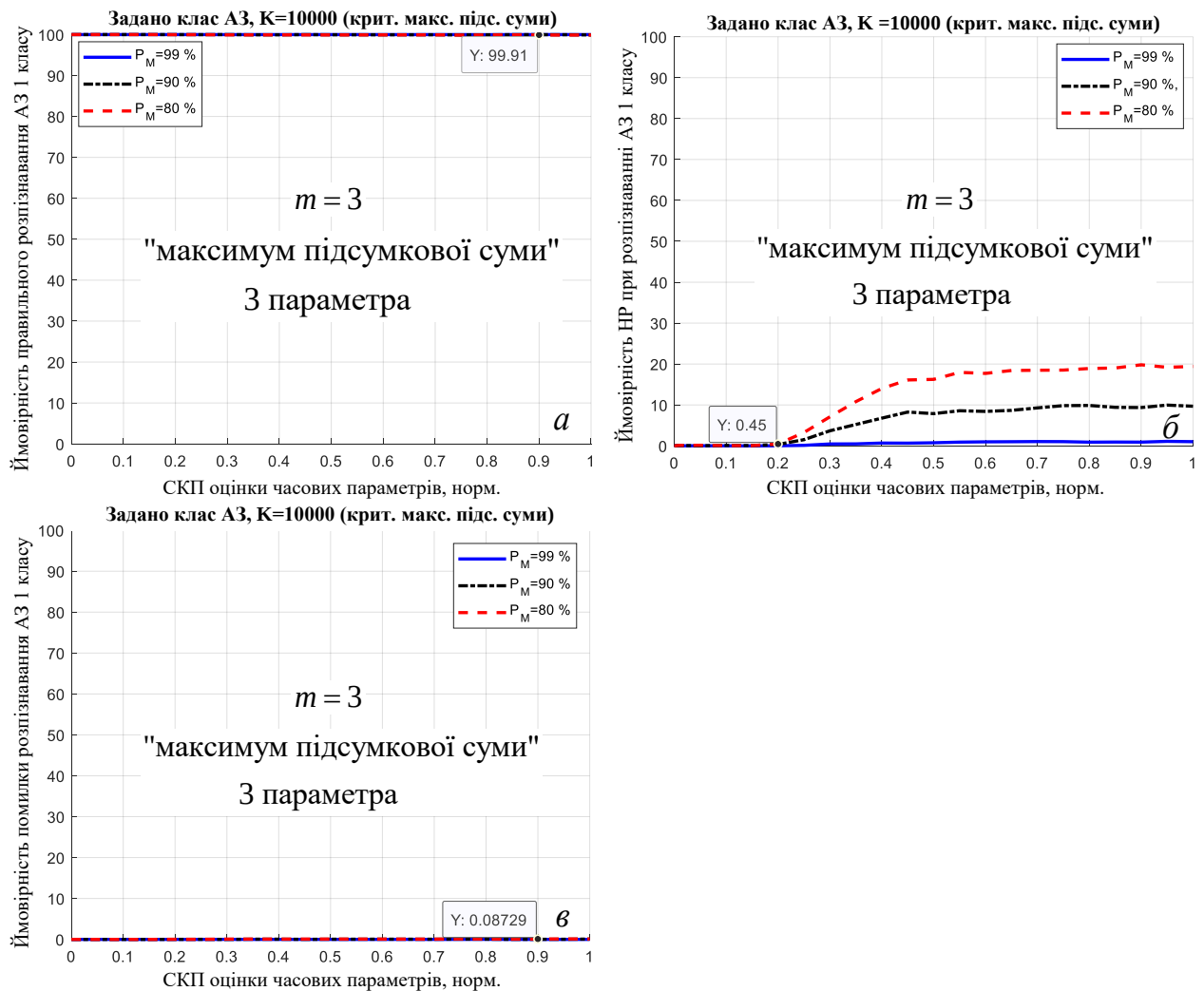


Рисунок 2.30 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$  АЗ 1-го класу для критерію "максимум підсумкової суми" при  $m = 3$

Із порівняння рис. 2.29, а і рис. 2.30, а з рис. 2.24, а видно, що ймовірність правильного розпізнавання  $P_{cor}$  АЗ 1-го класу за трьома параметрами для критерію "максимум підсумкової суми" вже при  $m=1$  та  $P_M = 99$  є стовідсотковою для всіх аналізованих СКП часових параметрів  $\sigma_t = 0 \div 1$ , на відміну від розпізнавання за двома параметрами для того ж критерію. При  $m = 3$  (рис. 2.24, а) і розпізнавання за двома параметрами  $P_{cor}$  1-го класу АЗ також є стовідсотковою для  $\sigma_t = 0 \div 1$ .

При цьому ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$  (2.52) при розпізнаванні за двома та трьома параметрами для критерію "максимум підсумкової суми" приблизно однакова (див. рис. 2.29, б, рис. 2.30, б і рис. 2.24, б).

Тепер проаналізуємо ефективність розпізнавання імітувальної імпульсної завади (АЗ 2-го класу) за двома та трьома параметрами й за тими ж критеріями.

2.5.8 Аналіз ефективності розпізнавання другого класу – імітувальної імпульсної АЗ, за двома параметрами

2.5.8.1 Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "один із двох"

На рис. 2.31 показані графіки залежностей  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$  при розпізнаванні імітувальної імпульсної завади (АЗ 2-го класу) за критерієм "1 із 2".

Після порівняння цих графіків з аналогічними графіками ефективності розпізнавання АЗ 1-го класу за критерієм "1 із 2" на рис. 2.20 можна стверджувати наступне:

- ймовірність правильного розпізнавання  $P_{cor}$  АЗ 2-го класу за критерієм "1 із 2" вже при  $m=1$  є стовідсотковою для всіх аналізованих СКП оцінки часових параметрів  $\sigma_t = 0 \div 1$  (рис.2.31, а), на відміну від розпізнавання АЗ 1-го класу за таким саме критерієм (рис. 4.7, а).
- ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$ , а отже, і час аналізу при розпізнаванні АЗ 2-го класу за критерієм "1 із 2" у цьому випадку значно менше, ніж при розпізнаванні АЗ 1-го класу.

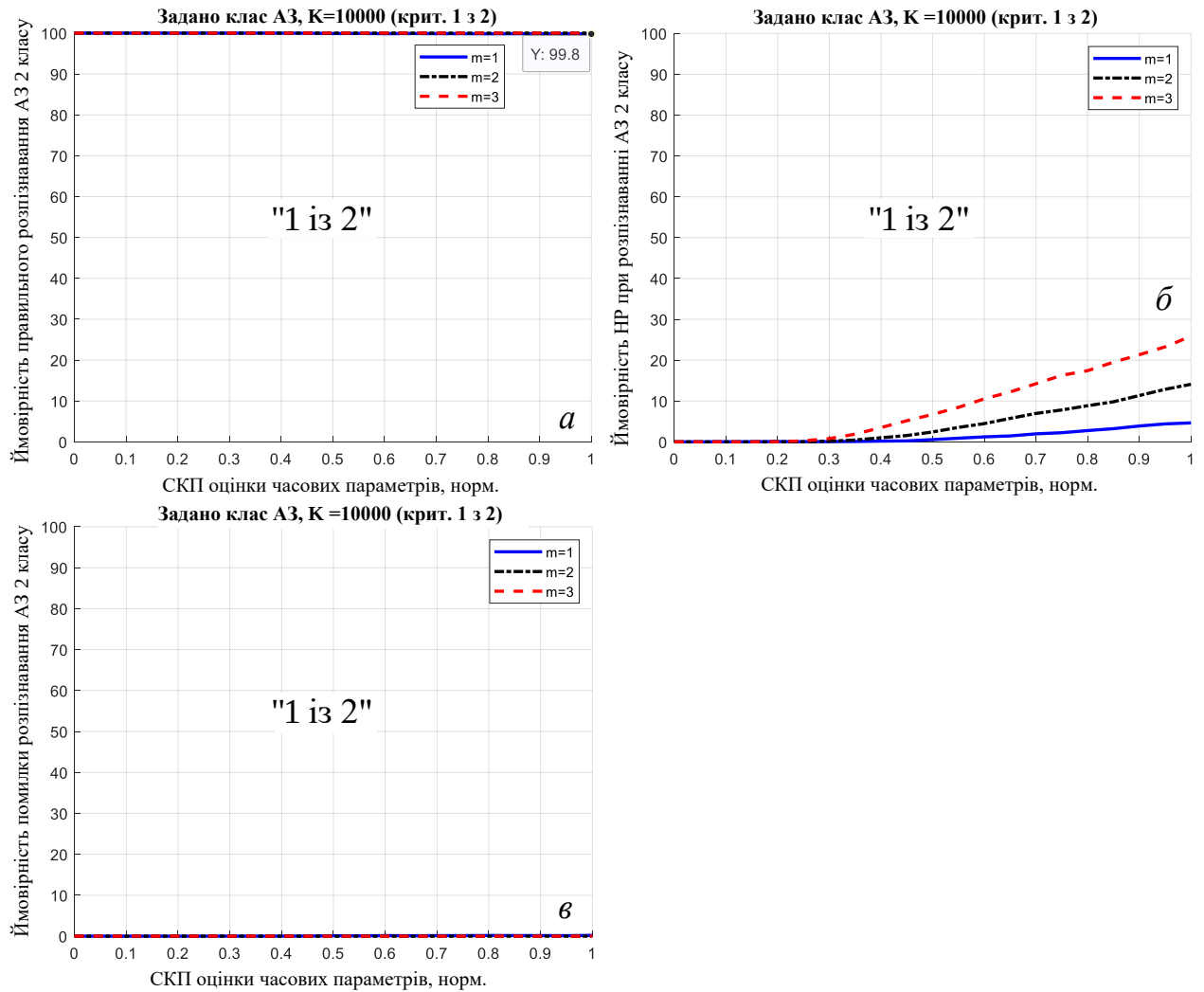


Рисунок 2.31 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$

АЗ 2-го класу для критерію "1 із 2"

Для пояснення цього ефекту проаналізуємо графіки залежності оцінки часу надходження (1-го параметра) (рис. 2.32) та тривалості (2-го параметра) (рис. 2.33) АЗ 2-го класу від номера випробувань (сірі криві). Для порівняння на рис. 2.32 зліва наведено аналогічні графіки для АЗ 1-го класу.

Тут, як і на графіках рис. 2.21 та рис. 2.22 також показані справжні значення вимірюваного параметра (жовта штрихпунктирна горизонтальна лінія) і діапазон еталонних значень цього параметра для 1-го (рис. 2.32, а, в, д) і 2-го (рис. 2.32, б, г, е) класів АЗ та різних коефіцієнтів  $m$  ( $m=1(a, б)$ ,  $m=2(в, г)$ ,  $m=3(д, е)$ ), отримані в серії з 1000 випробувань при  $\sigma_t = 0,5$ .

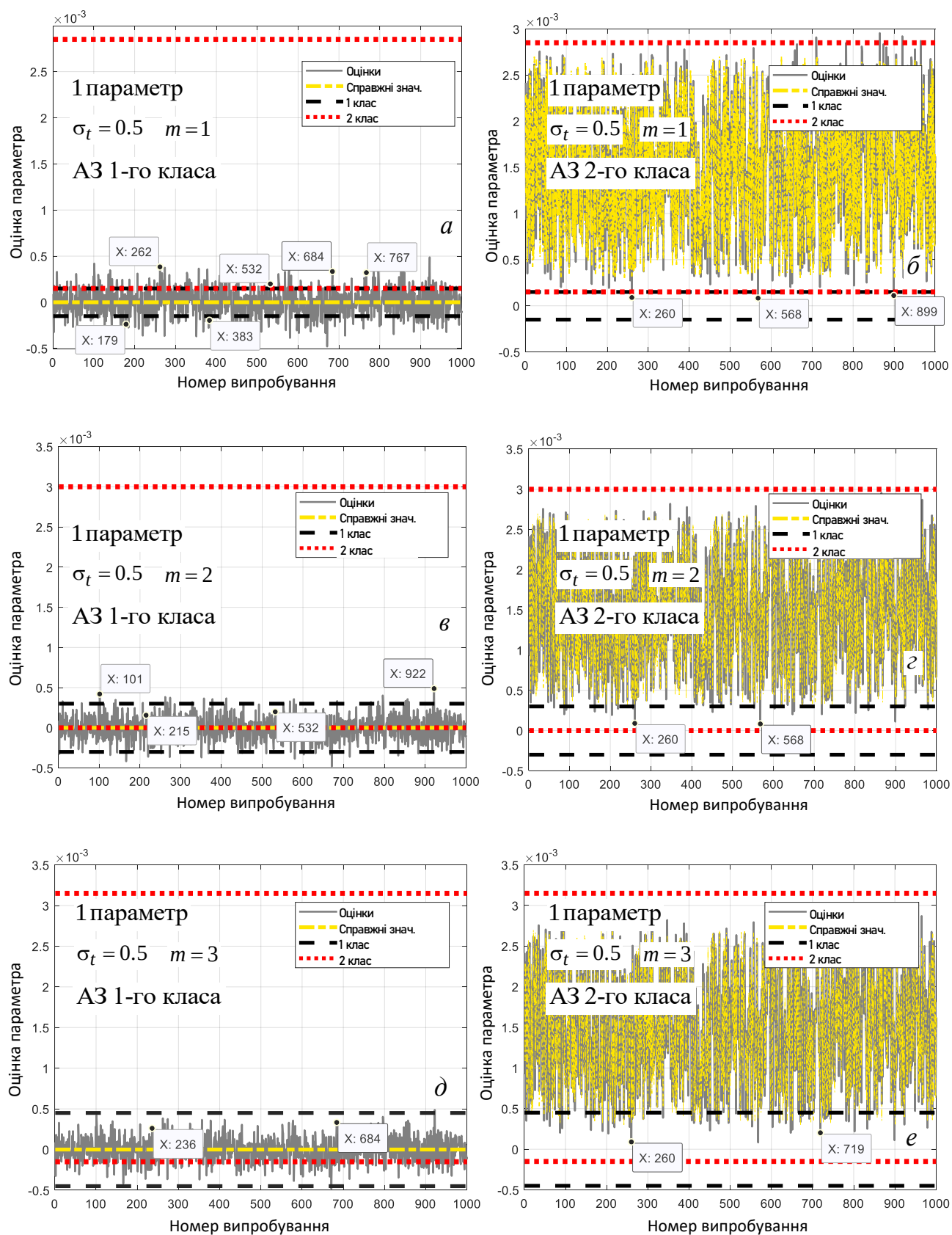


Рисунок 2.32 – Відліки оцінок 1-го параметра АЗ та ДЕЗ АЗ

1-го (а, в, д) і 2-го (б, г, е) класів та різних значень коефіцієнта  $m$



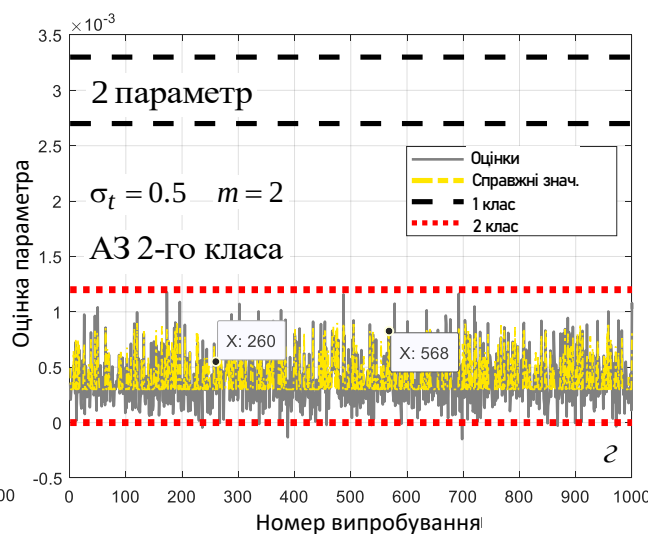
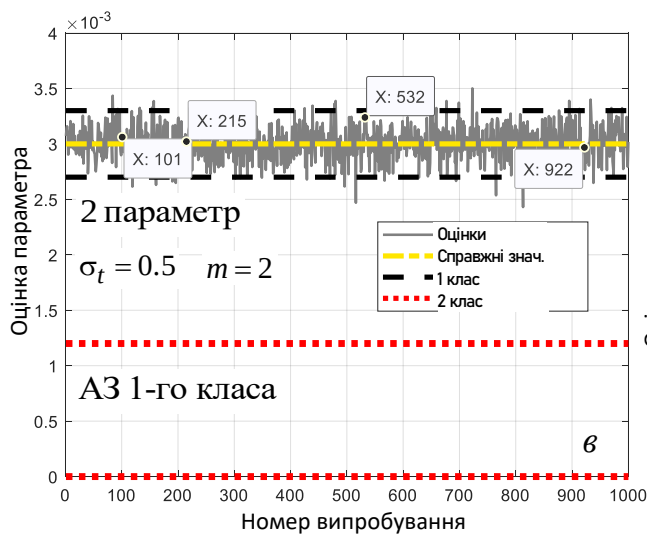
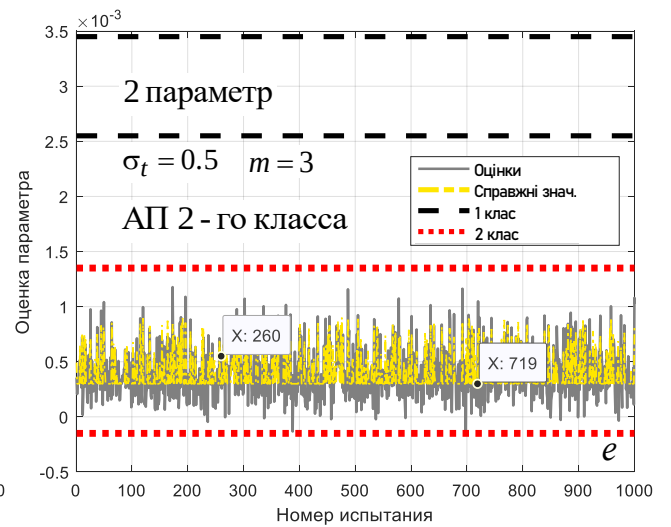
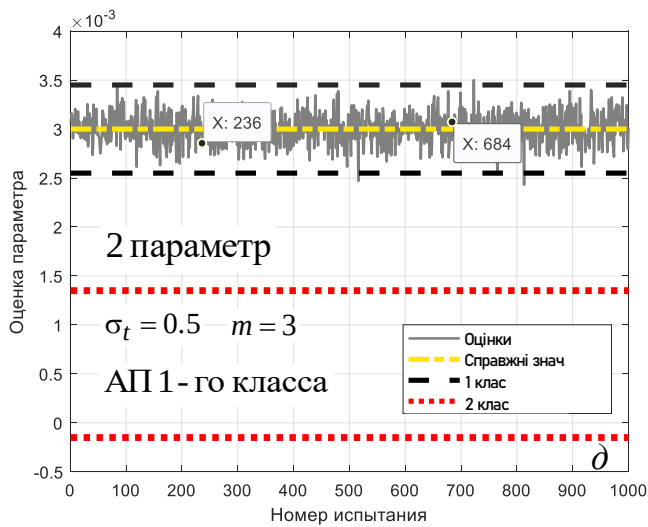
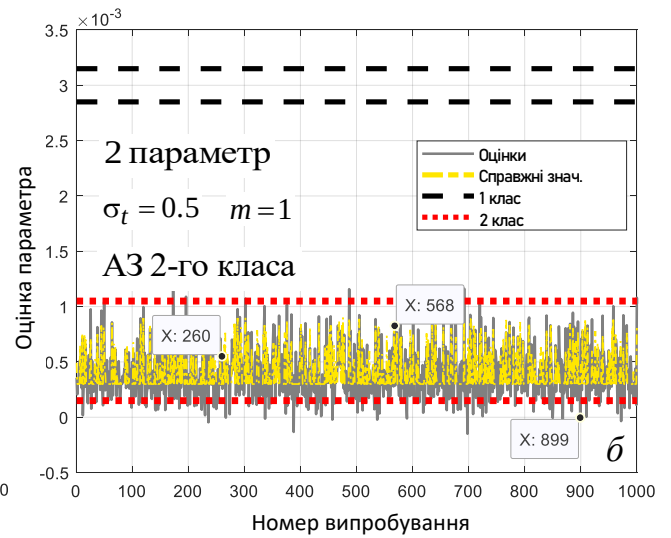
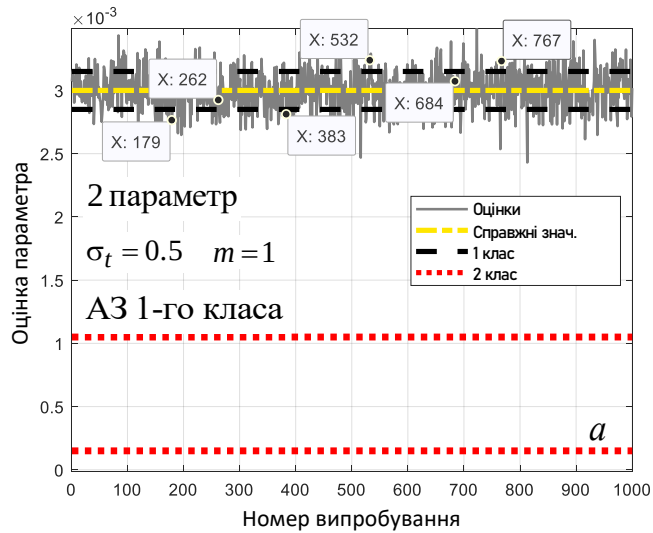


Рисунок 2.33 – Відліки оцінок 2-го параметра АЗ та ДЕЗ АЗ

2-го класу та різних значень коефіцієнта  $m$

Спочатку проведемо порівняльний аналіз кількості неоднозначних рішень, а потім помилкових рішень, від яких залежить імовірність правильного розпізнавання.

Неоднозначність при розпізнаванні класу АЗ виникає при виконанні однієї з наступних умов:

- 1) оцінка  $v$ -го ( $v \in 1, 2$ ) параметра входить у ДЕЗ як першого, так і другого класу;
- 2) оцінка  $v$ -го ( $v \in 1, 2$ ) параметра входить у ДЕЗ 1-го класу, а оцінка  $p$ -го ( $p \in 1, 2, p \neq v$ ) параметра входить у ДЕЗ 2-го класу;
- 3) оцінки першого та другого параметрів знаходяться поза ДЕЗ першого та другого класів АЗ.

Розглянемо розпізнавання при  $m = 1$ . Порівняємо кількості випробувань, в яких можуть виконуватися умови неоднозначності при розпізнаванні АЗ 1-го та 2-го класів. При розпізнаванні АЗ 1-го класу в низці випробувань, з рис. 2.32, *а* та рис. 2.33, *а* можуть виконуватися друга (наприклад, у 262-му та 684-му) або третя (наприклад, у 179-му та 383-му випробуваннях) умови неоднозначного рішення. При розпізнаванні АЗ 2-го класу, як видно з рис. 2.32, *б* і рис. 2.33, *б*, у 260-му та 568-му випробуваннях виконується друга умова неоднозначного рішення та загальна кількість таких випробувань при розпізнаванні АЗ 1-го класу більше, ніж при розпізнаванні АЗ 2-го класу.

Випробувань в яких виконується перша чи третя умова неоднозначності на цих рисунках немає.

У разі якщо  $m = 2$  з'являється зона перекриття ДЕЗ першого параметра для першого і другого класів АЗ (рис. 2.32, рис. 2.32, *г*). У результаті, у деяких випробуваннях з розпізнавання АЗ 1-го та 2-го класів оцінка 1-го параметра одночасно належить ДЕЗ як 1-го, так і 2-го класів (перша умова неоднозначності). Наприклад, у 215-му та 532-му випробуванні з розпізнавання АЗ 1-го класу (рис. 2.32, *в*), а також у 260-му та 568-му випробуванні з розпізнавання АЗ 2-го класу (рис. 2.32, *г*). У той же час, при розпізнаванні АЗ 2-го класу тепер не

спостерігаються випробування, в яких виконується друга чи третя умови неоднозначності. Тому порівнюємо кількість випробувань, в яких при розпізнаванні АЗ 1-го класу (рис. 2.32, *в* і рис. 2.33, *в*) виконується перша або друга (наприклад, у 101-му та 922-му) умови неоднозначності з кількістю випробувань, в яких при розпізнаванні АЗ 2-го класу виконується перша умова неоднозначності (рис. 2.32, рис. 2.33, *г*). З цих графіків видно, що загальна кількість таких випробувань для 1-го класу набагато більша, ніж для другого.

У разі  $m = 3$  всі оцінки 2-го параметра належать ДЕЗ класу, що моделюється (рис. 2.33, *д*, *е*), однак, частина оцінок першого параметра (рис. 2.32, *д*, *е*) задовольняють першій умові неоднозначності. Наприклад, у 236-му та 684-му випробуванні з розпізнавання АЗ 1-го класу (рис. 2.32, *д*), а також у 260-му та 719-му випробуванні з розпізнавання АЗ 2-го класу (рис. 2.32, *е*). З порівняння кількості випробувань з оцінками, які задовольняють першій умові, для випадків розпізнавання АЗ 1-го та 2-го класів видно, що при розпізнаванні АЗ 1-го класу таких випробувань більше.

У результаті для всіх трьох значень коефіцієнта  $m$   $P_{amb}$  вище при розпізнаванні АЗ 1-го класу, ніж при розпізнаванні АЗ 2-го класу.

Розглянемо умови ухвалення помилкового рішення при розпізнаванні класу АЗ. Помилка при розпізнаванні класу АЗ виникає при одночасному виконанні таких умов:

- 1) оцінка  $v$ -го ( $v \in 1, 2$ ) параметра входить у ДЕЗ хибного класу, тобто класу завади, що відрізняється від класу завади, що надійшла на вхід РЛС (ДЕЗ 1-го класу при розпізнаванні АЗ 2-го класу і навпаки);
- 2) жодна з оцінок параметрів не належить ДЕЗ класу завади, що надійшла на вхід РЛС.

Як видно з рис. 2.33, жодна з оцінок другого параметра при розпізнаванні АЗ 1-го та 2-го класів не задовольняє першій умові. Частина оцінок першого параметра при  $m = 1$  (для АЗ 1-го та 2-го класів) задовольняє першій умові. Наприклад, у 532-му та 767-му випробуванні з розпізнавання АЗ

1-го класу (рис. 2.32, *a* та рис. 2.33, *a*) та у 899-му випробуванні з розпізнавання АЗ 2-го класу (рис. 2.32, *б* і рис. 2.33, *б*) оцінки 1-го параметра потрапляють у ДЕЗ хибного класу (перша умова помилки), а оцінки другого параметра перебувають поза ДЕЗ як 1-го, так і 2-го класів АЗ (друга умова помилки). Однак, кількість випробувань, в яких виконуються обидві умови помилки розпізнавання, для  $m = 1$  при розпізнавання АЗ 1-го класу більша, ніж при розпізнаванні АЗ 2-го класу. Тому  $P_{er}$  1-го класу, при  $m = 1$ , вище, ніж  $P_{er}$  2-го класу. При  $m = 3$  не спостерігаються в цілому випробування, в яких виконуються обидві умови помилки розпізнавання як для АЗ 1-го, так і для АЗ 2-го класу. При  $m = 2$  кількість таких випробувань дуже мала.

