

УДК 621.396.933:527.8, 621.396.967; 621.396.962

КП

№ держреєстрації 0119U001404

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



М.В. Неофітний

2020.12.30



### ЗВІТ

#### ПРО НАУКОВО-ДОСЛІДНУ РОБОТУ

«Розроблення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних  
і радіолокаційних сигналів для виявлення безпілотних літальних апаратів,  
визначення їх координат та параметрів руху»

(тема № 327)

(остаточний)

Керівник НДР

доктор технічних наук професор



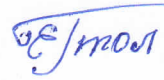
В.М. Карташов

2020

Рукопис закінчено 28 грудня 2020 р.

Результати роботи розглянуті Науково-технічною радою ХНУРЕ,  
протокол № 15/1-2 від 28 грудня 2020 р.

## СПИСОК АВТОРІВ

|                                                                          |                                                                                      |                                                    |
|--------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------|
| Завідувач кафедри МІРЕС,<br>д-р технічних наук, професор                 |     | В.М. Карташов<br>(вступ, розділи 1-2,<br>висновки) |
| Старш. наук. співроб. каф. МІРЕС,<br>канд.техн.наук, старш.наук.співроб. |    | С.І. Бабкін<br>(п.1.5.1; 2.1.4)                    |
| Професор каф. МІРЕС, канд. техн. наук,<br>доцент                         |     | В.М. Олейніков<br>(п. 1.5.1; п. 2.1.4)             |
| Професор каф. МІРЕС, канд. техн. наук,<br>доцент                         |    | І.В. Коритцев<br>(п. 1.1.1; 1.4)                   |
| Доцент каф. МІРЕС, канд. техн. наук,<br>доцент                           |  | О.В. Зубков<br>(п. 1.1.2)                          |
| Доцент каф. МІРЕС, канд. техн. наук,<br>доцент                           |  | С.О. Шейко<br>(п. 1.2, п. 1.4)                     |
| Професор каф. МІРЕС, канд. техн. наук,<br>професор                       |  | Г.І. Сідоров<br>(п. 1.3.1)                         |
| Ст. викладач каф. МІРЕС , канд. техн.наук                                |  | Є.Г. Толстих<br>(п. 1.3.2)                         |
| Старш. наук. співроб. каф.,<br>канд. техн. наук, старш.наук.співроб.     |  | В.І. Леонідов<br>(п. 1.5.2, п. 2.1.1, п.2.1.2)     |
| Професор каф. МІРЕС,<br>доктор ф.-м. наук, професор                      |   | В.А.Тихонов<br>(п. 1.5.3)                          |

Доцент каф. МІРЕС,  
канд. техн. наук

М.М. Колендовська  
(п. 1.3.2)

Доцент каф. МІРЕС,  
канд. техн. наук

С.В. Шаповалов  
(п. 1.3.3)

Аспірант

І.С. Селезньов  
(п. 1.5.3)

Аспірант

А.І. Капуста  
(п. 2.1.3)

Ст. гр. МІм -19-1

Д.О. Безабарний  
(п. 2.1.1)

Ст. гр. МІм -19-1

Р.О. Ключенков  
(п. 2.1.1)

Ст. гр. МІм -19-1

Д.Ю. Чемерис  
(п. 1.3.2)

Ст. гр. СТМм -19-1

О.О. Борейко  
(п. 1.1.3)

Головний науковий співробітник  
докт. техн. наук професор

Д.І. Леховицький  
(розділ 3)

Провідний науковий співробітник  
канд. техн. наук доцент

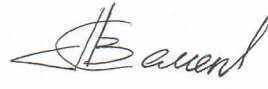
В.П. Рябуха  
(розділи 3, 4)

Провідний науковий співробітник  
канд. техн. наук



В.І. Зарицький  
(розділи 3, 4)

Старший науковий співробітник  
канд. техн. наук



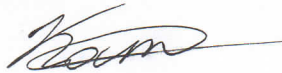
А.В. Семеняка  
(розділи 3, 4)

Старший науковий співробітник  
канд. техн. наук



Г.О. Жуга  
(розділи 3, 4)

Науковий співробітник



Є.А. Катюшин  
(розділи 3, 4)

Науковий співробітник



В.О. Ковшар  
(п. 3.1)



## РЕФЕРАТ

Звіт НДР: 393 сторінок, 187рисунків, 12 таблиць, 227 джерел.

Об'єкт дослідження: система комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних і радіолокаційних сигналів, які випромінюються або відбиваються БПЛА, в умовах дії пасивних і активних шумових завад для інтегрованої локаційної станції виявлення БПЛА.

Предмет дослідження: методи, моделі, алгоритми й пристрої адаптивного комплексного виявлення БПЛА в оптичному, інфрачервоному, акустичному і радіо діапазонах хвиль, визначення їх координат і параметрів руху в різних метеорологічних умовах і в умовах дії комбінованих завад.

Мета дослідження: розроблення методів і технічних рішень для створення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних і радіолокаційних сигналів, випромінюваних або відбитих БПЛА, в умовах дії пасивних і активних шумових завад для інтегрованої станції виявлення безпілотних літальних апаратів, визначення їх координат і параметрів руху.

Методи дослідження: статистичний синтез й аналіз, аналітичний огляд відомих технічних рішень, аналітичне й імітаційне комп'ютерне математичне моделювання, експеримент, системно-теоретичне обґрунтування пропозицій, розроблення практичних рекомендацій.

У звіті наведено такі результати:

- методи приймання і обробки оптичних сигналів видимого діапазону спектру частот, формування зображення і виявлення БПЛА за результатами їх аналізу;
- методи приймання і обробки сигналів інфрачервоного діапазону спектру, формування зображення і виявлення БПЛА за результатами їх аналізу;
- методи та технічні рішення для створення системи комплексної обробки зображень в оптичному та інфрачервоному діапазонах в умовах недостатньої видимості та зливання літаючого об'єкту з фоном з метою виявлення БПЛА;

- методи пеленгації БПЛА за результатами обробки оптичних і інфрачервоних сигналів, визначення дальності до об'єкта, визначення траєкторії переміщення рухомого об'єкту і вектора швидкості його руху за результатами траєкторних вимірювань;
- математичні моделі акустичних сигналів БПЛА, що враховують структурні, частотні і просторові особливості акустичного випромінювання літальних апаратів, а також особливості його поширення в атмосфері;
- математичні моделі корисних сигналів та комбінованих завад для РЛС виявлення БПЛА з програмним та круговим оглядом;
- результати порівняльного аналізу потенційних можливостей сумісної просторово-часової обробки сигналів та граничних можливостей послідовних незалежних та взаємопов'язаних систем просторової та часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад в РЛС виявлення БПЛА;
- шляхи побудови адаптивних систем просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад;
- удосконалені методи і технічні рішення для створення системи обробки акустичних сигналів в широкій смузі частот, що випромінюються БПЛА, з метою визначення їх кутових координат з урахуванням структурних особливостей сигналів, загасання і рефракції поширення акустичних хвиль в атмосфері;
- методи і технічні рішення для створення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних та радіолокаційних сигналів, що створюються БПЛА, в умовах дії шумових завад різної природи для виявлення безпілотних літальних апаратів, визначення їх координат та параметрів руху;
- адаптивні системи захисту РЛС виявлення БПЛА з програмним та круговим оглядом від комбінованих завад на основі сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні адитивної суміші активних шумових та пасивних завад з використанням двовимірних паралельно-послідовних адаптивних решітчастих фільтрів;
- методи оцінювання апріорі невідомих параметрів комбінованих завад;

- результати аналізу швидкодії різних систем просторово-часової обробки сигналів, відбитих від БПЛА, на фоні комбінованих завад;
- результати дослідження впливу декорелюючих факторів на ефективність адаптивних систем захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад;
- результати порівняльного аналізу різних методів побудови адаптивних систем захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад;
- результати розвитку теорії побудови двовимірних та багатовимірних решітчастих фільтрів;
- результати експериментальних досліджень запропонованих систем захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад на основі АРФ з використанням модельних завад.

Наукова новизна обумовлена тим, що у світовій науці практично відсутні публікації з розроблення систем комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних та радіолокаційних сигналів БПЛА на фоні різноманітних завад. Крім того, вперше розроблена нова адаптивна система захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад на основі сумісної просторово-часової обробки сигналів, де усуваються недоліки роздільних адаптивних систем, аналогів якої в світі немає.

Отримані результати можуть бути впроваджені на провідних підприємствах України Державного концерну «Укроборонпром»: КП «НВК «Іскра» (м. Запоріжжя), ДП «НДІ РС «Квант-Радіолокація» (м. Київ), ДП «НДІ «Квант» (м. Київ).

Галузь застосування: виробництво й експлуатація комплексних інформаційних систем виявлення та вимірювання координат та параметрів руху БПЛА.

Споживачі – вітчизняні підприємства з виробництва оптико-електронної, акустичної і радіолокаційної техніки ДК «Укроборонпром», Міністерство оборони, Повітряні Сили та Сухопутні війська ЗС України.

Конкурентоспроможність забезпечується ефективністю методів і технічних рішення для створення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних та радіолокаційних сигналів, що створюються БПЛА, в умовах дії шумових завад різної природи для виявлення безпілотних літальних апаратів,

визначення їхніх координат та параметрів руху, а також покращеними характеристиками захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад.

Дослідження і розробка цифрових технологій в РЛС виявлення БПЛА можуть стимулювати в Україні розробку вітчизняної елементної бази.

Робота є продовженням науково-дослідної роботи «Розроблення системи первинної обробки радіолокаційних і акустичних сигналів в умовах дії завад для РЛС і содарів виявлення безпілотних літальних апаратів».

БЕЗПЛОТНИЙ ЛІТАЛЬНИЙ АПАРАТ, ВИЯВЛЕННЯ, РОЗПІЗНАВАННЯ, РАДІОЛОКАЦІЙНА СТАНЦІЯ, СОДАР, ВІДЕОКАМЕРА, ОБРОБКА СИГНАЛІВ, КОМПЛЕКСНА ОБРОБКА, КОМБІНОВАНА ЗАВАДА, КОРЕЛЯЦІЙНА МАТРИЦЯ, ВАГОВИЙ ВЕКТОР, РОЗДІЛЬНА І СУМІСНА ПРОСТОРОВО-ЧАСОВА ОБРОБКА, АДАПТИВНА СИСТЕМА, ДВОВИМІРНИЙ АДАПТИВНИЙ РЕШІТЧАСТИЙ ФІЛЬТР.

## ЗМІСТ

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ<br>І ТЕРМІНІВ.....                                                                                                                                                                                                                                                                                                        | 17 |
| ВСТУП.....                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        | 20 |
| <br>РОЗДІЛ 1    РОЗРОБЛЕННЯ МЕТОДІВ І МОДЕЛЕЙ ДЛЯ СТВОРЕННЯ<br>СИСТЕМИ КОМПЛЕКСНОЇ ОБРОБКИ ОПТИЧНИХ,<br>ІНФРАЧЕРВОНИХ, АКУСТИЧНИХ І РАДІОЛОКАЦІЙНИХ<br>СИГНАЛІВ, ВИПРОМІНЮВАНИХ АБО ВІДБИТИХ БПЛА В<br>УМОВАХ ДІЇ ПАСИВНИХ І АКТИВНИХ ШУМОВИХ ЗАВАД<br>ДЛЯ ІНТЕГРОВАНОЇ СТАНЦІЇ ВИЯВЛЕННЯ БЕЗПІЛОТНИХ<br>ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ, ВИЗНАЧЕННЯ ЇХНІХ КООРДИНАТ<br>І ПАРАМЕТРІВ РУХУ..... | 25 |
| 1.1    Розроблення методів приймання і обробки оптичних сигналів<br>видимого діапазону спектру частот, формування зображення і<br>виявлення БПЛА за результатами їх аналізу.....                                                                                                                                                                                                  | 25 |
| 1.1.1    Аналіз методів приймання і обробки оптичних сигналів<br>видимого діапазону спектру частот.....                                                                                                                                                                                                                                                                           | 26 |
| 1.1.2    Розробка методу стереовідеоспостереження для прийому<br>і обробки оптичних сигналів видимого діапазону спектра<br>частот.....                                                                                                                                                                                                                                            | 31 |
| 1.1.3    Формування зображення та виявлення БПЛА.....                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             | 33 |
| 1.1.3.1    Формування зображення та алгоритм виявлення<br>рухомих об'єктів.....                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | 33 |
| 1.1.3.2    Підготовка баз даних для навчання і тестування<br>нейронних мереж.....                                                                                                                                                                                                                                                                                                 | 37 |
| 1.1.3.3    Результати експериментальних досліджень виділення<br>БПЛА на нерухомому фоні.....                                                                                                                                                                                                                                                                                      | 38 |
| 1.1.3.4    Результати експериментальних досліджень виявлення<br>БПЛА із застосуванням нейронних мереж.....                                                                                                                                                                                                                                                                        | 41 |



|       |                                                                                                                                                                                                                                                              |    |
|-------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.2   | Розроблення методів приймання і обробки сигналів інфрачервоного діапазону спектру, формування зображення і виявлення БПЛА за результатами їх аналізу.....                                                                                                    | 47 |
| 1.2.1 | Тепловізійна техніка.....                                                                                                                                                                                                                                    | 47 |
| 1.2.2 | Методика розрахунку дальності дії тепловізора з врахуванням його чутливості в разі виявлення, розпізнавання і ідентифікації малих БПЛА.....                                                                                                                  | 50 |
| 1.2.3 | Визначення даних для розрахунку параметрів тепловізора і характеристик середовища.....                                                                                                                                                                       | 58 |
| 1.2.4 | Введення параметрів, алгоритм і результати розрахунку..                                                                                                                                                                                                      | 60 |
| 1.2.5 | Врахування відношення сигнал-шум для об'єктів з різним тепловим контрастом.....                                                                                                                                                                              | 67 |
| 1.2.6 | Оцінка розміру об'єкта у площині матричного перетворювача.....                                                                                                                                                                                               | 69 |
| 1.2.7 | Порівняння результатів розрахунків з відомими експериментами з виявлення малих БПЛА.....                                                                                                                                                                     | 74 |
| 1.2.8 | Дослідження кореляційного метода просторової фільтрації стосовно ІЧ зображення об'єкта на фоні атмосфери.....                                                                                                                                                | 78 |
| 1.3   | Розроблення методів для створення системи комплексної обробки сигналів і зображень в оптичному та інфрачервоному діапазонах в умовах недостатньої видимості та зливання літаючого об'єкту з фоном з метою виявлення БПЛА.....                                | 85 |
| 1.3.1 | Етапи обробки зображень при використанні комплексування.....                                                                                                                                                                                                 | 88 |
| 1.3.2 | Оцінка інформативності зображень.....                                                                                                                                                                                                                        | 91 |
| 1.3.3 | Методи формування і обробки результуючих зображень..                                                                                                                                                                                                         | 94 |
| 1.4   | Розроблення методів пеленгації БПЛА за результатами обробки оптичних і інфрачервоних сигналів, визначення дальності до об'єкта, визначення траєкторії переміщення рухомого об'єкту і вектора швидкості його руху за результатами траєкторних вимірювань..... | 99 |

|         |                                                                                                                                                                                                                                       |     |
|---------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 1.4.1   | Визначення дальності за рахунок обробки світлових оптичних сигналів.....                                                                                                                                                              | 100 |
| 1.4.1.1 | Експериментальна установка СВС та її калібрування.....                                                                                                                                                                                | 100 |
| 1.4.1.2 | Експериментальне визначення дальності до БПЛА.....                                                                                                                                                                                    | 102 |
| 1.4.2   | Вимірювання кутових координат об'єктів.....                                                                                                                                                                                           | 104 |
| 1.4.2.1 | Автосупроводження об'єкта.....                                                                                                                                                                                                        | 104 |
| 1.4.2.2 | Вимірювання кутових координат.....                                                                                                                                                                                                    | 105 |
| 1.4.3   | Розробка функціональної схеми системи виявлення БПЛА.....                                                                                                                                                                             | 109 |
| 1.4.4   | Розробка алгоритма обробки зображення при виявленні та розпізнаванні БПЛА.....                                                                                                                                                        | 113 |
| 1.4.5   | Визначення траєкторії переміщення рухомого об'єкту і вектора швидкості його руху за результатами траєкторних вимірювань.....                                                                                                          | 116 |
| 1.4.5.1 | Дослідження блокових методів пошуку вектора руху за відсутності шумів.....                                                                                                                                                            | 117 |
| 1.4.5.2 | Дослідження блокових методів пошуку вектора руху в умовах шуму.....                                                                                                                                                                   | 124 |
| 1.4.5.3 | Результати експериментів з визначення траєкторії руху БПЛА.....                                                                                                                                                                       | 128 |
| 1.5     | Розроблення математичних моделей акустичних сигналів БПЛА, що враховують структурні, частотні і просторові особливості акустичного випромінювання безпілотних літальних апаратів, а також особливості його поширення в атмосфері..... | 132 |
| 1.5.1   | Структура і параметри звукового поля гвинтових безпілотних літальних апаратів.....                                                                                                                                                    | 134 |
| 1.5.1.1 | Звукове поле повітряного гвинта.....                                                                                                                                                                                                  | 134 |
| 1.5.1.2 | Вплив умов пілотування квадрокоптера на форму спектра.....                                                                                                                                                                            | 137 |
| 1.5.1.3 | Вплив ослаблення звуку у атмосфері на просторову мінливість спектрів.....                                                                                                                                                             | 139 |
| 1.5.1.4 | Ефективна полоса частот спектра БПЛА.....                                                                                                                                                                                             | 142 |
| 1.5.1.5 | Направленість акустичного випромінювання БПЛА.....                                                                                                                                                                                    | 145 |

|                             |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |     |
|-----------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 1.5.2                       | Урахування особливостей поширення акустичних сигналів БПЛА в атмосфері.....                                                                                                                                                                                                                                       | 147 |
| 1.5.2.1                     | Потенційна дальність виявлення акустичного сигналу БПЛА.....                                                                                                                                                                                                                                                      | 148 |
| 1.5.2.2                     | Врахування впливу поглинання звуку в атмосфері.....                                                                                                                                                                                                                                                               | 154 |
| 1.5.2.3                     | Облік впливу рефракції на помилку визначення координат БПЛА.....                                                                                                                                                                                                                                                  | 157 |
| 1.5.3                       | Виявлення-розпізнавання безпілотних літальних апаратів з використанням складової моделі авторегресії їхнього акустичного випромінювання.....                                                                                                                                                                      | 160 |
| 1.5.3.1                     | Модель авторегресії.....                                                                                                                                                                                                                                                                                          | 160 |
| 1.5.3.2                     | Складена модель авторегресії сигналу.....                                                                                                                                                                                                                                                                         | 162 |
| 1.5.3.3                     | Результати експерименту з розпізнавання звукових сигналів БПЛА.....                                                                                                                                                                                                                                               | 166 |
| Висновки за розділом 1..... |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | 170 |
| РОЗДІЛ 2                    | РОЗРОБЛЕННЯ СИСТЕМИ КОМПЛЕКСНОЇ ОБРОБКИ ОПТИЧНИХ, ІНФРАЧЕРВОНИХ, АКУСТИЧНИХ ТА РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ, СТВОРЮВАНИХ БПЛА, ДЛЯ ВИЯВЛЕННЯ БЕЗПІЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ В УМОВАХ СКЛАДНОЇ ЗАВАДОВОЇ ОБСТАНОВКИ.....                                                                                               | 177 |
| 2.1                         | Розроблення удосконалених методів і технічних рішень для створення системи обробки акустичних сигналів в широкій смузі частот, що випромінюються БПЛА, з метою визначення їх кутових координат з урахуванням структурних особливостей сигналів, загасання і рефракції поширення акустичних хвиль в атмосфері..... | 177 |
| 2.1.1                       | Удосконалення методу обробки акустичних сигналів в широкій смузі частот.....                                                                                                                                                                                                                                      | 177 |
| 2.1.1.1                     | Метод модельно-структурного аналізу акустичних сигналів БПЛА в часовій області.....                                                                                                                                                                                                                               | 178 |
| 2.1.1.2                     | Розподіл по тривалості інтервалів часу, протягом яких період перешкоди зберігає постійне значення.....                                                                                                                                                                                                            | 184 |

|          |                                                                                                                                                                                                                                            |     |
|----------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 2.1.1.3  | Розрахунок параметрів розпізнавання сигналів БПЛА за результатами експериментальних спостережень.....                                                                                                                                      | 186 |
| 2.1.2    | Технічне рішення удосконаленої системи обробки акустичних сигналів.....                                                                                                                                                                    | 192 |
| 2.1.2.1  | Удосконалена система обробки акустичних сигналів.....                                                                                                                                                                                      | 192 |
| 2.1.2.2  | Опис роботи системи обробки акустичних сигналів БПЛА                                                                                                                                                                                       | 194 |
| 2.1.3    | Обробка широкосмугових акустичних сигналів при виявленні безпілотних літальних апаратів.....                                                                                                                                               | 198 |
| 2.1.3.1  | Алгоритм обробки сигналів.....                                                                                                                                                                                                             | 199 |
| 2.1.3.2  | Результати моделювання.....                                                                                                                                                                                                                | 202 |
| 2.1.4    | Визначення місцеположення БПЛА за акустичним випромінюванням.....                                                                                                                                                                          | 206 |
| 2.1.4.1  | Пасивні методи визначення місцеположення БПЛА.....                                                                                                                                                                                         | 206 |
| 2.1.4.2  | Особливості використання широкосмугових сигналів акустичного випромінювання БПЛА.....                                                                                                                                                      | 212 |
| 2.1.4.3  | Опис структури пасивного содару.....                                                                                                                                                                                                       | 215 |
| 2.1.4.4  | Обробка результатів вимірювань содара.....                                                                                                                                                                                                 | 217 |
| 2.1.4.5  | Умови проведення польових вимірювань координат БПЛА за допомогою пасивного содара.....                                                                                                                                                     | 217 |
| 2.1.4.6  | Особливості тестових трас для польотів БПЛА.....                                                                                                                                                                                           | 218 |
| 2.1.4.7  | Результати натурних вимірювань місця розташування БПЛА з використанням пасивного содара.....                                                                                                                                               | 221 |
| 2.1.4.8  | Результати моделювання роботи пасивного содара при визначенні координат БПЛА.....                                                                                                                                                          | 228 |
| 2.1.4.9  | Дослідження впливу зміни положення азимутальних баз мікрофонної решітки содара на величину похибки визначення координат.....                                                                                                               | 228 |
| 2.1.4.10 | Дослідження впливу швидкості руху БПЛА на величину похибки визначення координат.....                                                                                                                                                       | 231 |
| 2.2      | Розроблення методів і технічних рішень для створення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних та радіолокаційних сигналів, що створюються БПЛА, в умовах дії шумових завад різної природи для виявлення безпілотних |     |

|                                                                                                                                                              |            |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| літальних апаратів, визначення їх координат та параметрів руху....                                                                                           | 234        |
| 2.2.1 Методи комплексної обробки і інтерпретації<br>радіолокаційних, акустичних, оптичних і інфрачервоних<br>сигналів безпілотних літальних апаратів.....    | 234        |
| 2.2.1.1 Стратегії об'єднання інформації багатоканальних систем                                                                                               | 234        |
| 2.2.1.2 Методи об'єднання багатомодальної (канальної)<br>інформації.....                                                                                     | 242        |
| 2.2.1.3 Методи об'єднання каналної інформації при<br>використанні нейронних мереж.....                                                                       | 243        |
| 2.2.1.4 Комплексування інформаційних каналів з позицій<br>статистичної теорії радіосистем.....                                                               | 244        |
| 2.2.1.5 Комплексування засобів для виявлення.....                                                                                                            | 246        |
| 2.2.2 Комплексна обробка сигналів інтегрованої системи<br>спостереження безпілотних літальних апаратів з<br>використанням цілевказування.....                | 249        |
| 2.2.2.1 Постановка задачі комплексної обробки з використанням<br>цілевказування.....                                                                         | 249        |
| 2.2.2.2 Просторове ешелонування інформаційних каналів.....                                                                                                   | 252        |
| 2.2.2.3 Методи комплексної обробки сигналів з використанням<br>цілевказування.....                                                                           | 258        |
| Висновки за розділом 2.....                                                                                                                                  | 263        |
| <b>РОЗДІЛ 3 ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ГРАНИЧНИХ МОЖЛИВОСТЕЙ<br/>СИСТЕМ СУМІСНОЇ І РОЗДІЛЬНОЇ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ<br/>ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В РЛС ВИЯВЛЕННЯ БПЛА.....</b> | <b>267</b> |
| 3.1 Математичні моделі корисних сигналів і комбінованих завад.....                                                                                           | 272        |
| 3.1.1 Моделі вхідних дій.....                                                                                                                                | 272        |
| 3.1.2 Статистичні характеристики вхідних дій.....                                                                                                            | 274        |
| 3.2 Оптимальна ПЧОС та її потенційні можливості.....                                                                                                         | 278        |
| 3.2.1 Оптимальна сумісна ПЧОС у загальному випадку.....                                                                                                      | 278        |
| 3.2.2 Оптимальна ПЧОС в окремих випадках.....                                                                                                                | 280        |
| 3.3 Роздільні системи ПЧОС та їхні граничні можливості.....                                                                                                  | 283        |
| 3.4 Комбінована ПЧОС на основі роздільних систем та її граничні<br>можливості.....                                                                           | 294        |

|                                                                                                                                                                                                                                            |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Висновки за розділом 3.....                                                                                                                                                                                                                | 300 |
| РОЗДІЛ 4 РОЗРОБЛЕННЯ АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ЗАХИСТУ<br>РЛС ВИЯВЛЕННЯ БПЛА ВІД КОМБІНОВАНИХ ЗАВАД<br>НА ОСНОВІ СУМІСНОЇ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ<br>СИГНАЛІВ НА ФОНІ АДТИВНОЇ СУМІШІ АКТИВНИХ<br>ШУМОВИХ ТА ПАСИВНИХ ЗАВАД НА ОСНОВІ АРФ..... | 302 |
| 4.1 Аналіз впливу декорелюючих факторів на ефективність<br>адаптивних послідовних систем захисту РЛС виявлення БПЛА<br>від комбінованих завад.....                                                                                         | 302 |
| 4.1.1 Узагальнена структура адаптивної роздільної просторово-<br>часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад.....                                                                                                                  | 302 |
| 4.1.2 Аналіз впливу флуктуацій оцінки просторового вагового<br>вектора і некласифікованості навчаючої вибірки на<br>ефективність адаптивної роздільної просторово-часової<br>обробки сигналів.....                                         | 304 |
| 4.2 Оцінка припустимого інтервалу фіксації просторового<br>вагового вектора під час послідовної просторово-часової<br>обробки сигналів на фоні комбінованих завад.....                                                                     | 314 |
| 4.2.1 Оцінка припустимого інтервалу фіксації ПВВ методом<br>математичного моделювання.....                                                                                                                                                 | 315 |
| 4.2.2 Оцінка припустимого інтервалу фіксації ПВВ методом<br>гідроакустичного моделювання.....                                                                                                                                              | 318 |
| 4.3 Шляхи побудови адаптивних систем просторово-часової обробки<br>сигналів на фоні комбінованих завад в РЛС виявлення БПЛА.....                                                                                                           | 322 |
| 4.4 Синтез двовимірних АРФ.....                                                                                                                                                                                                            | 323 |
| 4.5 Адаптивні системи сумісної часової-просторово-часової обробки<br>сигналів на фоні комбінованих завад на основі двовимірних АРФ                                                                                                         | 337 |
| 4.5.1 Структури адаптивних систем сумісної просторово-<br>часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад на<br>основі двовимірних АРФ.....                                                                                            | 337 |
| 4.5.2 Результати дослідження швидкодії адаптивної паралельно-<br>послідовної системи сумісної ПЧОС і її ефективності<br>у сталому режимі.....                                                                                              | 339 |
| Висновки за розділом 4.....                                                                                                                                                                                                                | 343 |

|                                                                                                                                                                         |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
|                                                                                                                                                                         | 16  |
| ВИСНОВКИ.....                                                                                                                                                           | 347 |
| ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....                                                                                                                                                   | 362 |
| ДОДАТОК А. Виведення формул для відношення сигнал/(завада + шум)<br>на виході системи роздільної просторово-часової обробки сигналів<br>на фоні комбінованих завад..... | 386 |
| ДОДАТОК Б. Акт науково-технічної комісії щодо використання результатів<br>НДР.....                                                                                      | 393 |

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

|       |   |                                                  |
|-------|---|--------------------------------------------------|
| АВ    | — | акустичне випромінювання;                        |
| АК    | — | автокомпенсатор;                                 |
| АР    | — | авторегресійна;                                  |
| АРФ   | — | адаптивний решітчастий фільтр;                   |
| АФМР  | — | адаптивна фазована мікрофонна решітка;           |
| БАЛ   | — | блоковий алгоритм Левінсона;                     |
| БПЛА  | — | безпілотні літальні апарати;                     |
| ВВ    | — | ваговий вектор;                                  |
| в.в.  | — | власний вектор;                                  |
| ВЗШ   | — | відношення завада/шум;                           |
| ВИ    | — | Видимий діапазон спектра;                        |
| ВКФ   | — | взаємна кореляційна функція;                     |
| ВП    | — | вейвлет-перетворення;                            |
| ВСЗШ  | — | відношення сигнал/(завада + шум);                |
| в.ч.  | — | власне число;                                    |
| ДС    | — | діаграма спрямованості;                          |
| ДШЗ   | — | джерело шумових завад;                           |
| ЕРФ   | — | елементарний решітчастий фільтр;                 |
| ЕПР   | — | ефективна поверхня розсіювання;                  |
| ІКО   | — | індикатор кругового огляду;                      |
| ІЧ    | — | інфрачервоний діапазон спектра;                  |
| КЗ    | — | комбінована завада;                              |
| КМ    | — | кореляційна матриця;                             |
| КСВОІ | — | комплексна система вторинної обробки інформації; |
| КСОІ  | — | комплексна система обробки інформації;           |
| КШХ   | — | куто-швидкісна характеристика;                   |
| ЛЗ    | — | лінія затримки;                                  |
| МІХ   | — | матрична імпульсна характеристика                |



|       |   |                                               |
|-------|---|-----------------------------------------------|
| МКО   | — | міжканальна обробка;                          |
| МПВ   | — | матричний приймач випромінювання;             |
| МЕРФ  | — | матричний елементарний решітчастий фільтр;    |
| МПО   | — | міжперіодна обробка;                          |
| МР    | — | мікрофонна решітка;                           |
| нвсз  | — | нульовий вектор середніх значень;             |
| ОПП   | — | опорно-поворотний пристрій;                   |
| ОЕС   | — | оптико-електронна система;                    |
| ОЕР   | — | оптико-електронна розвідка;                   |
| ОЕМ   | — | оптико-електронні методи;                     |
| ПВВ   | — | просторовий ваговий вектор;                   |
| ПЗ    | — | пасивна завада;                               |
| ПО    | — | просторова обробка;                           |
| ПП    | — | пристрій порогу;                              |
| ППО   | — | протиповітряна оборона;                       |
| ПЧ    | — | просторово-часова;                            |
| ПЧФ   | — | просторово-часовий фільтр;                    |
| ПЧОС  | — | просторово-часова обробка сигналів;           |
| ПШЗ   | — | постановник шумових завад;                    |
| РДМ   | — | різницево-дальновимірний метод;               |
| РЛІ   | — | радіолокаційна інформація;                    |
| РФ    | — | решітчастий фільтр;                           |
| СОКЗ  | — | система обробки і комплексування зображень;   |
| СВС   | — | стереовідеоспостереження;                     |
| СЗП   | — | стереозвуковий прийом;                        |
| СВВП  | — | складова векторного випадкового процесу;      |
| СКВ   | — | середньоквадратичне відхилення;               |
| СФ    | — | смуговий фільтр;                              |
| СЦП   | — | спектральну щільність потужності;             |
| СОАКЗ | — | система обробки і аналізу каналних зображень; |
| ТПВ   | — | тепловізор;                                   |
| УБАЛ  | — | узагальнений блоковий алгоритм Левінсона;     |

|                                        |   |                                                                      |
|----------------------------------------|---|----------------------------------------------------------------------|
| УБФЛ                                   | – | узагальнена блокова факторизація Левінсона;                          |
| УФ                                     | – | ультрафіолетовий діапазон спектра;                                   |
| УФЛ                                    | – | узагальнена факторизація Левінсона;                                  |
| ФАР                                    | – | фазована антенна решітка;                                            |
| ФПОЗ                                   | – | формування та попередня обробки зображень;                           |
| ФНЧ                                    | – | фільтр нижніх частот;                                                |
| ФПМ                                    | – | функція передачі модуляції;                                          |
| ЧО                                     | – | часова обробка;                                                      |
| ЧП                                     | – | часово-просторова;                                                   |
| ШЗ                                     | – | шумова завада;                                                       |
| FPA                                    | – | focal plate area;                                                    |
| GPU                                    | – | graphics processing unit;                                            |
| MOSSE                                  | – | мінімальна вихідна сума квадратів помилок;                           |
| SAD                                    | – | sum of absolute differences;                                         |
| TDOA                                   | – | time difference of arrival;                                          |
| $(\bullet)^*$                          | – | ермітове спряження;                                                  |
| $\otimes$                              | – | кронекерівське перемноження;                                         |
| <b>u</b>                               | – | вектор-стовпець комплексних амплітуд вхідних дій;                    |
| <b>y</b>                               | – | вектор-стовпець комплексних амплітуд завади;                         |
| <b>s</b>                               | – | вектор-стовпець комплексних корисного сигналу;                       |
| <b>x</b>                               | – | вектор очікуваного сигналу;                                          |
| <b>R, <math>\Phi</math></b>            | – | кореляційна матриця;                                                 |
| <b><math>\Psi</math></b>               | – | матриця, обернена до кореляційної матриці <b><math>\Phi</math></b> ; |
| <b>H</b>                               | – | нижня трикутна MUX APФ;                                              |
| <b><math>\hat{\mathbf{w}}</math></b>   | – | оцінка вагового вектора;                                             |
| <b><math>\mu</math></b>                | – | відношення сигнал/(завада + шум) ;                                   |
| <b><math>\overline{\chi(K)}</math></b> | – | середнього значення втрат ВСЗШ;                                      |
| <b>K</b>                               | – | об'єм навчаючої вибірки.                                             |

## ВСТУП

Сьогодні відома велика кількість різних типів безпілотних літальних апаратів (БПЛА), здатних виконувати широкий спектр корисних функцій, а з іншого боку, здатних нести потенційну загрозу для різних областей діяльності людини – господарської, повсякденному і військової [1, 2]. Труднощі їхнього виявлення і спостереження з використанням сучасних технічних засобів, а також порівняно невисока вартість безпілотних апаратів призводять до підвищення безкарності і масовості протиправних дій з використанням БПЛА [2–4]. Тому завдання захисту різноманітних об'єктів від впливу БПЛА є однією з актуальних завдань сучасності.

З метою виявлення, розпізнавання і вимірювання координат безпілотних літальних апаратів сьогодні використовують, насамперед, радіолокаційні, акустичні, оптичні й інфрачервоні методи та засоби [4–18]. Однак добре розроблені в теорії і на практиці методи енергетичного виявлення сигналів по відношенню до БПЛА не показують достатню ефективність. Внаслідок цього на практиці виявлення БПЛА при наявності подібних йому об'єктів реалізують як завдання «виявлення-розпізнавання», тобто розв'язання задачі виявлення дрона супроводжується аналізом наявності деяких додаткових ознак сигналу, однак ефективність цих методів і алгоритмів на практиці також ще не є достатньою.

Можливість виявлення БПЛА визначається рівнем його помітності в видимому, інфрачервоному, радіочастотному, а також акустичному діапазонах. Сучасні малі БПЛА мають низький рівень помітності: вони виготовляються з композитних матеріалів, мають малу ефективну поверхню розсіювання (ЕПР) в радіодіапазоні, їхні двигуни не нагріваються до високої температури і випромінюють мало тепла, працюють з низьким рівнем власного акустичного шуму. З метою підвищення ймовірності правильного виявлення БПЛА і точності вимірювання його координат на фоні завад було запропоновано розробити систему комплексної обробки електромагнітних сигналів різних діапазонів спектру і акустичних коливань, реалізувати розпізнавання класів БПЛА за сигналами в різних діапазонах хвиль. При цьому сигнали різних інформаційних каналів можуть оброблятися як незалежно, так і комплексно: в цьому випадку, інформація отримана на виході одного каналу може

використовуватися в якості цілевказівки при виявленні об'єкта з використанням іншого каналу. Комплексування різних інформаційних каналів дозволяє формувати більш точні оцінки координат і параметрів руху, а також класу БПЛА, ніж з використанням одного вимірювального каналу.

У сучасних умовах зростають вимоги до завадозахищеності засобів радіолокації, що обумовлено істотним зростанням можливостей засобів повітряно-космічного нападу з постановки завад, зокрема, зростанням кількості й інтенсивності їхніх випромінювань, удосконалюванням способів створення й застосування завад, появою нових джерел завад. Так, сьогодні безпілотні літальні апарати можуть застосовуватися з метою радіоелектронної боротьби як постановники активних шумових завад і прикривати ударні БПЛА. Тому РЛС виявлення БПЛА можуть функціонувати в умовах дії адитивної суміші маскувальних активних шумових і пасивних завад, тобто комбінованих завад. Проблема захисту РЛС від таких завад – ще найскладніша проблема боротьби з будь-якими завадами.

Оптимальна обробка сигналу на фоні комбінованих завад у загальному випадку передбачає сумісну просторово-часову обробку [156–187], яка не розділяється на окремі послідовно виконувані просторову й часову обробки. Такий поділ можливий у деяких окремих випадках, наприклад, за наявності зовнішніх завад тільки одного виду (шумових або пасивних) і за умови, що розміри ФАР і ширина спектра сигналу не призводять до запізнювання обвідної сигналу на апертурі ФАР (див. п. 3.2.2).

Однак на практиці, в тому числі й у вітчизняних РЛС, в умовах маскувальних комбінованих завад використовується неоптимальна роздільна просторово-часова обробка сигналів. При цьому перехід від оптимальної сумісної просторово-часової обробки сигналів до неоптимальної роздільної обробки супроводжуються втратами ефективності різного роду, що погіршує тактико-технічні характеристики РЛС в умовах комбінованих завад: завадозахищеність, імовірність виявлення і точність вимірювання координат цілей. Тому необхідно було кількісно оцінити такі втрати і вирішити зазначені проблеми роздільної сигналів за рахунок переходу до більш складної адаптивної сумісної просторово-часової обробки.

Системи виявлення БПЛА з комплексною обробкою сигналів вказаних інформаційних каналів [2, 5–8] 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.

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 формування зображень у видимому і інфрачервоному діапазонах спектру, методи приймання й обробки радіолокаційних і акустичних сигналів, що формуються БПЛА, особливості радіолокаційних, акустичних, оптичних і інфрачервоних сигналів 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 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 в комплексній системі.

Заключний звіт складається із чотирьох розділів.

В *першому* розділі «Розроблення методів і моделей для створення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних і радіолокаційних сигналів, випромінюваних або відбитих БПЛА в умовах дії пасивних і активних

шумових завад для інтегрованої станції виявлення безпілотних літальних апаратів, визначення їх координат і параметрів руху» розроблено математичні моделі оптичних, інфрачервоних і акустичних сигналів БПЛА і методи їхньої обробки для виявлення і вимірювання просторових координат та параметрів руху літальних апаратів в умовах дії завад.

В *другому* розділі «Розроблення удосконалених методів і технічних рішень для створення системи обробки акустичних сигналів в широкій смузі частот, що випромінюються БПЛА, з метою визначення їхніх кутових координат з урахуванням структурних особливостей сигналів, загасання і рефракції поширення акустичних хвиль в атмосфері» розроблені удосконалені методи і технічні рішення обробки акустичних сигналів БПЛА в широкій смузі частот з урахуванням реальних умов поширення акустичних хвиль в атмосфері з метою визначення кутових координат об'єктів.

В *третьому* розділі «Порівняльний аналіз граничних можливостей систем сумісної і роздільної просторово-часової обробки сигналів в РЛС виявлення БПЛА» описуються результати теоретико-експериментальної оцінки граничних можливостей систем сумісної, роздільної (послідовної) і комбінованої (на основі послідовних) просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад у РЛС виявлення БПЛА та визначаються потенційні втрати неоптимальної роздільної обробки порівняно з оптимальною сумісною обробкою сигналів.

В *четвертому* розділі «Розроблення адаптивної системи захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад на основі сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні адитивної суміші активних шумових та пасивних завад на основі АРФ» наводяться результати теоретико-експериментальної оцінки впливу декорелюючих факторів на ефективність адаптивних послідовних систем захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих, зокрема, результати кількісного аналізу впливу флуктуацій оцінки просторового вагового вектора такої послідовної системи і "некласифікованості" навчаючих вибірок на якість заглушення завад, результати оцінки припустимого інтервалу вимушеної фіксації просторового вагового вектора на час міжперіодної обробки сигналів; визначаються шляхи побудови адаптивних

систем просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад в РЛС виявлення БПЛА, синтезуються двовимірні адаптивні решітчасті фільтри, описуються результати розроблення і дослідження ефективності адаптивної системи сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад на основі синтезованого двовимірного АРФ, де усунуті суттєві недоліки роздільних адаптивних систем.

# **1 РОЗРОБЛЕННЯ МЕТОДІВ І МОДЕЛЕЙ ДЛЯ СТВОРЕННЯ СИСТЕМИ КОМПЛЕКСНОЇ ОБРОБКИ ОПТИЧНИХ, ІНФРАЧЕРВОНИХ, АКУСТИЧНИХ І РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ, ВИПРОМІНЮВАНИХ АБО ВІДБИТИХ БПЛА В УМОВАХ ДІЇ ПАСИВНИХ І АКТИВНИХ ШУМОВИХ ЗАВАД ДЛЯ ІНТЕГРОВАНОЇ СТАНЦІЇ ВИЯВЛЕННЯ БЕЗПЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ, ВИЗНАЧЕННЯ ЇХНІХ КООРДИНАТ І ПАРАМЕТРІВ РУХУ**

Оптико-електронні виявлювачі повітряних об'єктів забезпечують можливість розпізнавання цих об'єктів на фоні існуючих оптичних перешкод, вимірювання дальності до об'єктів і визначення кутових координат. Перспективними є пасивні проекційні методи, що базуються на застосуванні відеокамер з фоточутливими матрицями денного та нічного (теплого) бачення.

1.1 Розроблення методів приймання і обробки оптичних сигналів видимого діапазону спектру частот, формування зображення і виявлення БПЛА за результатами їх аналізу

Оптико-електронні методи (ОЕМ) характеризуються високою точністю в режимах вимірювань, що обумовлює їх успішну інтеграцію з радіоелектронними комплексами різного призначення. Інтерес представляють пасивні методи, що дозволяють автоматизувати процеси виявлення і визначення координат малих БПЛА і забезпечують високу скритність своєї роботи.

Особливий інтерес представляють методи, які не потребують участі зорового апарату людини в знятті вимірювальних відліків і забезпечують повну автоматизацію прийняття рішення [11]. Цьому сприяє прогрес в технологіях створення ефективних фоточутливих сенсорів у вигляді матриць, чутливих в області денного світла 0,4 ... 0,7 мкм [12 - 14].



### 1.1.1 Аналіз методів приймання і обробки оптичних сигналів видимого діапазону спектру частот

Зображення об'єкта проектується об'єктивом на фоточутливу матрицю, що відображає його конфігурацію і що є, додатково, точним двовимірним цифровим пристроєм для визначення лінійних розмірів об'єкта. Найбільше застосування знаходять ПЗЗ (прилади із зарядним зв'язком). КМОП-матриці (комплементарний метал-оксид-напівпровідник) мають високий рівень шуму, тому в оптичних детекторах об'єктів і вимірюванні їх координат вони не використовуються.

В діапазоні білого світла ефективно працюють кремнієві ПЗЗ матриці, максимум їх спектральної характеристики знаходиться в області 1,1 мкм. Тому вони знаходять застосування, як в оптичних вимірювальних системах денного світла, так і в системах нічного бачення в ближньому ІЧ діапазоні [15 - 17]. Системи дуже чутливі, і в системах денного світла перед ПЗЗ матрицею встановлюється оптичний фільтр, що відтинає випромінювання з довжинами хвиль більших 0,7 мкм.

Розглянуті фоточутливі сенсори, що виявляють повітряні об'єкти, як вдень, так і вночі мають матричну структуру і можуть бути інтегровані в єдину оптико-електронну систему виявлення і вимірювання дальності.

ОЕМ з матричними сенсорами поділяються на однокамерні і двокамерні.

Однокамерний ОЕМ метод вимірювання дальності до об'єктів за їхніми зображеннями, розглянутий в роботі [18], передбачає отримання оптичного зображення рухомого повітряного об'єкта з однієї точки вимірювань, його перетворення в цифрове подання, розпізнавання об'єкта по оцифрованому зображенню і визначення дальності до об'єкта за формулою

$$D = FL / l, \quad (1.1)$$

де  $F$  – фокусна відстань оптичної системи;

$L$  – фактичний лінійний розмір розпізнаного об'єкта по базі даних;

$l$  – відповідний лінійний розмір зображення рухомого повітряного об'єкта на фоточутливій матриці з урахуванням проекційних спотворень.

Цей метод має низьку точність, тому що використовується фактичний лінійний розмір об'єкта, що визначається по розпізнаванню. Об'єкт може бути розпізнаний помилково або розпізнаний правильно, але він іншої модифікації, і лінійний розмір буде іншим. До того ж, облік проекційних спотворень відповідного лінійного розміру зображення вимагає знання багатьох параметрів польоту об'єкта (азимут, висота і кути тангажа, крену, ролу), що робить задачу важко здійсненою і розв'язуваною з великим наближенням.

Спосіб вимірювання дальності до об'єкта по його зображенням з двох точок [19] однією камерою з фокусною відстанню об'єктива  $F$  включає вимір розмірів  $A_1$  зображення об'єкта і координат його центру  $X_1, Y_1$  в 1-й точці, переміщення засобу спостереження під кутом до оптичної осі на певну відстань  $S$ , вимір розмірів зображення об'єкта  $A_2$  і координат центру зображення об'єкта  $X_2, Y_2$  у 2-й точці. В процесі переміщення орієнтацію камери не змінюють, а після переміщення вимірюють зсув зображення  $B$  за виразом:

$$B = \sqrt{(Y_1 - Y_2)^2 + (X_1 - X_2)^2}. \quad (1.2)$$

Далі порівнюють зсув зображення  $B$  і зміну розмірів зображення об'єкта  $\Delta A = A_2 - A_1$ , і в разі, якщо відсутні умови для вимірювання кута між напрямком переміщення камери і оптичною віссю, дальність  $D$  визначають за виразом:

$$D = S / \sqrt{1 - K \cos \alpha + K^2}, \quad (1.3)$$

де  $K = A_1 / A_2$ ;

$\alpha$  – кут візування об'єкта ( $\alpha = \arctg(B / F)$ );

$S$  – величина переміщення камери.

Двокамерні OEM пов'язані з побудовою більш складних оптико-електронних систем, що забезпечують більш високу точність вимірювання дальності при менших часових витратах.

OEM стереовідеоспостереження для вимірювання дальності з використанням матричних сенсорів наводиться в роботі [20]. Метод базується на використанні двох цифрових камер, рознесених в просторі по горизонталі на відому відстань, і дальність до об'єкта обчислюється шляхом визначення зсуву між зображеннями по положенню максимального значення двовірної нормованої кореляційної функції в субпиксельному діапазоні. При цьому ліва і права камери встановлені на внутрішніх рамах своїх карданових підвісів, кожен з яких містить зовнішню і внутрішню рами, на осях яких встановлені датчики кута повороту рам підвісу. Крім того, ліва і права камери, а також датчики кута повороту рам підвісу виконані з можливістю передачі в обчислювальний блок відеоданих і даних про поточну просторову орієнтацію камер. Дальність до виділеної області об'єкта визначають з виразу, що враховує відхилення від горизонтальної лінії положення цифрових фотокамер

$$D = \frac{f \cdot B}{\Delta l_{\Gamma}} \cos(\arctg \frac{\Delta l_{\Gamma}}{\Delta l_{\text{В}}}) \quad (1.4)$$

де  $B$  – відстань між точками зйомки в просторі;

$f$  – фокусна відстань фотокамер;

$\Delta l_{\Gamma}$  – зрушення між зображеннями об'єкта по горизонтальній осі;

$\Delta l_{\text{В}}$  – зрушення між зображеннями об'єкта по вертикальній осі.

Обчислювальний блок містить систему обробки, яка є віддаленим комп'ютером, таким як ноутбук або персональний комп'ютер (робоча станція), і призначений для користувача інтерфейс, що забезпечує вибір користувачем зображень і введення команд обробки. Технічний результат полягає в можливості зміни параметрів робочої зони і в зменшенні сумарного часу на попередню настройку далекоміра і на процес вимірювань. Однак взаємна двовірні кореляційний обробка областей зображень об'єкта, вимагає значних масивів даних і стає неможливою для малих віддалених

об'єктів. До того ж, вимога присутності оператора також не є позитивним фактором методу.

В роботі [21] представлений метод визначення дальностей до об'єктів в пасивних системах оптичного, інфрачервоного і теплового бачення, призначених для спостереження за малорозмірними об'єктами. В системах оптичного і інфрачервоного діапазонів сигнали відображення і випромінювання від об'єктів проходять через оптичні лінзи, перетворюються в рівні амплітуди і відображаються на матрицях двох камер, взаємно віддалених в просторі, і утворюють стереопари кадрів зображень об'єкта. Отримані зображення об'єктів в  $k$ -х матрицях ( $k = 1, 2$ ) сегментуються виділенням однорідних за амплітудою підобластей за допомогою відомих операцій сегментації, і кожен сегмент представляється вектором параметрів, що включає координати центру сегмента, середню амплітуду і геометричні характеристики. Для вимірювання дальності до об'єкта розглядається пара сполучених точок  $V_k = (x_k, y_k, l)$ ,  $k = 1, 2$  – центрів сегментів, що відображають центр об'єкта в прямокутних координатах двох матриць оптичного зображення (одиниця заміщає невідому третю координату). Для відомих матриць внутрішніх параметрів камер  $A_k$ ,  $k = 1, 2$ , залежних від фокусних відстаней  $f_k$ , встановлюється зв'язок  $Z_k V_k = A_k M_k$  [10], де  $M_k$  – центр об'єкта в прямокутній системі  $k$ -ої камери, суміщеної з її оптичним центром. Для знайдених центрів  $m$  сегментів визначають орти  $a_1(i)$  векторів  $i$ -х напрямків на центри об'єктів першої камери і орти  $a_2(j)$  векторів  $j$ -х напрямків на центри об'єктів другої камери, потім для всіх  $m$  варіантів з'єднання ортів  $a_1(i)$  і  $a_2(j_i)$  в  $m$  різних пов'язаних парах, де  $j_i \in \{1, 2, \dots, m\}$ , знаходять оцінки відстаней  $r_1(i)$  і  $r_2(j_i)$  за критерієм мінімуму квадрата евклідової норми вектора  $e_i$  помилок сполучення ортів:

$$J(r_1(i), r_2(j_i)) = \|e\|^2 = \|r_1(i)a_1(i) - r_2(j_i)Pa_2(j_i) - b\|^2, \quad (1.5)$$

на етапі розрахунків виконують операції мінімізації функції  $J(r_1, r_2)$  в (1.5) по  $r_1$  і  $r_2$ . З  $m$  варіантів з'єднання ортів в  $m$  різних парах  $a_1(i)$  і  $a_2(j_i)$ ,  $j_i \in \{1, 2, \dots, m\}$ , вибирають варіант з найменшим значенням показника правильності сполучення.

При цьому отримують оцінки відстаней

$$\hat{r}_1(i) \text{ і } \hat{r}_2(j_i), i = 1 \dots m. \quad (1.6)$$

Потім обчислюють оцінки просторових координат  $m$  об'єктів в системах координат двох камер

$$\hat{M}_1(i) = \hat{r}_1(i)a_1(i), \quad \hat{M}_2(j_i) = \hat{r}_2(j_i)a_2(j_i), \quad i = 1 \dots m. \quad (1.7)$$

Розглянутий метод дозволяє обробляти зображення безлічі повітряних об'єктів, одержуваних двома неідентичних відеокамерами, рознесеними на певну відстань одна від одної і без жорсткого зв'язку між ними, але потрібно попереднє визначення внутрішньої і зовнішньої матриць параметрів камер з високою точністю, оскільки вони неодноразово беруть участь в обчислювальній процедури. Цей метод є також досить обчислювальноємким, двічі використовується критеріальний підхід до визначення проміжних величин – при виборі сполучених точок і визначенні оцінок дальностей до об'єкта, та не показано, як це впливає на точність визначення дальності та на оперативність роботи систем.

Проведений аналіз показує, що методи пасивних оптичних безокулярних далекомірів стрімко розвиваються на базі застосування матриць денного, нічного та теплового бачення. При цьому використовуються складні алгоритми обробки цифрових зображень, що вимагає збільшення часу для прийняття рішень. Особливий інтерес викликають системи стереовідеоспостереження, що дозволяють оперативно і точно вимірювати дальність до об'єкта, його радіальну швидкість і кутові координати, а також мінімізувати час вторинної обробки, пов'язаної з супроводом об'єктів, їх розпізнаванням на фоні яскравості завад.

Перевагою матричних ОЕМ є можливість одночасного застосування усіх трьох датчиків денного, нічного та теплового бачення, що дозволить проводити надійне виявлення, розпізнавання та вимірювання координат малих повітряних об'єктів.

### 1.1.2 Розробка методу стереовідеоспостереження для прийому і обробки оптичних сигналів видимого діапазону спектра частот

У підрозділі розглядається задача вибору алгоритму обробки відеозображень стереопари, а також параметрів цього алгоритму, що забезпечують надійне визначення дальності до малих БПЛА, їх подальший автосупровід і оцінку параметрів руху. При цьому передбачається, що система стереовідеоспостереження (СВС) повинна як самостійно виявляти малі БПЛА, так і користуватися цілевказівками інших систем комплексу. Наявність двох каналів прийому і обробки оптичних сигналів забезпечує, як спільну обробку відеозображень стереопари, так і роздільне їх використання для розпізнавання об'єктів [20, 22].

Розглянемо можливості оптичного методу двоканального СВС [23]. На рис. 1.1 зображена схема формування світових образів об'єкта  $T$  на світлочутливих матрицях  $VM_1$ ,  $VM_2$  відеокамер з фокусною відстанню  $F$ .

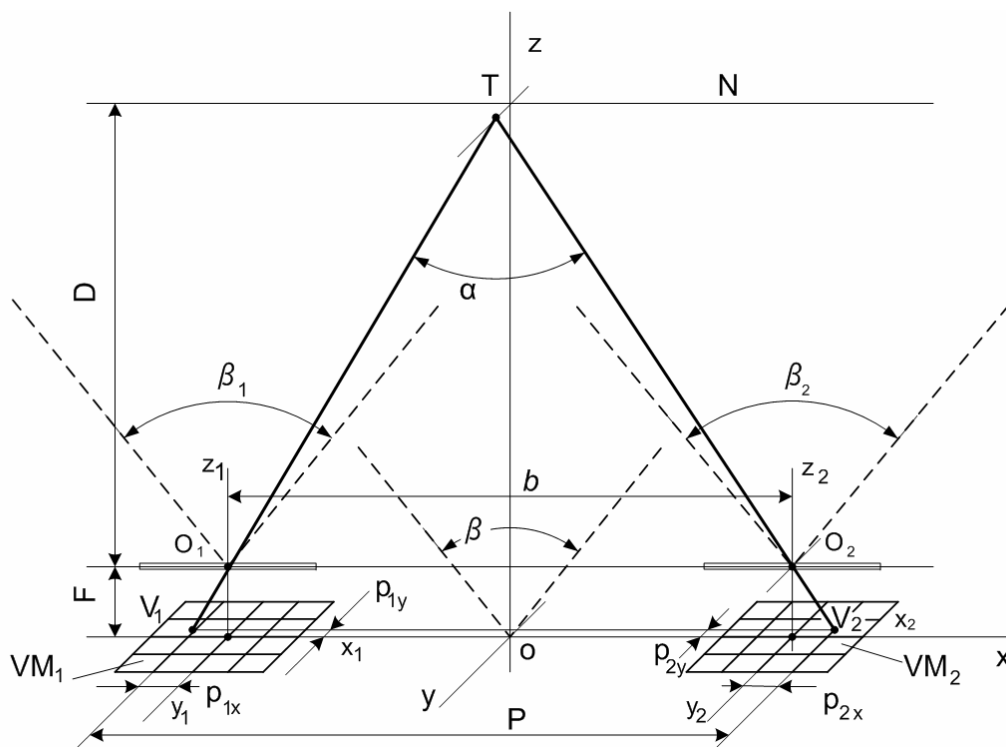


Рисунок 1.1 – Формування світлових образів на світлочутливих матрицях

Схема показує лише основні принципи формування оптичних проекцій, а усі абсолютні їх значення і кутові величини показані умовно, тому що реальна

дальність  $D$  до об'єкта значно більше стереобазиса  $b$  – відстані  $O_1O_2$  між оптичними осями  $z_1$  і  $z_2$  об'єктивів відеокамер.

Кут огляду визначається кутами огляду об'єктивів, вважаємо  $\beta = \beta_1 = \beta_2$ . На нескінченно великій дальності до об'єкта кут паралакса буде дорівнювати нулю, і при знаходженні об'єкта на осі  $z$  його світлові образи формуються в центрах матриць. При зменшенні дальності і можливе зміщення об'єкта від осі, кут паралакса збільшується. На матрицях спостерігаються відхилення світлових образів (точки  $V_1, V_2$ ) від центрів матриць, як по горизонталі (вісь  $x$ )  $p_{1x}, p_{2x}$  – це величини відповідних лінійних паралаксів з певними знаками, так і по вертикалі (вісь  $y$ )  $p_{1y}, p_{2y}$  – це за рахунок зміщення об'єкта уздовж осі  $y$  щодо осі  $z$ . Сумарну величину лінійного паралакса можна визначити з подібності трикутників  $O_1TO_2$  і  $V_1TV_2$ , як

$$p = \frac{bF}{D}, \quad (1.8)$$

де  $p = p_{2x} - p_{1x}$ .

Таким чином, дальність до об'єкта визначається базою системи, однаковою фокусною відстанню об'єктивів і сумарним лінійним паралаксом

$$D = \frac{bF}{(p_{2x} - p_{1x})} = \frac{bF}{w_x(n_{2x} - n_{1x})}, \quad (1.9)$$

де  $n_{1x}, n_{2x}$  – кількість пікселів в лінійних паралаксах відеоматриць  $VM_1$  та  $VM_2$ , відповідно, лівої і правої відеокамер;

$w_x$  – розмір зерна пікселів по горизонталі.

Якщо лінійний паралакс зареєстрований на негативній півосі, то він береться зі знаком (-), якщо на позитивній півосі, то з (+). Лінійні паралакси в горизонтальній і вертикальній площинах дозволяють оцінити кутові відхилення об'єкта від основної осі по азимуту і по куту місця, що розглядається в підрозділі 1.4.

### 1.1.3 Формування зображення та виявлення БПЛА

#### 1.1.3.1 Формування зображення та алгоритм виявлення рухомих об'єктів

Розглядаються результати дослідження ефективності виявлення БПЛА по відеопотоку відеокамери денного світла.

При обробці відеопотоку можливе застосування двох основних підходів - аналіз всього зображення з використанням нейронної мережі і аналіз фрагментів зображень, в яких виявлено рух об'єктів. Перший підхід реалізований в алгоритмі YOLO на базі нейронної мережі DarkNet [24]. Для його застосування потрібна підготовка навчальної бази зображень з БПЛА та іншими рухомими об'єктами, навчання і тестування мережі. Однак аналіз можливостей даного алгоритму говорить про ряд його обмежень. Перше обмеження - це складність математичної обробки, що робить неможливим реалізацію обробки зображень в реальному масштабі часу на базі комп'ютерних процесорів з малою кількістю ядер. При застосуванні процесора i7 в поєднанні з бібліотекою OpenCV і операційною системою Linux гранична швидкість обробки до 4 кадрів / секунду. Для обробки відеопотоку в реальному масштабі часу необхідно застосування високопродуктивних GPU типу NVIDIA GeForce 1080 [25]. Однак при виявленні БПЛА, основним є друге обмеження алгоритму YOLO.

Перед подачею на нейронну мережу будь-яке зображення з відеокамери має бути перераховано у вхідний, відповідний нейронної мережі з максимальною здатністю розрізнення 416x416 пікселів [26]. Розмір виявленого на цьому зображенні об'єкта не повинен бути менше 7x7 пікселів. Наприклад, при горизонтальному розмірі квадрокоптера DJI Phantom 3 0,35 м, куті огляду відеокамери спостереження 60 ° і ширині зображення 416 пікселів на вході мережі для алгоритму YOLO можна оцінити значення граничного відстані виявлення. Воно не перевищує 18 м.

У зонах із заборорою на польоти БПЛА такої дальності виявлення недостатньо, так як ці зони займають значні площі. Для таких зон дальність виявлення повинна бути не менше 50-100м. Деяким дослідникам [26] вдалося підвищити вхідне



розрізнення алгоритму YOLO до 832x832 пікселя. Однак це збільшення не можна вважати суттєвим, і воно вимагає значного збільшення швидкодії пристрою обробки зображення.

Проведений аналіз існуючих алгоритмів виявлення і класифікації об'єктів по відеопотоку камери дозволив сформулювати ряд завдань для досліджень, вирішення яких дозволить створити недорогу систему виявлення і класифікації БПЛА на значних відстанях. До них відносяться: виявлення БПЛА на відстанях не менше 50-100 м і можливість застосування недорогих обчислювальних пристроїв або блоків для обробки зображення відеокамери. Для вирішення сформульованих завдань досліджень був розроблений алгоритм, що поєднує високу продуктивність, ефективність розпізнавання і можливість обробки зображень з будь-яким розрізненням.

Розроблений алгоритм виявлення та класифікації рухомих об'єктів складається з двох етапів - це виявлення на поточному кадрі всіх фрагментів зображення, в яких виявлено рух і подача масиву цих фрагментів на вхід навченої нейронної мережі для їх класифікації.

Перший етап обробки зображення складається з наступних кроків.

1) Перетворення кольорового зображення в відтінки сірого і виконання нормалізації його яскравості для зменшення впливу змін інтенсивності освітлення під дією добових і погодних факторів. Нормалізація яскравості виконувалася за формулою [27]:

$$G_{i,j} = 255 \frac{P_{i,j} - I_{\min}}{I_{\max} - I_{\min}}, \quad (1.10)$$

де  $P_{i,j}$  – яскравість пікселів вихідного зображення;

$i = 1, 2, \dots, H$ ;  $j = 1, 2, \dots, W$ ;

$H$  і  $W$  – висота та ширина зображення, відповідно;

$I_{\min}$  – мінімальне значення вихідної яскравості зображення;

$I_{\max}$  – максимальне значення вихідної яскравості зображення;

$G_{i,j}$  – піксель зображення з нормалізованою гистограмою.

2) Виділення всіх рухомих фрагментів зображення в поточному відеокадрі на нерухомому фоні. На цьому кроці досліджень була проаналізована ефективність роботи адаптивних моделей заднього фону зображень, таких як MOG, MOG2, KNN, GMG, CNT, GSOC, LSBP [28]. Результатом роботи цих методів є чорно-біле зображення, в якому чорним кольором відображається нерухомий фон, а білі фрагменти зображення відповідають областям руху (рисунок 1.2). Критеріями ефективності є: швидкодія роботи моделі і кількість помилкових контурів рухомих об'єктів в відеокадрі.

3) Застосування до всіх фрагментів зображення, в яких виявлено рух, алгоритму історії руху. Однією з пріоритетних завдань є виявлення БПЛА на значних відстанях – 100 метрів і більше. При таких відстанях фрагмент зображення, що містить БПЛА, дуже малий. Наприклад, при вирішенні відеокамери 1920x1080, куті її огляду  $60^\circ$  на відстані 116 м зображення DJI Phantom 3 має розміри 5x5 пікселів. Настільки малий фрагмент можна порівняти з фрагментами, в яких виявляється рух під дією коливань листя дерев, трави і т.ін.

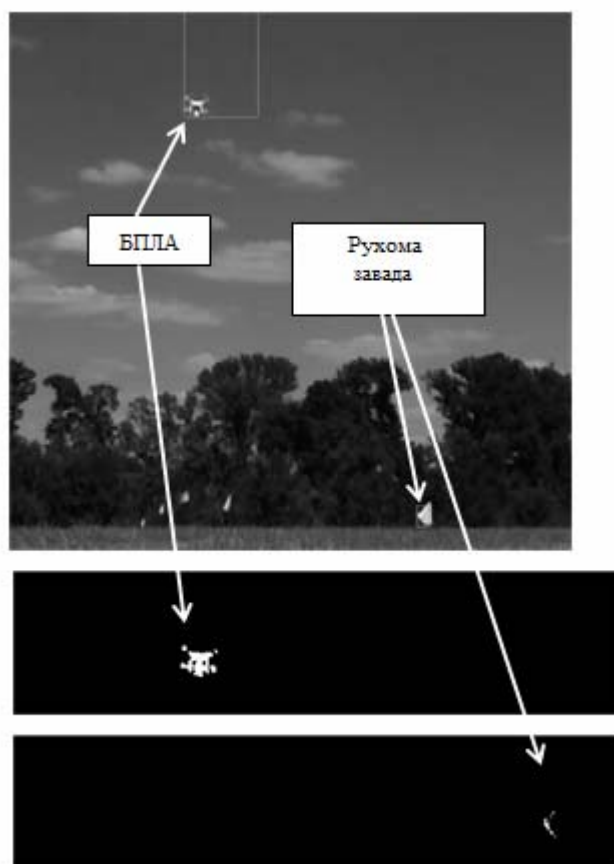


Рисунок 1.2 – Приклад результату виділення на нерухомому фоні рухомих об'єктів – квадрокоптера та прапорця

Тому аналіз руху проводиться на деякому інтервалі часу. Для цього створюється фонове зображення у відтінках сірого з тим же розрізненням, що і вихідне.

На нього накладається результат роботи одного з алгоритмів MOG, GMG, MOG2, KNN, CNT, GSOC, LSBP після обробки кожного кадру з відеокамери. Перед накладенням інтенсивність кожного пікселя фонового зображення зменшується на величину:

$$\Delta I = 255 / (\Delta t \cdot FPS), \quad (1.11)$$

де 255 – гранична інтенсивність пікселів;

$\Delta t$  – інтервал аналізу історії руху, с;

$FPS$  – частота кадрів в секунду.

В результаті на фоновому зображенні відбувається накладення контурів рухомих об'єктів в групі кадрів за інтервал  $\Delta t$  і рухомий об'єкт представляється результуючим контуром зі значно більшою площею, ніж в одиночному кадрі (рисунок 1.3).

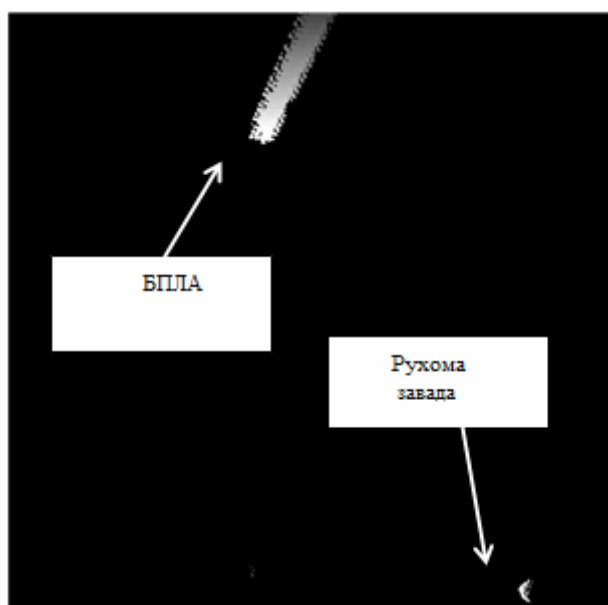


Рисунок 1.3 – Зображення, яке містить історію руху двох об'єктів  
– квадрокоптера DJI Phantom 3 і прапорця

4) Для подальшого аналізу вибираються контури з площею, що перевищує задане граничне значення, тобто відбувається часткове відсікання коливань листя дерев

і трави. Всі контури, що задовольняють цьому критерію, будемо вважати контурами умовно рухомих об'єктів. Також для кожного об'єкта, що умовно рухається, у поточному кадрі обчислюються його координати для його локалізації в повному зображенні і вирізка зображень цих об'єктів з метою подачі на вхід нейронної мережі.

Другий етап обробки зображень полягає в класифікації фрагментів зображень, відповідних областям руху, із застосуванням нейронних мереж. Для початку, було проаналізовано перелік рухливих об'єктів, які можуть виявитися в зоні видимості відеокамери. До них відносяться: БПЛА, люди, домашні тварини, птахи, комахи, легкові та вантажні автомобілі, коні, човни і кораблі, літаки, фрагменти рухомих хмар, фрагменти гойдаються гілок дерев і трави. Всього для досліджень використовувалося 12 класів об'єктів. Після цього були створені моделі класичних і згортальних нейронних мереж, проведено їх навчання і експериментальна перевірка.

#### 1.1.3.2 Підготовка баз даних для навчання і тестування нейронних мереж

Для навчання і тестування моделей нейронних мереж були створені набори даних зображень з чотирма класами об'єктів: БПЛА, комахи, фрагменти листя дерев і трави, фрагменти неба з хмарами. Для складання набору даних зображень БПЛА з ресурсу YouTube було завантажено близько 300 відеороликів з польотами 14 модифікацій різних БПЛА. Був розроблений спеціальний редактор відео на мові Python в середовищі PyCharmCommunity. З його допомогою з відеокадрів вирізані 5000 зображень БПЛА і кожне зображення автоматично збережено з дозволами: 5x5, 9x9, 13x13, 27x27, 49x49, 64x64, 128x128 пікселів. Також ці відео використані для створення наборів даних зображень з фрагментами дерев, хмар і трави. 4000 зображень використовувалися на етапі навчання нейронних мереж, а 1000 зображень - для їх тестування після закінчення навчання (рисунок 1.5).

Аналогічним чином був розроблений набір даних зображень комах. Набори даних для таких класів об'єктів, як легкові і вантажні автомобілі, тварини, птахи, люди, літаки, човни і кораблі були взяті з готових наборів даних CIFAR-10 з сайту [29].

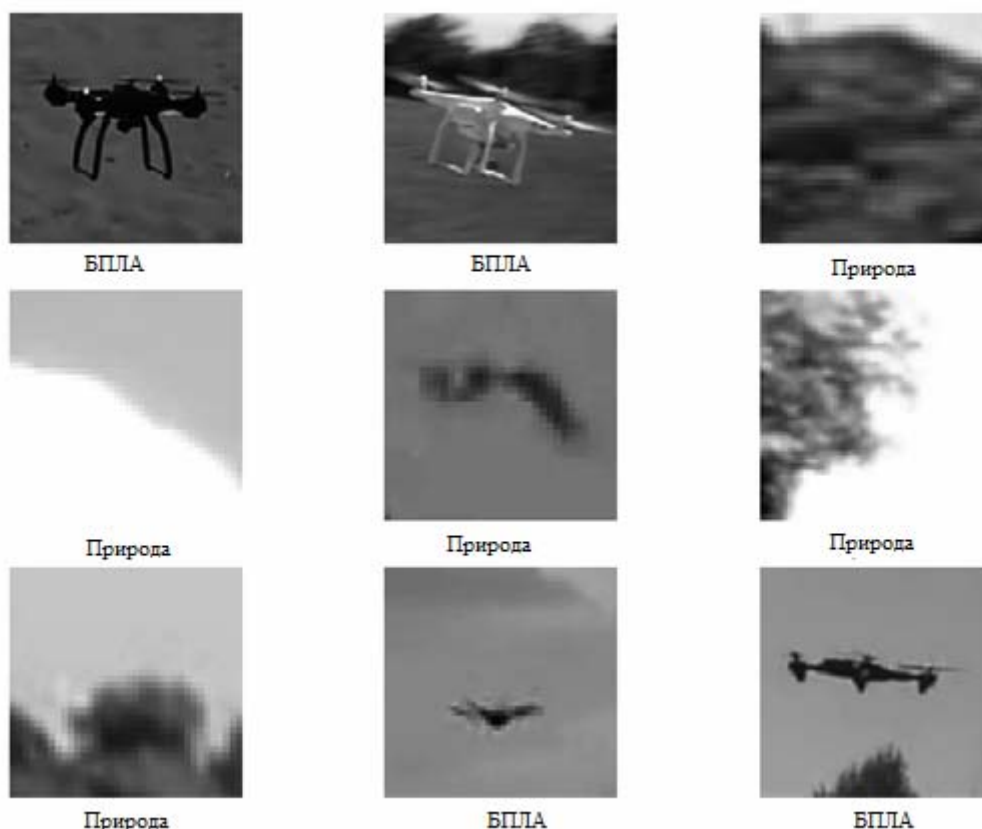


Рисунок 1.5 – Приклади зображень БПЛА, фрагментів хмар, листя дерев і трави зі створених наборів даних

Набір даних кожного класу містить 4500 кольорових зображень з роздільною здатністю 32x32 пікселів. Даний мережевий ресурс також містить набір даних для тестування навченої мережі.

### 1.1.3.3 Результати експериментальних досліджень виділення БПЛА на нерухомому фоні

Обробка записаних відеофайлів проводилася з використанням програмного забезпечення MiniConda і PyCharmCommunity, а також із застосуванням бібліотеки комп'ютерного зору OpenCV v4.

При аналізі ефективності роботи алгоритму MOG ми змінювали його параметри: кількість кадрів, на підставі яких розраховується модель фону, кількість

гауссових сумішей, коефіцієнт шуму і рівень шуму. Діапазон значень оптимальної кількості кадрів для побудови моделі фону знаходиться в межах 80-130, що відповідає часового інтервалу порядку 3,2-5,2 с при частоті кадрів відеокамери 25 кадрів/с. При зменшенні цього числа спостерігається погіршення виділення об'єкта і його дроблення на групу дрібніших частин. Зі збільшенням числа кадрів, за яким будується модель, суттєво збільшується час адаптації моделі, що негативно позначається в ситуаціях зміни глобальної освітленості простору (наприклад, в момент, коли хмара закриває сонце або сильний вітер утворює хмару пилу). За отриманими оцінками метод дозволяє обробляти до 10-11 кадрів / с при дозволі камери 1920x1080 пікселів. Під обробкою мається на увазі не тільки робота самого алгоритму MOG, а й побудова історії руху по 100 кадрів, а також детектування контурів всіх умовно рухомих об'єктів, які виділені на нерухомому фоні. Оптимальним діапазоном значень параметра "рівень шуму" моделі MOG є діапазон величин 20...25. Він відповідає виявлення летить БПЛА до відстаней 120...140 м. При зменшенні цього параметра вдвічі спостерігається значне збільшення кількості контурів умовно рухомих об'єктів до 2...3 разів за відсутності змін загальної інтенсивності освітленості і без руху великих об'єктів. При різких змінах загальної освітленості або русі великих об'єктів кількість контурів зростає в 3...8 разів. Зі збільшенням значення параметра "рівень шуму" вдвічі, кількість контурів скорочується, але знижується дальність виявлення БПЛА до 50...60 м. Діапазон оптимальних значень параметра "кількість гауссових сумішей" знаходиться в межах 4...8. З дворазовим збільшенням значення цього параметра знижується швидкість обробки кадрів до 8...9 кадрів/с. При дворазовому зменшенні значення цього параметра кількість умовно рухомих об'єктів збільшується в 1,2 рази. Значення параметра "коефіцієнт шуму" слабо впливає на результат виявлення рухомих об'єктів.

При дослідженні ефективності роботи алгоритму MOG2 аналізувався вплив кількості кадрів, на підставі яких розраховується модель фону і поріг на квадраті відстані Махаланобіса між пікселем і моделлю. Значення першого параметра слід вибирати з діапазону 100...140, що відповідає швидкості обробки до 11...13 кадрів/с.

Збільшення цього значення призводить до істотного зниження швидкості обробки до 3...4 кадрів/с в моменти різкої зміни загальної освітленості, і до 9...10 кадрів/с при відсутності глобальних змін в відеокадрі. Значення другого параметра слід вибирати з діапазону 100...150. Зменшення величини цього параметра вдвічі призводить до збільшення числа умовно рухомих об'єктів в 2...6 разів, а збільшення величини цього параметра понад 160 призводить до зниження дальності виявлення БПЛА. Так, з величиною цього параметра порядку 200 дальність знижується до 90 м.

При реалізації алгоритму KNN було проаналізовано вплив ко-лічеств кадрів, за яким розраховується модель, і порога на квадраті відстані між пікселем і зразком. Діапазон робочих значень першого параметра знаходиться в діапазоні 100...200. При цьому досягається швидкість обробки відеопотоку 11...12 кадрів/с. Подальше збільшення величини цього параметра призводить до значного підвищення числа виявлених умовно рухомих об'єктів. Оптимальний для нашої задачі діапазон значень другого параметра в межах від 5000 до 10000.

Зменшення значення цього параметра призводить до істотного збільшення числа виявлених умовно рухомих об'єктів, а збільшення значення цього параметра призводить до зменшення дальності виявлення нижче 120 м і розділення великих об'єктів на групу дрібніших.

Тестування алгоритм GMG показало його високу чутливість до руху хмар, листя дерев, трави і надзвичайно низьку швидкість роботи порядку 1...3 кадрів/с. Аналогічними недоліками володіє алгоритм CNT.

Застосування алгоритму GSOC дозволяє досягти швидкості обробки відеопотоку до 5...6 кадрів / с і дальності виявлення БПЛА до 120 м.

Підсумком проведеного аналізу став вибір моделей MOG, MOG2, KNN для реалізації алгоритму виділення рухомих об'єктів на нерухомому фоні для їх подальшої класифікації із застосуванням нейронних мереж.

Для проведення досліджень була обрана популярна відкрита бібліотека машинного навчання Keras, сумісна з TensorFlow. Вона була підключена до платформи MiniConda і для написання програм навчання мереж і їх тестування використовувався мова програмування Python.

#### 1.1.3.4 Результати експериментальних досліджень виявлення БПЛА із застосуванням нейронних мереж

Для навчання мереж і тестування їх ефективності застосовувалися описані вище набори даних, частина з яких була створена виконавцями НДР, а частина завантажена з відкритих баз даних. Основними критеріями аналізу були: швидкість обробки даних, імовірність правильного розпізнавання і ймовірність помилкового виявлення БПЛА.

Другим широко поширеним в практичних завданнях класом нейромереж є згорткові мережі. Ці мережі чудово зарекомендували себе в алгоритмах подібних YOLO і володіють можливістю розпаралелювання операцій обробки, інваріантні до повороту зображення, що актуально для різних ракурсів спостереження БПЛА і його кренів під час польоту. Основним недоліком таких мереж є складність налаштування параметрів мережі, так як їх кількість досить велика, а процес навчання тривалий.

Для дослідження ефективності простих повнозв'язних мереж були обрані 3 моделі. Перша модель полягає їх вхідного шару (нормованих значень яскравості пікселів зображення), одного проміжного шару з 1024 нейронів і вихідного шару з 12 виходами, що відповідають 12 класів об'єктів класифікації. У другій моделі доданий ще один проміжний шар з 256 нейронів, а в третій – два проміжних шари зі 256 і 120 нейронами відповідно. На вхід мережі подавалися зображення в градаціях сірого з дозволом 27x27 пікселів. Графіки залежностей точності навчання і втрат від кількості епох навчання наведені на рисунку 1.6.

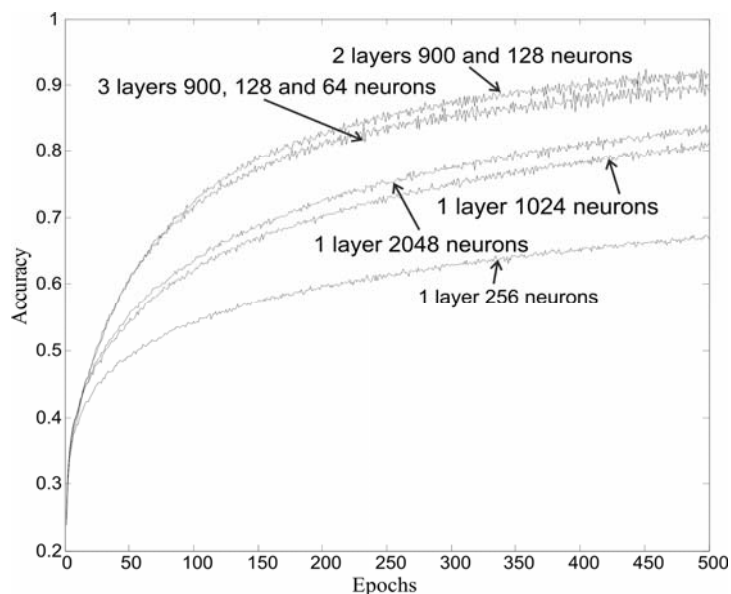
Аналіз залежностей, наведених на рисунку 1.6, показує: 1) для мереж з одним проміжним шаром доцільно використовувати не менше 1000 нейронів в цьому шарі; 2) при збільшенні кількості проміжних шарів понад двох точність навчання починає знижуватися.

Тестування навченої нейронної мережі проводилося двома способами. Перший – класичний спосіб, при реалізації якого використовуються тестові набори даних, що складаються з 1000 зображень БПЛА і від 500 до 1000 зображень на кожний з інших класів.

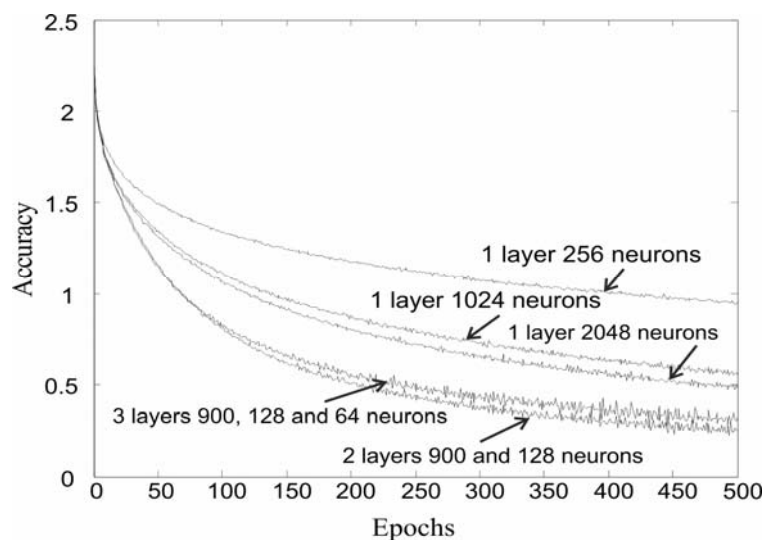


Другий спосіб – тестування при обробці відеороликів з польотами БПЛА. Цей спосіб полягає в наступній послідовності дій:

- після закінчення формування моделі заднього фону з застосуванням алгоритмів MOG, MOG2 або KNN для кожного кадру потокового відео виділяються контури умовно рухомих об'єктів;
- кожен контур апроксимується квадратом зі стороною, що дорівнює найбільшому з поздовжніх розмірів контуру;



*a*



*б*

Рисунок 1.6 – Залежності точності навчання (*a*) і втрат (*б*) повнозв'язних нейронних мереж від кількості епох навчання

- із загального зображення вирізається фрагмент, відповідний координатам цього квадрата;
- розрізання фрагмента зображення перераховується до відповідного значення навченої нейронної мережі і перетворюється в відтінки сірого;
- після обробки фрагмента зображення нейронною мережею приймається рішення про виявлення БПЛА. Критерій виявлення – максимальне значення ймовірності, що відповідає класу БПЛА з наявних класів об'єктів;
- по закінченню обробки фрагмента відео з польотом БПЛА на відстанях до 60м формуються підсумкові оцінки ймовірності вірною класифікацією БПЛА  $p_t$  і ймовірності помилкового прийняття рішення  $p_f$  про наявність БПЛА.

Значення точності розпізнавання для тестових наборів даних наведені в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Точності розпізнавання

| Параметри нейронної мережі    | Тестові набори | Обробка відео |       |
|-------------------------------|----------------|---------------|-------|
|                               |                | $p_t$         | $p_f$ |
| 1 шар 256 нейронів            | 0,5            | 0,23          | 0,09  |
| 1 шар 1024 нейронів           | 0,81           | 0,63          | 0,051 |
| 1 шар 2048 нейронів           | 0,78           | 0,58          | 0,059 |
| 2 шари 900 і 128 нейронів     | 0,83           | 0,66          | 0,043 |
| 3 шари 900, 128 і 64 нейронів | 0,81           | 0,65          | 0,045 |

На підставі результатів тестування і експериментальної перевірки моделей повнозв'язних мереж був зроблений висновок про їх низьку ефективність для вирішення поставленого завдання. Тому було вирішено проаналізувати ефективність роботи згортальних мереж.

Для навчання згортальних нейронних мереж використовувалися раніше створені набори даних, що містять 12 класів об'єктів. Однак при навчанні мереж і їх тестуванні використовувалися кольорові зображення, а не перетворені в відтінки сірого.

Був збільшений обсяг бази для навчання за рахунок додавання в навчальні набори копій вихідних зображень, до яких були застосовані кілька афінних перетворень: поворот зображення на кут  $45^\circ$ , дзеркальне горизонтальне відображення. Пе-

рше перетворення дозволяє змодельовати крен при польоті БПЛА, друге перетворення пов'язане з особливостями їх конструкції. БПЛА мають, як правило, симетричну конструкцію, а більшість інших об'єктів, таких як птахи, автомобілі, кішки, собаки при погляді збоку не володіють симетрією. Для досліджень використовувалися мережі, що складаються з декількох згортальних, одного повнозв'язну проміжного і вихідного шарів. До результатів згорток застосовувалася функція MaxPool. Навчання проводилося протягом 50 епох. Характеристики проаналізованих мереж представлені у вигляді таблиці 1.2.

Таблиця 1.2 – Характеристики проаналізованих мереж

| № моделі | Кількість згорток у згорточних шарах |    |     |     | Кількість нейронів у повнозв'язному шарі |
|----------|--------------------------------------|----|-----|-----|------------------------------------------|
| 1        | 16                                   | 32 |     |     | 512                                      |
| 2        | 16                                   | 32 |     |     | 1024                                     |
| 3        | 16                                   | 32 | 64  |     | 512                                      |
| 4        | 16                                   | 32 | 64  |     | 1024                                     |
| 5        | 32                                   | 64 | 128 |     | 512                                      |
| 6        | 32                                   | 64 | 128 | 256 | 512                                      |

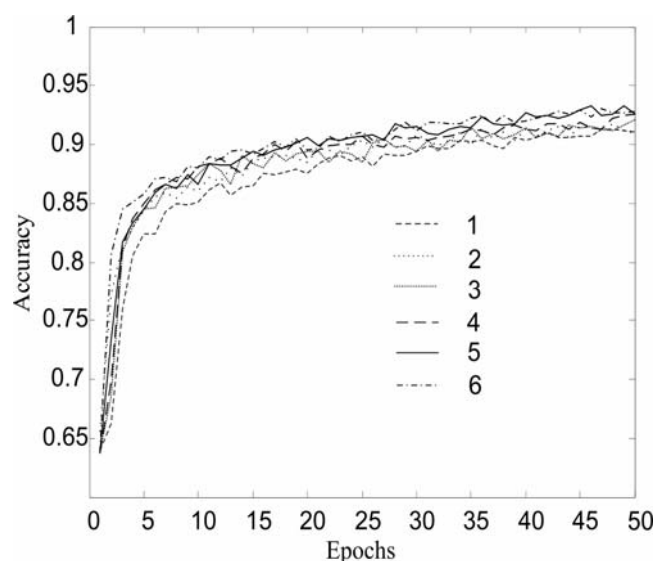
Графіки залежностей точності навчання та виявлення БПЛА на тестовому наборі даних від кількості епох навчання наведені на рисунку 1.7.

Аналіз отриманих залежностей дозволив зробити наступні висновки:

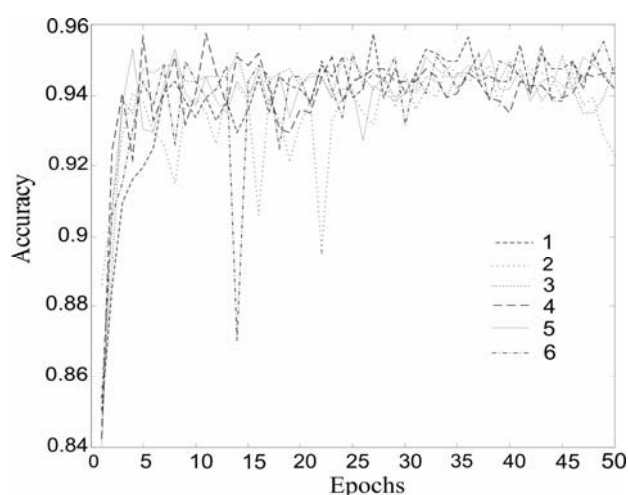
- значення точності проаналізованих моделей згортальних мереж відрізняються несуттєво в межах 3%;
- точність на навчальному наборі даних нижче, ніж на тестовому, що пояснюється доповненням вихідного набору зображень копіями цих зображень, до яких застосовувалися афінні перетворення;
- найкращі результати показали 5-я і 6-я моделі згортальних мереж;
- використання в повнозв'язну шарі понад 512 нейронів не підвищує точності.

Додаткові дослідження, результати яких не наведено на рисунку 1.7, показали, що зниження кількості нейронів в повнозв'язному шарі нижче 256 негативно позначається на результируючій точності. Також додаткові дослідження з мережами, які

містять 5 згортальних шарів, показали, що ці мережі не дозволяють підвищити точність в порівнянні з моделями 5 і 6.



*a*



*б*

Рисунок 1.7 – Залежності точності навчання від кількості епох (*a*) і точності виявлення БПЛА (*б*)

Ефективність роботи згортальних мереж також була проаналізована на сукупності знятих відеороликів. Результати цих досліджень, як ймовірності правильного  $p_t$  та помилкового  $p_f$  розпізнавання, наведені в таблиці 1.3.

Таблиця 1.3 – Результати розпізнавання

| № моделі | $p_t$ | $p_f$ |
|----------|-------|-------|
| 1        | 0,85  | 0,01  |
| 2        | 0,85  | 0,008 |
| 3        | 0,87  | 0,007 |
| 4        | 0,88  | 0,006 |
| 5        | 0,88  | 0,005 |
| 6        | 0,89  | 0,007 |

Для навченої мережі з номером 3 були проведені дослідження достовірності виявлення в залежності від відстані до об'єкта. Щоб оцінити достовірність використовувалися створені раніше набори даних в різних розрізненнях від 5x5 до 128x128 пікселів. Розрізнення кожного з зображень перед подачею на вхід мережі перераховувалося в формат 32x32 пікселів.

Для кожного з розрізнень розраховувалося відповідне значення відстані, виходячи з кута зору відеокамери 60 ° і розрізнення відеокамери 1920x1080 пікселів. Результат досліджень представлений на рисунку 1.8.

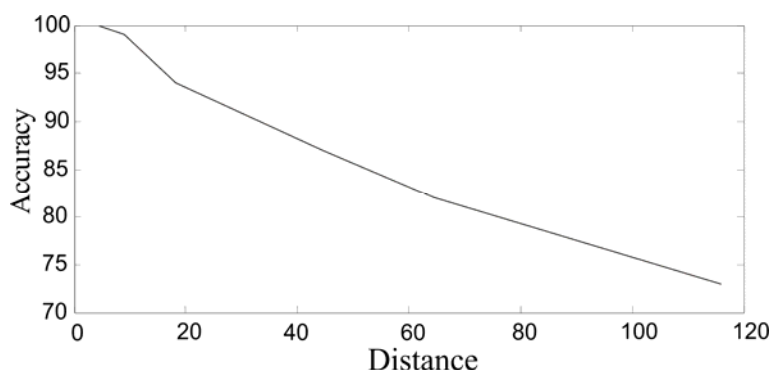


Рисунок 1.8 – Залежність точності виявлення від відстані до БПЛА

Цей кут зору відеокамери використовується для дослідження алгоритмів виявлення об'єктів та реалізації процесу виявлення об'єктів за допомогою лабораторного макету для малих дальностей, коли вібрації самої установки не сильно впливають на оптичні вимірювання. При збільшенні фокусної відстані кут зору зменшується і на більшій дальності об'єкт буде мати на зображенні тіж розміри, що і при великому куті. Але при цьому виникає вже потреба у застосуванні жорсткого опорно-поворотного пристрою для розташуванні на ньому відеокамер.

1.2 Розроблення методів приймання і обробки сигналів інфрачервоного діапазону спектру, формування зображення і виявлення БПЛА за результатами їх аналізу

Методи відеоспостереження у інфрачервоному (ІЧ) діапазону спектра поділяються на дві групи – для ближнього ІЧ світла і дальнього (по довжинам хвиль відносно діапазону видимого світла).

Усі сучасні відеокамери денного світла мають фоточутливі сенсори виконані на кремнійових матрицях, максимум спектральної чутливості яких знаходиться у ближньому ІЧ діапазоні.

### 1.2.1 Тепловізійна техніка

Інфрачервоний (ІЧ) канал слід розглядати як один з каналів у комплексній системі виявлення, розпізнавання, ідентифікації і пеленгації БПЛА. В комплексній системі використовують радіолокаційні, акустичні і оптико-електронні методи.

В ІЧ термографії переважно використовують

- середньохвильовий (3...5,5 мкм),
- довгохвильовий (7...14 мкм) спектральні діапазони,

що відповідає, з одного боку, вікнам переважної прозорості атмосфери, а з іншого боку, підкріплено наявністю поширених приймачів випромінювання [30-32]. Крім того, згідно з закону Віна, в зазначених діапазонах зосереджена основна потужність випромінювання тіл при температурах від 0 до +100 ° С.

Основною задачею тепловізійної техніки є двовимірне перетворення власного теплового випромінювання від об'єктів і місцевості або фону, в видиме зображення.

Тепловізійну техніку можна умовно розділити на чотири покоління [33-36]:

- нульове покоління засноване на застосуванні одиничних охолоджуваних приймачів і двовимірної (рядкової і кадрової) розгортки за допомогою скануючої оптико-механічної системи;

- перше покоління засноване на застосуванні малих лінійок приймачів і спрощеної кадрової розгортки;
- друге покоління - на використанні згрупованих декількох лінійок (з часовою затримкою і накопиченням) і малою системою розгортки; до другого покоління відносять вакуумні прилади з електронним скануванням приймальної мішені – пірокони;
- третє покоління засноване на застосуванні «одночасно дивлячихся»-фокально-площинних (FPA – Focal Plane Area) і двовимірних твердотільних багатоелементних (матричних) приймачів випромінювання (МПВ), тобто без використання оптико-механічних систем розгортки.

Тепловізори без механічного сканування («дивлячогося» типу), спочатку названі FLIR (Forward Looking Infrared) системами, використовують аналогію з органами зору живих істот – багатоелементні матричні приймачі оптичного випромінювання (focal plane array – FPA) [8].

Скануючі системи теплобачення використовують різні типи сканування: одноелементне, паралельне і послідовне. Сканування може проводитися як в просторі предметів (об'єктів), так і їх зображень. Розрізняються типи сканування по траєкторіях сканування, закону сканування і ряду інших ознак.

На даний момент можна вважати, що скануючі тепловізори застосовуються для вузького кола спеціальних задач, для яких важливі унікальні характеристики. А в інших випадках матричні тепловізори покривають весь спектр розв'язуваних практичних задач.

У зв'язку з використанням принципу накопичення інформаційного сигналу матричні тепловізори при інших рівних умовах виграють у скануючих систем по сукупності таких параметрів, як надійність, чутливість, швидкодія і просторова роздільна здатність.

Нами проведено аналіз технічних характеристик продукції провідних гравців на світовому ринку тепловізорів: FLIR Systems (США) [37], Lynred (США) [38] – фірма утворена в 2019 році з двох французьких компаній ULIS IR і Sofradir

(Франція), Elbit System (Ізраїль) [39], DALI Technology (КНР) [40], Wuhan Guide Infrared Co (КНР) [41].

Аналіз ринку тепловізорів показує, що підвищується рівень усіх їх основних технічних характеристик:

- температурного розрізнення ("рекорд" колишнього періоду – 30-50 мК, а поточного – 10-30 мК);
- просторового розрізнення (мінімальний крок елемента знизився з 46-47 мкм до 10-15 мкм);
- роздільної здатності (320x256, 640x512, 1280 x 1024 і до 2048 x 1536).
- мінімальний час накопичення (від 0,01 до 20 мс);
- частоти кадрів (25, 30, 60 і до 120 Гц).

Фокусні відстані об'єктивів тепловізорів варіюються у великих межах від одиниць до декількох сот міліметрів, що у комбінації з матрицею певного розміру дозволяє отримати горизонтальне поле зору HFOV від 1° до 95°. В деяких моделях тепловізорів використовуються об'єктиви зі змінною фокусною відстанню (наприклад 19.5 – 290 mm, 15x Zoom). Максимальна світлосила об'єктивів тепловізорів зазвичай складає від f/1 до f/5,5.

Для ТПВ середньої і великої дальності виявлення, призначених для військових цілей і задач охорони особливо важливих об'єктів, як правило, застосовуються фотоприймальні системи з охолодженням робочого тіла приймачів випромінення, а також окремих елементів оптичного тракту (діафрагми, світлофільтрів, градуйованих елементів) до відповідних температур. Найбільшого поширення в останні роки набули системи, що працюють за циклом Стірлінга.

Таким чином, використання матричних тепловізорів (FLIR – Forward Looking Infrared) для задачі виявлення, розпізнавання, пеленгації і супроводу малих БПЛА, які є рухомими об'єктами, дає можливість отримати потрібну просторову роздільну здатність (від формату SD до формату FullHD і навіть вище), належну частоту кадрів (25 к/с і вище).

При розрахунках потрібної чутливості тепловізора слід враховувати не тільки енергетичні і спектральні характеристики випромінення БПЛА, але й



характеристики затухання хвиль інфрачервоного діапазону в атмосфері з урахуванням можливих метеоумов, максимальної дальності виявлення БПЛА і його кута місця.

### 1.2.2 Методика розрахунку дальності дії тепловізора з врахуванням його чутливості в разі виявлення, розпізнавання і ідентифікації малих БПЛА

Один з головних параметрів тепловізора – це дальність дії. Вона включає в себе також поняття дальності виявлення, розпізнавання та ідентифікації. Звичайна методика визначення цих параметрів, поширена в відеоспостереженні, не може бути використана в теплобаченні в зв'язку з певними проблемами та особливостями тепловізійних приладів.

Наприклад, стосовно розпізнавання та ідентифікації, елемент невизначеності розрахунків вносить така особливість, як розподіл яскравості зображення об'єкта. Цей розподіл залежить не від рельєфу поверхні об'єкта, а в від температури (спектральної яскравості) кожної точки поверхні. Тому традиційно для енергетичного розрахунку тепловізорів використовується поширена методика, заснована на працях [30, 42], в яких узагальнено теоретичні основи і методи розрахунку функціонального параметра тепловізійних систем, що представляє собою різницю температур  $\Delta T_{\text{пор}}$ . Цей параметр називають ще пороговою температурною чутливістю. Він функціонально пов'язаний з усіма елементами тепловізора, такими як об'єктив, приймач випромінювання, властивостями об'єкта спостереження, атмосфери, електронних елементів і екрану.

Фізичний сенс параметра  $\Delta T_{\text{пор}}$  полягає у визначенні мінімальної різниці температур елементів об'єкта, що спостерігається. Вона визначає здатність розрізняти слабкі сигнали на фоні шумів. І при цьому не перебуває в прямому зв'язку з дальністю дії.

В роботі [30] дається точне визначення характеристики  $\Delta T_{nor}$ : «величина  $\Delta T_{nor}$  представляє різницю температур об'єкта і фону, випромінюючих як чорні тіла в стандартному тест-об'єкті, при якій відношення пікового значення сигналу до середньоквадратичної величини шуму на виході стандартного еталонного електронного фільтра системи, спостерігаючої тест-об'єкт, дорівнює одиниці».

Ця методика має ряд недоліків, включаючи те, що між точкою спостереження, для якої міряється  $\Delta T_{nor}$  і кінцевим зображенням є цілий ряд просторових фільтрів, як джерела шумів, інерційність приймача, електронний тракт, екран із зображенням об'єкта і навіть очей оператора як просторово-частотного оптичного фільтра. Крім того, не розглядається вплив просторово-частотних характеристик самого об'єкта. Тобто, якщо два об'єкти, що мають однакову мінімальну різницю температур  $\Delta T_{nor}$  відносно фону, матимуть різні розміри відносно поля зору, то дальність дії системи для цих об'єктів повинна істотно відрізнятися.

У розвиток методики енергетичного розрахунку в роботах [43-45] описана методика розрахунку температурного розрізнення  $\Delta T_{roz}$ . Вона має фізичний сенс залежності розрізнення елементів об'єкта спостереження не тільки як елементів різних по температурі, але і різних за розміром, наближаючи його за фізичним змістом розрізнення в сенсі просторово-частотних характеристик спостережуваних тіл. Також  $\Delta T_{roz}$  дозволяє враховувати всі проміжні ланки тепловізійної системи, як просторово-частотних фільтрів.

Як показує аналіз літератури з методів енергетичного розрахунку параметрів тепловізорів, головна увага інженерів-розробників тепловізійних систем спрямована на мінімізацію самих значень  $\Delta T_{nor}$  і  $\Delta T_{roz}$ , що дозволяє оптимізувати всі вихідні параметри тепловізора, що входять в розрахунки, збільшуючи їх ефективність. У той же час оцінка дальності дії не має достатньої уваги.

Тому актуальною є задача обрання методики розрахунку дальності дії тепловізорів, включаючи дальність розпізнавання та ідентифікації на основі взаємозв'язку параметрів  $\Delta T_{nor}$  і  $\Delta T_{roz}$ , а також  $\Delta T_{nor}^H$  при роботі по

неоднорідному полю температур. Крім того, слід визначити залежності дальності дії при розпізнаванні та ідентифікації об'єктів від ряду параметрів тепловізійної системи оптичної частини, характеристик приймача випромінювання, характеристик електронного тракту передачі сигналу, екрану, об'єкта спостереження, фону і очей оператора. В результаті буде отримана узагальнена методика визначення дальності, яку можна застосовувати з метою швидкого і досить точного розрахунку дальності дії тепловізорів, які використовуються в системах виявлення, розпізнавання і пеленгації малих БПЛА.

Виведення робочих співвідношень методики розрахунку дальності дії тепловізорів ґрунтується на виразах (1.12–1.20) для  $\Delta T_{nop}$  і  $\Delta T_{poz}$  [30,42,43]:

$$\Delta T_{nop} = \frac{\pi \sqrt{ab \cdot \Delta f_R} K_9 T^2}{\alpha \beta \cdot A_0 C_2 D^* \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) W_\lambda \tau_0(\lambda) d\lambda}, \quad (1.12)$$

$$\Delta T_{poz} = \frac{3 \Delta T_{nop} \nu \sqrt{\alpha \beta}}{r_\Sigma(\nu) \sqrt{\tau \cdot \Delta f_R T_e f_\kappa}}, \quad (1.13)$$

для неоднорідного поля температур [45]:

$$\Delta T_{nop}^H = \frac{\pi \sqrt{ab \cdot \Delta f_R} \cdot [1 + K^2(\Phi_\phi) + K_\phi^2 I_\phi^2]}{D^* A_0 \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) \tau_0(\lambda) \tau_a(\lambda) [\varepsilon(\lambda) A(\lambda, T(x, y), \bar{T}) + \varepsilon_\phi(\lambda) A_\phi(\lambda, T_\phi(x, y), \bar{T}_\phi)] d\lambda}, \quad (1.14)$$

де

$$I_\phi = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) \tau_0(\lambda) \tau_a(\lambda) \varepsilon_\phi(\lambda) B_\phi(\lambda, T_\phi(x, y), \bar{T}_\phi) d\lambda, \quad (1.15)$$

$$K_\phi = \frac{D^* A_0}{\pi l^2 k_e \sqrt{ab \cdot \Delta f_R}}, \quad (1.16)$$

$$B(\lambda, T(x, y), \bar{T}) = \iint_{(x_0, y_0)} \Delta W(\lambda, T(x, y), \bar{T}) dx dy, \quad (1.17)$$

$$B_{\phi}(\lambda, T_{\phi}(x, y), \bar{T}_{\phi}) = \iint_{(x_0, y_0)} \Delta W_{\phi}(\lambda, T_{\phi}(x, y), \bar{T}_{\phi}) dx dy, \quad (1.18)$$

$$A(\lambda, T(x, y), \bar{T}) = \alpha_0 \beta_0 \frac{dW(\lambda, \bar{T})}{dT} + \frac{dB(\lambda, T(x, y), \bar{T})}{l^2 dT}, \quad (1.19)$$

$$A_{\phi}(\lambda, T_{\phi}(x, y), \bar{T}_{\phi}) = \alpha_{\phi} \beta_0 \frac{dW(\lambda, \bar{T}_{\phi})}{dT} + \frac{dB_{\phi}(\lambda, T_{\phi}(x, y), \bar{T}_{\phi})}{l^2 dT}, \quad (1.20)$$

де  $D^*$  і  $S(\lambda)$  – питома здатність виявлення і відносна спектральна чутливість приймача випромінювання;

$(a, b)$ ,  $\Delta f_R$  – лінійні розміри і шумова смуга частот електричної схеми приймача;

$(\lambda_1, \lambda_2)$  – межі спектральної чутливості приймача;

$k_e$  – коефіцієнт використання приймачем випромінювання еталонного джерела;

$m$  – відношення «сигнал/шум»;

$A_0$  і  $(\alpha, \beta)$  – площа вхідного отвору і лінійні кути миттєвого поля зору об'єктива тепловізора по рядку і по кадру;

$W(\lambda, T)$  – спектральна світимість абсолютно чорного тіла (АЧТ) з температурою  $T$ ;

$T(x, y)$  і  $T_{\phi}(x, y)$  – функції розподілу температури по поверхні об'єкта і фону в разі спостереження приладом неоднорідних теплових полів об'єктно-фонові обстановки;

$\bar{T}$  і  $\bar{T}_{\phi}$  – середні значення температури поверхонь об'єкта і фону;

$\varepsilon(\lambda)$  і  $\varepsilon_{\phi}(\lambda)$  – спектральні коефіцієнти випромінювання поверхні об'єкта і фону;

$\tau_0(\lambda)$  і  $\tau_a(\lambda)$  – спектральні коефіцієнти пропускання оптичної системи тепловізора і шару атмосфери між об'єктом і приладом;

$C_2$  – постійна в формулі Планка;

$\Delta W(\lambda, T(x, y), \bar{T})$ ,  $\Delta W_\phi(\lambda, T_\phi(x, y), \bar{T}_\phi)$  – абсолютні контрасти спектральної світності АЧТ [31], які мають температури, аналогічні температурам поверхні об'єкта і фону, відповідно;

$T_e$  і  $f_k$  – постійна часу очей оператора і частота кадрів тепловізора;

$\nu$  – просторова частота в просторі предметів, рад.<sup>-1</sup>;

$K(\Phi_\phi)$  – коефіцієнт, що враховує збільшення порогового сигналу приймача за рахунок засвічення постійної складової фону;

$r_\Sigma(\nu)$  – результуючий модуль передавальної функції всіх ланок тепловізора;

$\alpha_0, \beta_0$  – лінійні кути, які стягують за рядку і кадру об'єкт, що знаходиться на відстані  $l$  від приладу, при  $\alpha_\phi = \alpha - \alpha_0$  і  $\beta_\phi = \beta - \beta_0$ ;

$(x_0, y_0)$ ,  $(x_\phi, y_\phi)$  – декартові координати поверхні об'єкта і фону в просторі предметів.

Розглянемо виведення виразу для дальності дії тепловізорів при спостереженні ізотермічних об'єктів з температурою поверхні  $T$ . Для цього необхідно підставити формулу (1.12) в (1.13) і взяти до уваги наступне співвідношення:

$$\Delta f_R = 1/(2\tau); \alpha = a/f'; \beta = b/f'; \nu = N/(2h/l), \quad (1.21)$$

де  $N$  – критерій Джонсона;

$h$  – критичний розмір об'єкта;

$f'$  – задана фокусна відстань об'єктів тепловізора;

$l$  – відстань між об'єктом і приладом;

$\tau$  – час формування відеосигналу одного елемента розкладання кадру.

Тоді, після певних перетворень, вираз для дальності дії тепловізора отримаємо у вигляді:

$$l = \frac{hr_{\Sigma}(v)\Delta T_{poz}\sqrt{T_e f_k} C_2 D^* (d/f')^2 f' \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) \tau_0(\lambda) \tau_a(\lambda) \varepsilon(\lambda) W(\lambda, T) \lambda^{-1} d\lambda}{6\sqrt{2} k_e T^2 \sqrt{\Delta f_R} Nm}, \quad (1.22)$$

де  $d$  – діаметр вхідного отвору оптичної системи тепловізора.

В роботі [36] відзначається, що процеси виявлення, розпізнавання, класифікації та ідентифікації об'єктів є ймовірнісними. Тому, зазвичай, результат вирішення тієї чи іншої задачі спостереження представляють у вигляді залежності імовірності їх виконання від просторової частоти. При цьому, в якості цієї частоти беруть число напівперіодів  $N'$  просторової структури (міри), що припадають на критичний розмір об'єкта.

Існує багато математичних моделей для залежності вірогідності  $P = f(N')$ . Як зазначається в роботі [31], найбільш достовірною з них, що отримала в даний час широке поширення в багатьох країнах світу, є модель Центру нічного бачення і електронних сенсорів (США), згідно з якою ця залежність визначається емпіричними формулами:

$$P = \left[ 1 + 1/(N'/2N)^e \right]^{-1}, \quad (1.23)$$

$$e = 2,7 + 0,7(N'/2N), \quad N' = h / K_{\Sigma}, \quad (1.24)$$

$$K_{\Sigma} = \gamma K, \quad K = L / 2\psi, \quad (1.25)$$

де  $K$  – розрізнення приладу на місцевості, м;

$\gamma$  – коефіцієнт, що враховує збільшення значення  $K$  через вплив вибірки на дешифрованість зображення;

$\Psi$  – кутова частота еквівалентної міри, рад.<sup>-1</sup>;

$N$  – критерій Джонсона – показник рівня розв'язуваної задачі спостереження об'єкта (число періодів дозволеної еквівалентної міри, яке укладеться в критичний розмір об'єкта, необхідне для вирішення задачі спостереження з вірогідністю 0,5).

Не проводячи детальний аналіз оцінок інтерпретації зображень, ретельно проведений в США [46], відзначимо, що, відповідно до моделі тепловізійних приладів NVTherm [47], стосовно до типових об'єктів техніки в табл. 1.4 вказані відповідні значення критерію Джонсона ( $N$ ) для основних задач спостереження, які вирішуються цим класом приладів з вірогідністю 0,5.

Таблиця 1.4 – Значення критерію Джонсона ( $N$ ) в залежності від умов спостереження об'єктів [18]

| Вирішувана задача | $N$  | Умови спостереження                                                                           |
|-------------------|------|-----------------------------------------------------------------------------------------------|
| Виділення         | 0,75 | Фон зі слабкою неоднорідністю (снігове поле, будь фон під час дощу)                           |
|                   | 3    | Фон з сильною неоднорідністю (місто, гори)                                                    |
| Класифікація      | 1-2  | Сцена, що містить сильно відмінні класи об'єктів (Людина, автомобіль)                         |
|                   | 4-5  | Сцена, яка містить близькі класи об'єктів (легковий або вантажний автомобіль, автобус та ін.) |
| Ідентифікація     | 6    | Сцена, що містить відмінні типи об'єктів (Автомобіль седан, автомобіль хетчбек)               |
|                   | 9    | Сцена, що містить схожі типи об'єктів (різні марки автомобілів)                               |

Для прикладу, стосовно до типових завдань спостереження людини, рекомендовані наступні значення критерію Джонсона, як кількість точок зображення за найменшим розміром пропорції об'єкта [36]: виявлення  $N = 1...2$ , розпізнавання  $N = 4...6$ , ідентифікація  $N = 8...12$ .

Перелік вирішуваних завдань спостереження містить режими виявлення, розпізнавання і ідентифікації об'єкта. Отримувані при цьому зображення людини представлено на рис. 1.8.

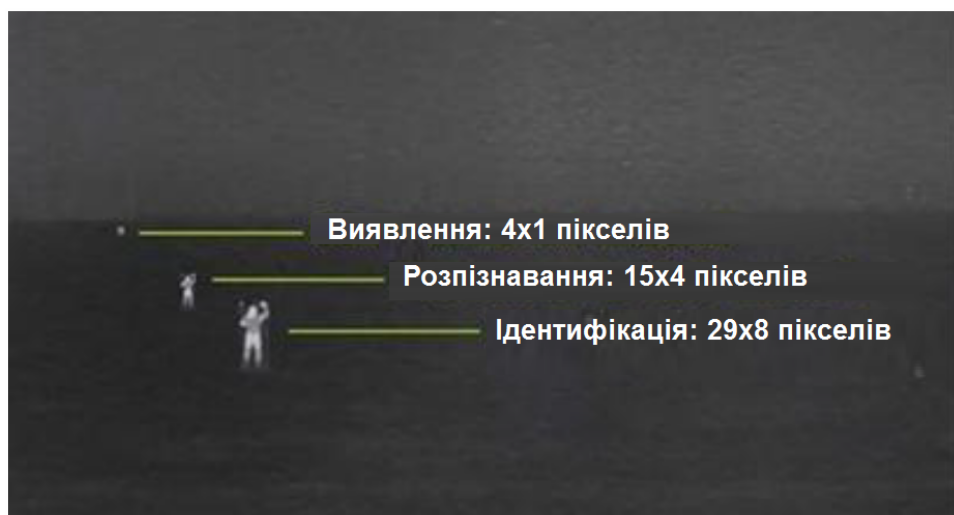


Рисунок 1.8 – Критерій Джонсона при виявленні людини

Аналогічними міркуваннями можна скористатися і при виявленні БПЛА, беручи до уваги пропорції його вертикального і горизонтального розмірів. Якщо вважати, що пропорції зображення малого БПЛА 1:1, то відповідні розміри зображення для різних задач становитимуть:

- 2x2 пікселя для виявлення;
- 8x8 пікселів для розпізнавання;
- 16x16 пікселів для ідентифікації.

При вирішенні задачі виявлення об'єктів тепловізійними системами на неоднорідному об'єктно-фоновому полі теплового випромінювання, коли миттєвим полем зору приладу охоплюються поверхні об'єкта з полем температур  $T(x, y)$  і фону з полем температур  $T_{\phi}(x, y)$ , схема формування робочих формул розрахунку дальності виявлення  $l_0^H$  наступна [45]:

1) в формулу (1.13) підставляють вираз (1.14) для  $\Delta T_{nor}^H$ ;

2) при використанні в отриманій формулі з відношень (1.21), значення критерію Джонсона в режимі виявлення необхідно брати згідно табл. 1.4 для розв'язуваної задачі «виділення» при спостереженні об'єктів на фоні з сильною неоднорідністю;

3) після певних перетворень, вираз для дальності виявлення об'єкта на неоднорідному полі теплового випромінювання фону отримуємо у вигляді:



$$I_0^H = C \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) \tau_0(\lambda) \tau_a(\lambda) [\varepsilon(\lambda) A(\lambda, T(x, y), \bar{T}) + \varepsilon_\phi(\lambda) A_\phi(\lambda, T_\phi(x, y), \bar{T}_\phi)] d\lambda, \quad (1.26)$$

де 
$$C = \frac{\Delta T_{poz} f' r_\Sigma(\nu) \sqrt{T_e f_k} (d / f')^2 h D^*}{6 \sqrt{2} \alpha \beta \sqrt{\Delta f_R} N m k_e \sqrt{[1 + K^2(\Phi_\phi) + K_\phi^2 I_\phi^2]}}.$$

1.2.3 Визначення даних для розрахунку параметрів тепловізора і характеристик середовища

Має сенс розглянути тепловізор як суму окремих елементів, які пропускають оптичний і електронний сигнал. Послідовно це такі елементи як об'єктив, приймач тепловізійного випромінювання, електронний тракт, екран і очі спостерігача. Тоді сумарний модуль  $r_\Sigma(\nu)$  передаточної характеристики тепловізора представляється у вигляді:

$$r_\Sigma(\nu) = r_o(\nu) \cdot r_{np}(\nu) \cdot r_{in}(\nu) \cdot r_{синхр}(\nu) \cdot r_{виб}(\nu) \cdot r_{пид}(\nu) \cdot r_{екр}(\nu) \cdot r_{зм}(\nu), \quad (1.27)$$

де враховані наступні функції передачі модуляції (ФПМ):

$r_o(\nu)$  – оптичної системи тепловізора;

$r_{np}(\nu)$  – приймального пікселя приймача;

$r_{in}(\nu)$  – інерційності елементів приймача;

$r_{синхр}(\nu)$  – синхронізації елементів зображення тепловізора;

$r_{виб}(\nu)$  – вибірки по рядку і кадру;

$r_{пид}(\nu)$  – підсилювача сигналів приймача;

$r_{екр}(\nu)$  – екрану;

$r_{зм}(\nu)$  – змазування зображення по рядку і кадру.

Опис і аналіз передавальних характеристик елементів тепловізора представлено в роботах [48, 49]. ФПМ ланок, які входять у формулу (1.27) апроксимуються наступними співвідношеннями:

$$r_o(v) = 0,64e^{-1,33(d_a v / f')^2} \arccos\left(\frac{\lambda_0 v}{d}\right) - \frac{\lambda_0 v}{d} - \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0 v}{d}\right)^2}, \quad (1.28)$$

$$r_{nrc}(v) = \left| \frac{\sin(\pi \delta_c v)}{\pi \delta_c v} \right|, \quad r_{nrc}(v) = \left| \frac{\sin(\pi \delta_k v)}{\pi \delta_k v} \right|, \quad (1.29)$$

де  $d_a$  – поперечний розмір плями розсіювання об'єктива;

$\lambda_0$  – робоча довжина хвилі;

$\delta_c = (a / f')$ ,  $\delta_k = (b / f')$  – відповідно, кутовий розмір елементарного поля зору по рядку і кадру (мрад);

$r_{in} = r_{sinxp} = 1$  – для тепловізорів з матричними приймачами;

$$r_{nid}(v) = \sqrt{1 + \frac{2v\delta_c}{\alpha_{nid}}}, \quad (1.30)$$

де  $\alpha_{nid} = 1,25$ .

В разі, якщо зображення тепловізора використовується далі в системі обробки відеоінформації, можемо вважати, що  $r_{exp}(v) = r_{zm}(v) = 1$ .

Просторова частота  $v$  має сенс як величина, зворотна розміру об'єкта, і в формулах (1.27-1.30) пов'язана з дальністю  $l$

$$v = \frac{lN}{2h}, \text{ мрад}^{-1}, \quad (1.31)$$

Введення в розрахунки поняття просторової частоти дозволяє перейти від чисто енергетичних уявлень про дальність дії тепловізора до розуміння впливу

розмірів елементів об'єкта і фону на значення сигналів, що проходять через всі вузли тепловізійної системи.

Проаналізуємо вплив атмосферного шару між об'єктом спостереження і тепловізором на дальність дії приладу, враховуючи оцінку метеорологічної дальності видимості  $S_M$ . Також необхідно врахувати абсолютну вологість повітря  $\mu$ , відносну вологість повітря  $\mu_{відн}$ , температуру повітря  $t_n$ . Таким чином, інтегральний коефіцієнт пропускання атмосфери, який використовується у формулі (1.26), може бути визначений за методикою, описаною в [48]:

$$\tau_a = \exp[-(L_p - L_n)], \quad (1.32)$$

$$L_p = \sigma_p l; \quad L_n = \sigma_n l, \quad (1.33)$$

$$\sigma_p = (1,66 - 0,35 \ln S_M) / S_M, \quad (1.34)$$

$$\sigma_n = 0,05 + 0,015\mu, \quad (1.35)$$

$$\mu = \frac{2,168 \cdot 10^{-2} \mu_{відн} l_0}{273 + t_n}, \quad (1.36)$$

$$l_0 = \exp[-(3,11 \cdot 10^{-4} t_n^2) + 0,0738 t_n + 6,41]. \quad (1.37)$$

Вирази (1.34 і 1.35) відповідають значенням  $\sigma_p$  і  $\sigma_n$  для області спектра  $\Delta\lambda = 8 - 12$  мкм.

#### 1.2.4 Введення параметрів, алгоритм і результати розрахунку

Для розрахунку були взяті параметри і характеристики тепловізора IRIS-AWS (Франція), що працює в області спектра  $\Delta\lambda = 8 - 12$  мкм. В якості приймача випромінювання в тепловізорі використовується матриця кадмій-ртуть-теллур з числом чутливих елементів  $640 \times 480$ , розмір елемента  $30 \times 30$  мкм (аналог MARS LV фірми Sofradir) [49].

В роботі [49] можна знайти результати експериментів, які проводилися для визначення дальності його дії. З цієї причини був вибраний даний тепловізор, оскільки існує можливість порівняти результати експерименту і розрахунків.

Використовуючи ці параметри і характеристики можна ввести в розрахункові формули наступні числа:

- критичний розмір об'єкта  $h = 0,3$  м (малий БПЛА DJI Phantom 3);
- діаметр вхідного отвору  $d = 160$  мм;
- фокусна відстань  $f' = 280$  мм;
- питома здатність виявлення  $D^* = 1,2 \cdot 10^{11}$  см·Гц<sup>1/2</sup>/Вт;
- температури  $\Delta T_{роз} = 0,02$  °К;  $T = 293$  °К (літо);  $T = 263$  °К (зима);
- довжини хвиль випромінювання  $\lambda_0 = 10$  мкм;  $\lambda_1 = 8$  мкм;  $\lambda_2 = 8$  мкм;
- розміри пікселя  $a = b = 30$  мкм;
- частота кадрів  $f_k = 25$  Гц;
- коефіцієнт пропускання оптичної системи тепловізора  $\tau_o = 0,9$ ;
- параметр Джонсона  $N = 2$  (виявлення об'єкта на фоні з сильною неоднорідністю);
- параметри повітря  $\mu_{відн}$  (50...70)%;  $t_n = 20$  °С (літо);  $t_n = -10$  °С (зима);
- метеорологічна видимість  $S_m = 0,25 - 2$  км.

Значення численних параметрів, які входять в праві частини співвідношень (1.28-1.37) одержувались на основі зазначених технічних параметрів тепловізора та вихідних даних об'єктно-атмосферної обстановки за методикою, наведеною в роботі [48].

Схема алгоритму розрахунків для отримання підсумкових значень дальності дії, в тому числі дальності дії в умовах неоднорідного поля температур, приведена на рис 1.9.

При введенні вихідних даних значення питомої здатності виявлення необхідно взяти з паспортних даних приймача випромінювання тепловізора.

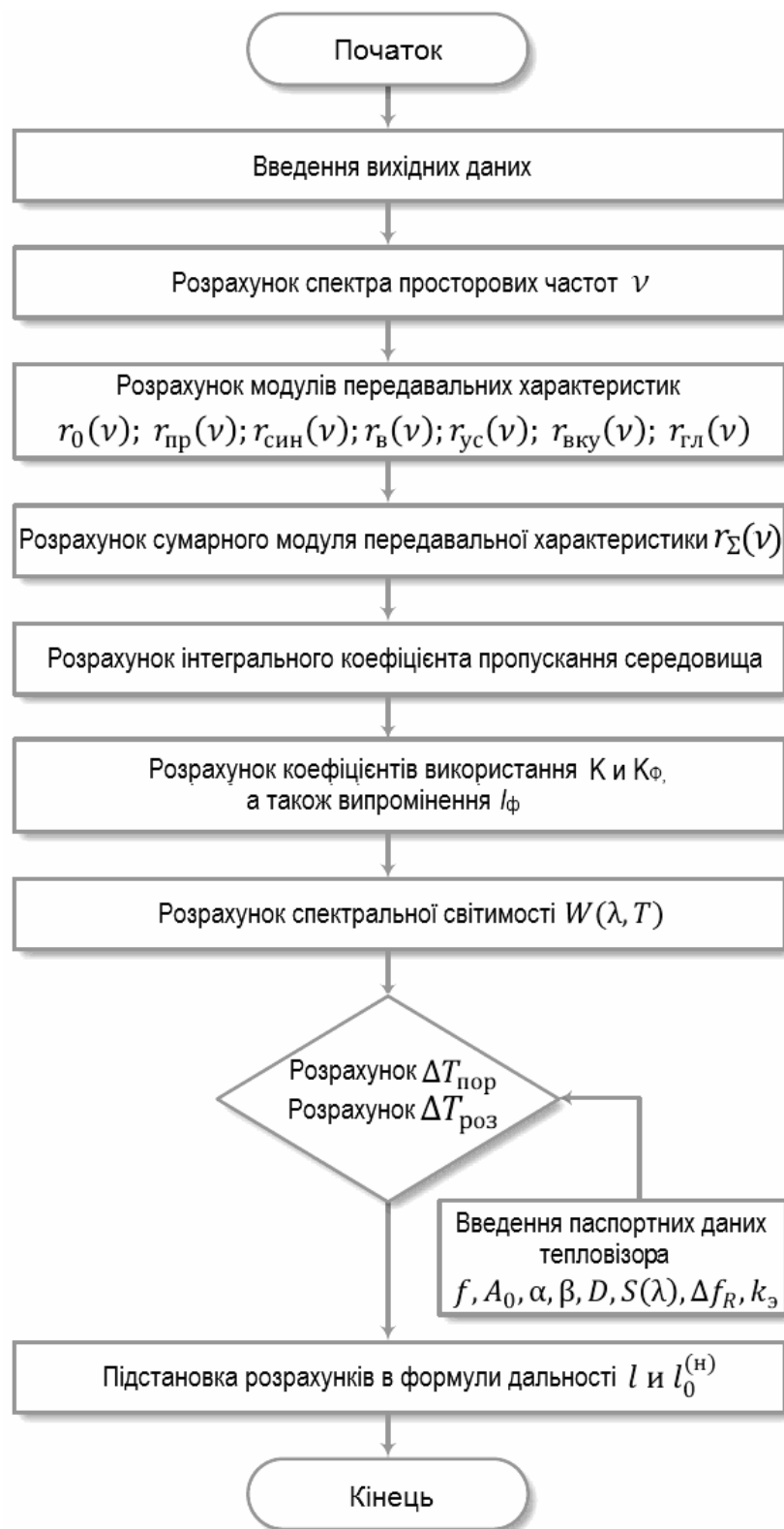


Рисунок 1.9 – Алгоритм розрахунку

У разі відсутності в ньому такого параметра можна скористатися значенням порогового потоку, приведенного до площі приймача випромінювання і смуги пропускання за наступною формулою:

$$D^* = \frac{\sqrt{A \cdot \Delta f_R}}{\Phi_n}, \quad (1.38)$$

де  $\Phi_n$  – граничний потік випромінювання тепловізора.

Граничний потік приймача в ряді випадків може бути вказано в паспортних даних вже приведеним до смуги пропускання або до смуги пропускання і площі приймача випромінювання. В цьому випадку вони будуть пов'язані наступними співвідношеннями:

$$\Phi'_n = \frac{\Phi_n}{\sqrt{\Delta f_R}}, \quad \Phi''_n = \frac{\Phi_n}{\sqrt{A \cdot \Delta f_R}}, \quad (1.39)$$

де  $\Phi'_n$  – граничний потік приймача випромінювання, наведений до смуги пропускання;

$\Phi''_n$  – граничний потік, приведений до смуги пропускання і площі приймача;

$A$  – площа поверхні приймача оптичного випромінювання.

Смуга пропускання приймача випромінювання завжди може бути розрахована, виходячи з даних про постійну часу приймача або часу накопичення заряду:

$$\Delta f_R = 1/(2\tau_d), \quad (1.40)$$

де  $\tau_d$  – постійна часу приймача випромінювання, с.

Також в паспортних даних може бути відсутній такий параметр, як відносна спектральна чутливість  $S(\lambda)$ . Вона може бути замінена числовими значеннями абсолютної спектральної чутливості  $S_\lambda$  і загальним інтегральним значенням  $S$ . У цьому випадку можна скористатися формулою зв'язку цих значень:

$$S(\lambda) = \frac{S_\lambda \cdot k_e}{S}. \quad (1.41)$$

Значення  $k_e$  – коефіцієнта використання приймачем випромінювання еталонного джерела – у випадку його відсутності можна обчислити емпіричним методом, фіксуючи спектральний потік від об'єкта у відношенні до загального інтегрального потоку,

$$k_e = \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S_{\lambda} \Phi_{\lambda} d\lambda}{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \Phi_{\lambda} d\lambda}, \quad (1.42)$$

де  $\lambda_1$  і  $\lambda_2$  – границі спектрального діапазону дослідження, мкм;

$\Phi_{\lambda}$  – вимірюваний потік випромінювання.

Стосовно задачі виявлення об'єктів тепловізійними системами на неоднорідному об'єктно-фоновому полі теплового випромінювання, коли миттєвим полем зору приладу охоплюються поверхні об'єкта з полем температур  $T(x, y)$  і фону з полем температур  $T_{\phi}(x, y)$ , то схема формування робочих формул розрахунку дальності виявлення  $l_0^H$  наступна:

– в формулу (1.13) підставляють вираз (1.4) для  $\Delta T_{nor}^H$ ;

– при використанні в отриманій формулі співвідношень (1.21), значення числа Джонсона  $N$  в режимі виявлення необхідно брати згідно з рекомендованими в табл. 1.4, а саме: виявлення  $N = 1 - 2$ , розпізнавання  $N = 4 - 6$ , ідентифікація  $N = 8 - 12$ .

– після певних перетворень, вираз для дальності виявлення об'єкта на неоднорідному полі теплового випромінювання фону розраховуються за формулою (1.26).

Алгоритм розрахунку дальності дії тепловізора при виявленні, розпізнаванні та ідентифікації розроблений на основі описаної методики розрахунку з використанням (1.26 і 1.27) і при врахуванні передавальних функцій його елементів і відповідності (1.28-1.36) і розрахунку пропускання повітряного шару атмосфери між тепловізором і об'єктивом (1.32-1.37).

На основі алгоритму з використанням програмного середовища MATLAB був проведений розрахунок і математичне моделювання дальності дії тепловізійних систем для БПЛА в областях спектра  $\Delta\lambda = 8 - 12$  мкм.

На рис.1.10 представлені результати математичного моделювання розрахунків залежності дальності виявлення об'єкта від значення метеорологічної дальності видимості при температурах  $263^\circ\text{K}$  і  $293^\circ\text{K}$ .

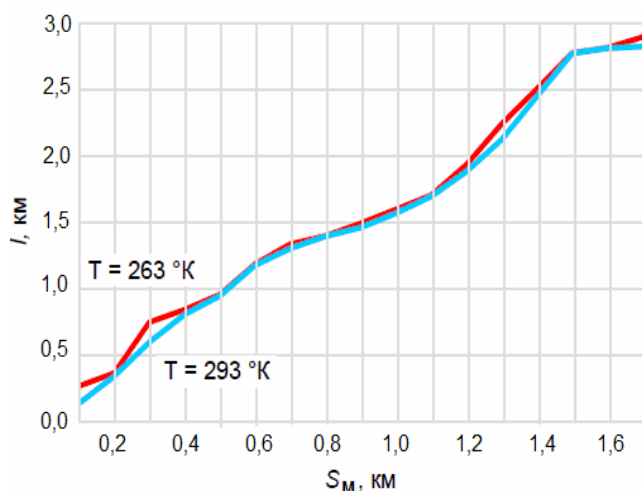


Рисунок 1.10 – Результати розрахунку залежності дальності виявлення об'єкта від метеорологічної дальності видимості

При порівнянні розрахунків з експериментальними даними необхідно врахувати, що при будь-яких теплових контрастах, температурах об'єкта і фону, вологості повітря для тепловізора IRIS-AWS на довжині хвилі 8-12 мкм дальність виявлення в димці в 5 разів більше ніж метеорологічна дальність видимості при  $S_M \geq 0,1$  км [40, 41].

На рис.1.11 представлені результати математичного моделювання відносної дальності виявлення  $l$  тепловізора до метеорологічної дальності видимості  $S_M$  в залежності від  $S_M$ . Одна крива показує спостереження об'єкта в зимових умовах при температурі  $263^\circ\text{K}$  і відносній вологості 75%; друга – спостереження об'єкта в літніх умовах при температурі  $293^\circ\text{K}$  і відносній вологості 75%; третя – спостереження об'єкта в літніх умовах при температурі  $293^\circ\text{K}$  і відносній вологості 100%.



Проведені розрахункові дослідження свідчать, що залежність відносної дальності відносно метеорологічної видимості від  $S_M$  в межах дальностей 0,1...2,0 км з ростом  $S_M$  спадає. Це пояснюється тим, що показник аерозольного розсіювання зменшується з ростом довжини хвилі, тому при наявності атмосферної димки і значень  $S_M$  від 0,1 до 2 км показник розсіювання стає більше.

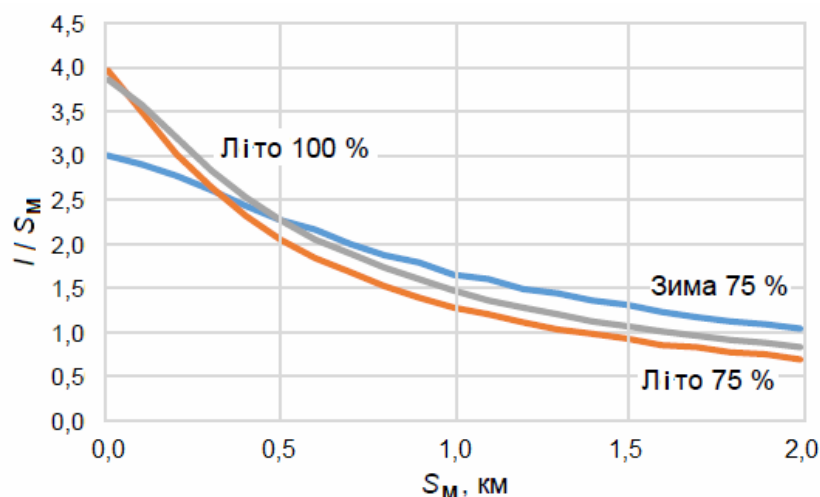


Рисунок 1.11 – Результати розрахунку відносної дальності виявлення  $I$  тепловізора IRIS-AWS від метеорологічної дальності видимості  $S_M$

При цьому пропускання атмосфери в інфрачервоній області вище, ніж у видимій, тому розрахункова дальність дії в замутненій атмосфері може бути більше метеорологічної дальності видимості в декілька разів.

Таким чином, отримано наступне:

1. Дані розрахунків про залежність дальності виявлення об'єкта, у вигляді малого БПЛА DJI Phantom 3 від метеорологічної дальності видимості  $S_M$  для дальностей 100 м – 1,7 км.
2. Розрахунки для спостереження обраного об'єкта в літніх умовах при температурі 20° С і зимових при температурі -10° С і вологості від 50 до 100%.
3. З метою підтвердження правильності синтезованої методики проведено порівняння розрахунків і результатів експериментів, описаних в [49, 50].

Синтезована методика дозволяє здійснювати розрахунок тепловізійної дальності виявлення при неоднорідних полях температур і наявності об'єкта на неоднорідному полі теплового випромінення фону.

#### 1.2.5 Врахування відношення сигнал-шум для об'єктів з різним тепловим контрастом

Ефективність застосування тепловізорів для виявлення, ідентифікації, розпізнавання і пеленгації БПЛА залежить від відношення сигнал-шум у відеосигналі.

Формула для розрахунку відношення сигнал/шум має вигляд [35,36]:

$$SNR = \frac{\Delta T \cdot \tau_a(\Delta\lambda)}{\Delta T_{ш}}, \quad (1.43)$$

де  $\Delta T$  – значення радіаційного контрасту об'єкту спостереження.

$\tau_a$  – коефіцієнт пропускання атмосфери для заданого спектрального діапазону;

$\Delta T_{ш}$  – еквівалентна шумова різниця температур.

За останні роки різні фірми-виробники стали випускати нові матриці і неохолоджувані фотоприймачі. З'явилися високочутливі мікроболометричні матричні фотоприймальні пристрої з компактною електронікою обробки сигналу, які за вартістю в 1,5-2 рази дешевше охолоджуваних аналогів. У таких модулів значення еквівалентної шуму різниці еквівалентна шумова температура становить менше 50 мК. У лінійці зразків представлені тепловізори формату 320×256, 640×512 і 1024×768, з розміром чутливих елементів 15 і 10 мкм [37-41].

Оцінка характеристик і можливостей застосування тепловізорів з неохолоджуваними матричними перетворювачами розглянемо на прикладі приладу з матрицею фірми OPGAL формату 640×480 елементів з розміром пікселів 17 × 17

мкм. Виробником заявлено, що при використанні об'єктива з відносним отвором 1: 1 значення еквівалентної шумової температури не перевищує 50 мК [51].

Визначення коефіцієнта  $\tau_a$  виконується по методиці, викладеній в роботі [52]. Методика дозволяє враховувати спектральний діапазон ТПВ, кліматичний регіон застосування тепловізора, абсолютну вологість повітря, метеорологічну дальність видимості і довжину траси спостереження.

Середня величина коефіцієнта пропускання атмосфери для спектрального діапазону  $\Delta\lambda$  розраховується за формулою:

$$\tau_a(\Delta\lambda) = \tau_a^M(\Delta\lambda) \cdot \tau_a^a(\Delta\lambda), \quad (1.44)$$

де  $\tau_a^M(\Delta\lambda)$  – коефіцієнт пропускання атмосфери, який характеризує поглинання тепла атмосферними газами;

$\tau_a^a(\Delta\lambda)$  – коефіцієнт пропускання атмосфери, який характеризує теплові втрати через аерозольний вплив (вологість повітря).

Практично всі сучасні станції комплексів ППО оснащені автоматом захоплення тепловізійного зображення цілей. В роботі [14] показано, що для впевненого виявлення та супроводження повітряних цілей необхідно забезпечити, відношення сигнал-шум ( $SNR$ ) в тепловізійних каналах не менше 6 одиниць. Ця величина є пороговою характеристикою тепловізійного каналу захоплення цілей на різних дальностях.

Для визначення величин за формулами (1.43) і (1.44) і характеристик, які входять до них, приймалися такі вихідні дані:

- модель, що описує дисперсний склад континентального помірного повітря в літній сезон;
- спектральний діапазон 8-12 мкм,
- абсолютна вологість повітря 10 г/м<sup>3</sup>;
- метеорологічна дальність видимості 20 км,
- максимальна протяжність траси 10 км.

Отримані відношення сигнал-шум в відеосигналі тепловізора з  $\Delta T_{\text{ш}} = 50$  мК за умови виявлення малорозмірних БПЛА з радіаційними контрастами  $\Delta T$  від 0,5 до 2° К на дальностях до 10 км показані на графіках рис. 1.12.

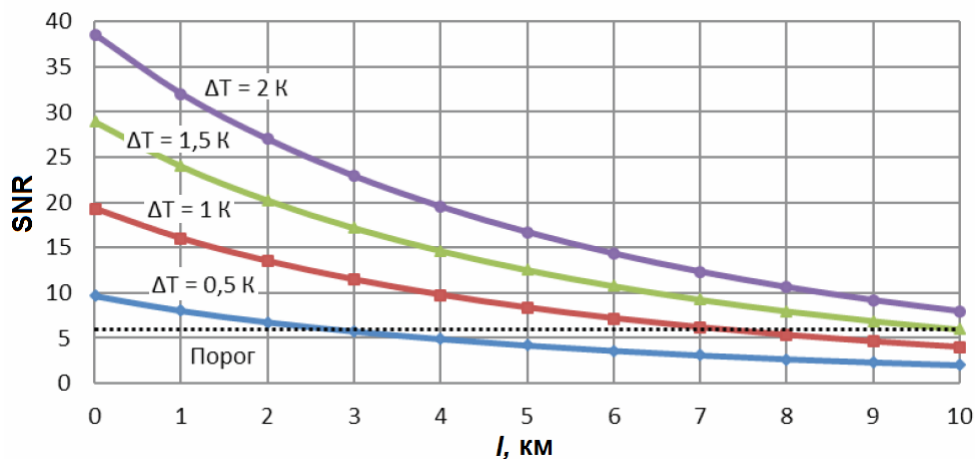


Рисунок 1.12 – Залежність відношення сигнал-шум для об'єктів з різними тепловими контрастами на дальностях до 10 км

#### 1.2.6 Оцінка розміру об'єкта у площині матричного перетворювача

Відомо, що для дальностей 3-5 км необхідно використовувати об'єкти з фокусною відстанню не менше 210 мм [30].

Для визначення максимальної дальності виявлення тепловізором малорозмірних повітряних об'єктів можна використовувати критерій Джонсона. Він встановлює, на який дальності мінімальний (критичний) розмір об'єкта в площині матричного перетворювача дорівнюватиме потрібній кількості чутливих елементів (табл. 1.4). Схема перетворення розмірів об'єкта виявлення в каналах тепловізора з матричним перетворювачем показана на рис. 1.13.

Площа об'єкта в межах полю зору тепловізора на площині матричного перетворювача визначається за формулою:

$$S_{ab} = \frac{S_{AB} \cdot f^2}{l^2}, \quad (1.45)$$

де  $f$  – фокусна відстань об'єктива,

$l$  – дальність спостереження або вимірювання,

$S_{AB}$  – площа проекції об'єкта спостереження на матрицю.

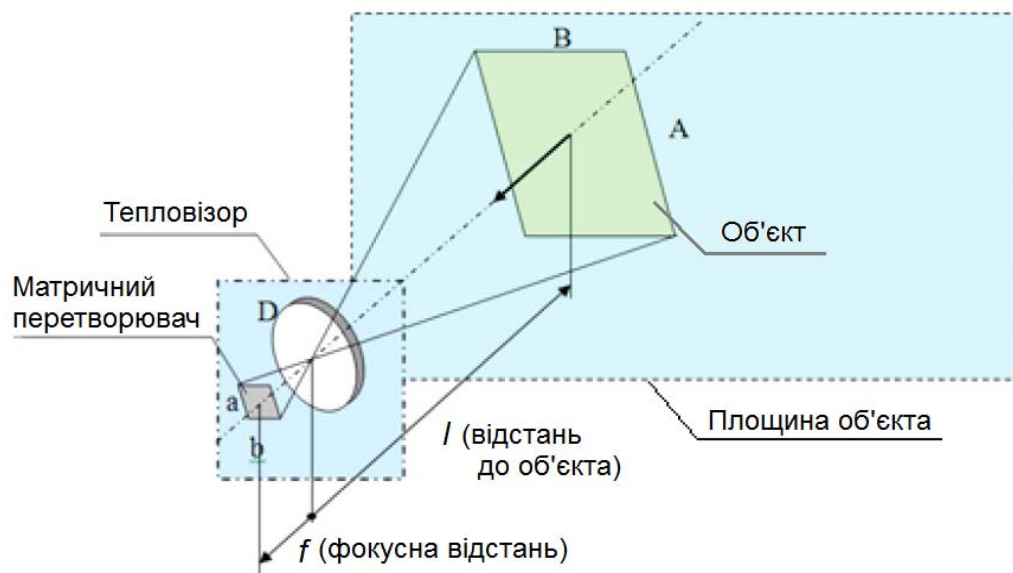


Рисунок 1.13 – Схема отримання відеозображення об'єкта в тепловізорі з матричним перетворювачем

Кількість елементів матричного перетворювача, що сприймають і фіксують теплове випромінювання від об'єкта (цілі), визначається співвідношенням:

$$N_{ел} = \frac{S_{ab}}{S_{ел}}, \quad (1.46)$$

де  $S_{ab}$  – розмір об'єкта (цілі) на чутливій площині матричного перетворювача,

$S_{ел}$  – розмір одного чутливого елемента матричного перетворювача.

Значення  $N_{ел}$ , розраховані за формулами (1.45–1.46) для малогабаритних БПЛА площею 0,1, 0,25 і 0,5 м<sup>2</sup>, показані на графіках рис. 1.14–1.17.

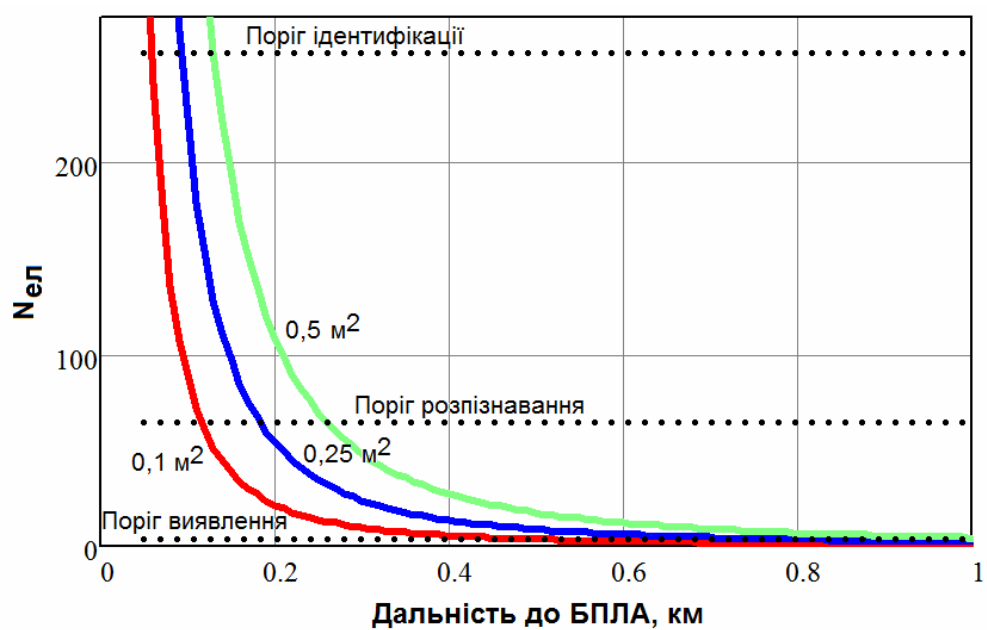


Рисунок 1.14 – Розподіл кількості опромінених елементів в площині матриці при фокусній відстані 50 мм

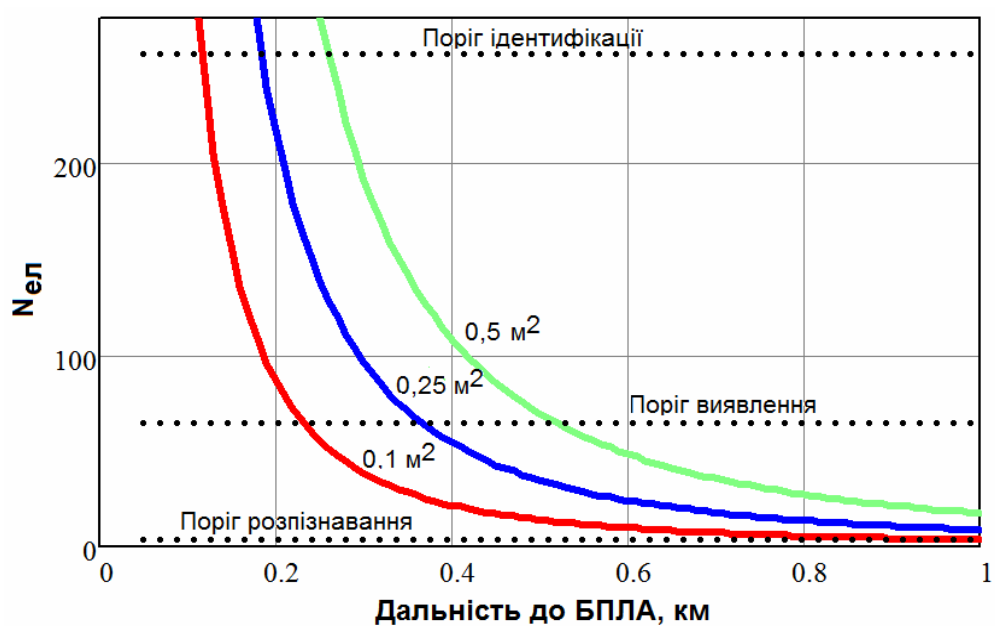


Рисунок 1.15 – Розподіл кількості опромінених елементів в площині матриці при фокусній відстані 100 мм

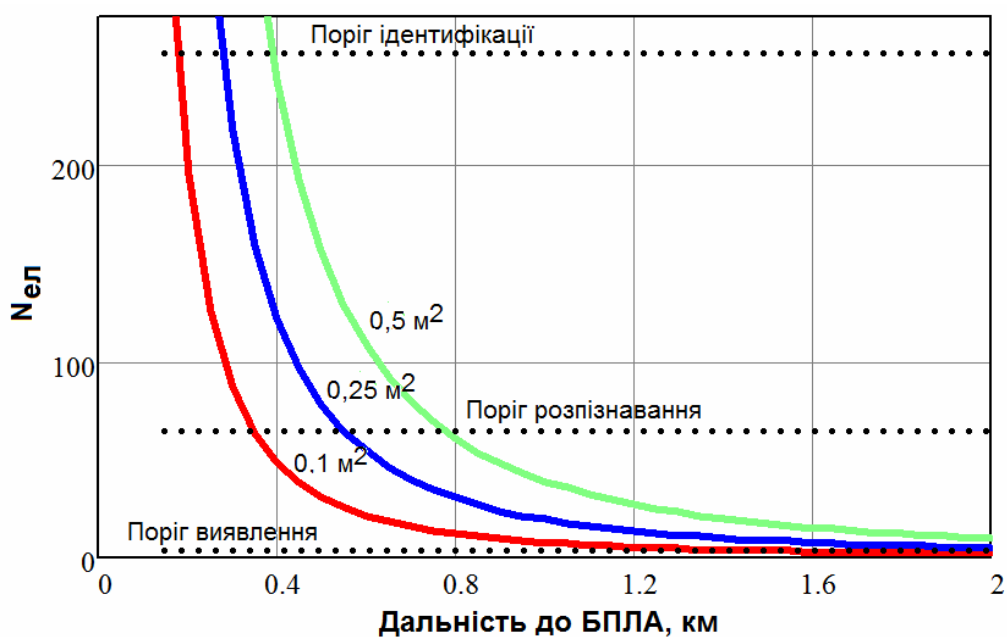


Рисунок 1.16 – Розподіл кількості опромінених елементів в площині матриці при фокусній відстані 150 мм

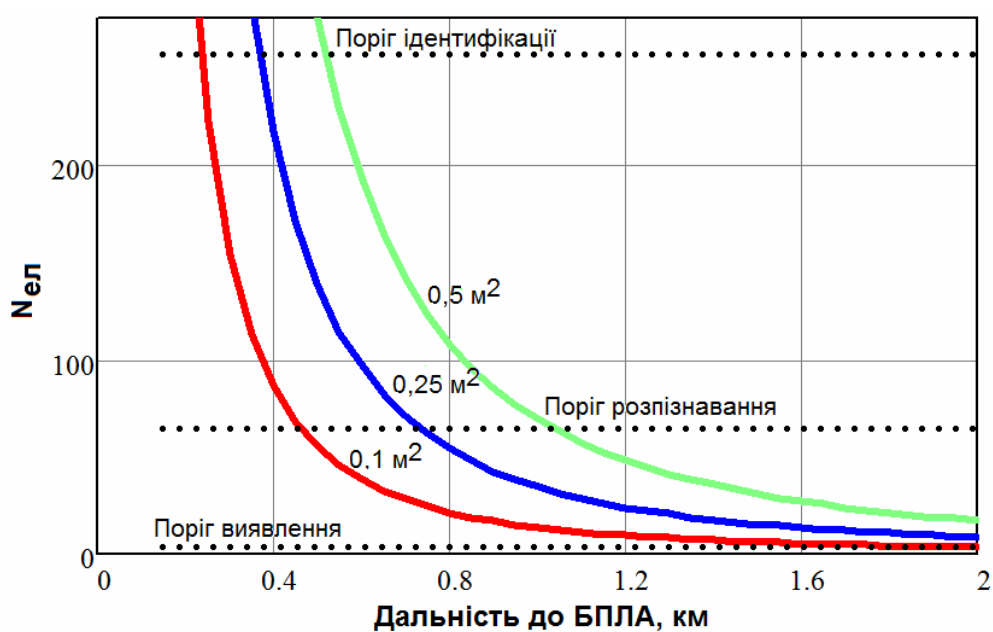


Рисунок 1.17 – Розподіл кількості опромінених елементів в площині матриці при фокусній відстані 200 мм

Максимальну дальність виявлення, розпізнавання і ідентифікації малих БПЛА з врахуванням кількості елементів його зображення на матричному перетворювачі можна розрахувати за формулою:

$$l = f \sqrt{\frac{S_{AB}}{S_{ел} N}}. \quad (1.47)$$

На рис. 1.18 – рис. 1.20 показані графіки залежності максимальної дальності виявлення, розпізнавання і ідентифікації БПЛА в залежності від фокусної відстані оптичної системи тепловізора для різних площ об'єкта.