Проаналізуємо ефективність розпізнавання АЗ 2-го класу за критерієм "два з двох".

#### 2.5.8.2 Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "два з двох"

На рис. 2.34 показані графіки, аналогічні до графіків рис. 2.31, але побудовані при розпізнаванні АЗ 2-го класу за критерієм "2 з 2".

З порівняння графіків цього рисунку з аналогічними графіками ефективності розпізнавання АЗ 1-го класу за критерієм "2 з 2" (рис. 2.23), і навіть з графіками ефективності розпізнавання АЗ 2-го класу за критерієм "1 із 2" (рис. 2.31), можна зробити такі висновки:

- ймовірність правильного розпізнавання  $P_{cor}$  АЗ 2-го класу за критерієм "2 з 2" (рис. 2.34, *б*) та "1 із 2" (рис. 2.31, *б*), а також АЗ 1-го класу за критерієм "2 з 2" (2.23, *б*) при всіх  $m$  ( $m \in 1,3$ ) є стовідсотковою для всіх аналізованих СКП часових параметрів  $\sigma_t = 0 \div 1$ .

- ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$  з порівнюваних варіантів найменша при розпізнаванні АЗ 2-го класу за критерієм "2 з 2".

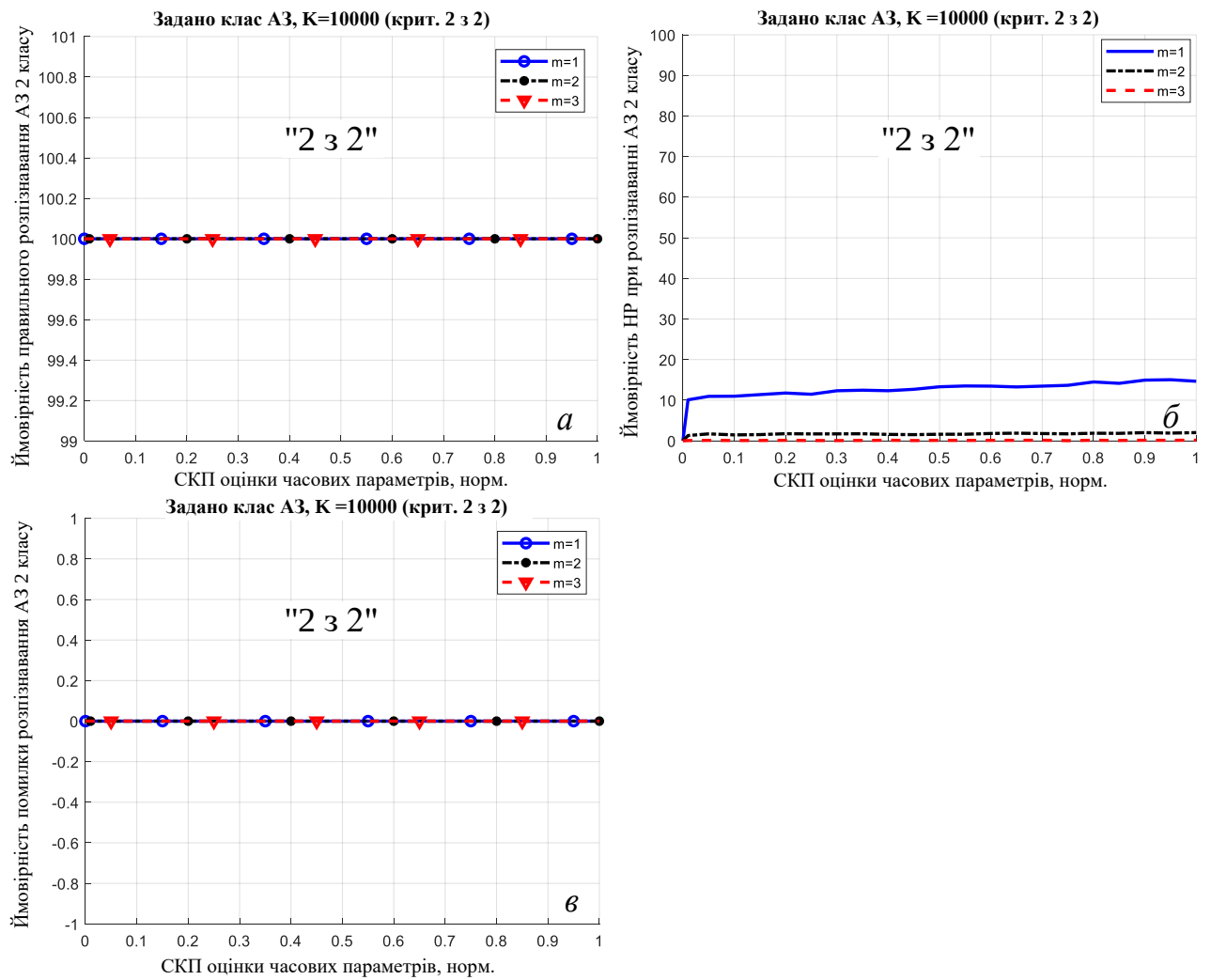


Рисунок 2.34 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(\bar{b})$  та  $P_{er}(\sigma_t)(\bar{b})$

АЗ 2-го класу для критерію "2 з 2"

### 2.5.8.3 Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "максимум підсумкової суми"

На рис. 2.35 показані графіки, аналогічні до графіків рис. 2.31 та рис. 2.34, але при розпізнаванні АЗ 2-го класу за критерієм "максимум підсумкової суми".

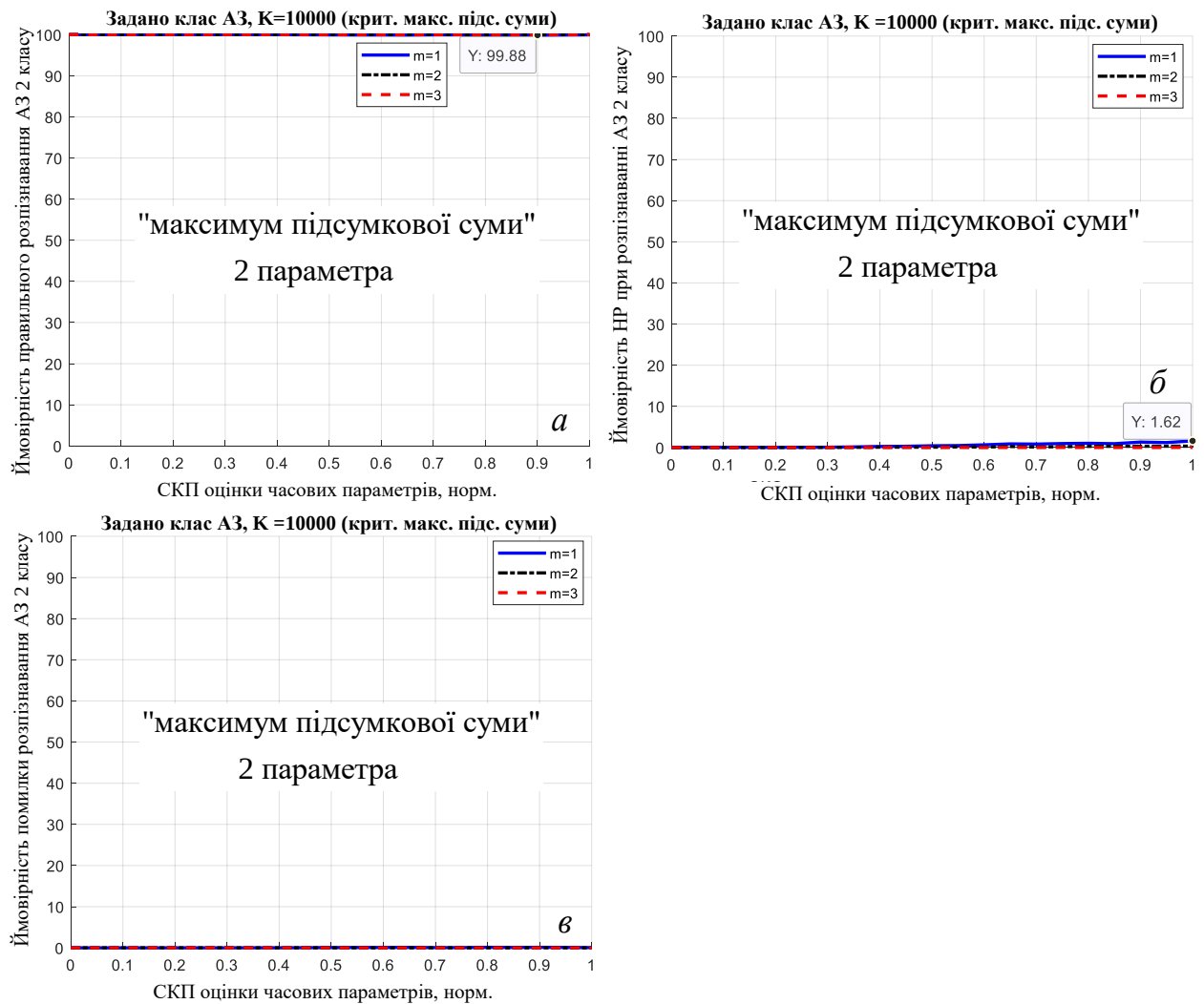


Рисунок 2.35 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$   
 АЗ 2-го класу для критерію "максимум підсумкової суми"

Аналіз рис. 2.35 показує наступне

- ймовірність правильного розпізнавання  $P_{cor}$  АЗ 2-го класу за критерієм «максимум підсумкової суми» при всіх  $m$  ( $m \in 1,3$ ) є стовідсотковою, а ймовірність помилки розпізнавання  $P_{er}$  – нульовою для всіх аналізованих СКП часових параметрів  $\sigma_t = 0 \div 1$ .
- ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$  (2.52) є найменшою з усіх раніше проаналізованих критеріїв при розпізнаванні як АЗ 2-го класу, так і АЗ 1-го класу.

## 2.5.9 Аналіз ефективності розпізнавання другого класу – імітувальної імпульсної АЗ, за трьома параметрами

### 2.5.9.1 Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "два з трьох"

На рис. 2.36 показані графіки залежностей  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(\bar{b})$  та  $P_{er}(\sigma_t)(\bar{v})$  при різних значеннях ЙМПР  $P_M$  виду ВІМ при розпізнаванні АЗ 2-го класу за трьома параметрами та критерієм "2 з 3" для коефіцієнта  $m=1$ , а на рис. 2.37 – для  $m=3$ .

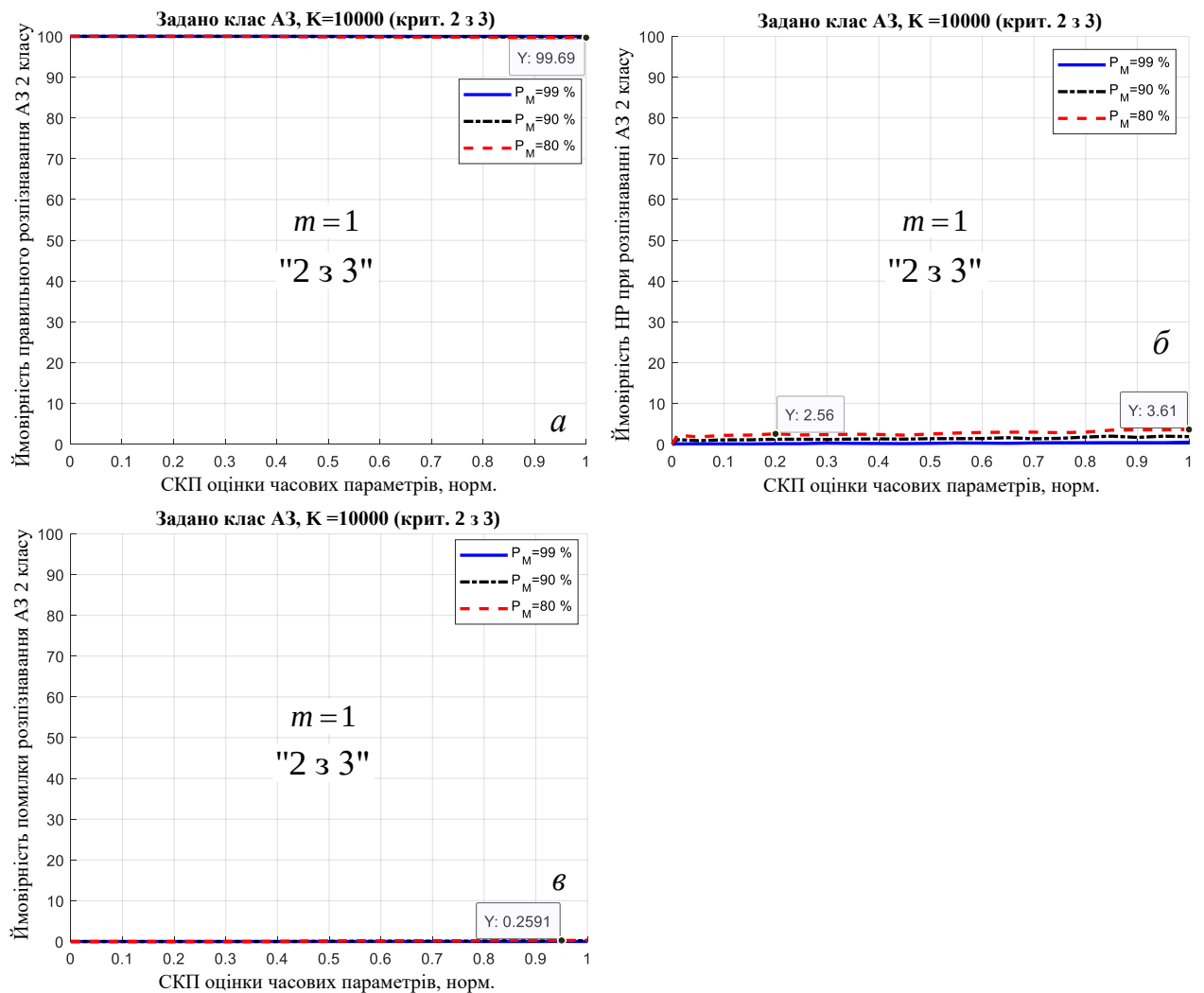


Рисунок 2.36 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(\bar{b})$  та  $P_{er}(\sigma_t)(\bar{v})$  АЗ 2-го класу для критерію "2 з 3" при  $m=1$

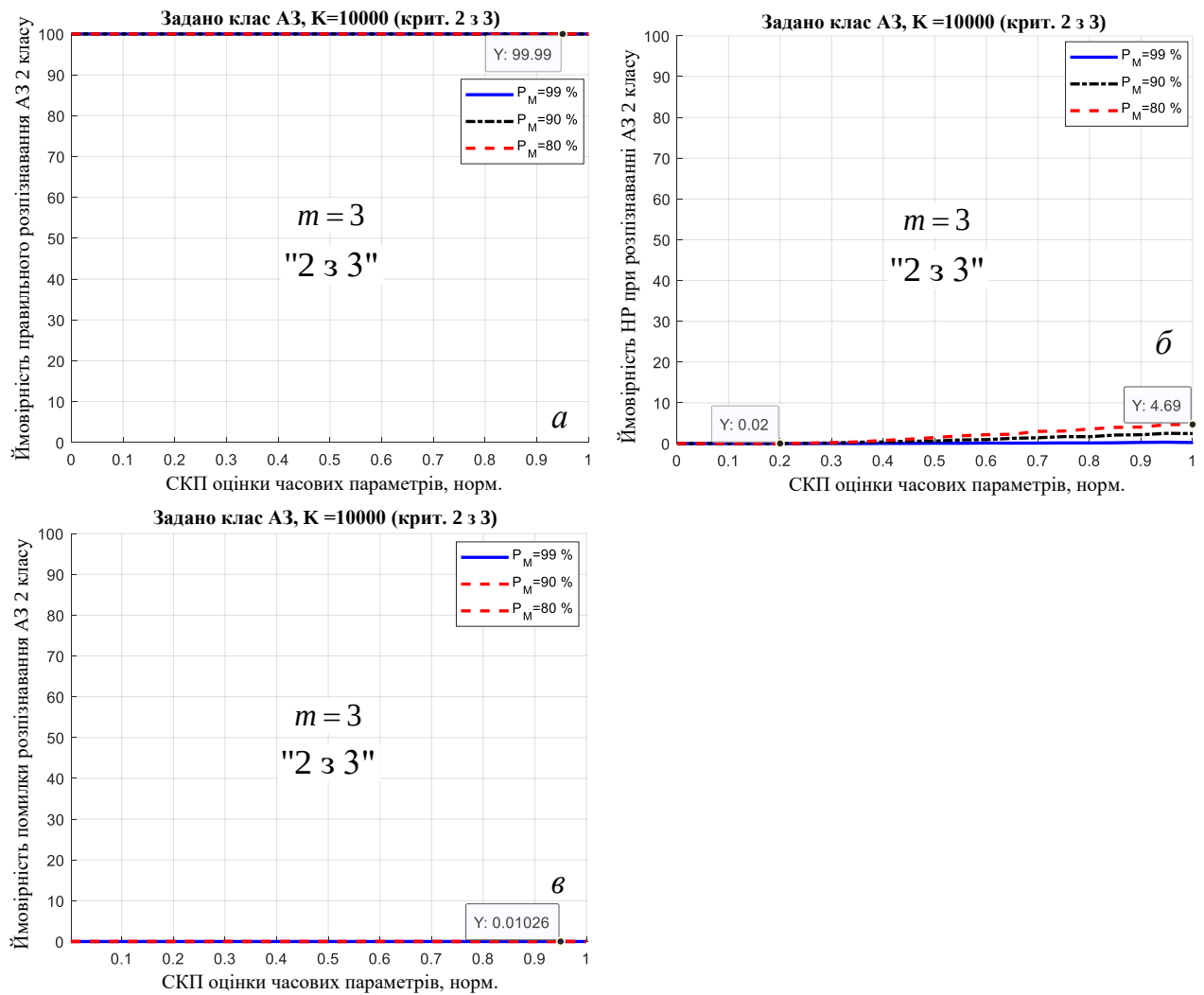


Рисунок 2.37 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$

АЗ 2-го класу для критерію "2 з 3" при  $m = 3$

З порівняння рис. 2.36 та рис. 2.37 із рис. 2.35 видно, що ефективність розпізнавання АЗ 2-го класу за трьома параметрами та критерієм "2 з 3" практично збігається з ефективністю розпізнавання АЗ 2-го класу за двома параметрами та критерієм «максимум підсумкової суми».



### 2.5.9.2 Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "три з трьох"

На рис. 2.38 та 2.39 показані графіки, аналогічні графікам на рис. 2.36 та 2.37, але для критерію "3 з 3".

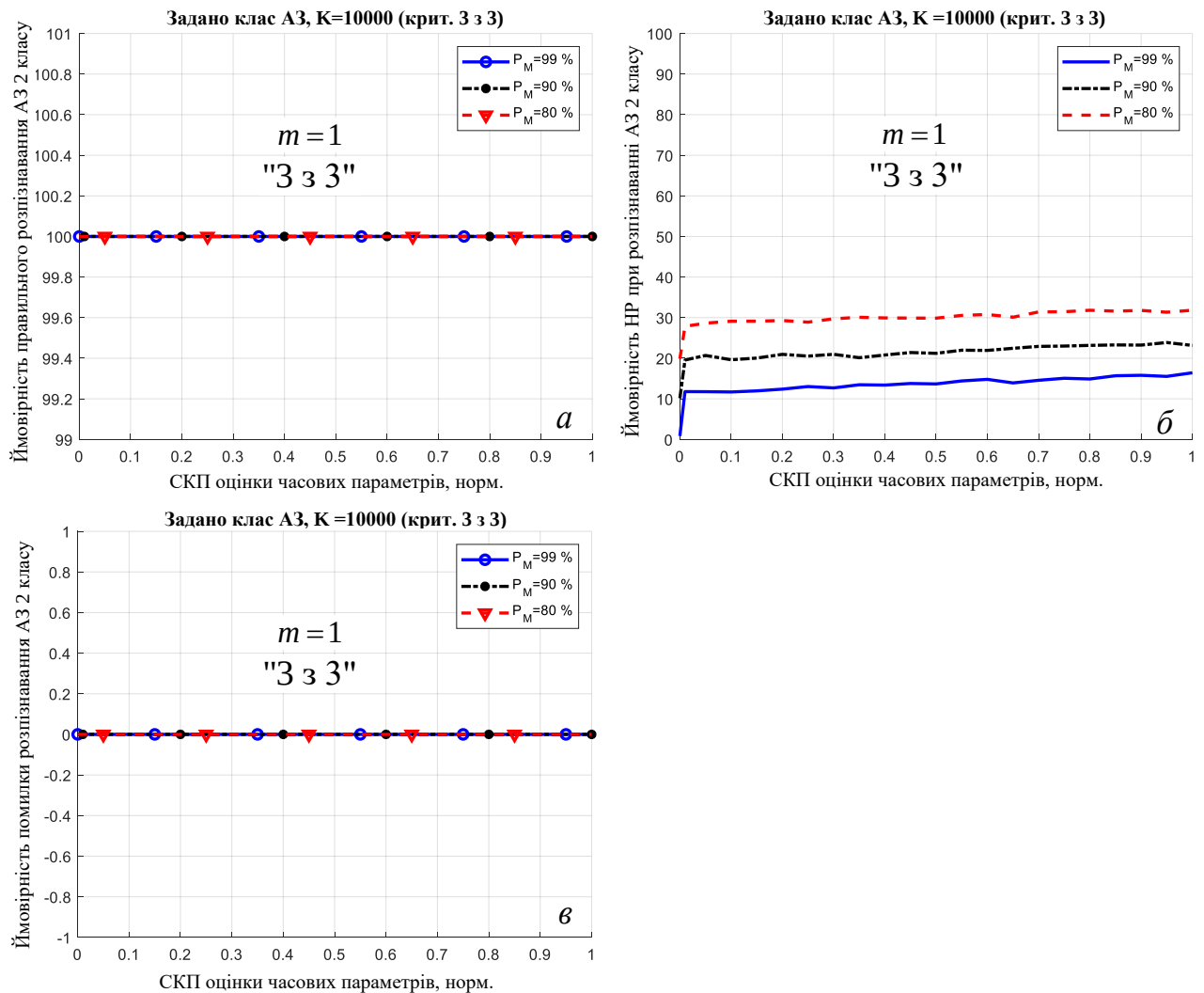


Рисунок 2.38 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$

АЗ 2-го класу для критерію "3 з 3" при  $m=1$

З порівняння рис. 2.38 та рис. 2.39 із рис. 2.36 та рис. 2.37 видно, що реальна ймовірність правильного розпізнавання АЗ 2-го класу за трьома параметрами та критерієм "3 з 3" практично збігається з реальною ймовірністю правильного розпізнавання АЗ 2-го класу за трьома параметрами та критерієм "2 з 3". Однак

імовірність неоднозначних рішень для критерію "3 з 3" істотно вища, ніж для критерію "2 з 3".

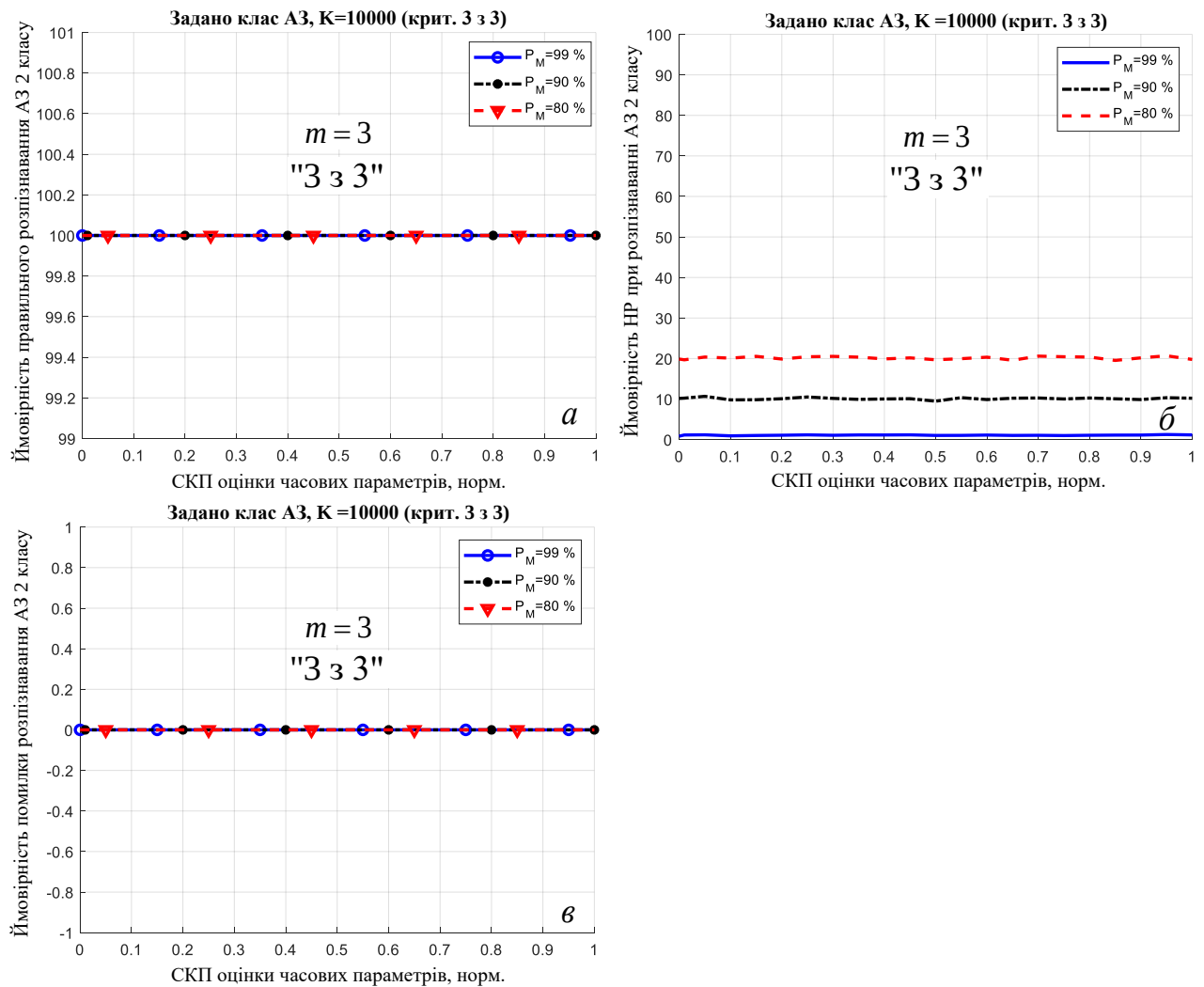


Рисунок 2.39 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$

АЗ 2-го класу для критерію "3 з 3" при  $m = 3$

### 2.5.9.3 Ефективність розпізнавання АЗ другого класу за критерієм "максимум підсумкової суми"

На рис. 2.40 та 2.41 показані графіки, аналогічні графікам, наведеним на рис. 2.36 та 2.37, але для критерію "максимум підсумкової суми".

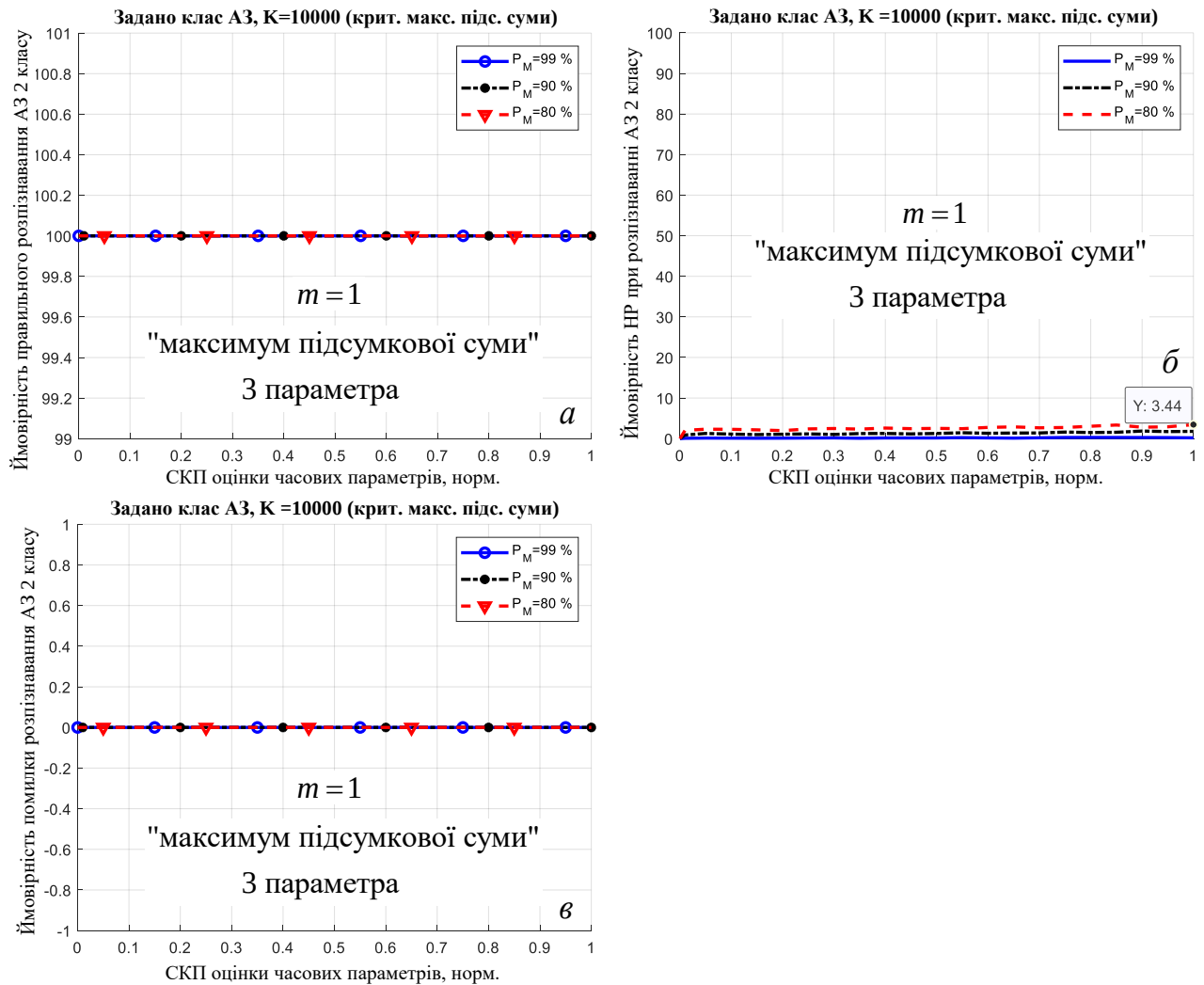


Рисунок 2.40 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$

АЗ 2-го класу для критерію "максимум підсумкової суми" при  $m = 1$

Аналіз рис. 2.40 та рис. 2.41 показує, що реальна ймовірність правильного розпізнавання АЗ 2-го класу за трьома параметрами та критерієм «максимум підсумкової суми» стовідсоткова у всьому діапазоні аналізованих СКП  $\sigma_t = 0 \div 1$ , а ймовірність неоднозначних рішень є нульовою в діапазоні  $\sigma_t = 0 \div 0,4$  і не перевищує 5,15% навіть при дуже високому і нереальному значенні  $\sigma_t = 1$ .

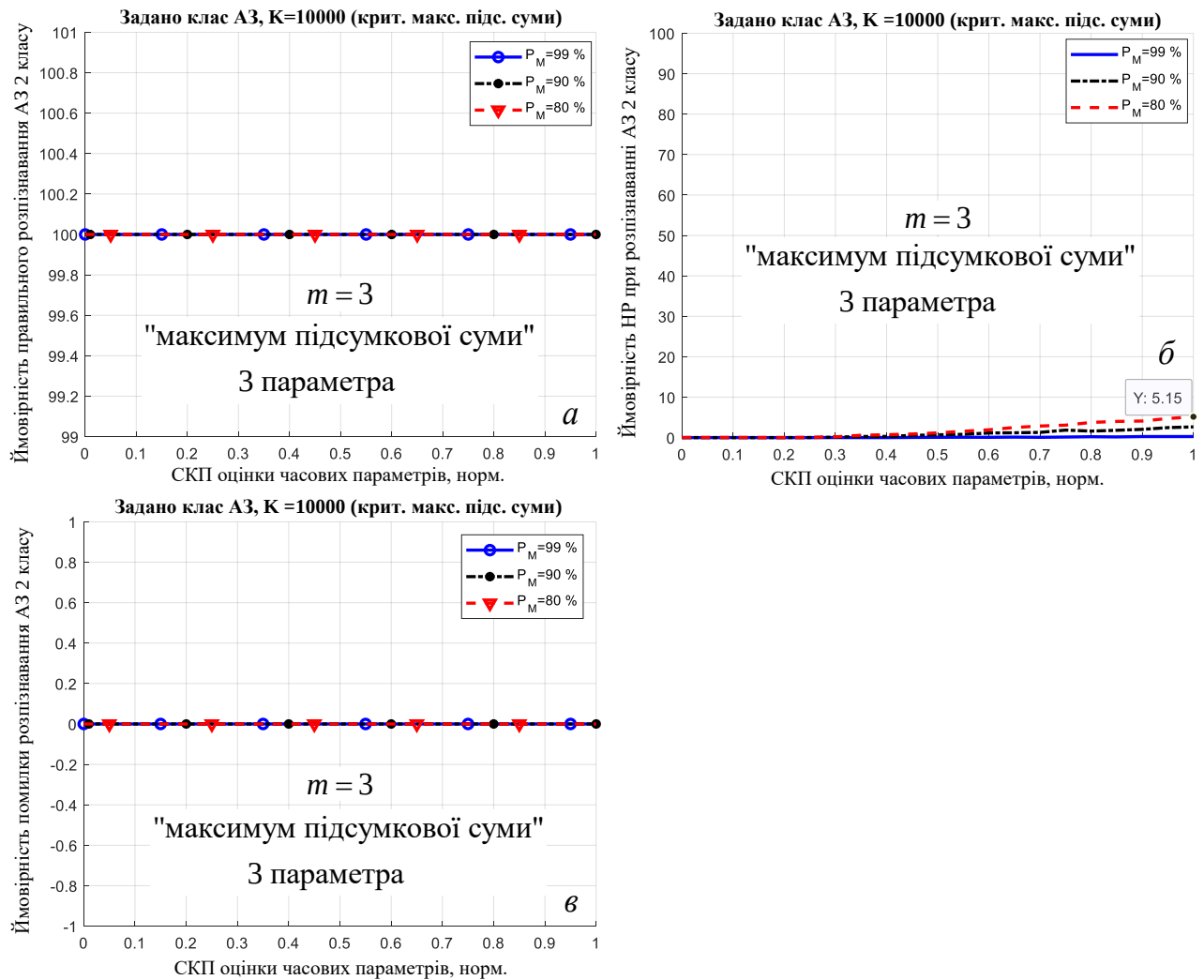


Рисунок 2.41 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$

АЗ 2-го класу для критерію «максимум підсумкової суми» при  $m = 3$

## 2.6 Оцінка ефективності розпізнавання типів АЗ

### 2.6.1 Умови моделювання

У ході моделювання досліджується ефективність розпізнавання наступних двох типів активної завади 1-го класу:

- широкосмугова (загороджувальна) АШЗ (тип №1);
- широкосмугова (прицільна) АШЗ (тип №2)

і трьох типів активної завади 2-го класу:

- DRFM завада типу SMSP (тип №3);

- DRFM завада типу C & I (тип №4) ;
- багаторазова відповідна імпульсна завада (тип №5) .

Вочевидь, перший і другий типи АЗ 1-го класу, тобто широкосмугова або вузькосмугова АШЗ класифікуються з використанням оцінок ширини їхнього спектра. Відповідні вихідні дані наведено в табл. 2.21.

Таблиця 2.21. Вихідні дані параметрів типів маскувальної безперервної АШЗ

| Тип АЗ               | Номер типу АЗ | Ширина спектра АЗ                                                                                              |
|----------------------|---------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1. Вузькосмугова АШЗ | $i = 1$       | $\Delta f_{\min} = 0,1 \cdot \Delta F_0$ , $\Delta f_{\max} = 2\Delta F_0$ ,<br>$\Delta F_0 = 0.5 \text{ MHz}$ |
| 2. Широкоsmугова АШЗ | $i = 2$       | $\Delta f_{\min} = 2\Delta F_0$ , $\Delta f_{\max} = S_{\max}$ ,<br>$S_{\max} = 2\text{GHz}$                   |

Тут  $\Delta F_0$  – ширина смуги пропускання приймача,  $S_{\max}$  – максимальне значення робочого діапазону частот АПС.

Третій, четвертий і п'ятий типи АЗ, що належать до класу імітувальної імпульсної АЗ класифікуються з використанням оцінок як часових, так і частотних параметрів. Відповідні вихідні дані наведено в табл. 2.22.

Таблиця 2.22. Вихідні дані параметрів заданих типів імітувальної імпульсної АЗ

| Тип АЗ                   | Номер типу АЗ | Тривалість імпульсу, $\nu = 2$                                                    | Девіація частоти, $\nu = 4$               | Кількість періодів модуляції в межах тривалості імпульсу, $\nu = 5$ | Відношення крутості періодів ЧМ АЗ до крутості ЧМ імпульсу РЛС, $\nu = 6$ |
|--------------------------|---------------|-----------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------|
| 1. DRFM завада типу SMSP | $i = 3$       | $t_{\min} = \tau_0 = 300 \text{ мкс}$ ,<br>$t_{\max} = 3\tau_0 = 900 \text{ мкс}$ | $\Delta f = \Delta F_0 = 0.5 \text{ MHz}$ | $N_T^{\min} = 2$ ,<br>$N_T^{\max} = 10$                             | $\Delta\beta_{\min} = 2$ ,<br>$\Delta\beta_{\max} = 10$                   |

|                               |         |                                          |                                                                                         |                                        |                   |
|-------------------------------|---------|------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------|-------------------|
| 2. DRFM<br>завада<br>типу C&I | $i = 4$ | $\tau = \tau_0 =$<br>$= 300 \text{ мкс}$ | $\Delta f_{\min} = 0,54 \cdot \Delta F_0,$<br>$\Delta f_{\max} = 0,98 \cdot \Delta F_0$ | $N_T^{\min} = 4,$<br>$N_T^{\max} = 72$ | $\Delta\beta = 1$ |
| 3. БІАЗВ                      | $i = 5$ |                                          | $\Delta f = \Delta F_0$                                                                 | $N_T = 1$                              | $\Delta\beta = 1$ |

Показники якості розпізнавання та формули для їхнього обчислення у відсотках, а також інші умови моделювання описані в п. 2.4.1.

Типи АЗ розпізнаються тут після розпізнавання класів. Усі типи АЗ розпізнаватимемо за критерієм «максимум підсумкової суми» (див. п. 2.5.3.3).

### 2.6.2 Аналіз ефективності розпізнавання першого та другого типів АЗ

Отже, вважаємо, що перед розпізнаванням типу АЗ розпізнається клас АЗ. При цьому ймовірність правильного розпізнавання  $P_{cor}$  (2.50) АЗ 1-го класу становить 98.73% ( $m=1$ ), 99.98% ( $m=2$ ) та 100% ( $m=3$ ) (п. 2.5.7.3).

На рис. 2.42 показані графіки залежності ЙмПР  $P_{cor}$  (2.50) (а), ймовірності  $P_{amb}$  (2.52) (б) та ймовірності  $P_{er}$  (2.51) (в) 1-го типу АЗ від значення СКП оцінки ширини спектра для різних значень коефіцієнта  $m$ .

Як видно із рис. 2.42, а, ймовірність правильного розпізнавання першого типу АЗ (вузькосмугової АШЗ) при нормованій СКП оцінки ширини спектра  $\leq 0,2$  близька до 100%. Навіть якщо ця СКП близька до одиниці, що є малоімовірним на практиці, то ЙмПР  $P_{cor} \geq 90\%$ .

З рис. 2.42, б видно, що ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$  досить істотно збільшується зі збільшенням СКП оцінки ширини спектра АШЗ, що призводить до збільшення часу аналізу при розпізнаванні вузькосмугової АШЗ. Це зумовлено збільшенням області перекриття діапазонів еталонних значень 1-го та 2-го типів АЗ. Однак при СКП оцінки ширини спектра  $\leq 0,2$  значення  $P_{amb}$  є прийнятними.

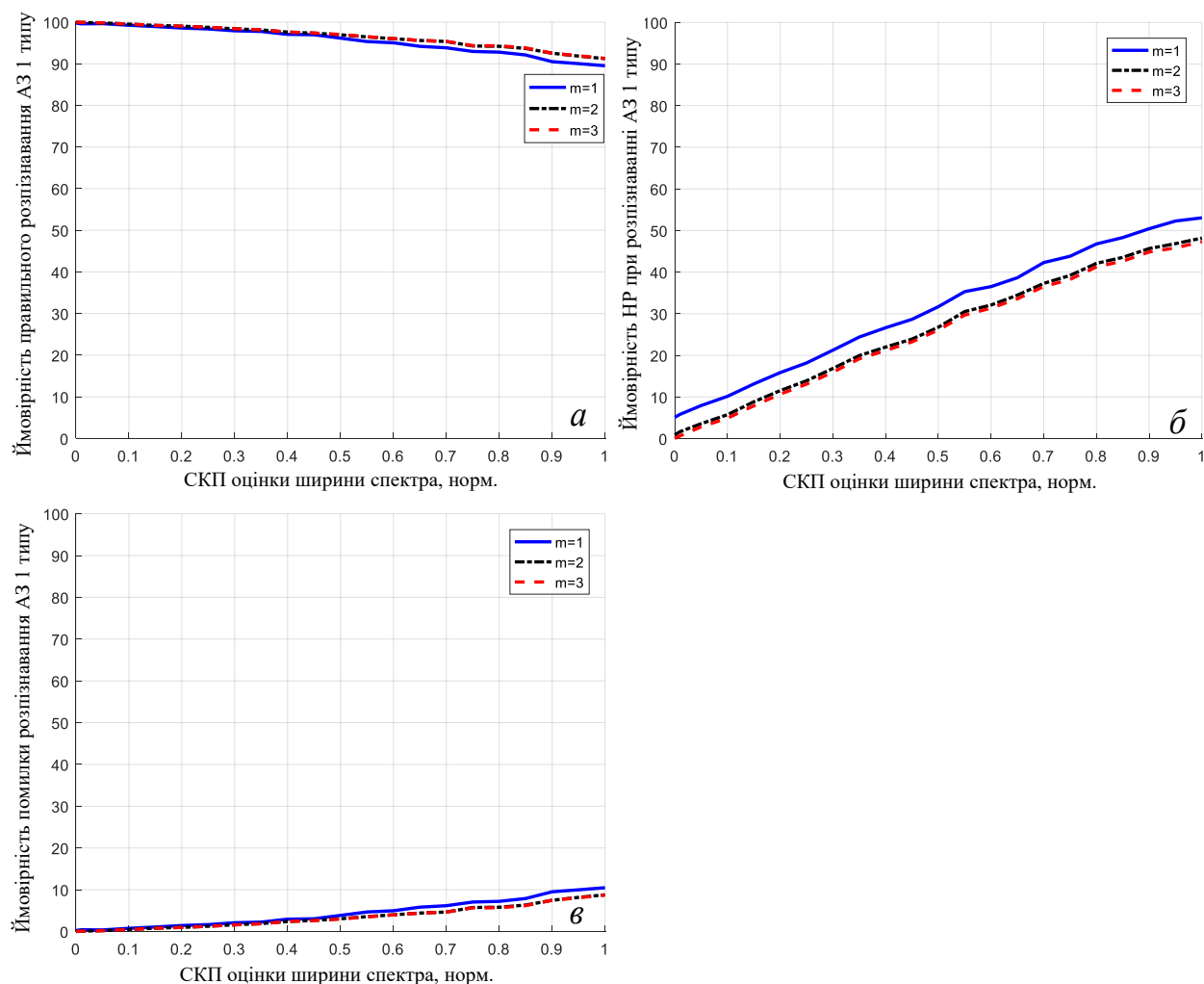


Рисунок 2.42 – Залежності  $P_{cor}$  (*a*),  $P_{amb}$  (*б*) і  $P_{er}$  (*в*) 1-го типу АЗ від СКП оцінки ширини спектра для різних значень коефіцієнта  $m$

На рис. 2.43 показані графіки, аналогічні до графіків рис. 2.42, але при розпізнаванні 2-го типу АЗ (широкопasmовий АШЗ).

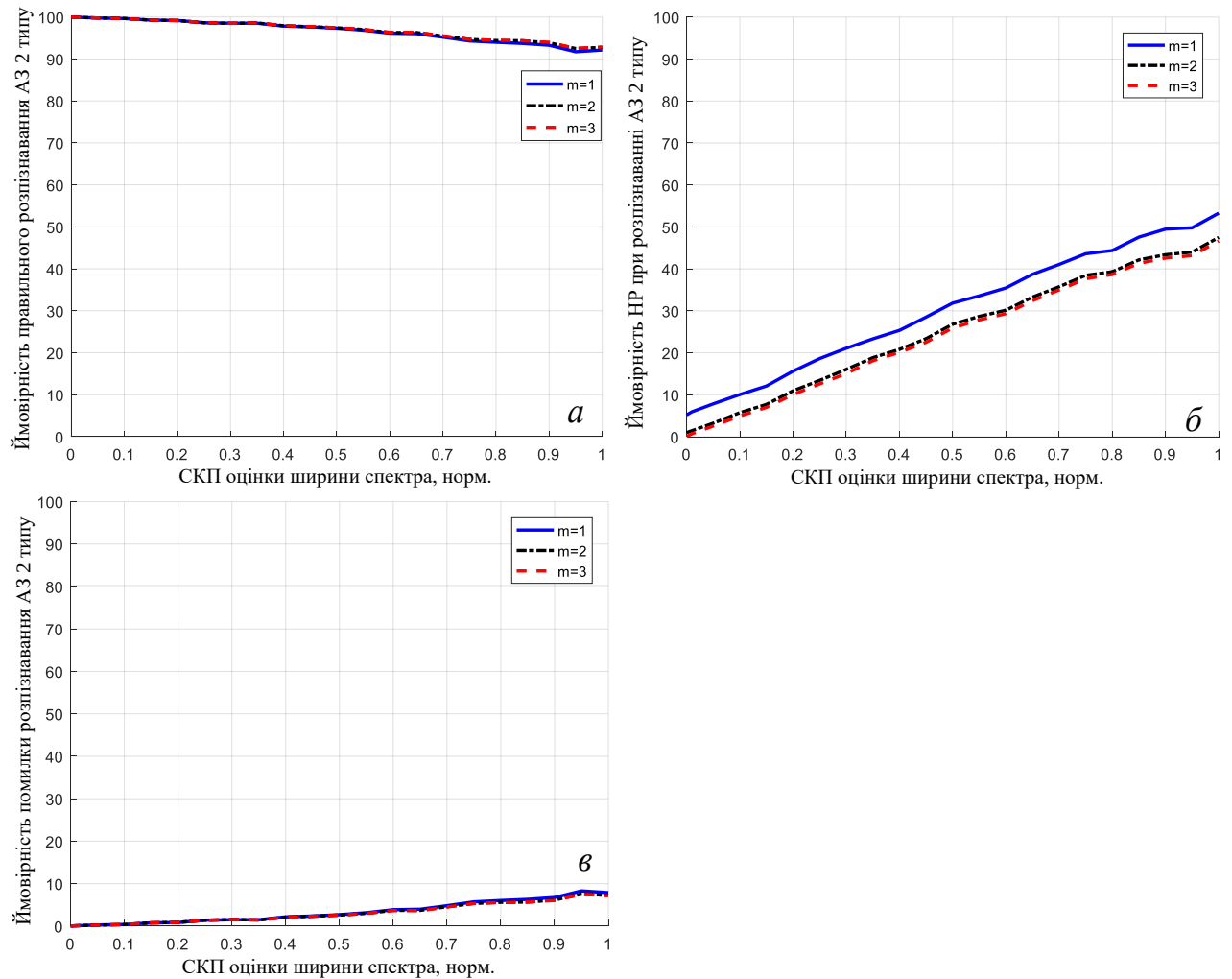


Рисунок 2.43 – Залежності  $P_{cor}$  (*a*),  $P_{amb}$  (*б*) і  $P_{er}$  (*в*) 2-го типу АЗ від СКП оцінки ширини спектра для різних значень коефіцієнта  $m$

Порівняльний аналіз рис. 2.42 та рис. 2.43 показує, що показники якості при розпізнаванні 1-го та 2-го типів АЗ дуже близькі.

Також із цих графіків видно, що коефіцієнт  $m$  мало впливає на розпізнавання типів АЗ. Тому надалі обмежимося лише значенням  $m=1$ .



### 2.6.3 Аналіз ефективності розпізнавання третього, четвертого та п'ятого типів АЗ

Проаналізуємо показники якості розпізнавання третього, четвертого та п'ятого типів АЗ (див. табл. 2.22). У цьому випадку ймовірність правильного розпізнавання  $P_{cor}$  (2.50) АЗ 2-го класу становить 100% (див. п. 2.5.9).

Оскільки при розпізнаванні цих типів оцінюються як часові, так і частотні параметри, то при аналізі будуватимемо сімейство залежностей відповідних імовірностей ( $P_{cor}$ ,  $P_{amb}$  і  $P_{er}$ ) від СКП оцінки часових параметрів  $\sigma_t$ , а параметром кожного сімейства кривих буде три значення СКП оцінки частотних параметрів  $\sigma_f = 0,01$ ,  $\sigma_f = 0,05$ ,  $\sigma_f = 0,3$ .

На рис. 2.44 – 2.46 показані такі залежності при розпізнаванні третього, четвертого та п'ятого типів АЗ відповідно.