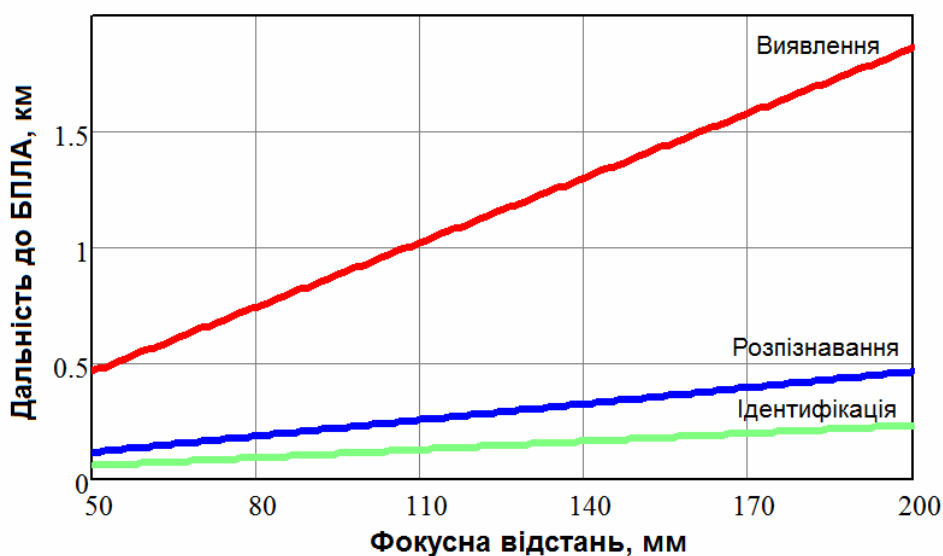


Рисунок 1.18 – Максимальна дальність виявлення, розпізнавання і ідентифікації БПЛА в залежності від фокусної відстані для площі об'єкта 0,1 м²

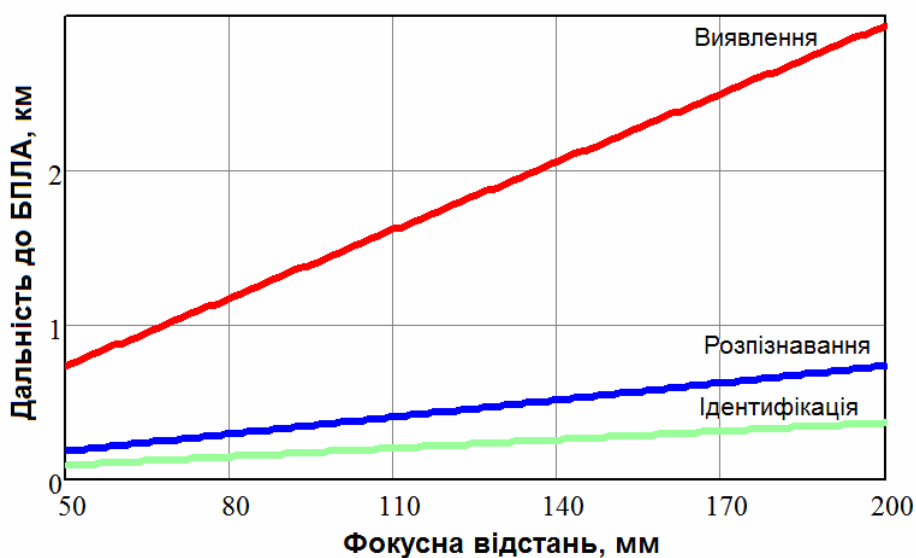


Рисунок 1.19 – Максимальна дальність виявлення, розпізнавання і ідентифікації БПЛА в залежності від фокусної відстані для площі об'єкта 0,25 м²



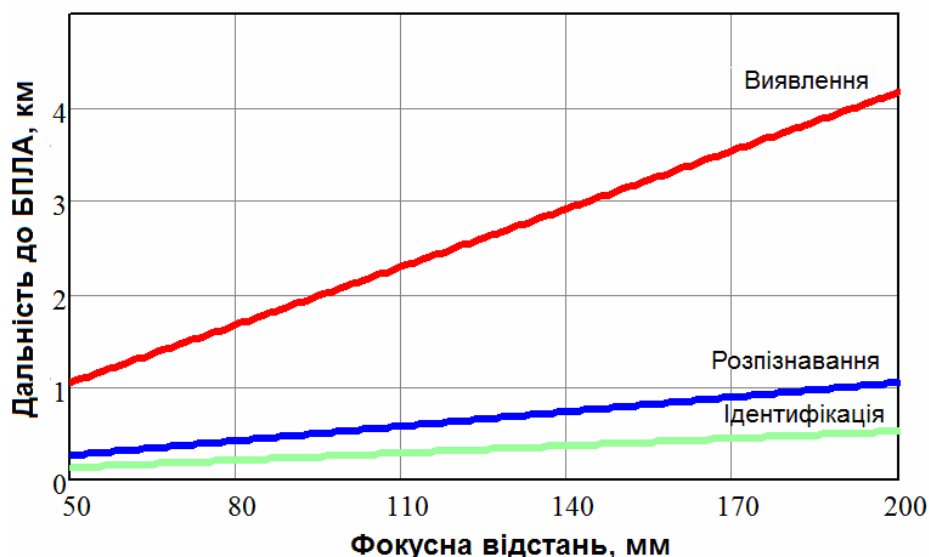


Рисунок 1.20 – Максимальна дальність виявлення, розпізнавання і ідентифікації БПЛА в залежності від фокусної відстані для площі об'єкта  $0,5 \text{ м}^2$

### 1.2.7 Порівняння результатів розрахунків з відомими експериментами з виявлення малих БПЛА

В науковій літературі досить рідко зустрічаються результати експериментів з виявлення малих БПЛА в інфрачервоному діапазоні, які супроводжуються детальними описами умов експерименту (наприклад [15, 16]). Одною з нечисленних робіт є експеримент, описаний в статті [16].

В даній роботі автори перевіряють здатність недорогого теплового інфрачервоного датчика виявляти малі БПЛА, що летять в повітрі. Використано три БПЛА різних розмірів: від  $25 \times 25 \times 19 \text{ см}$  до  $75 \times 75 \times 37 \text{ см}$ . Випробувальна траса мала довжину 100 м. Метою було визначити, на якій відстані БПЛА можна виявити, не вирішуючи задачі розпізнавання та ідентифікації. БПЛА здійснювали польоти приблизно на 10 м над рівнем землі та зі стабільною швидкістю близько 2 м/с. Тест проводився у відносно теплу літню ніч ( $26^\circ \text{ C}$ ) проти ясного неба, без вітру. Місцевість була трав'янистою без значних джерел тепла та без будь-яких джерел світла. Тест проводився більше ніж через 2 години після вечірніх сутінків.

Для виявлення БПЛА використано недорогий довгохвильовий інфрачервоний датчик Lepton фірми FLIR. Використана версія датчика Lepton мала такі параметри

- спектральний діапазон 8-14 мкм;
- найкраща спектральна ефективність 9,5-12,5 мкм;
- горизонтальне поле зору FOV=25°;
- формат матриці 80 x 60;
- розмір пікселя 17 мкм;
- температурна чутливість <50 мК.

З матричним перетворювачем, що складається лише з  $80 \times 60$  елементів, просторова роздільна здатність дуже низька, кожний сенсорний елемент охоплює  $0,3125^\circ$  по горизонталі. Тому на відстані 100 м кожен піксель представляє приблизно 0,55 м горизонтального розміру, що перевищує розмір деяких БПЛА, які брали участь в тестуванні.

В результаті експериментів в роботі [16] визначено, що акумулятори є основними джерелами тепла, тоді як двигуни та електронні регулятори швидкості (ESC) генерують значно менший тепловий слід. Хоча можна очікувати, що двигуни будуть першоджерелами тепла внаслідок найбільшого споживання енергії. Видимість двигунів в тепловому спектрі зменшена, оскільки їх дуже ефективно охолоджує швидка циркуляція повітря. Деякі внутрішні компоненти двигуна можуть мати високу температура, але це не виявляється ззовні. До того ж площа двигунів достатньо маленька.

Акумулятори, навпаки, великі, громіздкі, закриті корпусом БПЛА, який має помірну циркуляцію повітря. Таким чином, акумулятори легко розпізнаються при тепловізійному спостереженні. Якщо весь корпус БПЛА закритий, температура акумулятора ще збільшується.

На рис. 1.21 показано тепловізійне зображення малого БПЛА DJI Phantom 4.

Розрахунок максимальної дальності виявлення виконаємо з розрахунку, що згідно критерію Джонсона для виявлення БПЛА його розмір в фокальній площині повинен відповідати  $N$  пікселів. Виходячи з цього

$$l_{\max} = \frac{\sqrt{S_{kp} / N}}{\operatorname{tg} \alpha'} \approx \frac{\sqrt{S_{kp} / N}}{\alpha'}, \quad (1.38)$$

де  $\alpha'$  – кутова роздільна здатність тепловізора;

$S_{kp}$  – критична площа цілі (мінімальна, в найгіршому ракурсі).



Рисунок 1.21 – Тепловізійне зображення малого БПЛА DJI Phantom 4

В табл. 1.5 наведені порівняльні результати розрахунків максимальної дальності виявлення з врахуванням критерія Джонсона з результатами експериментів, описаних в роботі [16].

Таблиця 1.5 – Порівняння розрахункової максимальної дальності виявлення з результатами експерименту

| Тип БПЛА                              | Parrot AR.drone 2        | DJI Phantom 4              | Hexacopter               |
|---------------------------------------|--------------------------|----------------------------|--------------------------|
| Габарити, см                          | $36 \times 27 \times 10$ | $25 \times 25 \times 19,3$ | $75 \times 75 \times 37$ |
| Критична площа, м <sup>2</sup>        | 0,036                    | 0,048                      | 0,278                    |
| Максимальна дальність (розрахунок), м | 35                       | 40                         | 97                       |
| Максимальна дальність(експеримент), м | 41                       | 51                         | >100                     |

Зображення трьох квадрокоптерів на відстані 5 м (зліва) і на межі виявлення (справа) показані на рис.1.22.

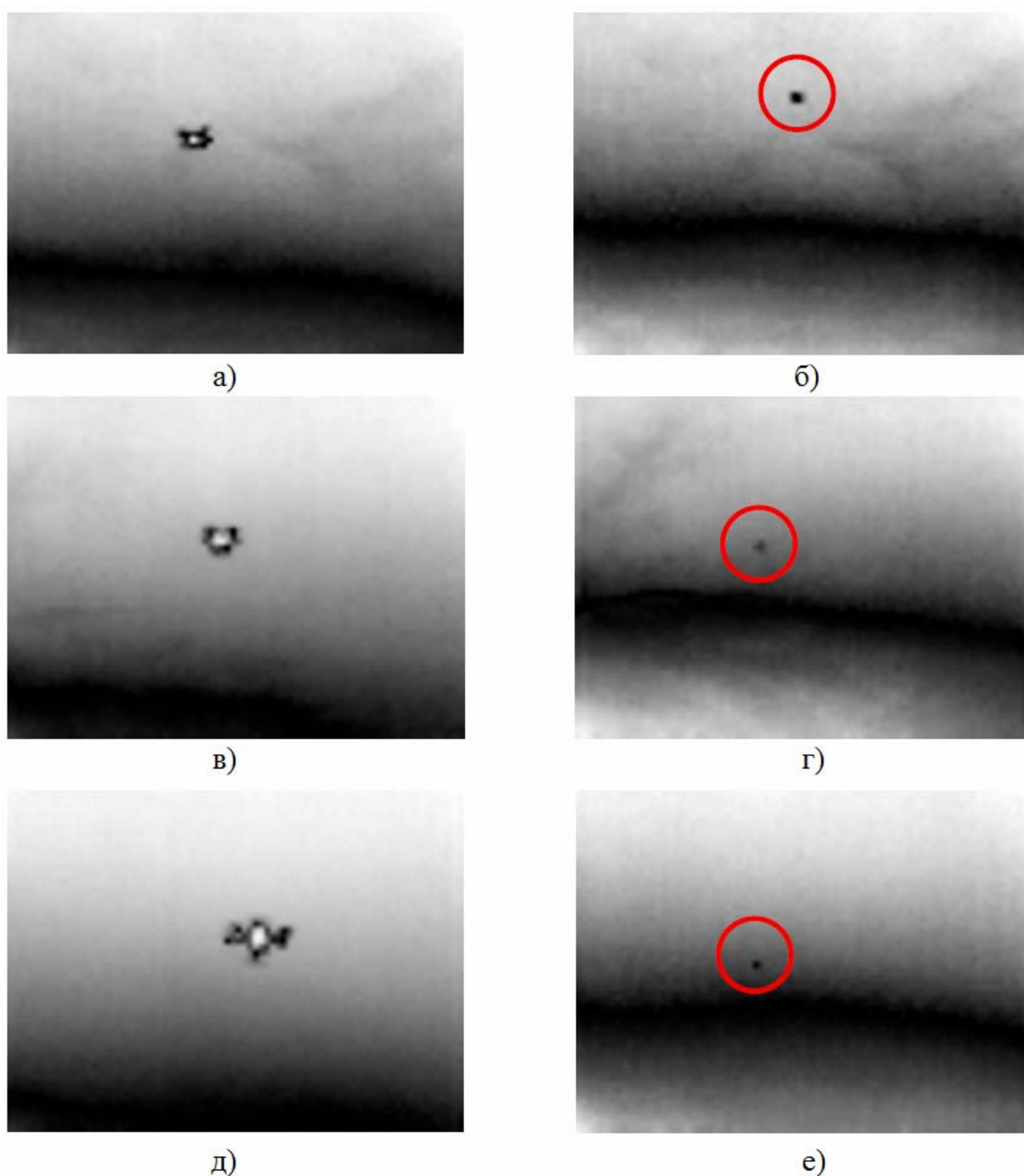


Рисунок 1.22 – Теплові зображення малих БПЛА Parrot AR.drone 2 (а,б), DJI Phantom 4 (в,г), Hexacopter (д,е) на відстані 5 м (зліва) і на межі виявлення (справа)

Як видно з табл. 1.5, теоретично розраховані максимальні дальності виявлення БПЛА дещо менше отриманих в експерименті. Це викликано тим, що в розрахунках брала участь критична площа об'єкта спостереження, яка є мінімальною при найневдалішому ракурсі зйомки. В інших ракурсах площа об'єкта спостереження

буде більшою. Отже, застосовані розрахункові формули дають нижній результат оцінки максимальної дальності виявлення, розпізнавання або ідентифікації БПЛА.

#### 1.2.8 Дослідження кореляційного метода просторової фільтрації стосовно ІЧ зображення об'єкта на фоні атмосфери

Кореляційне виділення теплових об'єктів на зображенні атмосферного фону можна віднести до просторової фільтрації. Просторовий фільтр пропонується реалізувати програмно у відеопроцесорі. Структурна схема теплопеленгатора, що реалізує досліджувану просторову фільтрацію, представлена на рис. 1.23.

Тому можна оцінювати спектральну щільність потужності випромінювання на основі аналізу нормованих коефіцієнтів взаємної кореляції для сусідніх рядків (і стовпців) цифрового кадру зображення  $U_{X,Y}$ .

Математичні вирази, що використовуються для розрахунків нормованих коефіцієнтів взаємної кореляції для сусідніх рядків (стовпців) цифрового масиву зображення, мають наступний вигляд, спочатку розраховуються коваріаційні матриці за формулами:

$$C1_{X,X} = U_{X,Y} \cdot U_{X,Y}^T; \quad C2_{Y,Y} = U_{Y,X} \cdot U_{Y,X}^T, \quad (1.49)$$

де  $T$  – позначка транспонування матриці,  
після чого обчислюються кореляційні матриці

$$K1_{i,j} = \frac{C1_{i,j}}{\sqrt{C1_{i,i} \cdot C1_{j,j}}}; \quad i = 1 \dots X; \quad j = 1 \dots X, \quad (1.50)$$

$$K2_{i,j} = \frac{C2_{i,j}}{\sqrt{C2_{i,i} \cdot C2_{j,j}}}; \quad i = 1 \dots Y; \quad j = 1 \dots Y. \quad (1.51)$$

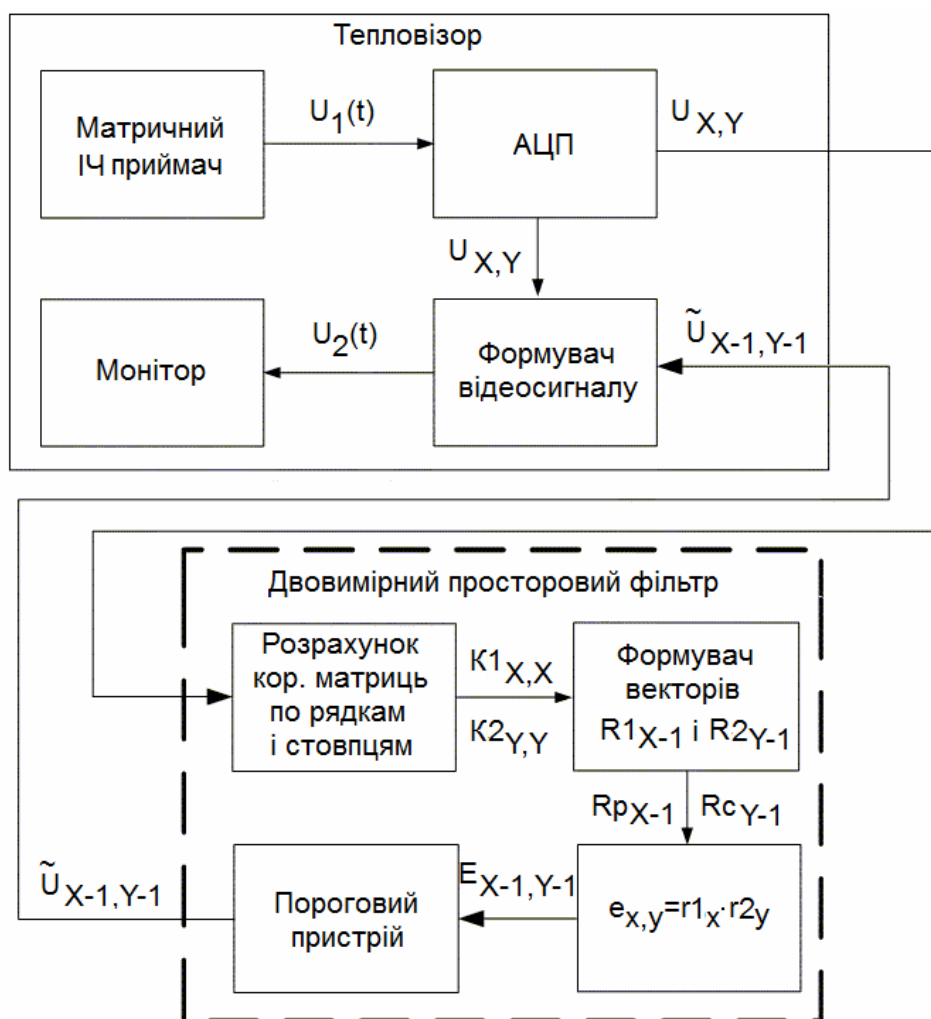


Рисунок 1.23 – Структурна схема тепловізора з кореляційною компенсацією фону

Сутність досліджуваного способу виявлення теплових об'єктів на атмосферному фоні полягає в тому, що використовуються відмінності просторових спектрів випромінювання точкових об'єктів і протяжного, більш холодного, атмосферного фону. Просторовий спектральний аналіз атмосферного фону містить розрахунок нормованих просторових спектральних щільностей потужності флуктуацій випромінювання. Він пов'язаний з методичними і обчислювальними труднощами, які стосуються оптимізації вибору кореляційного вікна.

Згідно з теоремою Вінера – Хінчина, просторова спектральна щільність потужності пов'язана з взаємною кореляційною функцією перетворенням Фур'є.

Кореляційні матриці по рядкам і стовпцям мають розміри  $X, X$  і  $Y, Y$  відповідно і є симетричними відносно головної діагоналі.

Кореляційні матриці використовується для обробки експериментальних даних при вивченні просторових кореляційних зв'язків флуктуацій випромінювання атмосферних фонів [53]. Прийнято вважати, якщо коефіцієнт взаємної кореляції другої діагоналі кореляційної матриці прагне до одиниці, то кореляційні зв'язки сильні або стійкі, а якщо менше 0.5, то кореляційні зв'язки слабкі або відсутні [53].

Таким чином, наступним кроком є обчислення двох векторів із елементів другої діагоналі кореляційних матриць:

$$R1_{X-1} = \begin{pmatrix} k1_{2,1} \\ k1_{3,2} \\ k1_{4,3} \\ \dots \\ k1_{X-1,X-2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r1_1 \\ r1_2 \\ r1_3 \\ \dots \\ r1_{X-1} \end{pmatrix}; \quad R2_{Y-1} = \begin{pmatrix} k2_{2,1} \\ k2_{3,2} \\ k2_{4,3} \\ \dots \\ k2_{Y-1,Y-2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r2_1 \\ r2_2 \\ r2_3 \\ \dots \\ r2_{Y-1} \end{pmatrix}. \quad (1.52)$$

В ході дослідження кореляційних зв'язків фонового випромінювання хмарної атмосфери встановлено [53], що нормовані коефіцієнти взаємної кореляції сусідніх рядків, стовпців масиву зображення, що знаходяться у других діагоналях кореляційних матриць, приймають значення в інтервалі 0,65-0,99.

Присутність БПЛА як точкового теплового об'єкта в елементі масиву зображення призведе до ослаблення кореляційних зв'язків. При цьому нормовані коефіцієнти взаємної кореляції сусідніх рядків, стовпців масиву зображення, в яких знаходиться зображення цілі, що знаходяться у других діагоналях кореляційних матриць, знижуються в порівнянні зі значеннями для рядків і стовпців, в яких його немає. Це явище можна вважати ознакою рядків і стовпців, в яких знаходиться відмітка теплового об'єкта.

Отже, потрібно сформувати масив  $E_{X-1,Y-1}$ , в кожен елемент якого з індексами  $i$  і  $j$ , записують результат множення відповідно до формули:

$$e_{x,y} = r1_x \cdot r2_y; \quad x = 1 \dots X-1; \quad y = 1 \dots Y-1, \quad (1.53)$$

де  $r1_x$  і  $r2_y$  – величини  $x$ -го і  $y$ -го елементів векторів  $R1_{X-1}$  і  $R2_{Y-1}$  відповідно.

Визначення порога прийняття рішення складається з двох етапів. Перший етап має на меті пошук мінімальних елементів  $r1_{\min}$  і  $r2_{\min}$  векторів  $R1_{X-1}$  і  $R2_{Y-1}$  відповідно. Другий етап закінчується знаходженням адаптивного порога прийняття рішення, який розраховується за формулою:

$$p = r1_{\min} \cdot r2_{\min}. \quad (1.54)$$

В процесі подальшої порогової обробки відбувається порівняння величин елементів масиву  $E_{X-1,Y-1}$  з адаптивним граничним значенням, рівним  $p$ . Формування масиву прийняття рішення  $\tilde{U}_{X-1,Y-1}$  відповідає правилу:

- при перевищенні величиною елемента масиву  $e_{x,y}$  порогового значення  $p$ , величину елемента обнуляють;
- якщо значення елемента масиву  $p$  менше або дорівнює пороговому значенню, йому присвоюють одиничне значення.

Для перевірки працездатності і визначення якісних характеристик описаного способу двовимірної просторової фільтрації було проведено математичне моделювання з використанням математичного пакета MATLAB.

На рис. 1.24 показано загальний алгоритм програми обробки. Алгоритм програми складається з таких зовнішніх функцій:

- завантаження і отримання кадру;
- розрахунок кореляційних матриць  $K1_{X,X}$ ;  $K2_{Y,Y}$ ;
- формування вектора  $R1_{X-1}$ , знаходження  $r1_{\min}$ ;
- формування вектора  $R2_{Y-1}$ , знаходження  $r2_{\min}$ ;
- визначення рівня порогу  $p = r1_{\min} \cdot r2_{\min}$ ;
- формування масиву  $E_{X-1,Y-1}$ ;
- формування масиву  $\tilde{U}_{X-1,Y-1}$ ;
- виведення обробленого зображення.



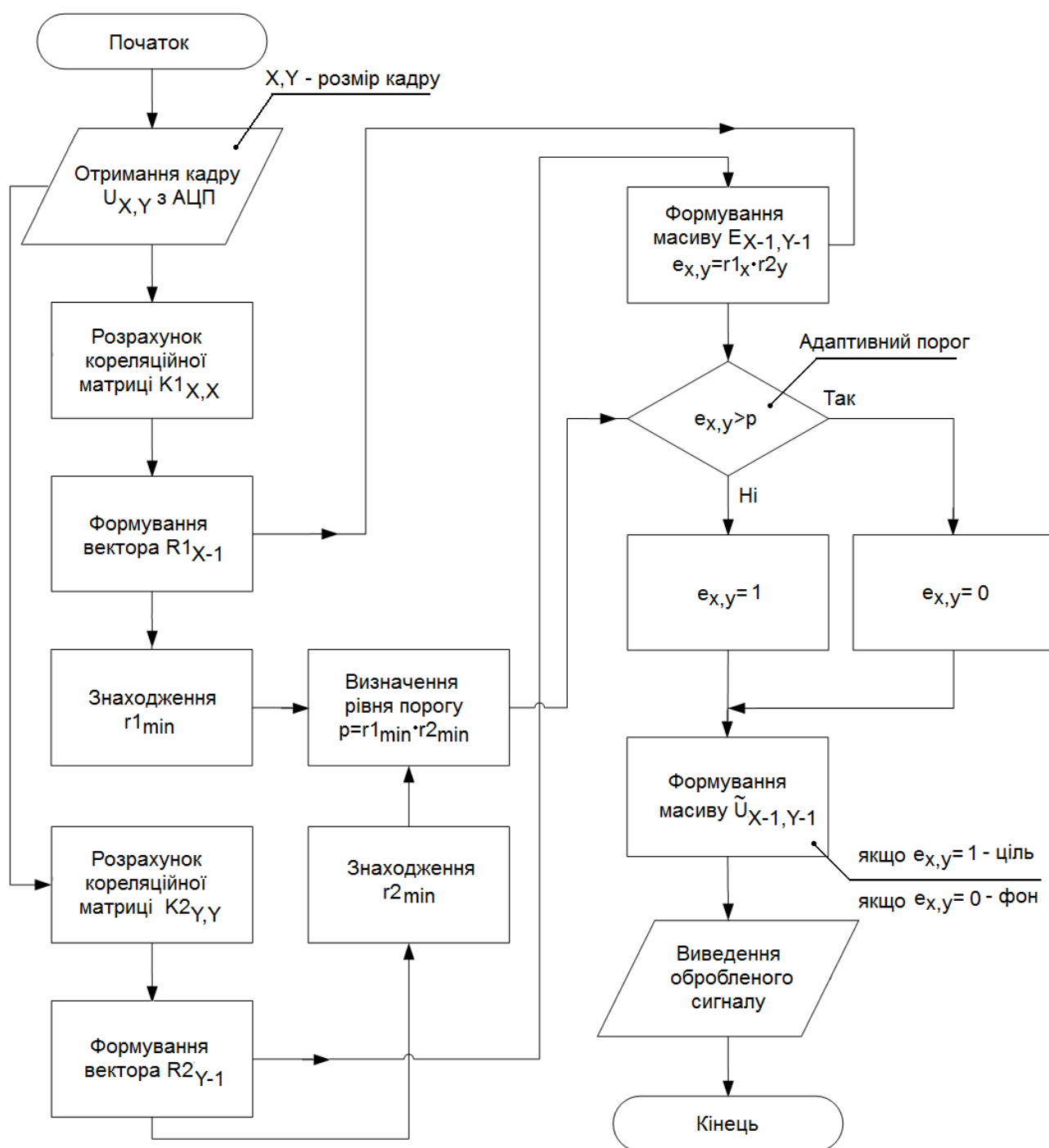
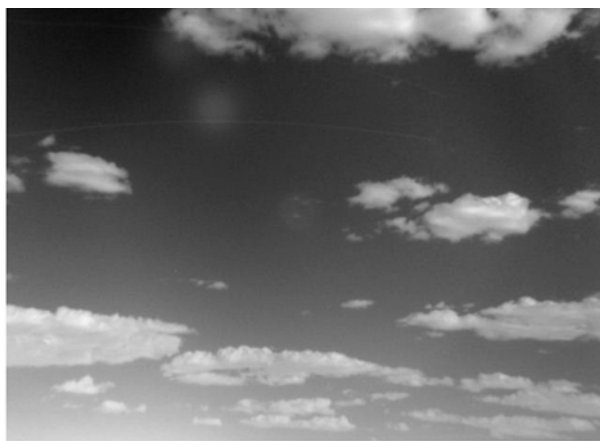


Рисунок 1.24 – Алгоритм двовимірної просторової фільтрації ІЧ зображень на основі кореляційної компенсації фону

Для проведення модельного експерименту з виявлення БПЛА на атмосферному фоні були використані декілька теплових кадрів з мережі Інтернет, деякі з них показані на рис. 1.25. Вихідні тестові кадри були класифіковані за такими ознаками (рис. 1.25): ясне небо; купчаста хмарність (а, б); шарувата хмарність (в, г); пір'яста хмарність (д, е).



а)



б)



в)



г)



д)



е)

Рисунок 1.25 – Приклади тестових зображень атмосферного фону в інфрачервоному діапазоні

Ціль моделювалась у вигляді точкової цілі з фоновію контрастністю 2. Розмір цілі, необхідний для виявлення, складав 2x2 пікселя.

На рис. 1.26, 1.27 показані зображення до і після обробки.

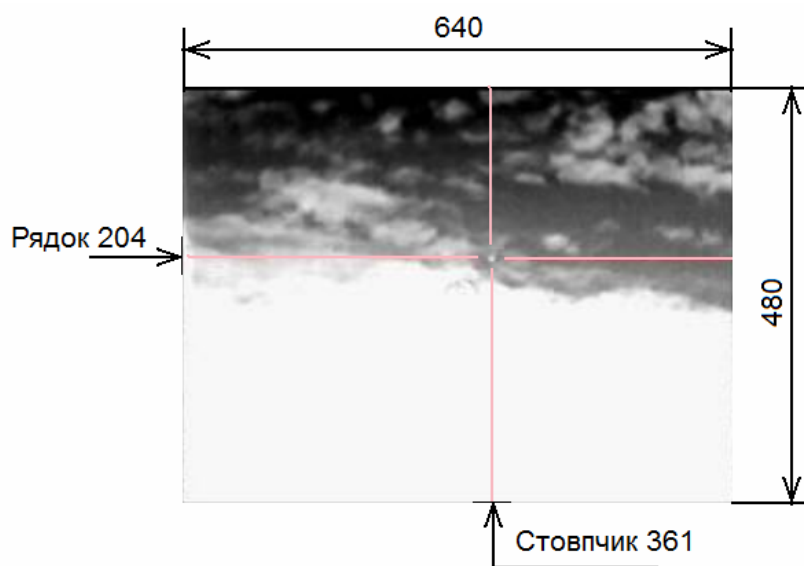


Рисунок 1.26 – Тепловізійне зображення БПЛА до фільтрації

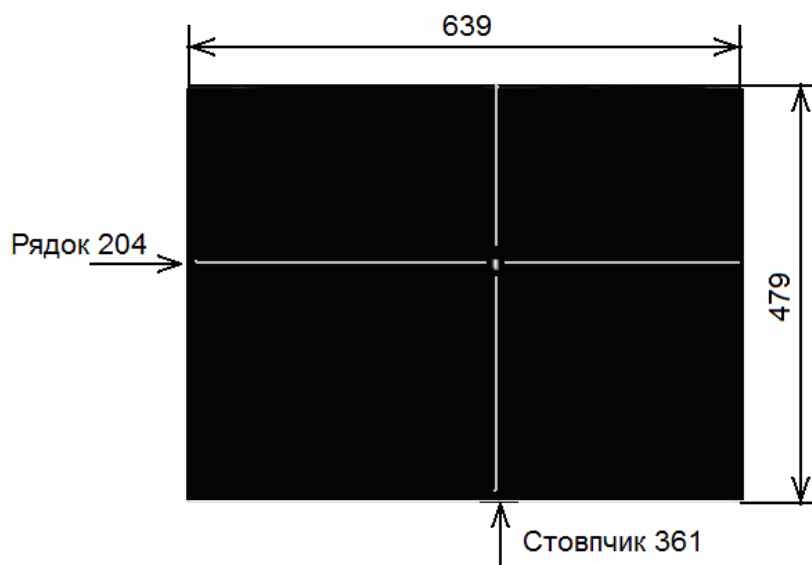


Рисунок 1.27 – Тепловізійне зображення БПЛА після фільтрації

Результати математичного моделювання наведені в табл. 1.6, там показані вірогідності правильного виявлення теплового об'єкта з фоновою контрастністю 2 на фоні різних атмосферних утворень.

Таблиця 1.6 – Вірогідності правильного виявлення теплового об'єкта

| Фон        | Тип хмарності |          |          |          |
|------------|---------------|----------|----------|----------|
|            | Ясно          | Купчаста | Шарувата | Пір'яста |
| 8 – 13 мкм | 0,93          | 0,79     | 0,89     | 0,85     |

Аналізуючи результати експериментів можна зазначити, що найбільша вірогідність виділення об'єкту, що спостерігається на більш однородному фоні.

Вихідне відеозображення при використанні дослідженого способу обробки не містить фон, тому на бінарному зображенні об'єкт видно контрастно. В цьому випадку легше оцінити просторове положення об'єкта в полі зору. Отримані бінарні зображення теплових об'єктів дозволяють визначати їх кутові координати, кількісний склад, а також спростити подальшу обробку тепловізійної інформації.

1.3 Розроблення методів для створення системи комплексної обробки сигналів і зображень в оптичному та інфрачервоному діапазонах в умовах недостатньої видимості та зливання літаючого об'єкту з фоном з метою виявлення БПЛА

Найбільш перспективним напрямком вирішення задачі отримання необхідної оперативної інформації про появу БПЛА є використання багатоспектральної оптико-електронної системи (ОЕС) отримання та комплексування зображень різних діапазонів хвиль (рис. 1.28) [54] -[57].

Узагальнена структурна схема багатоспектральної ОЕС формування і комплексування зображень включає у себе оптичну систему, оптичні елементи розділення сигналів діапазону, що аналізується, за частотою, каналні схеми ФПОЗ – формування та попередньої обробки зображень у каналах системи, систему СОКЗ – обробки і комплексування зображень та пристрій виводу інформації.

Об'єкт спостережень здійснює випромінювання у широкому діапазоні частот, приймальний модуль формує зображення об'єкту у окремих приймальних каналах. У подальшому виконується обробка сигналів, які поступають у систему

комплексування, де проводиться об'єднання різноспектральних зображень за визначеним алгоритмом. Пристрій виводу передає комплексоване зображення для відображення або для подальшої обробки.

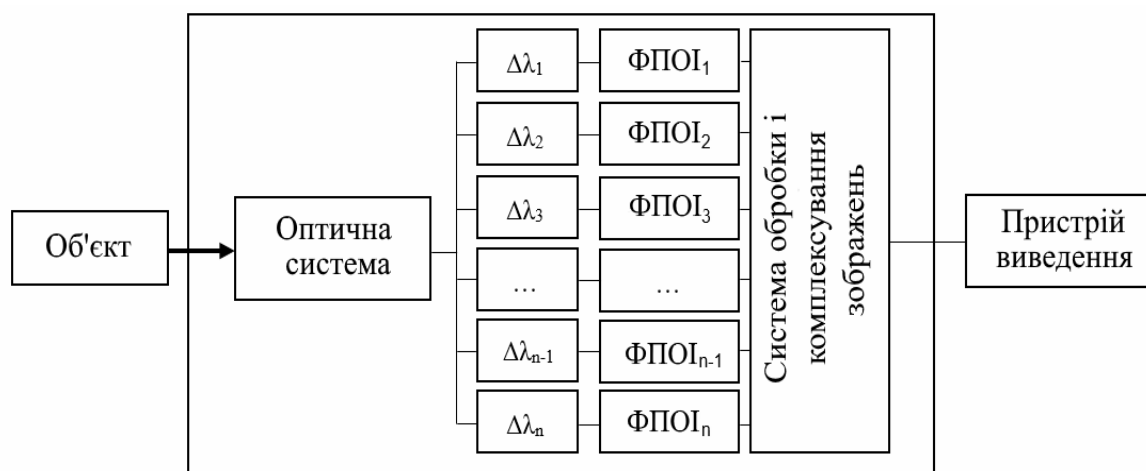


Рисунок 1.28 – Багатоспектральна оптико-електронна система отримання і комплексування зображень

Аналіз структури зображень в ультрафіолетовому (УФ), видимому (ВИ) та інфрачервоному (ІЧ) діапазонах спектру показує, що зображення УФ та ВИ областей спектра мають ідентичну структуру [59,60], тому у подальшому будемо розглядати особливості обробки телевізійних і тепловізійних зображень, які отримуються шляхом реєстрації променистого (світлового) потоку у ВИ та ІЧ областях спектру з формуванням сигналів різноспектральних зображень.

У відповідності до цього значне розповсюдження у різних областях в останній час знайшли двоканальні оптико-електронні системи спостереження у складі телевізійного ТБ каналу видимого діапазону довжин хвиль (380–760 нм) та одного з тепловізійних ТПВ каналів – короткохвильового SWIR (ShortWaveInfrared, довжина хвилі 0,9–1,7 мкм), короткохвильового MWIR (MediumWaveInfrared, довжина хвилі 3–5 мкм) або довгохвильового LWIR (LongWaveInfrared, 8–14 мкм) інфрачервоних піддіапазонів, з об'єднанням інформації (комплексуванням) обох каналів. Комплексування підвищує інформативність результуючого зображення при роботі по об'єктам спостереження у порівнянні з зображеннями, отриманими в окремих каналах системи, та забезпечує суттєві якісні і кількісні переваги при

вирішенні задач виявлення, розрізнення, розпізнавання, слідування і целевказівки [56-58].

З іншого боку, практика показує, що використання у процесі комплексування трьох і більше зображень є надмірним. Це пов'язано з тим, що найбільш розповсюдженою є ситуація, коли завада «вважає» один зі спектральних каналів та одне зображення. Вірогідність враження завадою двох різних спектральних діапазонів невелика, а використання 3-го каналу потребує значних апаратних та обчислювальних витрат. У відповідності до цього на практиці доцільно використовувати два найбільш інформативних каналів – ТВ і ТПВ.

Телевізійний канал формує у просторі предметів контрасти об'єктів відносно фону за рахунок перевідбиття сонячної енергії у видимому діапазоні, що веде до варіацій сигналу у залежності від стану зовнішнього освітлення. Тепловізійний канал має незмінний сигнал, тому що сприймає власне випромінювання об'єктів відносно фону, яке змінюється дуже повільно. З іншого боку, денні і ночні умови спостереження у ТПВ каналі також можуть відрізнятися суттєво. Окрім власного випромінювання ТПВ канал також може сприймати випромінювання, модульоване коефіцієнтом відбиття, який змінюється у залежності від умов освітлення об'єкта.

Ефективність многоспектральних ОЕС у значній мірі визначається методами комплексування, які використовуються у системі. Недостатньо дослідженим є питання ефективності існуючих методів комплексування, навіть для однієї і тій же ОЕС при різних умовах функціонування. Більшість методів комплексування зовсім або частково не враховують поточну задачу спостереження, зовнішні умови функціонування або характеристики кінцевого споживача інформації.

Дистанційні спостереження за БПЛА виконуються в умовах високої або низької освітленості, а також у повній темряві. Оскільки різні умови роботи системи створюють різні сигнали на вході у систему, не є очевидною можливість використання одного і того ж методу комплексування у різних умовах.

Завданням підрозділу є аналіз можливостей методів комплексування різноспектральних зображень стосовно до задачі виявлення та спостереження БПЛА.

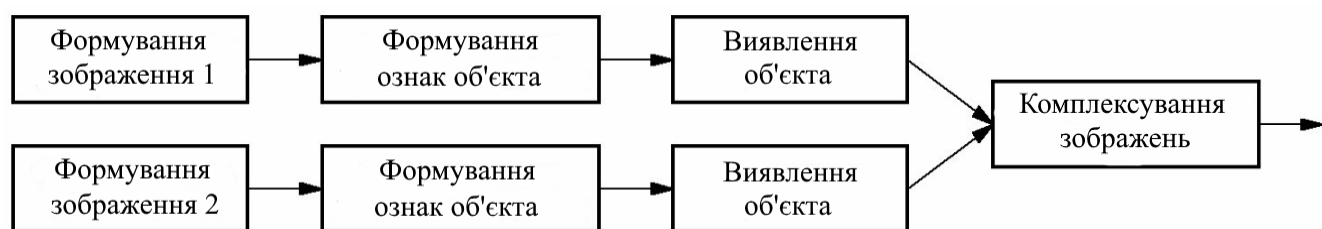
### 1.3.1 Етапи обробки зображень при використанні комплексування

На практиці, з урахуванням особливостей спектрозональної обробки та формування зображень, з'являється необхідність реалізації складної багатоетапної процедури отримання, оцінки якості зображень, які отримуються, прийняття рішень про можливість та безпосереднього наступного їхнього комплексного використання [58, 59].

Алгоритм функціонування системи дистанційного моніторингу БПЛА з використанням комплексування парціальних зображень включає в себе наступну послідовність етапів обробки інформації та прийняття рішень:

- а) просторова прив'язка зображень у різних каналах системи;
- б) процедура попередньої оцінки вхідних зображень, отриманих у різних спектральних діапазонах, з метою прийняття рішень про можливість або неможливість їхнього використання;
- в) попередня обробка отриманих парціальних спектрозональних зображень;
- г) процедура оцінки інформативності вхідних зображень з метою прийняття рішення про якість зображень, які є у наявності;
- д) комплексування спектрозональних зображень з метою отримання загального рішення на основі рішень, прийнятих в окремих каналах обробки, або з метою отримання поліпшеного зображення;
- е) попередня обробка комплексованого зображення;
- ж) процедура розпізнавання комплексованого зображення;
- з) прийняття остаточного рішення про використання одного з трьох зображень, які є у наявності (двох вхідних та одного комплексованого зображень);
- і) підсумкова обробка результуючого зображення у залежності від поставленої задачі.

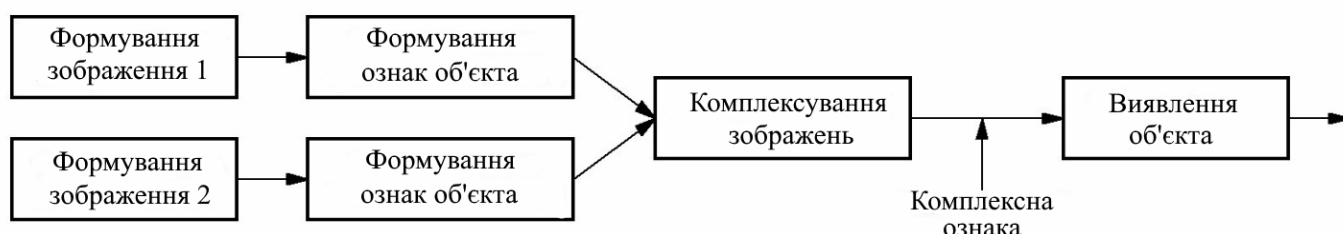
Процес комплексування може включати у себе різні операції, які виконуються у певній послідовності, та здійснюються на різних етапах обробки зображень (рисунок 1.29).



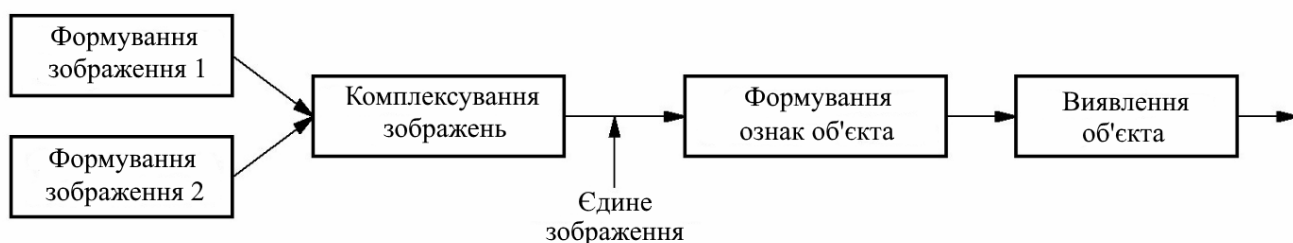
а)



б)



в)



г)

Рисунок 1.29 – Методи комплексування зображень

На рисунку 1.29а комплексування зображень здійснюється на рівні зональних первинних рішень. Спочатку приймаються попередні рішення про виявлення об'єкта за каналними зображеннями, надалі приймається наступне остаточне рішення з урахуванням прийнятих рішень у каналах.

Комплексування, яке виконується на рівні елементарних сигналів багатоканальної оптико-електронної системи, показане на рисунку 1.29б. Спочатку



здійснюється процедура комплексування парціальних зображень та формування результуючого інтегрального зображення, по якому потім приймається рішення про виявлення об'єкта. Розпізнавальні ознаки визначаються по векторному полю яскравості багатоспектрального зображення.

На рисунку 1.29в відображене комплексування на рівні ознак. Визначаються розпізнавальні ознаки об'єкта по каналним зображенням, потім ознаки об'єднуються у єдиний вектор ознак, на підставі якого приймається підсумкове рішення.

На рисунку 1.29г показане комплексування на рівні елементарних сигналів багатоканальної оптико-електронної системи. Спочатку здійснюється отримання єдиного комплексованого зображення, по якому потім приймається рішення про виявлення об'єкта.

Схема, яка представлена на рисунку 1.29а, є найбільш простою для реалізації. Однак вона може суттєво програвати у ефективності, оскільки рішення у каналах приймаються незалежно і без урахування інформативності парціальних зображень.

Значно більшу ефективність може забезпечити схема, що представлена на рисунку 1.29б, оскільки врахування особливостей різних діапазонів спектру відбувається за результатами самих вимірювань. Для реалізації даної схеми необхідна розробка багатоканальних ознак зображень, а також наявність точної взаємної прив'язки окремих зображень.

Схема, яка представлена на рисунку 1.29в, є ефективною у зв'язку з тим, що взаємний зв'язок різних спектральних яскравостей зображення проявляється у меншому ступені. Реалізація даного методу є складною, оскільки у процедурі прийняття рішення використовується розширений вектор ознак, що позначається у подальшому на обчислювальних ресурсах.

Схема, яка представлена на рисунку 1.29г, враховує взаємну кореляцію спектральних вимірювань, суттєво знижує вимоги до обчислювача та дозволяє спростити процедуру оцінки ефективності комплексної обробки.

### 1.3.2 Оцінка інформативності зображень

У процесі виконання операції комплексування з'являється необхідність формування оцінки якості та інформативності вхідних парціальних зображень, різних його фрагментів, а також отриманого результуючого зображення [57]-[58].

У теперішній час найбільш авторитетним методом оцінки якості та інформативності зображень є метод експертних оцінок [59]-[60]. Основними його недоліками є значні матеріальні витрати, висока трудомісткість та відсутність можливості використання метода і оцінок, які отримуються за його допомогою, при обробці зображень у реальному масштабі часу. У відповідності до цього продовжується розробка методів об'єктивної кількісної оцінки інформативності зображень.

У процесі прив'язки парціальних зображень і їхніх фрагментів доцільно використовувати об'єктивний критерій, який заснований на максимумі функції взаємної кореляції і є інваріантним до просторового розподілу яскравості, та дозволяє більш точно виконувати прив'язку.

Функція взаємної інформації двох зображень  $A$  і  $C$  визначається виразом [59]:

$$BI(A,C) = E(A) + E(C) - E(A,C), \quad (1.55)$$

де  $E(A)$ ,  $E(C)$  – ентропії каналного зображення  $A$  і комплексованого зображення  $C$ ;

$E(A,C)$  - сумісна ентропія зображень  $A$  і  $C$ .

Ентропія зображення характеризує його інформативність

$$E(C) = - \sum_{i=0}^I P(i) \log_2 P(i),$$

де  $P(i) = q(i)/Q$  – вірогідність наявності у зображенні пікселя з яскравістю  $i$  ( $i = \overline{0, I}$ );

$Q(i)$  – кількість пікселів з яскравістю  $i$ ;

$Q$  – кількість пікселів у зображенні;

$i = \overline{0,255}$  для 8-ми бітного зображення.

У ідеальних умовах для зображень, які не містять спотворень та шумів, ентропія забезпечує об'єктивну оцінку інформативності. Однак у реальних умовах для реально отриманих зображень при формуванні оцінки ентропії не приймається до уваги просторова зміна яскравості зображень та особливості зорового сприйняття. Внаслідок цього відповідність (еквівалентність) між ентропією та інформативністю зображень порушується.

При оцінці властивостей зображень з формальних позицій теорії інформації мають місце труднощі, подібні тим, як і при роботі з одновимірними сигналами: формалізовані математичні підходи не враховують суб'єктивної цінності повідомлень. При формалізації оцінок зображень основною проблемою у теперішній час є встановлення взаємозв'язку між об'єктивними характеристиками зображень (метриками) і суб'єктивними критеріями зорового сприйняття.

Критерії зорового сприйняття, які визначають якість зображень – це здебільшого енергетичні характеристики та параметри сигналів: контраст об'єкт/фон, динамічний діапазон і кількість рівнів яскравості, що відтворюються, а об'єктивні показники – кількість інформаційних рівнів  $I$  та контраст  $D$ .

Шляхом об'єднання вказаних часткових показників для формування оцінки інформативності зображень запропоновано багатокритеріальний векторний показник [61]  $P = [I, J, D, \sigma, E]$ , який включає параметри:  $I$  – кількість градацій яскравості;  $J$  – середнє значення яскравості зображення;  $D$  – контраст;  $\sigma$  – середнєквадратичне відхилення яскравості зображення від середнього значення;  $E$  – інформаційна ентропія зображення.

В силу складності роботи з векторними показниками якості на практиці при роботі із зображеннями, як і у інших областях, прийнято переходити до скалярного, узагальненого критерія:

$$R = \sum_{i=1}^U v_i R_i, \quad (1.56)$$

де  $v_i$  – ваговий коефіцієнт;

$R_i$  – частковий, скалярний показник якості;

$U$  – кількість часткових показників якості.

Вагові коефіцієнти  $v_i$  є ненульовими і вибираються таким чином, що  $\sum v_i = 1$ .

Вагові коефіцієнти в (1.56) пропонується визначати у відповідності до критерію Фішберна [58]-[62]. При такому підході вагові коефіцієнти являються функцією значення  $i$ , тобто функцією номеру параметра (при зростанні  $i$  вага параметра зменшується). Пропонується також розподіляти у відповідності до їх впливу на зорову інформативність зображення у такому порядку [54] –  $J, \sigma, D, I, E$ . Показано, що запропонована в [31] методика формування метрики забезпечує завищену оцінку при низькій інформативності зображень, тому до неї внесені деякі зміни.

Пропонується змінити ентропію на градієнт зображення [58], який відображає контури об'єктів і враховує перепад яскравості по полю зображення

$$g(x, y) = \text{grad}C = \left( \frac{\partial C}{\partial x} i + \frac{\partial C}{\partial y} j \right),$$

де  $\frac{\partial C}{\partial x}, \frac{\partial C}{\partial y}$  – перепади яскравості по координаті  $x$  на інтервалі  $\Delta x$ , а також по координаті  $y$  на інтервалі  $\Delta y$ .

Нормований градієнт  $g_n$  визначається відношенням кількості пікселів з ненульовим градієнтом до загальної кількості пікселів у зображенні.

Запропоновано також при оцінюванні кількості градацій яскравості  $I$  приймати до уваги не всі градації з ненульовою кількістю пікселів, а тільки ті, кількість пікселів яких перевищує деяке завдане число  $l$ . При визначенні кількості значущих градацій поріг слід вибирати на рівні (0,01...0,05) від значення найбільш значущої градації  $I_{\max}$ , яка містить найбільшу кількість пікселів. Тоді вираз для результуючого показника ефективності має вигляд [58]:

$$F = v_1 J_n + v_2 \sigma_n + v_3 D_n + v_4 I_n + v_5 E_n. \quad (1.57)$$

Запропонована методика дозволяє формувати об'єктивну кількісну оцінку інформативності зображень, причому її можна використовувати як для вхідних парціальних зображень, так і для результуючого зображення, отриманого у результаті комплексування.

Критерієм якості інформаційної складової зображення може виступати також перехресна ентропія від контурів зображення [62,63]:

$$CE = \frac{2E(\delta C(x, y))}{E(A(x, y)) + E(B(x, y))}, \quad (1.58)$$

де  $CE$  – перехресна ентропія;

$E$  – інформаційна ентропія ;

$\delta C(x, y), \delta A(x, y), \delta B(x, y)$  – контури комплексованого і каналних зображень відповідно.

### 1.3.3 Методи формування і обробки результуючих зображень

Основною задачею суміщення зображень при комплексування є отримання синергетичного ефекту від об'єднання та отримання деякого нового, більш інформаційного, повідомлення. При цьому з'являється вимога забезпечення високої швидкості обробки інформації у реальному масштабі часу.

У теперішній час відома велика кількість методів комплексування [60,62]: метод максимуму, метод маски, метод усереднення, метод вагової функції, метод перетворення ступенями чисел, метод черезстрочного перетворення, метод Фур'є спектрів, комплексування на основі вейвлет-перетворення (ВП). Велика кількість алгоритмів комплексування свідчить про те, що не існує найкращого алгоритму для

усіх умов, тому при проектуванні системи виявлення БПЛА слід використовувати (вибирати) алгоритми, які найбільш відповідають вимогам, які пред'являються.

Метод максимуму є одним з найбільш простих методів комплексування і реалізується на основі логічної операції порівняння: значення яскравості одного зображення замінюються значеннями яскравості другого зображення у тому випадку, якщо значення яскравості другого зображення більше [63]-[64]. На виході формується нове зображення, у якому будуть присутні інформаційні ознаки первинного зображення та яскраво виражені ознаки другого зображення.

При суміщенні зображень методом маски результуюче комплексоване зображення буде представляти собою об'єднання множин  $A(x, y)$  і  $B(x, y)$  – над зображенням  $B(x, y)$  виконується операція порогової фільтрації. Значення яскравості комплексованого зображення у кожній точці простору буде визначатися або відповідним значенням зображення  $B(x, y)$  (маски), або, у випадку, якщо значення відповідної точки маски дорівнює нулю, то результуючим значенням приймається значення пікселю із зображення  $A(x, y)$ .

Значення яскравості кожного пікселя визначаються у відповідності до виразу:

$$C(x, y) = \begin{cases} A(x, y), & B(x, y) \leq T \\ B(x, y), & B(x, y) > T \end{cases} \quad (1.59)$$

де  $T$  – рівень порогового фільтру.

Основна складність при використанні метода маски полягає у складності вибору порогового рівня [62]. Метод не потребує значних обчислювальних витрат, але не використовує ті інформаційні переваги, які надає наявність декількох зображень, що відрізняються, а при неправильному виборі порогу може статися втрата інформації у результуючому зображенні.

Метод усереднення потребує малих обчислювальних витрат, але також у недостатньому ступені використовує відмінності та певні інформаційні переваги

вхідних зображень. Комплексоване зображення формується шляхом середнього арифметичного від вихідних зображень

$$C(x, y) = \frac{A(x, y) + B(x, y)}{2}.$$

Комплексоване зображення характеризується згладженими деталями об'єктів, контраст його суттєво зменшується відносно вхідних зображень, але у той же час відзначається зменшення шумової складової [63-65].

Метод черезстрочного комплексування заснований на чергуванні рядків одного та другого зображень. При цьому результат комплексування визначається виразом:

$$C(x, q) = C(x, 2y) = A(x, y), \quad C(x, 2y) = B(x, y),$$

де  $q = 0, 2N - 1; y = 0, N - 1$ .

Просторове розрізнення комплексованого зображення по вертикалі для пари вхідних зображень розміром  $M \times N$  складе  $M \times 2N$ .

Зі збереженням просторового розрізнення метод може бути реалізований при утворенні комплексованого зображення [62]-[65] чергуванням непарних і парних рядків відповідно зображень  $A(x, y), B(x, y)$ . Тоді операційний вираз набуває вигляду:

$$C(x, y) = A(x, y)^{1-B(x, y)/2^n}.$$

У цьому випадку комплексоване зображення має яскраво виражену періодичну структуру по вертикальній координаті з просторовим періодом у розмір одного пікселю, а у області просторових частот — яскраво виражену складову на

самих верхніх частотах просторового спектру, яка може бути пригнічена відповідним високочастотним фільтром [62].

У методі перетворення ступенями чисел вихідне зображення формується шляхом зведення вихідного зображення  $A(x,y)$  у показник ступеня [62], який представляє собою нормоване значення негативу другого зображення  $B(x,y)$

$$C(x,y) = A(x,y)^{1-B(x,y)/2^n} \quad (1.60)$$

де  $n$  – розрядність зображення  $B(x,y)$ .

Значення показника ступеню в (1.60) знаходяться у діапазоні  $[0,1]$ . У результаті перетворення невеликий діапазон значень яскравості вхідного зображення  $A(x,y)$  буде перетворений у широкий діапазон вихідних значень, внаслідок чого збільшується контраст вихідного зображення  $C(x,y)$ .

Розглянутий метод представляє собою модифікацію методу [59], у якому показник ступеня представляє собою відношення двох вхідних зображень з попередньо виконаною просторовою фільтрацією. Модифікований алгоритм потребує менших обчислювальних витрат і може бути реалізований у реальному часі.

У методі вагової функції комплексоване зображення знаходиться як лінійна комбінація значень парціальних зображень [59]:

$$C(x,y) = \beta A(x,y) + (1-\beta)B(x,y), \quad (1.61)$$

де  $\beta$  – ваговий коефіцієнт, який характеризує значимість кожного з каналів; діапазон його значень  $[0,1]$ .

Коефіцієнт  $\beta$  може бути знайденим, виходячи з апіорної інформації, яка є у наявності, про ефективність каналів, які використовуються у системі [59]. У адаптивному варіанті системи коефіцієнт  $\beta$  може бути визначений за інформацією,



що надходить на вхід у зображеннях, зокрема, на основі їх середніх значень яскравості [62]:

$$\beta = \frac{2 \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} B(x,y)}{\sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} A(x,y) + \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} B(x,y)} \quad (1.62)$$

Метод не потребує значних обчислювальних витрат, є адаптивним та може бути реалізованим у реальному часі. Але невірне визначення значення коефіцієнта  $\beta$  може привести до втрати інформації.

При використанні у комплексуванні спектральних методів обробка зображень виконується у області спектрального представлення. Над зображеннями здійснюється перетворення Фур'є (вейвлет-перетворення), надалі виконуються певні операції над спектрами, а потім виконується складання отриманих спектрів з певними вагами. У результаті зворотнього спектрального перетворення отримується результуюче комплексоване зображення [59].

Відомі методи комплексування з використанням ВП характеризуються рядом суттєвих переваг перед методами, заснованими на БПФ. Це пов'язано з тим, що вейвлет-базисні функції є просторово-локалізованими [63, 65]. ВП дозволяє здійснювати спектральний аналіз певних локальних фрагментів зображення. Відповідно спектральні вейвлет-коефіцієнти несуть інформацію про інтенсивність різних частот і відповідають певним просторовим ділянкам на зображенні.

При використанні ВП здійснюється декомпозиція зображень на певні рівні – від 1 до  $\log_2(\min(M, N))$ , і для кожного рівня здійснюється розкладання на низькочастотну (НЧ) та високочастотну (ВЧ) складові вейвлет-спектру. НЧ складова результуючого спектру отримується шляхом усереднення усіх НЧ складових вейвлет-спектрів вхідних зображень, а ВЧ складова – шляхом вибору максимального по модулю значення з відповідних вейвлет-спектрів вхідних парціальних зображень. Комплексоване зображення отримується у результаті застосування зворотнього вейвлет-перетворення до отриманого результуючого вейвлет-спектру [59].

З метою підвищення контрасту результуючого зображення у випадку, коли одне зі вхідних зображень є малоінформативним, запропоновано [58] формувати НЧ частину спектру вихідного спектру на основі статистичного аналізу частин парціальних зображень за допомогою лінійної регресії.

У тому випадку, коли система обробки і аналізу каналних зображень (СОАКЗ) призначена для дослідження заздалегідь відомих сцен, що включають образи з певною структурою [66], доцільно, на підставі аналізу відомих методів комплексування з урахуванням їхніх достоїнств і недоліків, побудувати систему комплексування з їхнім використанням.

Якщо у канали системи СОАКЗ поступають парціальні зображення, які погано формалізовані, то слід використовувати навчальну дворівневу схему комплексування: перший рівень представляється у вигляді декількох гілок, які реалізують різні методи, кожна з яких дозволяє отримувати найкращі значення деяких параметрів якості [67].

Другий рівень комплексування призначений для агрегування покращених сцен, які отримуються від гілок першого рівня. Дослідження показують, що на другому рівні комплексування слід застосовувати навчені алгоритми, побудовані на основі нейромережових технологій та теорії нечітких множин [67]-[69]. На першому рівні слід використовувати розглянуті вище алгоритми комплексування, кожен з яких обирають для вирішення певної задачі обробки інформації.

1.4 Розроблення методів пеленгації БПЛА за результатами обробки оптичних і інфрачервоних сигналів, визначення дальності до об'єкта, визначення траєкторії переміщення рухомого об'єкту і вектора швидкості його руху за результатами траєкторних вимірювань

Пеленгація БПЛА завжди зводиться до визначення дальності до об'єкта та його кутових координат – азимуту та кута місця. Система здійснює круговий огляд простору у старт/стопному режимі на програмному опорно-поворотному пристрою,

що прив'язаний до топографічній мапі місцевості [70]. Задачами системи є виявлення БПЛА на фоні завад за даними камер зі світловими та інфрачервоними сенсорами, що було розглянуто у підрозділах 1.1 та 1.2., а також визначення дальності та кутових координат.

#### 1.4.1 Визначення дальності за рахунок обробки світлових оптичних сигналів

Вимірювання тривають на інтервалі часу «Стоп», поки камери не переміщуються за програмою керування, шляхом растрового сканування сектору огляду. У випадку приходу зовнішньої команди з вказівкою напрямку на об'єкт система СВС переміщує свою головну вісь на потрібний азимут.

Визначення дальності здійснюється за формулою (1.9), приведеною до форми, в яку замість фокусної відстані  $F$  і кроку пікселів  $w_x$  входять кут огляду  $\beta$  і розрізнення по горизонталі  $M_x$  світлочутливої матриці.

Фокусна відстань  $F$  виражається через кут огляду  $\beta$  камери:

$$F = \frac{W}{2 \cdot \operatorname{tg}(\beta/2)}, \quad (1.63)$$

де  $W$  – ширина світлочутливої матриці.

Підставляючи (1.63) в вираз (1.9) і враховуючи  $W/w_x = M_x$  отримуємо:

$$D = \frac{bM_x}{2 \cdot \operatorname{tg}(\beta/2)[n_{2x} - n_{1x}]}. \quad (1.64)$$

##### 1.4.1.1 Експериментальна установка СВС та її калібрування

Структурна схема експериментальної установки показана на рис.1.30, а зовнішній вигляд – на рис.1.31.

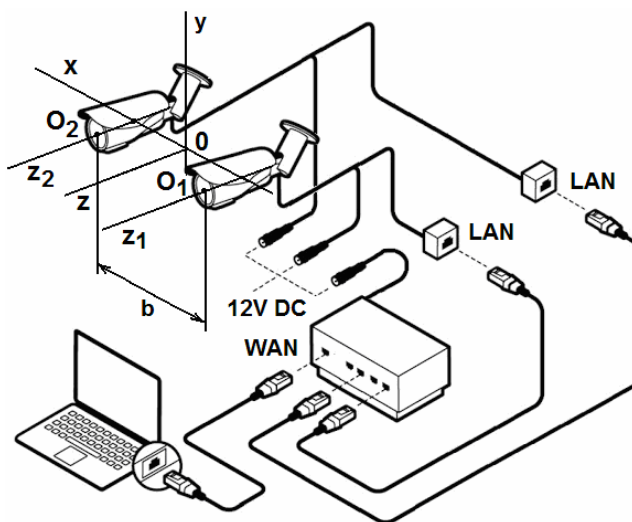


Рисунок 1.30 – Структурна схема експериментальної установки



Рисунок 1.31 – Зовнішній вигляд експериментальної установки

Експериментальна установка містить дві IP камери Dahua DH-IPC-HFW2431RP-ZAS-IRE6 з розрізненням 2688 (H) x 1520 (V), рознесених по горизонталі на величину бази 1 м [71,72].

IP камери підключені по LAN інтерфейсу до мережевого роутера TP-Link TL-WR841N, а потім по WAN інтерфейсу – до ноутбука с програмним забезпеченням Smart PSS для запису відеопотоків з відеокамер. Системні годинники IP камер попередньо програмно синхронізувалися. Старт і закінчення процесів запису

проводилися шляхом одночасної подачі апаратного сигналу "тривоги" на обидві камери.

Горизонтальне поле зору обох камер через веб-інтерфейс встановлювалося однаковим  $\beta = 60^\circ$  і контролювалося по зображенню спеціальної мірної таблиці, встановленої на відстані 1 м по оптичній осі кожної камери.

#### 1.4.1.2 Експериментальне визначення дальності до БПЛА

Результати визначення дальності за виразом (1.64) для відкаліброваної установки СВС показані на рис. 1.32.

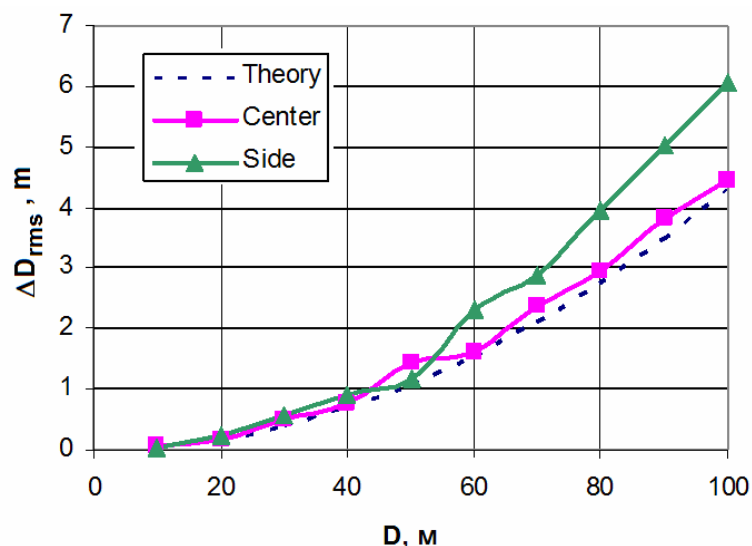


Рисунок 1.32 – Результати випробувань відкаліброваної установки СВС

Для кожної відстані наведені значення середньоквадратичної (по 10 вимірюванням) помилки вимірювання дальності  $\Delta D_{rms}$ . Пунктирною лінією показані значення максимальної абсолютної помилки визначення дальності, розраховані за формулою (1.65), що враховує розрізнявальну здатність СВС:

$$\Delta D_{rms} = \pm \frac{bFw_x D^2}{(bF)^2 - (w_x \cdot D)^2}. \quad (1.65)$$

Фізичні величини у формулі (1.65) мають наступні значення:  $F = 6,38$  мм (з урахуванням  $\beta = 60^\circ$  і діагоналі матриці  $(1/3)''$ );  $w_x = 2,74$  мкм при горизонтальному розрізненні 2688.

Як впливає з рис. 1.32, експериментальна помилка вимірювання дальності не перевищує 4,5% по центру і 6% по краях горизонтального полю спостереження. Зменшення точності вимірювань на краях викликана цілим рядом причин: збільшенням елемента розрізнення системи СВС за дальністю, нелінійними спотвореннями об'єктиву камери, які залишилися не до кінця компенсованими та розмиванням зображень на краях.

Перевищення експериментальної помилки вимірювання дальності по центру над теоретичним значенням становить не більше 0,5%, що є гарним результатом з урахуванням невисокого відношення сигнал-шум  $SNR \approx 25...26$  дБ при зйомці в умовах освітленості  $E \approx 400...450$  лк на маркерній таблиці.

Експеримент з вимірювання координат БПЛА за допомогою системи СВС проводився в польових умовах у Харківській області, Україна. Вимірювання здійснювалися в похмуру погоду. Освітленість на вертикальній площині становила 450 ... 650 лк. Вимірювання освітленості проводилося люксометром Wintact WT81.

В експерименті використовувався квадрокоптер DJI Phantom 3 SE з горизонтальним розміром 0,35 м. Тестові польоти відбувалися на відстані до 200 м.

Координати квадрокоптера (широта, довгота і висота), отримані стандартним GPS приймачем квадрокоптера, використовувалися для порівняння з координатами БПЛА, отриманими за допомогою системи СВС. Для цього географічні координати квадрокоптера перетворювалися в декартові, а потім шляхом повороту і зсуву осі координат поєднувалися з системою координат системи СВС. Місцезнаходження квадрокоптера описується відносно початку відліків у декартових координатах.

Наведені результати вимірювань за двома тестовими польотами БПЛА. Трек 1 – проліт уздовж осі з зависанням на висоті 5 м над точками, віддаленими на 3 м, 25 м, 50 м, 100 м, 150 м, 200 м. Трек 2 – підйом по спіралі з діаметром витка 50 м на висоту 30 м з центром, віддаленим по осі  $z$  на 100 м, 3 витка. При розрізненні відеокамери 2688x1520 відстань до квадрокоптера, при якій розмір його зображення

дорівнює 5х5 піселів, становитиме 166 м. Це максимальна дальність системи СВС, обмежена надійністю виявлення і розпізнавання БПЛА, при встановлених параметрах об'єктів.

#### 1.4.2 Вимірювання кутових координат об'єктів

##### 1.4.2.1 Автосупроводження об'єкта

Сумарний лінійний паралакс є однаковим для усіх положень точки  $T$  об'єкта на площині, що проходить через лінію  $N$  паралельно площині вимірювань  $XU$  (рис.1.1). У той же час лінійні паралакси на матрицях відеокамер змінюються, як по величині, так і по знаку в своїх системах координат  $x_1y_1z_1$  та  $x_2y_2z_2$ , прив'язаних до центрів матриць, з площинами  $x_1y_1$  і  $x_2y_2$ , які збігаються з площиною  $XU$ . З рис.1.1 видно, якщо точка знаходиться на головній осі  $z$  системи СВС або зміщена лише по осі  $y$ , то  $|p_{1x}| = |p_{2x}|$  і їх різниця  $\Delta p_x = 0$ . При зміщенні об'єкта вправо від осі  $z$  по горизонталі (уздовж осі  $x$ ), з'являється позитивна різниця в величинах модулів лінійних паралаксів  $|p_{1x}| > |p_{2x}|$

$$\Delta p_x = |p_{1x}| - |p_{2x}| > 0, \quad (1.66)$$

а при зміщенні об'єкта вліво від осі ця різниця стає негативною

$$\Delta p_x = |p_{1x}| - |p_{2x}| < 0. \quad (1.67)$$

З'являється можливість сформувати сигнал керування опорно-поворотним пристроєм оптичної системи для переміщення її головної осі по горизонталі в напрямку переміщення об'єкта на кут  $\Delta \gamma_x = \pm m_x \cdot \Delta p_x$  або до виконання умови  $\Delta p_x = 0$ ;  $m_x$  - коефіцієнт пропорційності по горизонталі з розмірністю *град/пікс*.

Ортогональні зміщення світлових образів  $p_{1y}$  та  $p_{2y}$  є також знакозмінними і після виконання переміщення головної осі  $z$  по горизонталі вони стають рівними, а їх знак відповідає напрямку переміщення об'єкта по осі  $y$ . Так негативні значення зсувів відповідають переміщенню об'єкта вгору по осі  $y$ , а позитивні – униз. Поворотний пристрій системи має відпрацювати команду відповідно на збільшення або зменшення кута місця головної осі системи на величину

$$\Delta\gamma_y = \pm m_y \cdot (p_{1y} + p_{2y}) / 2, \quad (1.68)$$

де  $m_y$  – коефіцієнт пропорційності по вертикалі.

Або до виконання умови  $p_{1y} + p_{2y} = 0$ , де зміщення  $p_{1y}$  та  $p_{2y}$  повинні бути однаковими як за знаком, так і за величиною. Їх можлива нерівність вказує на неправильну юстировку відеокамер і має бути врахована при формуванні керуючої команди.

#### 1.4.2.2 Вимірювання кутових координат

Круговий огляд простору з можливістю його виконання при різних кутах місця цілі вимагає наявності повністю автоматизованого опорно-поворотного пристрою (ОПП). Такі вже виготовляються промисловістю, в основному, вони застосовуються для астрономічних телескопів та відеокамер [70]. ОПП є носієм системи СВС, він горизонтується, орієнтується і прив'язується до електронній мапі місцевості. При цьому він постійно постачає систему СВС значеннями азимута і кута місця головної осі при проведенні вимірювань. Огляд простору здійснюється в старт-стопному режимі - круговому і секторному, або для певного азимутального кута шляхом порядкового огляду простору в межах кута видимості. У стані спокою, протягом 10 телевізійних кадрів формату HD 25 Гц, 1920x1080, відбувається виявлення повітряних об'єктів, оцінка їх координат, розпізнавання і видача інформації по всіх об'єктах в заданому кутовому секторі на пункт керування або на



систему протидії БПЛА, що запобігає подальшому просуванню об'єктів. Крок кутового переміщення основної осі системи СВС по горизонталі і вертикалі не повинен перевищувати 75% відповідних величин кутів видимості. При оцінці азимута об'єкта, коли виконується умова (1.66) необхідно збільшити поточне значення азимута  $\Phi$  осі сектора огляду на величину

$$\Delta\Phi_2 = \arctg (|p_{2x}| / F), \quad (1.66a)$$

а при виконанні умови (1.67) зменшити – на величину

$$\Delta\Phi_1 = \arctg (|p_{1x}| / F). \quad (1.67b)$$

При  $\Delta p_x = 0$  поправки вводити не слід.

Абсолютна кутова похибка розраховується на базі рівнянь (1.66a), (1.67b) і складає

$$\Delta\varphi = \{[(F\Delta_p w) / (F^2 + p^2)]^2 + (\Delta_{\text{опп}})^2\}^{0.5}, \quad (1.68)$$

де  $\Delta_p$  – похибка визначення лінійного паралакса  $p$ , що містить похибки оцінки центру зображення об'єкта та калібрування камери, для кращого випадку  $\Delta_p = 3$ ;

$\Delta_{\text{опп}}$  – похибка визначення кутового відлику опорно-поворотного пристрою, для сертифікованого пристрою  $\Delta_{\text{опп}} = 0,2 \cdot 10^{-3}$  рад [ ] ;

$w$  – лінійний розмір зерна фото чутливої матриці  $w = 2,74$  мкм (1.65).

Розрахунок для  $p = 500w$  показує достатньо високу точність визначення углових координат, похибка може бути порядку  $\Delta\varphi = 1,3 \cdot 10^{-3}$  рад.

Розрахунковий період кругового огляду становить 40 с. Для його зменшення можна використовувати мультісекторний одночасний огляд. Період буде зменшуватися кратно числу пар камер. Для двох пар він вже складе 20 с. Однак при цьому, з урахуванням додаткової ідентифікації секторів, вимірюваних величин,

об'єктів та інших додаткових даних, обсяг переданої інформації зростає більш, ніж в два рази.

Механіко-електричне супровід об'єкта виконується епізодично з метою, щоб об'єкт не вийшов з поля зору оптичної системи. Вся вторинна обробка сигналів, пов'язана з розпізнаванням БПЛА на фоні перешкод і визначення параметрів їх руху здійснюється при безперервному електронному автосупроводженні.

Алгоритм обробки зображень для пеленгації БПЛА показаний на рис. 1.33. В якості сполучених точок зображень БПЛА використовувалися координати центру області  $V(x,y)$ , виділеної на етапі виявлення і розпізнавання (рис.1.34).

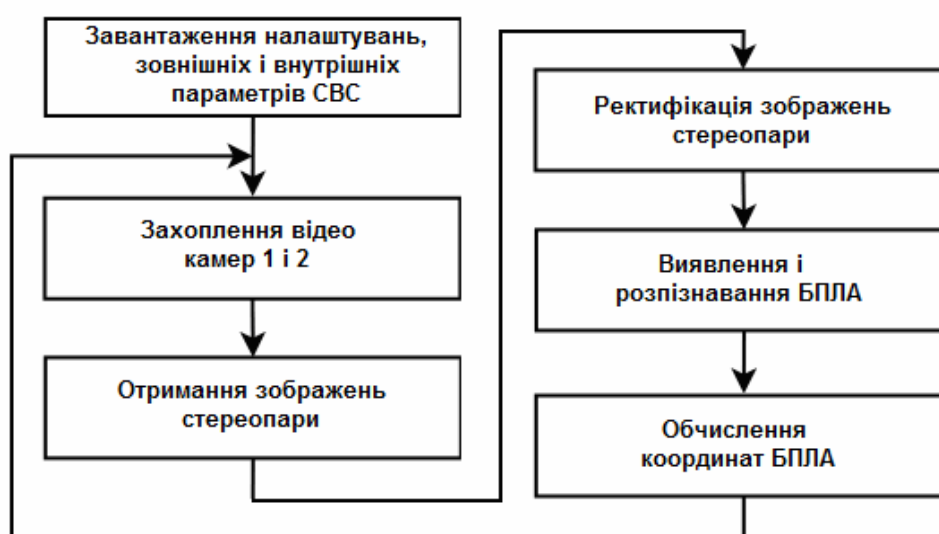


Рисунок 1.33 – Алгоритм обробки зображень для пеленгації



Рисунок 1.34 – Находження координат БПЛА на зображенні

Результуючі значення азимута і кута місця обчислюються як середнє за результатами вимірювань двома камерами. На рис.1.35 показані результати

порівняння GPS координат БПЛА (сині лінії) і результатів вимірювань системи СВС (червоні лінії) для треку 1, а на рис.1.36 – для треку 2.

Графіки побудовані в координатах а) азимут – час; б) кут місця – час; в) дальність – час.

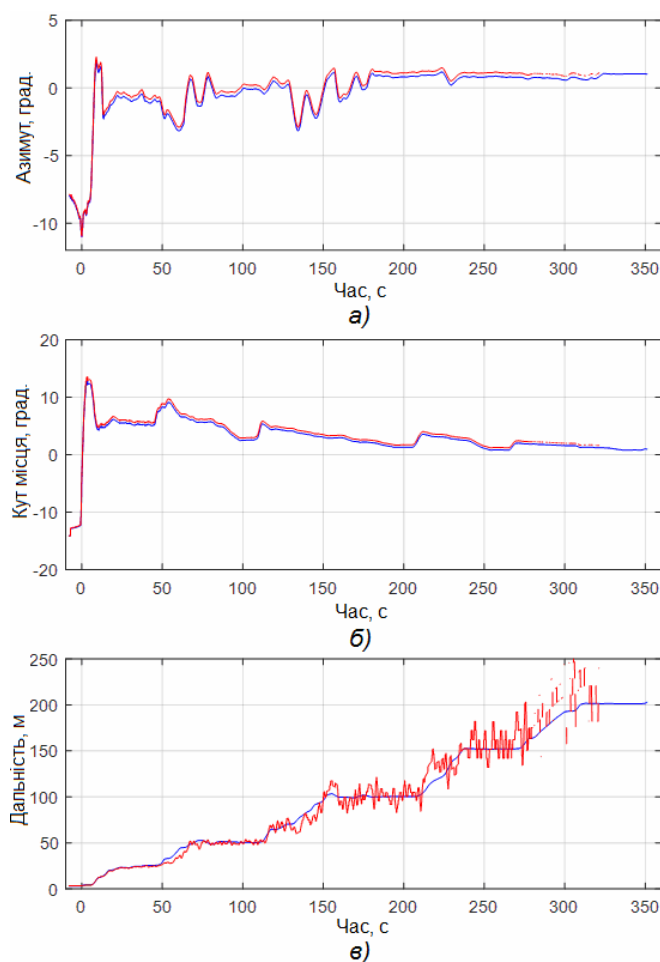


Рисунок 1.35 – Трек 1

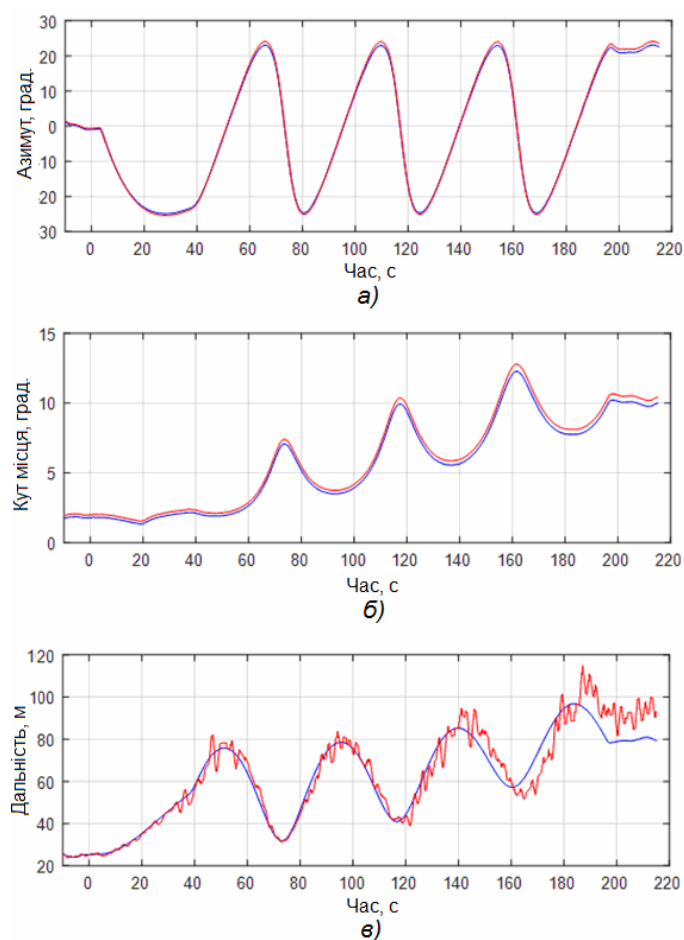


Рисунок 1.36 – Трек 2

Аналізуючи графіки на рис. 1.35 та рис. 1.36 можна відзначити, що вимірювання азимута і кута місця БПЛА системою СВС точно збігаються з даними GPS приймача. Це пояснюється високою роздільною здатністю камер і досить точним їх калібруванням. Для вимірювань по треку 1 середньоквадратичне відхилення відносної помилки вимірювання дальності склало  $\Delta D_{rms} = 9,6\%$ , максимальна відносна помилка вимірювань –  $\Delta D_{max} = 26,4\%$ . Для вимірювань по треку 2 –  $\Delta D_{rms} = 7,8\%$ ,  $\Delta D_{max} = 24,8\%$ .

При дальностях понад 160 м на рис.1.35. спостерігаються збої в системі виявлення і розпізнавання БПЛА, пов'язані з тим, що розмір зображення об'єкта стає менш 5x5 пікселів. Цей процес супроводжується помітним збільшенням абсолютної помилки вимірювання дальності. Найбільша середньоквадратическая помилка вимірювань дальності спостерігається в середньому діапазоні відстаней дії системи СВС 70...120 м. Як показав аналіз, причиною цього є одночасна дія двох факторів: перший – погіршення розрізняювальної здатності системи СВС по дальності з її збільшенням (б), другий – невисока точність методу визначення сполучених точок, як координат центрів  $V(x, y)$  областей виявлення БПЛА (рис.1.34). Причому другий фактор дає значні помилки на менших дальностях до об'єкта.

На графіку рис.1.35в помітно вплив недостатньо точної ректифікації системи СВС, що проявляється в збільшенні помилки вимірювання дальності при великих азимутах і кутах місця. При цьому вплив помилок неточної ректифікації порівнюється з впливом помилок визначення сполучених точок.

#### 1.4.3 Розробка функціональної схеми системи виявлення БПЛА

Система виявлення БПЛА складається з трьох основних підсистем: радіолокаційної, акустичної та оптичної.

При самостійній роботі оптична підсистема системи має вирішувати наступні задачі:

- 1) Виявлення рухомих об'єктів у зоні огляду;
- 2) Розпізнавання та класифікація рухомих об'єктів;
- 3) Визначення кутових координат та дальності до БПЛА.

При роботі у комплексній системі разом з акустичною та радіолокаційною підсистемами оптична підсистема може отримувати первинну інформацію о рухомих об'єктах з радіолокаційних або акустичних даних та вирішувати лише задачі розпізнавання та класифікації цих об'єктів. Також оптична підсистема має можливість виконувати огляд простору у діапазоні кутів по азимуту від 0 до 360° та

виявляти БПЛА. До складу апаратної частини оптичної підсистеми входять наступні функціональні вузли (рис. 1.37).

1) Одна або кілька пар IP відеокамер з програмно керованими варіофокальними об'єктивами та можливістю роботи у ІЧ – діапазоні, розташованих на опорно-поворотному автоматизованому пристрої. Кількість камер визначається потрібним часом огляду простору.

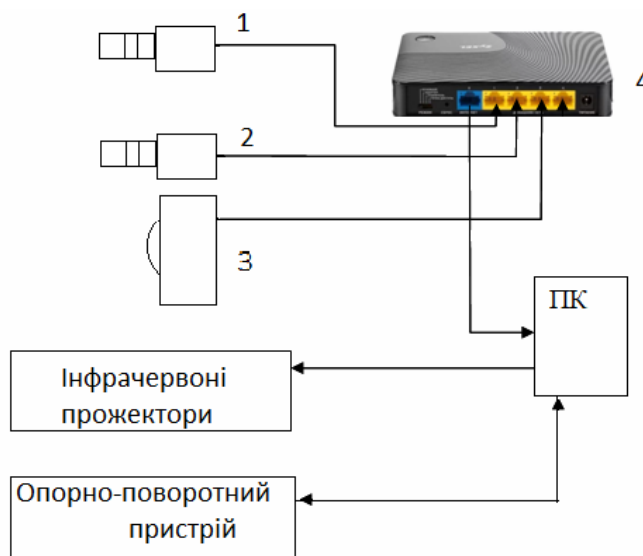


Рисунок 1.37 – Функціональна схема оптичної субсистеми

(1, 2 – відеокамери денного/інфрачервоного світла; 3 – тепловізійна камера;  
4 – роутер)

Огляд здійснюється у старт-стопному режимі. Потрібні сектори огляду, кутова швидкість переміщення та тривалість паузи у русі для вимірювань встановлюються програмним чином. При використанні камер з кутом огляду  $60^\circ$  забезпечується дальність виявлення БПЛА до 100м, при розрізненні камери FullHD (1920x1080).

При використанні длінофокусних об'єктивів з кутом огляду  $(10...5)^\circ$  дальність виявлення БПЛА підвищується у 6-13 разів, а при використанні камер з розрізненням 4K дальність підвищується ще у 2 рази (рис.1.38). Таким чином, максимальна дальність виявлення та розпізнавання БПЛА може скласти 1.3...2.6 км.

2) Тепловізійна камера (тепловізор), яка забезпечує функціонування оптичної підсистеми у ночний час та в умовах малої освітленості до дальностей 2...2,5 км (п.р.1.2).

3) Роутер, що об'єднує потоки даних від IP відеокамер у єдиний канал та передає потоки даних на пристрій обробки зображень.

4) Пристрій обробки зображень, що отримані від IP відеокамер. Цей пристрій є персональним комп'ютером з процесором типу i5 або i7. При використанні процесору типу i5 швидкість обробки FullHD (1920x1080 пікселів) зображення від однієї камери складає приблизно 8 кадрів за секунду. При обробці зображення від чотирьох камер швидкість обробки кожного з відеопотоків буде дорівнювати 2 кадра за секунду. Використання процесору i7 дозволяє збільшити швидкість обробки відеопотоків удвічі. Інтервал часу виявлення та розпізнавання БПЛА порядку 0,25-0,5с вважається задовільним для аналогічних систем.

5) Опорно-поворотний пристрій, який являється носієм жорсткого металевого каркасу з відеокамерами, теплові зором та ІЧ прожекторами. ОПП є повністю автоматизований з можливістю забезпечити круговий огляд простору у «старт-стопному» режимі та програмно змінювати параметри руху.

При використанні відеокамер з розрізненням 4K(3840x2160 пікселів) або 8K(7680x4320 пікселів) збільшується дистанція виявлення БПЛА (рис.1.38), та зменшується швидкість обробки зображення пропорційно збільшенню розрізненню цих камер. Так, при використанні відеокамер 4K, кількість пікселів у зображенні збільшується у 4 рази порівняно зі стандартом FullHD, а при використанні відеокамер 8K, кількість пікселів збільшується у 16 разів. Тому у відповідну кількість разів зменшується швидкість обробки інформації. Час розпізнавання від 1 до 4с можна вважати незадовільним для аналогічних систем. Для зменшення часу розпізнавання можна використовувати розрахунки у GPU типа NVIDIA GForce 1080.

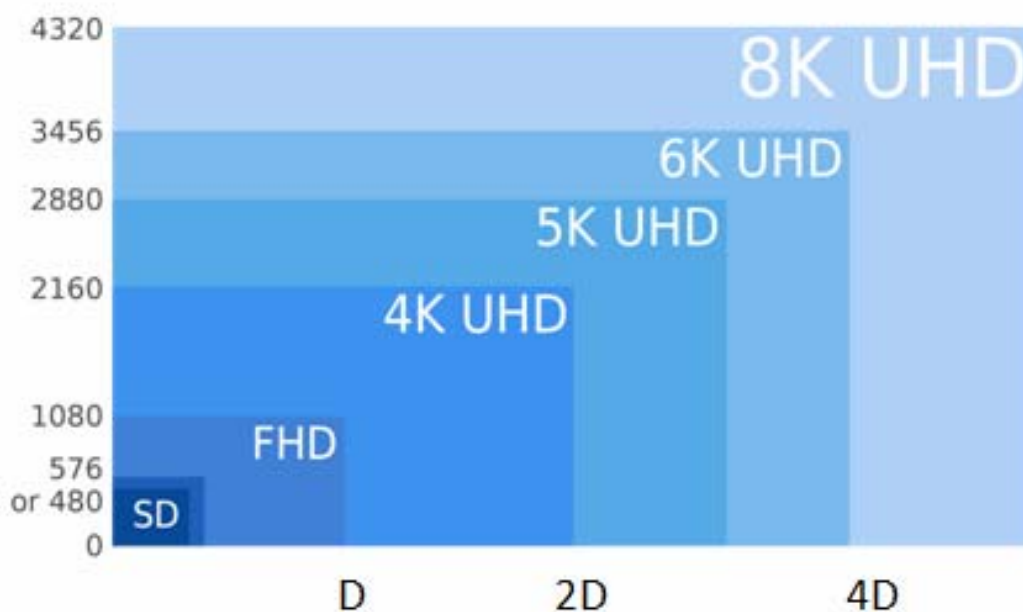


Рисунок 1.38 – Співвідношення розмірів зображень

Також можна досягти збільшення швидкості обробки зображення завдяки обробці не всього кадру, а його частини, у якій може бути зафіксовано рух квадрокоптера. У наведеному нижче прикладу (рис.1.39) відображено частину кадру, якою може бути обмежена зона польоту БПЛА і, відповідно, зона програмного пошуку. Завдяки обмеженню зони обробки зображення можна досягти підвищення швидкості виявлення до 2-х разів.

Досліджувана підсистема дозволяє ефективно виявляти та розпізнавати БПЛА у денний час. Для її роботи у нічний час в схему додані ІЧ-відеокамери, ІЧ-прожектори та тепловізійна камера, керування якими виконується шляхом активізації необхідного режиму функціонування. Як керування оглядом простору, так і обробка відео зображень, з метою виявлення БПЛА та визначення його координат, можуть бути здійснені на спеціалізованому мікропроцесорному пристрою або на ПК з процесором i7.

Крім виявлення та розпізнавання БПЛА необхідно вирішувати задачу визначення відстані до БПЛА та кутових координат цілі. Для вирішення цієї задачі використовується метод стереозору (п.1.1.2; п.р.1.4).



Частина  
зображення, де  
можливий рух

Рисунок 1.39 – Обмеження зони огляду

#### 1.4.4 Розробка алгоритма обробки зображення при виявленні та розпізнаванні БПЛА

Сучасні IP відеокамери мають вбудований rtsp сервер, що забезпечують передавання відеопотоку при підключенні до нього. Обробка відео потоку здійснюється за алгоритмом наведеним на рис.1.40. Після програмного підключення до сервера за його IP адресою отримуємо відеопотоки з камер

У безкінечному циклі (блок 3) зчитуємо одночасно кадри із двох паралельно розташованих відеокамер, що підключені до ПК та призначені для виявлення, розпізнавання БПЛА, а також розрахунку відстані та кутових координат БПЛА (блок 4) у одному з секторів.

В оптичній підсистемі камери під час вимірювань нерухомі. Тому ми маємо статичне зображення місцевості із об'єктами, що можуть рухатися на нерухомому фоні. До таких об'єктів відносяться: тварини та птахи, люди та автомобілі, БПЛА та літаки, комахи, хмари, коливання дерев, трави, кущів. У цих умовах високу ефективність показують методи MOG, MOG2, KNN та інші, що дозволяють виділяти рухомі об'єкти на статичному фоні. При їх використанні обробляється зображення у градаціях сірого.



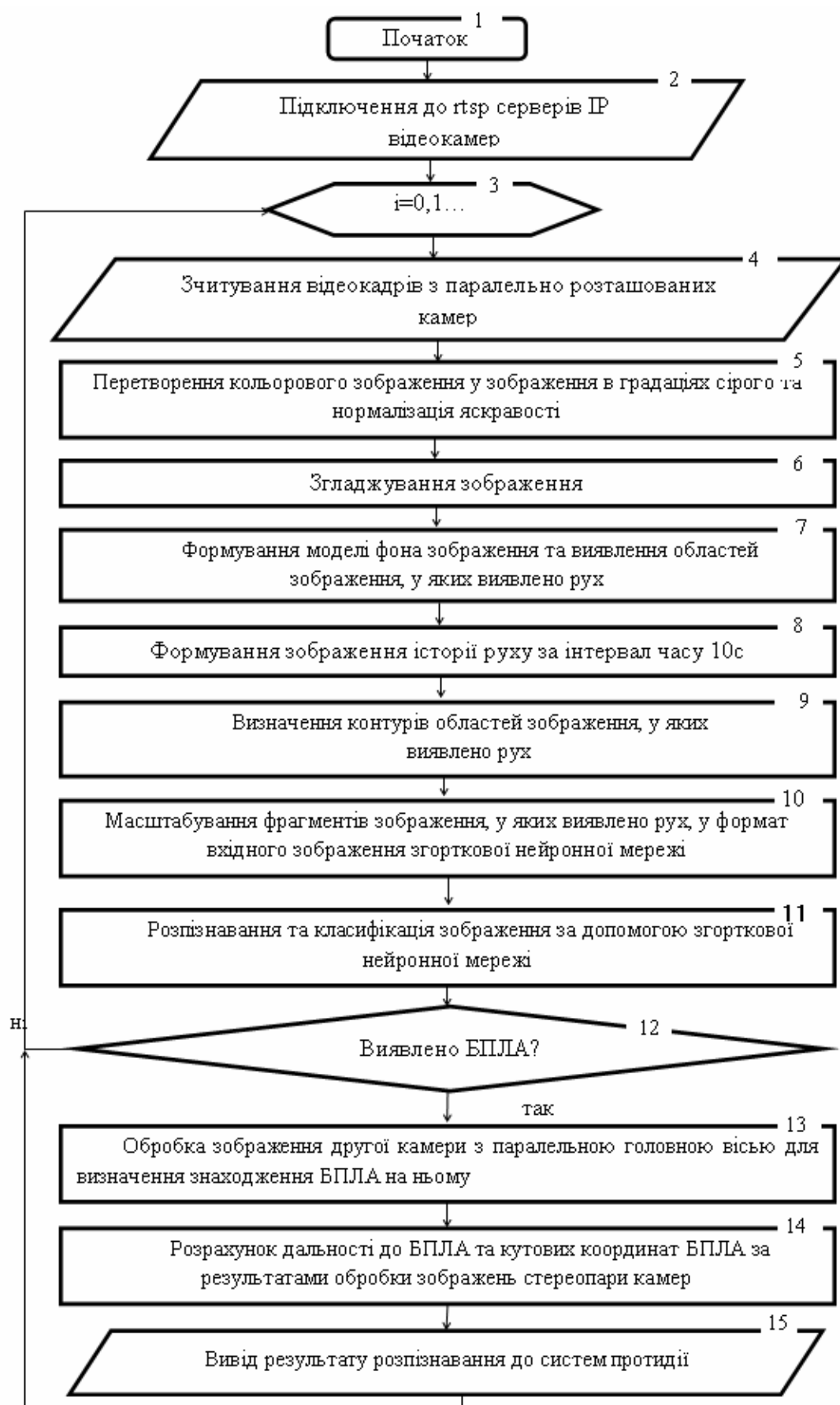


Рисунок 1.40 – Алгоритм обробки зображення при виявленні та розпізнаванні БПЛА

Тому, наступним етапом обробки зображення є перетворення кольорового зображення у зображення у відтінках сірого (блок 5). Для компенсації впливу інтенсивності освітлення при різних погодних умовах та в продовж доби на результат роботи алгоритма розпізнавання виконується нормалізація інтенсивності освітлення в кожному кадрі (блок 5).

При недостатній освітленості в у вечірні чи ранкові часи, у похмурі дні осінню та зимою, а також у нічний час при використанні інфрачервоного підсвічування камера автоматично переходять у режим максимальної чутливості. Це призводить до підвищення рівня шумів камери та потребує згладжування зображення з використанням згладжуючого фільтра. За результатами досліджень обрано Гаусов фільтр з розмірами ядра  $5 \times 5$  (блок 6).

Для виявлення рухомих об'єктів на нерухомому фоні використано алгоритм MOG, результатом роботи якого є чорно-біле зображення, білі області якого відповідають рухомих об'єктам, а чорні нерухомому фону (блок 7).

На значних дистанціях до БПЛА необхідна селекція детермінованого руху БПЛА на фоні випадкових рухів частин дерев, трави та зміною положення хмар. Для цього створюється зображення, що містить історії руху кожного з рухомих об'єктів (блок 8). Завдяки частковому перекриттю зображення рухомого об'єкта типу БПЛА у суміжних кадрах відеопотока досягаємо збільшення розміру сліду цього об'єкта на зображенні історії руху та виявлення БПЛА на значних дистанціях порядку 100-120м при куті зору  $60^\circ$  і дозволу камери FullHD. Час обробки історії руху складає 5 с.

Наступним етапом обробки зображення є знаходження контурів областей зображення, де виявлено рух (блок 9). Для цього детектуємо контури таких областей на зображенні історії та селекуємо контури за кількістю пікселів у контурі. Контури з малою кількістю пікселів вважаються результатом випадкових рухів листви дерев, трави, зміщенню хмар. Контури з кількістю пікселів, вищою за порогове значення можуть відповідати БПЛА.

Відповідно до координат контурів, що пройшли етап селекції за довжиною, із початкового кольорового зображення вилучаються частини, що є результатом

апроксимації цих контурів квадратами (блок 10). Розміри кожного квадратного зображення перераховуються до стандартного розміру 32x32 піксели навченої загорткової мережі.

За результатами досліджень ефективності роботи різних загорткових мереж обрана архітектура, що містить 3 згорткових шара, один повнозв'язний шар та один вихідний шар. Подаємо на згорткову мережу зображення усіх частин відеокadra, у яких виявлено рух та отримуємо результат розпізнавання (блок 11).

Якщо ні один з рухомих об'єктів не є БПЛА, то починаємо обробку наступного кадра з відеокамери (блок 12). Якщо одна чи декілька частин зображення за результатами розпізнавання містить БПЛА, то починаємо обробку відеокadra з другої камери стереопари

Для цього відеокadra виконуються усі ті ж дії, що і для першого кадра (блок 13). При виявленні БПЛА на другому кадрі з невеликим зміщенням відносно його зображення на першому кадрі розраховуються значенні відстані до БПЛА та кутових координат (блок 14).

Результати розрахунків передаються у підсистему противодії БПЛА (блок 15).

#### 1.4.5 Визначення траєкторії переміщення рухомого об'єкту і вектора швидкості його руху за результатами траєкторних вимірювань

Одним із завдань постобробки інформації о виявлених БПЛА є відстеження траєкторії їх руху. Це дозволяє визначити реальну кількість об'єктів та вірно керувати системами протидії дронам. Для цього потрібно визначати траєкторії руху БПЛА. При визначенні траєкторії руху ми розуміємо, що у новому відеокadрі виявлено не новий БПЛА, а відбулося зміщення у просторі вже розпізнаного БПЛА.

Існує багато алгоритмів, що дозволяють відстежити траєкторію руху об'єкту. Вони мають різну швидкодію, різну точність визначення вектора руху, в тому числі при різних відношеннях сигнал-шум. В даному пункті звіту наводяться результати

досліджень деяких алгоритмів пошуку векторів руху, які найкраще підходять для задачі визначення параметрів руху БПЛА.

#### 1.4.5.1 Дослідження блокових методів пошуку вектора руху за відсутності шумів

Найбільш простим і універсальним є алгоритм пошуку векторів руху блоків на основі повного перебору. Даний алгоритм може використовуватися в якості еталонного для оцінки якості інших алгоритмів. Недоліком алгоритму є низька швидкодія. Для пошуку вектора руху розглядається норма різниці сигналів яскравості блоку в поточному кадрі і ділянки опорного кадру із зсувом на вектор руху:

$$H(V_x, V_y) = \sum_{x-x_0, y-y_0 \in B} |F(x, y, t) - F(x - V_x, y - V_y, t - 1)|, \quad (1.69)$$

де  $F$  – значення яскравості,

$t$  – часовий індекс кадру,

$(x, y)$  – просторові координати пікселів в кадрі,

$(x_0, y_0)$  – координати лівого верхнього кута блоку.

Підсумовування в (1.69) проводиться за всіма пікселями блоку  $B$ .

Розмір блоку залежить від розміру знайденого об'єкта спостереження в кадрі.

Значення  $\vec{V}$ , для яких сума абсолютних різниць  $H \leq H_0$  має найменше значення, приймається за шуканий вектор. Тут  $H_0$  – мала величина, що характеризує максимально допустиму точність пошуку руху. Якщо  $H > H_0$ , то приймається, що еквівалентна ділянка зображення в опорному кадрі відсутня, і об'єкт втрачено.

Вектори руху шукаються алгоритмом повного перебору в заданій обмеженою околиці:  $-N \leq V_x, V_y \leq N$ . Для визначення вектора руху одного блоку необхідно

виконати  $256(2N+1)^2$  операцій віднімання, взяття модуля і складання, в сумі близько  $3 \cdot (2N+1)^2$  операцій. На один піксель блоку кількість операцій становить  $3 \cdot (2N+1)^2$ , що вже при типовому значенні  $N=15$  дорівнює значній величині  $3 \cdot 10^3$  операцій / піксель.

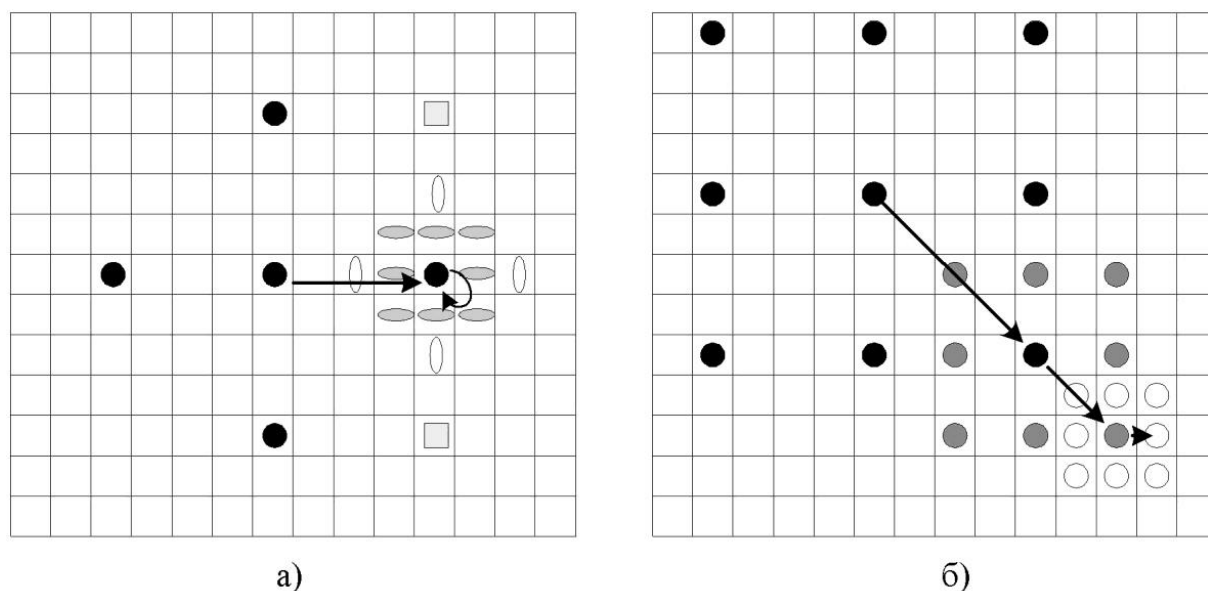
Для зменшення кількості операцій існують алгоритми, засновані на обмеженому розгляді можливого числа кандидатів на вектори руху. Так, в логарифмічному алгоритмі пошук здійснюється в невеликій околиці з кроком зміни значення вектора руху в 2 пікселя до тих пір, поки не буде знайдений локальний мінімум  $H$ , після чого значення вектора руху уточнюється з кроком в один піксель в околиці цього мінімуму (рис.1.41).

Цифрами позначений порядок, в якому розглядаються кандидати на вектора руху і обчислюється контрольна сума  $H$  в (1.69).

|  |   |          |   |   |   |
|--|---|----------|---|---|---|
|  |   | 2        | 2 | 2 | 3 |
|  | 1 | 1        | 1 | 2 | 3 |
|  | 1 | <b>0</b> | 1 | 2 | 3 |
|  | 1 | 1        | 1 |   |   |
|  |   |          |   |   |   |

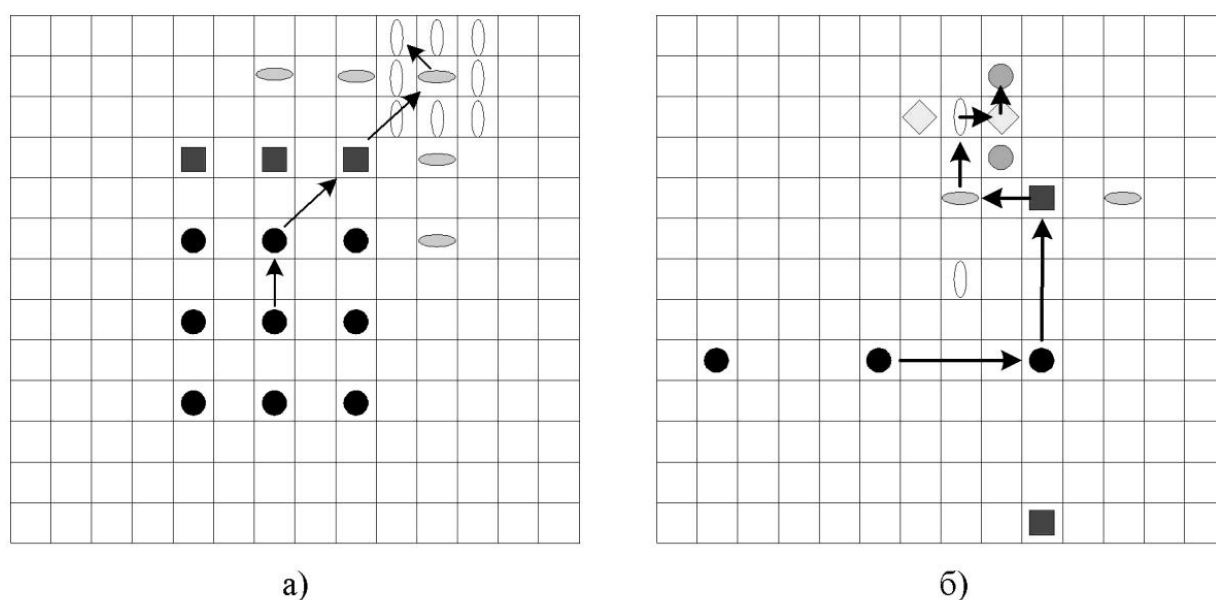
Рисунок 1.41 – Схема пошуку векторів руху в логарифмічному алгоритмі

На рис. 1.42, а і 1.42, б наведено можливі схеми збіжності логарифмічного і 3-крокового алгоритмів пошуку відповідно. З аналізу рис. 1.42 випливає, що логарифмічний алгоритм вимагає більшу кількість кроків виконання, ніж 3-кроковий, але можливе досягнення більшої точності, особливо коли зона пошуку досить велика.



(а) – двовимірний логарифмічний, (б) – три кроковий  
 Рисунок 1.42 – Можливі шлях збіжності алгоритмів пошуку

Існує кілька реалізацій логарифмічного алгоритму, які відрізняються вибором відстані між блоками. Ортогональний пошук (рис. 1.43, б) є комбінацією 3-крокового і логарифмічного пошуків. У ньому поперемінно пробуються горизонтальний і вертикальний напрямки.



(а) – трикроковий, (б) - ортогональний

Рисунок 1.43 – Можливі шляхи збіжності алгоритмів пошуку

Спочатку вибирається початкова відстань між блоками, зазвичай воно дорівнює половині максимально можливого зміщенню в зоні пошуку. Після

перебору трьох блоків, центр пошуку зміщується в точку, відповідну найкращому блоку. Така ж операція повторюється для вертикального напрямку. Відстань між блоками зменшується вдвічі, якщо вона більше одиниці, інакше пошук закінчений.

В ієрархічному алгоритмі спочатку проводиться пошук векторів руху для спеціальним чином передискретизованого зображення, що має більш грубе розрізнення. Після чого значення знайдених векторів руху уточнюються при переході до наступного рівня більш високої роздільної здатності, і так далі, поки не буде досягнутий рівень розрізнення в 1 піксель. При цьому кількість необхідних операцій для визначення вектора залежить від розміру вікна пошуку лише логарифмічно і значно менше в порівнянні з алгоритмом повного перебору.

Приклад ієрархічного алгоритму – середня піраміда. Піраміда будується за допомогою фільтра нижніх частот

$$g_L(x, y) = \frac{1}{4} \cdot \left( \sum_{u=0}^1 \sum_{v=0}^1 g_{L-1}(2x+u; 2y+v) \right), \quad (1.70)$$

де  $g_L(x, y)$  – рівень яскравості пікселя з координатами  $(x, y)$  рівня  $L$  піраміди.

Ілюстрація алгоритму середньої піраміди приведена на рис. 1.44.

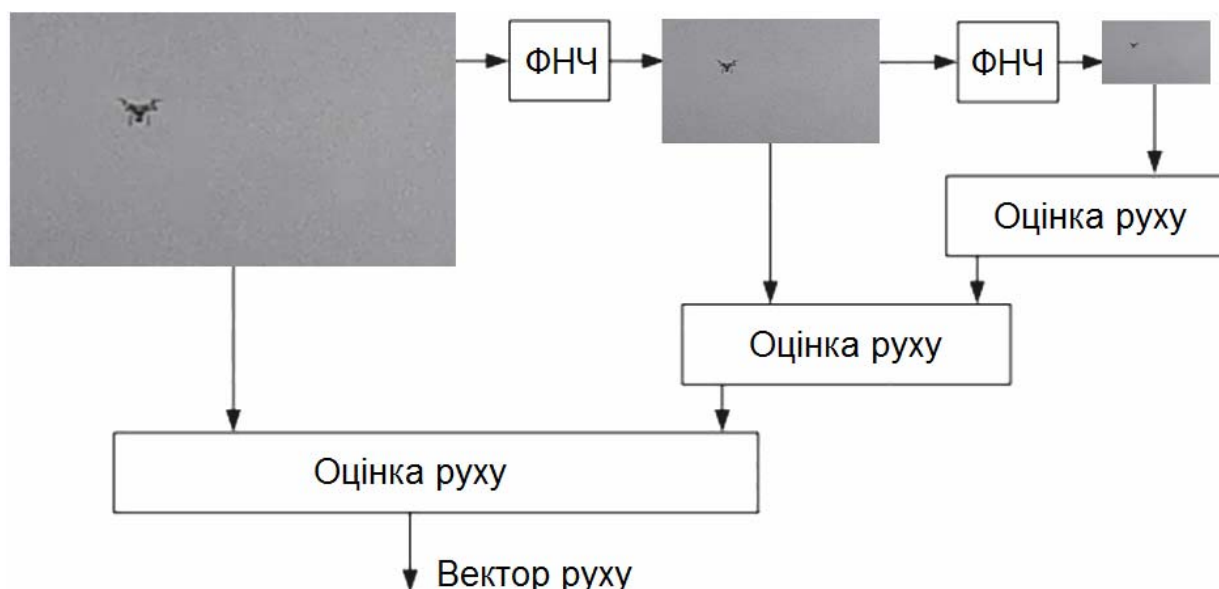


Рисунок 1.44 – Схема ієрархічного пошуку

Один піксель рівня 2 відповідає блоку 4x4 і блоку 2x2 пікселів на нульовому і першому рівнях відповідно. На верхньому рівні піраміди використовується 3-

кроковий пошук з деякими змінами, на інших рівнях – повний пошук в невеликих вікнах.

Проведені дослідження блокових алгоритмів на реальних відеозображеннях.

При знаходженні векторів руху використовувалася міра SAD (Sum of Absolute Differences) – сума абсолютних різниць. На рис. 1.45 – 1.47 показані приклади функцій SAD в залежності від знайденого вектора руху.

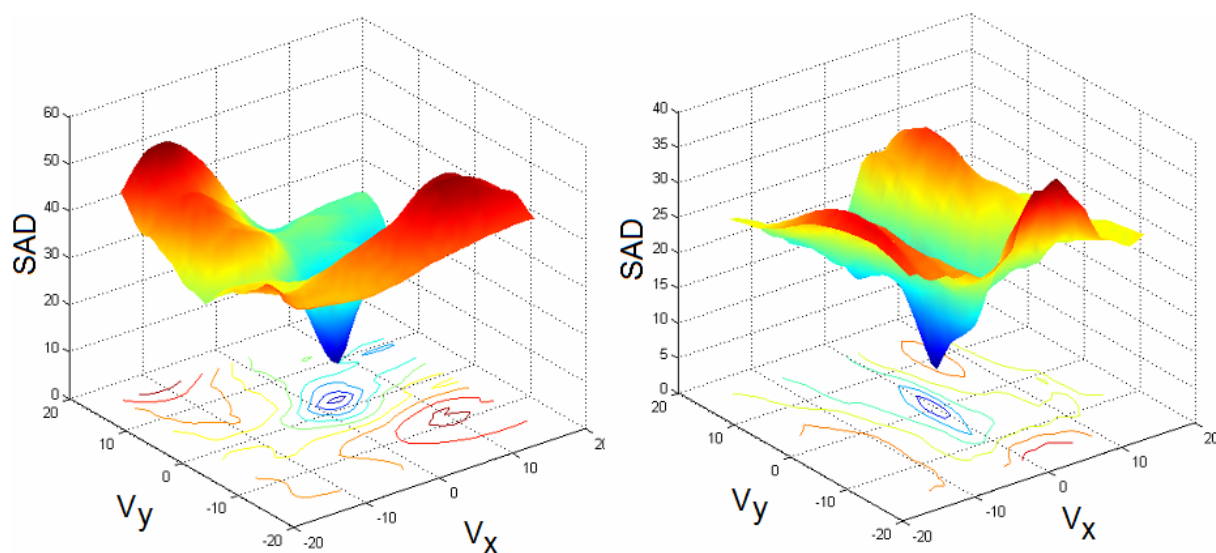


Рисунок 1.45 – Приклади функцій  $SAD(V_x, V_y)$  з вираженим локальним мінімумом

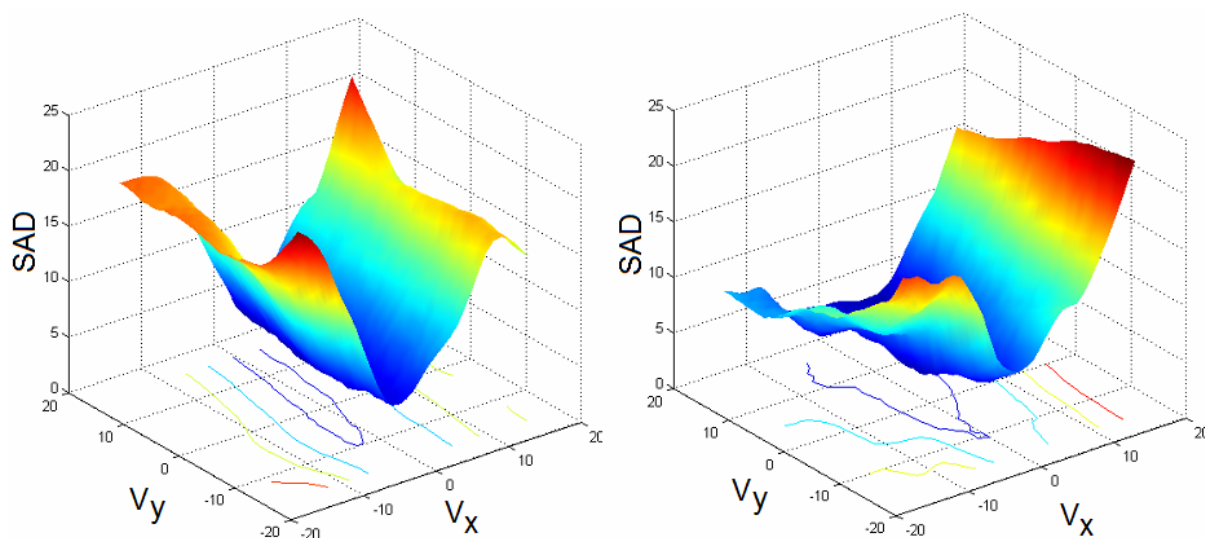


Рисунок 1.46 – Приклади функцій  $SAD(V_x, V_y)$  зі слабо вираженим локальним мінімумом



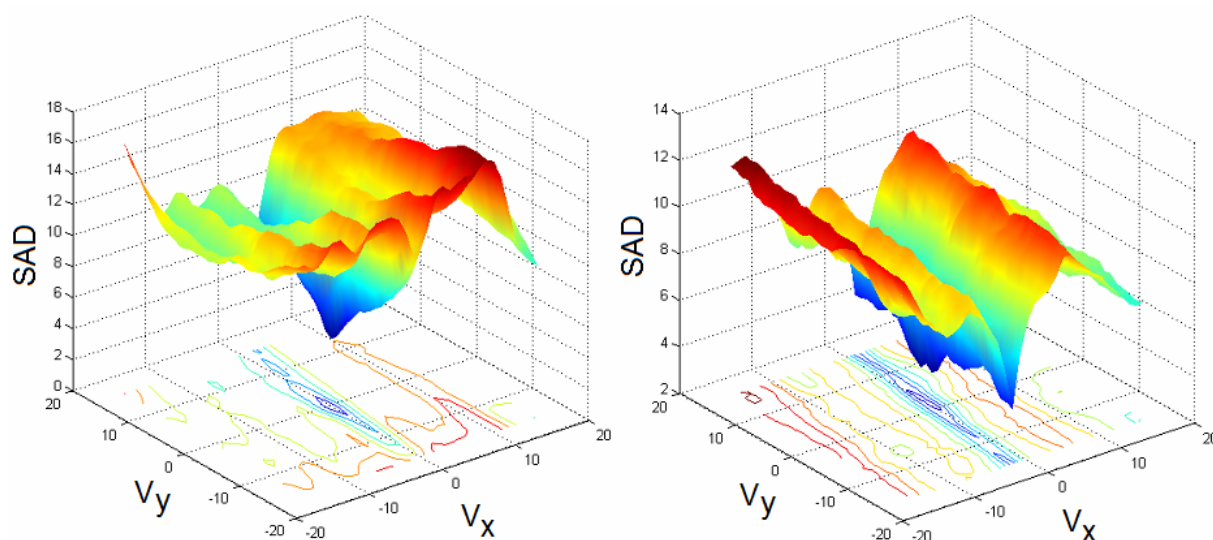


Рисунок 1.47 – Приклади функцій  $SAD(V_x, V_y)$  з декількома локальними мінімумами

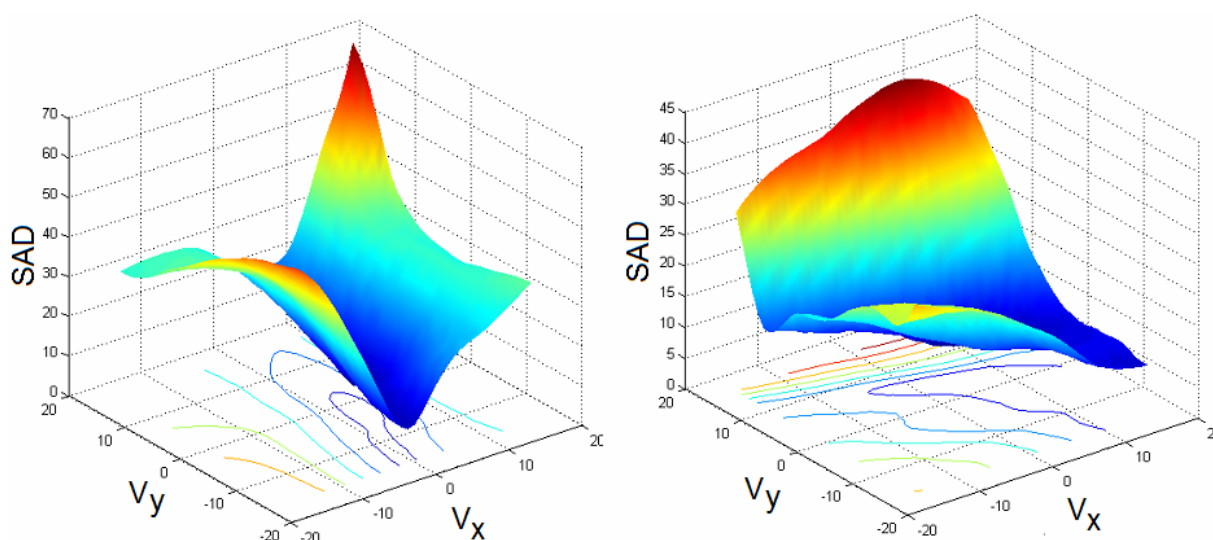


Рисунок 1.48 – Приклади функцій  $SAD(V_x, V_y)$  з мінімумом за межами області пошуку

Функції на рис.1.45 мають чітко виражений мінімум. Найчастіше такий мінімум спостерігається в районі нульового або близьконульового зміщення, тобто рух блоку відсутній або дуже малий. На рис.1.46 показані функції, які мають слабо виражений локальний мінімум.

Такі функції часто витягнуті по одній з координат. Якщо рух в кадрі відбувається уздовж осі  $x$ , то функція  $SAD(V_x, V_y)$  витягнута уздовж осі  $y$ , і навпаки.

На рис.1.47 функції  $SAD(V_x, V_y)$  мають кілька локальних мінімумів. У разі алгоритму повного перебору це не має ніякого значення і не впливає на результат пошуку. Однак в блокових алгоритмах з обмеженим числом претендентів це може привести до неточного визначення векторів руху.

На рис. 1.48 функції мають мінімум на кордоні області пошуку, тобто по суті істинний мінімум знаходиться за її межами. У цьому випадку визначення векторів руху також не точне. Вихід із ситуації – розширення області пошуку, збільшення числа можливих векторів-претендентів.

Проведено порівняння алгоритмів оцінки руху за параметрами якості і час виконання. Під якістю мається на увазі середня величина оцінної функції  $SAD(V_x, V_y)$ , відповідна знайденим даним алгоритмом векторах руху, віднесена до середньої величини  $SAD(V_x, V_y)$  при алгоритмі повного перебору. Порівняльні результати досліджень дані в табл.1.7.

Наведені нормовані показники якості отримані виходячи з середніх значень функції вартості і часу обчислень в результаті обробки 3-х відеопослідовностей довжиною 10 кадрів і розміром кадру 720x304. Розмір області пошуку склав 32x32 пікселя, точність пошуку – 1 піксель, розмір блоку 16x16.

Таблиця 1.7 – Порівняння блокових алгоритмів оцінки руху за параметрами якості і часу виконання

| Алгоритм          | $\overline{SAD} / \overline{SAD}_{\text{повн.}} \cdot 100\%$ | Відносний час, % |
|-------------------|--------------------------------------------------------------|------------------|
| 1. Повний перебір | 100                                                          | 100              |
| 2. 3-кроковий     | 123,3                                                        | 3,65             |
| 3. 4-кроковий     | 126,6                                                        | 2,2              |
| 4. Логарифмічний  | 135,9                                                        | 1,27             |
| 5. Ортогональний  | 127,7                                                        | 2,09             |
| 6. Ієрархічний    | 104,1                                                        | 3,5              |

З результатів досліджень випливає, що мінімальний час виконання має ортогональний алгоритм, а мінімальну енергію залишкового кадру дає ієрархічний алгоритм. Ці два показники є головними, на які спираються при порівнянні алгоритмів. Ієрархічний алгоритм має середню енергію залишкового кадру, всього на 4% більше енергії залишкового кадру при алгоритмі повного перебору.

#### 1.4.5.2 Дослідження блокових методів пошуку вектора руху в умовах шуму

В практиці роботи систем виявлення БПЛА по відеозображенню не поодинокі випадки, коли відеосигнал має недостатньо велике відношення сигнал-шум. З метою виявлення умов, при яких виникають помилкові вектори руху, проведено ряд експериментів, що включали отримання відеопослідовностей з різним відношенням сигнал-шум і визначення полів векторів руху для отриманих відеопослідовностей.

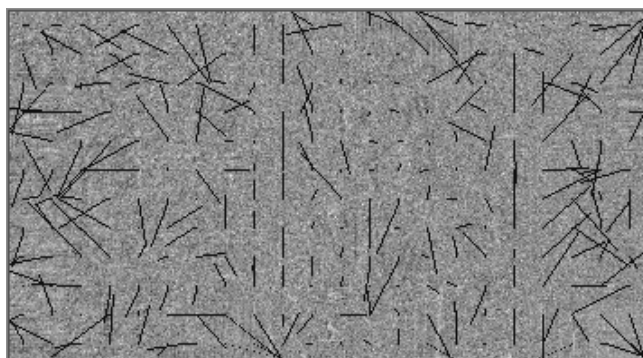
Вихідні тестові відеопослідовності зашумлялися для отримання відео з потрібним відношенням сигнал-шум. Середньоквадратичне відхилення шуму визначалося виходячи з умови:

$$PSNR = 20 \lg \frac{255}{\sigma_{ш}}, \quad (1.71)$$

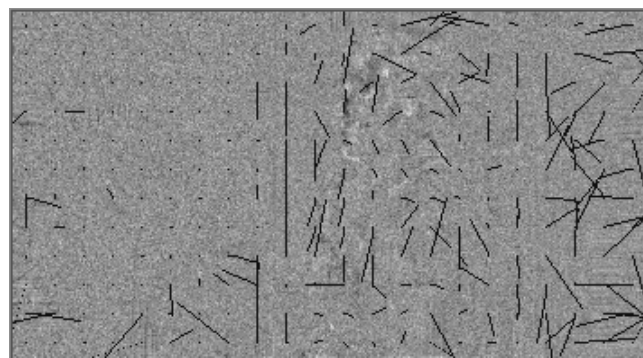
де  $PSNR$  – пікове відношення сигнал-шум (peak signal-to-noise ratio).

Приклади визначення векторів руху в зашумленому зображенні показані на фоні скомпенсованої різниці кадрів на рис.1.49. Поля векторів руху отримані алгоритмом повного перебору і відповідають мінімуму оціночної функції (1.69).

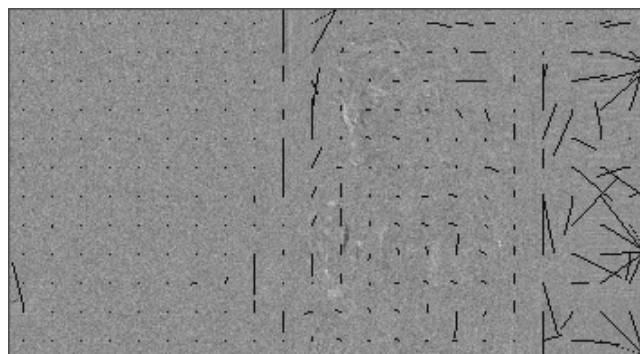
Вектори сусідніх макроблоків помітно відрізняються, як за абсолютною величиною, так і за напрямком, поле векторів перестає бути гладким. Причому більша кількість векторів руху знайдена в однорідній частині кадру, тобто алгоритм, по суті, відстежує зміну розподілу шуму від кадру до кадру. Така ситуація спостерігалася в більшості проведених експериментів і особливо характерна для досить однорідних за своєю структурою об'єктів.



а)



б)



в)

(а) -  $PSNR = 20$  дБ, (б) -  $PSNR = 25$  дБ, (в) -  $PSNR = 30$  дБ

Рисунок 1.49 – Поля векторів руху на фоні скомпенсованої різниці кадрів

Отримано графіки функцій  $SAD$  для зашумлених відеопослідовностей, найбільш характерні з них наведені на рис.1.50 – 1.52. Графік на рис.1.50 відповідає  $PSNR = 20$  дБ, рис.1.51 –  $PSNR = 25$  дБ, рис.1.52 –  $PSNR = 30$  дБ.

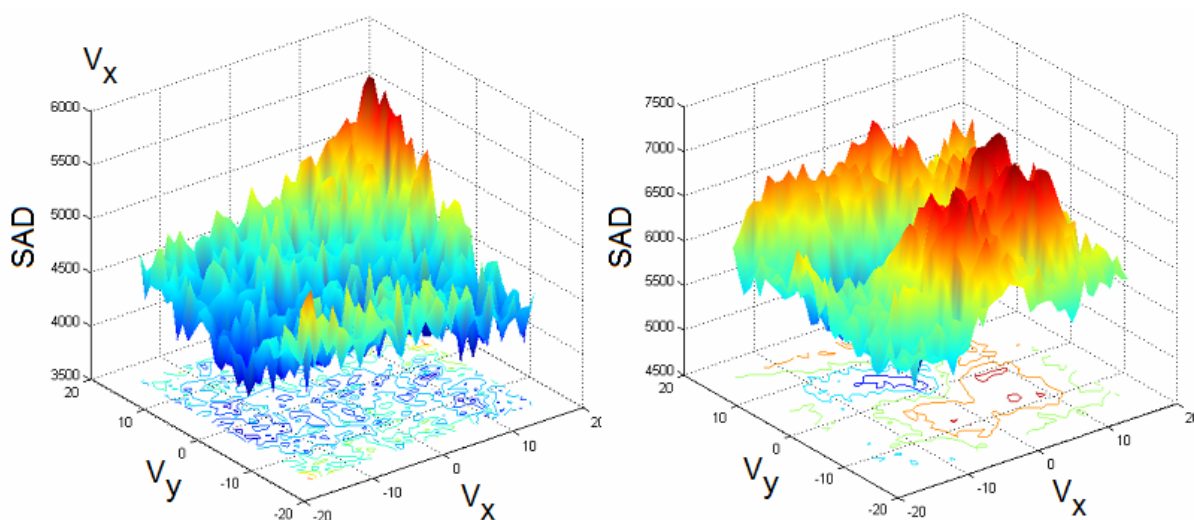


Рисунок 1.50 – Приклад функцій  $SAD(V_x, V_y)$  для зашумлених відеопослідовностей при  $PSNR = 20$  дБ

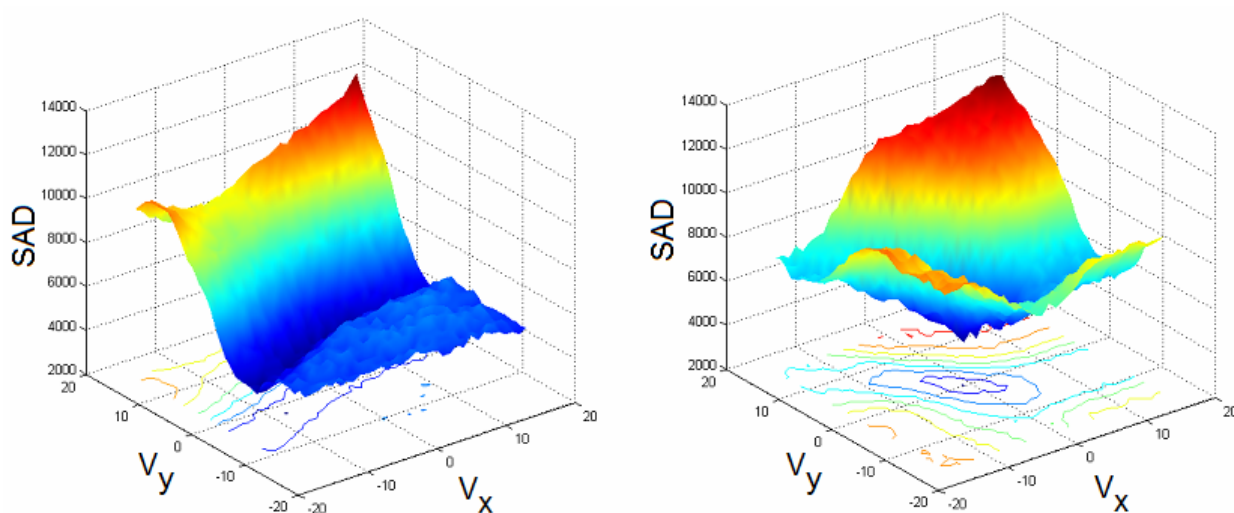


Рисунок 1.51 – Приклад функцій  $SAD(V_x, V_y)$  для зашумлених відеопослідовностей при  $PSNR = 25$  дБ

Аналіз графіків на рис.1.50 – 1.52 показує, що при впливі шумів функції  $SAD(V_x, V_y)$  стають порізаними, в них з'являється велика кількість локальних мінімумів. Цей вплив тим більше, чим менше відношення сигнал-шум.

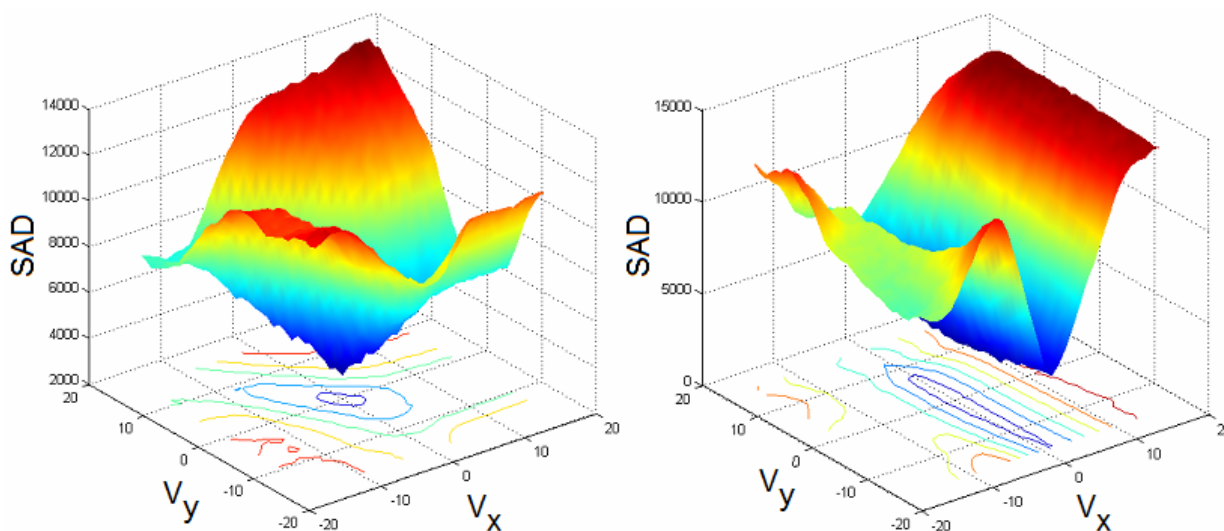


Рисунок 1.52 – Приклад функцій  $SAD(V_x, V_y)$  для зашумлених відеопослідовностей при  $PSNR = 30$  дБ

Спотворення функцій  $SAD(V_x, V_y)$  спостерігається при відношеннях сигнал-шум менше 40 дБ. Поява великої кількості локальних мінімумів погіршує

результати пошуку векторів руху блоковими алгоритмами з прискореним алгоритмом пошуку (ортогональним, логарифмічним, трьох- і чотирьохкроковим).

До найбільших спотворень шумами схильні функції  $SAD(V_x, V_y)$ , що не мають яскраво вираженого мінімуму. Такі функції відповідають блокам, в яких зображення досить однорідне за своєю структурою і не містить виражених деталей.

У проведеному експерименті використовувався алгоритм повного перебору як еталонний, оскільки в заданому вікні пошуку він дозволяє знайти абсолютний мінімум оціночної функції. Тобто за істинний вектор руху приймався той, що отриманий методом повного перебору при відсутності шуму

Для оцінки ефективності використання інших алгоритмів пошуку векторів руху в відеопослідовностях з малим відношенням сигнал-шум проведено експеримент на описаних вище відеосюжетах.

Про ефективність досліджуваних алгоритмів можна судити по середньому модулю відхилення компонентів знайдених векторів руху  $(V_{xu}, V_{yu})$  відносно знайдених алгоритмом повного перебору  $(V_{xn}, V_{yn})$ :

$$\Delta = \left( \frac{|V_{xn} - V_{xu}|}{V_{xn}} + \frac{|V_{yn} - V_{yu}|}{V_{yn}} \right) \cdot 100\%. \quad (1.72)$$

В табл. 1.8 показані результати дослідження алгоритмів пошуку руху у зашумлених відеопослідовностях.

Таблиця 1.8 – Результати дослідження алгоритмів пошуку руху

| Алгоритм          | Відхилення вектора, $\Delta$ % |            |            | Час, % |
|-------------------|--------------------------------|------------|------------|--------|
|                   | Без шуму                       | PSNR=30 дБ | PSNR=20 дБ |        |
| 1. Повний перебір | 0                              | 24,8       | 34,1       | 100    |
| 2. 3-кроковий     | 17,0                           | 23,3       | 32,8       | 3,65   |
| 3. 4-кроковий     | 19,4                           | 26,6       | 37,5       | 2,2    |
| 4. Логарифмічний  | 26,2                           | 35,9       | 50,6       | 1,27   |
| 5. Ортогональний  | 20,2                           | 27,7       | 39,1       | 2,09   |
| 6. Ієрархічний    | 3,0                            | 4,1        | 5,8        | 3,5    |

З результатів в табл. 1.8 можна зробити такі висновки.

1. Спотворення оціночних функцій SAD спостерігається при відношеннях сигнал-шум менше 40 дБ. Поява великої кількості локальних мінімумів погіршує результати пошуку векторів руху прискореним алгоритмом.
2. Найбільшим спотворенням шумами схильні функції SAD, які не мають яскраво вираженого мінімуму. Такі функції відповідають блокам, в яких зображення досить однорідне за своєю структурою і не містить виражених деталей.
3. Найкращий результат на зашумлених зображеннях дав ієрархічний алгоритм. Середнє відхилення знайдених векторів руху відносно алгоритму повного перебору склало біля 4% при PSNR=30 дБ і не перевищило 6% при PSNR=20 дБ.
4. Слабкий вплив шуму можна пояснити застосуванням в ієрархічному алгоритмі ФНЧ. Це підтверджує доцільність його застосування при пошуку векторів руху в відео з малим відношенням сигнал-шум.

#### 1.4.5.3 Результати експериментів з визначення траєкторії руху БПЛА

Існує багато алгоритмів, що дозволяють відстежити траєкторію руху об'єкту. Їх називають трекерами. Найбільш частіше використовують наступні типи алгоритмів трекерів: 'BOOSTING', 'MIL', 'KCF', 'TLD', 'MEDIANFLOW', 'GOTURN', 'MOSSE', 'CSRT'. Була досліджена ефективність кожного з них, та придатність до відстеження траєкторій БПЛА.

BOOSTING алгоритм. Цей трекер заснований на версії AdaBoost - алгоритму, який використовує детектор осіб HAAR. Цей класифікатор необхідно навчати під час виконання з позитивними і негативними прикладами об'єкта. Первісна обмежує рамка, надана нейронною мережею, розглядається як позитивний приклад для об'єкта, і багато ділянок зображення за межами обмежує рамки розглядаються як фон. З огляду на новий кадр, класифікатор запускається для кожного пікселя в околиці попереднього місця розташування, і записується оцінка класифікатора. Нове місце розташування об'єкта - це те, де оцінка максимальна. Цей алгоритм



найстаріший. При обробці FullHD зображення він дозволяє обробляти 33-35кадрів у секунду, але максимальна дальність тракторного відстеження досягає лише 60-70м. Крім того він не дозволяє визначити момент часу, коли відбулась втрата об'єкту відстеження (рис. 1.53).

KCF трекер заснований на ядерних фільтрах кореляції. Він дозволяє обробляти до 250 кадрів/секунду, фіксувати втрату супроводу об'єкту, але дуже схильний до впливу завад і зриву супроводу. Дальність його роботи не перевищує 30 м.

TLD означає відстеження, навчання і виявлення. Як випливає з назви, цей трекер розділяє завдання довгострокового відстеження на три компонента – (короткострокове) відстеження, навчання і виявлення. Трекер слідує за об'єктом від кадру до кадру. Детектор локалізує всі ознаки і при необхідності коректує трекер. Навчання оцінює помилки детектора і оновлює його, щоб уникнути цих помилок в майбутньому. З позитивного боку, цей трекер, відстежує об'єкт в більшому діапазоні масштабів, руху і накладення. При практичних дослідженнях виявлено, що швидкість обробки не перевищує 4-5 кадрів/секунду, а дальність досягає 50-60 м.

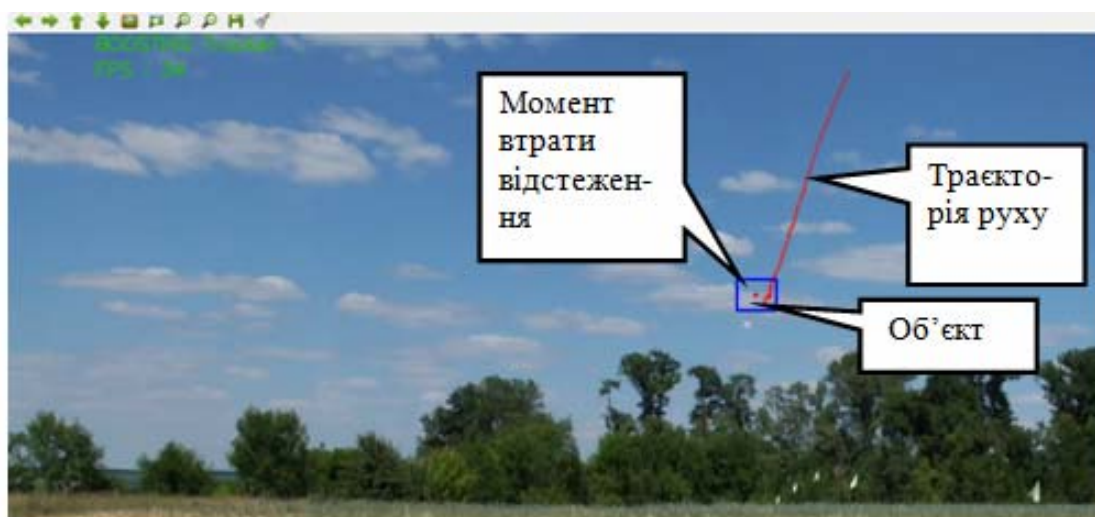


Рисунок 1.53 – Побудова траєкторії руху

MEDIANFLOW трекер відстежує об'єкт як в прямому, так і в зворотному напрямку в часі і вимірює розбіжності між цими двома траєкторіями. Зведення до мінімуму цієї помилки ForwardBackward дозволяє їм надійно виявляти збої



відстеження і вибирати надійні траєкторії у відеопослідовність. Він добре працює коли рух передбачуван та невелика швидкість руху об'єкту. Швидкість обробки кадрів досягає 73-76 кадрів/секунду, а дальність супроводу БПЛА не перевищує 30-40 м (рис. 1.54).

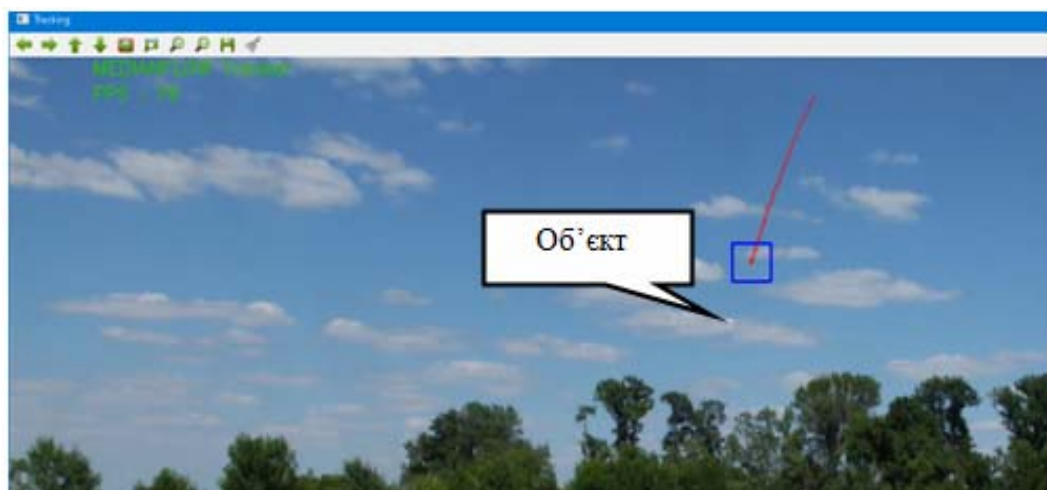


Рисунок 1.54 – Супровід БПЛА трекером MEDIANFLOW

MOSSE трекер. Мінімальна вихідна сума квадратів помилок (MOSSE) використовує адаптивну кореляцію для відстеження об'єкта, яка створює стабільні фільтри кореляції при ініціалізації з використанням одного кадру. Трекер MOSSE стійкий до змін освітлення, масштабу, пози та нежорстким деформаціям. Він також виявляє накладення на основі співвідношення пікових і бічних пелюсток, що дозволяє трекеру припиняти і відновлювати роботу з того місця, де він зупинився, коли об'єкт знову з'являється. Практична апробація цього трекеру дозволила оцінити максимальну дальність супроводу до 100-110м. Швидкість обробки досягає 330-380 кадрів/секунду (рис. 1.55).

CSRT трекер. У фільтрі дискримінантної кореляції з каналної і просторової надійністю (DCF-CSR) використовується карта просторової надійності для настройки підтримки фільтра для частини обраної області з кадру для відстеження. Це забезпечує збільшення та локалізацію обраній галузі і поліпшене відстеження непрямокутних областей або об'єктів. Він використовує тільки 2 стандартні функції

(HoGs і Colornames). Він також працює з порівняно більш низькою частотою кадрів (26 кадрів в секунду), але забезпечує більш високу точність відстеження об'єктів.

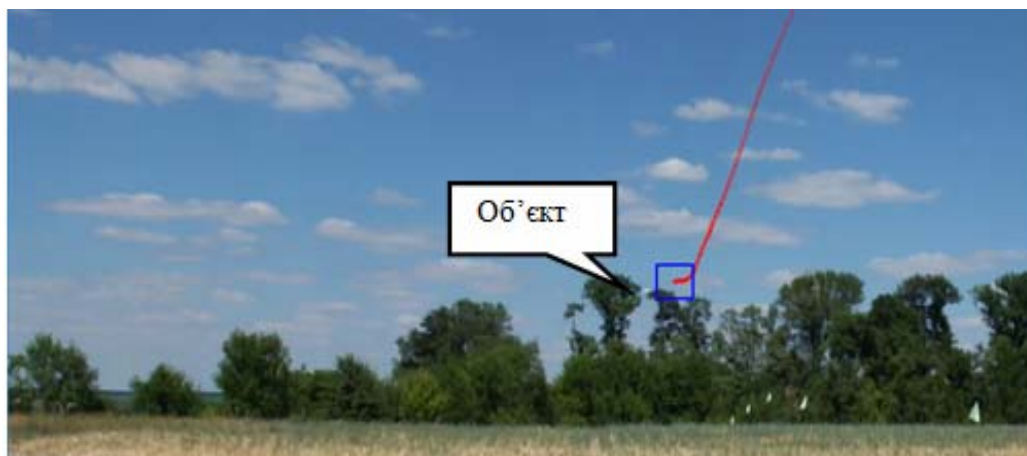


Рисунок 1.55 – Супровід БПЛА трекером MOSSE

За результатами практичних досліджень трекера CSRT дальність супроводу сягає 110-120м (рис. 1.56).



Рисунок 1.56 – Супровід БПЛА трекером CSRT

За результатами обробки бази відеоматеріалів з польотами БПЛА у різних погодних умовах та різній обстановці виявлено, що найбільш ефективними з швидкості обробки та дальності супроводу БПЛА є MOSSE та CSRT алгоритми. Якщо пріоритетним критерієм системи виявлення та розпізнавання БПЛА є швидкість обробки інформації, то слід використовувати MOSSE алгоритм. Якщо пріоритетним критерієм системи виявлення та розпізнавання БПЛА є дальність супроводу об'єкта, то слід використовувати CSRT алгоритм.

1.5 Розроблення математичних моделей акустичних сигналів БПЛА, що враховують структурні, частотні і просторові особливості акустичного випромінювання безпілотних літальних апаратів, а також особливості його поширення в атмосфері

Одним з напрямків виявлення БПЛА є акустичні спостереження [71-76]. Останнім часом отримали розповсюдження багатороторні БПЛА гвинтокрильного типу, які представляють собою дистанційно керовані платформи з силовими системами на основі електричних бесколекторних двигунів. Рівень акустичного шуму електричних рухомих систем значно нижче, ніж двигунів внутрішнього згоряння. У випадку застосування малих БПЛА, які мають невеликі габаритні розміри і малопотужними електродвигунами і які не мають керування по радіоканалу, основним напрямком їхнього виявлення становляться акустичні спостереження. Шум, що створюється силовою установкою БПЛА та повітряним гвинтом, є суттєвою демаскуючою ознакою. Отже, створення і вдосконалення методів виявлення, пеленгації і розпізнавання малих БПЛА шляхом прийому і обробки їх акустичних сигналів є актуальною задачею [72,73].

Дослідженням шумових характеристик БПЛА присвячені роботи [55,74-83]. Як доводять результати цих досліджень, сумарний спектр акустичного випромінювання (АВ) малого БПЛА обумовлений гармонічними і широкосмуговими складовими. Він включає в собі гармонічні складові випромінювання двигуна, шум обертання гвинта, збурення механічного походження, а також високочастотну та низькочастотну складові шуму двигуна з безперервною спектральною щільністю. У шумі силової установки БПЛА, який має поршневий двигун повітряного охолодження, особливо при відсутності у його вихлотному тракті глушника, визначальним джерелом акустичного випромінювання є поршневий двигун.

Експериментальні дослідження шумів БПЛА проводились у різних умовах: у безлунній камері [80] і у реальних умовах при польотах у атмосфері [55,76,79,81]. Значний інтерес представляють БПЛА з електричними гвинтомоторними

системами, а також особливості формування сумарного звукового поля у процесі їхнього польоту. Однак до настоящего часу не проведені дослідження з експериментальної оцінки внеску у створення звукового поля малорозмірного БПЛА різних його пристроїв, прирізних умовах польоту.

Частотна структура акустичних полів, які створюються БПЛА, складається з ряду гармонічних складових, які з'являються у результаті вимушених коливань (вібрацій) окремих елементів конструкції під впливом сили, яка примушує. Акустичні поля такого типу зручно визначати як комбінаційні, оскільки вони представляють собою суперпозицію окремих взаємопов'язаних частотних складових. Очевидно, що правила виявлення таких сигналів мають базуватися на знаннях про часову амплітудно-частотну структуру акустичних полів, які підлягають розгляду.

У загальному випадку вихідною умовою розробки правил виявлення БПЛА слід вважати положення, яке складається у тому, що у даному випадку необхідно вирішувати задачу виявлення випадкового нестационарного сигналу з апіорі невідомими параметрами на фоні випадкової нестационарної завади. Це положення складає основну та вельми суттєву трудність у вирішенні поставленої задачі.

Відомі методи енергетичного виявлення БПЛА недостатньо ефективні, оскільки операція виконується, як правило, на фоні різноманітних акустичних завад, які мають певні структурні подібності з сигналом БПЛА. Внаслідок цього задача виявлення БПЛА за АВ на практиці реалізується як задача «виявлення-розпізнавання», тобто при вирішенні задачі виявлення приймається до уваги наявність деяких інформативних ознак у сигналу, що приймається [76,78]. У літературі відомий ряд алгоритмів виявлення-розпізнавання [74,79,82,83,85], у тому числі є алгоритми, які побудовані з використанням моделі авторегресії (АР). Модель АР ефективно описує вузькосмугові випадкові процеси [83], а коефіцієнти АР несуть повну інформацію про кореляційну функцію та спектральну щільність потужності (СЩП) випадкового процесу. Властивості моделі дозволяють визначати різні характеристики, які можуть слугувати ознаками сигналу у задачі розпізнавання випадкових сигналів [23-34]. Проводились також дослідження з завадостійкого

оцінювання параметрів моделей лінійного передбачення за наявності завад і шумів [35-36].

Трудність використання широко розповсюдженої на практиці моделі АР у задачі виявлення БПЛА обумовлена тим, що ознаки БПЛА, які відрізняють його від інших об'єктів, які шумлять, розміщені у низькочастотній області спектра сигналу. Це потребує збільшення порядку моделі авторегресії (до декількох десятків і більше), але коефіцієнти авторегресії значних порядків, які безпосередньо використовуються при виявленні-розпізнаванні БПЛА, визначаються зі значною дисперсією – не точно, що знижує ефективність вирішення задачі [82]. Окрім цього, при визначенні параметрів моделі АР значних порядків зростає час їхнього розрахунку, що неприпустимо, оскільки акустичні системи виявлення БПЛА працюють на невеликих дальностях (як правило, десятки метрів).

Задача дослідження заключається у розробці такої моделі АР, яка дозволить адекватно описувати кореляційні властивості сигналу на значних часових інтервалах, та забезпечить підвищення спектрального розрізнення в області низькочастотних складових спектру сигналу, який досліджується, а, як наслідок, підвищення ефективності вирішення задачі виявлення-розрізнення БПЛА за його АВ.

### 1.5.1 Структура і параметри звукового поля гвинтових безпілотних літальних апаратів

#### 1.5.1.1 Звукове поле повітряного гвинта

При періодичному впливі на повітряне середовище лопатів повітряного гвинта БПЛА формується звукове поле [55,79,82,83]. Коливання тиску повітря за рахунок витіснення з середовища об'єму, рівного об'єму лопаті гвинта, під час його обертання призводять до появи шуму витиснення. Основна частота слідування лопатів повітряного гвинта дорівнює частоті обертів ротора, помноженої на кількість лопатів. Спектр шуму гвинта має гармонічні складові частоти обертів ротора і

гармоніки частоти лопатів. Частоти гармонічних складових в спектрі шуму повітряного гвинта визначаються у відповідності до виразу:

$$f_B = knN,$$

де  $k$  – номер гармоніки;

$n$  – частота обертів ротора (об/с);

$N$  – число лопатів.

Окрім цього, внаслідок створення вихорів біля лопатів повітряного гвинта з'являється так званий «вихровий звук» – широкосмуговий шум обтікання лопаті. При обтіканні лопаті повітрям утворюється «прикордонний шар», у якому зосереджена дія в'язкості, а стікання з лопаті прикордонного шару веде до утворення вихорів. Спектр шуму утворення вихорів є безперервним по частоті. Дискретні складові спектра акустичного випромінювання, що пов'язані з шумом обертання та взаємодії, як правило, мають на 15-20 дБ більш вищі рівні, ніж широкосмуговий шум обтікання лопаті. Відомо, що двигуни внутрішнього згоряння дають суттєвий внесок у загальне акустичне випромінювання БПЛА. Проаналізуємо внесок акустичного випромінювання гвинтомоторної групи у формуванні сумарного звукового поля.

У якості тестової моделі БПЛА при проведенні акустичних вимірювань використовувався квадрокоптер DJI Phantom 3. Рішення про використання цього квадрокоптеру ґрунтується на його доступності. Акустичні вимірювання виконані у студії звукозапису, стіни якої мають звукопоглинаюче покриття. Квадрокоптер закріплювався на жорсткому штативі на висоті 1,5 м, мікрофон розташовувався на відстані 2 м. Звукозапис акустичного випромінювання здійснювався з використанням конденсаторного мікрофона Superlux ECM-999, який має кругову діаграму скерованості. Вихід мікрофона підключався за допомогою симетричного аудіоінтерфейсу XLR до входу зовнішньої звукової карти Behringer U-Phoria UM2. Звуковий сигнал оцифровувався з частотою дискретизації  $F_s = 48$  кГц та розрядністю 24 біта.

Для експериментальної оцінки внеску повітряного гвинта у створення звукового поля була проведена реєстрація спектральних складових акустичного випромінювання квадрокоптера під час роботи електродвигунів і чотирьох гвинтів, електродвигунів зі знятими повітряними гвинтами, а також власного шумового фону студії звукозапису.

Спектр акустичного випромінювання при роботі гвинтів і електродвигунів (рис. 1.57, поз.1) має набір дискретних складових, а максимуми перших чотирьох гармонік знаходяться у діапазоні 230-920 Гц. Перша гармоніка лопатевої частоти відповідає  $f=230$  Гц, що для гвинта з двома лопатями відповідає частоті обертання ротора 115 об/с (6900 об/хв). Акустичний спектр електродвигунів зі знятими повітряними гвинтами (рис. 1.57, поз.2) зосереджений у діапазонах 2-3, 4-6 кГц, при цьому він виділяється на 20-25 дБ у порівнянні з прилеглими ділянками зовнішнього шуму, які можна порівняти з рівнем шуму гвинтомоторної групи у цих смугах.