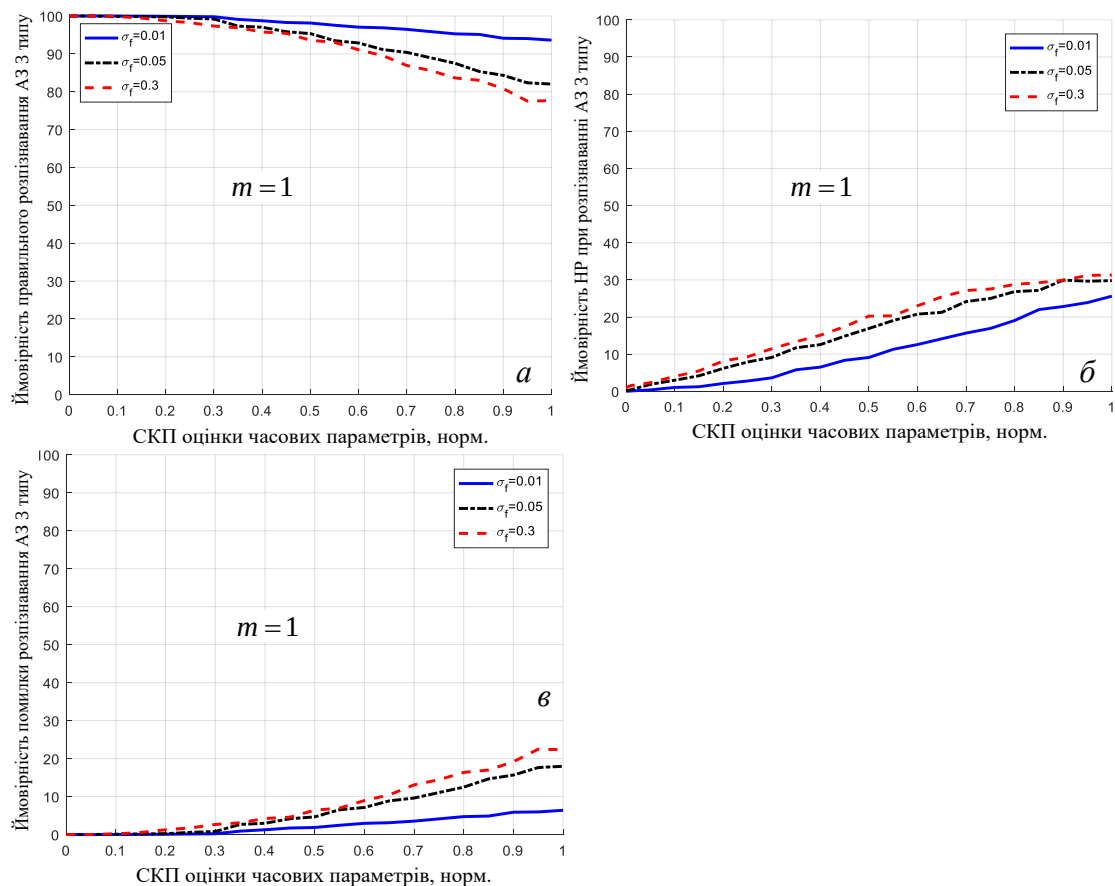


Рисунок 2.44 – Залежності  $P_{cor}$  (*a*),  $P_{amb}$  (*б*) і  $P_{er}$  (*в*) 3-го типу АЗ від СКП оцінки часових параметрів  $\sigma_t$  при  $m=1$

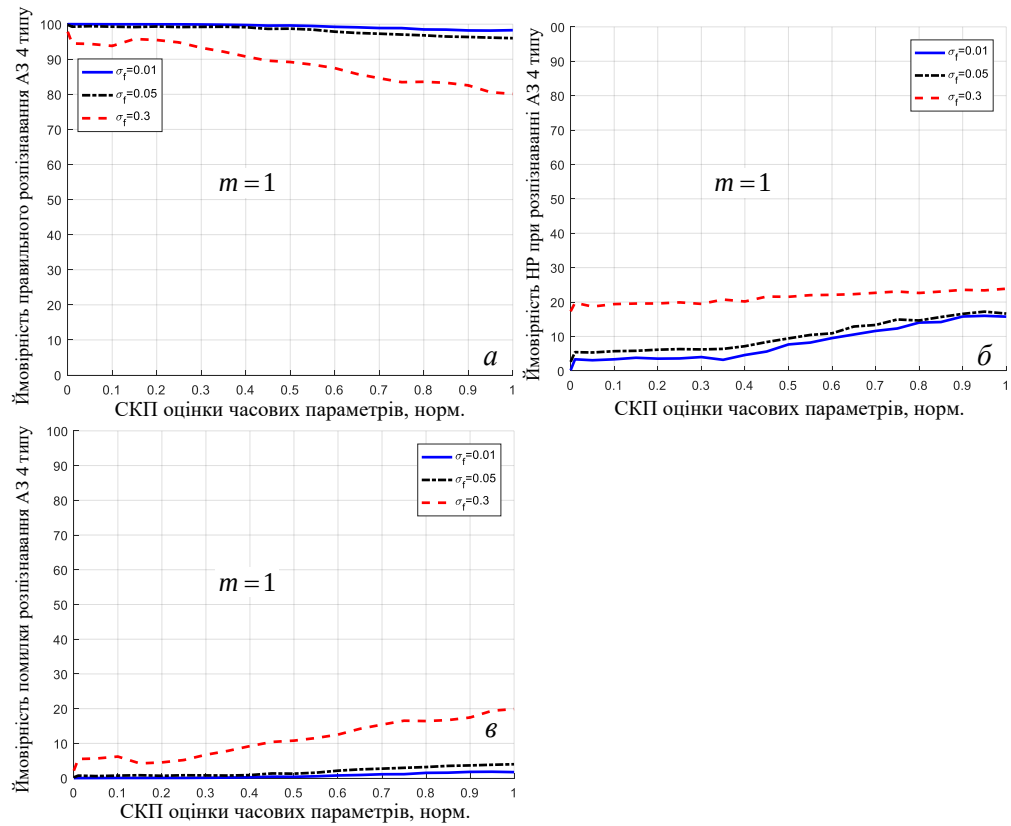


Рисунок 2.45 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$  4-го типу АЗ при  $m=1$

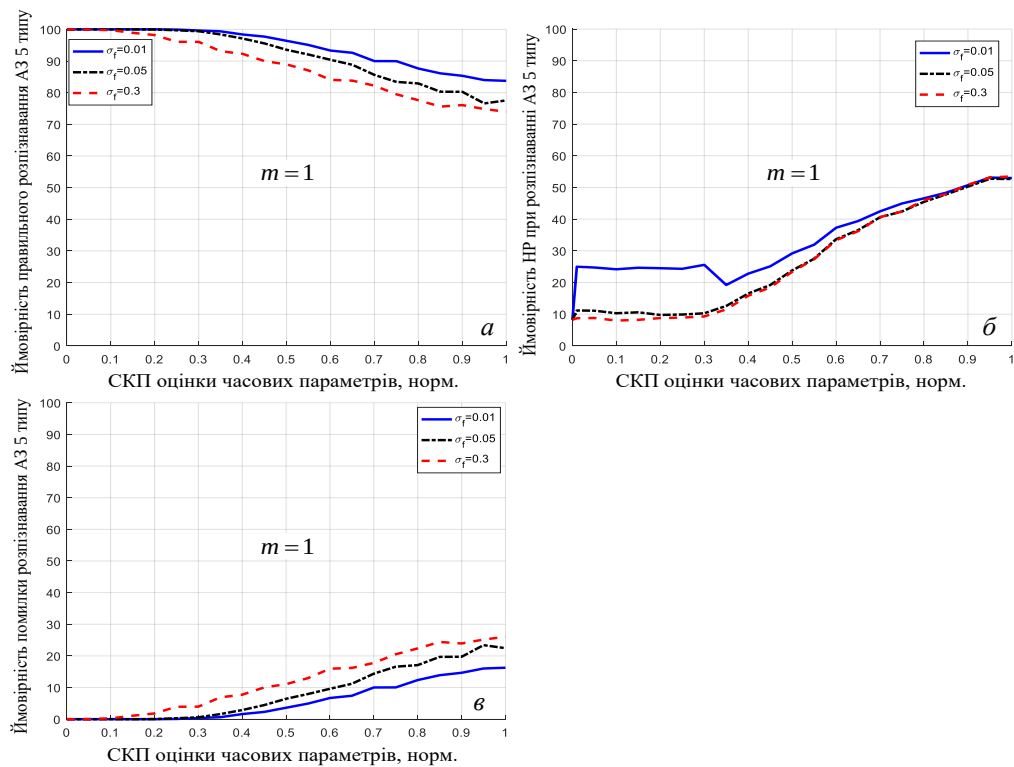


Рисунок 2.46 – Залежності  $P_{cor}(\sigma_t)(a)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)(б)$  та  $P_{er}(\sigma_t)(в)$  5-го типу АЗ при  $m=1$

Аналіз цих рисунків, як і рис. 2.42, 2.43 показує, що розроблений послідовно-логічний алгоритм забезпечує високі показники якості розпізнавання типів активних завад.

2.7 Метод адаптивного керування режимами роботи РЛС виявлення БПЛА в умовах дії маскувальних або (і) імітувальних активних завад на основі використання результатів розпізнавання класів і типів активних завад

2.7.1 Стислий опис системи адаптивного керування режимами РЛС виявлення БПЛА

#### 2.7.1.1 Загальні положення

На даний час актуальним є вирішення проблем розробки інтелектуальних багаторежимних РЛС, які адаптуються до цільової та завадової обстановки, підвищення їх інформативності та завадозахищеності. Це сприяє розвитку оптимальних методів формування зондувальних сигналів, прийому та обробці сигналів відбитих від повітряних цілей і радіолокаційної інформації (РЛІ), створенню і застосуванню засобів радіоелектронного захисту зазначених процесів від різного роду завад та управління ними [181,196–200].

Для постановки навмисних активних завад РЛС застосовується комплекс радіоелектронного заглушення (КРЕЗ), що розміщується на борту спеціалізованих пілотованих або безпілотних повітряних засобів. КРЕЗ складається із систем радіотехнічної розвідки (РТР) і радіоелектронного заглушення, об'єднаних системою управління для прицільного та ефективного заглушення РЛС за допомогою активних завад та на основі оперативних даних системи РТР. Прогнозоване ускладнення конфліктної взаємодії КРЕЗ і РЛС пов'язано не тільки з удосконаленням засобів систем РТР і радіоелектронного заглушення, а й з використанням як явних, так і прихованих траєкторій управління конфліктними ситуаціями (КС). Тому КРЕЗ, будучи стороною нападу, зручний при розгляді

двосторонньої динамічної моделі радіолокаційного конфлікту, можливих сценаріїв конфліктної взаємодії і базової стратегії управління радіоелектронним захистом (РЕЗ) РЛС, яка протидіє стратегії КРЕЗ [181, 196–201]. Система автоматизованого управління (САУ) включає об'єкт і суб'єкт управління, які взаємодіють між собою для досягнення мети в умовах обмежень і відповідно до обраного критерію ефективності управління. Об'єктом управління в даному випадку є стійкість набору режимів зондування РЛС із засобами їх реалізації як результат управління процесами вирішення поточних інформаційних функціональних завдань РЛС при пошуку та супроводі повітряних цілей (ПЦ) у розглянутих умовах спостереження.

Головна мета сторони нападу полягає в порушенні стійкості режимів зондування, правильності роботи алгоритмів, контурів їх управління та їх структурних зв'язків з системами РЛС. Для цього реалізуються розвинені автоматизовані стратегії руйнування інформаційної стійкості РЛС за допомогою виконання окремих скоординованих дій щодо реалізації заданого переліку загроз, що становлять разом складну багатофазну стратегію КРЕЗ. Різноманітність загроз впливає з комбінування можливостей постановки прицільно-загороджувальних безперервних та імпульсних активних завад та доповнюється прихованим інформаційним протиборством, що включає кібер вплив на алгоритми і структурні зв'язки системи управління режимами зондування, а також тиск на психофізичний стан операторів РЛС. Таким чином, радіоелектронний вплив противника на РЛС може бути багатоплановим, що значно впливає на реалізацію її інформаційних можливостей і потребує радіоелектронного захисту.

В якості суб'єкта управління виступає ієрархічна структура, що складається з особистості, що приймає рішення (ОПР) (координатора, оператора чи вирішуючого пристрою зі штучним інтелектом), на верхньому рівні і допоміжних технічних пристроїв на нижньому рівні, що виконують операції підготовки, прийняття та реалізації управлінських рішень для забезпечення стійкості режимів зондування РЛС в умовах її конфліктної взаємодії з КРЕЗ при розвідці ПЦ у тій чи іншій зоні огляду. ОПР може спостерігати за станом системи і керувати цим

станом. Інформаційна стійкість РЛС – це мета і одночасно характеристика результативності процесу управління, яка визначається критеріями якості РЛП для кожного із можливих режимів зондування в умовах дії активних завад. Вона задається системою нерівностей, що встановлюють значення допустимих відхилень показників якості РЛП від їх значень у нормальних умовах спостереження, виходячи з аналізу ризиків управління та з урахуванням ступеня невизначеності умов спостереження і прийняття рішень.

Стійкість режиму зондування забезпечується деяким законом управління, який пов'язує результат його застосування з впливами завад і засобами підтримки стійкості. Згадана вище система нерівностей для оцінки вимог до стійкості режиму зондування є головним критерієм для пошуку потрібного закону управління діями в реальному часі для підтримки стійкості режиму зондування і для контролю якості результату управління. У цьому випадку, постановка практичного завдання пошуку закону управління полягає в отриманні екстремальних значень показників якості РЛП з системи критеріальних нерівностей вибором ресурсу протидії противнику при усіх можливих завадових впливах з урахуванням обмежень на ресурсні можливості РЛС. Пошук закону управління стійкістю режимів зондування РЛС в умовах активних завад полягає у виборі відповідних режимів роботи та порядку використання засобів завадозахисту. Необхідно вирішити це завдання управління за мінімальний час і так, щоб мінімізувати витрати ресурсів.

Розробка закону автоматизованого управління послідовністю взаємозв'язаних між собою КЕ повинна здійснюватися таким чином, щоб кожен черговий КЕ найкращим чином відповідав досягненню мети управління з урахуванням індивідуальних особливостей режиму зондування або КС. При цьому загальна кількість КЕ впливає на якість процесу управління, зокрема на його швидкодію. Головна мета управління – утримати зміни показників якості РЛП при обраному режимі зондування в області допустимих значень. Показником оцінки стійкості режимів зондування РЛС в умовах завад є завадозахищеність, яка характеризує їх здатність виконувати інформаційні завдання у цих умовах.

### 2.7.1.2 Етапи управління системою адаптивного керування РЛС

Дана двостороння динамічна модель конфліктної взаємодії викликає [196]:

- зміни в традиційних вимогах до завадозахищеності через наявність прихованих і явних траєкторій управління конфліктом і аналізу прогнозованого сценарію взаємодії складових частин КРЕЗ та РЛС шляхом введення сукупності вимог до скритності випромінювання, рефлексивного управління КС, завадостійкому зондуванню, захисту свідомості і психофізичного стану ОПР від тиску противника і алгоритмів, структурних елементів САУ режимами зондування і їх стійкістю від інформаційних (кібер) впливів;

- перехід від аналізу станів і змін завадової обстановки і її загроз, в яких діє конкретний режим зондування РЛС, до більш повного аналізу КС, її складових, їх загроз і відповідних уразливостей об'єкту управління, а також до якості прогнозування їх розвитку;

- багатовимірність КС, що обумовлена взаємодією складових частин КРЕЗ і РЛС, проблемними областями зони огляду РЛС, викликає розширення вимог до засобів інформаційного забезпечення вирішення управлінських завдань САУ і їх складу на етапах підготовки, прийняття та реалізації рішень.

Наведена вище постановка задачі синтезу закону управління інформаційною стійкістю РЛС, яка заснована на цільовому підході до управління, доповнюється ситуаційним управлінням для організації процесів синтезу, яке передбачає [196, 197, 202] наступні етапи дій:

- ідентифікація КС та її складових (за результатами моніторингу параметрів загроз стійкості на вході та уразливості на виході режиму зондування тієї чи іншої області зони огляду, що містить розвідувальну ПЦ і КС), розпізнавання її виду та прогноз розвитку КС;

- оцінка стану і динаміки КС і її складових (аналіз загроз і вразливості режиму зондування) і умов прийняття рішень, завдання мети управління для усунення проблеми, що виникла з якістю РЛІ і стійкістю;

- формування критеріїв результативності досягнення мети та ефективності управління з урахуванням обмежень, що впливають на область допустимих рішень, і методів їх оцінки;
- формування переліку альтернатив впливів і реакцій на стан і динаміку КС з оцінкою наслідків (аналізом ризиків) для стійкості режимів зондування РЛС;
- прийняття рішення у вигляді обґрунтованого за критерієм ефективності вибору впливів на КС однією з альтернатив протидії у вигляді оптимального або прийняттого (з точки зору допустимого ризику) способу і засобів досягнення поставленої мети з урахуванням умови прийняття рішення і при наявному в розпорядженні суб'єкта управління ресурсі РЕЗ;
- контроль і оцінка ефективності результату управління пов'язані з оцінкою поточних ризиків і можливістю подальшого, при необхідності, коригування прийнятого керуючого рішення або його перепризначення, а також з визначенням витрат ресурсів і швидкодії процесу управління.

Складність управління обумовлена залежністю від великої кількості керованих і некерованих чинників, а також невизначеністю умов ухвалення рішень. Останні визначають вплив зовнішнього середовища і способів дій противника.

Для здійснення управління необхідно мати інформацію про поточний стан об'єкта управління і системи управління стійкістю режимів зондування. Характерна риса об'єкту управління – зміна режимів зондування внаслідок зміни етапів РЛ розвідки, погроз і впливів активних завад.

Етап інформаційного забезпечення пов'язаний з діагностикою стану і динаміки КС та отриманням необхідної інформації, яка далі буде трансформована в управлінські рішення стратегічного, тактичного й оперативного рівнів управління.

Для стратегічного рівня управління повинні бути отримані дані, які б дозволили передбачити зміни поточної КС або появу нової на основі обґрунтованих результатів прогнозу, виявити відповідність варіантів

завадозахисних можливостей базової стратегії управління РЕЗ інформаційної стійкості РЛС щоб її змінити.

Особливістю рішення суб'єктом управління стратегічних завдань з використанням базової стратегії РЕЗ полягає в тому, що можна заздалегідь, ще на етапі проектування РЛС, виділити ряд основних небезпечних КС, перетворити їх в управлінський вплив і швидко реагувати на причини відхилень вихідних даних режиму від мети, реалізуючи стратегію реактивного управління. У цьому випадку оперативне рішення представляється у вигляді матрично-функціональної схеми для кожного режиму зондування РЛС з урахуванням конкретної КС у проблемній області – “ПЦ, проблемна область, поточний режим зондування, загроза КС, ступінь небезпеки – окрема стратегія управління РЕЗ, тактики і їх ресурс, що використовуються в ній, та порядок їх застосування”. Більшість загроз КС реалізуються по попередньо заданими сценаріями, де кожен сценарій складається з послідовних стадій, призначених для порушення стійкості режимів зондування і подолання різних рівнів їх РЕЗ. Вибір циклів ситуаційного управління і управління на етапах підготовки, прийняття та реалізації рішень автоматично виконується в САУ, контролюється і координується ОПР (оператором).

Побудова закону управління стратегією РЕЗ не виключає вибору окремої стратегії в умовах значимої невизначеності. Процес підготовки і прийняття рішень у цьому випадку представляє собою також гнучку процедуру вибору на основі інтерпретаційного підходу. Неточність і невизначеність інформації про конфліктну ситуацію компенсується її інтерпретацією – тобто співвіднесенням нової інформації з існуючими знаннями, досвідом і наділення ОПР щодо конкретних подій суб'єктивним змістом.

Для тактичного рівня потрібні відомості для ефективної реалізації вибраних тактик РЕЗ і послідовності їх застосування відповідно до кількості загроз КС, ступеню небезпеки їх загрози і умов прийняття рішень.

На тактичному рівні управління уточнюються цілі, задачі обраних альтернатив з базової стратегії РЕЗ, розглядаються можливості застосування в



законі управління тактиками РЕЗ стандартних й нестандартних методів їх вирішення.

Основні тактичні прийоми управлінських рішень стосовно підтримки скритності випромінювання і завадостійкого зондування в зв'язку з втратою скритності випромінювання складаються з [196]:

- уникнення ризику – ухилення від впливів, пов'язаних з ризиком;
- зниження ступеня ризику – зменшення ймовірності втрат і скорочення очікуваного їх обсягу, в тому числі за рахунок активних цілеспрямованих інформаційних впливів на стан і динаміку КС;
- утримання допустимого рівня ризику в умовах невизначеності шляхом подолання невизначеності та чинення опору деструктивним діям додатковими засобами радіоелектронного маскування (РЕМ), РЕЗ та кіберзахисту;
- пошуку ОПр можливих рішень в умовах невизначеності високого рівня, виходячи з накопичених знань та досвіду.

Оперативний рівень потребує даних для здійснення адаптації призначених виконавчих засобів РЕЗ до поточної КС і її змін, а також для контролю допустимих апостеріорних ризиків, невизначеності умов прийняття рішень і корекції прийнятого керуючого рішення, розрахунку показників ефективності управління.

Невизначеність КС впливає на всі рівні і етапи управління. Невизначеність може бути обумовлена неадекватністю використовуваної динамічної моделі конфлікту реальним процесам, непередбаченими діями супротивника, посиленням випадкових впливів зовнішнього середовища, збільшенням обсягів контрольованої інформації та неструктурованої інформації, невпевненістю ОПр внаслідок відсутності інформації, також різноманіттям, непередбачуваністю факторів і складністю впливу їх сукупності на процес вирішення. Невизначеність умов прийняття рішень залежить від можливості застосування різних засобів РЕЗ.

Невизначеність зростає в ситуаціях, коли можливі непередбачувані події. Чим вище невизначеність при ухваленні рішення, тим більше інтерпретації ОПр (оператором) наявних даних з метою ідентифікації та оцінки подій і процесів, а

також навчання алгоритмів управління. Рівень невизначеності можна знизити шляхом, наприклад, отримання додаткової інформації, але це вимагає певних ресурсних витрат і часу.

Якщо фактор невизначеності не дозволяє прийняти автоматичне рішення, то альтернативою є прийняття рішення ОПР (оператором) на основі інтерпретації наявних даних і його інтуїції, міркувань, досвіду і застосування евристичного підходу.

Комплексному подоланню апіорної невизначеності сприяє метод картографування завад і/або КС [208]. На даному етапі реалізується багатоконтурне управління спостережуваністю в залежності від складових КС у проблемній області, потреб рівнів і етапів управління розв'язуваної в РЛС інформаційної задачі.

Для управління розподілом ресурсів РЕЗ та оцінки ефективності управління, конкретизації обмежень при пошуку закону управління РЕЗ та визначенні їх запасу необхідно проводити аналіз наявних ресурсів РЕЗ за їх видами і впливами того чи іншого ресурсу на функціонування САУ і розподілити за ступенем важливості.

Невизначеність динаміки КС заважає ефективному розподілу ресурсів і вимагає в цих умовах гнучкого розподілу, оскільки можлива розбіжність у часі призначеного способу РЕЗ з найбільш ефективним у поточній ситуації. Його суть полягає в знаходженні способів швидкого реагування на зміну поточної КС, що підвищує вимоги до оперативності та своєчасності вирішення управлінських завдань на етапах підготовки, прийняття та реалізації рішень, використання запасу розподілених засобів РЕЗ. При цьому виникає також необхідність оперативної підтримки прийняття ОПР (оператором) управлінських рішень, підвищенням тим самим об'єктивності і раціональності їх вибору і застосування.

На прийняття рішення, в тому числі на його ефективність, істотно впливають рівень професійної компетенції ОПР (оператора), його креативнорефлексивні здібності та інші особистісні фактори.

Розглядають таку класифікацію індивідуальних рис ОПР як: уяву, досвід, інтуїцію, керованість, компетенцію, здатність до компромісу, схильність до ризику, коли рішення приймається в умовах невизначеності.

Разом з тим, слід зазначити, що на практиці мають місце: значний обсяг автоматизованої та “ручної” роботи ОПР (оператора) при управлінні режимами зондування РЛС та їх стійкістю, межі розумових здібностей людини, недостатній рівень його кваліфікації та досвіду подолання управлінських труднощів, негативний вплив людського фактору на процеси підготовки, прийняття та реалізації управлінських рішень. Тому доцільно передбачити подальшу автоматизацію процесів управління і можливість підвищення рівня компетенції ОПР (оператора), посилення його креативно-рефлексивних здібностей за допомогою системи підтримки прийняття рішення (СППР) із застосуванням баз знань Z, інтелектуальних методів і засобів штучного інтелекту [196, 197, 202, 203], як інтелектуальної надбудови до даної САУ в складі робочого місця оператора. При цьому ієрархічна структура інтелектуальної системи ситуаційного управління повинна виконувати роль основних засобів боротьби з невизначеністю, забезпечити інтелектуальні можливості з аналізу і розпізнавання КС, включати синтез закону управління на стратегічному і тактичному рівнях.

## 2.7.2 Вибір режимів роботи РЛС при впливі радіоелектронних завад різного виду

Розглянемо можливі режими роботи РЛС в умовах завад.

### 2.7.2.1 Методи захисту від вузькосмугової (прицільної) АШЗ

У разі виявлення вузькосмугової (прицільної) АШЗ необхідно задіяти наступні методи захисту РЛС від АШЗ.

- 1) Увімкнути антикомпенсатор для формування провалів у напрямку джерела АШЗ. Цей спосіб захисту особливо ефективний при дії АШЗ по бокових

пелюстках ДСА і втрачає в ефективності при дії джерела АШЗ по головній пелюстці ДСА.

2) Увімкнути режим частотної селекції, принцип дії якого заснований на використанні відмінностей у спектрах сигналу та завади та реалізується шляхом перебудови частоти несучих коливань зондувальних сигналів на частоту, вільну від завад. Спосіб застосовується безпосередньо в ході бойових дій та захищає від усіх видів АЗ, що діють як по головному, так і по бічних пелюстках ДСА РЛС. Особливо ефективною може бути безперервна (від імпульсу до імпульсу) перебудова частоти. Протиник у цьому випадку буде змушений або переходити до більш «досконалої», але енергетично менш вигідною для нього загороджувальної завади, або розвідувати нову частоту РЛС і перенастроювати передавач завад. При цьому можуть виникати паузи без впливу на РЛС, що дозволить під час пауз виявляти ПАЗ. [204]

Для його реалізації в РЛС може використовуватися як один приймально-передавальний канал, що забезпечує оперативну перебудову по частоті, так і кілька приймально-передавальних каналів, кожен з яких налаштований на фіксовану частоту. Перший спосіб використовується в трикоординатних імпульсних РЛС, де вимоги до стабільності частоти передавача невисокі, а другий спосіб застосовується в доплерівських РЛС, де потрібна висока стабільність частоти. [205] Якщо смуга частот завади помітно вузької ширини спектра сигналу РЛС, то в цьому випадку оптимальною є частотна характеристика з заглушенням у смузі частот завади інакше кажучи, доцільно використання різного роду настроюваних режекторних фільтрів. [204]

#### 2.7.2.2 Методи захисту від широкопсмугової (загороджувальної) АШЗ

У разі виявлення широкопсмугового (загороджувального) АШП необхідно задіяти наступні методи захисту РЛС від АШП.

1) Увімкнути антикомпенсатор для формування провалів у напрямку джерела АШЗ.

2) Увімкнути режим фазової селекції сигналу, це дозволить суттєво зменшити потужність широкосмугових завад на вході радіоприймача. Така селекція здійснюється системами фазового автопідстроювання частоти, які повністю заглушують завади, ортогональні по фазі з опорним сигналом. Ослаблення впливу широкосмугових завад при фазовій селекції пояснюється тим, що в складі цих завад містяться складові, фази яких збігаються й ортогональні фази з опорним сигналом. [205]

3) Використати систему стабілізації хибних тривог по шумах і смугам частот, що примикають до смуги сигналу РЛС. Ідея побудови схеми полягає у використанні для оцінки потужності завад ділянок спектру вільного від спектра корисних сигналів [204]

#### 2.7.2.3 Методи захисту від БВАЗ

Для боротьби з БВАЗ необхідно задіяти наступні методи.

1) Часова селекція імпульсів, яка дозволяє розрізнити сигнали РЛС та завади за тривалістю та моментами їх появи, а також за частотою повторення імпульсів. Ця селекція здійснюється автоселекторами імпульсів за тривалістю, їх становищем за часом і частотою надходження. Автоселектор імпульсів за тривалістю пропускає сигнали, час дії яких лежить у заздалегідь встановленому діапазоні. Через різноманітні нестабільності цей діапазон дещо перевищує тривалість імпульсних сигналів РЛС, що використовуються. Цей недолік не дозволяє заглушувати завади повністю.