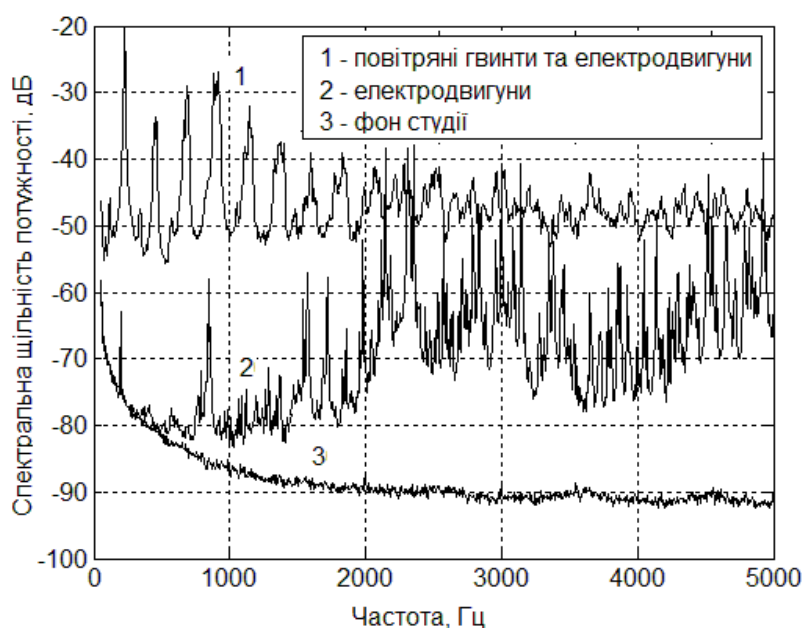


Рисунок 1.57 – Спектри акустичного випромінювання

Рівні деяких спектральних складових (2100, 2300, 4900 Гц) перевищують рівні акустичного випромінювання гвинтомоторної групи. Відзначимо, що при проведенні акустичних вимірювань рівень власного шумового фону студії звукозапису (рис. 1.57, поз.3) розташовувався нижче рівня шуму БПЛА у всьому діапазоні частот, який аналізується.

### 1.5.1.2 Вплив умов пілотування квадрокоптера на форму спектра

Спектр АВ БПЛА визначається, у першу чергу, конструктивними особливостями гвинтомоторних груп та несучих конструкцій, а також режимами роботи двигунів. Окрім того, як показують результати експериментальних досліджень, форма спектру зазнає суттєві зміни у залежності від умовоточуючого середовища, у яких ведеться їх реєстрація. Нижче розглянуті приклади реєстрації акустичного випромінювання в умовах студії звукозапису та відкритого простору. На рис.1.58 і рис.1.59 відповідно наведені спектри АВ одиночної групи макета БПЛА та БПЛА, який завис на висоті 1 м.

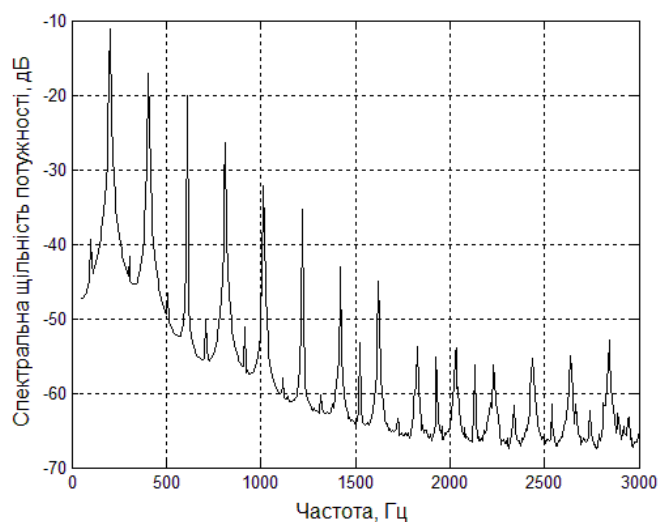


Рисунок 1.58 – Спектр АВ одиночної групи макета БПЛА

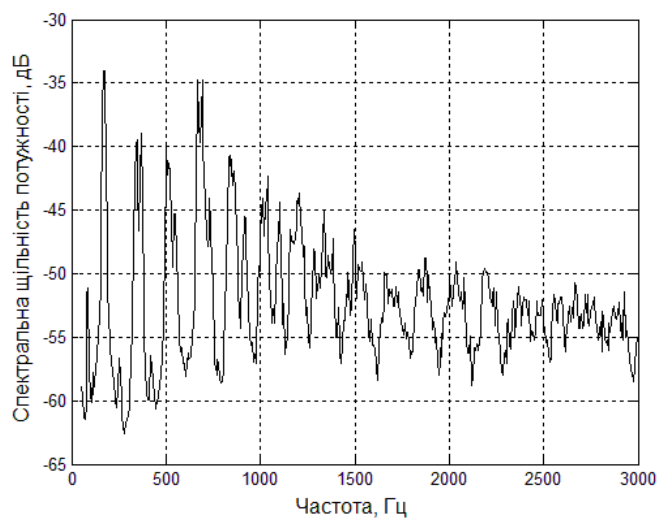


Рисунок 1.59 – Спектр АВ БПЛА, який завис на висоті 1 м



Відстань до мікрофону складало 4 м, обидва експерименти проведені в студії звукозапису. Макет БПЛА має комплектуючі – електродвигун та гвинт, які аналогічні комплектуючим квадрокоптера DJI Phantom 3, керування режимом роботи двигуна здійснюється за допомогою сервотестера.

На рис.1.60 подано спектри акустичних сигналів БПЛА на різних відстанях – 5, 35 и 80 м.

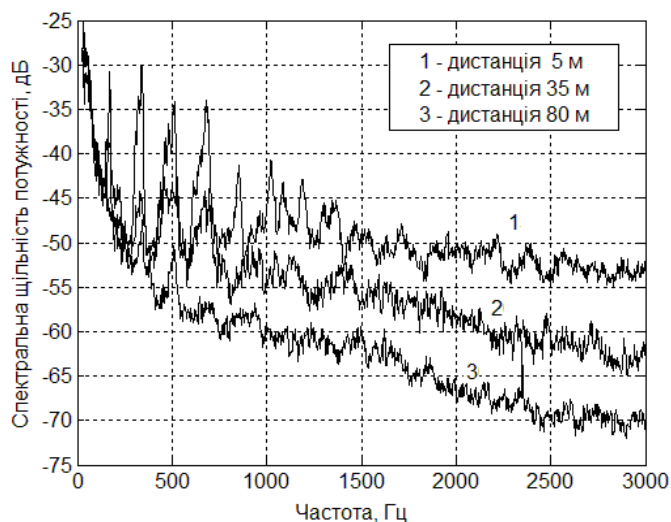


Рисунок 1.60 – Спектри акустичних сигналів БПЛА на різних відстанях

Спектр шуму гвинтомоторної групи має гармонічні складові частоти обертів ротора і гармоніки лопастної частоти, які лінійно з'язані та представлені у всій смузі частот (у даному випадку до 3 кГц). Швидкість загасання спектральних складових – близько 30 дБ/кГц, окремі спектральні складові чітко виражені, що не розмиті. Спектр шуму гвинтомоторної групи квадрокоптера DJI Phantom 3 (рис.1.59) вже помітно відрізняється. Швидкість ослаблення спектральних складових знизилась і складає близько 10 дБ/кГц, окремі спектральні складові розмиті і проглядаються до 2,2 кГц. Це пояснюється різницею режимів роботи (частоти обертів) чотирьох двигунів у процесі компенсації автоматикою БПЛА впливу дестабілізуючих факторів, які з'являються у процесі польоту, що веде до розширенню спектральних ліній. Розширення спектральних ліній проявляється дужче з ростом номера гармоніки. Спектральна щільність потужності атмосферних шумів подана на рис.1.61.

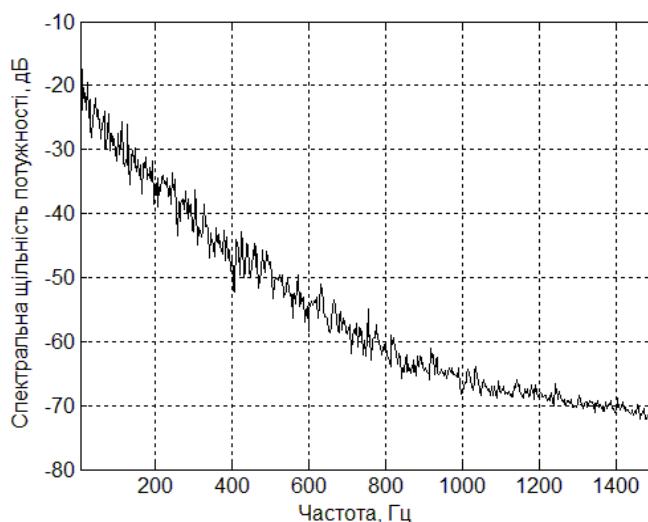


Рисунок 1.61 – Спектральна щільність потужності атмосферних шумів

### 1.5.1.3 Вплив ослаблення звуку у атмосфері на просторову мінливість спектрів

При проходженні акустичною хвилею відстані  $s$  вихідний звуковий тиск  $p_i$  внаслідок поглинання звуку атмосферою падає за експонентою. Зниження рівня звукового тиску  $p_t$  на відстані  $s$ , за рахунок поглинання звукових коливань атмосферою  $\delta L_t(f)$ , дБ, при гармонічному акустичному сигналі з частотою  $f$ , розраховують за формулою [15]

$$\delta L_t(f) = 10 \lg(p_i^2 / p_t^2) = \alpha s,$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт ослаблення внаслідок поглинання звуку атмосферою.

Змінними величинами під час розрахунку ослаблення є частота звуку, температура та відносна вологість повітря. На рис 1.62 подана залежність погонного ослаблення при розповсюдженні акустичної хвилі у атмосфері [15].

Для оцінки форми спектрів БПЛА при відльоту його на деяку відстань необхідно знати вихідний спектр випромінювання, дисперсні властивості атмосфери, а також враховувати вплив поверхні, яка підстилає.

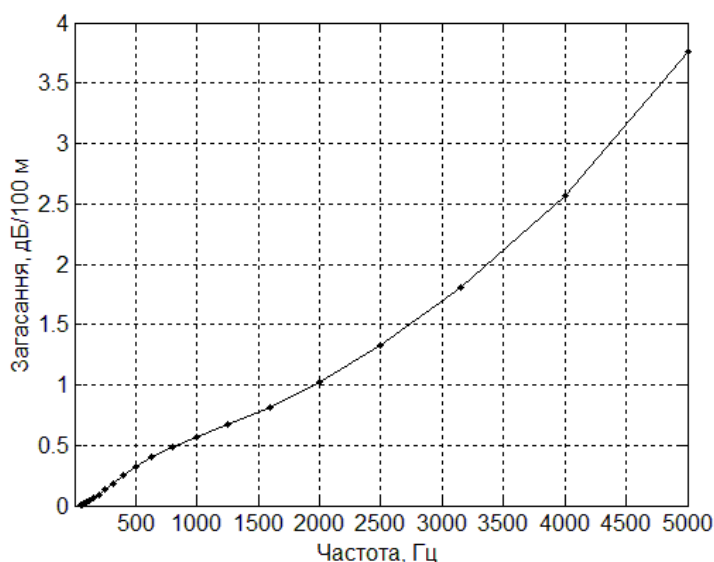


Рисунок 1.62 – Залежність погонного ослаблення при розповсюдженні акустичного сигналу у атмосфері (температура 25<sup>0</sup> С, відносна вологість  $\phi=50\%$ )

При збільшенні відстані, яку пройшла акустична хвиля, відбувається деградація спектру АВ з помітним подавленням високочастотних складових (рівень подавлення досягає 3,7 дБ на частоті 5 кГц при віддаленні 100 м, температурі 25<sup>0</sup> С, відносної вологості  $\phi=50\%$ ).

Ослаблення акустичного сигналу у атмосфері  $L(r)$  розраховують за формулою

$$L(r) = L_{pac}(r) + L_{ногл}(r) + L_{экр},$$

де  $r$  – відстань від джерела шуму до приймача;

$L_{pac}(r)$  – ослаблення внаслідок розходження енергії при випромінювання у вільний простір;

$L_{ногл}(r)$  – ослаблення, яке обумовлене звукопоглинанням у атмосфері;

$L_{экр}$  – ослаблення через екранування перепонами.

Ослаблення у вільному просторі внаслідок розходження звукової енергії, що відбувається у результаті сферичного розповсюдження звуку точечного джерела шуму у вільному просторі, розраховують за формулою:

$$L_{pac}(r) = 20 \lg(r/r_1),$$

де  $r$  – відстань від джерела шуму до приймача;

$r_1$  – опорна відстань.

Звуковий тиск у вільному просторі  $N$  зменшується на 6 дБ при кожному подвоєнні відстані  $r$ , а саме

$$N = N_1 - 20\lg(r_1/r),$$

де  $N$  – рівень звуку на відстані  $r$ ;

$N_1$  – рівень звуку на відстані  $r_1$ .

На рис.1.63 представлені результати експериментальних вимірювань рівня шуму АВ квадрокоптера DJI Phantom 3 у залежності від відстані. Вимірювання здійснювались з використанням шумовимірювача типу МВШ 003. Для отримання представленої залежності вимірювання рівня шуму проводилися у режимі зависання квадрокоптера DJI Phantom 3 на висоті 2 м – послідовно на відстанях від 5 до 80 м з просторовим кроком 5 м.

На рис.1.63 показані експериментальні точки та апроксимуюча лінія, яка побудована за формулою:

$$N = 55 - 20\lg(r_1/30).$$

У якості опорних точок тут використані результати вимірювань, які виконані на відстані 30 м.

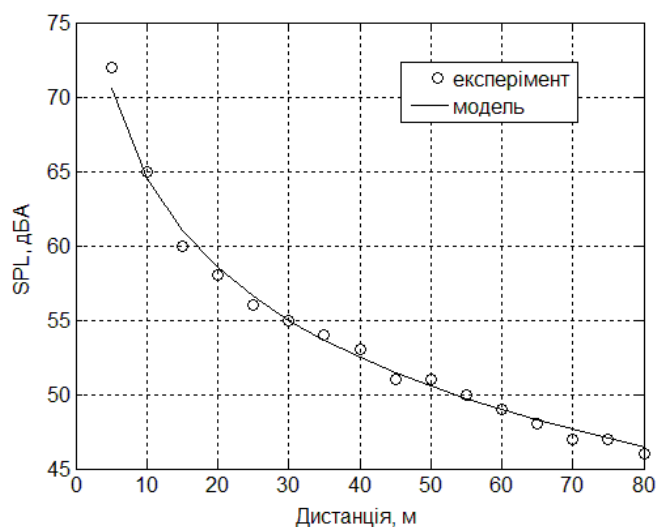


Рисунок 1.63 – Залежність рівня звукового тиску від відстані

Експериментальні результати задовільно узгоджуються з модельною залежністю сферичного розповсюдження звуку точечного джерела шуму у вільному просторі, інші фактори (екранування та звукопоглинання атмосферою) на даній трасі і при використанні даного методу вимірювань практично не виявляються.

#### 1.5.1.4 Ефективна полоса частот спектра БПЛА

При виявленні і розпізнаванні сигналів АВ БПЛА [16] важливу роль виграють енергетичні характеристики і параметри частотного спектра. У випадку складної структури спектра сигналу, характерного для БПЛА, зручно користуватися моделлю апроксимації спектра з параметром, який характеризує його ефективну ширину смуги.

У якості міри ефективної ширини смуги частот використовується параметр  $\alpha = P(\Delta F)$ , який визначає смугу  $\Delta F$ , у якій зосереджується задана доля (зазвичай, половина) повної середньої потужності  $P$  [17]. Параметр  $\alpha$  спектра БПЛА визначається співвідношенням:

$$\alpha = P(\Delta F) = \frac{\int_0^{\Delta F} S(F) dF}{\int_0^{\infty} S(F) dF},$$

де  $S(F)$  – спектральна щільність акустичного випромінювання [14].

На рис 1.64 представлений графік залежності частки повної середньої потужності акустичного випромінювання квадрокоптера DJI Phantom 3 як функції смуги при розташуванні мікрофона на віддаленні 10 м.

Як видно з представленого графіку, ефективна смуга спектру для даних умов складає 690 Гц.

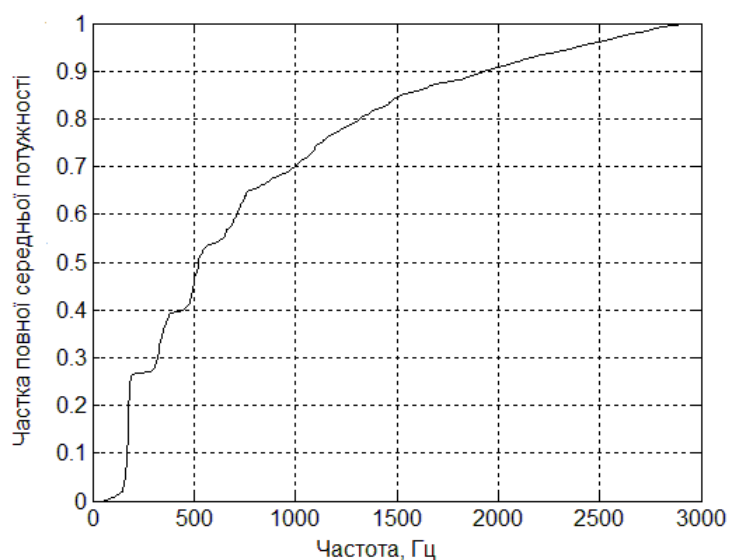


Рисунок 1.64 – Залежність частки повної середньої потужності АВ від частоти

Виконано також аналіз зміни ефективної смуги спектра акустичного випромінювання БПЛА у різних режимах та умовах польоту. Так, на рис.1.65 представлена зміна ефективної смуги спектра акустичного випромінювання квадрокоптера DJI Phantom 3 у польоті вздовж траси протяжністю 80 м; на рис.1.66 – при вертикальному підйомі на висоту 100 м; а на рис 1.67 – під час пілотажу БПЛА на віддаленні від мікрофону у діапазоні дальностей 10...50 м.

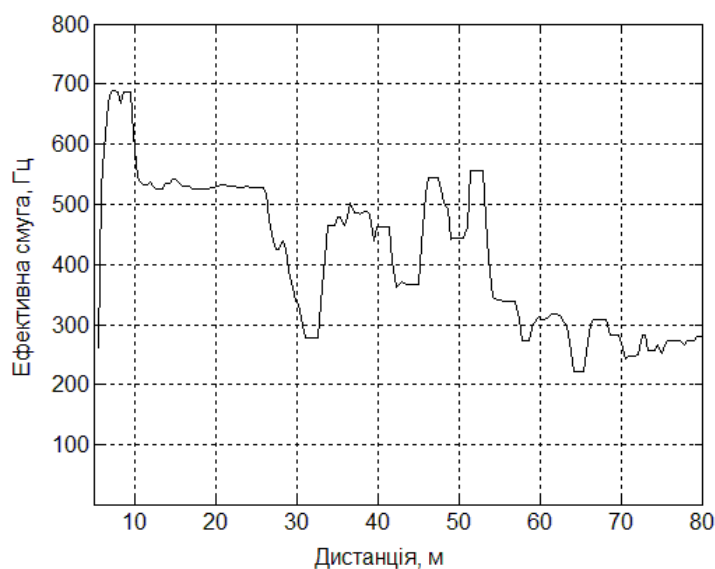


Рисунок 1.65 – Зміна ефективної смуги спектра АВ БПЛА DJI Phantom 3 у польоті вздовж траси протяжністю 80 м

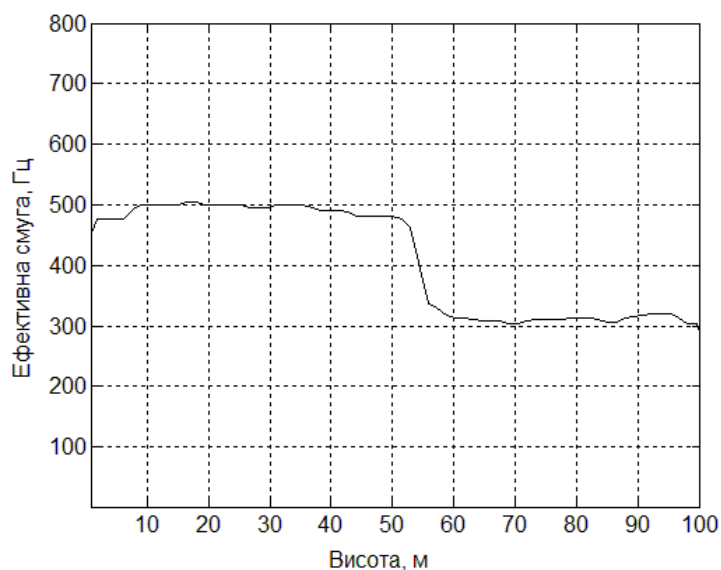


Рисунок 1.66 – Зміна ефективної смуги спектра АВ БПЛА DJI Phantom 3 при вертикальному підйомі на висоту 100 м

Слід зазначити, що ефективна смуга звужується з підвищенням дальності до джерела звуку. Під час польоту БПЛА вздовж траси у більшому ступені позначаються перевідбиття від місцевих предметів, що веде до більш високої мінливості оцінок ефективної смуги.

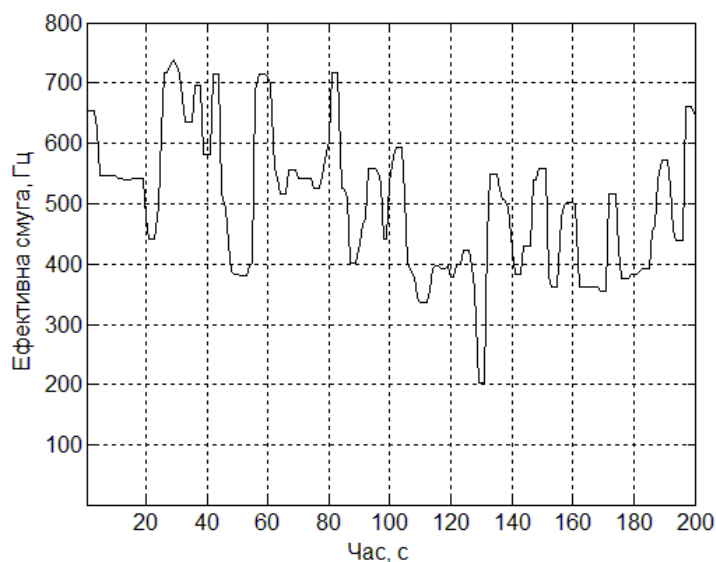


Рисунок 1.67 – Зміна ефективної смуги спектра АВ БПЛА DJI Phantom 3 під час пілотажу

Аналогічне явище спостерігається також під час пілотажу – на рис.1.67. При відсутності перевідбиттів, у випадку вертикального підйому на висоту – рис.1.66, на оцінку ефективної смуги впливає тільки зміна відстані.

#### 1.5.1.5 Направленість акустичного випромінювання БПЛА

Характеристика направленості АВ джерела шуму визначається як різниця між фактичним розподіленням акустичної енергії джерела у оточуючому просторі і рівномірним по простору розподіленням.

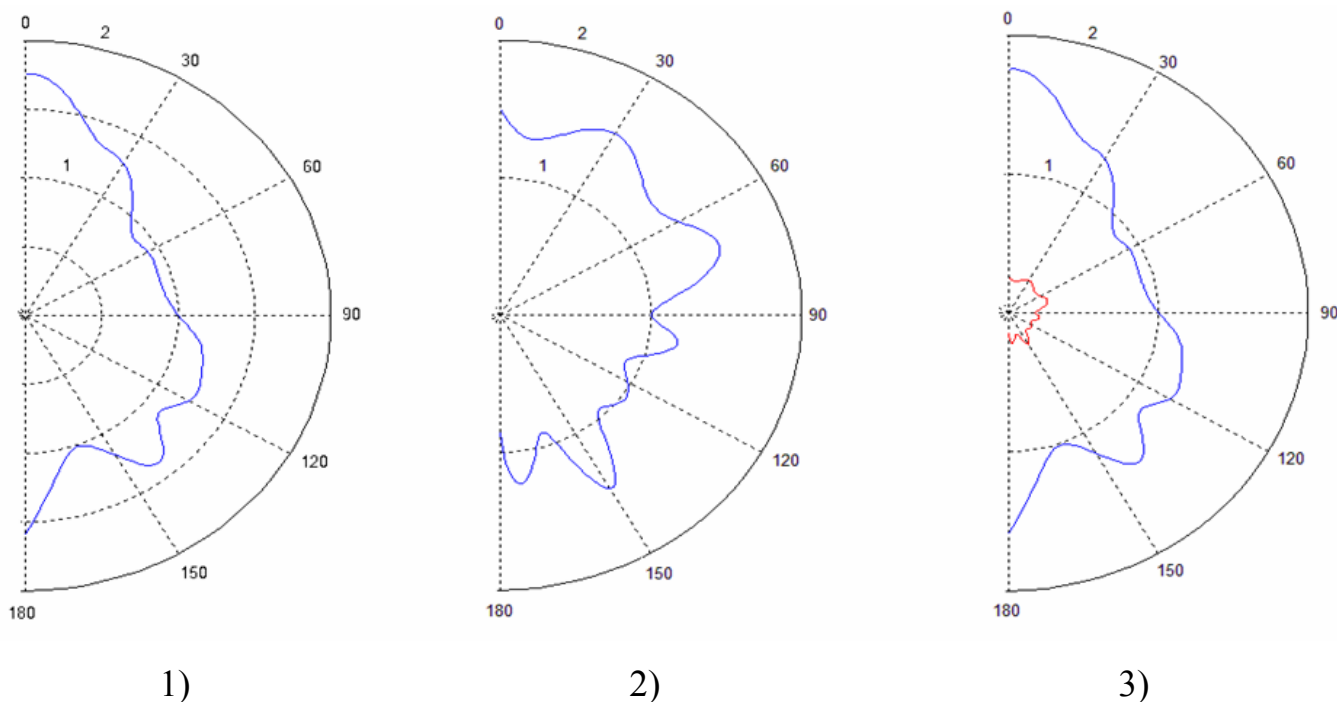
У експерименті здійснювалось вимірювання характеристик направленості АВ квадрокоптера DJI Phantom 3. Квадрокоптер встановлювався на висоті 2,2 м на жорсткому штативі, на якому закріплений поворотний вузол, який дозволяє обертати по куту місця штангу довжиною 2 метра відносно точки, яка лежить у площині обертання гвинтів БПЛА. Вимірювальний мікрофон встановлювався на кінці штанги з використанням звукоізольовуючої втулки (з метою подавлення передачі вібрації при роботі квадрокоптера DJI Phantom3).

Вимірювання направленості АВ з використанням цього устаткування проводилось у діапазоні кутів місця  $0^0 \dots 180^0$  з кроком  $15^0$ , ( $0^0$  – zenit,  $180^0$  – надир). При вимірюваннях рівень природного фону був суттєво нижче рівня шуму об'єкту, який досліджується, у всьому діапазоні частот, який вимірюється. Характеристики направленості АВ пронормовані до одиниці на рівні  $90^0$ , що відповідає напрямку випромінювання паралельно поверхні землі. Характеристики направленості побудовані по експериментальним точкам з аппроксимацією кубічним сплайном.

На рис.1.68 представлені нормалізовані характеристики направленості для гвинтомоторної групи квадрокоптера (поз.1), електродвигунів квадрокоптера (поз.2) та спільні характеристики АВ у вертикальній площині.

Як видно на рис.1.68, сумарне випромінювання усіх спектральних складових АВ не є ізотропним: воно має виражену просторову направленість, основне випромінювання здійснюється у верхню полусферу.





1 – для гвинтомоторної групи, 2 – електродвигунів, 3 – спільні характеристики

Рисунок 1.68 – Нормалізовані характеристики направленості у вертикальній площині

Характеристика направленості АВ електродвигунів БПЛА суттєво відрізняється від характеристики направленості випромінювання гвинтомоторної групи, оскільки має іншу природу формування сигналу. Для акустичного випромінювання спостерігається ефект екранування у нижній полусфері, обумовлений наявністю пластикового кожуха двигуна.

Рівні випромінювання двигунів, нормовані по відношенню до рівня випромінювання двигуна з гвинтом, приблизно на порядок нижче та мають форму характеристики направленості, яка суттєво відрізняється від направленості випромінювання двигуна з гвинтом, оскільки мають іншу природу формування АВ.

Певний інтерес представляє вивчення направленості АВ окремих гармонік лопастної частоти повітряного гвинта. На рис.1.69 представлені нормалізовані характеристики направленості випромінювання квадрокаптера DJI Phantom 3 у вертикальній площині для перших чотирьох гармонік лопастної частоти повітряного гвинта на відповідних позиціях рисунка.

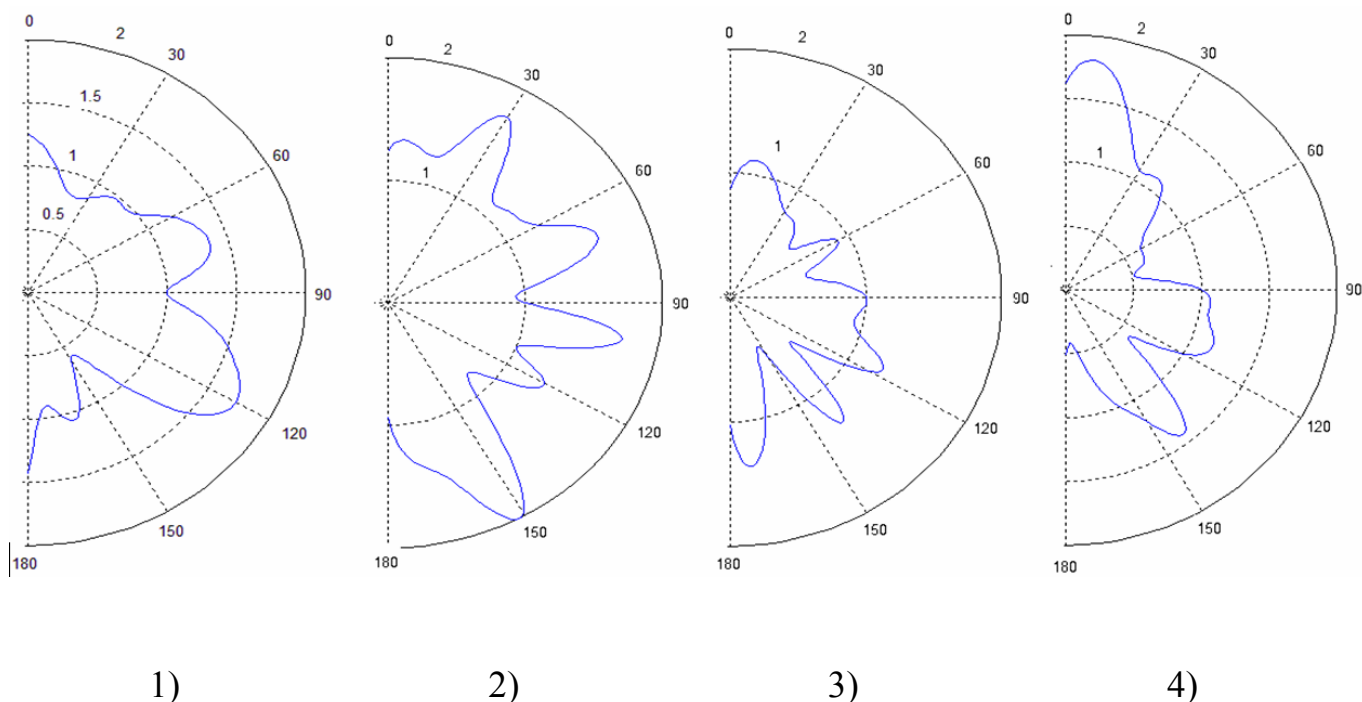


Рисунок 1.69 – Нормалізовані характеристики направленості у вертикальній площині квадрокаптера DJI Phantom 3 для перших чотирьох гармонік

Аналіз направленості АВ у вертикальній площині у смузі частот показує, що з підвищенням номера гармоніки спостерігається ускладнення форми характеристики направленості – вона стає все більш порізаною, з великою глибиною провалів, ширина пелюсток зменшується, відбувається зміна напрямку основного випромінювання.

Отримані результати свідчать, що у залежності від ракурсу спостереження БПЛА спектральні складові його АВ на частотах гармонік, які визначаються характеристиками направленості, мають різні рівні.

### 1.5.2 Урахування особливостей поширення акустичних сигналів БПЛА в атмосфері

Як виходить із аналізу, який наведено вище, БПЛА на відстані більш десяти метрів від приймального мікрофону слід розглядати як точкове джерело акустичної хвилі. З урахуванням цього факту, особливості поширення акустичних сигналів

БПЛА в атмосфері складаються із ослаблення сигналів внаслідок сферичного розходження акустичного променю, внаслідок поглинання енергії акустичної хвилі атмосферним газом, та в результаті викривлення траєкторії їхнього розповсюдження із-за дії ефекту рефракції. Тому вплив факторів, що перераховано, розглядається як складові частки в моделі акустичних сигналів БПЛА.

### 1.5.2.1 Потенційна дальність виявлення акустичного сигналу БПЛА

Акустичний шум, створюваний БПЛА, для даної задачі виявлення розглядається як корисний сигнал. При цьому фоновий акустичний шум і тепловий шум вхідного кола прийомного пристрою розглядаються як перешкода.

Під потенційною дальністю виявлення  $D_{pt}$  будемо розуміти таке гранично максимальне значення дальності  $D_{i\max}$ , при якій у місці розташування прийомного мікрофона виконується умова:

$$q = \frac{\sigma_{mc}}{\sigma_{te}} \geq 10 \text{ дБ}, \quad (1.73)$$

де  $\sigma_{mc}$  – середньоквадратичне значення напруги на виході прийомного мікрофона,

$\sigma_{te}$  – середньоквадратичне значення напруги теплового шуму вхідного кола прийомного пристрою.

Вираз (1.73) формалізує ідеальне співвідношення сигнал/шум, при якому відсутній зовнішній фоновий шум, тобто  $\sigma_N = 0$ , де  $\sigma_N$  – середньоквадратичне значення напруги фонового шуму на виході мікрофона.

Вираз для відношення сигнал/шум (1.73) вводиться у вигляді відношення середньоквадратичних відхилень у зв'язку з тим, що в системі виявлення використовується принцип пасивної акустичної локації і корисний сигнал (шум БПЛА) є випадковий нестационарний процес, що у межах розглянутого завдання

можна вважати необмеженим у часі, тобто аналіз поля акустичних сигналів ведеться безперервно.

Якщо рівень шумового сигналу, що генерується БПЛА, апіорі відомий, то максимальна дальність виявлення БПЛА буде залежати тільки від рівня перешкод. Очевидно, що максимальна дальність виявлення має місце при мінімальному рівні перешкод. Таким мінімальним рівнем перешкоди є  $\sigma_{te}$  – середньоквадратичне значення напруги власних теплових шумів вхідного кола прийомного пристрою. У зв'язку з цим мінімальний рівень звукового тиску  $p_{qc}$  сигналу, що може бути виявлений приймачем, визначається чутливістю мікрофона  $s_m$  й величиною  $\sigma_{te}$ , тобто:

$$p_{qc} = \frac{\sigma_{te}}{s_m}, [\text{Па}].$$

З урахуванням умови (1.73) одержимо мінімально припустиме значення  $p_{qc}$ :

$$p_{qcmin} = \frac{\sigma_{te} \cdot \sqrt{10}}{s_m} \quad \text{або} \quad p_{qcmin} = \frac{\sigma_{mc}}{s_m}, \quad \text{або у вигляді ослаблення у відносних}$$

одиницях стосовно порога чутливості:

$$L_{qcmin} = 20 \lg \frac{p_{qcmin}}{P_o},$$

де  $P_o = 2 \cdot 10^{-5}$  Па – поріг чутливості до звуку.

Максимальна дальність  $D_{qmax}$  між джерелом і приймачем сигналу, на якій ще можливе виявлення сигналу БПЛА, визначається величиною звукового тиску  $p_{qcmax}$ , що розвиває джерело на початкової (мінімальної) відстані й функцією ослаблення  $F_p(D)$  акустичного тиску при поширенні акустичної хвилі в повітряному середовищі. Функція ослаблення акустичного тиску при збільшенні відстані між джерелом і приймачем звуку на величину  $\Delta D = D_2 - D_1$  має вигляд

$$L_2 = L_1 - 20 \lg(D_2 / D_1), \quad (1.74)$$

де  $L_1$  – відносний звуковий тиск (ослаблення) у початковій точці траси при відстані  $D_1$  від випромінювача,

$L_2$  – ослаблення в кінцевій (наступній) точці траси при відстані  $D_2$  від випромінювача,  $D_2 > D_1$ .

Якщо у виразі (1.74) величину  $L_1$  вважати ослабленням на початковій ділянці траси, тобто покласти  $L_1 = L_0$  при дальності  $D_1 = D_0$  і ці параметри прийняти відомими, а як аргумент функції прийняти збільшення дистанції у вигляді

$$\Delta D = i \cdot \Delta_i,$$

де  $i = [1, 2 \dots n]$ ,

$\Delta$  – деяке збільшення відстані,

то одержимо вираз для дистанційної залежності в наступному вигляді

$$L(i) = L_0 - 20 \lg \left( \frac{D_0 + i \cdot \Delta}{D_0} \right). \quad (1.75)$$

Вираз для потенційної дальності, при якій виконується умова  $L(i) = L_{q\text{сmin}}$ , одержимо з виразу (1.75) шляхом нескладних перетворень. Нехай  $(D_0 + i \cdot \Delta) = D_{q\text{сmax}}$  при  $L(i) = L_{q\text{сmin}}$ . Тоді вираз (1.75) перепишеться у вигляді:

$$0,05 \cdot (L_0 - L_{q\text{сmin}}) = \lg \left( \frac{D_{q\text{сmax}}}{D_0} \right),$$

звідки одержимо

$$D_{q\text{сmax}} = D_0 \cdot 10^A,$$

де

$$A = 0,05 \cdot (L_0 - L_{q\text{cmin}}).$$

Потенційну дальність виявлення можна оцінити графічно з дистанційної залежності. Дистанційну залежність згідно (1.75) можна побудувати, якщо відомі параметри  $L_0$  й  $D_0$ . Значення цих параметрів одержимо шляхом узагальнення даних реальних вимірювань шуму БПЛА, наведених в [86].

У таблиці 1.9 наведені числові значення отриманої узагальненої дистанційної залежності, а на рис.1.70 ця залежність наведена у вигляді графіка. На рис.1.70 також наведений графік апроксимуючої залежності у вигляді лінійної функції.

Як виходить з даних рис.1.70 отримана дистанційна залежність близька до лінійної функції. Однак відомо [87-89], що зміна ослаблення  $L_{ak}$  звукового тиску при зміні відстані  $D$  описується залежністю виду:  $L_{ak} \approx 1/D$ .

Таблиця 1.9 – Значення узагальненої дистанційної залежності

| Відст. (м)                | 5     | 10     | 15     | 20     | 25     | 30     | Фон  |
|---------------------------|-------|--------|--------|--------|--------|--------|------|
| $L_{Dpt}$ середнє,<br>дБА | 57,9  | 55     | 54,4   | 50     | 49,25  | 45,9   | 43,5 |
| $P_{Dpt}$ , Па            | 0,016 | 0,0113 | 0,0105 | 0,0063 | 0,0058 | 0,0039 |      |

У зв'язку із цим на рис.1.70 наведена також теоретична залежність послаблення звукового тиску розрахована відповідно до виразу (1.75), де як початкові умови, використані дані табл.1.9 (крива “розрахункова залежність”).

З даних рис. 1.70 наочно видно, що між розрахунковою й експериментальною залежностями має місце значна розбіжність. Цю розбіжність можна пояснити малою величиною дистанції вимірювань  $D_{q\text{cmax}} = 30$  м, відносно більшим рівнем фонового шуму  $L_N = 43,5$  дБА, а також природною похибкою вимірювань, що неминуче виникає в умовах відкритого простору. Як виходить з рис. 1.70 обмежений обсяг наявних у літературі даних не дозволяє визначити потенційну дальність виявлення БПЛА за результатами експериментальних спостережень.

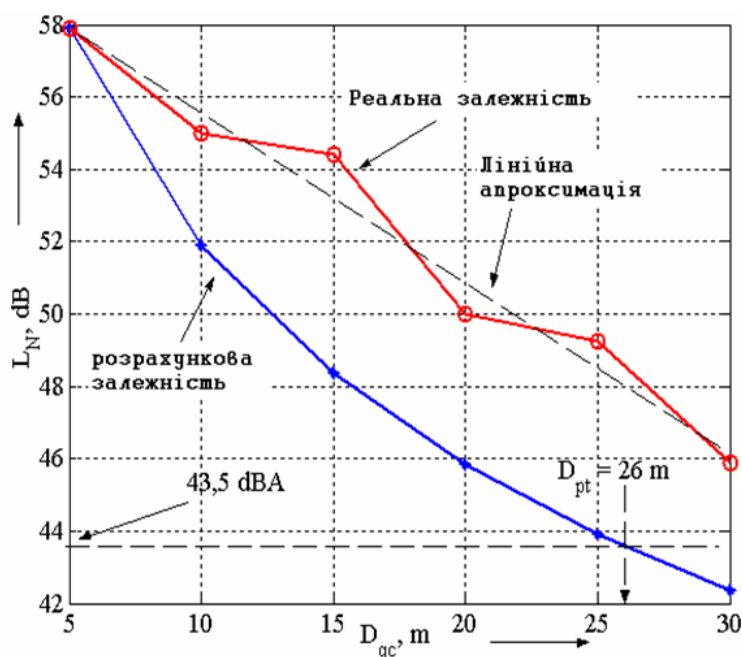


Рисунок 1.70 – Осереднена залежність даних ослаблення

Як правило, експериментатори обмежують дистанцію вимірювань відстанню, на якому рівень сигналу наближається до рівня фонові перешкоди. У випадку, наведеному на рис.1.70 маємо рівень фонові шуму  $L_N = 43,5$  дБ, як наслідок, дальність виявлення обмежена  $D_{qсmax} = 30$  м.

У зв'язку із цим положенням величину потенційної дальності  $D_{pt} = D_{qсmax}$  виявлення БПЛА одержимо розрахунковим шляхом, використовуючи вираз (1.76) при підстановці необхідних початкових значень із табл. 1.9. Для розрахунку значення величини  $L_{qсmin}$ , що входить у вираження (1.76), необхідно визначити величину  $\sigma_{te}$ .

Для розрахунку  $\sigma_{te}$  скористаємося відомим виразом для дисперсії теплового шуму:

$$\overline{e_t^2} = 4kTR\Delta T,$$

де  $k = 1,380649 \cdot 10^{-23}$  Дж / К° – постійна Больцмана,

$T$  – температура К°,

$R$  – активний опір вхідного кола прийомного пристрою.

Як показано в першому підрозділі, при вирішенні завдання виявлення БПЛА на основі методу реєстрації його власного акустичного шуму, смугу частот шумового сигналу доцільно обмежити інтервалом  $\Delta F_{qc} = 100 \dots 5000$  Гц.

Розрахунок виконаємо для наступних значень вхідних параметрів:  $R = 1200 \text{ Ом}$ ,  $T = 293^\circ \text{ K}$ ,  $\Delta F_{qc} = 100 \dots 5000$  Гц, у результаті одержимо  $\overline{e_t^2} = 1,1451 \cdot 10^{-13} \text{ В}^2$  або  $\sigma_{te} = 0,34 \cdot 10^{-6} \text{ В}$ . Звідки, з урахуванням умови (1.69), одержимо  $\sigma_{mc} = 1,074 \cdot 10^{-6} \text{ В}$ .

Використовуючи конденсаторний мікрофон (наприклад, «Superlux CMH8C»), середнє значення чутливості якого  $s_m = 20 \cdot 10^{-3} \text{ В/Па}$ , при  $\sigma_{mc} = 3,1\sigma_{te}$  одержимо величину звукового тиску  $P_{q\text{cmin}}$  акустичного поля БПЛА, що у місці установки мікрофона забезпечує СКО напруги на клеммах мікрофона на 10дБ перевищуюче СКО напруги власного теплового шуму  $P_{q\text{cmin}} = \sigma_{mc} / s_m$  або  $P_{q\text{cmin}} = 5,37 \cdot 10^{-5} \text{ Па}$ , відносно порога чутливості  $P_o = 2,0 \cdot 10^{-5} \text{ Па}$ , складе  $L_{q\text{cmin}} = 8,6 \text{ дБА}$ .

В результаті розрахунку згідно (1.76) одержимо  $D_{q\text{cmax}} = 1459 \text{ м}$ . На рис.1.71 наведений графік дистанційної залежності, що ілюструє залежність ослаблення акустичного шуму БПЛА залежно від відстані між БПЛА й прийомним пристроєм, розрахований відповідно до виразу (1.75).

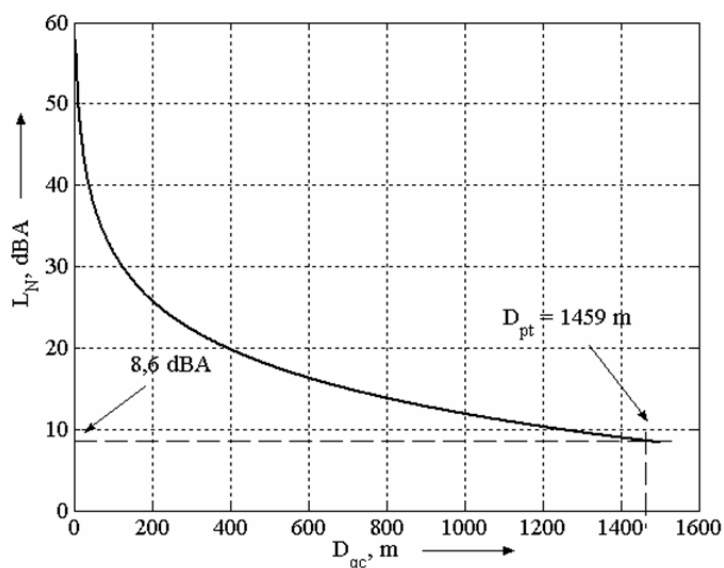


Рисунок 1.71 – Залежність ослаблення акустичного шуму БПЛА від відстані



Залежність, наведена на рис. 1.71, наочно показує, що потенційна дальність  $D_{q\text{стах}}$  виявлення істотно залежить від рівня фонового шуму. Наприклад, при  $L_N = 20$  дБА максимальна дальність складе  $D_{q\text{стах}} = 400$  м, але при  $L_N = 40$  дБА величина  $D_{q\text{стах}}$  становить тільки  $D_{q\text{стах}} < 50$  м, при цьому область використання системи виявлення істотно обмежується.

### 1.5.2.2 Врахування впливу поглинання звуку в атмосфері

Дальність виявлення об'єктів при пасивній акустичній локації також залежить і від стану атмосфери. До факторів, що впливають на дальність виявлення сигналів, ставиться поглинання енергії звукової хвилі атмосферним газом. Величина поглинання має дві складові: класичне поглинання, обумовлене в'язкістю, теплопровідністю, дифузією й радіацією, і не класичне поглинання, обумовлене наявністю в атмосфері водяної пари. У діапазоні частот  $\Delta F = 1 \dots 10$  кГц класичне поглинання менше некласичного поглинання.

У діапазоні звукових частот повне поглинання звукової енергії залежить від температури й вологості повітря. Акустичний сигнал БПЛА в середньому займає смугу частот  $\Delta F_{dr} = 0,1 \dots 5,0$  кГц. Дані про залежності величини поглинання енергії акустичної хвилі від частоти в цьому діапазоні в літературних джерелах відсутні. Однак відомо [90], що теоретичні розрахунки поглинання дають відчутні розбіжності з результатами практичних вимірювань. У зв'язку із цим положенням для визначення залежності поглинання звуку в атмосфері в зазначеному діапазоні частот скористаємося експериментальними даними, отримані С.М. Харрісом (Harris, С. М., 1966).

На рис. 1.72 наведені експериментальні залежності коефіцієнта  $\alpha_{ec}$  повного поглинання звуку в атмосфері від вологості й частоти для частотного ряду через одну третину октави при температурі повітря  $t_{\text{вз}}^{\circ} = 20^{\circ}\text{C}$  в діапазоні частот звукового сигналу  $\Delta F = 2 \dots 12$  кГц, наведені в роботі [91].

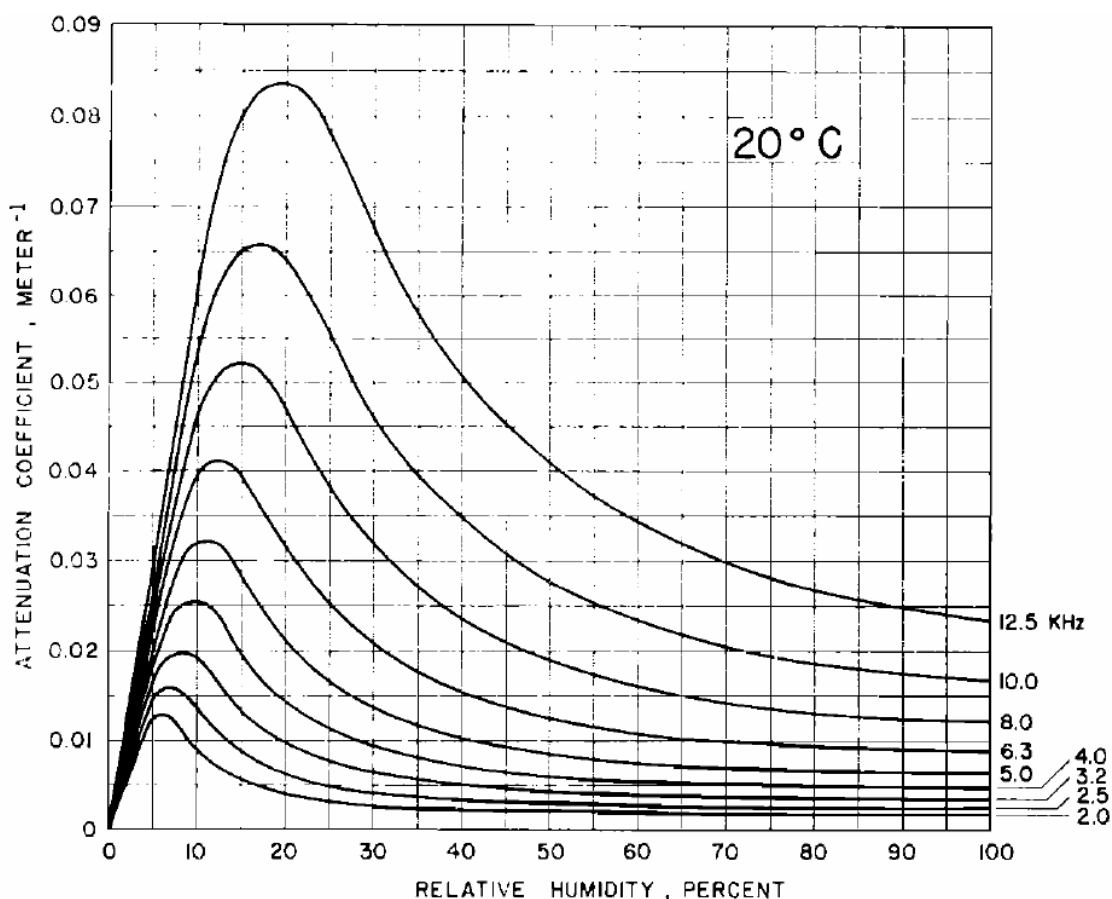


Рисунок 1.72 – Експериментальні залежності коефіцієнта  $\alpha_{ec}$  повного поглинання звуку в атмосфері від вологості й частоти [91]

Як видно із проведеного аналізу, основна енергія гармонійних складових звуку, випромінюваного БПЛА, зосереджена в області частот  $\Delta F_{dr} = 100 \dots 1000$  Гц. Однак дані, наведені в [91], обмежені нижнім значенням частоти  $\Delta F_H = 2$  кГц. Для того, щоб оцінити величину ослаблення в області частот  $\Delta F_H < 2$  кГц, побудуємо модель частотної залежності ослаблення в області частот  $\Delta F = 2 \dots 12$  кГц, використовуючи дані рис. 1.72.

Модель одержимо у вигляді апроксимуючої функції й потім, використовуючи отриману модель, розрахуємо значення загасання в області частот  $\Delta F_{dr} = 100 \dots 5000$  Гц.

У таблиці 1.10 наведені дані, отримані вибіркою із графіків рис.1.72 для значення вологості  $B = 60\%$ , що є найбільш імовірним значенням вологості для клімату Харківської області (рядок «експ»).

Таблиця 1.10 – Коефіцієнти поглинання для акустичних хвиль

|                                            |     |     |     |     |     |      |      |      |      |
|--------------------------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|------|------|------|------|
| $F, \text{кГц}$                            | 2   | 2,5 | 3,2 | 4   | 5   | 6,3  | 8    | 10   | 12,5 |
| $\alpha_{36} \cdot 10^{-3} \text{ експ.}$  | 1,9 | 2,6 | 3,8 | 5,4 | 7,5 | 10,6 | 15,9 | 23,2 | 34,1 |
| $\alpha_{36} \cdot 10^{-3} \text{ модель}$ | 2,3 | 2,8 | 3,6 | 4,9 | 6,8 | 9,9  | 15,1 | 22,8 | 34,8 |

Для оцінки якості розробки моделі  $\alpha_{md i} = \Phi(F_{36}, B = \text{const})$  частотної залежності коефіцієнта поглинання звуку використаємо взаємну дисперсію дані моделі  $\alpha_{md}$  й експериментальної залежності  $\alpha_{ec}$  (рис.1.73)

$$\tilde{D}_{\alpha_s} [\alpha_{ec}, \alpha_{md}] = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\alpha_{ec i} - \alpha_{md i})^2, \quad \tilde{D}_{\alpha_s} \rightarrow \min. \quad (1.77)$$

Критерій у вигляді виразу (1.77) використовується у зв'язку з тим, що при апроксимації експериментальних даних важливо, щоб значення апроксимуючої функції максимально близько описували тенденцію зміни експериментальних даних. Із цією метою значення функції, що описує модель, повинні розташовуватися рівно-симетрично щодо експериментальних значень.

У результаті проведених досліджень отримано, що умові (1.77) найбільше близько відповідає емпірична функція:

$$\alpha_{md} = k \cdot F^{1,99} + C, \quad (1.78)$$

де  $k = 23,5 \cdot 10^{-11}$ ,  $C = 1,4 \cdot 10^{-3}$ .

Результати розрахунку значень функції моделі для значень частот  $\Delta F = 2...12$  кГц наведені в табл. 1.10 (рядок «модель»), на рис. 1.73 наведені графіки моделі й експериментальної залежності.

Розрахунок критерію якості моделювання відповідно до виразу (1.77) дає значення:  $\tilde{D}_{\alpha_s} [\alpha_{ec}, \alpha_{md}] = 3,28 \cdot 10^{-7} 1/м^2$  або  $\tilde{\sigma}_{\alpha_s} = \sqrt{\tilde{D}_{\alpha_s}} = 5,72 \cdot 10^{-4} 1/м$ , або  $\tilde{\sigma}_{\alpha_s} = 0,06\%$ . Отриманий результат свідчить про зневажно малу розбіжність між значеннями коефіцієнтів поглинання, отриманими розрахунковим шляхом по розробленій моделі, і даними, отриманими в результаті експериментальних вимірювань.

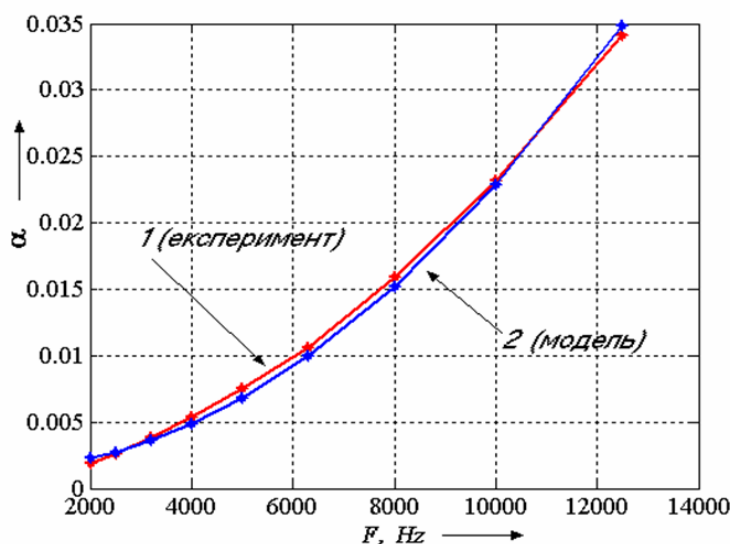


Рисунок 1.73 – Частотна залежність коефіцієнту поглинання акустичної хвилі в атмосфері

На рис. 1.73 наведена залежність коефіцієнта поглинання звуку в діапазоні частот, які генеруються БПЛА:  $\Delta F = 0,1 \dots 5$  кГц, розрахована відповідно до моделі (1.78).

Отриманий аналітичний вираз (1.78) і наведені залежності дозволяють урахувати в моделі акустичного сигналу БПЛА відносні ослаблення частотних складових спектра акустичного сигналу БПЛА залежно від явища поглинання звукової хвилі в реальній атмосфері.

#### 1.5.2.3 Облік впливу рефракції на помилку визначення координат БПЛА

Рефракція звукових хвиль в атмосфері визначається градієнтами зміни метеорологічних величин – температури й швидкості вітру. Вологовміст зневажено мало впливає на вид траєкторії поширення. Також впливом горизонтальних градієнтів метеовеличин на рефракційні ефекти можна зневажити, тому що ці градієнти на відстанях  $D_T \leq 1000$  зневажно малі.

Вертикальні градієнти швидкості (зсув) вітру спостерігаються в приповерхньому шарі атмосфери  $h_y \leq 1 \dots 2$  м й на висоті першої інверсії

температури  $h_{\gamma} \leq 100 \dots 200$  м, тобто в областях висот, на яких використання БПЛА не має практичного значення. Крім того, при швидкостях вітру  $V_{\varepsilon} \geq 7$  м/с рух БПЛА, внаслідок їхніх невеликих розмірів, стає нестійким.

Основний внесок у явище рефракції акустичних хвиль в атмосфері дають вертикальні градієнти температури  $\gamma_T = -\frac{dT}{dh}$ .

На рис.1.74 наведене схематичне пояснення впливу рефракції на помилку визначення дальності й кута місця БПЛА. Вихідними даними для розрахунку помилок є дальність  $D_i$  і кут місця  $\beta_2$ , визначені методом акустичної локації.

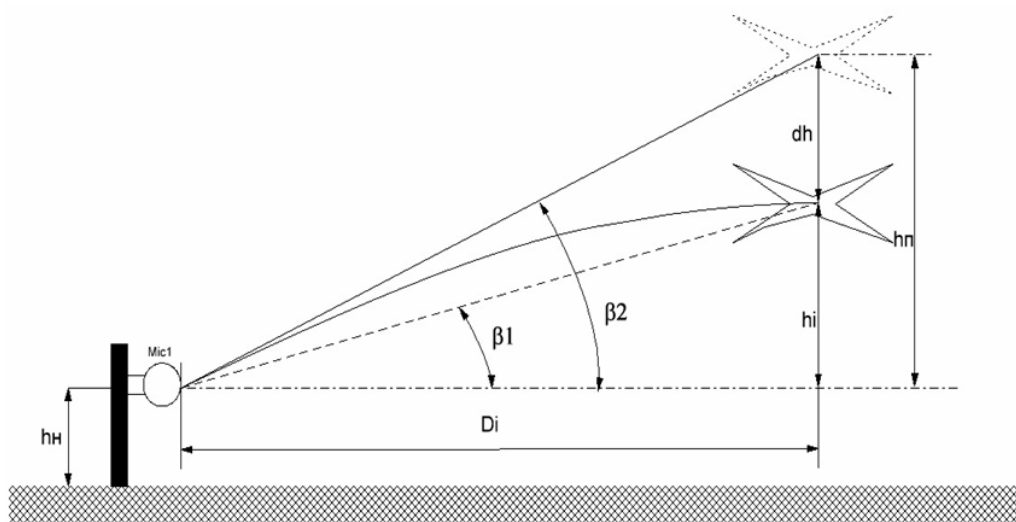


Рисунок 1.74 – Вплив рефракції на похибку визначення координат БПЛА

На етапі розрахунку кута  $\beta_2$  приходу акустичної хвилі використовується значення величини швидкості звуку  $c_s$  в приземному шарі, що розраховується по формулі:

$$c_s = 20,06\sqrt{T}, \quad (1.79)$$

де  $T$  – температура повітря в  $K^\circ$  у приземному шарі.

Отже, у структурі системи обробки сигналів повинен бути присутнім вимірювач температури приземного повітря.

Наступна операція процедури обробки це визначення істинного положення цілі.

Для розрахунку істинної траєкторії поширення акустичної хвилі від цілі до приймача використовується подання про вертикальний профіль температури повітря, що задається рядом дискретних значень:

$$T(h_i) = [T(h_0 + \Delta h \cdot (i-1))],$$

де  $i = 1, \dots, n$ ;  $n \cdot \Delta h = h_{\max}$ .

Вони отримані на дискретних рівнях висоти  $h_i$  з інтервалом  $\Delta h$ . Тоді застосовуючи закон Снеллиуса, одержимо для кожного кроку висоти послідовний ряд кутів переломлення  $\beta$  при переході хвилі із  $i$ -го шару в  $i+1$  шар [92]:

$$\beta_{i+1} = \arcsin \left( \sin \beta_i \sqrt{\frac{T_{i+1}}{T_i}} \right), \quad (1.80)$$

де  $T_i$  й  $T_{i+1}$  – температура попереднього й наступного шару повітря відповідно на висоті  $h_i$  й  $h_{i+1}$ .

Для кожного з отриманих значень  $\beta_i$ , розраховується збільшення горизонтальної дальності  $\Delta D_i$  (проекції збільшення траєкторії) поширення акустичної хвилі в досліджуваному діапазоні відстаней  $D = [0, D_{\max}]$  у межах кожного дискретного збільшення висоти  $\Delta h$  за формулою:

$$\Delta D_i = \Delta h \cdot \operatorname{tg} \beta_i. \quad (1.77)$$

У результаті проведених розрахунків одержимо ряд значень збільшень дальності  $D_i = (\Delta D_1, \Delta D_2, \dots, \Delta D_{n-1})$  для кожного  $\Delta h_i$  значення збільшення висоти. Розрахунок значень функції  $\Psi(D, h)$  припиняється при виконанні рівності  $D_i = D_u$ .

Тоді координати  $D$  й  $h$  кінцевої точки траєкторії  $\Psi(D, h)$  відповідно визначається в наступному виді:

$$\begin{aligned} D_u(k) &= \sum_{i=1}^k \Delta D_i \\ h_u &= \Delta h \cdot k, \end{aligned} \quad (1.82)$$

де  $k = (1, \dots, n-1)$ .

Звідки помилка вимірювання висоти БПЛА визначиться, як

$$dh = h_{\text{лін}} - h_u, \quad \text{де } h_{\text{лін}} = \frac{D_u}{\text{tg} \beta_a}, \quad (1.83)$$

а помилка  $d\beta$  визначення кута місця  $\beta$

$$d\beta = \beta_a - \beta_{\text{лін}}, \quad (1.84)$$

де  $\beta_{\text{лін}} = \arctg \frac{h_u}{D_u}$  – істинний кут місця цілі при лінійній траєкторії поширення акустичної хвилі.

### 1.5.3 Виявлення-розпізнавання безпілотних літальних апаратів з використанням складової моделі авторегресії їхнього акустичного випромінювання

#### 1.5.3.1 Модель авторегресії

Модель авторегресії (АР) раціонально використовувати для вузькосмугових випадкових процесів. В основу моделі АР покладена кореляція відліку випадкового процесу у поточний момент часу з деяким кінечним або безкінечним числом відліків у попередні моменти часу. Кореляційні зв'язки дозволяють здійснити регресію поточного відліку на попередні відліки. Такий вид регресії зветься авторегресією.

Будемо думати, що корельований випадковий процес — стаціонарний, з нульовим середнім. У рівнянні АР поточний відлік представляється зваженою сумою попередніх відліків з деякими коефіцієнтами ваги [93]:

$$x[t] = \sum_{j=1}^p \Phi[p, j]x[t-j] + a[t], \quad (1.85)$$

де  $\Phi[p, j]$  — коефіцієнти АР,

$a[t]$  — некорельовані випадкові відліки,

$p$  — порядок моделі АР.

Перший індекс у коефіцієнтів АР і коренів рівняння (1.85) вказує на порядок моделі. Модель оптимальна, якщо

$$E\{a[t]a[t-i]\} = 0, \quad i > 0,$$

де  $E\{\}$  — позначає статистичне усереднення.

Умова оптимальності дозволяє отримати рівняння та визначити критерії для визначення параметрів моделі — коефіцієнтів АР і порядку моделі.

Рівняння для розрахунку оптимальних оцінок коефіцієнтів АР отримують з (1.85), вони мають назву рівнянь Юла-Уокера

$$R[i] - \sum_{j=1}^p \Phi[p, j]R[j-i] = 0, \quad i = 1, \dots, p. \quad (1.86)$$

Параметрична СЦП АР процесу описується виразом [96]

$$P(f) = \frac{D_a}{\left| 1 - \sum_{i=1}^p \Phi[p, i]e^{-j2\pi f iT} \right|^2}. \quad (1.87)$$



### 1.5.3.2 Складена модель авторегресії сигналу

Звукові сигнали від БПЛА характеризуються стійкою низькочастотною складовою спектру. Сигнал з набором обертонів від БПЛА на малих висотах вироджується у сигнал з одномодовим низькочастотним спектром по мірі збільшення відстані до об'єкту. Щоби отримати адекватну АР модель низькочастотного сигналу треба використати високі порядки моделі чи модифіковану довгочасову модель АР низькочастотного сигналу. Використання моделі АР високого порядку у задачах розпізнавання небажане через велику дисперсію коефіцієнтів з великими індексами. Така обставина знижує точність розпізнавання. Тому переважно використовувати запропоновану довгочасну модель АР [96], яка враховує довгочасну кореляцію сигналу. Більш високочастотні коливання сприймаються нею, як широкосмуговий білий шум.

Зупинимось на методі отримання такої АР моделі. Дискретний сигнал будемо розглядати у вигляді векторного випадкового процесу. Випадковий процес можна представити у вигляді послідовності підвекторів  $\vec{x}_i$ , однакової довжини  $n$  з однорідними статистичними властивостями. Тут введене поняття «підвектора»  $\vec{x}_i$  вектора процесу  $\vec{x}[t]$ . Назвемо такий стаціонарний випадковий процес «складовим векторним випадковим процесом» (СВВП) [97]. Формула для оцінки кореляційної функції сигналу у СВВП представленні має вигляд

$$R^n[k] = \frac{1}{N - kn} \sum_{i=0}^{N-kn} (x[i]x[i + kn]).$$

При довжині підвектора  $n=1$  з цього виразу може бути отримана відома формула оцінки кореляційної функції для стаціонарного випадкового процесу.

Для СВВП процесу також можна побудувати моделі лінійного передбачення. У таких моделях передбачаються не корельовані відліки, а корельовані підвектори  $\vec{x}_i$ . Рівняння для моделі АР випадкового процесу у представленні СВВП має вигляд [94]

$$\vec{x}_i = \sum_{s=1}^p \Phi^n[p, s] \vec{x}_{i-s} + \vec{a}_i, \quad (1.88)$$

де  $\Phi^n[p, s]$  – коефіцієнти АР СВВП,

$p$  – порядок моделі АР СВСП,

$\vec{a}_i$  – вектори довжиною  $n$  відліків білого шуму.

Умова оптимальності моделі АР СВВП стоїть у статистичній незалежності підвекторів  $\vec{a}_i$ .

Для знаходження коефіцієнтів АР векторів процесу помножимо (4) на  $\vec{x}_{i-j}$  і усереднимо. Після нескладних перетворень отримаємо рівняння типу Юла-Уокера для розрахунку параметрів моделі АР СВВП

$$R^n[j] = \sum_{i=1}^p \Phi^n[p, i] R^n[i-j], \quad j = 1, 2, \dots, p. \quad (1.89)$$

Очевидь, що всі властивості моделі АР випадкових процесів справедливі і для моделі АР СВВП. Так, вираз для параметричної оцінки СЩП має вигляд

$$P^n(f) = \frac{D_a^n}{\left| 1 - \sum_{i=1}^p \Phi^n[p, i] e^{-j2\pi f k T} \right|^2}. \quad (1.90)$$

Для того, щоби використати у якості ознак не відліки спектрів, а параметрів спектральних мод сигналів і тим самим скоротити розмірність простору ознак, будується мультикативна модель АР у вигляді  $AP_1 \times AP_2 \times \dots \times AP_k$  [97]. Параметри складових моделей  $AP_i$  легко враховується за корнями відповідного характеристичного рівняння моделі АР:

$$c^p - \Phi[p, 1]c^{p-1} - \dots - \Phi[p, p] = \prod_{i=1}^p (c - c[p, i]) = 0, \quad (1.91)$$

де  $c[p, i]$  – корені характеристичного рівняння.

Рівняння (1.91) легко вирішується у загальному випадку численними методами, перший індекс коренів рівняння  $c[p, i]$  вказує на порядок моделі.

Якщо використати зв'язок між коренями характеристичного рівняння і параметрами спектру: частотою спектру  $f_i$  та його шириною смуги  $\Delta f_i$ , які відповідають  $i$ -тому піку СЦП, то дійсні корені характеристичного рівняння  $p$ -го порядку можна записати у вигляді [96]:

$$c[p, i] = e^{-\pi \Delta f_i T - j 2 \pi f_i T} . \quad (1.92)$$

Дійсні корені описують піки на нульовій або максимальній частоті дискретного спектру, рівній половині частоти дискретизації. Оскільки модель АР дійсна, то комплексні корені характеристичного рівняння є комплексно — пов'язані та описуються виразами

$$c[p, i] = e^{-\pi \Delta f_i T - j 2 \pi f_i T} , \quad c[p, i + 1] = e^{-\pi \Delta f_{i+1} T + j 2 \pi f_{i+1} T} . \quad (1.93)$$

У найпростіших випадках вузькосмугових СЦП на один дійсний корень припадає один пік на нульовій частоті або на максимальній частоті. На два комплексних кореня припадає два порядки моделі АР.

Формули (1.92) та (1.93) для коренів характеристичного рівняння (1.91) можуть виявитися корисними при визначенні коефіцієнтів АР моделей з одномодовою СЦП за заданими характеристиками випадкового процесу. Використовуючи знайдені значення коренів, визначаються коефіцієнти моделі АР першого або другого порядку

$$\Phi [1, 1] = c [1, 1] , \quad (1.94)$$

$$\Phi [2, 1] = c [2, 1] + c [2, 2] , \quad \Phi [2, 2] = -c [2, 1] c [2, 2] . \quad (1.95)$$

У (1.94) корені рівняння дійсні, у (1.95) – комплексно-пов'язані. Знайдені коефіцієнти моделі АР використовують надалі для розрахунку частот піків параметричного спектру.

Таким чином, запропонована процедура забезпечує використання при вирішенні задачі тільки першого і другого порядків моделі АР та факторизацію багатомодового спектру на одномодові складові. Використання коренів характеристичного рівняння (1.91) суттєво спрощує процедуру факторизації багатомодових параметричних спектрів [97].

Запропонований метод факторизації спектрів і оцінювання частот піків може застосовуватись для аналізу спектрів сигналів від БПЛА та для отримання ознак розпізнавання. Тоді багатомодовий спектр  $p$ -того порядку представляється (факторизується) набором одномодових спектрів першого або другого порядків. Таким чином, багатомодовий спектр (1.90) представляється виразом:

$$P^n(\omega) = \frac{D_a^n}{\left| \sum_{i=0}^{p_1} \Phi_1^n[p_1, i] e^{-j\omega i T} \right|^2 \left| \sum_{i=0}^{p_2} \Phi_2^n[p_2, i] e^{-j\omega i T} \right|^2 \times \dots \times \left| \sum_{i=0}^{p_k} \Phi_k^n[p_k, i] e^{-j\omega i T} \right|^2}.$$

У якості ознак сигналу при розпізнаванні можна використовувати частоти піків. Якщо корені характеристичного рівняння комплексні, то частота піку визначається співвідношенням:

$$f = \arccos\{\Phi[2,1] / (\sqrt{-\Phi[2,2]})\} / 2\pi T, \quad (1.96)$$

а ширина смуги піку відповідно

$$\Delta f = \ln(-\Phi[2,2]) / 2\pi T.$$

Якщо корені дійсні, то модель АР має перший порядок. При цьому частоти піку є такими:  $f=0$ , якщо  $\Phi[1,1]>0$  або  $f=1/2T$ , якщо  $\Phi[1,1]<0$ . Ширина смуги у цьому випадку дорівнює

$$\Delta f = \ln(|\Phi[1,1]|) / \pi T$$

Для розпізнавання можна використовувати не усі параметри спектрів, а найбільш стійкі, наприклад, тільки частоти спектрів.

Зауважимо, що корені характеристичного рівняння, як випливає з (1.91), повністю характеризують модель, як і коефіцієнти АР. Але на відміну від  $\Phi[p, i]$  корені  $c[p, i]$  у явному вигляді залежать від характеристик СЦП. Таким чином, усі піки СЦП можна визначити безпосередньо через корені. Так, з (1.93) маємо

$$\Delta f = -\ln(|c[2,1]c[2,1]|) / 2\pi T,$$

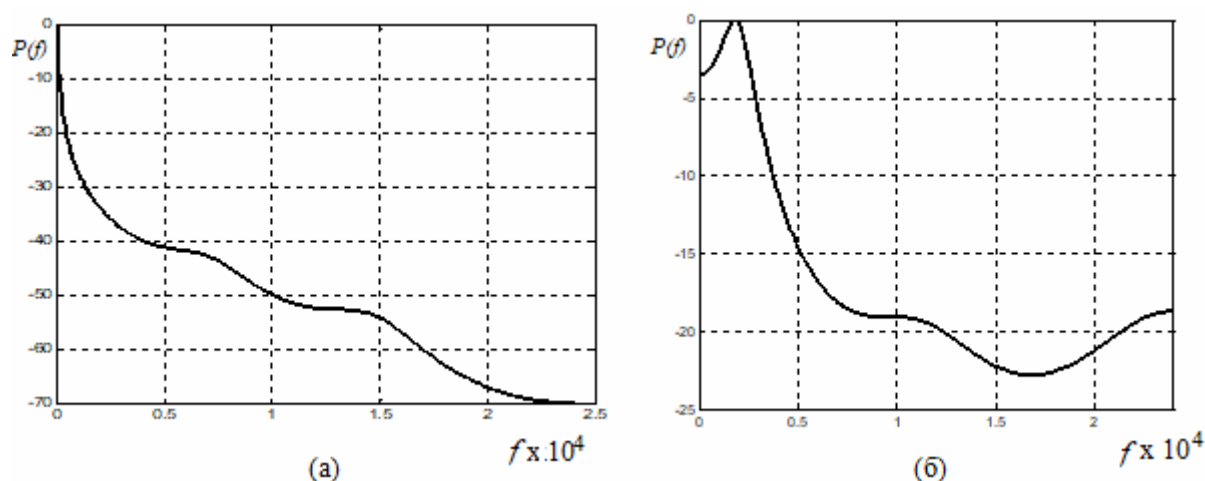
$$f = \arccos\{(c[2,1] + c[2,2]) / 2\exp(\pi\Delta f T)\} / 2\pi T. \quad (1.97)$$

Як показують результати експериментів, частоти піків більш стійкі у якості АР ознак при розпізнаванні сигналів. Нижче, у процесі обробки реальних акустичних сигналів БПЛА та завад оточуючого простору, частоти нижніх піків СЦП розраховувались з використанням (1.97).

### 1.5.3.3 Результати експерименту з розпізнавання звукових сигналів БПЛА

Розглянуто визначення ознак розпізнавання звукових сигналів БПЛА квадрокоптерного типу DJI Phantom 3, отриманих з різних висот польоту. Частота дискретизації у експериментах складала 48000 Гц, довжина виборок, які аналізуються, – 50000 відліків. Коефіцієнти АР класичної моделі АР (6) шостого порядку розраховувались за допомогою рівняння Юла – Уокера (1.86).

У першому випадку аналізувався сигнал від БПЛА, отриманий з висоти 40 м. Параметричний АР (6) спектр сигналу розраховувався за знайденими коефіцієнтами АР за допомогою виразу (1.91); він представлений на рис. 1.75а.



а – класична модель АР ; б – для моделі АР сигналу СВВП

Рисунок 1.75 – Параметричні АР СЦП акустичного сигналу БПЛА (40 м)

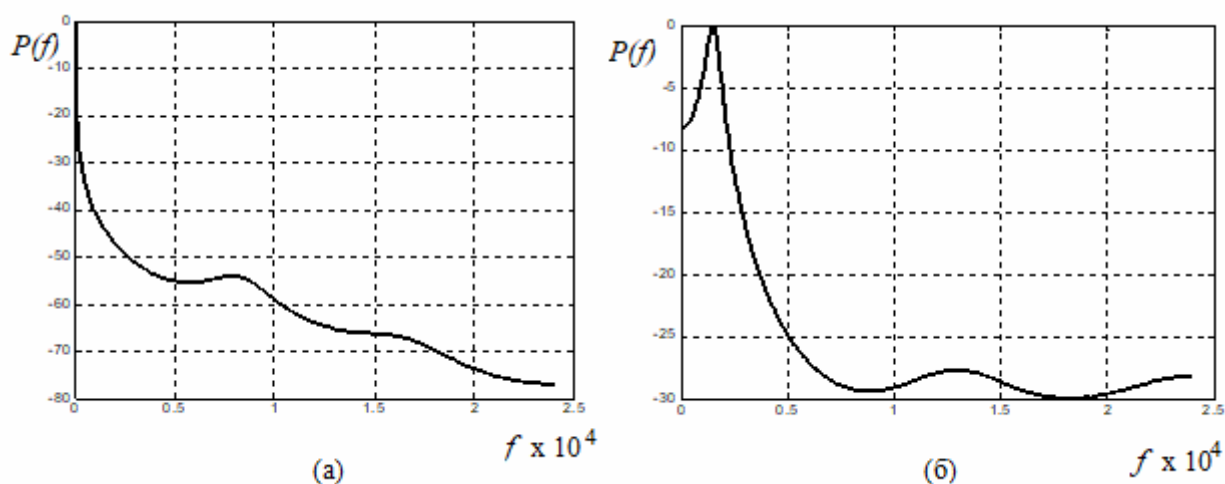
Як видно з графіку, пік поблизу нульової частоти у випадку використання класичної моделі АР(6) не розрзнюється. Розраховувались також параметри моделі АР(6) сигналу у представленні СВВП при довжині підвектора 50 відліків. Коефіцієнти моделі, знайдені відповідно (1.89), склали:  $\Phi[6,1]=0,786$ ,  $\Phi[6,2]=0,277$ ,  $\Phi[6,3]=-0,168$ ,  $\Phi[6,4]=0,112$ ,  $\Phi[6,5]=-0,122$ ,  $\Phi[6,6]=-0,096$ .