2) Селекція імпульсів за частотою їхнього повторення. Ця селекція здійснюється пристроєм, що містить схему «І» та лінію затримки та є розімкненим ключом для імпульсів завади, якщо їх частота повторення не дорівнює частоті повторення зондувальних імпульсів. [205]

3) Система стабілізації хибних тривог по шумах й смугам частот, що примикають до смуги сигналу РЛС. [204]

#### 2.7.2.4 Методи захисту від імпульсних завад DRFM типу

Для заглушення завад, що надходять з різних напрямків, можна використовувати алгоритми просторової фільтрації [206–208]. Але ці алгоритми можуть не підійти для генератора завад DRFM типу, тому що відбитий радіолокаційний сигнал і сигнал генератора завад в основному приходять з одного напрямку. Прості відповідні DRFM завади можна заглушити шляхом передачі (квазі) ортогональних імпульсів [209,210] або шляхом зниження потужності генератора завад за рахунок зміни модульованих параметрів і методу триступеневої узгодженої фільтрації [211], або шляхом безперервного послідовного чи одночасного випромінювання модифікованої версії попередніх сигналів, [212, 213]. Однак усі перелічені способи не ефективні при протидії складним типам DRFM завад.

Можливим методом протидії є описаний у [214] метод рознесення імпульсів. Метод заснований на тому, що РЛС постійно змінює свої зондувальні імпульси, в результаті постановник завад змушений виявляти і аналізувати кожен оновлений імпульс, а спеціальне кодування переданих імпульсів забезпечує повну різноманітність зондувальних імпульсів, просту стратегію декодування і більш високу продуктивність системи в цілому. Постановнику потрібен час для того, щоб завершити обробку, перш ніж він зможе ефективно випромінювати заваду для оновленого імпульсу. У результаті постановник відставатиме від РЛС на один імпульс. Доцільність такого методу зумовлена наступним. Навіть якщо постановник має можливість приймати і одночасно повторно передавати поточний імпульс, він може використовувати тільки попередній зондувальний імпульс РЛС, намагаючись захистити цілі, які знаходяться ближче до РЛС, ніж він сам. З огляду ж на час технологічного процесу обробки постановником прийнятого сигналу РЛС, фактичний діапазон захисту розшириться. У [214] показано, що цей метод дозволяє РЛС, використовуючи надмірні, але важливі кодові імпульси, легко відновлювати справжні сигнали відбиті від цілі за рахунок заглушення завад.

## Висновки за розділом 2

1. У даному розділі методом математичного (імітаційного) моделювання досліджено ефективність розпізнавання двох класів активної завади (АЗ): маскувальної безперервної активної шумової завади (АЗ 1-го класу) та імітувальної імпульсної активної завади (АЗ 2-го класу). Розраховані ймовірності правильного розпізнавання (ЙмПР)  $P_{cor}$ , помилки розпізнавання  $P_{er}$  та неоднозначних рішень  $P_{amb}$  для різних критеріїв розпізнавання при використанні двох часових параметрів (часу надходження (першого параметра) та тривалості (другого параметра)) або додаткового третього параметра – ймовірності правильного розпізнавання виду внутрішньоімпульсної модуляції (ЙмПР виду ВІМ)  $P_M$ . При цьому були проаналізовані залежності  $P_{cor}$ ,  $P_{er}$  та  $P_{amb}$  від значень середньоквадратичних похибок (СКП) вимірювання  $\sigma_t$  двох часових параметрів ( $P_{cor}(\sigma_t)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)$  та  $P_{er}(\sigma_t)$ ) та ймовірності правильного розпізнавання  $P_M$  виду внутрішньоімпульсної модуляції (третього параметра). СКП оцінки часових параметрів (ЧП)  $\sigma_t$  нормована до тривалості зондувального ЛЧМ імпульсу і є безрозмірною величиною.

2. При розпізнаванні класу АЗ за двома параметрами для аналізу її ефективності використовувалися наступні три критерії:

- 1) "один із двох";
- 2) "два з двох";
- 3) "максимум підсумкової суми";

а за трьома параметрами:

- 1) "два з трьох";
- 2) "три з трьох";
- 3) "максимум підсумкової суми".

3. Аналіз результатів імітаційного моделювання розпізнавання показав, що ймовірність правильного розпізнавання 1-го чи 2-го класу активної завади в

загальному випадку зменшується зі збільшенням СКП  $\sigma_t$  оцінки часових параметрів, а в окремих випадках – залишається постійною.

4. Ймовірність правильного розпізнавання АЗ 1-го класу за будь-яким критерієм у діапазоні СКП  $\sigma_t = 0 \div 0,2$  вимірювання часових параметрів дорівнює  $P_{np} = 100\%$  за будь-якого коефіцієнта  $m$  ( $m \in 1,3$ ), що корегує розміри діапазону еталонних значень (ДЕЗ) з урахуванням СКП  $\sigma_t$ . У цьому випадку ймовірність помилки розпізнавання  $P_{er}$  дорівнює нулю. При "неякісних" вимірах, коли  $\sigma_t > 0,2$  реальна ЙмПР дорівнює щонайменше 90%.

При цьому нульова ймовірність неоднозначних рішень  $P_{er}$  у діапазоні СКП  $\sigma_t = 0 \div 0,2$  забезпечується при розпізнаванні за критерієм "2 з 3" і "максимум підсумкової суми" при вимірі трьох параметрів та ЙмПР виду ВІМ  $P_M \geq 80\%$ . При "неякісних" вимірах, коли  $\sigma_t > 0,2$  найменша й близька до нульової, ймовірність неоднозначних рішень забезпечується при розпізнаванні за цими ж критеріями та  $P_M \geq 99\%$ , а за  $P_M = 90\%$   $P_{amb}$  не перевищує 10% ( $P_{amb} \leq 10\%$ ). В останньому випадку час аналізу для розпізнавання АЗ 1-го класу збільшується не більше, ніж на 10%.

5. Реальна ймовірність правильного розпізнавання АЗ 2-го класу в усьому діапазоні аналізованих значень СКП  $\sigma_t = 0 \div 1$  забезпечується на рівні 100% ( $P_{cor} = 100\%$ ) за всіма зазначеними вище критеріями, а ймовірність неоднозначних рішень найменша так само при розпізнаванні за критерієм "2 з 3" і "максимум підсумкової суми" та вимірюванні трьох параметрів. У цьому випадку навіть при ЙмПР виду ВІМ  $P_M = 80\%$   $P_{amb}$  не перевищує 5% ( $P_{amb} \leq 5\%$ ), а час аналізу для розпізнавання АЗ 2-го класу збільшується не більше ніж на 5%.

6. У цілому для розпізнавання двох класів активних завад можна в якості найкращого метода рекомендувати розпізнавання за трьома параметрами і алгоритмами "2 з 3" і "максимум підсумкової суми", коли забезпечується найбільша реальна ймовірність правильного розпізнавання за найменшої ймовірності неоднозначних рішень, тобто за найменший час аналізу.



7. Аналіз ефективності розпізнавання АЗ 1-го та 2-го типів показав, що ймовірність правильного розпізнавання цих типів АЗ при нормованій СКП оцінки ширини спектра  $\leq 0,2$  близька до 100%, і навіть якщо СКП оцінки ширини спектра близька до одиниці, ЙмПР дорівнює щонайменше 90% ( $P_{cor} \geq 90\%$ ). Однак, при збільшенні СКП оцінки ширини спектра активної шумової завади досить істотно збільшується ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$ . Втім, при СКП оцінки ширини спектра  $\leq 0,2$  значення  $P_{amb}$  є прийнятними

8. Аналіз ефективності розпізнавання типів імпульсної АЗ (3-й, 4-й та 5-й типи АЗ) показав, що ймовірність правильного розпізнавання цих типів АЗ близька до 100% при СКП оцінки часових параметрів  $\sigma_t \leq 0,2$ , та СКП оцінки частотних параметрів  $\sigma_f \leq 0,05$  при прийнятних значеннях ймовірності неоднозначних рішень, що еквівалентно прийнятним затратам часу на аналіз типу імпульсної АЗ.

9. Аналіз ефективності розпізнавання класів та типів АЗ показав, що розроблений послідовно-логічний алгоритм забезпечує високі показники якості розпізнавання класів і типів активних завад.

10. У роботі надані рекомендації з використати отриманих результатів розпізнавання класів і типів активних завад для підвищення ефективності завадозахисту РЛС шляхом адаптивного керування режимами роботи РЛС.

## ВИСНОВКИ

1. При розробці та оптимізації технічних засобів спостереження та протидії безпілотним літальним апаратам доцільно використовувати адекватні математичні моделі, реалізовані на комп'ютері або у вигляді фізичних пристроїв, які здатні виконати моделювання динамічної повітряної обстановки різного ступеня складності, що включає використання різних класів та типів БПЛА.

2. У роботі синтезовано математичні моделі, що дозволяють адекватно описувати повітряну обстановку в зоні КВОІ. Математичні моделі динамічної повітряної обстановки в зоні КВОІ включають модель випадкового потоку літальних апаратів, що перетинають зовнішню межу зони, що відноситься до критично важливого об'єкта, та алгоритм моделювання різних типів та видів літальних апаратів. Моделі побудовані з урахуванням того, що в зону об'єкта можуть вторгтися як пілотовані, так і безпілотні літальні апарати різних типів і видів, що відрізняються за швидкістю, висотою польоту і т.д.

Значну увагу приділено питанням моделювання класів безпілотних літальних апаратів. Оскільки номенклатура БПЛА постійно розширюється і оновлюється, в роботі запропоновано підхід, спрямований на розробку сукупності математичних моделей, заснованих на апріорних відомостях про БПЛА, що є в літературі. Моделі відповідатимуть різним умовам та режимам інтенсивності динамічної повітряної обстановки в зоні критично важливого об'єкта інфраструктури.

3. Розроблені моделі дозволяють здійснювати дослідження інтегрованих інформаційних систем, призначених для виявлення, спостереження та запобігання несанкціонованим діям БПЛА в зоні КВОІ, з використанням комп'ютерів методом статистичного моделювання або методом змішаного моделювання шляхом перетворення отриманих при моделюванні математичних моделей у фізичну форму.

Використання запропонованих математичних моделей формування динамічної обстановки в зоні КВОІ дозволить здійснювати аналіз різних підходів,

стратегій та методів обробки та об'єднання багатомодальної інформації в комплексних системах спостереження БПЛА, спрямованих на гнучке об'єднання різнорідної інформації, сигналів та зображень, що отримуються в інформаційних каналах, з урахуванням специфіки розв'язуваних завдань та можливостей використовуваних технічних засобів.

4. Показана принципова можливість виявлення безпілотних літальних апаратів за радіосигналами, розсіяними на акустичних збуреннях середовища, створюваних літальними апаратами, що випливає з відомих теоретичних та експериментальних результатів. З теоретичних позицій питання розсіювання радіохвиль на акустичних хвилях обґрунтоване і досить детально проаналізоване в працях Татарського В.І., Калістратової М.А. та ін.

На практиці явище розсіювання радіохвиль на звуці використовується під час побудови станцій радіоакустичного зондування атмосфери, що дозволяють визначати ряд важливих характеристик атмосфери – температуру, швидкість вітру, визначальних для її стану.

5. Питання формування та випромінювання акустичних хвиль безпілотними літальними апаратами, насамперед їх двигунами та несівними гвинтами, також досить докладно досліджене з теоретичних і експериментальних позицій. Досліджено їх структуру, інтенсивність, спектральний склад, просторову спрямованість. Показано, що акустичні хвилі, що випромінюються БПЛА відповідно до своїх характеристик, можуть бути джерелом розсіяних на них електромагнітних хвиль.

6. Розроблено метод обробки радіосигналів, розсіяних на звукових хвилях БПЛА, з метою виявлення сигналів, що приймаються. Синтез алгоритму обробки радіосигналів виконано в рамках імовірнісного підходу, заснованого на статистичних відмінностях чистого шуму і адитивної суміші "сигнал плюс шум". У цьому сенсі привабливим є так званий "енергетичний підхід", що полягає в отриманні поточних оцінок енергії коливань, що приймаються, на заданому інтервалі спостереження в смузі частот, яка апріорі відома досить точно.

Для вузькосмугового випадкового процесу подібні оцінки розглядаються як реалізації випадкової величини, що має розподіл "хі-квадрат" з певним параметром нецентральності. У результаті порівняння поточного значення параметра нецентральності з граничним значенням виносяться рішення про наявність або відсутність нешумової енергії на інтервалі спостереження.

Синтезований алгоритм є оптимальним у сенсі максимуму відношення правдоподібності, а також є інваріантним до рівня шумових коливань. Його реалізація можлива як на програмному рівні, так і з переважним застосуванням апаратної реалізації процедур обробки в реальному масштабі часу.

Відомі аналітичні вирази для диференціальної щільності ймовірності розподілу "хі-квадрат" дозволяють отримувати якісні характеристики алгоритму виявлення. До його недоліків слід віднести "нерозбірливість" щодо усіх нешумових сигналів, які потрапляють у смугу пропускання вузькосмугового тракту радіоприймача, що є платою за найбільш загальний підхід до синтезу процедур обробки радіосигналів, що приймаються.

Поділ виявлених нешумових сигналів на такі, що відносяться до БПЛА або до зосереджених за спектром нешумових завад проводиться на етапі оцінювання і розпізнавання, який представляє окреме завдання.

7. Розроблено алгоритм оцінювання розподілу нешумової енергії на інтервалі спостереження, заснований на методах теорії порядкових статистик, які передбачають замість порівняння чисельних реалізацій з еталоном формування з них варіаційного ряду при умові апіорного знання функції розподілу цих реалізацій. При цьому використовується той факт, що для певних розподілів випадкової величини, серед яких є нормальний та всі обмежені, дисперсія оцінки у вигляді математичного очікування певної порядкової статистики суттєво менше дисперсії прямого вимірювання при малому співвідношенню сигнал/шум. У запропонованому алгоритмі використовується розподіл  $\chi_N^2$ , який використано при вирішенні задачі виявлення. Тобто задачі виявлення БПЛА та оцінювання розподілу корисної енергії на інтервалі спостереження вирішено в єдиному методологічному плані.

Алгоритм виконує функції уточнення результатів і рішень алгоритмів виявлення, класифікації виявлених БПЛА за додатковими інформаційними ознаками, підвищення роздільної здатності при виявленні декількох апаратів, розташованих на одній дальності при груповому застосуванні БПЛА, з'ясування часових параметрів еволюції руху БПЛА в часі та в просторі тощо.

Для заощадження часу та обчислювального ресурсу при обробці в реальному масштабі часу сигналів, що приймаються, запропоновано використовувати попередньо розраховані масиви чисельних значень математичного очікування та дисперсії порядкових статистик у вигляді матриць, елементи яких розташовано відповідно до значень номеру порядкової статистики  $j$ , розмірності варіаційного ряду  $k$ , параметру нецентральності  $\lambda$ .

8. Експериментальні дослідження структури та параметрів звукового поля квадрокоптера показали, що спектри сигналу мають яскраво виражені гармонійні складові із частотами, кратними частоті обертання гвинта. У роботі показано, що найбільшу потужність мають спектральні складові в частотному діапазоні до 500 Гц, де перша гармоніка має найбільшу амплітуду, а далі має місце зменшення складових спектру до рівня шуму навколишнього середовища.

9. Важливе значення мають діаграми спрямованості випромінювання БПЛА, що характеризують тиск АВ у різних напрямках. У роботі отримані двовимірні та тривимірні діаграми АВ БПЛА з гвинтами та без гвинтів, коли працює тільки двигун літального апарату. Показано, що при відсутності гвинтів акустичне випромінювання значне слабкіше за рівнем. Також було представлено експериментальні дані у вигляді тривимірних діаграм АВ для чотирьох гармонік акустичного сигналу і проаналізовано, які зміни в просторовій спрямованості АВ БПЛА спостерігаються за змінами тривимірної фігури зі зміною частоти гармоніки.

Показано, що просторовий розподіл як повної енергії (у всьому діапазоні частот) акустичного сигналу, так і енергії окремих його спектральних (гармонічних) складових є суттєво анізотропним. З цього висновку випливає, що дальність виявлення і спостереження БПЛА в реальних умовах є величиною

статистичної, яка залежить від ракурсу його спостереження. Відповідно, акустична спостережуваність (величина, аналогічна ефективної площі розсіювання в радіолокації) повинна описуватися статистично. Дослідження законів розподілу ймовірностей акустичної спостережуваності БПЛА в залежності від кутів може стати завданням подальших досліджень у цій галузі.

10. Проаналізовано фактори, що впливають на величину похибки визначення координат БПЛА за методом вимірювання різниці часу приходу акустичного сигналу в просторово рознесених точках. Збільшення розмірів баз содару призводить до зменшення помилки виміру місцезнаходження БПЛА, але при цьому збільшуються динамічні помилки виміру розташування БПЛА, пов'язані з ефектом Доплера.

Інструментальна похибка вимірювання дальності визначається похибками вимірювання кутів приходу акустичних сигналів по азимутальних базах, яка пов'язана з розміром вимірювальних баз содару і частотою дискретизації акустичних сигналів.

Для заданої конфігурації мікрофонної решітки содару методом імітаційного моделювання отримані оцінки інструментальної похибки визначення місцезнаходження БПЛА та похибки, викликані ефектом Доплера. Обробка результатів натурних вимірювань, проведених за допомогою содару, показує, що абсолютні значення похибок визначення координат БПЛА на дальності до 100 м у 95% випадків не перевищують 3м, визначення висоти не більше 1 м. Вимірювання азимуту та кута місця при цьому досить точні при високій роздільній здатності.

Мікрофонні решітки содару є прецизійним пристроєм, тому зовнішні механічні впливи можуть призвести до порушення її функціонування. Доцільним є регулярне використання калібрування содару по акустичним реперним джерелам звуку, встановленим на відомій дальності.

11. Показано, що завдання пеленгації БПЛА щодо їх акустичного випромінювання має низку істотних особливостей. Вони пов'язані, перш за все, з особливостями структури акустичного сигналу, що випромінюється БПЛА в

процесі польоту, а також з особливостями поширення звукових хвиль в атмосфері, які схильні до значної вітрової рефракції, мають різний рівень згасання в атмосфері різних частотних складових спектра сигналу та ін. Алгоритм пеленгування GCC-PHAT, заснований на визначенні різниці моментів часу приходу сигналу в дві або більше рознесені в просторі точки, є обчислювально економічним і досить простим для визначення напрямку на БПЛА, однак він не здатний розрізняти більше одного джерела випромінювання в межах діаграми спрямованості. Методи, засновані на формуванні променю, також є порівняно простими в реалізації та обчислювально ефективними, вони також більш стійкі при низьких значеннях ВСШ. Алгоритм SRP-NAM має більшу точність визначення кутів, ніж SRP-PHAT, тому він може бути адекватною заміною алгоритму SRP-PHAT.

Методи високої роздільної здатності забезпечують кращу роздільну здатність у напрямку, ніж класичні методи, що в разі обмеження по апертурі МР є позитивним фактором при виборі алгоритму при проектуванні станції пеленгування БПЛА. Алгоритм IMUSIC-NAM може бути використаний у задачах виявлення та пеленгування БПЛА, оскільки дозволяє вирішити проблему впливу більшої амплітуди сигналу на низьких частотах.

Подальша робота з удосконалення методу некогерентної MUSIC буде спрямовано на отримання ефективного алгоритму, здатного адаптивно виділяти основні піки частотного спектру сигналів БПЛА для збільшення працездатності методу в умовах слабкого ВСШ. Метод TOPS відносно новий некогерентний метод високої роздільної здатності, який не потребує апріорного знання кількості джерел випромінювання. Він має велику стійкість до проникання високих частот ПС сигналу в область низьких частот ПС, що дає перевагу в роздільній здатності, коли довжини хвиль, які враховуються в оцінці, менші за подвійну відстань між елементами МР. У той самий час метод TOPS є більш витратним в обчислювальному відношенні, до того ж забезпечує невелике зміщення оцінці кутових координат. Метод TOPS, хоч і меншою мірою, ніж MUSIC, але також втрачає ефективність для формування оцінок для когерентних сигналів. Подальші

зусилля щодо вдосконалення алгоритму TOPS слід спрямувати на зменшення обчислювальних витрат, а також збільшення точності одержуваних оцінок.

12. Показано, що перспективною технологією визначення місця розташування акустичного випромінювання БПЛА є технологія бімформінгу, в якій здійснюється поєднання акустичних та оптичних методів обробки сигналів.

13. У роботі проаналізовані відомі в літературі комплексні системи спостереження БПЛА, реалізовані у вигляді сукупності взаємопов'язаних між собою інформаційних каналів, системні і технічні рішення, що використовуються в них, апаратно-програмні засоби, методи обробки багатомодальних інформаційних сигналів і зображень. У результаті аналізу зроблено висновок, що відомі системи виявлення БПЛА і існуючі методи обробки інформації не дозволяють вирішувати актуальні для практики завдання, які полягають, наприклад, у захисті життєво важливих елементів інфраструктури з необхідною ефективністю, тож потребується їх подальше вдосконалення.

Завдання спостереження й ефективної протидії БПЛА (особливо малим БПЛА) до теперішнього часу не має задовільного рішення, є складною, багатогранною, та вимагає комплексного, системного підходу з використанням сучасних наукових методів при її вирішенні.

14. Статистична теорія оптимізації радіоелектронних систем, заснована на використанні марківських випадкових процесів, у гаусівському наближенні, дозволяє здійснювати оптимізацію структур обробки сигналів інтегрованих комплексних систем виявлення та спостереження безпілотних літальних апаратів, що включають інформаційні канали, побудовані з використанням різних фізичних сенсорів.

Використання теорії радіосистем дозволяє синтезувати алгоритми оптимальної обробки каналних інформаційних сигналів при вирішенні задач виявлення, вимірювання просторових координат, розпізнавання типів БПЛА. За допомогою теорії здійснюється оптимальний синтез пристроїв первинної обробки сигналів у кожному каналі, а також об'єднання інформації каналних сигналів. Такий підхід дозволяє синтезувати оптимальну (відповідно до обраного критерію



якості) комплексну систему обробки інформації, що забезпечує отримання максимальної кількості інформації з векторного процесу, що спостерігається на входах інформаційних каналів.

15. У роботі розглянуто інформаційні, енергетичні та пошукові можливості окремих засобів виявлення, що входять до складу інтегрованої системи спостереження БПЛА, з метою побудови ефективного алгоритму спільної обробки вхідних сигналів, що надходять, з урахуванням різних можливостей окремих каналів (за дальністю, розпізнаванням тощо). Показано, що найкращими пошуковими можливостями і найбільшою дальністю володіє метод радіолокації виявлення груп БПЛА, далі ідуть за спадною оптичний, інфрачервоний і акустичний методи.

Синтезовано оптимальний алгоритм виявлення груп БПЛА у комплексній інтегрованій системі, що поєднує рішення про виявлення, винесені у приватних каналах. Відповідно до синтезованого алгоритму комплексна обробка полягає у підсумовуванні рішень окремих виявлювачів з деякими вагами, що визначаються якістю рішень, прийнятих у каналах. Якість рішень, у свою чергу, залежить від технічних засобів каналів, що використовуються, та умов спостереження.

16. Запропоновано послідовність вирішення сукупності взаємопов'язаних завдань у комплексній інтегрованій системі спостереження БПЛА в міру наближення групової цілі до об'єкта, що охороняється. Послідовність включає наступні операції: виявлення групової цілі (енергетичне виявлення); оцінка координат групи об'єктів; просторове розрізнення та визначення кількості апаратів у групі; розпізнавання (визначення типу) кожного окремого апарату; оцінка координат кожного літального апарату окремо; визначення складу групи (однорідна, неоднорідна); визначення спеціалізації групи та розтин характеру її завдань.

17. Використання запропонованих підходів і методів комплексної обробки й об'єднання многомодальної інформації в інтегрованих системах спостереження БПЛА забезпечить гнучке поєднання різної інформації, одержуваної по

використовуваним каналам, з урахуванням можливостей наявних технічних засобів і специфіки вирішуваних завдань.

Актуальні завдання даного напрямку – синтез оптимальних структур і алгоритмів комплексної обробки багатомодальних сигналів із використанням математичних засобів оптимізації теорії радіосистем, евристичний синтез комплексних інтегрованих систем обробки, а також оцінка ефективності різних варіантів побудови систем і порівняння їх показників на практиці.

18. Розроблено алгоритм і програму для генерації набору тестових ІЧ зображень дронів на міському, природному та атмосферному фонах з довільним відношенням сигнал-фон. Отримана база ІЧ зображень використана для навчання нейронних мереж YOLOv5. Даний алгоритм і програма може бути використана надалі для генерації набору тестової бази даних ІЧ зображень будь-яких інших об'єктів, у тому числі і у видимому оптичному діапазоні. Це розширює і урізноманітнює можливості навчання будь-яких нейронних мереж з розпізнавання об'єктів.

19. Всі навчені мережі YOLOv5 s, m, l, x показали середню точність більше 0,96 при IoU=0,5. Найкращу ефективність з виявлення дронів у тепловому ІЧ діапазоні показала мережа x з середньою точністю 0,994 при IoU=0,5.

Зазначені результати залишаються майже незмінними при відношенні сигнал-фон  $SCR > 2$ . Тобто, для надійного виявлення потрібен хоча б невеликий контраст об'єкту з фоном. При  $SCR < 2$  точність виявлення сильно зменшується. Древа, кущі, атмосферний фон майже не впливають на точність. Розпізнавання дронів на фоні будинків є практично неможливим. У той же час вдень видиме зображення дрону на фоні будинку методом YOLO можна легко розпізнати. Отже, тепловий ІЧ канал слід розглядати як резервний в умовах недостатньої видимості або додатковий.

Для надійного виявлення дронів на великій відстані вирішальне значення має роздільна здатність ІЧ зображення. Для практичного використання при роботі з ІЧ тепловими зображеннями з роздільною здатністю 320x320 можна рекомендувати найбільш швидку мережу YOLOv5 s. При роботі з ІЧ

зображеннями більшої роздільної здатності рекомендується використовувати мережу YOLOv5 x. Вона має більший потенціал для виявлення додаткових ознак та їх градієнтів, що містяться в зображеннях з високим розрізненням.

20. Таким чином, розроблені удосконалені методи обробки оптичних і інфрачервоних сигналів БПЛА на фоні завад, що дозволяють виявляти БПЛА з високим значенням імовірності правильного виявлення в умовах складної заводової обстановки. Сформовані практичні рекомендації застосування конкретних видів нейронних мереж у різних умовах роботи та при використанні технічного обладнання з різними характеристиками якості.

21. У результаті проведених досліджень і аналізу основних принципів та існуючих методів розпізнавання образів активних випромінювань синтезовано та експериментально (методом математичного (імітаційного) моделювання) протестовано новий комбінований послідовно-логічний алгоритм розпізнавання класів і типів активних завад, що надійшли на вхід РЛС виявлення безпілотних літальних апаратів (БПЛА).

22. За допомогою розробленої методики математичного моделювання розробленого алгоритму розпізнавання й оцінки ймовірності правильного розпізнавання класу й типу активних завад методом математичного (імітаційного) моделювання досліджено ефективність розпізнавання двох класів активної завади (АЗ): маскувальної безперервної активної шумової завади (АЗ 1-го класу) та імітувальної імпульсної активної завади (АЗ 2-го класу). Розраховані ймовірності правильного розпізнавання (ЙмПР)  $P_{cor}$ , помилки розпізнавання  $P_{er}$  та неоднозначних рішень  $P_{amb}$  для різних критеріїв розпізнавання при використанні двох часових параметрів (часу надходження (першого параметра) та тривалості (другого параметра)) або додаткового третього параметра – ймовірності правильного розпізнавання виду внутрішньоімпульсної модуляції (ЙмПР виду ВІМ)  $P_M$ . При цьому були проаналізовані залежності  $P_{cor}$ ,  $P_{er}$  та  $P_{amb}$  від значень середньоквадратичних помилок (СКП) вимірювання  $\sigma_t$  двох часових параметрів ( $P_{cor}(\sigma_t)$ ,  $P_{amb}(\sigma_t)$  та  $P_{er}(\sigma_t)$ ) та ймовірності правильного розпізнавання  $P_M$  виду

внутрішньоімпульсної модуляції (третього параметра). СКП оцінки часових параметрів (ЧП)  $\sigma_t$  нормована до тривалості зондуючого ЛЧМ імпульсу і є безрозмірною величиною.

23. У результаті проведеного експериментального дослідження проаналізовано ефективність розпізнавання класу АЗ при використанні різних критеріїв розпізнавання, а саме:

при аналізі розпізнавання класу АЗ за двома параметрами для аналізу її ефективності використовувалися наступні три критерія:

- 4) "один з двох";
- 5) "два з двох";
- 6) "максимум підсумкової суми";

а за трьома параметрами:

- 4) "два з трьох";
- 5) "три з трьох";
- 6) "максимум підсумкової суми".

24. Аналіз результатів імітаційного моделювання розпізнавання показав, що ймовірність правильного розпізнавання 1-го чи 2-го класу активної завади в загальному випадку зменшується зі збільшенням СКП  $\sigma_t$  оцінки часових параметрів, а в окремих випадках – залишається постійної.

25. Ймовірність правильного розпізнавання АЗ 1-го класу за будь-яким критерієм у діапазоні СКП  $\sigma_t = 0 \div 0,2$  вимірювання часових параметрів дорівнює  $P_{np} = 100\%$  за будь-якого коефіцієнта  $m$  ( $m \in 1,3$ ), що корегує розміри діапазону еталонних значень (ДЕЗ) з урахуванням СКП  $\sigma_t$ . У цьому випадку ймовірність помилки розпізнавання  $P_{er}$  дорівнює нулю. При "неякісних" вимірах, коли  $\sigma_t > 0,2$  реальна ЙМПР дорівнює щонайменше 90%.

При цьому нульова ймовірність неоднозначних рішень  $P_{er}$  у діапазоні СКП  $\sigma_t = 0 \div 0,2$  забезпечується при розпізнаванні за критерієм "2 з 3" і "максимуму підсумкової суми" при вимірі трьох параметрів та ЙМПР виду ВІМ  $P_M \geq 80\%$ . При

"неякісних" вимірах, коли  $\sigma_t > 0,2$  найменша і близька до нульової, ймовірність неоднозначних рішень забезпечується при розпізнаванні за цими ж критеріями і  $P_M \geq 99\%$ , а за  $P_M = 90\%$   $P_{amb}$  не перевищує 10% ( $P_{amb} \leq 10\%$ ). У останньому випадку час аналізу для розпізнавання АЗ 1-го класу збільшується не більше, ніж на 10%.

26. Реальна ймовірність правильного розпізнавання АЗ 2-го класу в усьому діапазоні аналізованих значень СКП  $\sigma_t = 0 \div 1$  забезпечується рівною 100% ( $P_{cor} = 100\%$ ) за всіма зазначеними вище критеріями, а ймовірність неоднозначних рішень найменша також при розпізнаванні за критерієм "2 из 3" та "максимуму підсумкової суми" та вимірюванні трьох параметрів. У цьому випадку навіть при ЙмПР виду ВІМ  $P_M = 80\%$   $P_{amb}$  не перевищує 5% ( $P_{amb} \leq 5\%$ ), а час аналізу для розпізнавання АЗ 2-го класу збільшується не більше ніж на 5%.

27. У цілому нині для розпізнавання двох класів активних завад можна рекомендувати як найкраще розпізнавання за трьома параметрами і алгоритмами "2 из 3" та "максимуму підсумкової суми", коли забезпечується найбільша реальна ймовірність правильного розпізнавання за найменшої ймовірності неоднозначних рішень, тобто за найменший час аналізу.

28. Аналіз ефективності розпізнавання АЗ 1-го та 2-го типів показав, що ймовірність правильного розпізнавання цих типів АЗ при нормованій СКП оцінки ширини спектра  $\leq 0,2$  близька до 100%, і навіть якщо СКП оцінки ширини спектра близька до одиниці, ЙмПР дорівнює щонайменше 90% ( $P_{cor} \geq 90\%$ ). Однак, при збільшенні СКП оцінки ширини спектра АШЗ досить істотно збільшується ймовірність неоднозначних рішень  $P_{amb}$ . Втім, при СКП оцінки ширини спектра  $\leq 0,2$  значення  $P_{amb}$  є прийнятними

29. Аналіз ефективності розпізнавання типів імпульсної АЗ (3-й, 4-й та 5-й типи АЗ) показав, що ймовірність правильного розпізнавання цих типів АЗ близька до 100% при СКП оцінки часових параметрів  $\sigma_t \leq 0,2$ , та СКП оцінки частотних параметрів  $\sigma_f \leq 0,05$  при прийнятних значеннях ймовірності

неоднозначних рішень, що еквівалентно прийнятним затратам часу на аналіз типу імпульсної АЗ.

30. Аналіз ефективності розпізнавання класів та типів АЗ показав, що розроблений послідовно-логічний алгоритм забезпечує високі показники якості розпізнавання класів та типів активних завод. З результатів досліджень видно, що розроблений алгоритм розпізнавання менш чутливий до точності вимірювання ніж так званий «метод потенційних функцій» або метод опорних векторів, і в то й же час розроблений алгоритм значно простіший за алгоритми, які використовують нейронні мережі або статистичні методи розпізнавання які потребують апріорних даних, для задання функції правдоподібності.

31. У роботі надані рекомендації з використати отриманих результатів розпізнавання класів і типів активних завод для підвищення ефективності заводозахисту РЛС шляхом адаптивного керування режимами роботи РЛС.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Кошкин Р.П. Беспилотные авиационные системы. М.: Стратегические приоритеты. 2016. 676 с.
2. Макаренко С.И. Противодействие беспилотным летательным аппаратам. Монография. СПб.: Наукоемкие технологии. 2020. 204 с.
3. Michel A. H. Counter-drone systems. – Center for the Study of the Drone at Bard College, 2018. – 23 с.
4. Макаренко С.І., Тимошенко А.В., Васильченко А.С. Аналіз засобів і методів протидії безпілотним літальним апаратам. Частина 1. Безпілотний літальний апарат як об’єкт виявлення та знищення // Системи управління, зв’язку та безпеки. 2020. N.1. С. 109 – 146. DOI: 10.24411/2410-9916-2020-10105.
5. V.P. Riabukha Radar Surveillance of Unmanned Aerial Vehicles (Review) // Radioelectronics and Communications Systems. 2020. Vol. 63 (11) P. 561 – 573.
6. V.M. Kartashov, V.N. Oleynikov, S.A. Sheyko, S.I. Babkin, I.V. Koryttsev, O.V. Zubkov Peculiarities of small unmanned aerial vehicles detection and recognition. // Telecommunications and Radio Engineering. 2019. Vol. 78. Iss. 9. P. 771 – 781.
7. Solodov A., Williams A., Al Hanaei S., Goddard B. Analyzing the threat of unmanned aerial vehicles (UAV) to nuclear facilities // Security Journal. 2018. Vol. 31. P. 305 – 324 DOI: 10.1057/s41284-017-0102-5.
8. G. Lykou, D. Moustakas, and D. Gritzalis, Defending Airports from UAS: A Survey on Cyber-Attacks and Counter-Drone Sensing Technologies // Sensors (Basel). 2020 Jun. 20(12): 3537. Published online 2020 Jun 22.  
DOI: 10.3390/s20123537
9. Kartashov V.M., Pososhenko V.O., Kolesnik V.I., Sheiko S.O., Yegorov A.B., Rybnikov N.V., Pershyn Y.V. , Kapusta A.I., Ryabukha V.P., Sergiyenko O.Y. Aircraft Flight Modeling in the Area of Critically Important Infrastructure Facilities // 2021 International Scientific-Practical Conference «Problems of Info communications –

Science and Technology. 2021. PIC S&T'2021. Proceeding». 5-7 October 2021. Kharkov. Ukraine. 4 p.

10. Security Council resolution 2341 (2017) [on protection of critical infrastructure against terrorist acts] <https://digitallibrary.un.org/record/859472>.

11. Harmanny R., De Wit J., G.P. Cabic G.P. Radar micro-Doppler feature extraction using the spectrogram and the cepstrogram // Proceedings of the 2014 11th European Radar Conference. Cincinnati. OH. USA. 11 – 13 October 2014. P. 165–168.

12. Oleynikov V.N., Zubkov O.V., Kartashov V.M., I.V. Korytsev I.V., Babkin S.I., Sheiko S.A. Investigation of detection and recognition efficiency of small unmanned aerial vehicles on their acoustic radiation // Telecommunications and Radio Engineering. 2019. Vol. 78. Iss. 9. P. 759 – 770.

13. Kartashov V.M., Oleynikov V.N., Sheiko S.A., Babkin S.I., Koryttsev I.V., Zubkov O.V., Anokhin M.A. Information characteristics of sound radiation of small unmanned aerial vehicles // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. Vol. 77. Iss. 10 P. 915 – 924.

14. Oleynikov V.N., Zubkov O.V., Kartashov V.M., Koryttsev I.V., Sheiko S.O., Babkin S.I. Experimental estimation of direction finding to unmanned air vehicles algorithms efficiency by their acoustic emission. // 2019 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications – Science and Technology. PICS and T 2019 – Proceeding. 2019. P. 175 – 178.

15. Shostko, I., Tevyashev, A., Kulia, Y., Koliadin, A. Optical-electronic system of automatic detection and high-precise tracking of aerial objects in real-time // CEUR Workshop Proceedings. 2020. Vol. 2608. P. 784 – 803.

16. Tevyashev A., Shostko I., Neofitnyi M., Koliadin A. Laser opto-electronic airspace monitoring system in the visible and infrared ranges. // 2019 IEEE 5th International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments. APUAVD 2019. Proceedings 2019 P. 170 – 173.

17. Kartashov V., Oleynikov V., Koryttsev I., Zubkov O., Babkin S., Sheiko S. Processing and Recognition of Small Unmanned Vehicles Sound Signals // International



Scientific-Practical Conference on Problems of Infocommunications Science and Technology. PICS.& T. 2018. Proceedings 31 January 2019. P. 392 –396.

18. Samaras S., Diamantidou E., Ataloglou D., Sakellariou N., Vafeiadis A., Magoulianitis V., Lalas A., Dimou A., Zarpalas D., Votis K., Daras P., Tzovaras D., Deep Learning on Multi Sensor Data for Counter UAV Applications // A Systematic Review. Sensors (Basel). 2019. Vol. 19 (22). 35 p.

19. Yang X., Huo K., Jiang W., Zhao J., Qiu Z. A passive radar system for detecting UAV based on the OFDM communication signal // Proc. of the 2016 Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS). Shanghai. China. 8-11 Aug. 2016. P. 2757 – 2762. DOI: 10.1109/PIERS.2016.7735118.

20. Patel J. S., Fioranelli F., Anderson D. Review of radar classification and RCS characterisation techniques for small UAVs ordrones // IET Radar, Sonar & Navigation. 2018. Vol. 12 (9). P. 911 – 919. DOI: 10.1049/iet-rsn.2018.0020.

21. Musa S.A., Abdullah R.S.A.R., Sali A., Ismail A., Rashid N.E.A, Ibrahim I.P., Salah A.A. A review of copter drone detection using radar system // Defence S&T technical bulletin. Science & technology research institute for defence (STRIDE). 2019. Vol. 12 (1). P.16 – 38.

URL: <http://www.stride.gov.my/v2/images/penerbitan/buletin-teknikal> /2019. Vol. 12. Num 1. pdf.

22. Taha B., Shoufan A. Machine learning-based drone detection and classification: state-of-the-art in research» // IEEE Access. 2019. Vol. 7. P. 138669 – 138682. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2942944.

23. Kartashov V.M., Sergiyenko O.Yu., Kapusta A.I., Pososhenko V.O., Kolesnik V.I., Rybnikov N.V., Kolendovska M.M. Modeling of dynamik air Situation in the Zone of critically important Infrastructure Facilities // Telecommunications and Radio Engineering.- New York. - 2022.- Vol. , №.- P. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.2022044629.

24. Kharchenko O.I., Lonin, Y.F., Zabrodina, L.P., Kartashov V.M Separation of electroencephalogram low-frequency components on the basis of the stochastic

resonance effect // Problems of Atomic Science and Technologythis link is disabled.– 2021. –Vol.134, No.4. – P.135–137. DOI: <https://doi.org/10.46813/2021-134-135>.

<https://www.scopus.com/record/display.uri?eid=2-s2.0-85112367973&origin=resultslist&sort=plf-f&src=>

25. Атаманський Д.В., Рябуха В.П., Карташов В.М. Семеняка А.В. Прокопенко Л.В. Методи спектрального оцінювання для комбінованої системи виявлення нешумливих цілей і пеленгації джерел шумових випромінювань.// Радіоелектроніка, інформатика, управління. 2022. № 1, с. 7-16. DOI: 10.15588/1607-3274-2022-1-1.

26. Харченко О.И. Выделение радиосигналов на фоне шумов на основе эффекта стохастического резонанса/ О.И. Харченко, В.М. Карташов // Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2021.– Вип. №86.–С.39–44. DOI: <https://doi.org/10.20535/RADAP.2021.86.39-44>.

<https://www.webofscience.com/wos/woscc/full-record/WOS:000704698700005>

27. Kartashov V.M., Tykhonov V.A., Pososhenko V.O., Kolesnik V.I., Kolesnik K.V. Improvement of the Acoustic Method for Detection of Unmanned Aerial Vehicles. Conference «Problems of Infocommunications. Science and Technology. PIC S and T 2022. Proceeding». 2022. 4 p.

28. Kartashov V.M., Sheiko S.O., Tykhonov V.A., Pososhenko V.O., Kolesnik V.I., Kolesnik K.V. Improvement of the Method of Detection of Unmanned Airborne Vehicles by the Peak of the Spectral Width of the Acoustic Signal. 2022 IEEE 41ths international conference on electronics and nanotechnology/ ELNANO 2022. Igor Sicorski Kyiv Politechnic institute . Kyiv. 2022. (In press.)

29. Shirman Ya.D. et. al. Computer simulation of aerial target radar scattering recognition, detection and tracking by Ya.D. Shirman (ed). Norwood, M.A. : Artech House. 2002. 382p.

30. Riabukha V.P., Lekhovitskiy D.I., Semenyaka A.V., Katyushin E.A. An exploratory model of the hardware-software unit for adaptive digital time signal processing against the background of masking clutters // 2017 IEEE 1st Ukraine

Conference on Electrical and Computer Engineering, UKRCON 2017. Proceedings 2017. P. 55 – 58.

31. Harmanny R., De Wit J., Cabic G.P. Radar micro-Doppler feature extraction using the spectrogram and the cepstrogram // Proceedings of the 2014 11th European Radar Conference. Cincinnati, OH, USA. 11 – 13 October 2014. P. 165–168.

32. Hemza Redjimi, József Kázmér Tar A Simple Soft Computing Structure for Modeling and Control // Machines 2021, Vol. 9(8). 168. <https://doi.org/10.3390/machines9080168> - 14 Aug 2021.

33. Kartashov V., Oleynikov V., Zubkov O., Koryttsev I., Babkin S., Sheiko S., Kolendovskaya M. Spatial-temporal processing of acoustic signals of unmanned aerial vehicles // Telecommunications and Radio Engineering. 2020. Vol. 79. Iss. 9. P.769 – 780. DOI:10.1615/TelecomRadEng.v79.i9.40.

34. Zhuravlev A., Lukoshkin A., Poddubny S. Signal processing in adaptive antenna arrays. L.: Publishing house of Leningrad University. 1983. 240p. (In Russ.)

35. Shi X., Yang C., Xie W., Liang C., Shi Z., Chen J. Anti-drone system with multiple surveillance technologies: architecture, implementation and challenges // IEEE Communications Magazine. 2018. Vol. 56 (4). P. 68 – 74. DOI: 10.1109/MCOM.2018.1700430.

36. Sotnikov O., Kartashov V., Tymochko O., Sergiyenko O., Tyrsa V., Mercorelli P., Flores-Fuentes W. Methods for ensuring the accuracy of radiometric and optoelectronic navigation systems of flying robots in a developed infrastructure, in Machine Vision and Navigation, O. Sergiyenko, W. Flores-Fuentes, P. Mercorelli, Eds. Springer. Cham. 2000. P. 537 – 578. DOI: 10.1007/978-3-030-22587-2\_16.

37. Sergiyenko O., Kartashov V., Ivanov M., Hernández-Balbuena D., Tyrsa V., Nieto-Hipólito J.I. Transferring model in robotic group // 2016. IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). 8 June 2016. Santa Clara, CA, USA. P. 946 – 952. DOI: 10.1109/ISIE.2016.7745018.

38. Jiaolong Wang, Chengxi Zhang, Jin Wu, Ming Liu An Improved Invariant Kalman Filter for Lie Groups Attitude Dynamics with Heavy-Tailed Process Noise //

Machines 2021. Vol. 9(9). 182. <https://doi.org/10.3390/machines9090182> - 27 Aug 2021.

39. Вишневський С. Д., Бейліс Л. В., Климченко В. Й. Потенційні можливості РЛС РТВ з виявлення оперативно-тактичних та тактичних безпілотних літальних апаратів // Розвиток, бойове застосування та озброєння радіотехнічних військ. 2017. С. 92 – 98. DOI: 10.30748/nitps.2017.27.18.

40. Карташов В.М., Ситнік О.В. Радіотехнічні системи. Навч. Посібник. Х.: Сміт. 2009. 448 с.

41. Татарский В.И. Теория флуктуационных явлений при распространении волн в турбулентной атмосфере. М.: Изд. АН СССР. 1959. 331 с.

42. Калистратова М.А., Кон А.И. Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука. 1985. 200 с.

43. Massey K., Gaeta R. Noise Measurements of Tactical UAVs // Georgia Inst. of Technology / GTRI / ATAS, Atlanta. 16th AIAA / CEAS Aeroacoustics Conference. American Institute of Aeronautics and Astronautics. 2010. P. 1 – 16.

44. Marino L., Experimental analysis of UAV-propellers noise // 16th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference. University «La Sapienza». Rome. Italy. American Institute of Aeronautics and Astronautics. 2010. P. 1 – 14.

45. Sinibaldi G., Marino L. Experimental analysis on the noise of the propellers for small UAV // Applied Acoustics. 74. 2013. P. 79 – 88.

46. Intaratep N., Alexander W.N., Devenport W.J. , Grace S.M., Dropkin A. Experimental Study of Quadcopter Acoustics and Performance at Static Thrust Conditions // Aeroacoustics Conferences 30 May – 1 June. 2016. Lyon. France. 22nd AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference. P. 1 – 6.

47. Карташов В.М., Олейников В.Н., Шейко С.А., Бабкин С.И., Корытцев И.В., Зубков О.В., Анохин М.А. Информационные характеристики звукового излучения малых беспилотных летательных аппаратов // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2017. Вып. 191. С. 181 – 187.

48. Kartashov V.M., Tikhonov V.A., Voronin V.V. and Tymoshenko L.P. Complex model of random signal in problems of acoustic sounding of atmosphere // Telecommunications and Radio Engineering. V. 75. Iss. 20. 2016. P. 1885 – 1892. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v75.i20.80.

49. Карташов В.М., Харченко О.И., Чумаков В.И. Использование эффекта стохастического резонанса для анализа спектров акустического излучения малых беспилотных летательных аппаратов // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2019. Вып. 197. С. 100 – 106.

50. Oleynikov V.N., Kartashov, V.M., Babkin, S. I., Zubkov, O.V., Korytsev I.V., Sheiko, S.A., Seleznev I.S. Structure and Parameter Unmanned Aerial Vehicles Sound Fields // Telecommunications and Radio Engineering. New York. 2020. Vol. 79. №17. P.1539 – 1550.

51. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Тимошенко Л.П. Комплексные модели случайных сигналов в задачах акустического зондирования атмосферы // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2016. Вып. 185. С. 81 – 86.

52. Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под ред. Б.Л. Кашеева, Е.Г. Прошкина, М.Ф. Лагутина. Харьков: Бизнес Информ. 2002. 426 с.

53. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. Новосибирск: Наука. 1986. 167 с.

54. Блохинцев Д.И. Акустика неоднородной движущейся среды. М.: Наука. 1981. 207 с.

55. Kartashov V., Oleynikov V., Koryttsev I., Sheyko S., Zubkov O., Babkin S., Selieznov I. Use of Acoustic Signature for Detection, Recognition and Direction Finding of Small Unmanned Aerial Vehicles // 2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET). 25-29 Feb. 2020. P.1–4. DOI: 10.1109/TCSET49122.2020.235458.

56. Mezei J., Molnár A. Drone sound detection by correlation // Proceedings of the 2016 IEEE 11th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI). Timisoara. Romania. 12–14 May 2016. P. 509 – 518. DOI: 10.1109/SACI.2016.7507430.

57. Bernardini A., Mangiatordi F., Pallotti E., Capodiferro L. Drone detection by acoustic signature identification. *Electron. Imaging*. 2017. 2017:60 – 64. DOI: 10.2352/ISSN.2470-1173.2017.10.IMAWM-168. DOI:

<https://doi.org/10.2352/ISSN.2470-1173.2017.10.IMAWM-168>.

58. Liu H., Wei Z., Chen Y., Pan J., Lin L., Ren Y. Drone detection based on an audio-assisted camera array // Proceedings of the 2017 IEEE Third International Conference on Multimedia Big Data (BigMM). Laguna Hills. CA. USA. 19 – 21 April 2017. P. 402–406. DOI: 10.1109/BigMM.2017.57.

59. Park S., Shin S., Kim Y., Matson E.T., Lee K., Kolodzy P.J., Slater J.C., Scherreik M., Sam M., Gallagher J.C., et al. Combination of radar and audio sensors for identification of rotor-type unmanned aerial vehicles (uavs) // Proceedings of the 2015 IEEE SENSORS. Busan. Korea. 1–4 November 2015. P. 1–4. DOI: 10.1109/ICSENS.2015.7370533.

60. Vasilchenko A., Kartashov V.M. Analysis of influence exerted by longitudinal Doppler effect upon output signal of sodar antenna array // *Telecommunications and Radio Engineering*. Volume 66. Issue 9. P. 841 – 847. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v66.i9.50.

61. Zelnio A.M. Detection of small aircraft using an acoustic array // *Electrical Engineerin*. Wright State University. 2007. 55 p.

62. Kozeruk S.A., Korzhyk A.V. Identification of small aircraft by acoustic radiation // *Visnyk NTUU KPI Series Radiotekhnika Radiobuduvannia*. 2019. Iss. 76. P. 15–20. DOI: <https://doi.org/10.20535/RADAP.2018.80.30-46>.

63. Sadasivan S., Gurubasavaraj M., Sekar S.R. Acoustis signature of an unmanned air vehicle – exploitation for aircraft localisation and parameter estimation// *Eronautical DEF SCI J*. 2001. Vol. 51. №3. P. 279 – 283.

64. В.А. Тихонов В.А., Карташов В.М., В.М. Олейников В.Н., Леонидов В.И., Тимошенко Л.П., Селезнев И.С., Рыбников Н.В. Обнаружение-распознавание беспилотных летательных аппаратов с использованием составной модели авторегрессии их акустического излучения// Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка. Радіоапаратобудування. Вип. №81. 2020. С. 38 – 46. DOI: <https://doi.org/10.20535/RADAP.2020.81.38-46>.

65. Semenets V. V., Kartashov V.M., Leonidov V. I. Registration of refraction Phenomenon in the Problem of acoustic Sounding of Atmosphere in Airport Zone // Telecommunications and Radio Engineering. Vol. 77. Iss. 5. 2018; pp.461–468. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i5.90.

66. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В. Особенности построения и применения комплексных систем дистанционного зондирования атмосферы // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2016. Вып. 186. С. 184 – 185.

67. Олейников В.Н., Зубков О.В, Карташов В.М., Коротцев И.В., Бабкин С.И., Шейко С.А, Селезнев И.С. Экспериментальная оценка эффективности алгоритмов пеленгования беспилотных летательных аппаратов по акустическому излучению// Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2019. Вып. 199. С. 29 – 37. DOI: <https://doi.org/10.30837/rt.2019.4.199.03>.

68. Карташов В.М., Коротцев И.В., Олейников В.Н., Зубков О.В., Шейко С.А., Бабкин С.И., Левский Н.А., Селезнев И.С. Алгоритмы пеленгации беспилотных летательных аппаратов по их акустическому излучению// Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2019. Вып. 196. С. 22 – 31.

69. Татарский В.И Распространение волн в турбулентной атмосфере. М.: Наука. 1967. 548 с.

70. Карташов В.М., Куля Д.Н., Кушнир М.В., Толстых Е.Г. Выбор модели изменения скорости звука для оптимального линейного фильтра систем радиоакустического зондирования атмосферы// Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2013. №173. С. 63 – 78.

71. Карташов В.М., Куля Д.Н., Пащенко С.В. Алгоритм автосопровождения изменений информационного параметра сигнала радиоакустических систем // Восточно-европейский журнал передовых технологий. Харьков. 2012. №4/9(58). С. 57 – 61.

72. Обухов А.М. О рассеянии звука в турбулентном потоке // Доклады АН СССР. 1941. Т.30. №7. С.611 – 614.

73. Каллистратова М.А. Экспериментальное исследование рассеяния звуковых волн в атмосфере // Атмосферная турбулентность. М.: Изд. АН СССР. 1961. С.203 – 258.

74. Marschall J.M., Peterson A.M., Barnes A.A. Combined radar acoustic sounding system // Appl. Opt. 1972. Vol.2. №1. P. 108 – 112.

75. Карташов В.М. и др. Обработка сигналов в радиоэлектронных системах дистанционного мониторинга атмосферы. Харьков: ХНУРЭ. 2014. 312 с.