Для параметричної оцінки АР(6) СЦП у СВВП представленні використовувався вираз (1.90), отриманий спектр представлений на рис. 1.75б. Як видно з графіку, у цьому випадку виразно спостерігається спектральний пік сигналу поблизу нульової частоти.

Для розпізнавання на практиці часто більш зручно використовувати частоти піків спектру, а не сам спектр. Знайдемо частоти параметричного спектру, представленого на рис.1.75б. З цією метою розрахуємо відповідні корені характеристичного рівняння (1.91):  $c[6,1]=0,533+0,071i$ ,  $c[6,2]=0,533-0,071i$ ,  $c[6,3]=0,054+0,636i$ ,  $c[6,4]=0,054-0,636i$ ,  $c[6,5]=0,872+0,229i$ ,  $c[6,6]=0,872-0,229i$ .

Знайдені з використанням (1.97) частоти піків одномодових АР СЦП дорівнюють:  $f[1]=1961$ ,  $f[2]=11352$ ,  $f[3]=22982$ . Розпізнавання сигналів БПЛА зручно проводити за найбільш яскраво вираженому першому піку СЦП (рис. 1.75б). Оскільки довжина підвектора складала 50 відліків, то реальна частота першого піку буде у 50 разів менше частоти, отриманої вище  $f=39,2$  Гц.

У другому випадку аналізувався сигнал від БПЛА, отриманий з висоти 80 м. Отриманий параметричний АР спектр представлений на рис. 1.76а. Пік поблизу нульової частоти при використанні цієї моделі АР також не розрізняється. Надалі розраховувались параметри моделі АР(6) сигналу у СВВП представленні. Коефіцієнти моделі, знайдені відповідно (1.89), склали:  $\Phi[6,1]=0,793$ ,  $\Phi[6,2]=0,325$ ,  $\Phi[6,3]=0,063$ ,  $\Phi[6,4]=0,010$ ,  $\Phi[6,5]=-0,229$ ,  $\Phi[6,6]=-0,082$ . Розраховані за (1.97) частоти піків АР (6) СЩП, дорівнюють відповідно:  $f[1]=1555$ ,  $f[2]=12996$ ,  $f[3]=24000$ . При довжині підвектора 50 відліків реальна частота першого спектрального піка буде в 50 разів менше значення частоти, отриманого вище:  $f=31,1$  Гц.



а – для класичної моделі АР; б – для моделі АР сигналу СВВП

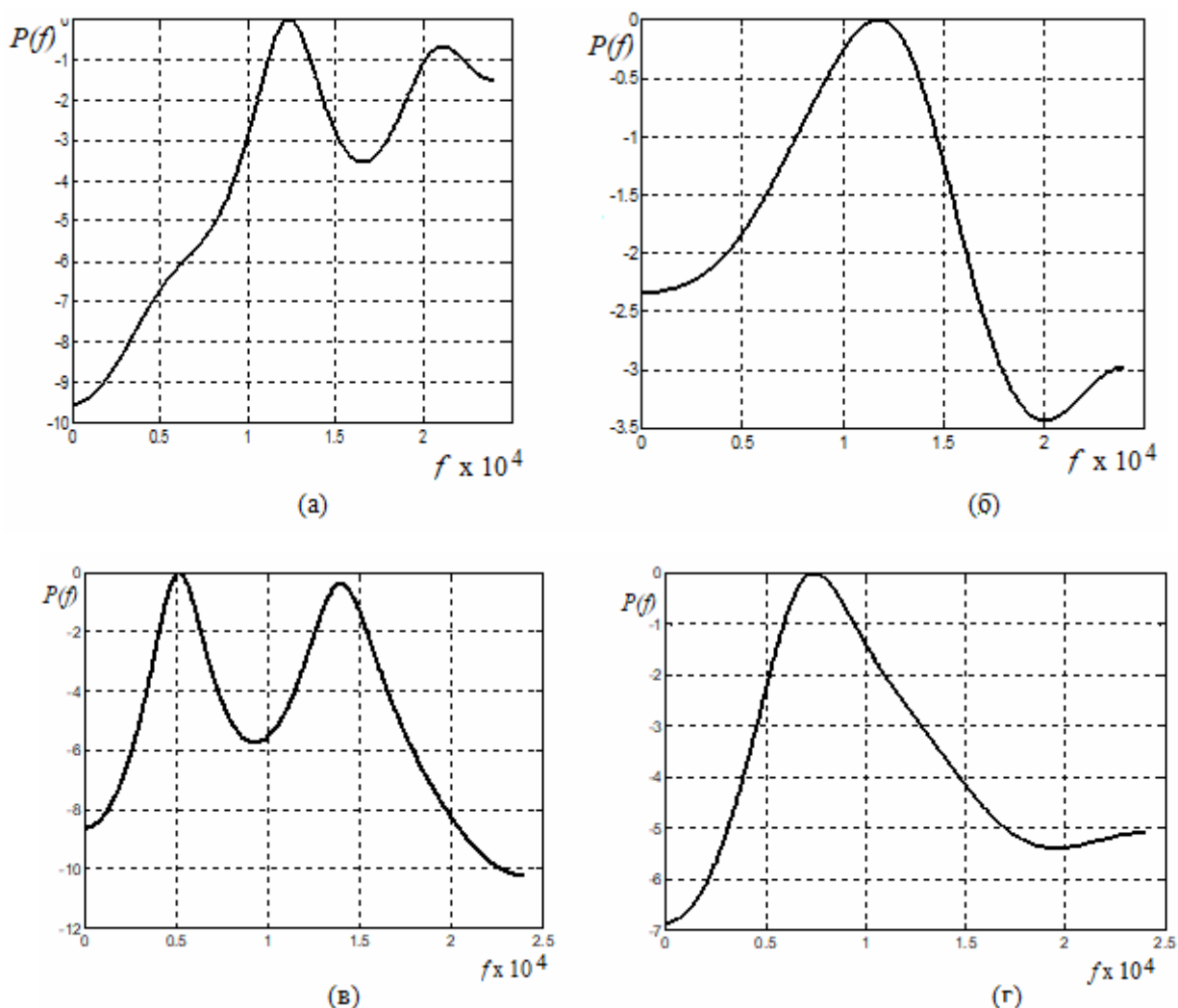
Рисунок 1.76 – Параметричні АР СЩП сигналу БПЛА (80 м)

Відмітимо, що ширини спектрів на рис. 1.75б і рис. 1.76б достатньо невеликі, що свідчить про малий розкид частот на довжині 50000 відліків. Оцінки СЩП лежать у інтервалі 0-30 дБ. Такий значний інтервал характерний для сигналів зі значною кореляцією. Отже, СВВП представлення сигналу від БПЛА дозволяє отримати його довгочасову модель з сильною кореляцією.

При розпізнаванні сигналу БПЛА за параметрами СЩП його належить відрізняти від звуків, які створюють інші джерела. Тому нижче представлені оцінки СЩП і частоти нижніх піків акустичних сигналів, які отримуються від різних

джерел, також у представленні СВВП при довжині підвектора 50 відліків. Довжина вибірок сигналу складала 10000 відліків. Оцінювалась параметрична СЦП по моделі АР (6) шостого порядку у представленні СВВП.

На рис. 1.77а-г представлені параметричні СЦП, отримані відповідно: для шуму авіалайнера; шуму автомобіля, який рухається по шосе; шуму автотраси; для звуку швидкого потяга.



а – літак; б – автомобіль, в – автотраса, г – для швидкий потяг

Рисунок 1.77 – Параметричні АР СЦП у представленні сигналів СВВП

Аналіз спектрів, представлених на рис. 1.77а-г, показує, що значення СЦП шумів у СВВП представленні лежать у межах 0 - 10 дБ, що свідчить про наближення їх за властивостями до білого шуму. Відмічається одна з властивостей СВВП представлення — виконання функції низькочастотної фільтрації, в результаті



чого здійснюється виділення довгочасової складової спектру сигналу, а більш високочастотні складові придушуються.

Розраховані за виразом (1.97) частоти низькочастотних спектральних піків вказаних джерел шумів мають наступні значення: для літака  $f=245$  Гц, для автомобіля  $f=263$  Гц, для автотраси  $f=102$  Гц, для швидкого потягу  $f=137$  Гц.

## Висновки за розділом 1

1. Розроблено методи приймання і обробки оптичних сигналів видимого і інфрачервоного діапазонів спектру частот, формування зображень і виявлення БПЛА за результатами їх аналізу В оптичному каналі для збільшення надійності виявлення об'єктів запропоновано і обґрунтовано застосування датчиків денного, нічного та теплового бачення. Усі вони мають чутливі матриці високого розрізнення. Розроблений метод стереовідеоспостереження (СВС), що базується на вимірюванні лінійних паралаксів зображення об'єктів на матрицях, дозволяє використовувати один алгоритм обробки сигналів для усіх трьох датчиків (камер). При цьому забезпечується визначення дальності при експериментальних дослідженнях з середньоквадратичною похибкою не більш  $\pm(10...12)\%$ , кутових координат рухомого об'єкта – з розрахунковою похибкою  $\pm 1,3$  мрад та розпізнавання об'єкта на фоні шумів та завад з точністю 89%.

У порівнянні з існуючими алгоритмами розпізнавання, такими як YOLO, у розробленому алгоритму немає обмежень на розрізнення оброблюваного зображення. Тому для камер високого розрізнення (4K) та кутом огляду  $20^\circ$  можна підвищити дальність виявлення БПЛА до 2 км та далі. Додатковою перевагою є можливість класифікації не тільки БПЛА, а й інших рухомих об'єктів, таких як: автомобілі, люди, тварини. Цю можливість забезпечує нейронна мережа, що класифікує 12 типів рухомих об'єктів.

Експериментальна перевірка запропонованого алгоритму довела його працездатність і високу швидкість обробки відеопотоку (не нижче 8 кадрів / с). Застосування моделей простих повнозв'язних нейронних мереж для класифікації рухомих об'єктів виявилось неефективним при обробці відеопотоку, так як точність класифікації (ймовірність правильної класифікації) на реальних відеопотоках значно нижче, ніж на навчальному та тестовому наборах даних.

Тестування моделей згортованих нейронних мереж довело їх ефективність. Отримане значення точності розпізнавання близько 89%, на наш погляд, може бути підвищено завдяки подальшому вдосконаленню навчальних баз для згортованих нейронних мереж.

2. Тепловізійна камера (тепловізор) з неохолоджуваною матрицею формату  $640 \times 480$  елементів і об'єктивом з фокусною відстанню 200 мм дає відеозображення з відношенням сигнал-шум, яке може забезпечити виявлення і супровід низькоконтрастних повітряних цілей з  $\Delta T = 0.5^\circ \text{ K}$  на дальності до 2,5 км.

При значеннях  $\Delta T \geq 1^\circ \text{ K}$  дальність виявлення і супроводу малорозмірних БПЛА (з точки зору порогового відношення сигнал-шум) може перевищувати 7 км.

Більшість сучасних тепловізорів мають температурну чутливість менше 50 мК, що достатньо для виявлення малих БПЛА на відстані декілька кілометрів. Застосування матричного перетворювача формату  $1024 \times 768$  дозволить збільшити кути поля зору тепловізора, тим самим розширити зону сканування і зменшити час виявлення повітряних об'єктів.

Для задач розпізнавання та ідентифікації малих БПЛА доцільно застосовувати об'єктиви з великою фокусною відстанню (більше 200 мм). В цьому випадку розмір зображення БПЛА зможе займати на матриці велику кількість пікселів.

Використання в системі виявлення БПЛА тепловізорів з мікроболометричними матрицями, в порівнянні з охолоджуваними фотоприймачами, має ряд переваг: забезпечує малий час виходу на робочий режим (менше 10 с), компактні габарити і менші вартості виробництва і експлуатації.

3. Багатоспектральні системи для виявлення БПЛА доцільно виконувати двоканальними, з формуванням парціальних зображень у видимому та ближньому

інфрачервоному діапазонах. Комплексування отриманих зображень доцільно виконувати на рівні каналних рішень за результуючим зображенням, сформованим шляхом об'єднання отриманих каналних зображень.

Важливе значення на практиці мають методи суміщення полів зору різноспектральних сенсорів, які забезпечують формування кадру комплексованого зображення за кадрами телевізійної та тепловізійної камер.

На етапі формування узагальненого зображення доцільно використовувати інформаційні критерії, які у достатньому ступені відображають суб'єктивну цінність зображень — модифікований багатокритеріальний векторний показник, зведений до скалярного критерію, і критерій, який відображає перехресну інформацію від контурів зображень.

При отриманні результуючого зображення на основі каналних зображень переважно використати метод ступеневого перетворення, метод вагової функції, який допускає об'єднання каналів з використанням апріорної інформації про цінність (вагу) кожного з інформаційних каналів, а також на основі адаптивного вилучення інформації про цінність каналів зі вхідної інформації, яка поступає.

Серед методів комплексування шляхом розкладання зображень у спектр найбільш кращим є метод з використанням вейвлет-перетворення, оскільки він дозволяє отримати інформацію про об'єкти у просторово-частотному представленні.

Якщо у канали системи поступають погано формалізовані парціальні зображення, то слід використовувати дворівневу схему комплексування, яка може буде навчена. Перший рівень представляється у вигляді декількох гілок, які реалізують різні методи; на другому рівні комплексування слід застосовувати алгоритми з навчанням, побудовані на основі нейромережових технологій і теорії нечітких множин.

4. З точки зору підвищення точності визначення параметрів проведений теоретичний аналіз і експериментальні дослідження показали наступне.

— Основний внесок в похибку визначення місця знаходження БПЛА за допомогою системи СВС належить виміру дальності. Вимірювання азимута і кута мі-

сця при цьому досить точні при високій роздільній здатності камер і досить точної компенсації їх нелінійних спотворень.

— Очевидними шляхами для збільшення точності вимірювання дальності системою СВС, а також збільшення дальності виявлення об'єкта, є збільшення розрізнення камер. Однак для виявлення, розпізнавання і пеленгації БПЛА в реальному часі в цьому випадку знадобляться значні обчислювальні ресурси. Збільшення розрізнення зображення в два рази призводить до збільшення обчислювальної складності в чотири рази на кожному етапі обробки.

— Зменшення кута огляду камер при інших рівних умовах збільшує роздільну здатність системи СВС по азимуту, куту місця і дальності. Зменшення полю зору системи при цьому необхідно компенсувати введенням просторового механіко-електричного сканування, а після виявлення БПЛА - епізодичним трекингом об'єкта, щоб він не вийшов з поля зору.

— Визначення пов'язаних точок як координат центрів областей, виділених на етапі виявлення і розпізнавання БПЛА, дає недостатньо хороший результат на малих дальностях до об'єкта. Тому потрібно уточнювати місце розташування сполучених точок кореляційним методом з розміром вікна, що дорівнює або трохи більше розміру області.

— Точність ректифікації системи СВС істотно впливає на результат вимірювання дальності, тому до процесу калібрування потрібно підходити ретельно. Необхідно використовувати таблиці з якомога найбільшим числом калібрувальних точок, в процесі калібрування різні положення таблиці повинні заповнювати якомога більшу частину робочої області стереозору, а її зображення - як можна більшу частину площі кадру.

5. Експериментальні дослідження щодо акустичного каналу комплексу показали, що спектри звукового поля квадрокоптера мають яскраво виражені гармонічні складові з частотами, кратними частоті обертання гвинта. При роботі двигунів квадрокоптера у режимі польоту спектральні лінії випромінювання стають більш розмитими, що пояснюється відмінністю режимів роботи (частоти обертів) чотирьох двигунів у процесі компенсації автоматикою БПЛА впливу

дестабілізуючих факторів, що виникають у процесі польоту, і які ведуть до розширення спектральних ліній. При значній різниці режимів двигунів квадрокоптера спектральні максимуми розподіляються на декілька, що являється однією з ознак при класифікації БПЛА. Розширення спектральних ліній проявляється дужче при збільшенні номера гармоніки.

Експериментальні результати вимірювання ослаблення акустичного випромінювання БПЛА на невеликих відстанях показали задовільне узгодження з моделлю сферичного розповсюдження звуку точкового джерела шуму у вільному звуковому полі. Зі збільшенням відстані, яка пройдена акустичною хвилею, здійснюється деградація спектру акустичного випромінювання, яка супроводжується помітним подавленням високочастотних складових (рівень подавлення досягає 3,3 дБ на частоті 5 кГц при віддаленні 100 м, температурі 25<sup>0</sup> С, відносній вологості  $\phi=50\%$ ). Зниження вологості і температури повітря приводять до збільшення ослаблення. Ще більш значним ослаблення високочастотної області спектру стає при збільшенні відстані, на якому знаходиться БПЛА. Трансформація форми спектрів акустичного випромінювання БПЛА у реальних умовах спостереження обумовлена дисперсійними властивостями атмосфери, зміною відношення сигнал/шум, а також мінливістю характеристик спрямованості акустичного випромінювання у смузі частот.

Показано, що ефективна ширина спектру випромінювання БПЛА у різних умовах зменшується зі збільшенням дальності і у значному ступені пов'язана з процесами трансформації форми спектрів. Слід відмітити, що зміна ефективної ширини спектру при вертикальному підйомі БПЛА на висоту 100 м характеризується більш складною, нелінійною залежністю.

6. Експериментальні дані по дальності виявлення акустичних сигналів малих БПЛА показують, що при кожному подвоєнні відстані звуковий тиск зменшується на 6 дБ. Отриманий результат дозволяє зробити висновок про необхідність концентрації зусиль на підвищенні перешкодозахищеності системи виявлення.

Розглянутий підхід заснований на використанні безпошукової системи за напрямком. Варто очікувати, що при використанні направлених антен потенціал

системи можна буде помножити на коефіцієнт направленості. Застосування звукопоглинаючих екранів також дозволить збільшити потенціал системи ще на величину порядку 30 – 40 дБ.

Наведені розрахунки потенційної дальності проведені для сигналів у відносно широкій смузі частот - від 100 Гц до 5 кГц. Причина такого положення складається у використанні спектрального аналізу при розробці методу класифікації сигналів БПЛА.

Розвиток методу аналізу сигналів на малих інтервалах часу, тобто аналізу амплітудно-часової структури флуктуацій періоду сигналів, можливо, дозволить аналізувати сигнали у меншій смузі частот, що надасть можливість додатково збільшити потенціал системи виявлення.

Як видно з результатів досліджень, швидкий зріст коефіцієнту поглинання звуку на частотах більш 2 кГц приводить до спотворення частотного спектра прийнятого сигналу і робить недоцільним прийом сигналу на цих частотах.

Розрахунок похибок, що виникають за рахунок ефекту рефракції при поширенні акустичних хвиль у реальній атмосфері показав, що в умовах приземної інверсії температури й сильної стійкості похибки визначення дальності й кута місця можуть бути значними та з протилежним знаком. Отже, у структурі системи виявлення й аналізу акустичних сигналів необхідна наявність додаткових пристроїв по визначенню вертикальних профілів температури. Як такий пристрій може бути використаний імпульсний акустичний локатор.

7. За результатами досліджень запропоновано використовувати при вирішенні задачі виявлення-розпізнавання БПЛА за акустичним випромінюванням складову модель авторегресії, яка адекватно описує кореляційні властивості сигналу на значних часових інтервалах, та забезпечує підвищення спектрального розрізнення у області низькочастотних складових спектра сигналу, який досліджується. Показано, що складова модель дозволяє отримати розрізнення низькочастотного шуму звукового сигналу джерела, наявність якого є ефективною інформаційною ознакою БПЛА. Визначені параметри запропонованої моделі, які рекомендовані для

використання на практиці — рекомендується використовувати шостий порядок складової моделі авторегресії при довжині підвектора 50 відліків.

Проведені експериментальні дослідження з використанням запропонованої математичної моделі показали суттєві відмінності спектрів акустичного випромінювання БПЛА від спектрів акустичних шумів різних джерел, що дозволяє підвищити ефективність вирішення задачі виявлення-розпізнавання БПЛА.

Доведено, що у задачі розпізнавання у ряді випадків буває зручніше використовувати інформацію про частоти піків спектра, а не сам спектр. Запропонована процедура визначення частот піків спектра довгочасної моделі авторегресії без вирахування спектра, яка дозволяє порівняно просто розраховувати параметричні оцінки частот піків спектра і яку доцільно використовувати при роботі у реальному масштабі часу у акустичних локаторах виявлення БПЛА.

## **2 РОЗРОБЛЕННЯ СИСТЕМИ КОМПЛЕКСНОЇ ОБРОБКИ ОПТИЧНИХ, ІНФРАЧЕРВОНИХ, АКУСТИЧНИХ ТА РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ, СТВОРЮВАНИХ БПЛА, ДЛЯ ВИЯВЛЕННЯ БЕЗПЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ В УМОВАХ СКЛАДНОЇ ЗАВАДОВОЇ ОБСТАНОВКИ**

2.1 Розроблення удосконалених методів і технічних рішень для створення системи обробки акустичних сигналів в широкій смузі частот, що випромінюються БПЛА, з метою визначення їх кутових координат з урахуванням структурних особливостей сигналів, загасання і рефракції поширення акустичних хвиль в атмосфері

2.1.1 Удосконалення методу обробки акустичних сигналів в широкій смузі частот

Очевидно, що при пілотуванні БПЛА діапазон девіації частоти кожної групи двигун - пропелер є близькі за значенням величини, розходження між якими при необмеженому збільшенні часу спостереження, прагне до нуля. Однак у межах кожного малого фіксованого інтервалу часу різниця частот цих сигналів є випадкова величина, що залежить від заданого режиму руху й турбулентного процесу в атмосфері.

Аналіз відомих робіт показує, що причиною, що створює особливості часової амплітудно-частотної характеристики поля акустичних хвиль, що генерують БПЛА, є флуктуації тягового зусилля кожної з рухових установок у системі двигун - пропелер у загальній групі рухових установок пристрою.

Отже, модель акустичного сигналу БПЛА можна представити як суперпозицію декількох (по числу двигунів і повітряних гвинтів) частотних складових – гармонік, кожна з яких модульована по частоті сигналом керування, що



забезпечує підтримку заданого режиму руху в умовах випадкових (турбулентних) атмосферних збурювань, що впливають на БПЛА.

Аналіз акустичних сигналів у часовій області [98] дозволяє виявити короткочасні флуктуації періоду шумового сигналу й побудувати відповідні спектрограми періодів.

Такий підхід виявляється ефективним у тих випадках, коли сигнал представлений рядом дискретних гармонік, частота й амплітуда яких змінюється на малих інтервалах часу випадковим чином. Розподіл спектральної щільності таких сигналів, розрахований по реалізаціях великої тривалості, наближається до суцільного виду, і, мабуть, що при цьому губляться характерні риси спектрального розподілу, які можуть скласти основу системи інформативних ознак сигналу.

Спектрограми періодів відображають характерні зміни режиму руху БПЛА. Ці особливості служать відмітними інформативними ознаками сигналу, що генерують БПЛА й, отже, можуть скласти основу для розробки правил їхнього виявлення й ідентифікації в умовах зовнішніх, шумів що не генерують БПЛА.

#### 2.1.1.1 Метод модельно-структурного аналізу акустичних сигналів БПЛА в часовій області

Для дослідження короткочасних флуктуацій періоду акустичних сигналів БПЛА використаємо метод модельно-структурного аналізу [98-100].

Тому що робочий діапазон частот прийнятого акустичного сигналу обмежується явищем поглинання енергії звукової хвилі в атмосфері, частотний діапазон прийомного пристрою обмежується областю частот  $f_s = [0,3 \dots 3] \text{ кГц}$ .

Відповідно до методу модельно-структурного аналізу, в отриманому сигналі  $s_N(t)$  відшуковуються області часових інтервалів, на яких період сигналу  $T_N$  зберігає постійне, заздалегідь задане значення в діапазоні періодів  $T_N = [2,0 \dots 0,3] \text{ мс}$ , що відповідає обраному діапазону робочих частот локатора. Як модель використовується сигнал, що містить  $p_M$  періодів синусоїдальної функції:

$$s_M = \sin(2\pi \cdot t_M / T_{Mi}), \quad (2.1)$$

де  $t_M$  – тривалість моделі структурного елемента сигналу перешкоди;

$T_{Mi}$  – період  $i$ -тої синусоїдальної функції моделі структурного елемента;

$$t_M = p_M T_{Mi}.$$

У процесі дослідження розраховується й аналізується ансамбль залежностей коефіцієнта кореляції  $k_r(\tau)$  при  $T_{Mi} = \text{const}$  від тимчасового зрушення  $\tau$  моделі  $s_M(t)$  коливання щодо реалізації сигналу  $s_N(t)$  при обраному значенні періоду  $T_{Mi}$  модельної функції. У результаті маємо  $(m \times n)$  матрицю  $M_{kr}$  значень коефіцієнта кореляції, при цьому уздовж рядки розташовуються значення  $k_r(T_{pi} = \text{const}, \tau_j)$ , а уздовж стовпців  $k_r(T_{pi}, \tau_j = \text{const})$ , де  $m$  – число ітерацій періоду моделі синусоїдального коливання,  $n$  – число зрушень моделі щодо вихідного сигналу.

У цьому дослідженні аналізувалися реалізації акустичних сигналів, отримані у вигляді дискретних послідовностей цифрових відліків  $s_{Nj}$  амплітуди на виході приймача, отримані з інтервалом часу  $\Delta t$ . Тому при розрахунку залежностей  $k_r(\tau)$  коефіцієнта кореляції величина параметра зрушення  $\tau$  модельної функції уздовж реалізації перешкоди виражається числом  $q$  тактів зрушення на величину  $\Delta t$ , тобто:  $\tau = q \cdot \Delta t$ , або для заданого зрушення  $\tau$  число тактів  $q = \tau / \Delta t$ , а число тактів  $p_i$  на тривалість модельної функції при  $T_M = T_{Mi}$  має вигляд:  $p_i = 2T_{Mi} / \Delta t$ .

У прийнятих позначеннях залежність коефіцієнта кореляції від параметра зрушення дається наступним вираженням:

$$k_r(q, p_i = \text{const}) = \frac{1}{(q-1) \cdot \sigma_N \cdot \sigma_M} \sum_{v=q}^{q+p_i-1} s_N^\circ(v) \cdot s_M^\circ(v-q+1), \quad (2.2)$$

де  $\sigma_s$  й  $\sigma_p$  – середньоквадратичні відхилення фрагмента перешкоди й

моделі синусоїдального коливання відповідно;

$s_N^\circ$  – знак центрування реалізації.

У результаті послідовної зміни параметра  $p_i$  одержимо ансамбль залежностей  $k_r(q, p_i)$ , з яких формується  $(m \times n)$  матриця  $M_{kr}$  значень коефіцієнта кореляції, при цьому уздовж рядки розташовуються значення  $k_r(p_i = \text{const}, q_j)$ , а уздовж стовпців  $k_r(p_i, q_j = \text{const})$ .

У випадку модельно-кореляційного аналізу збільшення тривалості моделі еквівалентно звуженню смуги пропущення смугового фільтра, а величина  $f_{0i} = 1/T_{Mi}$  – його центральна частота настроювання.

Відповідно до висунутої гіпотези, досліджувана вибірка сигналу містить деяке число гармонік, частота яких змінюється в часі випадковим чином.

Для того, щоб оцінити число гармонік, що становлять комбінаційний сигнал, розраховується  $M_{kr}$  при деяким певнім значенні  $p_M$ .

Величина параметра  $p_M$  визначає смугу пропущення  $\Delta f$  еквівалентного смугового фільтра, тобто  $\Delta f \sim 1/p_M$ . Тому значення  $p_M$  варто визначити як компроміс між необхідністю визначення числа гармонік у досліджуваній вибірці сигналу БПЛА й виявленням флуктуацій їхнього періоду.

Значення  $p_M$  одержимо як оптимальне в результаті аналізу ряду матриць  $M_{krp}$ , розрахунок яких вироблявся за методикою розрахунку  $M_{kr}$ , але для розрахунку кожної з матриць  $M_{krp}$  будемо використати різні, постійні для даної матриці значення  $p_{Mi} = \text{const}$ , узяті з ряду:  $p_M = [2; 3; 5; 10; 20]$ . У результаті одержимо й проаналізуємо п'ять матриць (по числу ітерацій числа періодів моделі)  $M_{krp}$ .

По кожній з матриць  $M_{krp}$  розрахуємо стовпець  $Y_{sp}$ , кожний член  $\gamma_{sp}$  якого являє собою суму членів  $k_r$  уздовж рядків  $M_{krp}$ :  $\gamma_{sp}(T_M) = \sum_{j=1}^n k_{rjp}(T_M)$ . Кожний з отриманих стовпців  $Y_{sp}$  являє собою залежність  $Y_s = F(T_M, p_M = \text{const})$  сумарного коефіцієнта кореляції від тривалості  $T_M$  періоду моделі для одного зі значень  $p_M$ .

На рис. 2.1 наведене сімейство залежностей  $Y_{sp}$ , нормованих на їхнє максимальне значення  $Y_s = 1/\max(Y_{sp})$ .

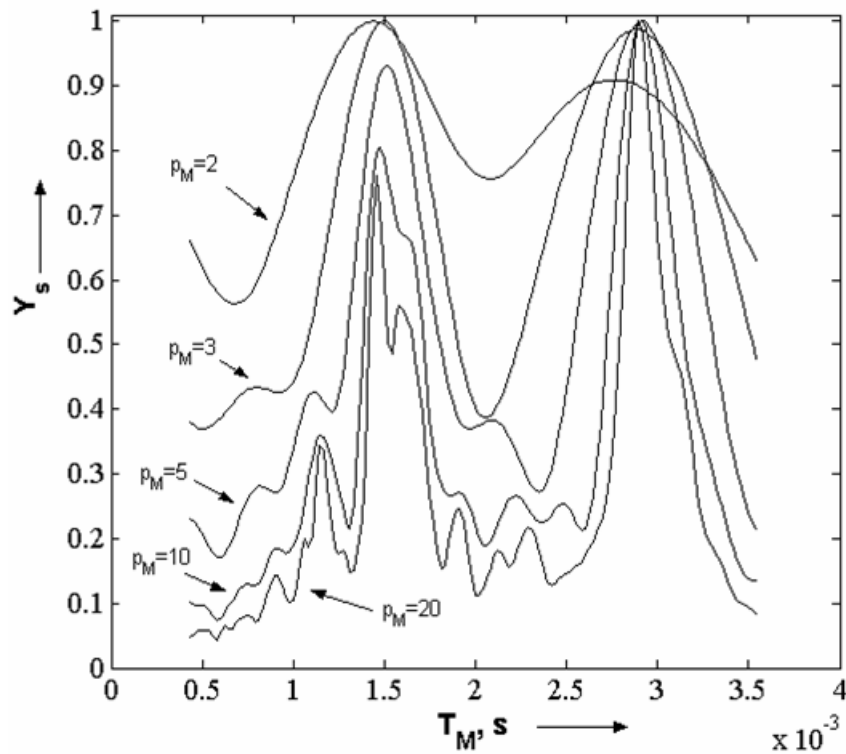


Рисунок 2.1 – Залежності відносного сумарного коефіцієнта кореляції від тривалості періоду моделі структурного елемента

З наведених залежностей наочно виходить, що аналізований процес містить не менш двох гармонік, однак їхнє розрізнення зменшується при зменшенні числа періодів у моделі фрагмента сигналу. З метою формалізації вибору оптимального значення  $p_M$  розглянемо спільно залежності  $K_{rm}(p_M)$  й  $Q(p_M)$ , де  $K_{rm} = \max[Y_{sp}(p_M)]$  – залежність максимального значення функцій  $Y_{sp}$  від величини  $p_M$ , і  $Q(p_M)$  – є коефіцієнт розрізнення гармонік, що водиться в наступному виді  $Q_Y(p_M) = \sum_{i=1}^{m-1} |k_{ris}(T_{Mi} + 1) - k_{ris}(T_{Mi})|$  і являє собою суму кінцевих збільшень функцій  $Y_{sp}$  (аналог першій похідній) отриманих для кожного зі значень  $T_M$ .

На рис. 2.2. наведені залежності максимального значення  $K_{rm}(p_M)$  коефіцієнта кореляції й коефіцієнта розрізнення  $Q$  гармонік нормовані на їхні максимальне значення від числа періодів  $p_M$  моделі структурного елемента сигналу.

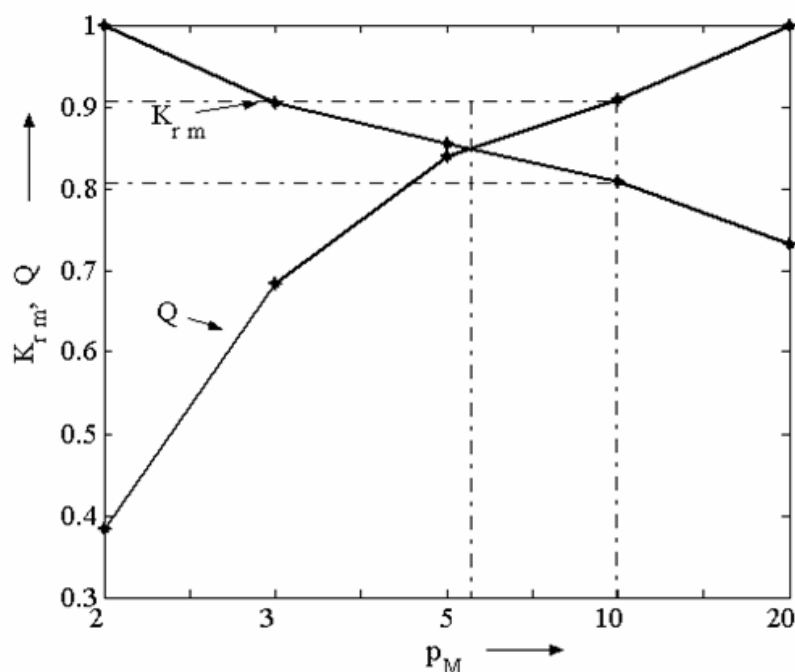


Рисунок 2.2 – Залежність максимального коефіцієнту кореляції

Як виходить з рис. 2.2, при  $p_M > 10$  величина  $K_{rm}$  приймає значення  $K_{rm} < 0,8$ , при цьому  $Q > 0,9$ . Отже, в області  $p_M > 10$  показник  $K_{rm}$  приймає досить рідкі значення й, отже, для матриць значень  $M_{kr}$  при  $p_M > 10$  в масиві даних відсутні фрагменти, що відповідають умові  $T_N \cong const$ .

В альтернативному випадку при  $p_M < 10$  спостерігається зменшення розрізнення гармонік за значеннями періодів, що в результуючій структурі виглядає як, що зливаються смуги.

Виходячи з наведених висновків при розрахунках ансамблів  $k_r(\tau, T_M)$  було прийняте значення  $p_M = 10$ .

На рис. 2.3, 2.4 як приклад, наведене графічне зображення двох фрагментів результатів розрахунку ансамблю залежностей  $k_r(\tau, T_M)$  отриманих при значенні  $p_M = 10$ . Візуальний аналіз зображень показує, що спостережувані процеси явно структуровані.

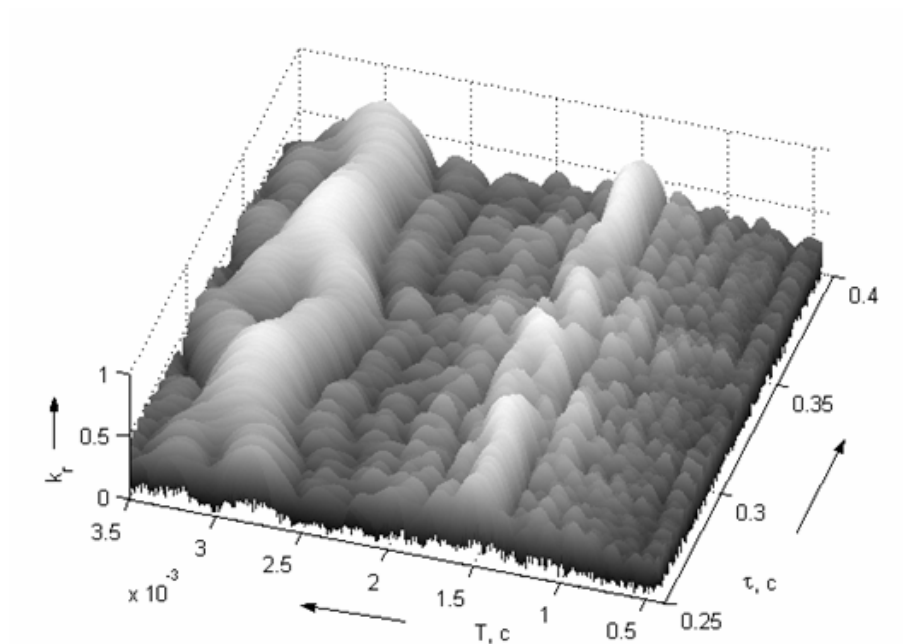


Рисунок 2.3 – Залежність коефіцієнту кореляції від параметру зсуву і періоду синусоїдальної моделі (фрагмент 1)

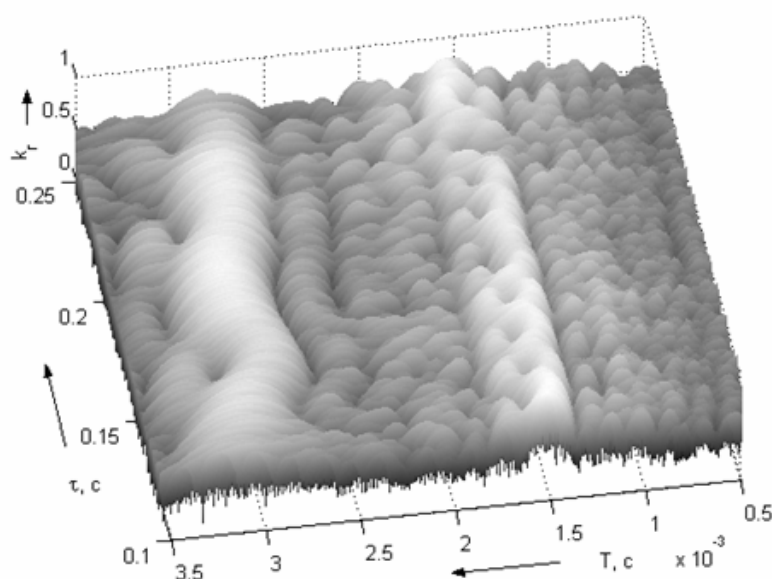


Рисунок 2.4 – Залежність коефіцієнту кореляції від параметру зсуву і періоду синусоїдальної моделі (фрагмент 2)

В обох випадках виділяються дві області при середньому значенням періоду  $T_1 \cong 3 \cdot 10^{-3} c$  й  $T_2 \cong 1,5 \cdot 10^{-3} c$ . У першому випадку флуктуації періоду коливач можна пояснити зміною режиму роботи основного джерела акустичного шуму (сила що змушує) БПЛА. Це коливання можна визначити як основне. Структура зміни

періоду в цій області показує, що пристрій, що створює сигнали, має кілька джерел сили, що змушує: систем двигун – повітряний гвинт. В області, прилеглої до цього коливання, ( $T_{12} \cong (2,5 \dots 2,25) \cdot 10^{-3} c$ ) спостерігаються коливання в яких період змінюється синхронно зі зміною періоду основного коливання. Виникнення цих коливань можна пояснити процесом нелінійного поширення основного коливання в межах конструкції пристрою.

В області  $T_2 \cong 1,5 \cdot 10^{-3} c$  спостерігається коливальний процес зі збурюваннями, що чергуються, при відносно незмінному середнім значенні періоді коливань. Це явище можна пояснити як виникнення змусеного коливання в деякій області системи, що має власну резонансну частоту, при впливі на неї основного коливання як, сили що змушує.

Загальною властивістю спостережуваного процесу є досить риса тривалість часових інтервалів  $t_T$ , на яких період  $T_N$  зберігає відносно постійне значення, тобто виходячи з аналізу залежності рис. 2.3 і 2.4 можна вважати, що  $T_N \cong const$  при  $t_T \leq 0,05 s$ .

2.1.1.2 Розподіл по тривалості інтервалів часу, протягом яких період перешкоди зберігає постійне значення

Першим кроком у цьому розділі є формування числового масиву, що містить інформацію про існування гармоніки сигналу при даному значенні періоду  $T_M$  моделі її фрагмента, тривалість якого визначається обраним значенням  $p_M = 10$ . Такий масив формується застосуванням операції порівняння кожного члена  $k_r(\tau, T_M = const)$  вихідної матриці  $M_{kr}$  із граничним  $k_{rp}$  значенням. У цьому дослідженні прийняте значення  $k_{rp} = 0,65$ . У результаті порівняння приймаються наступні рішення:

$$M_{kr0,65}(j,i)=1 \text{ при } M_{kr}(j,i) \geq 0,65,$$

$$M_{kr0,65}(j,i)=0 \text{ при } M_{kr}(j,i) < 0,65$$

і формується масив у вигляді матриці  $M_{kr0,65}$ , що містить тільки бінарні члени.

Далі уздовж рядків матриці  $M_{kr0,65}$  виділяються фрагменти у вигляді елементарних масивів  $M_{onsi}$  даних, у межах яких одиничні значення присутні безупинно, без нульових проміжків і підраховується кількість  $n_{onsi}$  цих одиничних значень у кожному  $i$ -му фрагменті даних. Очевидно, що тривалість таких фрагментів дорівнює  $\tau_{gi} = n_{onsi} \cdot \Delta t$ . У результаті одержуємо вектор  $T = [\tau_{g1} \dots \tau_{gN}]$  значень тривалості інтервалів часу, у межах яких період акустичного сигналу перебуває в деякій часовій області, обумовленої значенням  $dT \sim p_M$  із центральним значенням  $T = T_M$ , де  $N$  - загальне число отриманих фрагментів сигналу.

На рис. 2.5 наведена гістограма розподілу статистичної частоти  $P^*[\tau_{gi}]$  значень  $\tau_{gi}$ , розрахована за даними вектора  $T = [\tau_{g1} \dots \tau_{gN}]$ .

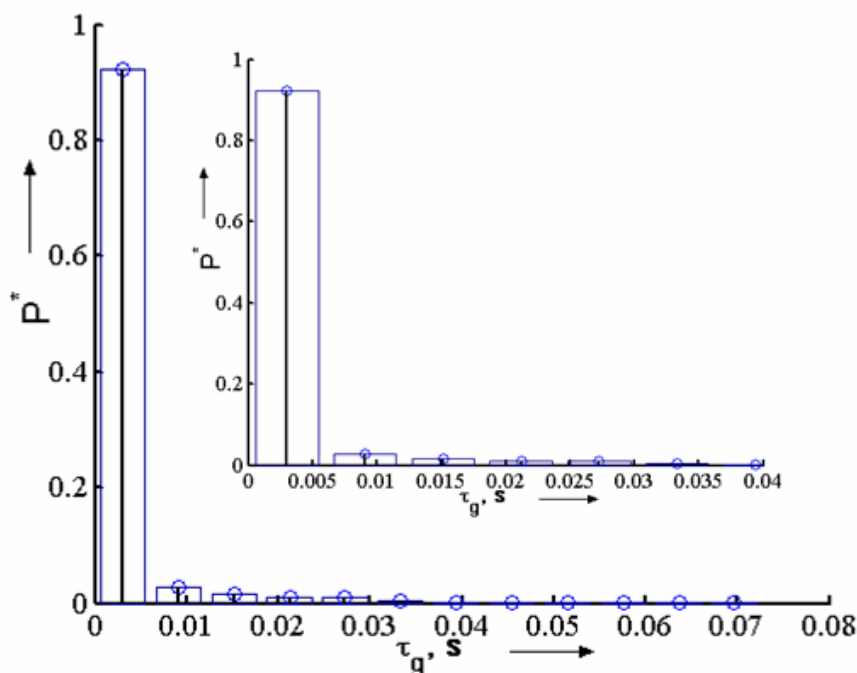


Рисунок 2.5 – Гістограма розподілу тривалості  $\tau_{gi}$  фрагменті сигналу



Як виходить з даних рис. 2.5, практично весь розподіл укладається в області значень  $\tau_g = [3 \dots 30] \cdot 10^{-3} \text{ c}$ . На число фрагментів із тривалістю  $\tau_g = [40 \dots 70] \cdot 10^{-3} \text{ c}$  доводиться менш одного відсотка ймовірності.

Отже, аналізований сигнал представлений невеликим числом гармонійних складових, з яких явно виділяються тільки дві, причому одна з них може розглядатися як, що змушує сила, інші як змушені коливання зі своїми резонансними частотами. Амплітудно-тимчасова структура перешкоди показує, що зміна частоти основної гармоніки в часі має випадковий характер, при цьому частота змущеного коливання змінюється синхронно із частотою основного коливання, зберігаючи приблизно постійне значення різниці цих частот.

### 2.1.1.3 Розрахунок параметрів розпізнавання сигналів БПЛА за результатами експериментальних спостережень

Зовнішні стосовно БПЛА акустичні поля, які створюються турбулентністю атмосфери й різних технічних засобів, ставляться до нестационарних випадкових процесів і по потужності можуть значно перевищувати потужність акустичного сигналу, що генерує БПЛА. При цьому тимчасова амплітудно-частотна структура сигналів БПЛА не є заданою априорі (на відміну від радіолокації).

Виявлення акустичних сигналів БПЛА повинне здійснюватися в безперервному режимі методом пасивної акустичної локації. У цьому випадку завдання виявлення нестационарного випадкового процесу, до яких ставиться сигнал БПЛА, на тлі нестационарного фонового шуму стає невизначеною.

У зв'язку з наведеними особливостями для рішення завдання виявлення БПЛА необхідно враховувати два положення:

- інформація про потужності фонового шуму в реальному часі (у безперервному режимі) дозволить здійснити енергетичне виявлення мети;
- відома часова амплітудно-частотна структура акустичного сигналу БПЛА дає можливість звести завдання виявлення до виявлення відомого сигналу.

У цьому випадку поняття «фоновий шум» означає композицію будь-яких джерел акустичних сигналів за винятком шуму БПЛА. Тому що фоновий шум у загальному випадку є процес нестационарний, то використання апріорних даних про рівень фонового шуму при гарантованій відсутності шуму БПЛА для рішення завдання виявлення в реальному часі приводить до невизначеності, тому що розрахований за апріорним даними граничний рівень сигналу може бути перевищений будь-яким джерелом що включився випадково.

Отже, у цьому випадку рішення задачі виявлення сигналів БПЛА зводиться до рішення завдання розпізнавання сигналів. У зв'язку із цим, необхідно визначити правило виявлення інформативних ознак часової амплітудно-частотної структури сигналів БПЛА, які характеризуються стійкою повторюваністю від досвіду до досвіду, і, отже, можуть бути використані для надійного розпізнавання об'єктів БПЛА.

Відповідно до прийнятого вище моделлю акустичного сигналу, що враховує можливі флуктуації режимів роботи силової установки БПЛА, для виявлення інформативних ознак сигналу доцільно проводити аналіз залежностей зміни періодів, тобто проводити аналіз на рисих інтервалах часу, при яких тривалість періоду гармонік не встигає істотно змінитися. У цьому випадку сигнал можна представити як адитивну суміш ряду дискретних гармонік.

Розподіл по тривалості періоду характеризує діапазон зміни режимів роботи пристрою в цілому й, таким чином, дає «портрети», індивідуальні для кожного із джерел акустичного сигналу.

Для побудови системи інформативних ознак функції, що класифікує, доцільно зіставити акустичний сигнал БПЛА й акустичний шум, що існує в середовищі мегаполіса. Щодо цього можна припустити, що найбільш значні розходження часової амплітудно-частотної структури сигналу й перешкоди будуть спостерігатися на інтервалах короткочасної стабільності частоти обертання систем двигун - пропелер.

Натурні дослідження, проведені в цій області авторами дійсної роботи, дозволили одержати великий експериментальний матеріал по акустичних сигналах БПЛА. На рис.2.6 наведений приклад результату модельно-кореляційного аналізу

сигналів БПЛА у вигляді тривимірної структури в координатах період – час зрушення моделі сигналу коефіцієнт кореляції моделі сигналу і його реальної вибірки. Розрахунок виконаний по вище розглянутій методиці модельно-кореляційного аналізу.

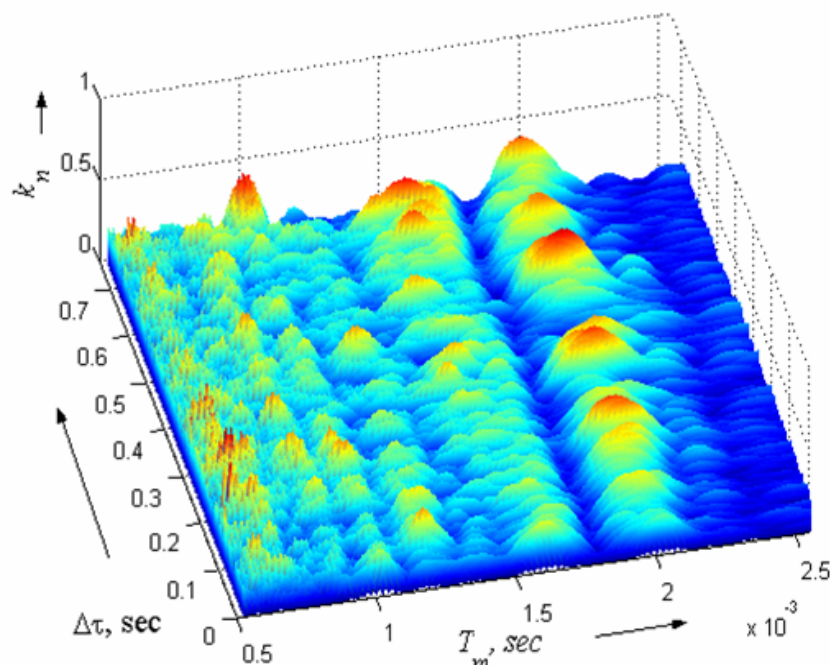


Рисунок 2.6 – Тривимірна структура модельно-кореляційного аналізу акустичного сигналу БПЛА в діапазоні еквівалентної частоти (387–2000) Гц

При кожному повторенні операцій обробки період  $T_M$  фрагмента, що виявляє, вибирався з наступного ряду дискретних  $T_M(i) = T_0 + i \cdot \Delta t$  значень  $i = (1 \dots n)$  при  $T_0 = 0,52 \cdot 10^{-3} s$  де або еквівалент  $F_e = 1920 \text{ Гц}$  частоти  $\Delta t = 2,083 \cdot 10^{-5} s$ ,  $n = 100$ .

Тривалість  $t_M$  фрагмента сигналу, що виявляє, протягом всієї процедури обробки була постійною й відповідала вище прийнятій умові  $t_M = 10T_M$ .

У результаті проведення всієї сукупності операцій обробки була сформована матриця  $M_{kr}$  значень коефіцієнтів кореляції  $k_r$ .

Як виходить з аналізу рис. 2.6, сигнал БПЛА на рівних інтервалах часу  $t_M = 10T_M$  представлений явно, що виділяється рядом, дискретних складових при  $T_M = [2; 1,5; 1,25; 1] ms$ . Видно також, що коефіцієнт кореляції при цих складових істотно флюктує.

Компоненти при  $T_M < 1ms$  слабо помітні як дискретні складові. Їхня питома потужність істотно знижена стосовно складових при  $T_M = [2; 1,5]ms$ . У зв'язку із цим сигнали в області періодів  $T_M < 1ms$  в подальшому аналізі треба фільтрувати.

На рис. 2.7 наведені три залежності зміни усередненого коефіцієнта кореляції від періоду модельної функції розраховані шляхом усереднення значень уздовж стовпців матриці  $M_{kr}$ .

Перша залежність (суцільна лінія) отримана із сигналу БПЛА, дві інші (пунктир) отримані аналогічним розрахунком із запису розвиненого шуму вулиць мегаполіса.

З рис.2.7 наочно виходить, що сигнали фоновому шуму мають чисто випадковий характер, у них відсутня стійка повторюваність.

На залежності отриманої із сигналів БПЛА спостерігаються явно виражені флуктуації. Отриманий графік дозволяє оцінити діапазон зміни періоду основний і наступних найбільш виражених гармонік.

Отримана структура дозволяє висунути припущення про існування кореляційного зв'язку між рядками отриманої матриці  $M_{kr}$  коефіцієнтів кореляції.

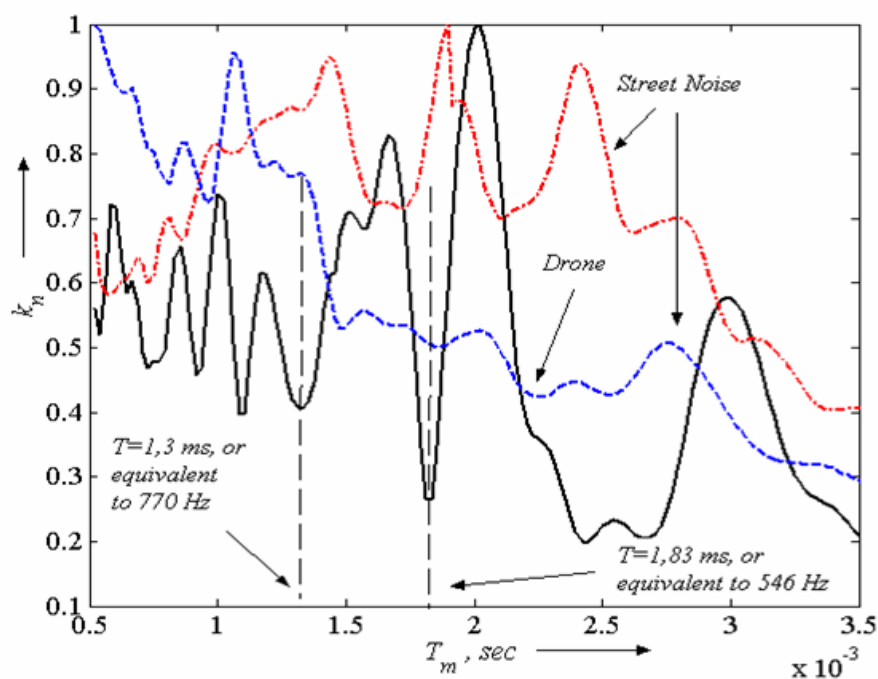


Рисунок 2.7 – Усереднена залежність нормованих коефіцієнтів кореляції від періоду модельної функції акустичних сигналів БПЛА та фоновому шуму

На рис. 2.8 наведені графіки залежностей коефіцієнтів кореляції між рядками матриці  $M_{kr}$ , причому розрахунок коефіцієнтів кореляції ведеться між початковим рядком  $N_{0str}$  і всіма наступними рядками, включаючи початковий рядок.

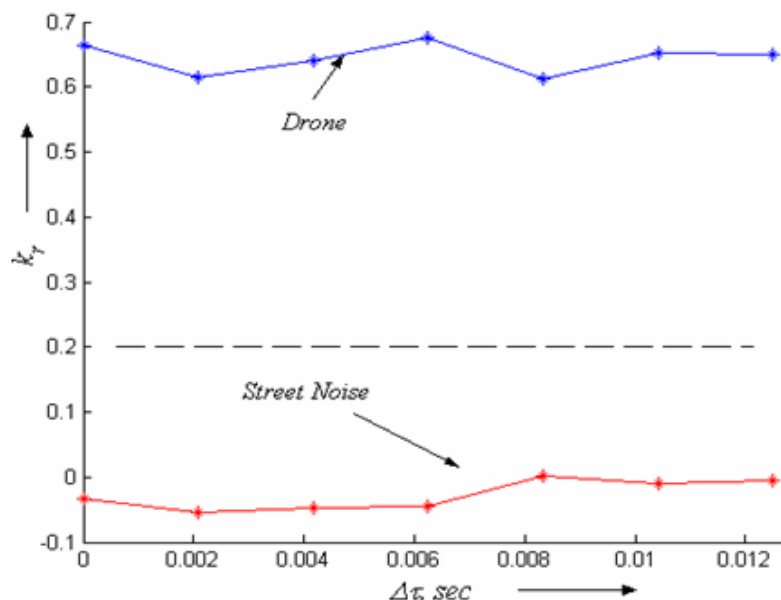


Рисунок 2.8 – Усереднені залежності нормованих коефіцієнтів кореляції між рядками матриць коефіцієнтів кореляції сигналів БПЛА та фонового шуму

Номера початкових рядків у цьому випадку обрані з ряду  $N_{0str} = [1, 100, \dots, 600]$ . Величина  $N_{str\max} = 600$  обрана з умови  $\Delta\tau_{N_{\max}} \geq 0,01s$ .

У результаті кожної ітерації  $N_{0str}$  маємо послідовність коефіцієнтів кореляції  $k_{rNi} = [k_{ri} \dots k_{rm}]$ , де  $i = N_i \dots m$ , де  $m$  – число рядків  $M_{kr}$ . Кожне значення залежностей на рис. 2.8 отримано шляхом усереднення розрахованих послідовностей  $k_{rNi} = [k_{ri} \dots k_{rm}]$ . На рис. 2.8 наведені дві залежності. Перша отримана із сигналів БПЛА (позначене *drone*), друга – із сигналів фонового шуму вулиці мегаполіса (позначене *Street Noise*).

По отриманим усередненим по кожній послідовності значенням коефіцієнтів кореляції розраховуються середнє значення й оцінка середньоквадратичного відхилення й потім перевіряється умова, що складається в тім, що якщо отримане середнє значення перевищує величину 0,6, а СКВ не перевищує значення 0,1, то

приймається рішення про те, що джерелом записаної реалізації акустичного сигналу є БПЛА, у противному випадку приймається альтернативне рішення.

З отриманого результату треба, що отримані залежності не перетинаються, між їхніми значеннями має місце істотна й стійка відмінність. Отже, отриманий результат дозволяє ввести ознаку, що класифікує, у вигляді умови:

$$\begin{aligned} H &= 1 \quad \text{при} \quad k_r > k_{cl} \quad \text{і} \quad \sigma_{k_{rn}} \leq 0,1; \\ H &= 0 \quad \text{при} \quad k_r < k_{cl}, \end{aligned} \quad (2.3)$$

де  $H$  – подія, що вказує на належність сигналу що аналізується, значення "1" - означає, що подія  $H$  є виявлення сигналу БПЛА, значення "0" - означає, що подія  $H$  є виявлення сигналу фонового шуму,

$k_{cl}$  – величина ознаки, що класифікує, у цьому випадку можна прийняти  $k_{cl} = 0,2$ ,

$\sigma_{k_{rn}}$  – СКВ коефіцієнта кореляції.

На рис. 2.9 і рис. 2.10 представлена залежність нормованого коефіцієнта кореляції від часу зрушення модельної функції, усередненого по області періодів  $\Delta T_M = [2 \pm 0,1] \cdot 10^{-3} s$  (див. рис. 2.6).

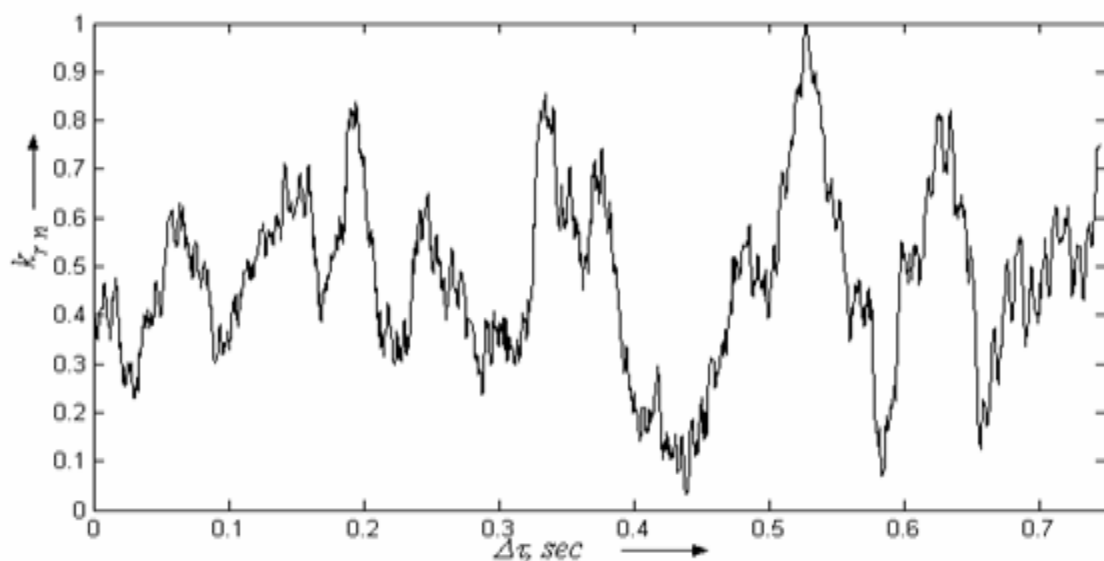


Рисунок 2.9 – Залежність нормованого коефіцієнту кореляції від параметру зсуву

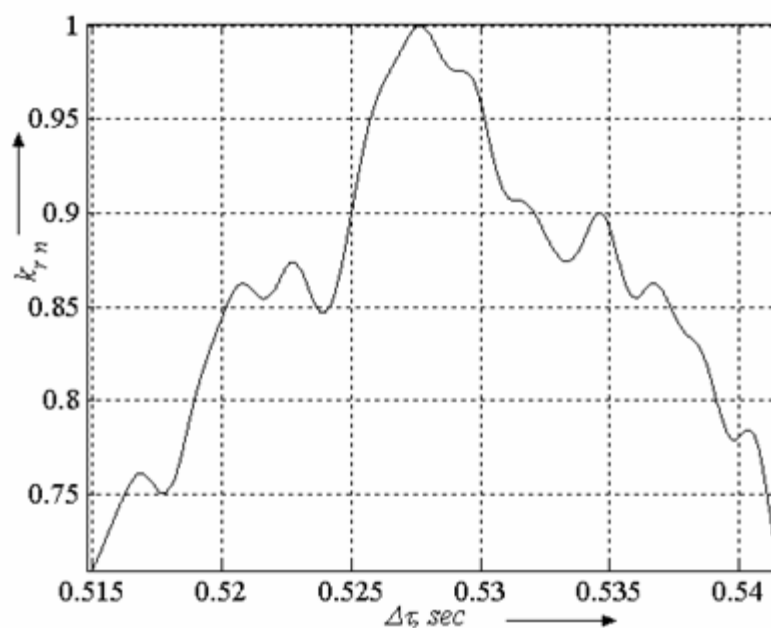


Рисунок 2.10 – Масштабований фрагмент залежності рис.2.9

Ця залежність показує, що в режимі руху БПЛА інтервали часу, протягом яких період сигналу залишається постійним не перевищує  $t_{const} \leq 0,02s$ . Це оцінний результат, отриманий з умови, що сигнал при періоді  $\Delta T_M$  існує, якщо  $k_{rn} > 0,75$ .

## 2.1.2 Технічне рішення удосконаленої системи обробки акустичних сигналів

### 2.1.2.1 Удосконалена система обробки акустичних сигналів

Система обробки є частиною системи пасивної акустичної локації для виявлення акустичних сигналів рисих безпілотних літальних апаратів (БПЛА). Принцип дії системи полягає у визначенні напруги порога виявлення сигналу БПЛА з урахуванням зміні рівня акустичного фоновому шуму в часі, тобто в формуванні динамічного порогу виявлення. Блок-схема системи обробки наведена на рис. 2.11.

Система обробки сигналів для виявлення акустичних сигналів безпілотних літальних апаратів (БПЛА) [103] містить прийомний мікрофон Мкр.1, вихід якого паралельно підключений до входів трьох «Приймальних каналів» 2, 8, 14

відповідно, і «Пристрій ухвалення рішення» 6, причому перший приймальний канал містить послідовно включені смуговий фільтр СФ 3, квадратичний детектор КД 4, фільтр нижніх частот ФНЧ 5, а другий і третій приймальні канали 8 і 14 містять послідовно включені смуговий фільтр СФ 9, 15, лінійний детектор ЛД 10, 16, фільтр нижніх частот ФНЧ 11, 17.

Пристрій ухвалення рішення 6, містить обчислювач напруги порога ОНП 7, два пристрої порогу ПП 12 і 18, і одну схему «І» 13, причому вхід обчислювача напруги порога підключений до виходу фільтра нижніх частот 5 першого приймального каналу 2, а його вихід підключений паралельно до двох других входів пристроїв порога 12 і 18, при цьому перші входи пристроїв порога підключені відповідно до виходів фільтрів нижніх частот 11 і 17 другого 8 і третього 14 приймальних каналів, а виходи пристроїв порога підключені до входів схеми «І» 13, вихід якої є виходом пристрою пасивної акустичної локації для виявлення акустичних сигналів безпілотних літальних апаратів.

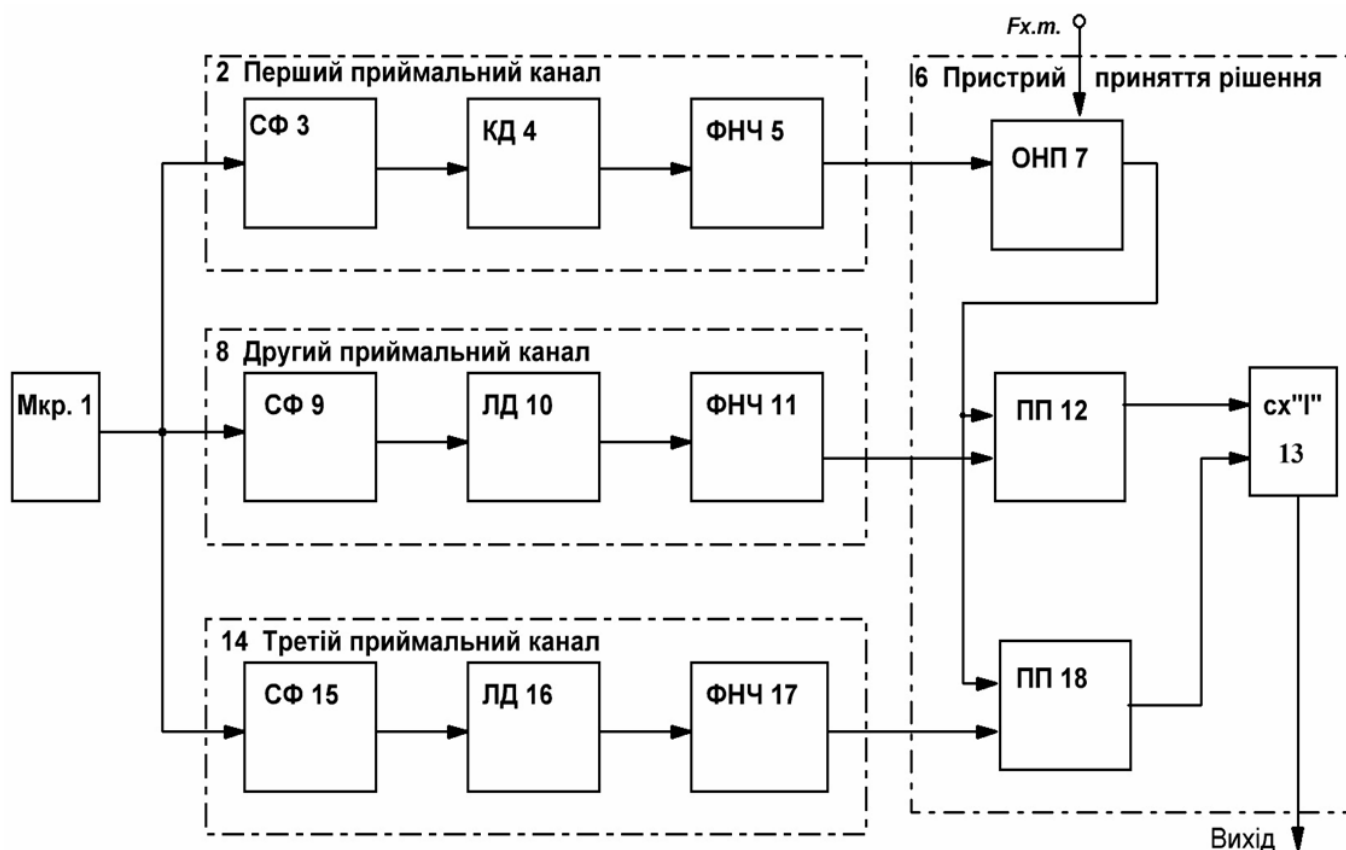


Рисунок 2.11 – Блок-схема системи обробки



### 2.1.2.2 Опис роботи системи обробки акустичних сигналів БПЛА

Для розробки системи обробки було використано аналіз акустичних сигналів, наведений у розділу 2.1.1 дійсної роботи, де сформульована постановка задачі по виявленню БПЛА шляхом реєстрації й аналізу акустичних сигналів, які генеруються БПЛА під час виконання ними польотного завдання, визначені фактори, що впливають на часову структуру флуктуацій періоду виникаючих акустичних сигналів. Показано, що оскільки акустичний сигнал БПЛА генерується декількома джерелами (по числу силових установок), його частота й амплітуда в процесі польоту має глибокі флуктуації. У зв'язку із цим аналіз сигналів у частотній області приводить до таких видів спектрів, що наближаються до суцільного вигляду по мірі збільшення тривалості реалізації що аналізується. Тому в даному розділі розробляється технічне рішення, побудоване на основі аналізу показників флуктуацій періоду акустичних сигналів, який здійснюється методом модельно-кореляційного аналізу на рисих інтервалах часу, при якому реалізація акустичного сигналу аналізується на присутність у ній коротких фрагментів у формі синусоїдальної функції із заданим періодом.

Прийомний мікрофон установлюється на відкритій місцевості в зоні, що контролюється. З виходу мікрофона знімають широкосмуговий сигнал у діапазоні частот  $\Delta F = [50 \dots 5000] \text{ Гц}$ . Сигнал з виходу мікрофона подається паралельно на входи трьох приймальних каналів 2, 8, 14 (див.рис.2.11).

Смуговий фільтр СФ 3 настроюється на мінімум усередненої залежності нормированих коэффициентов корреляции от периода модельной функции акустических сигналов дрона. Наприклад, згідно з рис. 2.7 ця частота мінімуму дорівнює:  $F_N = 1/T_N = 546 \text{ Гц}$ . Сигнал цього каналу в подальшому використовується як сигнал фоновому шуму. Цей сигнал подається на вхід квадратичного детектора, з виходу якого знімається квадрат модуля вхідного сигналу. З виходу квадратичного детектора сигнал подається на вхід фільтра низьких частот, який усереднює сигнал на інтервалі часу  $T_{\phi н ч}$  інтегрування фільтра низьких частот. З виходу фільтра

низьких частот знімається сигнал у вигляді середнього квадрата сигналу що огинає фоновий шум  $\sigma_n^2$ . З виходу фільтра низьких частот сигнал подається на перший вхід пристрою прийняття рішення, що з'єднаний із входом обчислювача напруги порога (ОПН 7), що виконує наступні обчислювальні операції.

Тому що щільність імовірності модуля сигналу фоновий шум розподілена за законом Релея [101], напругу  $U_0(t)$  порога виявлення при заданому значенні ймовірності хибних тривог  $F$  розраховується по формулі:

$$U_0 = \sigma_n \sqrt{-2 \ln F}. \quad (2.4)$$

Тому що з виходу фільтра низьких частот ФНЧ 5 знімається сигнал у вигляді середнього квадрата огинаючої фоновий шум, то для одержання величини  $\sigma_n$  необхідно виконати розрахунок по формулі:  $\sigma_n = \sqrt{\sigma_n^2}$ .

Тому що величина  $\sigma_n$  в цьому випадку розраховується в реальному часі з періодичністю, що визначається швидкодією обчислювача напруги порога, а обсяг використовуваних даних визначається часом усереднення сигналу фоновий шум, то  $\sigma_n$  є функцією часу, тобто  $\sigma_n = \phi(t)$ . З урахуванням цього положення вираження (2.4) приймає вигляд:

$$U_0(t) = \sigma_n(t) \sqrt{-2 \ln F}. \quad (2.5)$$

Таким чином, обчислювач напруги порогу робить розрахунок напруги порога шляхом обробки вхідного сигналу відповідно до вираження:

$$U_0(t) = \sqrt{\sigma_n^2(t) \cdot (-2 \ln F)}, \quad (2.6)$$

де  $\sigma_n^2(t)$  – дисперсія сигналу фоновий шум.

Таким чином, на виході обчислювача напруги порогу формується напруга динамічного порога  $U_0(t)$ .

Отримане відповідно до вираження (2.6) напруга порога подається паралельно на другі входи пристроїв порогу ПП12 і ПП18, а на перші входи цих пристроїв порогу, що залишилися, подаються сигнали з виходів фільтрів низьких частот ФНЧ 11 і ФНЧ 17 двох приймальних каналів 8 і 14 відповідно.

У процесі роботи пристрою сигнал БПЛА у кожному із двох приймальних каналів 8 і 14 вважається виявленим, якщо виконується умова  $U_{\text{ФНЧ}11}(t) > U_0(t)$  й  $U_{\text{ФНЧ}17}(t) > U_0(t)$ , де  $U_{\text{ФНЧ}11,17}(t)$  – напруги на виходах фільтрів низьких частот ФНЧ 11 і ФНЧ 17. При цьому вихідна напруга пристроїв порогу ПП 12 і ПП 18 приймає значення  $U_{np12,18} = 1$ . У протилежному випадку напруга на виходах пристроїв порогу приймає значення  $U_{np12,18} = 0$  і сигнал БПЛА в кожному із двох приймальних каналів вважається відсутнім.

Виходи двох пристроїв порогу підключені до двох входів схеми «І» 13, вихід якої є виходом пристрою прийняття рішення ППР 6.

Рішення про те, що сигнал дрона виявлений і розпізнаний, приймається в пристрої ухвалення рішення із заданою ймовірністю хибної тривоги  $F$  в тім і тільки в тім випадку, якщо виконується умова:

$$\begin{cases} U_{np12}(t_i) = 1 \\ U_{np18}(t_i) = 1 \end{cases} \quad (2.7)$$

яка означає, що сигнал БПЛА виявлено одночасно в кожному із двох приймальних каналів 8 і 14 відповідно, смугові фільтри яких 9 і 15 настроєні на дві основних гармоніки сигналу БПЛА. Наприклад, як виходить із рис.2.7 це є частоти  $F_{S1} = 1/T_{S1} = 617 \text{ Гц}$  и  $F_{S2} = 1/T_{S2} = 500 \text{ Гц}$ . У протилежному випадку приймається альтернативне рішення про відсутність акустичного сигналу БПЛА в поле спостереження сигналів.

Прийняте правило виявлення засноване на існуванні в усередненої залежності нормованого коефіцієнта кореляції від періоду акустичного сигналу БПЛА як

мінімум двох взаємозалежних основних максимумів при періоді  $T_{S1}$  й  $T_{S2}$  розділених глибоким і явно помітним мінімумом при періоді  $T_N$ .

Періоди і ширина смуги періодів основних максимумів усередненої залежності нормованого коефіцієнта кореляції від періоду акустичного сигналу залежать від типу БПЛА. Тому усереднена залежність нормованого коефіцієнта кореляції від періоду акустичного сигналу розраховується апіорі по реальних вибірках акустичного сигналу БПЛА даного типу, які отримано у результаті експериментальних вимірювань.

Значення частот настроювання смугових фільтрів СФ 3, СФ 9 і СФ 15, реального пристрою визначаються апіорі з аналізу усередненої залежності нормованого коефіцієнта кореляції від періоду акустичного сигналу, отриманих для кожного з типів БПЛА, виявлення та розпізнання яких вважається доцільним.

Також аналіз експериментальних даних фонового акустичного шуму вказує на те, що коефіцієнт взаємної кореляції огинаючих двох вузько смугових складових широкосмугового сигналу фонового шуму тим вище, чим менше різниця частот між центральними частотами настроювання фільтрів (у цьому випадку фільтрів СФ 3 і СФ 9, і СФ 3 і СФ 15) і чим більше інтервал часу усереднення сигналів, що обгинають, у кожному із трьох частотних каналів, при цьому розподіл щільності ймовірності сигналів на виходах ФНЧ описується функцією Релея [102,103].

Отже, як показують результати експериментальних досліджень, коефіцієнти взаємної кореляції  $k_{rn}$  огинаючих вузько смугових сигналів фонового шуму на виходах ФНЧ 5 і ФНЧ 11, а також між ФНЧ 5 і ФНЧ 17, для яких вище наведені умови між характеристиками, згідно з [101] виконано, відповідають нерівності  $k_{rn} \geq 0,75$ , тобто ці огинаючи рисо розрізняються, і це положення дає підставу використати сигнал з виходу ФНЧ 5 як сигнал тільки фонового шуму, що є компонентом адитивної суміші корисного сигналу (шуму БПЛА) й фонового шуму у вихідних сигналах ФНЧ 11 і ФНЧ 17. Тому в пристрої сигнал з виходу ФНЧ 5 використовується в якості вихідних даних для розрахунку порога виявлення сигналу БПЛА.