76. Карташов В.М. Модели и методы обработки сигналов систем радиоакустического и акустического зондирования атмосферы. Харьков: ХНУРЭ. 2011. 234 с.

77. Карташов В.М. Функции рассеяния сигналов систем зондирования атмосферы // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2001. №118. С.61 – 65.

78. В.М. Карташов, О.И. Харченко, В.А. Посошенко, В.И. Колесник, А.И. Капуста, А.Б. Егоров, Л.П. Тимошенко Обнаружение беспилотных летательных аппаратов с использованием рассеяния радиоволн на акустических возмущениях среды, создаваемых летательным аппаратом // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2021. Вип. 206. С.122 – 130.

79. Kartashov V.M., Babkin S.I., Tolstykh E.G. Methodical errors in meteorological measurements during correlation processing of signals from radio acoustic sounding system // Telecommunications and Radio Engineering. 2017. V.76(20). P. 1861 – 1867.

80. Теодорович Н.Н., Строганова С.М., Абрамов П.С. Способы обнаружения и борьбы с малогабаритными беспилотными летательными



аппаратами // Интернет-журнал “НАУКОВЕДЕНИЕ”. 2017. Т.9. №1. <http://naukovedenie.ru/PDF/13TVN117.pdf> (доступ свободный).

81. Даник Ю.В, Бугайов М.В. Аналіз ефективності виявлення тактичних безпілотних літальних апаратів пасивними та активними засобами спостереження // 36. наук. праць ЖВІ ДУТ. Інформаційні системи'15. 2015. Вип.10. С.5 – 20.

82. Beel J. J. Anti-UAV Defense For Ground Forces and Hypervelocity Rocket Lethality Models. Monterey, California : Naval Postgraduate School. 1992. P. 36 – 46.

83. Moses A. Radar-based detection and identification for miniature air vehicles / A. Moses, M.J.Rutherford, K.P. Valavanis // IEEE International Conference on Control Applications.

84. Даник Ю.Г., Пулеко І.В., Бугайов М.В. Виявлення безпілотних літальних апаратів на основі аналізу акустичних та радіолокаційних сигналів // Вісник ЖДТУ. 2014. № 4 (71). С.71 – 80.

85. Самохин В. Ф. Экспериментальное исследование источников шумности беспилотного летательного аппарата с винто-кольцевым двигателем в толкающей компоновке / В.Ф. Самохин, С.П. Остроухов, П.А. Мошков // Электронный журнал «Труды МАИ». 2012. Вып. № 70. С.1 – 24.

86. Карташов В.М., Посошенко В.О., Воронин В.В., Колесник В.И., Капуста А.И., Рибников Н.В., Першин Е.В. Методы обнаружения-распознавания радиолокационных, акустических, оптических и инфракрасных сигналов беспилотных летательных аппаратов // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2021. Вып. 205. С.138 – 153.

87. Sinibaldi G., Marino L. Experimental analysis on the noise of the propellers for small UAV // Applied Acoustics. 74 (2013). P. 79 – 88.

88. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Тимошенко Л.П. Комплексные модели случайных сигналов в задачах акустического зондирования атмосферы // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2016. Вып. 185. С. 81 – 86.

89. Урковиц. Обнаружение неизвестных детерминированных сигналов по энергии // ТИИЭР. 1967. Т.55 №4. С. 50 – 59.
90. В.С. Королюк, Н.И. Портенко, А.В. Скороход, А.Ф. Турбин. Справочник по теории вероятностей и математической статистике. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит. 1985. 640 с.
91. Куликов Е.И. Методы измерений случайных процессов. – М.: Радио и связь. 1986. 272с.
92. Карташов В.М., Посошенко В.А., Колесник В.И., Селезнев И.С., Бобнев Р.И., Капуста А.И. Обнаружение радиолокационных сигналов, рассеянных на акустических возмущениях, создаваемых БПЛА // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2021. Вып. 207. – С. 113 – 122.
93. Ефимов А.Н., Кутеев В.М. Безэталонные измерения и идентификация методами теории порядковых статистик // Автоматика и телемеханика. 1978. №12. С.30 – 35.
94. Дейвид Г. Порядковые статистики. М.:Наука. 1973. 335с.
95. Боярский Э.А. Порядковые статистики. М.: Статистика. 1972. 281с.
96. Pham T. TTCP AG-6: Acousting detection and tracking of UAVs / T.Pham, N.Srour // U.S. Army Research Laboratory. Proc. of SPIE. 2004. Vol. 54. P. 24 – 29.
97. Zelnio A.M. Detection of small aircraft using an acoustic array. Thesis. B.S. / Zelnio A.M. Electrical Engineering. Wright State University. 2007. 55 p.
98. Nanyaporn Intaratep , W. Nathan Alexander , William J. Devenport , Sheryl M. Grace, Amanda Dropkin. Experimental Study of Quadcopter Acoustics and Performance at Static Thrust Conditions. // Aeroacoustics Conferences 30 May. 1 June. 2016. Lyon. France 22nd AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference. P.1 – 6.
99. Козерук С.О., Коржик О.В. Виявлення малих літальних апаратів за акустичним випромінюванням // Visnyk NTUU KPI Series Radiotekhnika Radiobuduvannia. 2019. Iss. 76. P.15 – 20.
100. Мошков П.М., В.Ф. Самохин В.Ф. Оценка влияния числа лопастей и диаметра на шум воздушного винта. // Вестник Самарского

университета. Аэрокосмическая техника, технологии и машиностроение. Т. 15. No 3. 2016. С. 25 – 34.

101. Заславский Ю.М., Заславский В.Ю. Акустический шум низколетящего квадрокоптера // NOUSE Theory and Practice. Т.5. № 3. 2019 (III, 2019). С.21 – 27.

102. Карташов В.М., Кизка В.А., Тихонов В.А. Использование БПЛА перехватчиков для увеличения дальности обнаружения дронов-нарушителей // Радиотехніка: Всеукраїнський міжведомственный науч.-техн. сборник. 2022. Вип. 208. С. 38 – 43.

103. Тихонов В.А., Карташов В.М., Карташов О.В. Модель оцінювання статистичних характеристик довгострокової складової випадкового процесу на прикладі аналізу середнімісячних температур // Радиотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2022. Вип. 209. С. 239 – 245.

104. Тихонов В.А., Карташов В.М., Карташов О.В., Посошенко В.О. Математичні моделі нестационарних випадкових процесів у СВВП поданні // Радиотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2022. Вип. 210. С. 89 – 97.

105. Карташов В.М., Олейніков В.М., Селєзньов І.С., Карташов О.В. Діаграми спрямованості акустичного випромінювання безпілотних літальних апаратів // Радиотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2022. Вип. 210. С. 50 – 62.

106. Олейніков В.М., Карташов В.М., Шейко С.О., Зубков О.В., Олейнікова О.І. Визначення місця положення марозмірних безпілотних літальних апаратів за акустичним випромінюванням // Радиотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2022. Вип. 210. С. 35 – 49.

107. Карташов В.М., Рибников М.В., Карташов О.В., Посошенко В.О. Аналіз методів акустичної пеленгації безпілотних літальних апаратів // Радиотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2022. Вип. 210. С. 26 – 34.

108. В.М. Карташов, В.О. Посошенко, М.В. Рибников, А.І. Капуста, Є.В. Першин Особливості задач виявлення і спостереження груп безпілотних літальних апаратів // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2022. Вип. 211. С. 5-15.

109. Карташов В.М., Олейников В.Н., Шейко С.А., Бабкин С.И., Коротцев И.В., Зубков О.В.. Особенности обнаружения и распознавания малых беспилотных летательных аппаратов // Радиотехника: Всеукраинский межведомственный науч.-техн. сборник. 2018. Вып. 195. С. 235 – 243.

110. Daobilige Su / Robotic Sound Source Mapping using Microphone Arrays / thesis / University of Technology Sydney / 2017.

111. Iqbal Muhammad Amjad., Zhao Zhao., Xu ZhiYong., Saad Ur Rehman., 3-D Localization of UAV and Detection based on Harmonics Index and Spectral Entropy Criteria To cite this article // OP Conference Series Materials Science and Engineering 853 012037.

112. Sedunov, H. Salloum, A. Sutin, N. Sedunov and S. Tsyuryupa. UAV Passive Acoustic Detection // IEEE International Symposium on Technologies for Homeland Security (HST). 2018. P.1 – 6.

113. Cabell, Randolph, Robert G. McSwain and Ferdinand W. Grosveld. Measured Noise from Small Unmanned Aerial Vehicles. // Noise-Con 2016.

114. H. Krim and M. Viberg Two decades of array signal processing research: the parametric approach // IEEE Signal Processing Magazine. vol.13. P. 67 – 94.

115. C. Knapp., G. Carter. The generalized correlation method for estimation of time delay. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 24. 1976. P. 320 – 327.

116. A. Ramamurthy, H. Unnikrishnan and K. D. Donohue. Experimental performance analysis of sound source detection with SRP PHAT- $\beta$  // IEEE Southeastcon. 2009. P. 422 – 427.

117. Tribikram Kundu. Acoustic source localization // ISSN 0041-624X Volume 54. Issue 1. 2014. P. 25 – 38.

118. Salvati D., Drioli C., Foresti G.L. Incoherent Frequency Fusion for Broadband Steered Response Power Algorithms in Noisy Environments // IEEE Signal Process. 2014. Lett. Vol. 21. Num. 5. P. 581 – 585.

119. Wang Ben., Wang Wei., Gu Yujie., Lei Shujie. Underdetermined DOA Estimation of Quasi-Stationary Signals Using a Partly-Calibrated Array / Sensors. 2017. 17. 702.

120. McCowan I.A. Robust Speech Recognition using Microphone Arrays. PhD Thesis / Queensland University of Technology. Australia. 2001.

121. Visuri S., Koivunen V. Subspace-based direction-of-arrival estimation using nonparametric statistics // IEEE Transactions on Signal Processing. 2001. vol. 49. no. 9. P. 2060 – 2073.

122. T. Engin Tuncer., Benjamin Friedlander / Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation. 2009.

123. Feng-Gang Yan., Zhi-Kun Chen., Ming-Jian Sun., Yi Shen., Ming Jin. Two-Dimensional Direction-of-Arrivals Estimation Based on One-Dimensional Search Using Rank Deficiency Principle // International Journal of Antennas and Propagation. vol. 2015. Article ID 127621. 8 pages. 2015.

124. Akaike H. A new look at the statistical model identification / Automatic Control / IEEE Transactions on. Dec 1974 vol. 19. no. 6. P. 716 – 723.

125. Wax M., Kailath T. Detection of signals by information theoretic criteria / Acoustics. Speech and Signal Processing. IEEE Transactions on. Apr 1985. vol. 33. no. 2. P. 387 – 392.

126. Wax M., Shan T.-J., Kailath T. Spatio-temporal spectral analysis by eigenstructure methods // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. Aug. 1984. vol. ASSP-32. no. 4. P. 817 – 827.

127. Олейников В.Н., Шейко С.А., Бабкин С.И. Исследование характеристик акустического излучения малых беспилотных летательных аппаратов// Сборник научных трудов VI Международного радиоэлектронного форума “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития (МРФ-2017)” Международная научная конференция “Радиолокация. Спутниковая

навигация. Радиомониторинг”. 24-26 октября 2017 г. Харьков. Украина. Изд. “Точка”. С.107 – 111.

128. Алмазов В.Б. Методы пассивной радиолокации / В.Б. Алмазов. – Издательство Военной инженер-ной радиотехнической академии противовоздушной обороны имени Говорова Л.А. 1974. 85 с.

129. Benyamin M. and Goldman G.H. Acoustic detection and tracking of a Class I UAS with a small tetrahe-dral microphone array. Adelphi. MD. 2014 [Online]. Available: <http://www.arl.army.mil/arlreports/2014/ARL-TR-7086.pdf>.

130. Xianyu Chang A. Surveillance System for Drone Localization and Tracking Using Acoustic Arrays / Xian-yu Chang, Chaoqun Yang, Zhiguo Shi // Published Computer Science. 2018 IEEE 10th Sensor Array and Multi-channel Signal Processing Workshop (SAM) 2018.

URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8448409> (дата обращения: 22.10.2020).

131. Sedunov A. et al. Stevens drone detection acoustic system and experiments in acoustics UAV tracking // 2019 IEEE International Symposium on Technologies for Homeland Security (HST). IEEE. 2019. 1 – 7.

132. Alexander Sedunov. Passive acoustic localization of small aircraft / Alexander Sedunov, Alexander Sutin, Hady Salloum, Nikolay Sedunov // 166th Meeting of the Acoustical Society of America, San Francisco, CA, 02-06 De-cember 2013. Signal Processing in Acoustics: Paper 2pSP2. URL: [https://www.researchgate.net/publication/258249414\\_Passive\\_acoustic\\_localization\\_of\\_small\\_aircraft](https://www.researchgate.net/publication/258249414_Passive_acoustic_localization_of_small_aircraft).

133. Johnson D.H., Dudgeon D.E. Array signal processing: concepts and techniques. 1st ed. Signal pro-cessing series. Prentice – Hall, Upper Saddle River. NJ. 1993.

134. Detection and tracking of drones using advanced acoustic cameras Joël Busset, Florian Perrodin, Peter Wel-lig, Beat Ott, Kurt Heutschi, Torben Rühl, Thomas Nussbaumer Proceedings Volume 9647. Unmanned/Unattended Sensors and Sensor

Networks XI and Advanced Free-Space Optical Communication Techniques and Applications. 96470F (2015).

135. Kartashov V., Oleynikov V., Zubkov O., Sheiko S. Optical detection of unmanned air vehicles on a video stream in a real-time // The Fourth International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo'2019). 9-13 September 2019. Odessa. Ukraine. 4 p.

136. Oleksandr Sotnikov, Vladimir Kartashov, Oleksandr Tymochko, Oleg Sergiyenko, Vera Tyrsa, Paolo Mercorelli, Wendy Flores-Fuentes. Methods for Ensuring the Accuracy of Radiometric and Optoelectronic Navigation Systems of Flying Robots in a Developed Infrastructure. Chapter 16// Machine Vision and Navigation. Editors: Sergiyenko, Oleg, Flores-Fuentes, Wendy, Mercorelli, Paolo. P. 537 – 578.

137. В.М. Карташов, В.Н. Олейников, В.И. Леонидов, В.В. Воронин, А.И. Капуста, И.С. Селезнев, Е.В. Першин/ Комплексная обработка сигналов интегрированной системы наблюдения беспилотных летательных аппаратов с использованием целеуказания// Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2020. Вип. 203. С. 148 – 161.

138. Карташов В.М., Олейников В.Н., Воронин В.В., Рябуха В.П., Капуста А.И., Рыбников Н.В., Селезнев И.С. Методы комплексной обработки и интерпретации радиолокационных, акустических, оптических и инфракрасных сигналов беспилотных летательных аппаратов // Радиотехника: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2020. Вып. 202. С. 173 – 182.

DOI:10.30837/rt.2020.3.202.19.

139. Карташов В.М., Посошенко В.О., Колісник В.І., Капуста А.І., Рыбников М.В., Першин С.В., Кізка В.О. Комплексування інформаційних каналів систем виявлення та спостереження безпілотних літальних апаратів з позицій теорії статистичних рішень // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2021. Вип. 207. С. 124-131.

140. Tikhonov V.A., Kartashov V.M., Pososhenko V.O., Kolesnik V.I., Sheiko S.O., Yegorov A.B., Rybnikov V.N. Detection and Recognition of Unmanned Aerial

Vehicles by the Spectrum of Their Acoustic Signals // Computer Science and Information Technologies 22-25 September, Lviv, Ukraine, 2021.–P.115–118.

141. Murrieta-Rico, F.N., Sergiyenko, O.Y., Petranovskii, V., Hernandez-Balbuena D., Linder, L., Nieto-Hipolito, J.I., Rivas-Lopez, M., Karthashov, V.M. Pulse width influence in fast frequency measurements using rational approximations// Measurement: Journal of the International Measurement Confederation (USA). 2016. v.86. P. 67 – 78.

142. Avalos-Gonzalez, D., Sergiyenko, O., Hernandez-Balbuena, D., Tyrsa, V., Kartashov V.M., V., Rivas-Lopes, M., Murrieta-Rico, F.N. Constraints definition and application optimization based on geometric analysis of the frequency measurement method by pulse coincidence // Measurement: Journal of the International Measurement Confederation (USA). 2018. V.126. P. 184 – 193.

143. Ivanov M., Sergiyenko O., Tyrsa V., Mercorelli P., Kartashov V., Hernandez W., Sheiko S., Kolendovska M.. Individual scans fusion in virtual knowledge base for navigation of mobile robotic group with 3D TVS // Proceedings of 44th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON). 2018. Washington DC. USA. P. 3187 – 3192. ISBN 978-1-5090-6683-4/18/.

144. Avalos-Gonzalez D., Hernandez-Balbuena D., Tyrsa V., Kartashov V., Kolendovska M., Sheiko S., Sergiyenko O., Melnyk V., Murrieta-Rico F.N. Application of fast frequency shift measurement method for INS in navigation of drones// Proceedings of 44th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON). 2018. Washington D.C. USA. P. 3159 – 3164. ISBN 978-1-5090-6683-4/18/.

145. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. Уч. Пос. для вузов. М: Радио и связь. 1992. 304 с.

146. Koch W., Koller J., Ulmke M. Ground target tracking and road map extraction // ISPRS J. Photogramm. Remote Sens. 2006. C.197–208. doi: 10.1016/j.isprsjprs.2006.09.013.

147. Hengy S., Laurenzis M., Schertzer S., Hommes A., Kloeppel F., Shoykhetbrod A., Geibig T., Johannes W., Rassy O., Christnacher F. Multimodal UAV



detection: Study of various intrusion scenarios// Proceedings of the Electro-Optical Remote Sensing XI International Society for Optics and Photonics. Warsaw. Poland. 11–14 September 2017. P. 104340P.

148. Laurenzis M., Hengy S., Hammer M., Hommes A., Johannes W., Giovanneschi F., Rassy O., Bacher E., Schertzer S., Poyet J.M. An adaptive sensing approach for the detection of small UAV: First investigation of static sensor network and moving sensor platform // Proceedings of the Signal Processing. Sensor/Information Fusion and Target Recognition XXVII International Society for Optics and Photonics. Orlando. FL. USA. 16–19 April 2018; P. 106460S.

149. Charvat G.L., Fenn A.J., Perry B.T. The MIT IAP radar course: Build a small radar system capable of sensing range, Doppler, and synthetic aperture (SAR) imaging. // Proceedings of the 2012 IEEE Radar Conference. Atlanta. GA. USA. 7–11 May 2012. P. 0138 – 0144.

150. Sytnik O., Kartashov V. Methods and Algorithms for Technical Vision in Radar Introspection. Chapter 13// Optoelectronics in Machine Vision-Based Theories and Applications. IGI Global. 2019. P. 373 – 391.

151. Басов О.О., Карпов А.А. Анализ стратегий и методов объединения многомодальной информации // Обработка информации и управления. 2015. №2. С.7 – 14.

152. Tikhonov V.I. Optimal reception of signals. M.: Radio and communications. 1983. 320 p.

153. Falkovich S. E., Khomyakov E. N. Statistical theory of measuring radio systems. M. : Radio and communications. 1981. 288 p.

154. Shirman Y.D., Manzhos V.N. The theory and technique of processing radar information against the background of interference. M. : Radio and communications. 1981. 416p.

155. Developing and Applying Optoelectronics in Machine Vision. Oleg Sergiyenko and Julio C. Rodriguez-Quiñonez. 2016. IGI Global. 341 p.

156. Ростопчин В. В. Ударные беспилотные летательные аппараты и противовоздушная оборона – проблемы и перспективы противостояния //

Беспилотная авиация [Электронный ресурс]. 2020. – URL: [https://www.researchgate.net/publication/331772628\\_Udarnye\\_bespilotnye летательные аппараты \\_i\\_protivovozdusnaa\\_oborona\\_-problemy\\_i\\_perspektivy\\_ protivostoania](https://www.researchgate.net/publication/331772628_Udarnye_bespilotnye летательные аппараты _i_protivovozdusnaa_oborona_-problemy_i_perspektivy_ protivostoania) (дата обращения 18.10.2020).

157. Еремин Г. В., Гаврилов А. Д., Назарчук И. И. Малоразмерные беспилотники – новая проблема для ПВО // Отвага [Электронный ресурс]. 29.01.2015. № 6 (14). – URL: <http://otvaga2004.ru/armiya-i-vpk/armiya-i-vpkvzglyad/malorazmernye-bespilotniki/> (дата доступа 18.10.2020).

158. Ананенков А. Е., Марин Д. В., Нуждин В. М., Расторгуев В. В., Соколов П. В. К вопросу о наблюдении малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Труды МАИ. 2016. № 91. 19с.

159. Гейстер С. Р., Джеки А. М. Решение задачи обнаружения маловысотных легкомоторных летательных аппаратов путем использования акустических и сейсмических полей // Наука и военная безопасность. 2008.

№ 1; С. 42-46. URL:

<http://militaryarticle.ru/nauka-i-voennayabezopasnost/2008/12105-reshenie-zadachi-obnaruzhenija-malovysotnyh> (дата обращения 18.09.2022).

160. Atrey P. K., Hossain M. A., Kankanhalli M. S. Multimoda Fusion for Multimedia Analysis: a Survey //Multimedia Systems. 2010. Vol. 16. Iss. 6. P. 345 – 379.

161. Годунов А. И., Шишков С. В., Бикеев Р. Р. Взаимосвязь машинного (технического) зрения с компьютерным зрением при идентификации малогабаритного беспилотного летательного аппарата // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». 2015. Т. 1. С. 213 – 217.

162. Зайцев А. В., Назарчук И. И., Красавцев О. О., Кичулкин Д. А. Особенности борьбы с тактическими беспилотными летательными аппаратами // Военная мысль. 2013. № 5. С. 37 – 43.

163. Redmon J., Divvala S., Girshick R. and Farhadi A. You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection // 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). 2016. P. 779 – 788.

164. Jung, Hyun-Ki, Gi-Sang Choi Improved YOLOv5: Efficient Object Detection Using Drone Images under Various Conditions. *Applied Sciences* 12. 2022. no. 14: 7255.

165. Chandra Has Singh, Kamal Jain An enhanced YOLOv5 based on Color Harmony Algorithm for object detection in Unmanned Aerial Vehicle captured Images. PREPRINT (Version 1). 28 July 2022. 18 p.

166. Zubkov O.V., Sheiko S.O., Oleynikov V.M., Kartashov V.M., Babkin S.I. Investigation of Efficiency of Detection and Recognition of Drone Images from Video Stream of stationary video Camera // *Telecommunications and Radio Engineering*. New York. 2021. Vol. 80. №3. P23-37.

DOI: <https://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.2021036535>.

167. Sytnik O., Kartashov V. Technical Vision Model of the Visual Systems for Industry Application // *Examining Optoelectronics in Machine Vision and Applications in Industry 4.0* / eds. O. Sergiyenko, Julio C. Rodriguez-Quinonez, Wendy Flores-Fuentes. IGI Global. 2021. Chapter 10. P. 268–310.

DOI: <https://doi.org/10.4018/978-1-7998-6522-3.ch010>.

168. Strelkova T., Strelkov A., Kartashov V., Lytyuga A., Kalmykov A. Methods of Reception and Signal Processing in Machine Vision Systems // *Examining Optoelectronics in Machine Vision and Applications in Industry 4.0* / eds. : O. Sergiyenko, Julio C. Rodriguez-Quinonez, Wendy Flores-Fuentes. IGI Global. 2021. Chapter. 3. P. 71–102.

DOI: <https://doi.org/10.4018/978-1-7998-6522-3.ch003>.

169. Zubkov O., Sheiko S, Kartashov V., Oleynikov V. Detection of Small Drones in Thermal Infrared Range Using YOLOv5 Neural Networks. 2022 International Scientific-Practical Conference «Problems of Infocommunications – Science and Technology, PIC S and T 2022 - Proceeding». 2022. 4 p.

170. Zubkov O., Sheiko S., Oleynikov V., Kartashov V. Investigation of the neural networks effectiveness in recognizing moving drones. 16th International Conference Computer Science and Information Technologies. 22-25 September. Lviv. Ukraine. 2021. P.119–122.

171. N. Al-Qubaydhi et al. Unauthorized Unmanned Aerial Vehicle Detection using YOLOv5 and Transfer Learning. Preprints. 2022. 2022020185. 15 p.
172. S. Li, Y. Li, Y. Li, M. Li, X. Xu YOLO-FIRI: Improved YOLOv5 for Infrared Image Object Detection // IEEE Access. 2021. vol. 9. P. 141861-141875.
173. Chencheng Jiang et al. Object detection from UAV thermal infrared images and videos using YOLO models // International Journal of Applied Earth Observation and Geoinformation. 2022. vol. 112. 102912. 17 p.
174. Jianyuan Li, Chunna Liu, Xiaochun Lu, Bilang Wu CME-YOLOv5: An Efficient Object Detection Network for Densely Spaced Fish and Small Targets. Water 14. 2022. no. 15. 12 p.
175. P. Andrašić, T. Radišić, M. Muštra, J. Ivošević Night-time Detection of UAVs using Thermal Infrared Camera // Transportation Research Procedia. 2017. vol. 28. P. 183 – 190.
176. J. M. Lloyd. Thermal Imaging Systems. Plenum Press. 1975. 456p.
177. YOLOv5. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://github.com/ultralytics/yolov5>. – Дата доступа: 02.01.2022.
178. Ростов, А. А. Применение технологии DRFM для формирования высокoeffективных сигналоподобных помех / А. А. Ростов, Д. А. Шарамет // Информационные технологии и системы 2014 (ИТС 2014) : материалы международной научной конференции, БГУИР, Минск, Беларусь, 29 октября 2014 г. – Information Technologies and Systems 2014 (ITS 2014) : Proceeding of The International Conference, BSUIR, Minsk, 29th October 2014 / редкол. : Л. Ю. Шилин [и др.]. – Минск : БГУИР, 2014. – С. 310–311.
179. Lu G. Liao S., Luo S., Tang B. Cancellation of complicated DRFM range false targets via temporal pulse diversity // Progress in electromagnetics research C. 2010. Vol. 16. P. 69–84. DOI : 10.2528/PIERC10061401.
179. ECM techniques to counter pulse compression radar : Patent 7,081,846 B1 United States. G01S 7/38 (2006.01) / M. J. Sparrow, J. Cikalo. Filed Jun. 25, 2004; date of patent : Jul. 25, 2006. 14 p.

180. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория : Справочник / Я. Д. Ширман, С. Т. Багдасарян, А. С. Маляренко, Д. И. Леховицкий и др. ; под ред. Я. Д. Ширмана. Москва : Радиотехника, 2007. 512с.
181. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений : Справочник / И. С. Грандштейн, И. М. Рыжик. Москва : Физматгиз, 1963. 1100 с.
182. Горелик А. Л., Гуревич И. Б., Скрипкин В. А. Современное состояние проблемы распознавания: Некоторые аспекты. Москва : Радио и связь, 1985. 160 с.
183. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов ; пер. с англ. под ред. Ю. И. Журавлева. Москва : Мир, 1978. 416 с.
184. Горелик А. Л., Скрипкин В. А. Методы распознавания : учеб. пособие. Москва : Радио и связь, 1984. 208 с.
185. Ширман Я. Д., Горшков С. А., Лещенко С. П., Братченко Г. Д., Орленко В. М. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование // Научно-технические серии. Серия 2: Радиолокация и радиометрия. 2000. № 3. С. 5–64.
186. Фомин Я. А., Тарловский Г. Р. Статистическая теория распознавания образов. Москва : Радио и связь, 1986. 264 с.
187. Горелик А. Л., Скрипкин В. А. Некоторые вопросы построения систем распознавания. Москва : Совет. радио, 1974. 223 с.
188. Калюжный Н. М., Колесник В. И., Хряпкин А. В., Николаев И. М. Моделирование распознавания летательных аппаратов по излучениям бортовых радиоэлектронных средств коллективом решающих правил // Системи обробки інформації. 2016. № 9 (146). С. 18–22.
189. Васильев В. И. Распознающие системы. Киев : Наукова думка, 1983. 422 с.
190. Вапник В. Н., Червонеикис А. Я. Теория распознавания образов. Москва : Наука, 1974. 415 с.

191. Загоруйко Н. Г. Методы распознавания и их применение. Москва : Советское радио, 1972. 208 с.
192. Растринин Л. А., Эренштейн Р. Х. Метод коллективного распознавания. Москва : Энергоиздат, 1981. 80 с.
193. Городецкий В. И., Серебряков С. В. Методы и алгоритмы коллективного распознавания : обзор // Наука, Труды СПИИРАН. 2006. Вып. 3, т. 1. С. 139–171. DOI : 10.15622/sp.3.8. (Gorodetskiy V. I., Serebryakov S. V. Methods and algorithms of collective recognition // Automation and Remote Control. 2008. Vol. 69. P. 1821–1851. DOI : 10.1134/S0005117908110015).
194. Журавлев Ю. И., Гуревич И. Б. Распознавание образов и распознавание изображений // Распознавание, классификация, прогноз. 1989. Т. 2. С. 5–73.
195. Канцедаль В. М., Могила А. А. Структура автоматизованої системи управління інформаційною стійкістю наземної оглядової радіолокаційної станції в умовах активних завад // Системи озброєння і військова техніка, 1989. № 1 (61). С. 82–96.
196. Turins'kyi O. V., Demidov B. O., Hryb D. A., Kucherenko Yu. F. Systemno-kontseptual'ni osnovy i problemni aspekty upravlinnya strukturnoyu dynamikoyu yedynoyi systemy protypovitryanoyi oborony perspektyvnogo obrysu [System-conceptual bases and problematic aspects of control of structural dynamics of a unified system of air defense of perspective outline] // Science and Technology of the Air Force of Ukraine, 2019. № 4(37), pp. 26–35. DOI : 10.30748/nitps.2019.37.04.
197. Astapenko Yu. A., Vaipan S. N., Vakulenko A. A., Vakulenko N. N. Konfliktno-ustoychivyye radioelektronnyye sistemy. Metody analiza i sinteza [Conflict-resistant electronic systems. Methods of analysis and synthesis] // Radiotekhnika, Moscow, 2015. 312 p.
198. Makarenko S. I. Informatsionnoye protivoborstvo i radioelektronnaya bor'ba v sete-tsentrisheskikh voynakh nachala XXI veka [Information warfare and electronic warfare in network-centric wars of the beginning of the XXI century] // High technology, St. Petersburg, 2017. 546 p.

199. Tyapkin V. N., Fomin A. N., Gvrin Ye. N. Osnovy postroyeniya radiolokatsionnykh stantsiy radiotekhnicheskikh voys [Fundamentals of the construction of radar stations of radioengineering troops] // Siberian Federal University, Krasnoyarsk, 2011. 536 p.

200. Дружинин В.В., Конторов Д.С. Введение в теорию конфликта. М.: Радио и связь, 1989. 288с.

201. Поспелов Д.А. Ситуационное управление. Теория и практика. М: Наука, 1986. 288с.

202. Aksenov K.A. Teoriya i praktika sredstv podderzhki prinyatiya resheniy [Theory and Practice of Decision Support Tools] // Lap Lambert Academic Publishing, Saarbrucken, 2011. 341 p.

203. Тяпкин В.Н., Фомин А.Н., Гарин Е.Н. и др. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск. Учебник. Красноярск : СФУ, 2011. 536 с.

204. Максимова В.М. Защита от радиопомех под. редакцией. Москва : «Советское радио», 1976. 249 с.

205. Mouhamadou M., Armand P., Vaudon P., Rammal M., Interference suppression of the linear antenna arrays controlled by phase with use of SQP algorithm // Progress In Electromagnetics Research, 2006. Vol. 59, pp. 251–265.

206. Mahmoud K. R., El-Adawy M., Ibrahem S. M. M., Bansal R., Mahmoud Visiting K. R., Zainud-Deen S. H. Performance of circular Yagi-Uda arrays foe beamforming applications using particle swarm optimization algorithm // Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2008. Vol. 22, No. 2–3, pp. 353–364.

207. Guney K., Basbug S. Interference suppression of linear antenna arrays by amplitude-only control using a bacterial foraging algorithm // Progress In Electromagnetics Research, 2008. Vol. 79, pp. 475–497.

208. Garmatyuk D. S., Narayanan R. M. ECCM capabilities of an ultrawideband bandlimited random noise imaging radar // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 2002. Vol. 38, No. 4, pp. 1243–1255.

209. Schuerger J., Garmatyuk D. Deception jamming modeling in radar sensor networks // IEEE Military Communication Conference, San Diego, USA, Nov. 2008. pp. 1–7.

210. Soumekh M., SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalization // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 2006. Vol. 42, No. 1, pp. 191–205.

211. Akhtar J. An ECCM scheme for orthogonal independent range-focusing of real and false targets // IEEE Radar Conference, Boston, USA, Apr. 2007. pp. 846–849.

212. Akhtar J. An ECCM signaling approach for deep fading of jamming reflectors // IET International Conference on Radar Systems, Edinburgh, UK, Oct. 2007. pp. 1–5.

213. Lu G., Liao S.N., Luo S.C., Tang B. Cancellation of complicated DRFM range false targets via temporal pulse diversity // Prog Electromagn Res C, 2010. No. 16 (3), pp. 69–84.



## ДОДАТОК А

### ВИВЕДЕННЯ ФОРМУЛИ ВІДКЛИКУ ФІЛЬТРУ СТИСНЕННЯ НА ФРАГМЕНТ DRFM ЗАВАДИ ТИПУ SMSР

Відклик фільтра, узгодженого з ЛЧМ радіоімпульсом РЛС, на фрагмент DRFM завади типу SMSР визначається функцією  $U_{\text{out}}(t)$ , яка є згорткою

$$U_{\text{out}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \quad (\text{A.1})$$

двох функцій: першого фрагмента DRFM завади на вході фільтра

$$U(t) = U_0 \cdot \cos\left(\omega_0 \cdot t + \frac{\beta \cdot n \cdot t^2}{2}\right), \quad 0 \leq t \leq \frac{\tau_0}{n} \quad (\text{A.2})$$

та імпульсної характеристики цього фільтра

$$h(t) = U_0 \cdot \cos\left(\omega_0 \cdot (\tau_0 - t) + \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2}{2}\right), \quad 0 \leq t \leq \tau_0. \quad (\text{A.3})$$

Підставляючи (A.2) та (A.3) до (A.1), отримаємо

$$U_{\text{out}}(t)|_{t \geq 0} = U_0^2 \cdot \int_{\tau_1(t)}^{\tau_2(t)} \cos\left(\omega_0 \cdot \tau + \frac{\beta \cdot n \cdot \tau^2}{2}\right) \cdot \cos\left(\omega_0 \cdot (\tau_0 - t + \tau) + \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t + \tau)^2}{2}\right) d\tau, \quad (\text{A.4})$$

де  $\tau_1(t)$  і  $\tau_2(t)$  обираються з умови ненульових значень  $U(t)$  та  $h(t)$ :

$$\tau_1(t)|_{t \geq 0} = \begin{cases} 0 & \Leftarrow 0 \leq t \leq \tau_0, \\ t - \tau_0 & \Leftarrow \tau_0 < t \leq \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}, \\ 0 & \Leftarrow t > \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}; \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

$$\tau_2(t)|_{t \geq 0} = \begin{cases} t & \Leftarrow 0 \leq t \leq \frac{\tau_0}{n}, \\ \frac{\tau_0}{n} & \Leftarrow \frac{\tau_0}{n} \leq t \leq \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}, \\ 0 & \Leftarrow t > \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}. \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Користуючись відомою тригонометричною тотожністю

$$\cos(u) \cdot \cos(v) = \frac{1}{2} \cdot (\cos(u-v) + \cos(u+v)), \quad (\text{A.7})$$

перетворимо (A.4) наступним чином

$$\begin{aligned} U_{\text{out}}(t)_{t \geq 0} &= \frac{U_0^2}{2} \cdot \int_{\tau_1(t)}^{\tau_2(t)} \left( \cos \left( \omega_0 \cdot \tau + \frac{\beta \cdot n \cdot \tau^2}{2} - \omega_0 \cdot (\tau_0 - t + \tau) - \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t + \tau)^2}{2} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \cos \left( \omega_0 \cdot \tau + \frac{\beta \cdot n \cdot \tau^2}{2} + \omega_0 \cdot (\tau_0 - t + \tau) + \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t + \tau)^2}{2} \right) \right) d\tau. \\ U_{\text{out}}(t)_{t \geq 0} &= \frac{U_0^2}{2} \cdot \int_{\tau_1(t)}^{\tau_2(t)} \left( \cos \left( \frac{\beta \cdot n \cdot \tau^2}{2} - \omega_0 \cdot (\tau_0 - t) - \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2 + 2 \cdot \beta \cdot (\tau_0 - t) \cdot \tau + \beta \cdot \tau^2}{2} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \cos \left( \omega_0 \cdot \tau + \frac{\beta \cdot n \cdot \tau^2}{2} + \omega_0 \cdot (\tau_0 - t) + \omega_0 \cdot \tau + \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2 + 2 \cdot \beta \cdot (\tau_0 - t) \cdot \tau + \beta \cdot \tau^2}{2} \right) \right) d\tau \quad (\text{A.8}) \end{aligned}$$

Розіб'ємо вираз (A.8) на два інтеграли:

$$\begin{aligned} U_{\text{out}}(t)_{t \geq 0} &= \frac{U_0^2}{2} \cdot \int_{\tau_1(t)}^{\tau_2(t)} \cos \left( \frac{\beta \cdot (n-1) \cdot \tau^2}{2} + (-\beta \cdot (\tau_0 - t)) \cdot \tau + \left( -\omega_0 \cdot (\tau_0 - t) - \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2}{2} \right) \right) d\tau \\ &\quad + \frac{U_0^2}{2} \cdot \int_{\tau_1(t)}^{\tau_2(t)} \cos \left( \frac{\beta \cdot (n+1) \cdot \tau^2}{2} + (2 \cdot \omega_0 + \beta \cdot (\tau_0 - t)) \cdot \tau + \left( \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2}{2} + \omega_0 \cdot (\tau_0 - t) \right) \right) d\tau. \quad (\text{A.9}) \end{aligned}$$

Другий інтеграл містить  $2\omega_0$  і описує швидко осцилюючу функцію, тому форма обвідної відклику фільтра визначається в основному першим інтегралом.

Обчислимо перший інтеграл з (A.9). Для цього позначимо

$$a = \frac{\beta \cdot (n-1)}{2} > 0, \quad b = -\beta \cdot (\tau_0 - t), \quad p = -\omega_0 \cdot (\tau_0 - t) - \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2}{2}, \quad (\text{A.10})$$

і отримаємо

$$U_{\text{out}}(t)_{t \geq 0} \approx \frac{U_0^2}{2} \cdot \int_{\tau_1(t)}^{\tau_2(t)} \cos(a\tau^2 + b\tau + p) d\tau. \quad (\text{A.11})$$

Зробимо заміну змінних

$$u = \sqrt{a} \cdot \tau + \frac{b}{2 \cdot \sqrt{a}},$$

$$\frac{du}{d\tau} = \frac{d}{d\tau} \left( \sqrt{a} \cdot \tau + \frac{b}{2 \cdot \sqrt{a}} \right) = \sqrt{a} \cdot \frac{d}{dt}(\tau) + \frac{d}{dt} \left( \frac{b}{2 \cdot \sqrt{a}} \right) = \sqrt{a},$$

$$d\tau = \frac{1}{\sqrt{a}} \cdot du; \quad (\text{A.12})$$

тоді

$$\tau = \tau_1 \Rightarrow u = u_1 = \sqrt{a} \cdot \tau_1 + \frac{b}{2 \cdot \sqrt{a}}, \quad \tau = \tau_2 \Rightarrow u = u_2 = \sqrt{a} \cdot \tau_2 + \frac{b}{2 \cdot \sqrt{a}}. \quad (\text{A.13})$$

Підставимо (A.12) та (A.13) до (A.11):

$$U_{\text{out}}(t)|_{\tau \geq 0} \approx \frac{U_0^2}{2 \cdot \sqrt{a}} \cdot \int_{u_1}^{u_2} \cos \left( u^2 + p - \frac{b^2}{4 \cdot a} \right) du. \quad (\text{A.14})$$

Користуючись відомими тригонометричними тотожностями

$$\sin(x \pm y) = \sin(x) \cdot \cos(y) \pm \cos(x) \cdot \sin(y), \quad (\text{A.15})$$

$$\cos(x \pm y) = \cos(x) \cdot \cos(y) \mp \sin(x) \cdot \sin(y), \quad (\text{A.16})$$

перетворимо (A.14) наступним чином

$$\begin{aligned} U_{\text{out}}(t)|_{\tau \geq 0} &\approx \frac{U_0^2}{2 \cdot \sqrt{a}} \cdot \int_{u_1}^{u_2} \left( \cos \left( p - \frac{b^2}{4 \cdot a} \right) \cdot \cos(u^2) - \sin \left( p - \frac{b^2}{4 \cdot a} \right) \cdot \sin(u^2) \right) du = \\ &= \frac{U_0^2}{2 \cdot \sqrt{a}} \cdot \left( \cos \left( p - \frac{b^2}{4 \cdot a} \right) \cdot \int_{u_1}^{u_2} \cos(u^2) du - \sin \left( p - \frac{b^2}{4 \cdot a} \right) \cdot \int_{u_1}^{u_2} \sin(u^2) du \right). \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

Обчислимо кожен інтеграл (A.17) окремо.

$$1) \text{ Обчислимо } \int_{u_1}^{u_2} \cos(u^2) du.$$

Зробимо підстановку

$$v = \frac{\sqrt{2} \cdot u}{\sqrt{\pi}} \Rightarrow \frac{dv}{du} = \frac{d}{du} \left( \frac{\sqrt{2} \cdot u}{\sqrt{\pi}} \right) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \Rightarrow du = \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{2}} \cdot dv,$$

$$u = u_1 \Rightarrow v = v_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot u_1}{\sqrt{\pi}}, \quad u = u_2 \Rightarrow v = v_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot u_2}{\sqrt{\pi}}, \quad (\text{A.18})$$

і отримаємо

$$\int_{u_1}^{u_2} \cos(u^2) du = \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{2}} \cdot \int_{v_1}^{v_2} \cos\left(\frac{\pi \cdot v^2}{2}\right) dv. \quad (\text{A.19})$$

Зробивши заміну змінних

$$w = v \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} \Rightarrow \frac{dw}{dv} = \frac{d}{dv} \left( v \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} \right) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \Rightarrow dv = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot dw,$$

$$v = v_1 \Rightarrow w = w_1 = v_1 \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}}, \quad v = v_2 \Rightarrow w = w_2 = v_2 \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}}, \quad (\text{A.20})$$

і перетворимо (A.19) наступним чином

$$\int_{u_1}^{u_2} \cos(u^2) du = \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{2}} \cdot \int_{w_1}^{w_2} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \cos(w^2) dw = \int_{w_1}^{w_2} \cos(w^2) dw. \quad (\text{A.21})$$

Скористаємося табличним інтегралом Френеля [5, 2.549]

$$\int \cos(z^2) dz = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot C(x), \quad (\text{A.22})$$

де  $C(z) = \frac{2}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_0^z \cos(z^2) dz$  – інтеграл Френеля [5, 8.250], і отримаємо

$$\int_{u_1}^{u_2} \cos(u^2) du = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot C(w) \Big|_{w_1}^{w_2} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot (C(w_2) - C(w_1)). \quad (\text{A.23})$$

2) Обчислимо  $\int_{u_1}^{u_2} \sin(u^2) du$ .

Зробимо підстановку (A.18) та отримаємо

$$\int_{u_1}^{u_2} \sin(u^2) du = \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{2}} \cdot \sin \int_{v_1}^{v_2} \cos\left(\frac{\pi \cdot v^2}{2}\right) dv. \quad (\text{A.24})$$

Зробимо заміну змінних, аналогічну (A.20), підставимо (A.20) до (A.24) та отримаємо

$$\int_{u_1}^{u_2} \sin(u^2) du = \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{2}} \cdot \int_{w_1}^{w_2} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \sin(w^2) dw = \int_{w_1}^{w_2} \sin(w^2) dw. \quad (\text{A.25})$$

Скористаємося табличним інтегралом Френеля [5, 2.549]

$$\int \sin(z^2) dz = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot S(x), \quad (\text{A.26})$$

де  $S(z) = \frac{2}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_0^z \sin(z^2) dz$  – інтеграл Френеля [5, 8.250], і отримаємо

$$\int_{u_1}^{u_2} \sin(u^2) du = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot S(w) \Big|_{w_1}^{w_2} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot (S(w_2) - S(w_1)). \quad (\text{A.27})$$

Підставимо результат (A.23) та (A.27) до (A.17):

$$\begin{aligned} U_{\text{out}}(t) \Big|_{\tau \geq 0} &\approx \frac{U_0^2}{2 \cdot \sqrt{a}} \cdot \left( \cos\left(p - \frac{b^2}{4 \cdot a}\right) \cdot \int_{u_1}^{u_2} \cos(u^2) du - \sin\left(p - \frac{b^2}{4 \cdot a}\right) \cdot \int_{u_1}^{u_2} \sin(u^2) du \right) = \\ &= \frac{U_0^2}{2 \cdot \sqrt{a}} \cdot \left( \cos\left(p - \frac{b^2}{4 \cdot a}\right) \cdot \left( \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot (C(w_2) - C(w_1)) \right) - \sin\left(p - \frac{b^2}{4 \cdot a}\right) \cdot \left( \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot (C(w_2) - C(w_1)) \right) \right) = \\ &= \frac{U_0^2}{2 \cdot \sqrt{a}} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \left( \cos\left(p - \frac{b^2}{4 \cdot a}\right) \cdot (C(w_2) - C(w_1)) - \sin\left(p - \frac{b^2}{4 \cdot a}\right) \cdot (S(w_2) - S(w_1)) \right). \quad (\text{A.28}) \end{aligned}$$

Зробимо зворотну заміну змінних (A.20)

$$w = v \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} \Rightarrow, w_1 = v_1 \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}}, w_2 = v_2 \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}}.$$

Зробимо зворотну підстановку (A.18)

$$v = \frac{\sqrt{2} \cdot u}{\sqrt{\pi}} \Rightarrow w_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot u_1}{\sqrt{\pi}} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} = u_1, w_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot u_2}{\sqrt{\pi}} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} = u_2. \quad (\text{A.29})$$

Зробимо зворотну заміну змінних (A.12)

$$u = \sqrt{a} \cdot t + \frac{b}{2 \cdot \sqrt{a}} \Rightarrow w_1 = \sqrt{a} \cdot \tau_1 + \frac{b}{2 \cdot \sqrt{a}}, w_2 = \sqrt{a} \cdot \tau_2 + \frac{b}{2 \cdot \sqrt{a}}. \quad (\text{A.30})$$

Зробимо зворотну підстановку (A.10)

$$\begin{aligned} a &= \frac{\beta \cdot (n-1)}{2}, b = -\beta \cdot (\tau_0 - t) \Rightarrow \\ w_1 &= \sqrt{\frac{\beta}{2}} \cdot \left( \sqrt{(n-1)} \cdot \tau_1 - \frac{\tau_0 - t}{\sqrt{(n-1)}} \right), w_2 = \sqrt{\frac{\beta}{2}} \cdot \left( \sqrt{(n-1)} \cdot \tau_2 - \frac{\tau_0 - t}{\sqrt{(n-1)}} \right), \end{aligned}$$

$$p = -\omega_0 \cdot (\tau_0 - t) - \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2}{2}. \quad (\text{A.31})$$

Підставимо (A.31) до (A.28) і отримаємо

$$\begin{aligned} U_{\text{out}}(t)|_{\tau \geq 0} &\approx \frac{U_0^2 \cdot \sqrt{\pi}}{2 \cdot \sqrt{\beta \cdot (n-1)}} \cdot \left( \cos \left( -\omega_0 \cdot (\tau_0 - t) - \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2 \cdot (n-2)}{2} \right) \times \right. \\ &\times \left( C \left( \sqrt{\frac{\beta}{2}} \cdot \left( \sqrt{(n-1)} \cdot \tau_2 - \frac{\tau_0 - t}{\sqrt{(n-1)}} \right) \right) - C \left( \sqrt{\frac{\beta}{2}} \cdot \left( \sqrt{(n-1)} \cdot \tau_1 - \frac{\tau_0 - t}{\sqrt{(n-1)}} \right) \right) \right) - \\ &\quad - \sin \left( -\omega_0 \cdot (\tau_0 - t) - \frac{\beta \cdot (\tau_0 - t)^2 \cdot (n-2)}{2} \right) \times \\ &\quad \times \left( S \left( \sqrt{\frac{\beta}{2}} \cdot \left( \sqrt{(n-1)} \cdot \tau_2 - \frac{\tau_0 - t}{\sqrt{(n-1)}} \right) \right) - S \left( \sqrt{\frac{\beta}{2}} \cdot \left( \sqrt{(n-1)} \cdot \tau_1 - \frac{\tau_0 - t}{\sqrt{(n-1)}} \right) \right) \right) \Bigg), \quad (\text{A.32}) \end{aligned}$$

де, згідно (A.5) та (A.6),

$$\begin{aligned} \tau_1(t)|_{t \geq 0} &= \begin{cases} 0 & \Leftarrow 0 \leq t \leq \tau_0, \\ t - \tau_0 & \Leftarrow \tau_0 < t \leq \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}, \\ 0 & \Leftarrow t > \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}; \end{cases} \\ \tau_2(t)|_{t \geq 0} &= \begin{cases} t & \Leftarrow 0 \leq t \leq \frac{\tau_0}{n}, \\ \frac{\tau_0}{n} & \Leftarrow \frac{\tau_0}{n} \leq t \leq \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}, \\ 0 & \Leftarrow t > \tau_0 + \frac{\tau_0}{n}. \end{cases} \quad (\text{A.33}) \end{aligned}$$

## ДОДАТОК Б

АКТ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОМІСІЇ ЩОДО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ  
ДОСЛІДЖЕНЬ НАУКОВО-ДОСЛІДНОЇ РОБОТИ

ДЕРЖАВНИЙ КОНЦЕРН «УКРОБОРОНПРОМ»  
ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ  
ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ  
«НАУКОВО – ДОСЛІДНИЙ ІНСТИТУТ  
РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ  
«КВАНТ-РАДІОЛОКАЦІЯ»

вул. Ділова, 5, м. Київ, 03150  
а/с № 36, Україна  
Tel + 380 44 2897621  
Fax + 380 44 2899646  
Код ЄДРПОУ 24577572  
E-mail: kvant-rs@ln.ua



THE STATE CONCERN "UKROBORONPROM"  
KVANT RADAR SYSTEMS SCIENTIFIC  
RESEARCH INSTITUTE  
LIMITED LIABILITY COMPANY

Post office box № 36, 03150 Kyiv, Ukraine,  
5, Dilova Str.  
Tel + 380 44 2897621  
Fax + 380 44 2899646  
Code 24577572  
E-mail: kvant-rs@ln.ua

№ \_\_\_\_\_

На № \_\_\_\_\_ від \_\_\_\_\_

**«ЗАТВЕРДЖУЮ»**

Головний інженер ТОВ НДІ

РС «Квант-Радіолокація»

В.П. Ліпатов

2023 р.

## АКТ

науково-технічної комісії щодо технічної реалізації досліджень науково-дослідної роботи  
“Методи і засоби виявлення безпілотних літальних апаратів системи захисту військових і  
критично важливих об’єктів інфраструктури”, яка виконана Харківським національним  
університетом радіоелектроніки.

Комісія в складі:

ГОЛОВИ — Цисаржа В. В., вченого секретаря;

Члена комісії — Барінгольц Т. В., начальника науково-дослідного відділу  
обробки інформації;

розглянула матеріали НДР “Методи і засоби виявлення безпілотних літальних апаратів  
системи захисту військових і критично важливих об’єктів інфраструктури” і встановила  
наступнє:

розроблені в цій НДР методи і технічні рішення будуть використовуватися при розробці  
нової РЛС виявлення безпілотних літальних апаратів.

Голова

В. В. Цисарж

Член комісії

Т. В. Барінгольц



Сертифікована  
система управління якістю  
ДСТУ ISO 9001:2015

1350909861518

**ДОДАТОК В****АКТ ЩОДО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ РЕЗУЛЬТАТІВ  
ДОСЛІДЖЕНЬ НАУКОВО-ДОСЛІДНОЇ РОБОТИ****АКТ**

щодо технічної реалізації результатів досліджень науково-дослідної роботи  
"Методи і засоби виявлення безпілотних літальних апаратів системи захисту  
військових і критично важливих об'єктів інфраструктури",  
яка виконана Харківським національним університетом радіоелектроніки

Підтверджуємо, що у діяльності підприємства «ЕТВ-Технологія плюс»  
використовуються такі результати науково-дослідної роботи:

- метод цифрової імітації затухаючих акустичних сигналів безпілотних літальних апаратів;
- методи обробки і пеленгації акустичних сигналів безпілотних літальних апаратів.

Директор



П.О. Яценко