### 2.1.3 Обробка широкосмугових акустичних сигналів при виявленні безпілотних літальних апаратів

Результати досліджень, наведених у підрозділах 1.5.1.1 та 1.5.1.2 доводять, що сумарний спектр акустичного випромінювання малого БПЛА обумовлений гармонічними і широкосмуговими випадковими складовими. Для обробки акустичного випромінювання БПЛА з метою його виявлення та розпізнавання акустичні коливання БПЛА, що приймаються пасивним содаром, перетворюються у електричний сигнал, який представляє собою реалізацію широкосмугового випадкового процесу, опис якого може бути дано енергетичним спектром.

На підставі таких уявлень виконано ряд експериментальних досліджень для оцінки ефективності деяких алгоритмів виявлення і розпізнавання малих БПЛА [54, 71, 72]. При обробці акустичного сигналу, що приймається, здійснювалась фільтрація сигналу, що отримується з виходу мікрофона, фільтром верхніх частот для усунення впливу інтенсивних завад у низькочастотній області спектру. У роботі [104] представлені експериментальні результати використання методів Бартлетта, Кейпона та інших, придатних для обробки вузькосмугових сигналів у содарах з адаптивною фазованою мікрофонною решіткою (АФМР), з метою пеленгації БПЛА за просторовим спектром його акустичного випромінювання. У експериментах по обробці акустичних широкосмугових сигналів БПЛА виділялася вузькосмугова складова сигналу з високою спектральною щільністю смугово-пропускаючим фільтром з заданою центральною частотою. Як виявилось, при роботі з акустичним випромінюванням БПЛА алгоритми пеленгування Бартлетта, Кейпона, взаємної кореляційної функції потребують деякої адаптації (у тому числі застосування відповідних фільтрів).

Однак вузькосмугова обробка акустичних широкосмугових сигналів БПЛА не дозволяє у повній мірі використовувати енергію та інформацію сигналу, що приймається. Таке використання стає можливим лише у разі відповідної обробки широкосмугового сигналу. Пасивні содари мають невеликий радіус дії, тому процес

обробки сигналу має укладатися у мінімальний проміжок часу, а система має вирішувати вказані задачі на фоні акустичних шумів і завад, які є у наявності.

У даному підрозділі проведена розробка нових методів обробки широкосмугових акустичних сигналів БПЛА, які дозволять підвищити ефективність виявлення літальних апаратів.

### 2.1.3.1 Алгоритм обробки сигналів

Розглянемо задачу оптимізації просторово-часової обробки акустичного сигналу БПЛА, що приймається, за критерієм максимуму відношення корисний сигнал/завада на виході АФМР. На рис. 2.12. представлено структурну схему просторово-часового фільтру (ПЧФ) широкосмугового у просторово-часовому сенсі акустичного сигналу. Акустичний сигнал, що спостерігається  $x(t)$  представимо у вигляді аддитивної суміші корисного сигналу  $x(t)$  і акустичного шуму  $\eta(t)$ :  $x(t) = y(t) + \eta(t)$ .

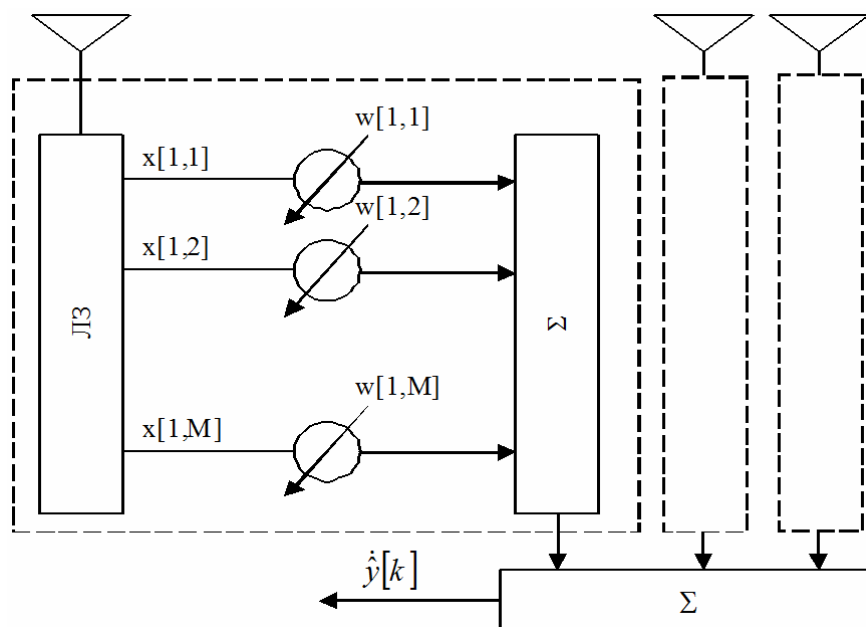


Рисунок 2.12 – Структурна схема просторово-часового фільтру для обробки широкосмугових просторово-часових акустичних сигналів БПЛА у содарі з АФМР

Сигнал  $x(t)$  піддається дискретизації у просторі апертурою мікрофонної решітки (МР) і у часі – у відповідності з теоремою Котельнікова. Миттєві значення вхідного сигналу  $x[n, m]$ , які знімаються з відводів ліній затримки ЛЗ (рис.2.12), формують матрицю вхідного сигналу з елементами

$$x[n, m] = x(n \cdot \Delta t - m \cdot \tau), \quad n \in 1..N, m \in 1..M,$$

де  $\Delta t$  – період дискретизації у часі;

$\tau$  – час запізнення акустичної хвилі у двох сусідніх просторових каналах ПЧФ (визначається часом затримки фронту хвилі, яка падає на апертуру МР;

$M$  – кількість відводів лінії затримки;

$N$  – кількість приймальних елементів у МР.

Вихідний сигнал ПЧФ  $\hat{y}[k]$  представляє собою оцінку корисного акустичного сигналу  $y[k]$  та визначається у вигляді зваженої суми окремих відліків сигналу, що приймається:

$$\hat{y}[k] = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \dot{x}[n - k, m] \cdot \dot{w}[n, m],$$

де  $k = 1..K$  – параметр, що характеризує поточний момент часу;

$\dot{w}[n, m]$ ,  $n \in 1..N, m \in 1..M$  – значення комплексних вагових коефіцієнтів ПЧФ.

Оскільки оцінка корисного сигналу  $\hat{y}[k]$  є лінійною комбінацією елементів матриці вхідного сигналу, то матриці  $\dot{x}[n, m]$  і  $\dot{w}[n, m]$  можуть бути представлені у вигляді відповідних блокових векторів розмірністю  $L = M \cdot N$  кожний:

$$\dot{X}[k] = \begin{bmatrix} \dot{x}[1 - k, 1] \\ \vdots \\ \dot{x}[N - k, 1] \\ \vdots \\ \dot{x}[1 - k, M] \\ \vdots \\ \dot{x}[N - k, M] \end{bmatrix}, \quad \dot{W} = \begin{bmatrix} \dot{w}[1, 1] \\ \vdots \\ \dot{w}[N, 1] \\ \vdots \\ \dot{w}[1, M] \\ \vdots \\ \dot{w}[N, M] \end{bmatrix}.$$

де  $\dot{\vec{X}}[k]$  вектор, що спостерігається,

$\dot{\vec{W}}$  – вектор вагових коефіцієнтів.

Максимально правдоподібна оцінка кореляційної матриці акустичних завад, які є у наявності, представляє собою усереднене у часі впродовж  $K$  вибірок векторний добуток  $\dot{\vec{X}}[k]$

$$\hat{\dot{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \dot{\vec{X}}[k] \cdot \dot{\vec{X}}^H[k].$$

У залежності від параметрів корисного сигналу і якісних характеристик, які є у наявності, просторово-часового фільтру вектор керування  $\dot{\vec{V}}(\theta_0, f_0)$  може мати різний вид. Для вузькосмугового корисного сигналу  $n, m$ -оє значення вектора керування визначається виразом

$$\dot{\vec{V}}_{n,m}(\theta_0, f_0) = \exp \left[ j 2 \pi \cdot f_0 \left( (n-1) \frac{d}{\lambda_0} \sin(\theta_0) - (m-1) \Delta t \right) \right],$$

де  $f_0$  – частота,

$\theta_0$  – напрямок налаштування ПЧФ, а сам вектор записується у блоковому вигляді

$$\dot{\vec{V}}(\theta_0, f_0) = \begin{bmatrix} \dot{\vec{V}}_1(\theta_0, f_0) \\ \dot{\vec{V}}_2(\theta_0, f_0) \\ \vdots \\ \dot{\vec{V}}_M(\theta_0, f_0) \end{bmatrix}, \quad \dot{\vec{V}}_m(\theta_0, f_0) = \begin{bmatrix} \dot{\vec{V}}_{1,m}(\theta_0, f_0) \\ \dot{\vec{V}}_{2,m}(\theta_0, f_0) \\ \vdots \\ \dot{\vec{V}}_{N,M}(\theta_0, f_0) \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

Властивості ПЧФ фільтра у площині напрямок-частота описуються комплексним коефіцієнтом передачі  $\dot{K}(f, \theta)$ , який визначається виразом

$$\dot{K}(f, \theta) = \frac{1}{N \cdot M} \cdot \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M W_{opt}[n, m] \cdot \exp \left[ j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left( (n-1) \cdot \frac{d}{\lambda_0} \cdot \sin(\theta) - (m-1) \cdot \Delta t \right) \right],$$



де  $f$  – поточна частота,

$\theta$  – напрямок.

Вектор оптимальних вагових коефіцієнтів  $W_{opt}$  формується у відповідності з одним з відомих критеріїв оптимальності просторово-часової обробки, наприклад, у відповідності критерію максимуму відношення сигнал/шум.

### 2.1.3.2 Результати моделювання

У тому випадку, коли вектор керування  $\dot{V}(\theta_0, f_0)$  визначається виразом (2.8), графічне представлення модуля комплексного коефіцієнта передачі ПЧФ  $|\dot{K}(f, \theta)|$  буде представляти собою поверхню з максимальним значенням у точці з координатами  $f_0, \theta_0$ . На рис.2.13 приведений вигляд такої поверхні (у двох проекціях), отриманої у результаті моделювання роботи ПЧФ при наступних зачен-

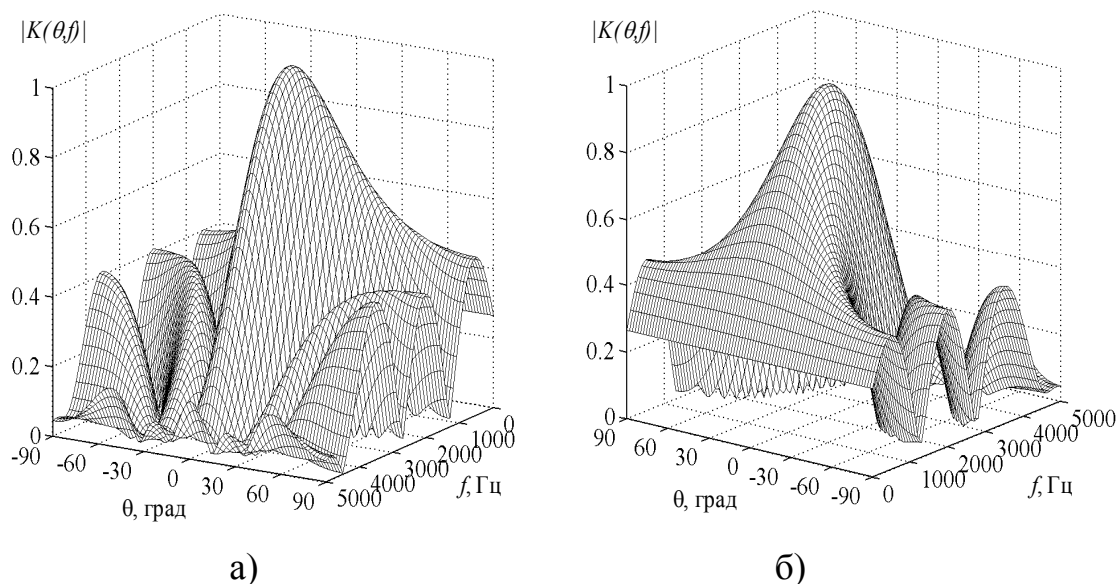


Рисунок 2.13 — Графічне представлення модуля комплексного коефіцієнта передачі просторово-часового фільтра

нях параметрів: кількість просторових каналів АФМР  $N=3$ , порядок канального фільтру  $M=4$ , частота налаштування канального фільтру –  $f_0 = 2000 \text{ Гц}$ , напрямок

приходу сигналу –  $\theta_0 = 0$  градусів, частота дискретизації у часі  $f_\partial = 10000 \Gamma\text{ц}$ , відношення відстані  $d$  між елементами АФМР до робочої довжини хвилі  $\lambda - \frac{d}{\lambda} = 0,5$ .

Проаналізуємо надалі переріз поверхні  $|\dot{K}(f, \theta)|$  вертикальними площинами  $[\theta_0, f]$  і  $[\theta, f_0]$ , які представлені на рис. 2.14.

Залежність  $|\dot{K}(f_0, \theta)|$  відповідає нормованій діаграмі спрямованості лінійної МР просторовою протяжністю  $l = d \cdot N$ , а функція  $|\dot{K}(f, \theta_0)|$  представляє собою амплітудно-частотну характеристику адаптивного часового фільтру у каналі АФМР. Відомі з літератури вирази для розрахунку параметрів діаграм скерованості (ширина головного максимуму, рівень бокових пелюсток і таке інше), а також параметрів АЧХ (ширина смуги пропускання), справедливі також для відповідних перерізів  $|\dot{K}(f_0, \theta)|$  і  $|\dot{K}(f, \theta_0)|$ .

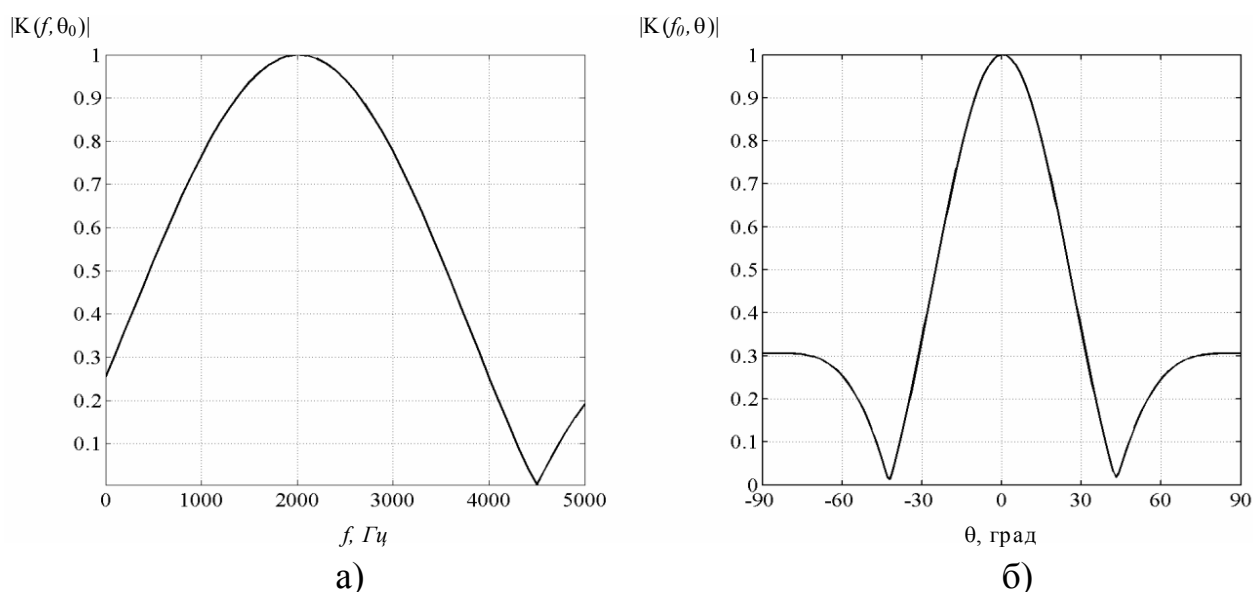


Рисунок 2.14 – Перерізи поверхні  $|\dot{K}(f, \theta)|$  площинами: а)  $[\theta_0, f]$ ; б)  $[\theta, f_0]$

Процес адаптації ПЧФ до завадової обстановки, яка є у наявності, заключається у формуванні мінімумов двовимірної функції  $|\dot{K}(f, \theta)|$  у точках з координатами, які відповідають напрямкам і частотам завад, що приходять на вхід мікрофонної решітки. На рис.2.15 градаціями яскравості показано розподіл значень  $|\dot{K}(f, \theta)|$  для різних ситуацій: більш світлі ділянки відповідають більшим значенням

коефіцієнта передачі  $|\dot{K}(f, \theta)|$ . На рис.2.15а зображена поверхня  $|\dot{K}(f, \theta)|$  для випадку відсутності завад на вході мікрофонної решітки. На рис.2.15б представлена адаптована поверхня при впливі на вході вузькосмугової завади, яка діє на частоті  $f_n = 2000 \text{ Гц}$  з напрямку  $\theta_n = -20 \text{ град}$ . На рис.2.16 – показано зміну коефіцієнта передачі  $|\dot{K}(f, \theta)|$  у просторі частота-напрямок при дії вузькосмугової завади з частотою  $f_n = 3000 \text{ Гц}$ , яка діє з напрямку  $\theta_n = 0 \text{ град}$ .

Як видно з рис.2.15, 2.16 при дії завад на вхід АФМР содара для виявлення БПЛА просторово-часовий фільтр системи обробки адаптується таким чином, що у координатах напрямків-частота, які відповідають параметрам завад, які надходять, формуються провали – мінімуми коефіцієнта передачі  $|\dot{K}(f, \theta)|$ , внаслідок чого на виході суматора АФМР максимізується відношення корисний сигнал/завада.

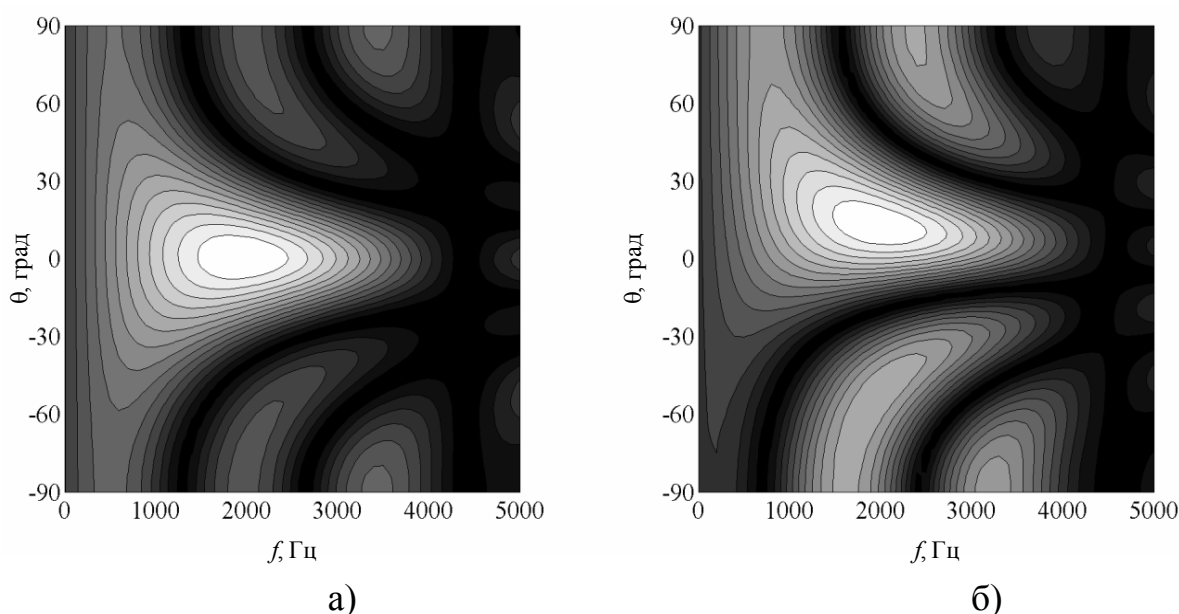


Рисунок 2.15 – Модуль комплексного коефіцієнта передачі просторово-часового фільтра

На рис. 2.17 показана зміна коефіцієнта передачі ПЧФ для випадку дії завад, що приходять з різних напрямків на різних звукових частотах, при цьому частота налаштування ПЧФ складає  $f_0 = 2000 \text{ Гц}$ , напрямок приходу корисного сигналу –  $\theta_0 = 0 \text{ град}$ . На рис.2.17а представлений випадок дії завади з частотою  $f_n = 1000 \text{ Гц}$ , яка діє з напрямку  $\theta_n = 40 \text{ град}$ . На рис.2.17б представлений випадок дії п'яти завад:

$f_1 = 1000 \text{ Гц}$ ,  $\theta_1 = 40^\circ$ ,  $f_2 = 1500 \text{ Гц}$ ,  $\theta_2 = 60^\circ$ ,  $f_3 = 2000 \text{ Гц}$ ,  $\theta_3 = -20^\circ$ ,  
 $f_4 = 3000 \text{ Гц}$ ,  $\theta_4 = 40^\circ$ ,  $f_5 = 3500 \text{ Гц}$ ,  $\theta_5 = 0^\circ$ , які мають рівні інтенсивності.

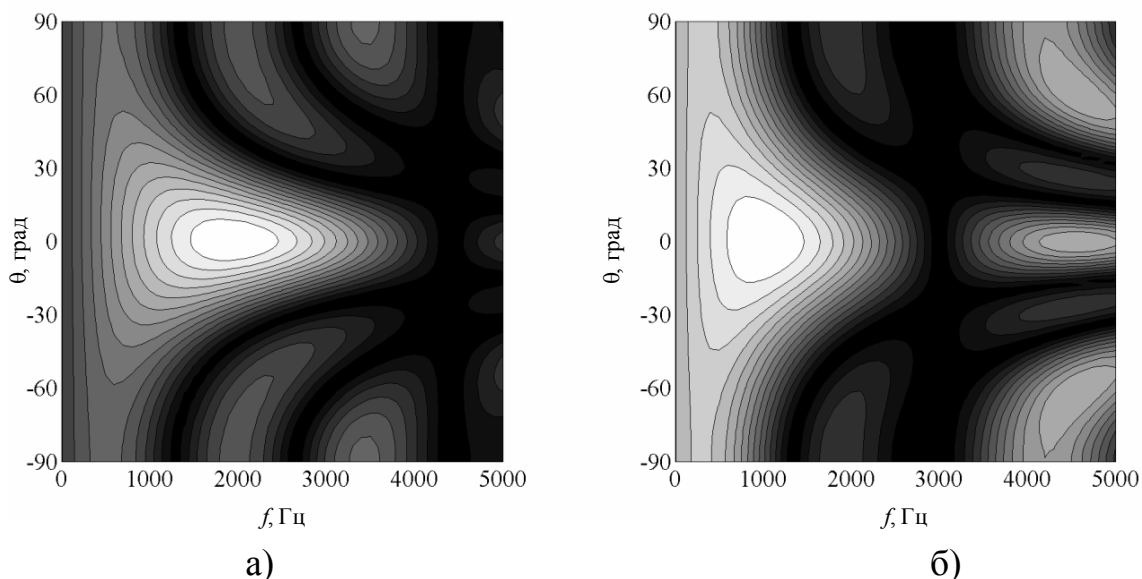


Рисунок 2.16 – Модуль комплексного коефіцієнта передачі просторово-часового фільтра при дії завади з параметрами:  $f_n = 3000 \text{ Гц}$ ,  $\theta_n = 0 \text{ град}$

Представлені на рис. 2.17 результати моделювання відображають ефективність роботи просторово-часового метода обробки широкосмугових акустичних сигналів БПЛА і свідчать про його можливе застосування для вирішення задач, що пов'язані з виявленням БПЛА акустичним методом.

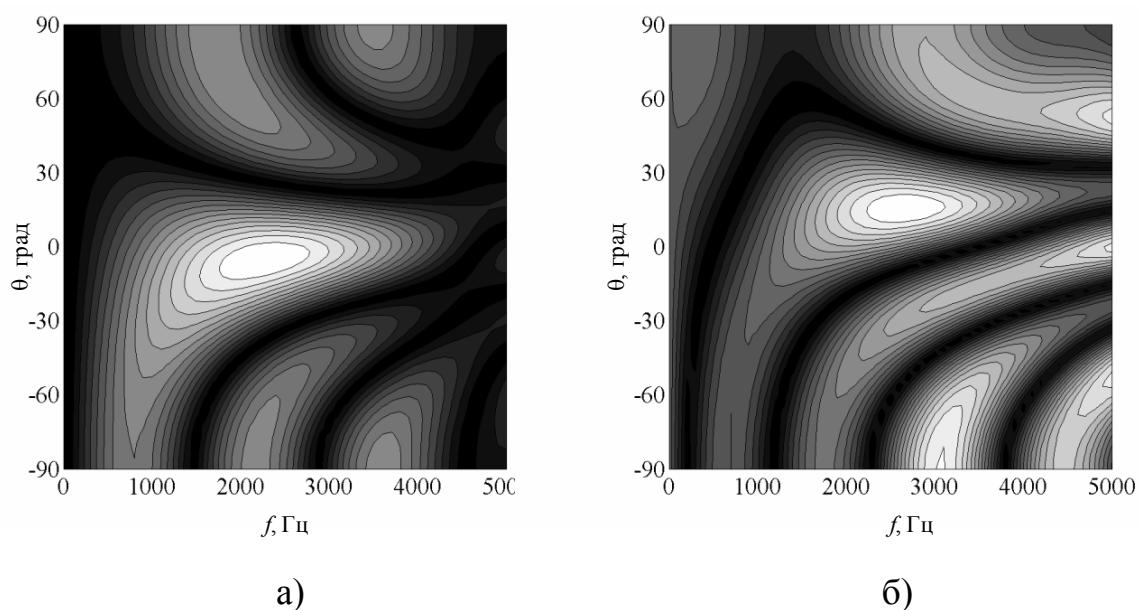


Рисунок 2.17 – Значення модуля комплексного коефіцієнта передачі просторово-часового фільтра у різних завадових ситуаціях

## 2.1.4 Визначення місцеположення БПЛА за акустичним випромінюванням

### 2.1.4.1 Пасивні методи визначення місцеположення БПЛА

Для вимірювання кутових координат джерела акустичного випромінювання БПЛА у пасивних содарах використовується масив мікрофонів різної конфігурації, який дозволяє приймати акустичні сигнали і отримувати первинні координати. Використовуючи функцію взаємної кореляції поміж сигналами у кожній вимірювальній базі можна визначити напрямок на джерело акустичного випромінювання. Просторові координати джерела випромінювання обчислюють через первинні координати.

У залежності від вигляду первинних координат, що визначають, розрізняють кутомірний, різницево-дальновимірний і комбінований методи.

Кутомірний метод дозволяє на основі даних кутових вимірювань визначити просторові координати джерела випромінювання. Це можуть бути два азимута та один кут місця, або два кута та один азимут у рознесених на відому відстань пунктів прийому [105].

Різницево-дальновимірний метод (РДМ) або метод гіперболічного позиціонування (англійська аббревіатура TDOA – time difference of arrival) забезпечує вимірювання кутових координат і дальності до джерела випромінювання. Для реалізації різницево-дальновимірного методу визначення просторових координат використовується не менш як чотири мікрофона, які дозволяють отримати три незалежних різниці дальностей до джерела випромінювання. Геометричне місце точок для двовимірного випадку, яке відповідає визначеній різниці часу приходу до двох мікрофонів, - це гіпербола, а місце розташування джерела випромінювання на площині – це точка перетину двох гіпербол [106].

Як відомо, постійну різницю дальностей для двох рознесених точок характеризує (у двовимірному випадку) гіпербола, а трьохвимірному – гіперболоїд.

Місце розташування джерела випромінювання у просторі визначається точкою перетину трьох гіперболоїдів.

У комбінованому методі для отримання просторових координат використовують різницю дальностей та кутомірні координати.

Перевагу із вказаних методів надають різницево-дальновимірному методу через можливість застосування завадостійких кореляційних алгоритмів вимірювання часових затримок сигналу.

Розглянемо декілька прикладів реалізації пасивних систем для визначення місця розташування об'єктів у повітряному просторі за акустичним випромінюванням двигунів, що працюють.

В університеті Чжэцзян (Ханчжоу, Китай) розроблена акустична система для відстеження місця розташування БПЛА [107]. У склад системи входять дві мікрофонні решітки у формі тетраедра та пристрій обробки інформації і підготовки даних для реалізації алгоритмів локалізації та відстеження місця розташування БПЛА. Система встановлена на даху будівлі. Модель мікрофонної решітки показана на рис.2.18, вона реалізована з двох однакових мікрофонних решіток у формі тетраедра, які складаються з чотирьох мікрофонів. Відстань між кожною мікрофоною решіткою і центром нижньої грані тетраедра складає 1 м. Відстань між двома мікрофонними решітками складає 14 м.

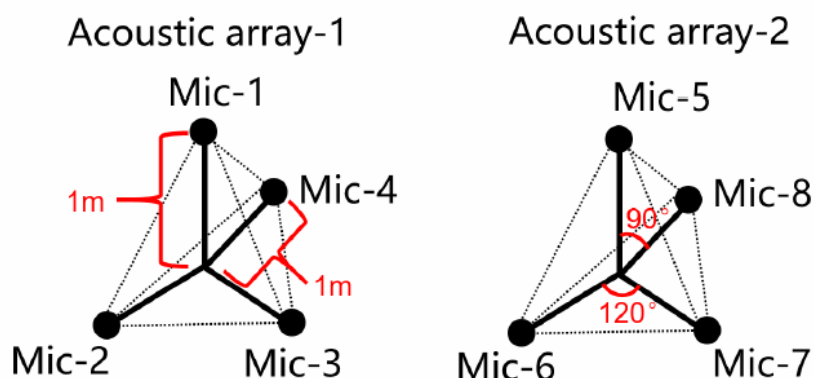


Рисунок 2.18 – Модель акустичної решітки

Усі мікрофони мають вітрозахист та захист від впливу гідрометеорів. Для послаблення ефекту багатопроменевості мікрофони розміщуються над заукопоглинаючим матеріалом. Метод отримання координат БПЛА – різницево-дальновимірний. При обробці траєкторних даних використовується фільтр Калмана.

Для перевірки ефективності алгоритму оцінки місця розташування БПЛА використовуються дані GPS трекінга. На рис. 2.19 представлено співставлення оцінки місця розташування БПЛА за даними GPS та акустичних вимірювань. На рис. 2.20 представлені оцінки похибки місця розташування БПЛА у тестовому польоті, з якого видно, що більш ніж у 95 % похибки оцінки нижчі 6 м і у 80 % оцінки похибки знаходяться у межах 2 м.

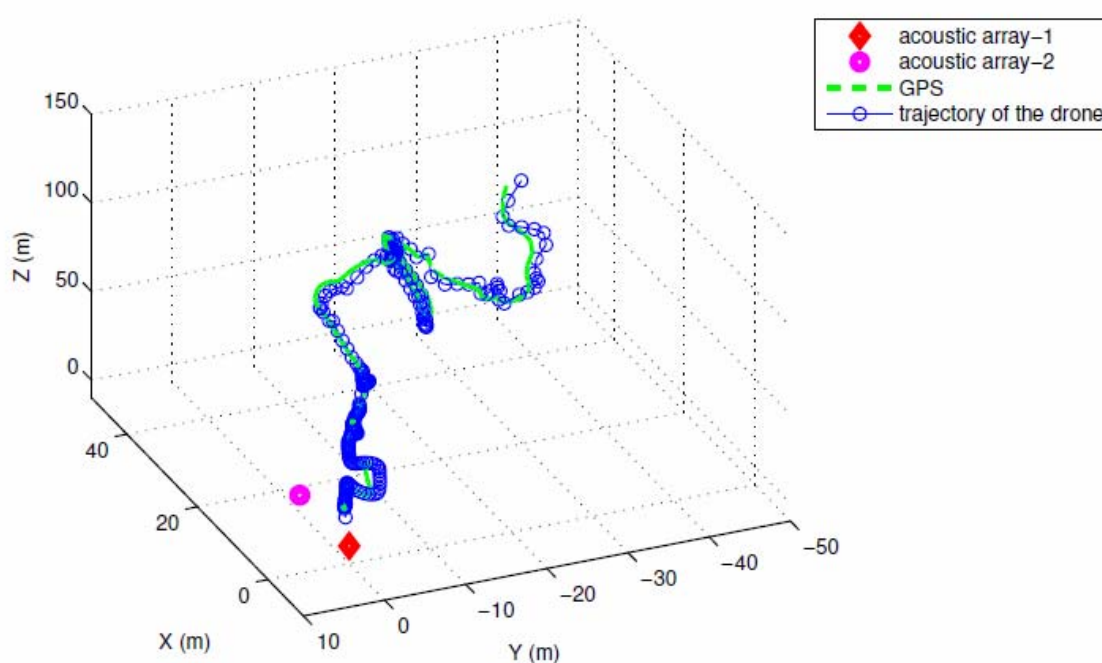


Рисунок 2.19 – Співставлення оцінки місця розташування БПЛА за даними GPS та акустичних вимірювань

У Технологічному інституті Стівенса розроблена система акустичного та сейсмічного виявлення літаків (ASAD) [8]. Система ASAD складається з двох або більше вузлів (польових станцій), які розгорнуті у районі спостережень, рис. 2.21.

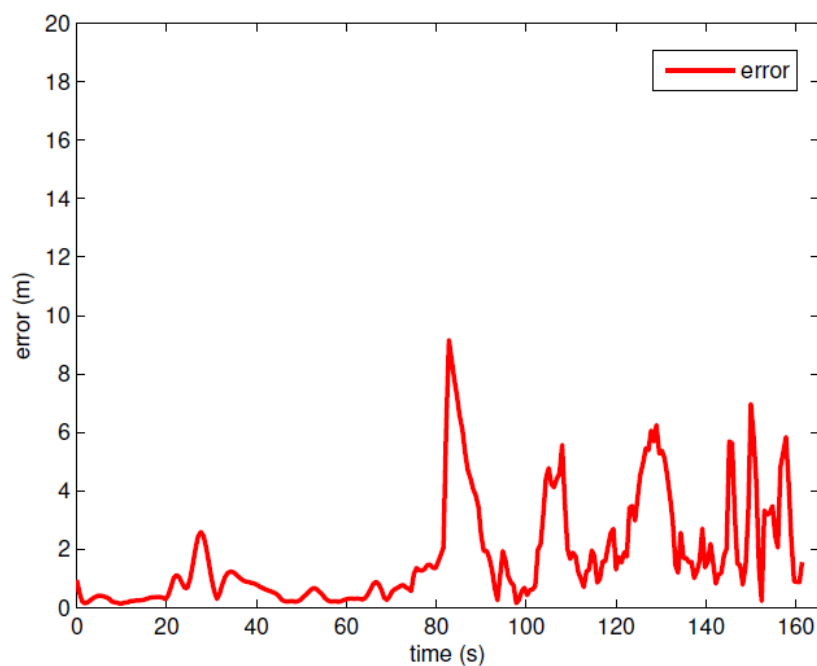


Рисунок 2.20 – Оцінки похибки місця розташування БПЛА в тестовому польоті

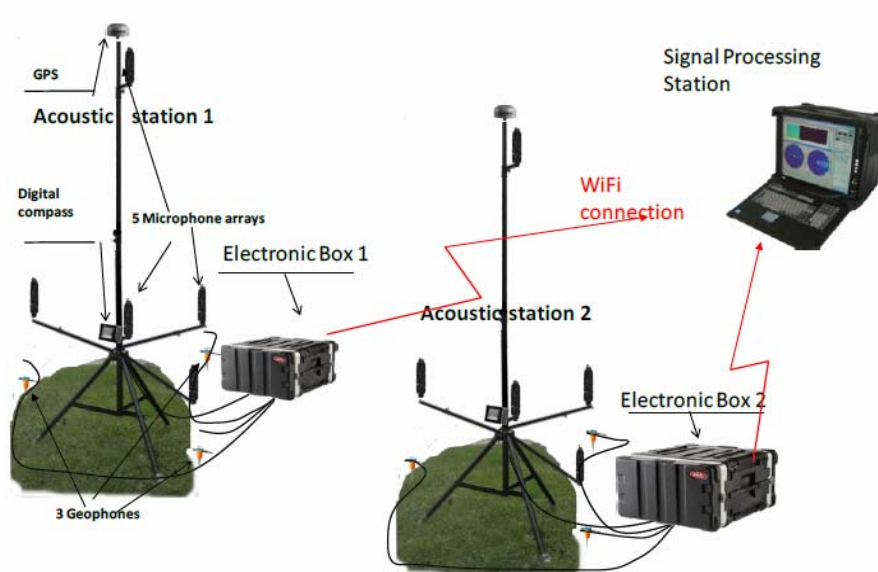


Рисунок 2.21 – Схема підключення двох вузлів (польових станцій)  
і центрального комп'ютера

Кожен вузол отримує дані шляхом оцифровки сигналів з восьми аналогових вхідних каналів – 5 мікрофонних давачів та 3 каналів геофонів. Три мікрофонних давачі розміщені горизонтально у формі рівностороннього трикутника зі стороною 8



футів. Четвертий мікрофонний давач розміщений у центрі трикутника, а п'ятий — піднятий на щоглі на 12 футів, утворюючи вертикальну пару, рис. 2.11.

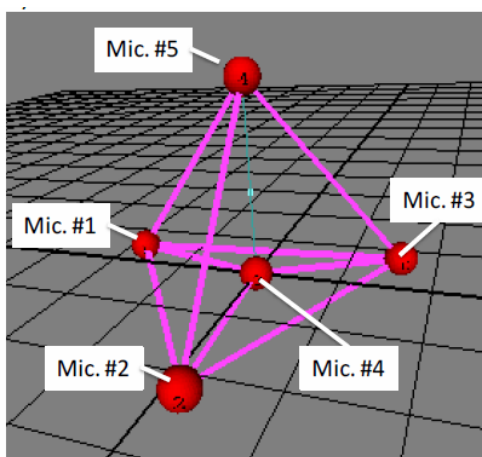


Рисунок 2.22 – Відносне розміщення мікрофонних давачів у МР

Кожен мікрофонний давач, який входить у склад мікрофонної решітки польової станції, рис. 2.23, має довжину 1,5 фута і складається з 64 електретних мікрофонних капсюлів.



Рисунок 2.23 – Зовнішній вигляд польової станції

Такий масив забезпечує більш високу чутливість, ніж використання одиночного мікрофону. Використання масиву мікрофонів покращує відношення

сигнал/шум у порівнянні з одиночним мікрофоном з коефіцієнтом  $M$  (де  $M$  – кількість електретних мікрофонних капсулів). Аналого-цифрове перетворення виконується з 24-бітним розрізненням з частотою дискретизації 52,1 кГц. Оцифрований сигнал передається на вбудований одноплатний комп'ютер та зберігається на жорсткому диску. Одноплатний комп'ютер оснащений твердотілим накопичувачем, на якому встановлена операційна система та програмне забезпечення для первинної обробки сигналів, яка включає дискретизацію, квантування, фільтрацію, часову прив'язку до даних GPS – приймача.

Станція обробки сигналів забезпечує обробку акустичних даних для виявлення сигналів від цілей, які є цікавими, і визначення напрямку приходу на кожен станцію, виконання оцінки місця розташування джерела шляхом триангуляції та відстеження руху цілі у реальному часі. Відстежування положення джерела звуку здійснюється з використанням фільтра Калмана, для уточнення положення використовуються декілька вимірювань. Метод отримання координат літальних апаратів – різницево-дальновимірний. Напрямок приходу акустичної хвилі на мікрофонну решітку визначається за записаною часовою затримкою від декількох мікрофонних давачів. Метод найменших квадратів використовується для оцінки положення джерела звуку шляхом об'єднання даних з двох або більшої кількості станцій.

Натурний експеримент з визначення місця розташування джерела звуку проводився у гористій місцевості, акустична система складалася з двох польових станцій (FS1 і FS2), рознесених на 850 м. Використовувалися три типи літальних апаратів, оснащених GPS-приймачами: гвинтокрил, надлегкий літак та літак Cessna, які літали у безпосередній близькості від вимірювальної системи.

Приклад відстежування треків трас польотів літальних апаратів показаний на рис.2.24/ Синя лінія – справжнє розташування літака, яке визначене за допомогою приймача GPS на борту літака, червона лінія – це оцінка місця його знаходження акустичною системою.

Достовірна точність місця розташування знаходиться у межах зони, окресленій чорним контуром розташування, яка отримана за допомогою акустичної

системи. За даними авторів статті, розмір зони, у межах якої забезпечується достовірна точність місця розташування вказаних вище типів літальних апаратів, знаходиться у межах 3,5 км.

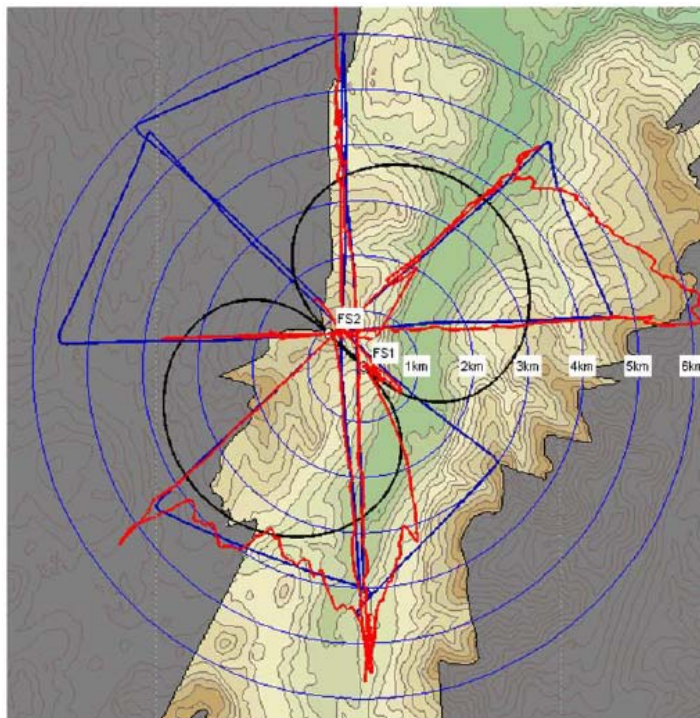


Рисунок 2.24 – Приклад відстежування місця розташування літальних апаратів содаром

#### 2.1.4.2 Особливості використання широкосмугових сигналів акустичного випромінювання БПЛА

Акустичне випромінювання (АВ) БПЛА представляє собою широкосмуговий сигнал, амплітудний спектр якого подано на рис. 2.25. Для визначення напрямку приходу АВ широкосмугових сигналів широко використовується метод взаємної кореляційної функції (ВКФ). Вимірювання зсуву часу приходу широкосмугового акустичного сигналу  $\tau$  до окремих мікрофонів МР здійснюється шляхом обчислення положення максимумів ВКФ сигналів, які приймаються відповідними мікрофонами.

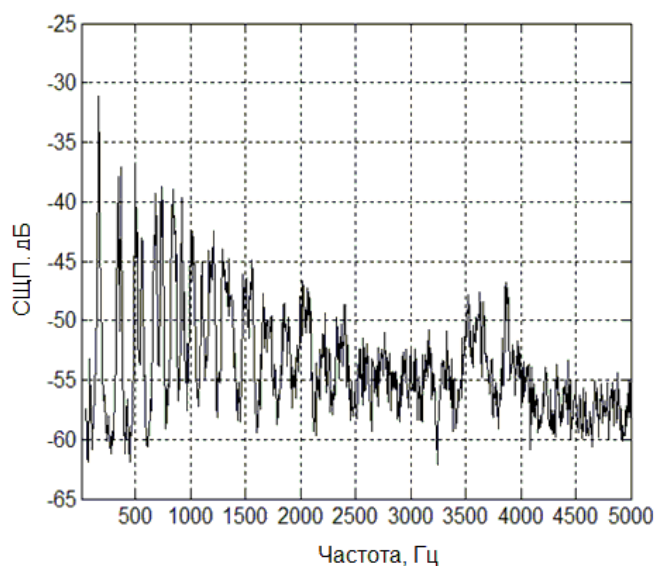


Рисунок 2.25 – Амплітудний спектр акустичного випромінювання квадрокоптера DJI Phantom 3

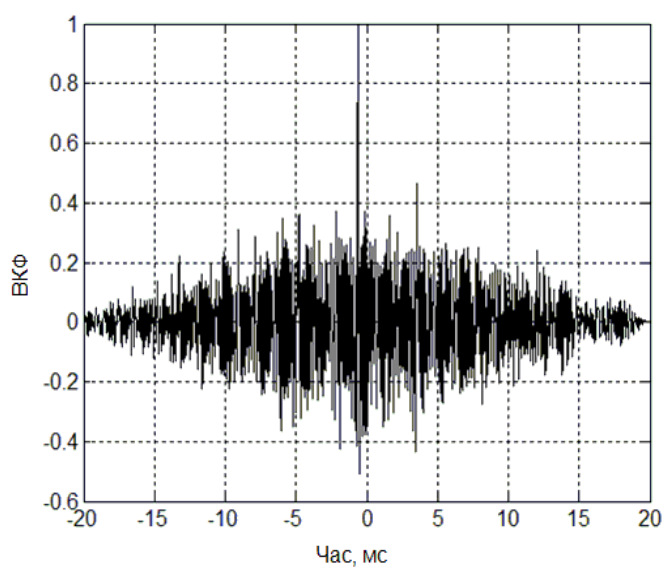


Рисунок 2.26 – ВКФ сигналів квадрокоптера DJI Phantom 3, отриманих з МР

Обчислення ВКФ 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  $S_i(t), S_j(t + \tau)$  – широкосмугові акустичні сигнали на вході  $i$ -го

$i, j$ -го мікрофонів,

$T$  – час аналізу.

Згідно теореми Вінера – Хінчина енергетичний спектр стаціонарного випадкового процесу та його коваріаційна функція пов'язані прямим і зворотнім перетворенням Фур'є, і чим ширше смуга частот, яку займає сигнал, тим вужче смуга головної пелюстки кореляційної функції.

З рис. 2.26 видно, що ВКФ головної пелюстки акустичних сигналів квадрокоптера DJI Phantom 3, отриманих з МР, має вигляд, близький до  $\delta$ -функції. Це дозволяє при великих відношеннях сигнал/шум визначати величину зсуву часу приходу широкосмугового акустичного сигналу між мікрофонами МР з точністю до кроку дискретизації сигналу.

При відомих відстані  $d$  між  $i$ -м і  $j$ -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 розповсюдження звуку.

Основна особливість акустичного випромінювання квадрокоптера – сигнал розподілений у широкій смузі частот. Це не дає можливості використовувати фазові методи вимірювання кутових координат. Використання широкосмугових сигналів у частотній області після кореляційної обробки дозволяє отримати короткі сигнали у часовій області (дельта-функції).

З теореми Вінера – Хінчина випливає, що чим ширше смуга частот, яку займає сигнал, тим вужче кореляційна функція. Використання широкосмугових сигналів дозволяє підвищити точність просторового розрізнення акустичної системи позиціонування.

### 2.1.4.3 Опис структури пасивного содару

Для визначення місця розташування АВ БПЛА у експериментах, проведених згідно Технічного завдання, використовувався пасивний содар, реалізований з використанням чотирьох каналів прийому акустичних сигналів. Прийом АВ БПЛА здійснювався з використанням вимірювальних конденсаторних мікрофонів Superlux ECM-999. Виходи мікрофонів підключалися за допомогою симетричного аудіоінтерфейсу XLR до входів чотирьохканальної зовнішньої звукової карти Behringer U-Phoria UM2. Звуковий сигнал оцифровувався з частотою дискретизації  $F_s = 48$  кГц та розрядністю 24 біта. Застосований метод координат БПЛА у експерименті – пасивний різницево – дальновимірюваний (гіперболічний). Пасивний різницево – дальновимірюваний метод передбачає використання рознесених мікрофонів, які створюють вимірювальні бази в азимутальній та кутомісній площинах.

На рис. 2.27 представлена МР М1-М4 пасивного содара, сфотографована в умовах проведення польових вимірювань. МР містить дві азимутальні бази у горизонтальній площині М1-М2 – пеленгатор 1, М2-М3 – пеленгатор 2, ( $d_1=2$  м,  $d_2=2$  м) і одну кутомісну базу у вертикальній площині М2-М4 – пеленгатор 3, ( $d_3=1$  м). Висота встановлення мікрофонів азимутальних баз дорівнює 1,3 м. Нумерація мікрофонів зліва направо М1, М2, М3, верхнього мікрофону – М4.

На виході кожного з пеленгаторів формується оцінка кутового положення джерела звуку відносно бази відповідного пеленгатора. У спектрі акустичного випромінювання електричної гвинтомоторної групи сучасних БПЛА присутні вузькосмугові тональні і широкосмугові шумоподібні складові з переважаючим випромінюванням повітряного гвинта (рис. 2.25).

Оскільки використовується широкосмугове акустичне випромінювання БПЛА, формування оцінки місця розташування здійснюється на основі вимірювання часу затримки. Для визначення часу затримки сигналів між двома мікрофонами знаходиться положення максимуму взаємкореляційної функції.



Рисунок 2.27 – Мікрофонна решітка М1-М4 пасивного содару

Різниця у часі прибуття перераховується у різницю відстаней до точки розміщення джерела звуку. Поверхня положення представляє собою поверхню двополосного гіперболоїда обертання, у фокусах якого розміщені мікрофони. Якщо відстань від фокусів до цілі великі у порівнянні з розмірами бази, то гіперболоїд обертання в околиці цілі практично співпадає зі своєю асимптотою – конусом, вершина якого співпадає з серединою бази. Різниця у часі прибуття перераховується у різницю відстаней до точки розміщення джерела звуку. Поверхня положення представляє собою поверхню двополосного гіперболоїда обертання, у фокуси якого розміщені мікрофони. Якщо відстань від фокусів до цілі великі у порівнянні з розмірами бази, то гіперболоїд обертання в околиці цілі практично співпадає зі своєю асимптотою – конусом, вершина якого співпадає з серединою бази. Розміщення джерела звуку визначається як точка перетину множини гіперболоїдів з мікрофонами, розміщеними у їхніх фокусах.

Похибка визначення координат РДМ залежить від точності вимірювання різниці моментів приходу сигналу у кожний мікрофон масиву. Підвищити точність



вимірювання різниці моментів приходу сигналу можна збільшенням відношення сигнал/шум сигналу, що приймається.

#### 2.1.4.4 Обробка результатів вимірювань содара

Обробка даних пеленгів включає видалення низькочастотних складових спектру акустичного сигналу БПЛА, що забезпечує виключення впливу атмосферних та техногенних шумів на результати наступної обробки. Потім проводяться статистично забезпечення вимірювання ВКФ для кожної вимірювальної бази, знаходження положення максимуму головної пелюстки ВКФ, розрахунок азимутів та куту місця за даними відповідних вимірювальних баз, видалення некоректних значень часового ряду кутових даних, згладження даних медіанним фільтром. Надалі – розрахунок траєкторій польоту за декартовими координатами, які відповідають місцю розташування БПЛА, обробка траєкторних даних фільтром Калмана, згладження даних фільтром ковзного середнього. Окрім цього, проводяться допоміжні розрахунки потужності сигналу, оцінка відношення сигнал/шум, оцінки ефективної смуги спектру акустичного випромінювання БПЛА. Інструментальна похибка проведених вимірювань визначається розміром вимірювальних баз содару і частотою дискретизації звукової карти.

Отже, представлені результати вимірювання координат БПЛА пасивним содаром, які проведені в рамках НДР, демонструють можливості обладнання та програмного забезпечення содара.

#### 2.1.4.5 Умови проведення польових вимірювань координат БПЛА за допомогою пасивного содара

Вимірювання координат БПЛА за допомогою пасивного содару (ПС) проводились у польових умовах у районі с.м.т. Русська Лозова Харківської обл. Час проведення вимірювань 20.01.2020 р. з 14.00 до 16.00. Вимірювання параметрів



атмосфери проводились за допомоги давачів мобільної метеостанції: температура повітря  $2,4^{\circ}\text{C}$ , відносна вологість 55 %, атмосферний тиск 1038 гПа. До 16.00 температура повітря знизилась до  $0,4^{\circ}\text{C}$ . Акустичний шум оточуючого середовища складав 35 — 37 дБ. У якості БПЛА використовувався квадрокоптер DJI Phantom 3 PRO. Координати БПЛА (широта, довгота і висота), які отримані стандартним GPS приймачем DJI Phantom 3 PRO, використовувались для верифікації координат БПЛА, отриманих за допомогою ПС. Географічні координати БПЛА перетворювались у декартові та суміщалися з системою координат ПС. Місце розташування БПЛА описувалось відносно початку відліку у декартових координатах.

#### 2.1.4.6 Особливості тестових трас для польотів БПЛА

Для польотів БПЛА використовувались дві тестові траси.

Тестова траса №1. На цій трасі здійснювався проліт прямою лінією із зависанням БПЛА над контрольними точками (50, 100, 150 та 200 метрів) на 5 — 10 сек на висоті 5 м. Вимірювання довжини ділянок тестової траси для встановлення маркерів контрольних точок проводились за допомогою геодезичної рулетки. Логи GPS, які відображають траєкторію польоту БПЛА по трасі №1, представлені на рис. 2.28.

Для першої тестової траси був отриманий масив з 5116 точок даних GPS, які відображають траєкторію польоту БПЛА по трасі №1. Час після старту та дистанція до контрольних точок наведені у таблиці 2.1.

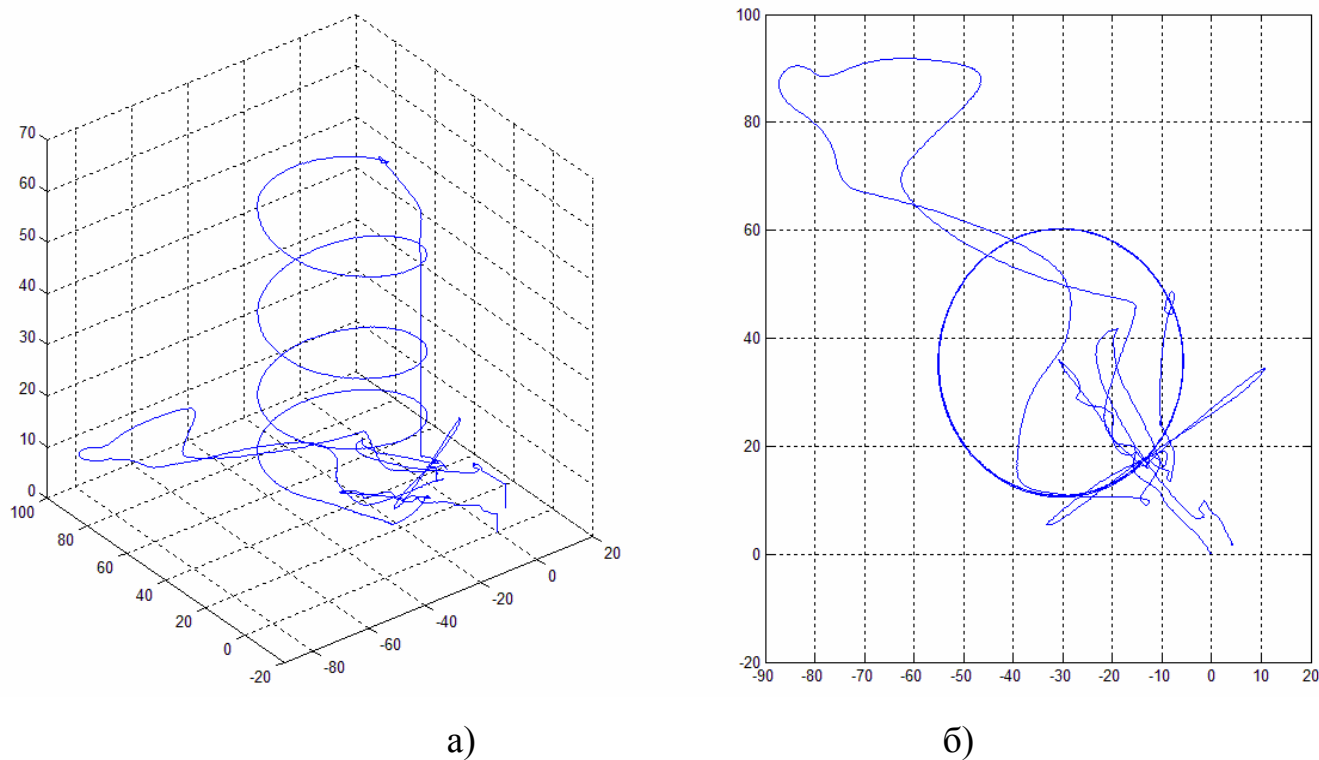
Таблиця 2.1 – Час польоту і дистанція до контрольних точок на трасі №1

| Точка         | Час прольоту | Дистанція | Висота над рівнем моря |
|---------------|--------------|-----------|------------------------|
| Точка 1 старт | 0 с          | 3 м       | 193 м                  |
| Точка 2       | 107с         | 50 м      | 193 м                  |
| Точка 3       | 203с         | 100 м     | 193 м                  |
| Точка 4       | 265с         | 150 м     | 193 м                  |
| Точка 5       | 346с         | 200 м     | 193 м                  |



На рис. 2.29 представлена зміна пеленгу по трасі польоту за результатами вимірювання параметрів ВКФ сигналів з мікрофоноів у кутомісній базі d3. Частота зрізу сигналу, який обробляється, дорівнює 800 Гц. На дистанції 100 м (203 с) пік ВКФ не зашумлений. Зашумлення починається на дистанції біля 150 м (265 с).

Тестова траса № 2. На цій трасі здійснювався проліт по спіралі, яка піднімається, діаметром 50 м, віддалення центру спіралі від содару 50 м, кількість витків спіралі 3, максимальна висота підйому 60 м. Логи GPS, які відображають траєкторію польоту БПЛА по трасі №2, представлені на рис. 2.30. Для другого тестового польоту була отримана хмара з 5824 точок даних GPS, які відображають траєкторію польоту БПЛА по трасі №2.



а – 3D формат; б – 2D формат

Рисунок 2.30 — Логи GPS, траса №2

На рис. 2.31 представлено зміну пеленга по трасі № 2 польоту за результатами вимірювання параметрів ВКФ сигналів з мікрофонів у кутомісній базі d3.

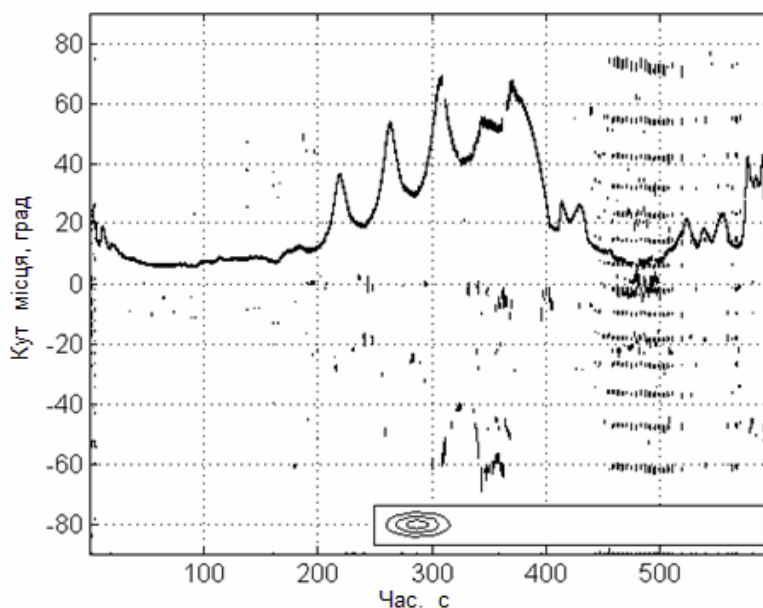


Рисунок 2.31– Траса №2

#### 2.1.4.7 Результати натурних вимірювань місця розташування БПЛА з використанням пасивного содару

Обробка результатів натурних вимірювань показала деяку невідповідність результатів вимірювань координатів у контрольних точках з реальними даними. Для коректного використання результатів вимірювань потрібно провести юстирування кутового положення азимутальних баз. Для юстирування вимірювальної системи ПС використовувався аудіозапис акустичних сигналів БПЛА під час зависання його над контрольними точками з віддаленням 60 м і 100 м. Похибка позиціонування квадрокоптера для цих точок не перевищує 0,5 м. Юстирування реалізується шляхом вводу поправки у одну з азимутальних баз, при якій забезпечується суміщення результатів, які вимірені, з відомими.

Використовуючи дані про висоту у контрольних точках, проводилося юстирування ПС по кутомісній базі. Уведення поправки до кутового положення азимутальних баз, яка дорівнювала 0,67 градуса, дозволило скорегувати результати вимірювань, у першу чергу це стосується вимірювань дальності.

На рис. 2.32 представлені елементи траєкторії польоту БПЛА на трасі № 1 (проліт прямою лінією з посадками на дистанціях 50 м та 100 м) за результатами вимірювання за допомогою пасивного содари після проведеної корекції. Вісі графіків: 1 – координата  $x$ , координата  $y$ , висота  $h$ ; 2 – координата  $x$ , координата  $y$ ; 3 – координата  $x$ , висота  $h$ ; 4 – координата  $y$ , висота  $h$ ; 5 – час, азимут; 6 – час, кут місця; 7 – час, похила дальність; 8 – час, висота.

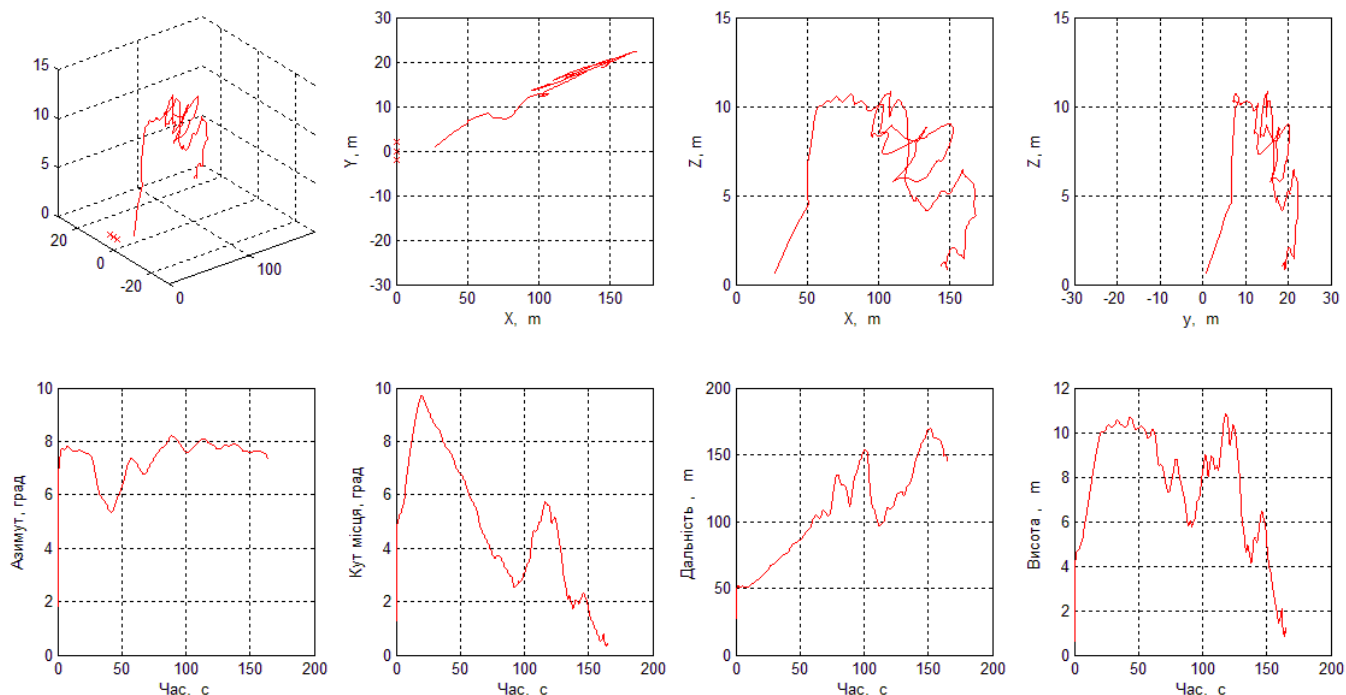


Рисунок 2.32 – Траса №1. Елементи траєкторії БПЛА за результатами вимірювання за допомогою пасивного содари: швидкість руху БПЛА 3 м/с

На рис. 2.33 приведено зіставлення елементів траєкторій польоту БПЛА, побудованих за координатами, отриманими за допомогою приймача GPS і пасивного содари на трасі №1, представлене у декартових координатах.

Аналогічно, на рис. 2.35 наведене зіставлення елементів траєкторій польоту БПЛА, побудованих по координатам, отриманим за допомогою приймача GPS і пасивного содари на трасі №1, що представлене у полярних координатах. Швидкість руху БПЛА – 3 м/с.

На рис. 2.34 та рис. 2.36 представлені абсолютні значення похибок визначення місця розташування БПЛА, вважаючи «істинними» координати, отримані за

допомогою приймача GPS. Так, на дальності до 100 м (до 160 с польоту) абсолютні значення похибок визначення координат в 95 % випадків не перевищують 3 м, визначення висоти – не більш 1 м. Можна відмітити задовільне узгодження результатів вимірювань які зіставляються, для цієї траси.

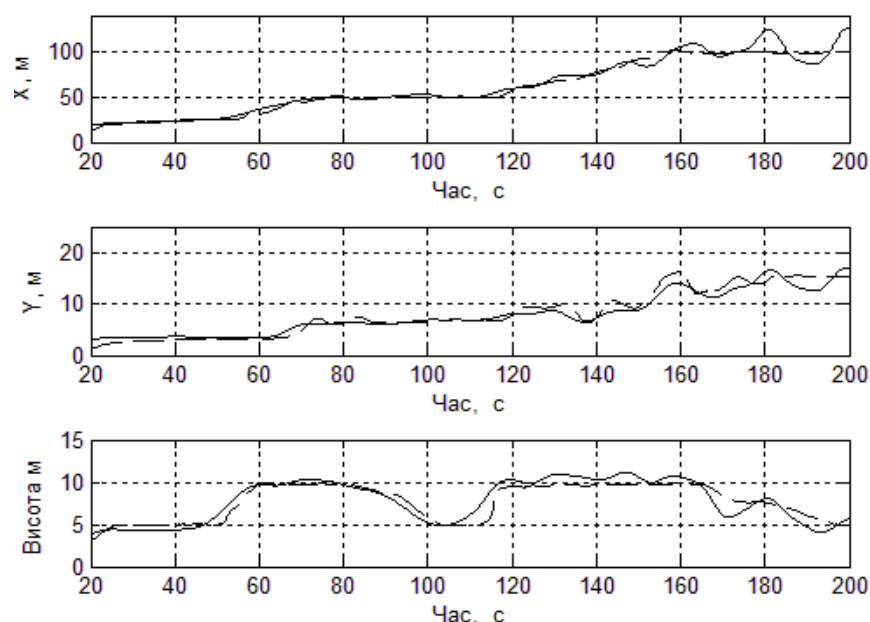


Рисунок 2.33 – Траса №1. Зіставлення елементів траєкторій польоту БПЛА, побудованих по координатам, отриманим за допомогою приймача GPS (пунктирна лінія) та пасивного содару (суцільна лінія)

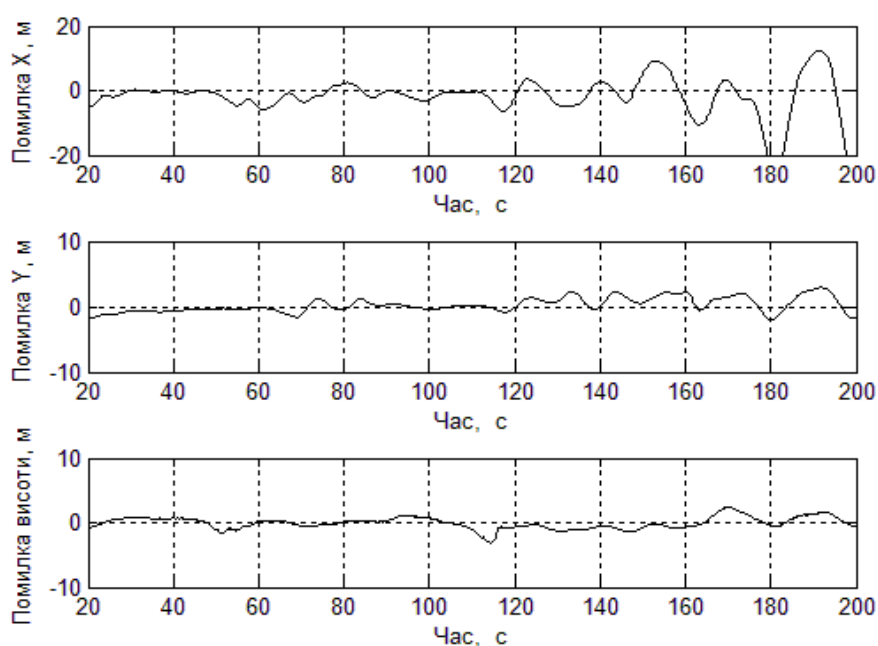


Рисунок 2.34 – Траса №1. Похибки визначення місця розтушування БПЛА

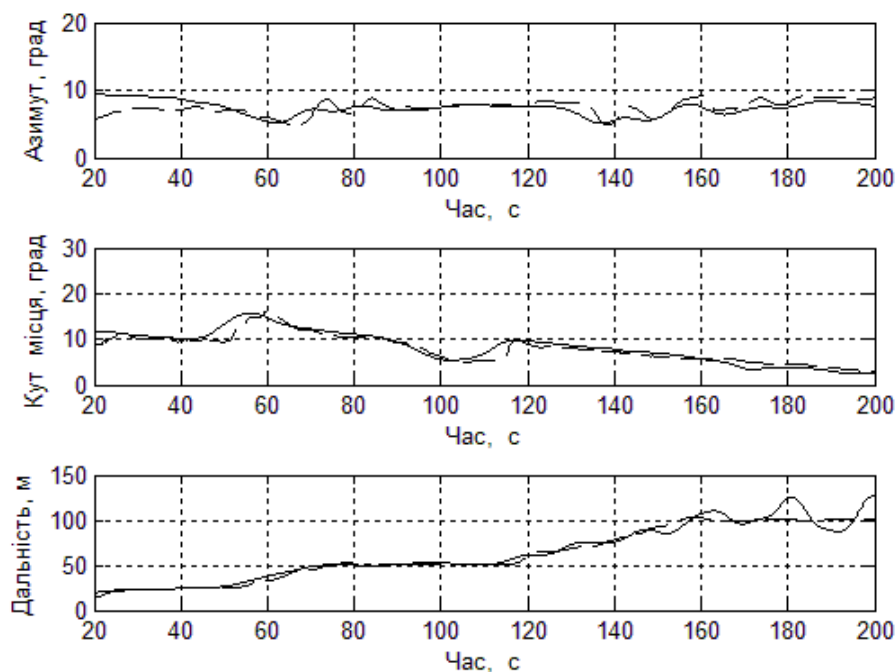


Рисунок 2.35 – Траса №1

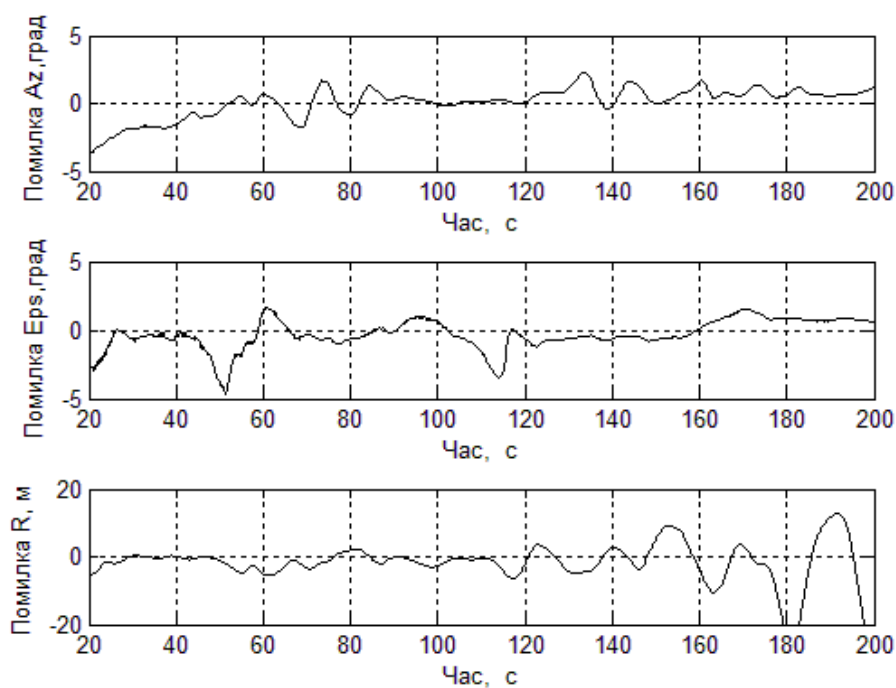


Рисунок 2.36 – Траса №1. Похибки визначення місця розташування БПЛА

На рис. 2.37 представлені елементи траєкторії польоту БПЛА трасою №2 (проліт спіраллю, яка піднімається), діаметром 50 м, віддалення центру спіралі від сода-ру 50 м, число витків спіралі 3, максимальна висота підйому 60 м) по результатам вимірювання за допомогою пасивного содару. Вісі графіків: 1 – координата  $x$ , координата  $y$ , висота  $h$ ; 2 – координата  $x$ , координата  $y$ ; 3 – координата  $x$ , висота  $h$ ;

4 – координата  $y$ , висота  $h$ ; 5 – час, азимут; 6 – час, кут місця; 7 – час, похила дальність; 8 – час, висота.

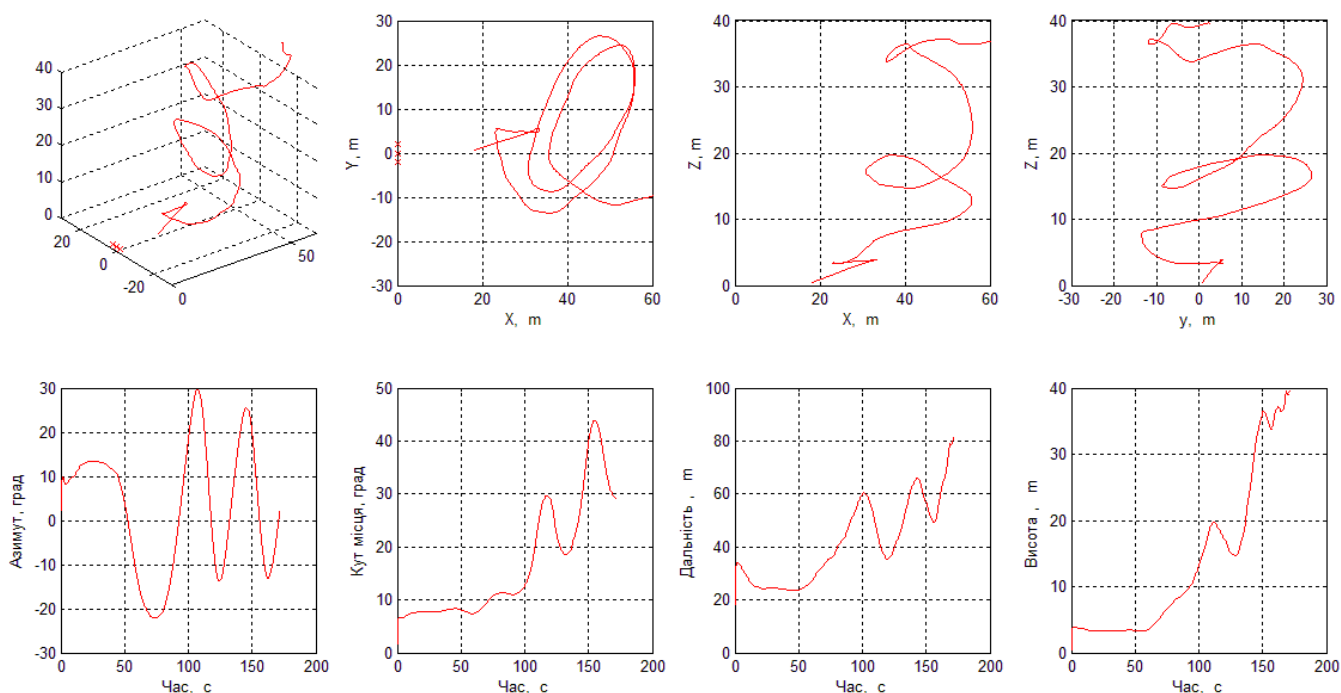


Рисунок 2.37 – Траса 2. Елементи траєкторії БПЛА за результатами вимірювання за допомогою пасивного содару: швидкість руху БПЛА 4 м/с

На рис. 2.38 приведені зіставлення елементів траєкторій польоту БПЛА, побудованих по координатах, які отримані за допомогою приймача GPS і пасивного содару на трасі № 2, представлене у декартових координатах.

Аналогічно на рис.2.40 приведені зіставлення елементів траєкторій польоту БПЛА, побудованих по координатах, отриманим за допомогою приймача GPS і пасивного содару на трасі №2, представлене у полярних координатах. Швидкість руху БПЛА – 4 м/с. На рис. 2.39 та рис. 2.41 представлені абсолютні значення похибок визначення місця розташування БПЛА, вважаючи “істинними” координати, отримані за допомогою приймача GPS. Абсолютні значення похибок визначення координат для траси № 2 суттєво вище похибок, які спостерігаються на трасі № 1, що, вочевидь, обумовлене складністю траси та появою динамічних ефектів – швидкою зміною швидкості і напрямку руху БПЛА, прояву ефекту Доплера. Ці ефекти доцільно дослідити у модельному експерименті.



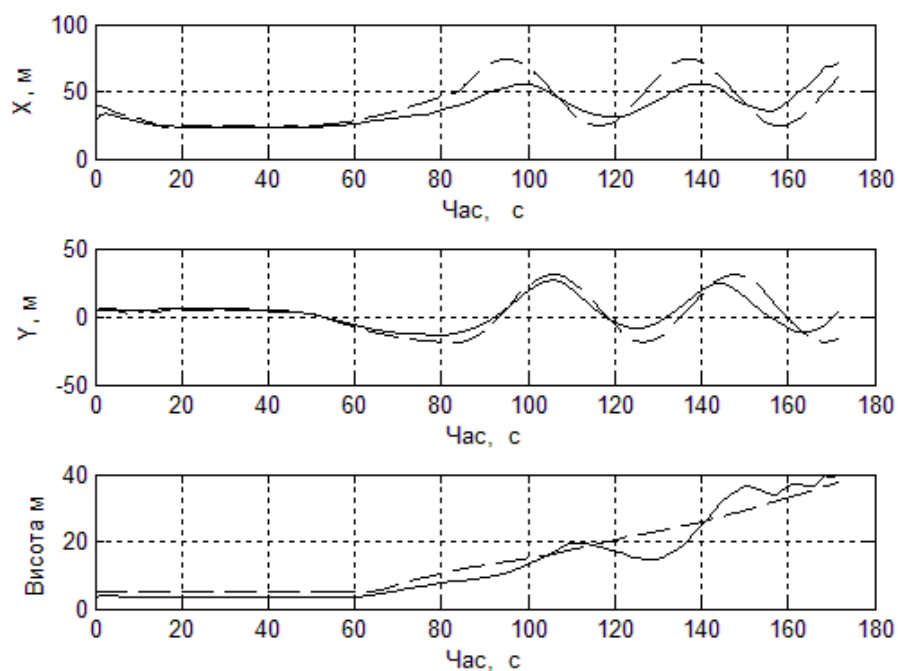


Рисунок 2.38 – Траса №2. Зіставлення елементів траєкторій польоту БПЛА, побудованих по координатам, отриманим за допомогою приймача GPS (пунктирна лінія) та пасивного содару (суцільна лінія)

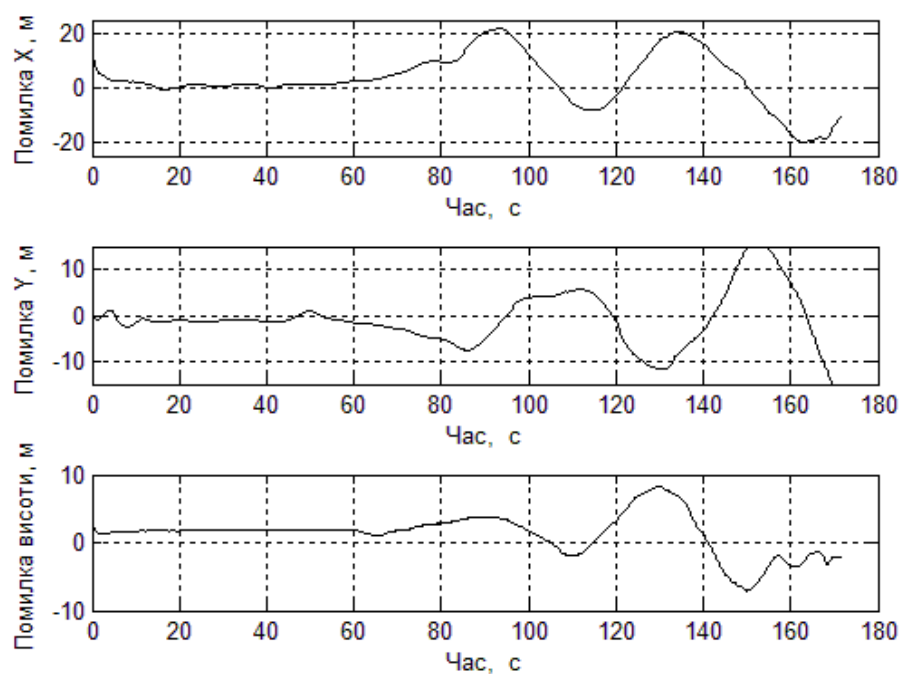


Рисунок 2.39 – Траса 2. Похибки визначення місця розташування БПЛА

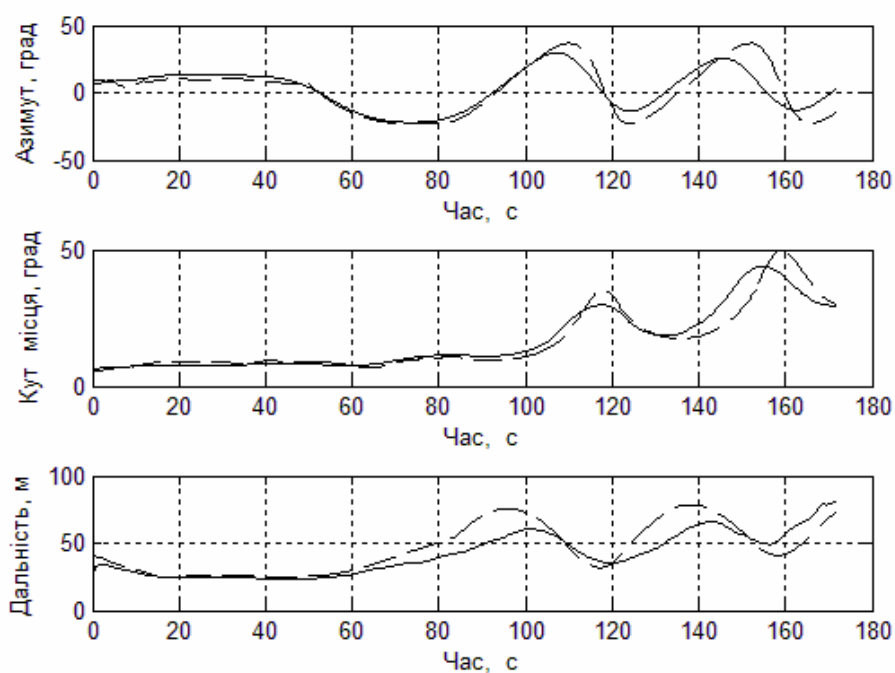


Рисунок 2.40 – Траса №2

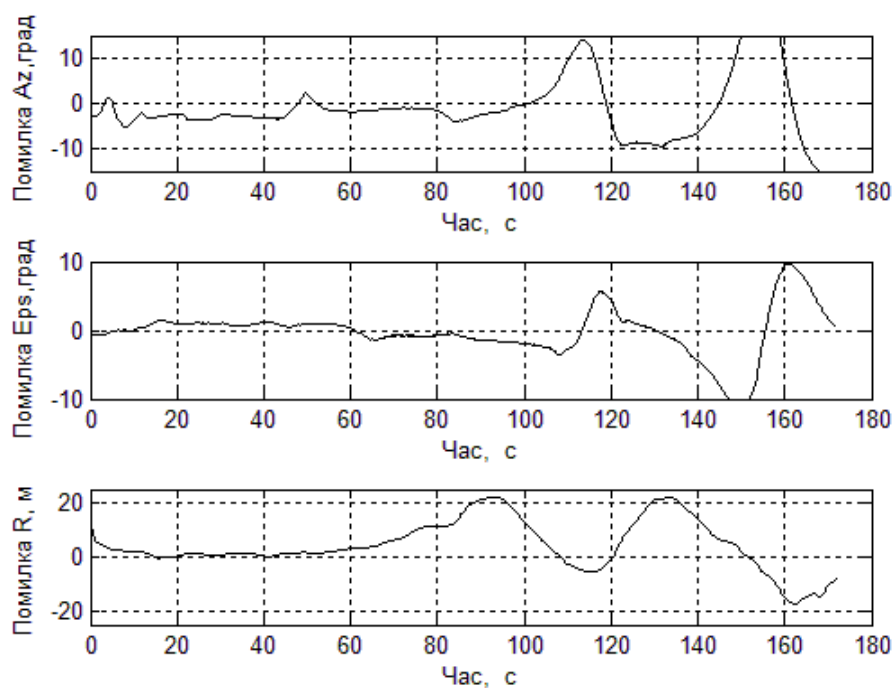


Рисунок 2.41 – Траса 2. Помилки визначення місця розташування БПЛА.  
Представлення результатів у полярних координатах

#### 2.1.4.8 Результати моделювання роботи пасивного содару при визначенні координат БПЛА

Для перевірки ефективності алгоритму, який застосовується, для розрахунку координат содару створена імітаційна модель пересування БПЛА у просторі та формування широкосмугового акустичного випромінювання. Для проведення розрахунків вводяться розміри, орієнтація баз та місце розташування содара. У процесі моделювання безперервно, для кожної дискрети часу, розраховуються затримки акустичного сигналу, які з'являються під час прийому сигналу, у кожному мікрофоні мікрофонної решітки пасивного содару.

У якості акустичного сигналу використовується білий шум або сигнал звукового випромінювання реального БПЛА. Надалі задається необхідне відношення сигнал/шум сигналу, що обробляється, вводиться врахування відбиттів від земної поверхні з коефіцієнтом відбиття, який потрібен.

У результаті роботи програми, яка реалізує імітаційну модель, формуються аудіофайли, аналогічні аудіофайлам на виході мікрофонної решітки содара. Зіставляючи задані траєкторні параметри руху БПЛА у імітаційній моделі та результати розрахунку координат БПЛА за даними содара, можна отримати значення абсолютних значень похибки алгоритму, який використовується, для визначення місця розташування і умов проведення модельного експерименту.

Для реалізації імітаційної моделі використовувався інтерактивне середовище для програмування і числових розрахунків MATLAB.

#### 2.1.4.9 Дослідження впливу зміни положення азимутальних баз мікрофонної решітки содара на величину похибки визначення координат

Зміна положення азимутальних баз МР содару може з'явитися в силу недостатньої точності встановлення мікрофонів МР або впливу механічних

дестабілізуючих факторів, що виникають під час проведення вимірювань. Дослідимо це явище.

Задамо у модельному експерименті рух БПЛА по колу радіусом 25 м, віддалення центру кола від содару 40 м, висота польоту 20 м, тривалість польоту 20 с, швидкість руху 7,85 м/с. Параметри мікрофонної решітки содару: висота встановлення мікрофонів азимутальних баз – 1.3 м, розмір обох азимутальних баз – 2 м, розмір кутомісної бази – 1 м. Результати моделювання оцінки траєкторії польоту БПЛА представлені на рис. 2.42 – 2.44. Вісі графіків: 1 – координат x, y, висота; 2 – координати x, y; 3 – координата x, висота; 4 – координата y, висота; 5 – час, азимут; 6 – час, кут місця; 7 – час, похила дальність; 8 – час, висота.

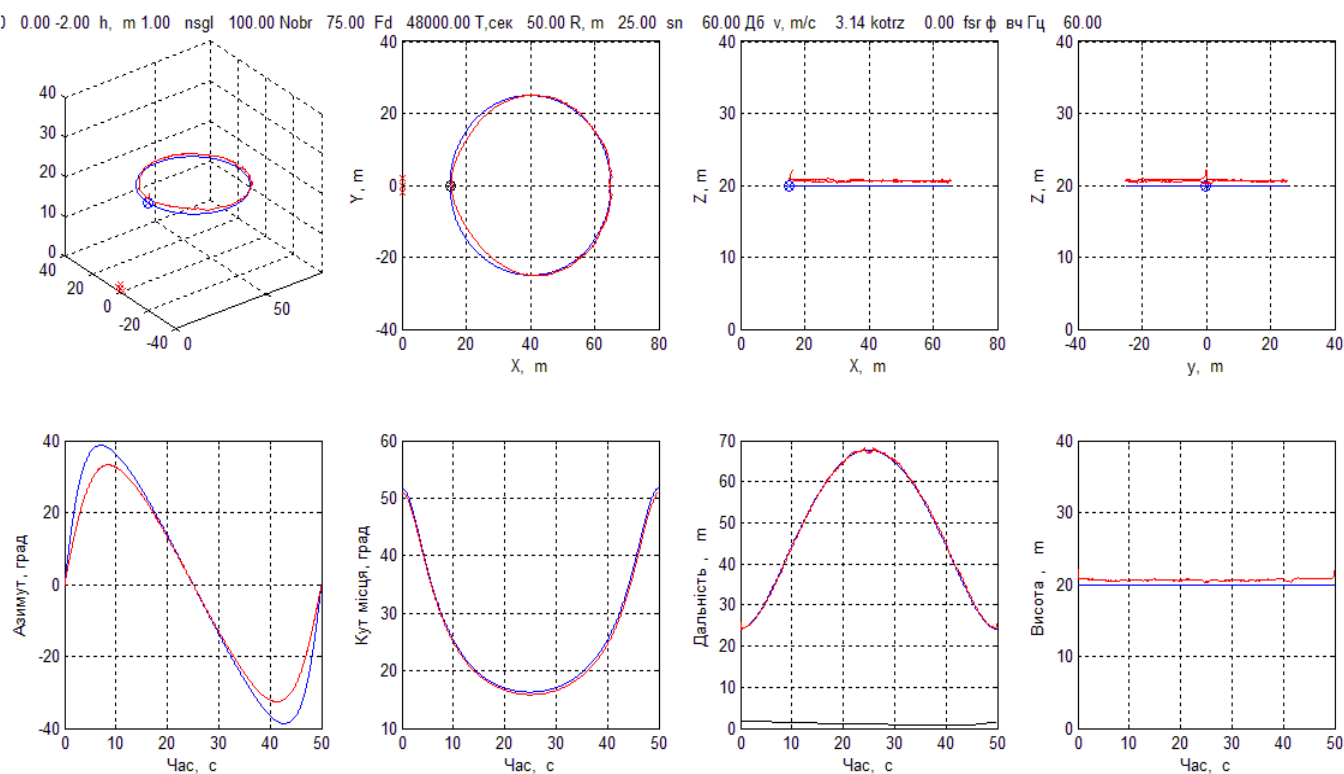


Рисунок 2.42 – Результати моделювання оцінки траєкторії польоту БПЛА при розміщенні мікрофонів у місцях, які відповідають теоретичній моделі ПС

Синя лінія – задана траєкторія польоту БПЛА, червона – результат вимірювання місця розташування пасивним содаром. Для начального положення мікрофонів відмічається практично повне співпадіння результатів траєкторних вимірювань із заданою траєкторією.

На рис. 2.43 представлені результати моделювання оцінки траєкторії польоту БПЛА при виносі на +15 мм (розворот азимутальної бази  $0,43^\circ$ ) мікрофона М2 перпендикулярно азимутальним базам, а на рис. 2.44 – при виносі на -15 мм.

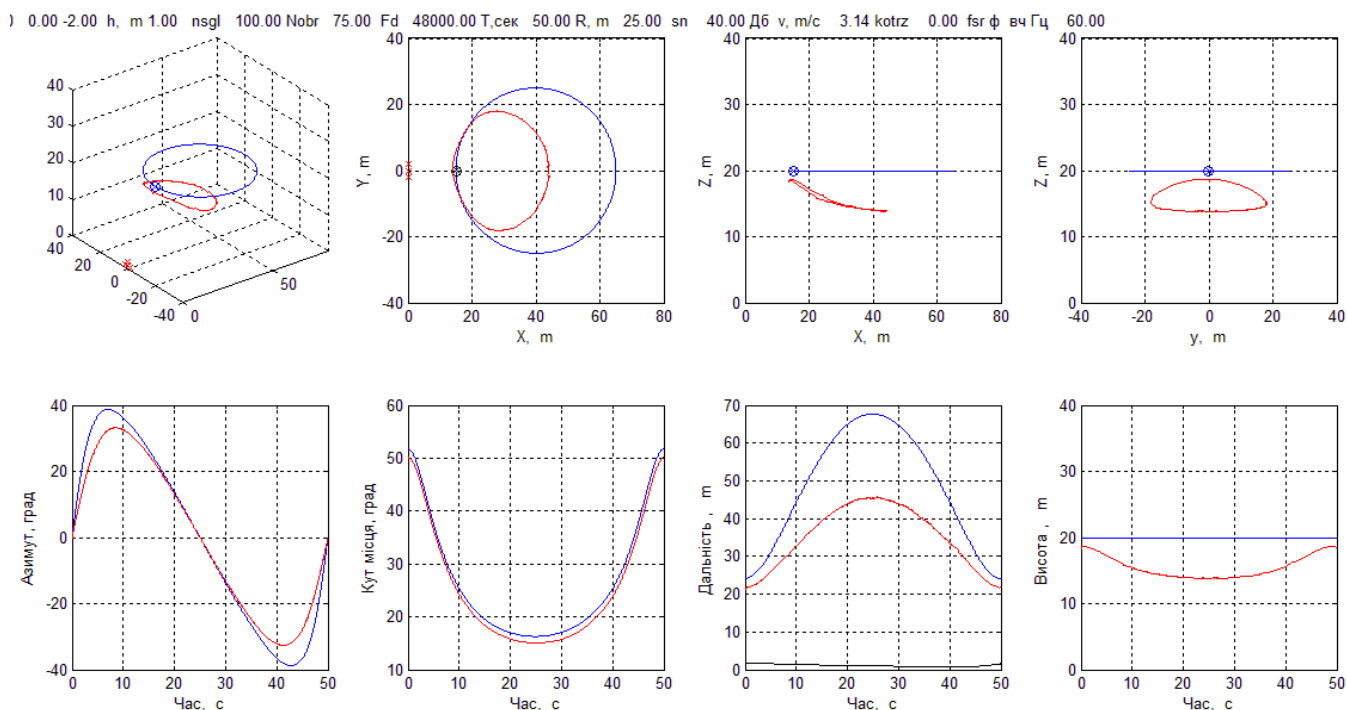


Рисунок 2.43 - Результати моделювання оцінки траєкторії польоту БПЛА при виносі МК на +15 мм

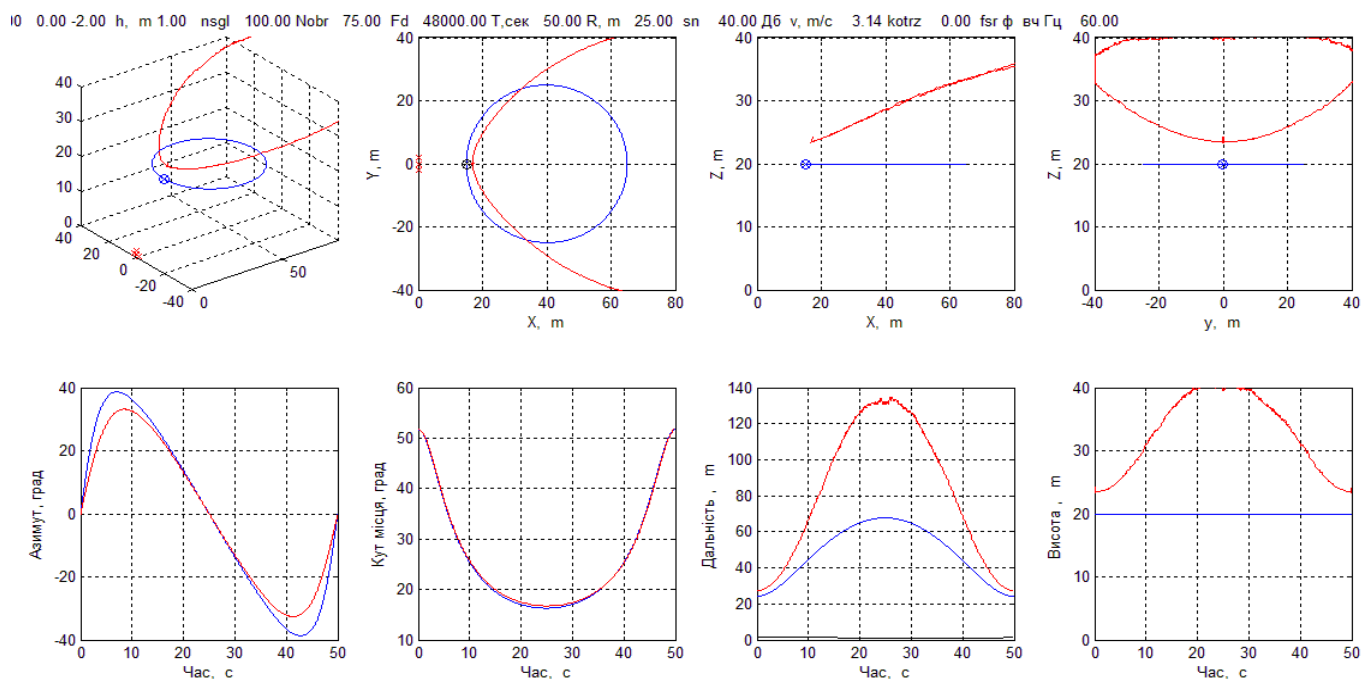


Рисунок 2.44 – Результати моделювання оцінки траєкторії польоту БПЛА при виносі МК на -15 мм

У обох випадках спостерігається нелінійна трансформація траєкторії руху БПЛА зі значною зміною масштабів за всіма координатами.

Проведений модельний експеримент переконливо доводить необхідність прецизійного встановлення розмірів баз МР содару та проведення його калібровки по реперним акустичним джерелам звуку, встановленими на відомій дальності.

#### 2.1.4.10 Дослідження впливу швидкості руху БПЛА на величину похибки визначення координат

Задамо у модельному експерименті рух БПЛА по колу радіусом 25 м, віддалення центру кола від содару 100 м, висоту польоту 20 м, тривалість польоту 20 с, швидкість руху 7,85 м/с. Параметри МР содару аналогічні параметрам, які приведені у пп. 2.1.2.8.1. Результати моделювання оцінки траєкторії польоту БПЛА представлені на рис. 2.45.

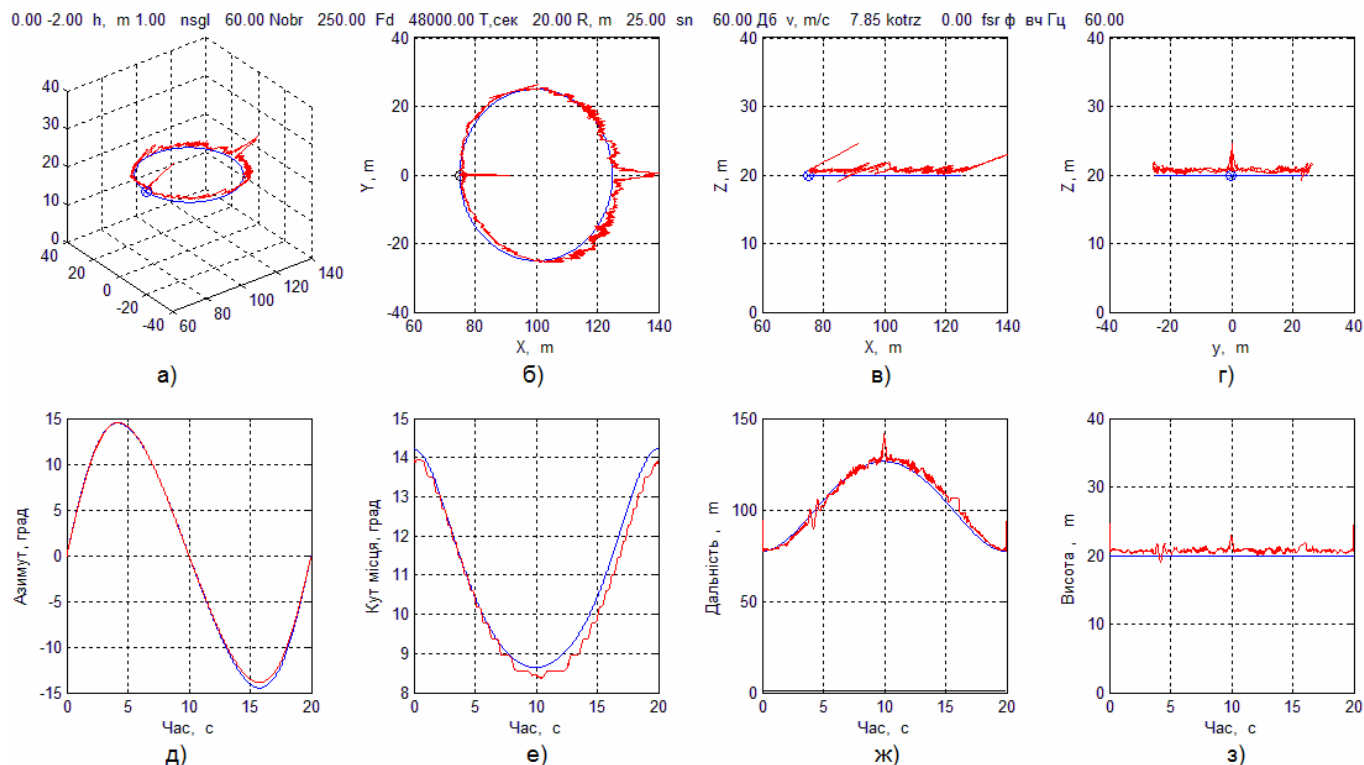


Рисунок 2.45 – Результати моделювання оцінки траєкторії польоту БПЛА

Вісі графіків: а – координата  $x$ , координата  $y$ , висота  $h$ ; б – координата  $x$ , координата  $y$ ; в – координата  $x$ , висота  $h$ ; г – координата  $y$ , висота  $h$ ; д – час, азимут; е – час, кут місця; ж – час, похила дальність; з – час, висота; синя лінія – задана траєкторія руху БПЛА; червона – результат вимірювання місця розташування БПЛА пасивним содаром.

Можна відмітити гарний збіг результатів траєкторних вимірювань із заданою траєкторією, вплив швидкості руху БПЛА практично не проявляється.

Максимальна швидкість руху квадрокоптера DJI Phantom 3 PRO складає 20 м/с, але у модельному експерименті, для отримання більш виражених результатів, можна задати більш високі значення швидкості. Так, на рис. 2.46 та рис. 2.47 представлені результати, отримані у моделі пасивного содара при його русі по колу радіусом 25 м, віддалення центру кола від содара 100 м, висота польоту 20 м, тривалість польоту 5 та 2 с.

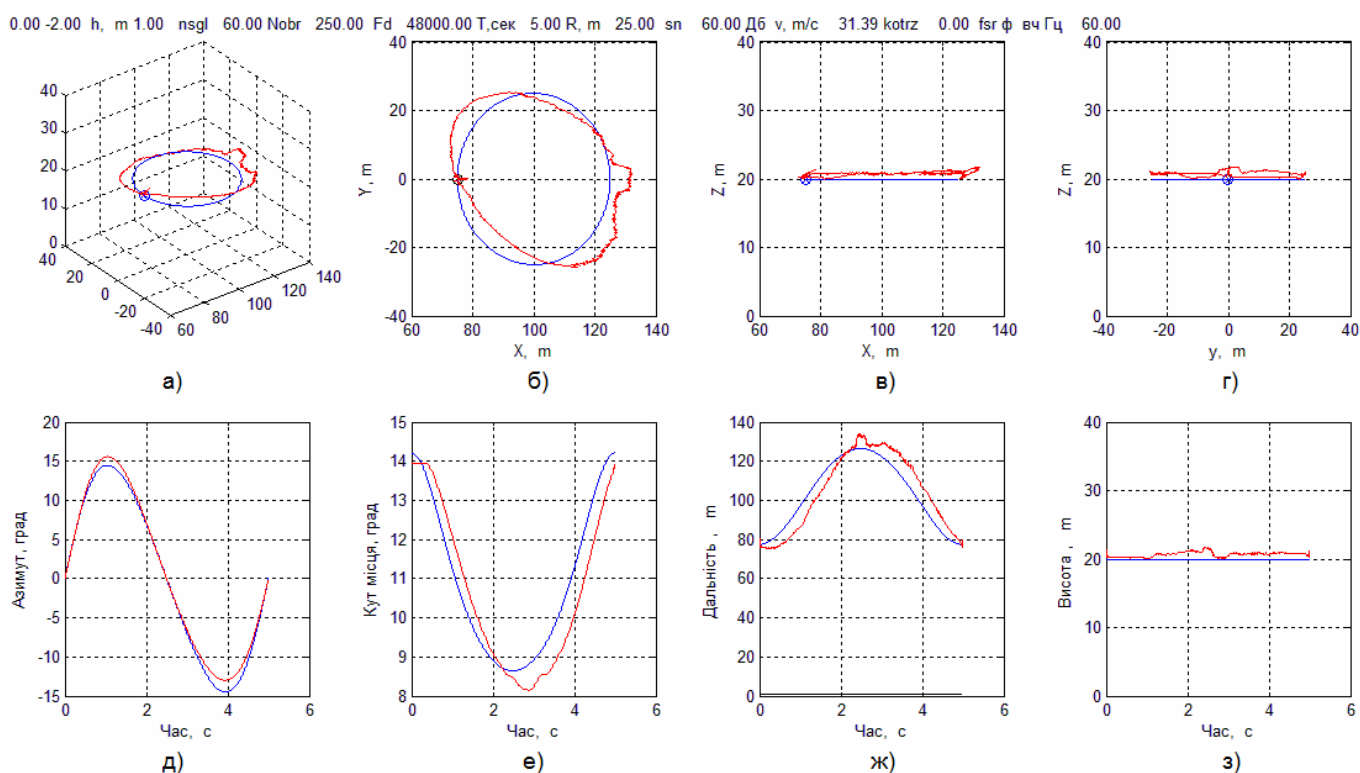


Рисунок 2.46 – Результати моделювання оцінки траєкторії польоту БПЛА

Задана траєкторія – синій колір лінії, виміряна ПС – червоний колір лінії. Вісі графіків позначені, як на рис. 2.45. Швидкість БПЛА була 31,4 м/с і 78 м/с відповідно.

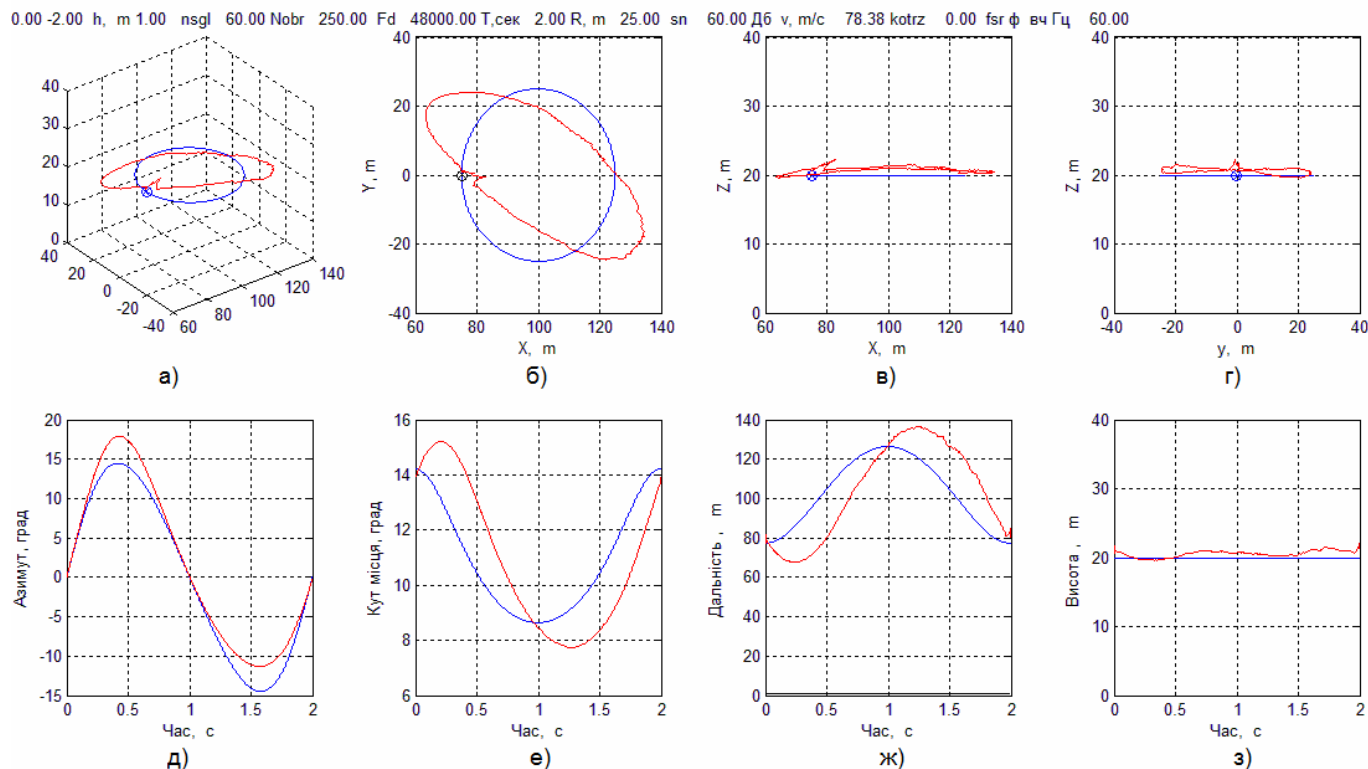


Рисунок 2.47 – Результати моделювання оцінки траєкторії польоту БПЛА

Спостерігається помітне відхилення траєкторії, яка вимірена содаром, від заданої у експерименті. Кругова траєкторія руху БПЛА трансформується у еліптичну. З підвищенням швидкості відмінності зростають. Причиною цього явища є ефект Доплера. Це відбувається тому, що радіальні швидкості джерела звуку відносно двох мікрофонів вимірювальної бази содара різняться з-за розносу мікрофонів у просторі. Відповідно, існує різниця швидкостей Доплера між першим і другим мікрофонами для кожної пари мікрофонів вимірювальної бази содара. Це, у свою чергу, приводить до додаткового зсуву положення ВКФ і модифікації координат, визначених содаром.



2.2 Розроблення методів і технічних рішень для створення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних та радіолокаційних сигналів, що створюються БПЛА, в умовах дії шумових завад різної природи для виявлення безпілотних літальних апаратів, визначення їх координат та параметрів руху

2.2.1 Методи комплексної обробки і інтерпретації радіолокаційних, акустичних, оптичних і інфрачервоних сигналів безпілотних літальних апаратів

2.2.1.1 Стратегії об'єднання інформації багатоканальних систем

З метою виявлення, розпізнавання і вимірювання координат безпілотних літальних апаратів в даний час використовують, насамперед, радіолокаційні, акустичні, оптичні і інфрачервоні методи та засоби [118, 119, 122-125, 73].

Кожен з методів, які використовуються, володіє певними достоїнствами, а також недоліками і обмеженнями. При цьому кожен з методів характеризується власною областю можливостей, яка визначається множиною інформаційних параметрів сигналу, які вимірюються, з відповідними показниками якості, діапазоном дальностей, просторово-часовим розрізненням і таке інше.

Оскільки області можливостей різних методів не співпадають, то з'являється передумова спільного використання систем різного виду для розширення набору параметрів, які вимірюються, діапазону дальностей, що спостерігаються, та підвищення інформативності даних, які отримуються, шляхом спільної (комплексної) їхньої обробки [128-131].

В усіх інформаційних каналах операції вимірювання координат БПЛА передуює задача виявлення. Добре розроблені та відомі з літератури методи енергетичного виявлення сигналів у даному випадку не показують достатньої ефективності [106, 135, 136]. Це обумовлене тим, що виявлення об'єкту, який треба шукати, реалізується на фоні завад, які мають певну схожість з сигналом БПЛА, найчастіше,

на фоні завад, які формують птахи. Тому виявлення дрона при наявності подібних йому об'єктів у інформаційних каналах, які використовуються, на практиці реалізують як задачу «виявлення-розпізнавання». Внаслідок чого вирішення задачі виявлення супроводжується аналізом деяких додаткових ознак у сигналу, що приймається.

Комплексна обробка сигналів різних інформаційних каналів може здійснюватися як на етапі виявлення, так і на етапі вимірювання координат. При чому на етапі виявлення вона буде найбільш затребувана у силу складності задачі виявлення-розпізнавання.

Розглянемо відомі у літературі системи комплексної обробки інформації, які використовуються для виявлення БПЛА. Метою публікації [137] є вивчення роботи мультисенсорних систем, які призначені для вирішення задач виявлення БПЛА, визначення їх просторових координат, а також вивчення різних схем об'єднання даних, які отримуються інформаційними каналами, що використовуються. Система містить радіолокаційний, оптичний та радіочастотний канали. Обробка інформації включала такі етапи: зіставлення даних, виявлення та вимірювання їх просторових координат. Спочатку виконувалось виявлення цілей окремо у різних інформаційних каналах, надалі здійснювалось співставлення та суміщення результатів виявлення за належністю до певної цілі. На цьому етапі виявлялося — які рішення відповідають цілям, а які представляють собою помилкову тривогу, визначався також внесок кожного каналу у виявлення. Надалі реалізовувався алгоритм злиття даних у процесі комплексного вимірювання просторових координат об'єктів.

У дослідженні [138] розглянуто об'єднання інформації, що надходить по радіолокаційному, акустичному та оптичному каналам, з метою виявлення, класифікації БПЛА, які спостерігаються, і визначення їхнього міста розташування. Комплексна система забезпечує похибки вимірювання кутових координат — азимуту та кута місця відповідно 1,5 та 2,5 градусів. Пеленгування по акустичному каналу здійснюється з використанням алгоритму MUSIC- MULIC.

Комплексування радіолокаційного та акустичного каналів дозволило суттєво зменшити вірогідність помилкових тривіг, а комплексування зображень видимого і

інфрачервоного діапазонів (останнє отримане у короткохвильовому інфрачервоному діапазоні (SWIR)), дозволило забезпечити більш швидке та достовірне виявлення БПЛА за наявності завад, диму та щільного фону на зображеннях.

Виявлення та спостереження БПЛА у межах міста [139] здійснювалось з використанням статичних і мобільних пунктів, до складу яких входили радіолокаційні, акустичні, оптичні засоби спостережень та лазерний локатор — лідар. Пеленгація і визначення місця розташування здійснювалось з використанням багатоканальної акустичної системи та метода тріангуляції. Система дозволяла виявляти дрон та визначати його місце розташування з середньою похибкою у 6 м.

У ряді робіт розглянуто об'єднання даних різних інформаційних каналів, призначених для виявлення БПЛА з використанням засобів штучного інтелекту.

У роботі [140] попереднє виявлення БПЛА здійснювалось за допомогою радіолокаційної станції. Сукупність акустичних давачів, інформація з яких подавалась на попередньо навчений алгоритм глибокого навчання, який складався з трьох MLP, використовувалась для виявлення БПЛА.

Система продемонструвала успішне вирішення задач з виявлення БПЛА у польових умовах за малої вірогідності помилкових тревіг. Вартість такої комплексної системи достатньо мала, однак дальність виявлення дронів складає усього 50 м.

Недороге обладнання, яке включало радіолокаційний, видимий та інфрачервоний канали, використовувалось у комплексній системі [141]. Для об'єднання інформації вказаних каналів використовувався фільтр Калмана, з якого інформація подавалась на класифікатор найближчого сусіда для винесення рішення. Система дозволяла відстежувати повітряні транспортні засоби на відстані до 800 м.

У системі [142] використовувався комплекс з 30 камер та 3-х мікрофонів. У оптичному і акустичному каналах використовувалися класифікатори SVM, навчені відповідно за зображеннями дронів та акустичними сигналами, які породжувались БПЛА. Система показала успішну роботу при польотах різних видів БПЛА на висотах до 100 м і на відстані до 200 м.

Кількість публікацій, у яких розглядаються методи та системи, призначені для виявлення і спостереження БПЛА на фоні різноманітних завад і різних об'єктів, постійно збільшується. Певну увагу у літературі приділяється і комплексним системам, побудованим з використанням різних фізичних сенсорів - мультисенсорним системам. Розглядаються різні методи прийому і обробки сигналів, їх подальшого інтелектуального аналізу. Однак ефективність функціонування систем з комплексною обробкою сигналів не є достатньою.

Автори багатьох публікацій не в повному обсязі усвідомлюють складність задачі виявлення та протидії БПЛА, розглядають лише окремі, часткові аспекти цієї проблематики, не володіючи відомостями про реальні можливості технічних засобів та комплексів, які існують. Разом з тим, проблема ефективного спостереження та протидії БПЛА (особливо малим БПЛА) до теперішнього часу не має задовільного вирішення, є складною, багатогранною, і потребує комплексного, системного підходу до її вирішення.

Підрозділ присвячено аналізу можливостей систем з комплексною обробкою інформації, яку отримують від кожного з каналів, що використовуються, а також розробці нових, більш ефективних, методів комплексування радіолокаційних, акустичних, оптичних та інфрачервоних інформаційних каналів комплексних систем виявлення і вимірювання координат БПЛА.

Підвищення кількості вимірювачів, що використовуються у комплексній системі, які працюють як на одних так і на різних фізичних принципах, дозволяє покращити показники якості системи [143]. Дублювання навіть однотипних вимірювачів, визначаючих одні і ті параметри (координати), приводить до структурної надмірності, що підвищує надійність системи, оскільки вихід з ладу одного з вимірювачів веде до відмови усієї комплексної системи у цілому.

Об'єднання різних вимірювачів, особливо працюючих на різних фізичних принципах (наприклад, радіолокаційних та акустичних) підвищує завадозахищеність системи, оскільки кожен з каналів піддається дії різних завад [143,145]. Створення структурної надмірності супроводжується появою інформаційної надмірності. У цьому випадку один і той же параметр вимірюється у

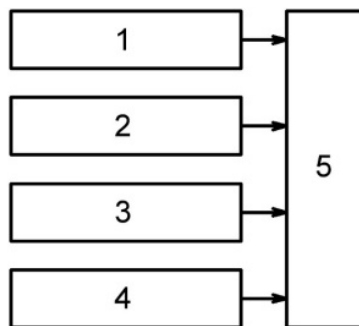
різних каналах, що забезпечує отримання більшої кількості інформації. У результаті обробки отриманої інформації стає можливим зменшити похибки результатів вимірювань та підвищити точність показників якості системи.

Таким чином, під комплексуванням каналів отримання інформації розуміється їх об'єднання у комплексну систему, яка реалізує сумісну обробку отриманої інформації і яка забезпечує підвищення основних показників якості системи — завадозахищеності, надійності, точності вимірювань, ймовірності правильного виявлення та класифікації (розпізнавання) цілей [145].

У літературі також говорять про багатомодальне об'єднання, яке забезпечує синергетичне використання інформації, отриманої з різних інформаційних каналів (модальностей). Термін «багатомодальна інтеграція/багатомодальне об'єднання» може відповідати будь-якій стадії процесу інтеграції, де присутнє сумісне використання інформації, отриманої від різних джерел. Об'єднання даних має сенс у тому випадку, коли дані, які використовуються, складають надлишкову та інформацію, яка взаємно додається [145]. Інтеграція загалом зменшує загальну невизначеність та забезпечує підвищення точності, з якою ознаки оцінюються системою. Надлишковість інформації також слугує меті підвищення надійності системи у випадку появи аномальних похибок, промахів чи збоїв у каналах. Дуже важливим є те, що додаткова інформація з декількох модальностей дозволяє використовувати ознаки, які не можна однозначно прийняти та інтерпретувати, маючи тільки інформацію від кожної модальності окремо. Також завдяки можливості реалізувати паралельну обробку даних у каналах, що використовуються, декількох модальностей забезпечують представлення більш оперативної інформації.

Узагальнена структурна схема системи комплексної обробки сигналів інформаційних каналів, які використовуються при виявленні БПЛА, наведена на рис. 2.48.

Об'єднання інформації у комплексній системі можливе на рівні сигналів, на рівні ознак і на рівні рішень.



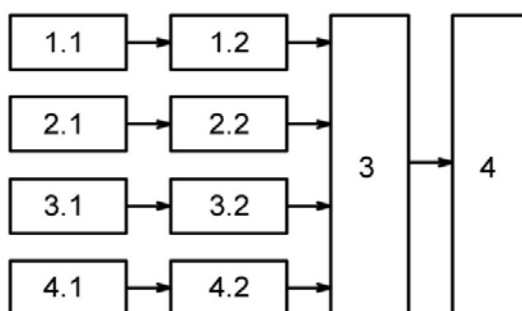
1 – радіолокаційний канал, 2 – акустичний канал, 3 – оптичний канал, 4 – інфрачервоний канал, 5 – пристрій обробки та прийняття рішення

Рисунок 2.48 – Узагальнена структурна схема системи комплексної обробки сигналів, які використовуються при виявленні БПЛА

Стратегії об'єднання даних, які отримуються з використанням різних каналів та сенсорів отримання вхідної інформації про об'єкт, що вивчається, розподіляють на три основні групи [143]:

- а) стратегії раннього об'єднання, які реалізуються на рівні сигналів;
- б) стратегії раннього об'єднання, які реалізуються на рівні ознак опису;
- в) стратегії пізнього об'єднання, які реалізуються на семантичному рівні прийняття рішень;
- г) стратегії гібридного об'єднання.

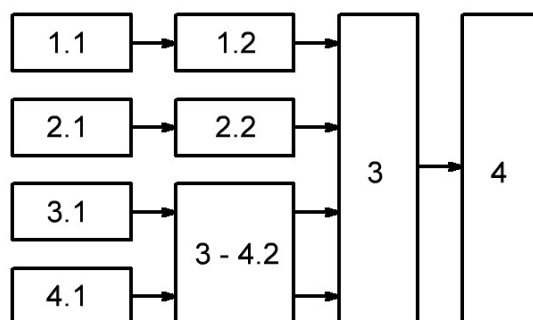
При ранньому об'єднанні інформаційні ознаки формуються з використанням сигналів, які поступають по інформаційним каналам, що використовуються, (з використанням сигналів різних модальностей). Надалі утворений вектор ознак  $\vec{P} = [p_1, \dots, p_i, \dots, p_n]$  подається у пристрій обробки-розпізнавання та прийняття рішення  $R$ . Стратегія раннього об'єднання багатомодальної інформації у комплексній системі виявлення БПЛА на рівні ознак представлена на рис.2.49.



1.1, 2.1, 3.1, 4.1 – формувачі радіолокаційного, акустичного, оптичного і інфрачервоного сигналів (зображень), 1.2, 2.2, 3.2, 4.2 – формувачі ознак, 3 – об’єднання ознак (формування вектору ознак), 4 – пристрій прийняття рішення

Рисунок 2.49 – Стратегія раннього об’єднання багатомодальної інформації на рівні ознак

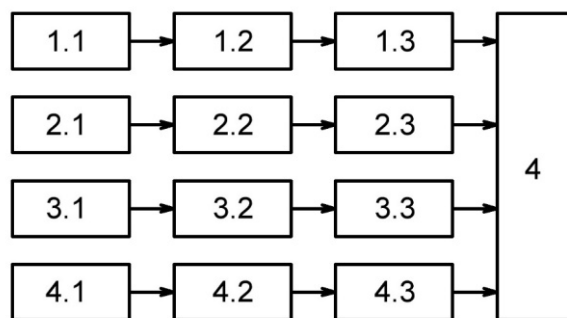
Стратегія раннього об’єднання багатомодальної інформації у комплексній системі виявлення БПЛА на рівні сигналів та ознак представлена на рис. 2.50. Тут у каналах 1 і 2 об’єднання реалізоване на рівні ознак, а у каналах 3 і 4 – на рівні фізичних сигналів (зображень).



1.1, 2.1, 3.1, 4.1 – формувачі радіолокаційного, акустичного, оптичного і інфрачервоного сигналів (зображень), 1.2, 2.2 – формувачі ознак, 3.2-4.2 – об’єднання сигналів і формування ознак, 3- об’єднання ознак (формування вектору ознак), 4 – пристрій прийняття рішення

Рисунок 2.50 – Стратегія раннього об’єднання багатомодальної інформації на рівні сигналів та ознак

У методі пізнього об'єднання каналні пристрої обробки виносять часткові рішення у інформаційних каналах, які використовуються, утворюючи вектор каналних рішень  $\vec{R}=[r_1, \dots, r_i, \dots, r_n]$  на основі відповідних каналних ознак. Отримані рішення інтегруються у вектор часткових рішень, з використанням якого формується надалі результуюче рішення  $R$  (рис. 2.51).



1.1, 2.1, 3.1, 4.1 – формувачі радіолокаційного, акустичного, оптичного і інфрачервоного сигналів (зображень), 1.2, 2.2, 3.2, 4.2 – формувачі ознак, 1.3, 2.3, 3.3, 4.3 – пристрої прийняття каналних рішень, 4 – пристрій формування підсумкового рішення

Рисунок 2.51 – Стратегія пізнього об'єднання багатомодальної інформації на рівні рішень

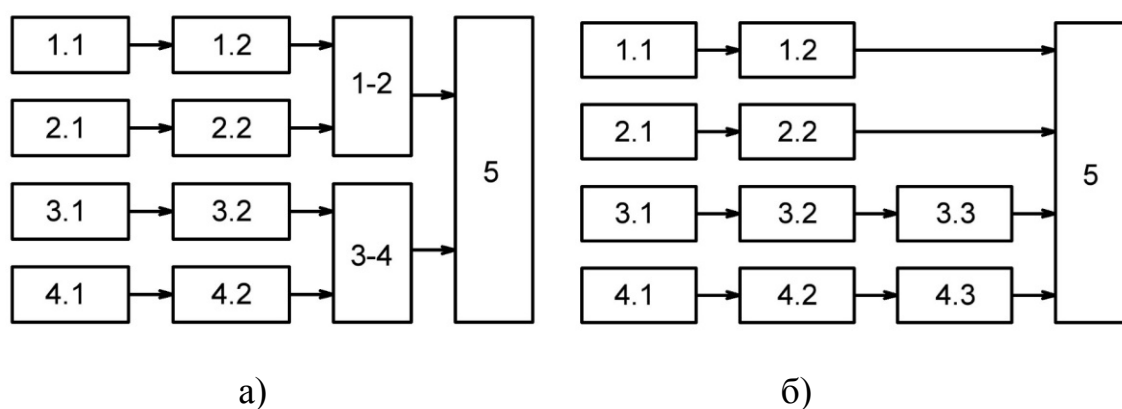
Стратегія гібридного об'єднання дозволяє забезпечувати більш гнучку комплексну обробку інформації, що надходить по каналам, які є, з наступним прийняттям підсумкового рішення. Вона може бути реалізованою у різних видах, з використанням різних схем; деякі з них представлені на рис.2.52.

Стратегія гібридного об'єднання багатомодальних сигналів інформаційних каналів комплексної системи дозволить здійснювати ефективну обробку та об'єднання інформації з урахуванням специфіки задач, які виконуються, і можливостей технічних засобів, які використовуються.

При використанні класичних підходів прийняття, винесення рішення за вхідними даними, які отримані, супроводжуються втратами значної частини інформації, яка є у вхідних даних. І надалі у процесі обробки приймає участь тільки



інформація, що перейшла у прийняте рішення ( наприклад, про виявлення) або перейшла у винесену оцінку (оцінку дальності до об'єкту) [106].



1.1, 2.1, 3.1, 4.1 – формувачі радіолокаційного, акустичного, оптичного і інфрачервоного сигналів (зображень), 1.2, 2.2, 3.2, 4.2 - формувачі ознак, 1-2, 3-4 - пристрої об'єднання ознак, 3.3, 4.3 – пристрої прийняття часткових рішень, 5 - пристрій прийняття підсумкового рішення

Рисунок 2.52 – Різні стратегії гібридного об'єднання багатомодальної інформації

Використання сучасних математичних засобів ( алгоритмів машинного навчання, нейронних мереж), а також сучасних технічних засобів ( апаратних та програмних) дозволяє більш повноцінно використовувати інформацію, яка міститься у вхідних сигналах інформаційних каналів комплексних систем, здійснюючи грамотне її об'єднання з використанням підходів, що розглянуті.

#### 2.2.1.2 Методи об'єднання багатомодальної (канальної) інформації

Методи об'єднання багатомодальної (канальної) інформації поділяються на три основні групи: методи, засновані на правилах; методи, засновані на класифікації; методи, засновані на оцінках [143].

Методи, які засновані на правилах, включають лінійне вагове об'єднання, мажоритарне правило та методи, визначені дослідником.

Методи, які засновані на класифікації, використовують методи опорних векторів, байєсовський висновок, теорію Дампстера – Шафера, динамічні байєсовські мережі, нейронні мережі, модель максимальної ентропії.

Методи, які засновані на оцінках, включають фільтр Калмана, розширений фільтр Калмана, фракційний фільтр.

Суттєве значення при об'єднанні інформації різних інформаційних каналів виграє кореляція між даними у різних каналах — кроссмодальна кореляція. Кореляція може визначатися на різних рівнях об'єднання інформації та використовуватись у випадку реалізації різних методів [143].

У той же час до уваги може прийматися не тільки кореляція між окремими модальностями, але також і їхня незалежність, що у ряді випадків дозволяє досягнути виграшу при прийнятті рішень.

Сигнали інформаційних каналів, які використовуються, звичайно поступають у різних фізичних представленнях, обробляються з використанням різних методів, записуються і фіксуються з різною швидкістю та у різних форматах. У відповідності до цього при їхній сумісній обробці та прийнятті рішень з'являється необхідність у їхній синхронізації.

У випадку синхронізації на рівні ознак відбувається об'єднання ознак, сформованих у різних інформаційних каналах, які отримані впродовж деякого часу аналізу від різнорідних, але пов'язаних та корельованих між собою модальностей. Синхронізація на рівні прийняття рішень також потребує формування часових міток, які будуть супроводжувати події, які відбуваються, та рішення, які приймаються.

#### 2.2.1.3 Методи об'єднання каналної інформації при використанні нейронних мереж

Методи об'єднання каналної інформації при використанні нейронних мереж мають ряд особливостей. Зокрема, об'єднання інформаційних каналів тут

здійснюється не на рівні ознак, що формуються в уніполярних концептах, а шляхом об'єднання у мультимодальне семантичне представлення (мультимодальну функцію) [143].

Результати уніполярного аналізу при використанні нейронних мереж (НМ) та раннього об'єднання зливаються до того, як відповідні каналні представлення вивчені та сформовані відповідні ознаки. При використанні пізнього зливання здійснюється вивчення каналної інформації за допомогою НМ, при якій отримані оцінки унімодальних функцій утворюють вектор оцінок мультимодальних функцій, які являються вхідними даними для системи машинного навчання.

У теперішній час сформульовані основні технічні задачі, які з'являються при мультиспектральному об'єднанні зображень, відео і звуку [144]. Це представлення, трансформація, вирівнювання, зливання і сумісне навчання. Представлення визначає собою метод, який направлений на об'єднання унімодальних сигналів у загальний простір представлень. Трансформація – зміна форми даних, які представляються. У процесі вирівнювання визначаються існуючі зв'язки між елементами різних модальностей. Зливання – об'єднання інформації декількох джерел, сумісне навчання – етап, на якому знання витягуються з існуючих модальностей.

#### 2.2.1.4 Комплексування інформаційних каналів з позицій статистичної теорії радіосистем

С позицій статистичної теорії радіосистем є два основних підходи до комплексування інформаційних засобів [106,135,153]. У відповідності з першим з них задача комплексування вирішується на етапі первинної обробки, у відповідності до другого — на етапі вторинної обробки інформації (на етапі об'єднання рішень).

Вторинною прийнято називати обробку, яка здійснюється, використовуючи результати винесених оцінок та рішень після відповідної обробки вхідних сигналів, що поступають (фільтрації, детектування). При вторинній обробці вирішується задача виявлення и згладжування, наприклад, траєкторій літальних апаратів і таке

інше. У процесі третичної обробки за допомогою математичних методів здійснюється уточнення та доповнення отриманої інформації, досягається підвищення повноти даних і стійкості супроводу цілей, а також здійснюється оптимізація роботи угруповання радіолокаційних засобів з метою отримання радіолокаційної інформації (РЛІ) максимальної якості при мінімальній витраті ресурсів, з урахуванням обстановки і засобів, які є у наявності.

Вхідною для третичної обробки є інформація про траси цілей, отриманих у результаті вторинної обробки від різних радіолокаційних станцій (РЛС), координати джерел РЛІ та їхні характеристики. Вихід третичної інформації — траси цілей, отримані з урахуванням передачі цілі від однієї РЛС до другої, показники точності різних джерел і таке інше.

При першому підході до комплексування у рамках статистичної теорії радіосистем за результатами спостереження векторного процесу, компоненти якого представляють собою вхідні сигнали інформаційних каналів, здійснюється оптимальний синтез пристроїв первинної обробки сигналів у кожному каналі, а також об'єднання інформації, яка отримується у кожному каналі [106,135]. Такий підхід дозволяє синтезувати оптимальну (відповідно до вибраного критерія якості) комплексну систему обробки інформації (КСОІ), яка забезпечує отримання максимальної кількості інформації з векторного процесу, що спостерігається на входах інформаційних каналів.

При другому підході компоненти векторного процесу, який спостерігається, будуть представляти собою вихідні пристрої первинної обробки сигналів. Це будуть прийняті рішення про виявлення, результати оцінювання координат об'єкту і таке інше. У цьому випадку компоненти векторного процесу, що спостерігаються, будуть представляти собою вихідні дані пристроїв первинної обробки сигналів. Це будуть прийняті рішення про виявлення, результати оцінювання координат об'єкта і таке інше. У цьому випадку здійснюється синтез комплексної системи вторинної обробки інформації (КСВОІ).

Оскільки синтез КСВОІ здійснюється при обмеженнях, що існують, на структуру та параметри пристроїв первинної обробки, які задані та фактично

реалізовані, то якість отриманої інформації на виході КСВОІ може виявитися більш низькою, у порівнянні з якістю вихідних результатів КСОІ. Зниження якості обумовлене прийнятими обмеженнями на структуру системи.

Не дивлячись на деякий програш КСВОІ у порівнянні з КСОІ використання оптимізації на етапі вторинної обробки (етапі рішень) у багатьох випадках виявляється доцільним на практиці, оскільки спирається на використання того обладнання (пристроїв первинної обробки сигналів), яке є у наявності розробника та використовується ним для побудови відповідних інформаційних каналів.

Математичні методи статистичної теорії радіосистем дозволяють здійснити оптимальний синтез комплексних систем виявлення і вимірювання параметрів БПЛА при використанні різних інформаційних каналів та технічних засобів.

#### 2.2.1.5 Комплексування засобів для виявлення

Синтезована оптимальна комплексна система обробки — КСОІ може виявитися складною, особливо у тому випадку, коли використовуються просторово-рознесені вимірювачі. У цьому випадку при реалізації КСОІ необхідно використовувати широкосмугові канали зв'язку з достатньо високою пропускнуою спроможністю. Система стає набагато більш простою для реалізації на практиці, коли здійснюється комплексування на етапі вторинної обробки [135].

У такому випадку у кожному з каналів задача виявлення БПЛА вирішується незалежно один від одного. Наступне комплексування здійснюється у результаті сумісної обробки вихідних даних виявлювачів каналів, тобто їх рішень про наявність або відсутність об'єкта. На етапі вторинної обробки оптимізація комплексної обробки заснована на використанні критерія відношення правдоподібності, при формуванні якого використовуються отримані раніш часткові рішення каналних виявлювачів.

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

Виявлювач  $i$ -того каналу реалізує деяку вирішальну функцію  $\mathcal{G}_i(\cdot)$  у результаті аналізу на проміжку часу  $[0, T]$  вхідного сигналу  $y_i(t)$  або зображення і виносить рішення  $\gamma_i(y_i(t))=1$  про наявність корисного сигналу або рішення  $\gamma_i(y_i(t))=0$  про його відсутність, з вірогідністю відповідно правильного виявлення  $D_i$  та помилкової тривоги  $F_i$ .

На виходах каналних виявлювачів формується випадковий вектор рішень  $\gamma_1, \dots, \gamma_n$ , компоненти якого приймають значення 0 або 1 з вірогідностями

$$\begin{aligned} P(\gamma_i = 1 | \theta = 0) &= F_i, & P(\gamma_i = 0 | \theta = 0) &= 1 - F_i \\ P(\gamma_i = 1 | \theta = 1) &= D_i, & P(\gamma_i = 0 | \theta = 1) &= 1 - D_i. \end{aligned}$$

У відповідності до критеріїв відношення правдоподібності при використанні вхідних сигналів  $\gamma_1, \dots, \gamma_n$  формується підсумкове рішення  $R_1$  про наявність корисного сигналу або  $R_0$  про його відсутність

$$\Lambda_n = \frac{P(\gamma_1, \dots, \gamma_n | \theta = 1)}{P(\gamma_1, \dots, \gamma_n | \theta = 0)} \underset{\Delta}{>} H_n. \quad (2.9)$$

Приймаючи до уваги статистичну незалежність каналних спостережень  $\gamma_i$ , відношення (2.9) запишемо у вигляді

$$\sum_{i=1}^n \gamma_i \ln \left[ \frac{D_i(1-F_i)}{F_i(1-D_i)} \right] \underset{\Delta}{>} H_n. \quad (2.10)$$

Отриманий вираз визначає алгоритм оптимального комплексування каналних виявлювачів на етапі вторинної обробки. У відповідності до (2.10) обробка полягає у підсумовуванні рішень виявлювачів  $\gamma_i=1$ , винесених у каналах, з каналними вагами

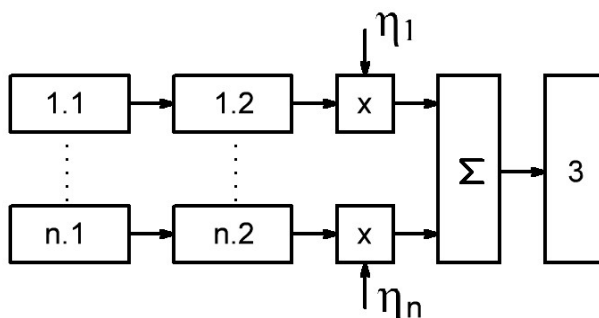
$$\eta_i = \ln [D_i(1-F_i) / F_i(1-D_i)].$$

У тому випадку, якщо значення ймовірностей правильного виявлення та помилкової тривоги каналних виявлювачів будуть дорівнювати  $D_i = D$ ,  $F_i = F$ ,  $i = 1, \dots, n$ , то вагові коефіцієнти каналів приймають однакові значення  $\eta_i = \eta$ . Поріг виявлення  $H_n$  слід вибирати у відповідності до критерію Неймана — Пірсона, виходячи з вірогідності помилкової тривоги  $F_n$  для комплексної системи у цілому.

При розрахунку характеристик виявлення КСВОІ (значень  $D_n$  та  $F_n$ ) слід приймати до уваги відношення

$$D_n = \sum_{m=h}^l C_l^m D^m (1-D)^{l-m}, \quad F_n \leq \sum_{m=h}^l C_l^m F^m (1-F)^{l-m}. \quad (2.11)$$

Структурна схема об'єднання рішень каналних виявлювачів у багатоканальній системі виявлення БПЛА наведена на рис. 2.53.



1.1, n.1 – формувачі сигналів інформаційних каналів, 1.2, n.2 – виявлювачі у каналах, 3 – вирішувальний пристрій

Рисунок 2.53 – Структурна схема об'єднання рішень комплексної системи виявлення БПЛА

Таким чином, математичні методи статистичної теорії радіосистем дозволяють здійснити оптимальний синтез комплексних систем виявлення і вимірювання параметрів БПЛА, а також оптимізацію алгоритмів обробки багатомодальних

сигналів при використанні різних інформаційних каналів та технічних засобів як на етапі первинної, так і на етапі вторинної обробки інформації.

## 2.2.2 Комплексна обробка сигналів інтегрованої системи спостереження безпілотних літальних апаратів з використанням цілевказування

### 2.2.2.1 Постановка задачі комплексної обробки з використанням цілевказування

В даний час при наявності декількох інформаційних каналів в комплексній системі виявлення БПЛА спочатку відбувається канална обробка сигналів, приймаються деякі досить прості рішення, які не потребують тривалої вибірки, значної інформативності вхідних сигналів, тривалого часу аналізу та значних обчислювальних ресурсів. Наприклад, спочатку приймається рішення про енергетичне виявлення цілей в каналі. Далі отримані вхідні сигнали та витягнута з них інформація, а також новоприйняті на вхід сигнали використовуються при подальшій обробці та прийнятті більш складних рішень.

У той же час, отриману попередню інформацію про виявлені з енергетичного критерію цілях, серед яких будуть присутні як БПЛА, так і птиці й інші об'єкти, доцільно використовувати далі для цілевказування іншим інформаційним каналам інтегрованої системи. Це дозволить полегшити та прискорити процес знаходження ними вже виявлених раніше іншим каналом цілей, а інформацію та сигнал найбільш «далекозорого» каналу слід використовувати спільно з інформацією сигналів інших каналів при прийнятті більш складних і обґрунтованих рішень (наприклад, про виявлення, розпізнавання, класифікацію цілей і т.д.).

Під цілевказування будемо розуміти інформаційне повідомлення про просторові координати, вектор руху і інші характеристики БПЛА, передане від одного каналу комплексної системи виявлення БПЛА іншому інформаційному каналу, з метою швидшого виявлення об'єкта останнім. «Енергетичним» будемо



називати процес виявлення об'єктів, що виконується без урахування інформаційних властивостей, що відокремлюють БПЛА від інших об'єктів, що знаходяться в зоні огляду.

Зауважимо, що цифрові методи обробки сигналів дозволяють зберігати вхідні вибірки, які використовувалися при прийнятті рішень на ранній стадії обробки – при формуванні попередніх рішень, а також витягнути раніше з сигналів інформацію у вигляді деяких рішень (про виявлені цілі, результати вимірювання їх координат), і використовувати все це при прийнятті більш складних рішень на наступних етапах обробки.

Розглянемо інформаційні можливості кожного з методів і відповідних засобів, що входять до складу комплексної системи виявлення, вимірювання координат і параметрів руху БПЛА.

Радіолокаційний метод має досить хороші пошукові можливості, значну дальність дії, забезпечує вимір просторових координат (дальності та кутових координат), траєкторії переміщення об'єкта й оцінку мікродоплеровської сигнатури, у вигляді набору інформаційних параметрів, що характеризують особливості конструкції планера, двигуна і т.д. [73,106,119,135,136,154].

Оптичний і інфрачервоний методи мають непогані, але більш скромні, ніж радіолокаційний метод, пошукові можливості, забезпечують вимір пеленга, дальності, траєкторії та вектору швидкості руху (за сукупністю оцінок координат цілей), дозволяють формувати «портрети» об'єктів в оптичному й інфрачервоному діапазонах, що використовуються при рішенні завдання виявлення-розпізнавання [122,123,129,131].

Акустичний метод має порівняно невисоку дальність дії, але досить хороші пошукові можливості, забезпечує вимір пеленга в двох площинах, в принципі дозволяє визначати просторове розташування об'єкта тріангуляційним методом (але реалізація цих можливостей на практиці представляється важко реалізованою), дозволяє формувати частотний портрет об'єкта, який використовується далі в процесі виконання завдання виявлення-розпізнавання [54,72,98,120,121,124,126].

При наявності сукупності взаємопов'язаних методів і засобів обробки сигналів БПЛА, в умовах дефіциту часу і ресурсів, обробка повинна будуватися таким чином, що спочатку використовуються методи, які мають кращі пошукові можливості, потім послідовно підключаються інші методи відповідно до їх пошукових, енергетичних та інформаційних можливостей.

Частина цілей може бути відбракована ще на етапі послідовного підключення можливостей комплексної системи. У міру наближення об'єкта включаються все більші інформаційні можливості та відповідні алгоритми, і більш складні ситуації (зокрема по розпізнаванню та відділенню БПЛА від птахів і інших об'єктів) обробляються і приймаються рішення з заданими показниками якості тоді, коли інтегральна інформативність комплексного (векторного) сигналу забезпечує таку можливість.

Таким чином забезпечується послідовне підключення наявних в комплексній системі інформаційних ресурсів з урахуванням наявності у відповідних методів пошукових можливостей.

Слід зазначити, що в кожному каналі спочатку відбувається енергетичне виявлення об'єкта (виявлення об'єкта на фоні шумів і перешкод), а потім або в одному каналі, або за інформацією, одержуваної з декількох каналів, відбувається інформаційне виявлення БПЛА (розпізнавання його на фоні подібних до нього за деякими ознаками об'єктів), далі здійснюється розділення, оцінка параметрів, формування траєкторій і т.д. На кожному із зазначених етапів рішення може прийматися за сигналами одного, або декількох каналів.

Комплексування різних каналів, методів і засобів, що застосовуються при виявленні БПЛА в інтегрованій системі відбувається за такими основними напрямками: з метою послідовного накопичення та підвищення якості та обсягу одержуваної від об'єкта (об'єктів) інформації в силу природного просторового ешелонування наявних засобів виявлення та спостереження, а також з метою підвищення якості наявних рішень або рішень, що формуються, про виявлення, розпізнавання, розділення, оцінку координат і параметрів руху об'єкта.

### 2.2.2.2 Просторове ешелонування інформаційних каналів

Розглянемо більш детально енергетичні та пошукові можливості методів і засобів, що входять до складу комплексної системи виявлення БПЛА, з метою організації доцільної комплексної обробки сигналів з урахуванням природного просторового ешелонування.

Можливості різних засобів виявлення, розпізнавання та супроводження малих БПЛА наведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Можливості різних типів засобів розвідки при вирішенні задач ідентифікації та супроводу малих БПЛА [146, 147]

| Характеристика                                                 | Радіо            |                           | Оптичні                         |                           |                | Акустичні                 |
|----------------------------------------------------------------|------------------|---------------------------|---------------------------------|---------------------------|----------------|---------------------------|
|                                                                | Засоби РЛР (РЛС) | Засоби РРТР               | Засоби ОЕР у видимому діапазоні | Засоби ОЕР в ІЧ діапазоні | Лазерні засоби | Засоби АР                 |
| Виявлення в денний час                                         | +                | +                         | +                               | –                         | +              | +                         |
| Виявлення в нічний час                                         | +                | +                         | –                               | +                         | +              | +                         |
| Виявлення в умовах природних перешкод                          | +                | +                         | +                               | +                         | +              | +                         |
| Виявлення БПЛА серед природних об'єктів (перш за все – птахів) | –                | +                         | –                               | –                         | –              | ±                         |
| Виявлення в складних погодних умовах                           | ±                | +                         | –                               | –                         | –              | –                         |
| Ідентифікація БПЛА                                             | –                | +                         | ±                               | ±                         | –              | +                         |
| Селекція одиночних та групових цілей                           | +                | +(по різних каналах)      | +                               | +                         | +              | +(для БПЛА різних типів)  |
| Супровід і формування траєкторії                               | +                | +(для багатопоз. системи) | +                               | +                         | +              | +(для багатопоз. системи) |
| Дальність дії                                                  | висока           | висока                    | середня                         | середня                   | середня        | низька                    |

Радіолокаційною енергетичною характеристикою БПЛА є ефективна площа розсіювання, яка має одиниці вимірювання  $\text{м}^2$ , і залежить від розмірів об'єкта, його форми, матеріалу, з якого він виготовлений, довжини хвилі та поляризації падаючого поля. При вирішенні задач розпізнавання і класифікації БПЛА користуються сигнатурою (або мікродоплеровською сигнатурою), яка представляє собою, по суті, радіолокаційний портрет об'єкта. Сигнатура визначається кінематичними властивостями цілі, а також модуляцією зондуючого сигналу при розсіянні рухомими елементами об'єкта – гвинтами, лопатками турбореактивного двигуна і т.д., геометричними та фізичними особливостями цілі.

В [147] наведені результати виконаних розрахунків дальності виявлення БПЛА, що мають різні характеристики. Результати отримані для РЛС з довжиною хвилі 3 см. У розрахунках використовувалися такі характеристики БПЛА: маса апаратів  $m$  змінювалася в діапазоні від 5 до 200 кг, а ЕПР  $\sigma$  в діапазоні  $0,05\text{-}5 \text{ м}^2$ .

Як видно з рис. 1, на висоті 3 км дальність виявлення БПЛА з  $m=200$  кг ( $\sigma=5 \text{ м}^2$ ) становила 11,8 км, а для БПЛА з  $m=5$  кг ( $\sigma=0,05 \text{ м}^2$ ) – 2,1 км. На висоті 2 км: при  $m=200$  кг ( $\sigma=5 \text{ м}^2$ ) дальність становила 10,6 км, при  $m=5$  кг ( $\sigma=0,05 \text{ м}^2$ ) – 2 км. На висоті 0,5 км при  $m=200$  кг ( $\sigma=5 \text{ м}^2$ ) дальність виявлення – 6 км, при  $m=5$  кг ( $\sigma=0,05 \text{ м}^2$ ) – 1,1 км.

Таким чином, зменшення масогабаритних характеристик БПЛА супроводжується істотним зменшенням дальності їх виявлення. У разі використання радіопрозорих (композиційних) матеріалів у конструкції літальних апаратів процес їх виявлення та спостереження з використанням радіолокаційних засобів ускладняється ще більше.

Методи та технічні засоби оптичного виявлення і спостереження БПЛА (методи і засоби оптико-електронної розвідки - ОЕР), що працюють у видимому діапазоні хвиль, забезпечують досить хороші характеристики по виявленню БПЛА, в тому числі малорозмірних і малошвидкісних. У той же час, ефективність оптичного спостереження літальних апаратів залежить в значній мірі від стану атмосфери, наявних погодних умов і часу доби.

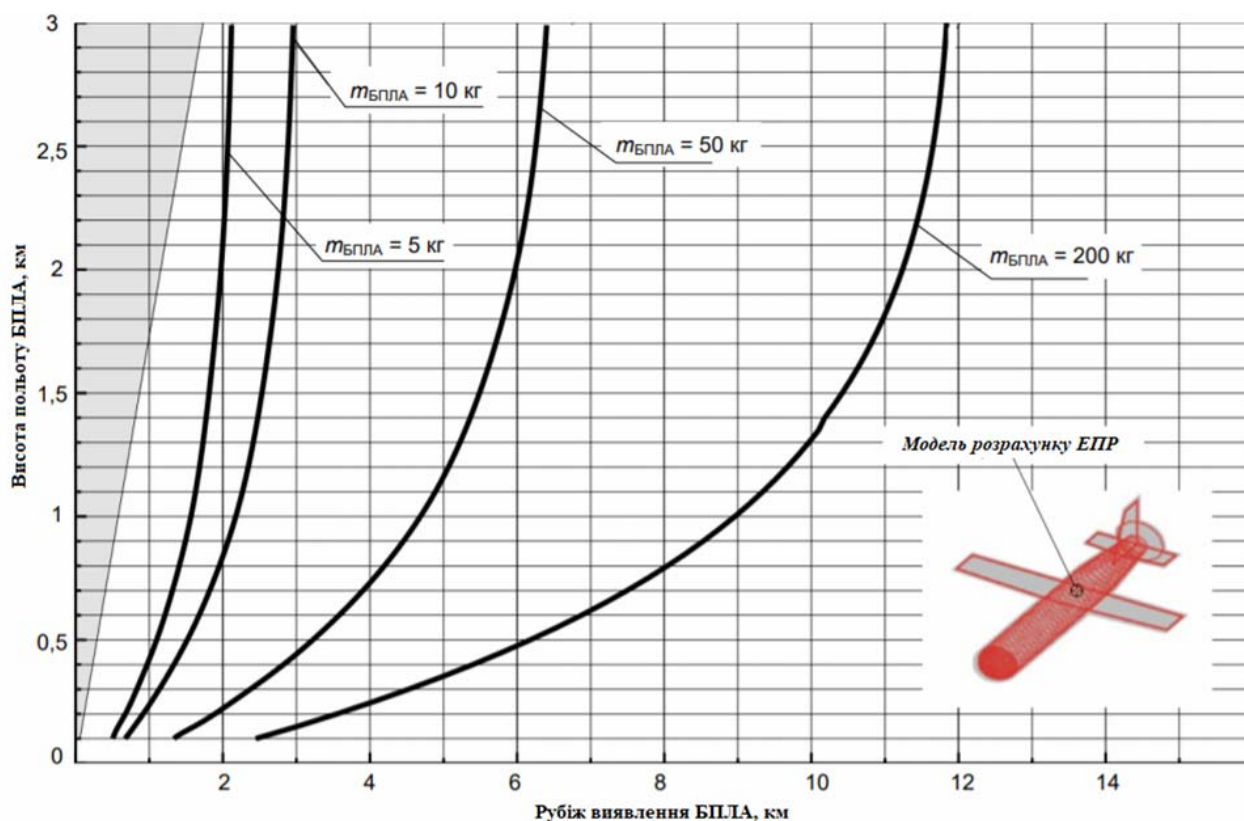


Рисунок 2.54 – Дальності виявлення БПЛА, що мають різні характеристики, РЛС з довжиною хвилі  $\lambda=3$  см [147]

Спостереження БПЛА засобами ОЕР стає можливим при забезпеченні формування проекції його візуального вигляду на площину приймальної сигнальної матриці. З цією метою використовуються різні способи підвищення контрастності та відновлення пропущених елементів візуального графічного образу об'єкта, що спостерігається. Для цього може бути використано комплексування зображень, одержуваних у різних діапазонах електромагнітного спектра [129].

Збільшення дальності спостереження БПЛА засобами ОЕР забезпечується шляхом зменшення поля зору, зони огляду та збільшення часу пошуку. У цьому сенсі засоби ОЕР БПЛА в видимому діапазоні спектра не володіють значними пошуковими можливостями та їм потрібні зовнішні цілевказівки, щоб реалізувати їх можливості зі спостереження та супроводу БПЛА.

Особливості процесу спостереження БПЛА в видимому діапазоні спектра в порівнянні з пілотованими літальними апаратами обумовлені незначною контрастністю їх щодо спостережуваного фону, порівняно невеликими габаритами,

відсутністю на БПЛА світлових маяків, меншою площею відображення, відсутністю (або зменшеним розміром) факела двигуна [139]. Критерії виявлення та розпізнавання БПЛА технічними засобами оптичного спостереження сформульовані в [151].

На рис. 2.55 представлені дальності виявлення БПЛА засобами ОЕР, наведені в [147]. Дані отримані розрахунковим шляхом для БПЛА з різними масогабаритними характеристиками при використанні об'єктиву, що має кут поля зору  $20^0$  і фокусну відстань  $f=230$  мм. Розрахунок проводився при коефіцієнті розсіювання атмосфери в видимій області спектра  $\gamma \leq 0,0392$ , що відповідає метеорологічній дальності видимості не менше 100 км.

З наведеними на рис. 2.55 результатами непогано співвідноситься інформація про дальність виявлення БПЛА, отримана розрахунковим шляхом в [150]. Для нано, мікро БПЛА дальність виявлення оптичними засобами складає 300-500 м; а для середніх БПЛА (типу «Тахіон», «Орлан») дальність знаходиться в діапазоні 500-5000 м в залежності від різних умов.

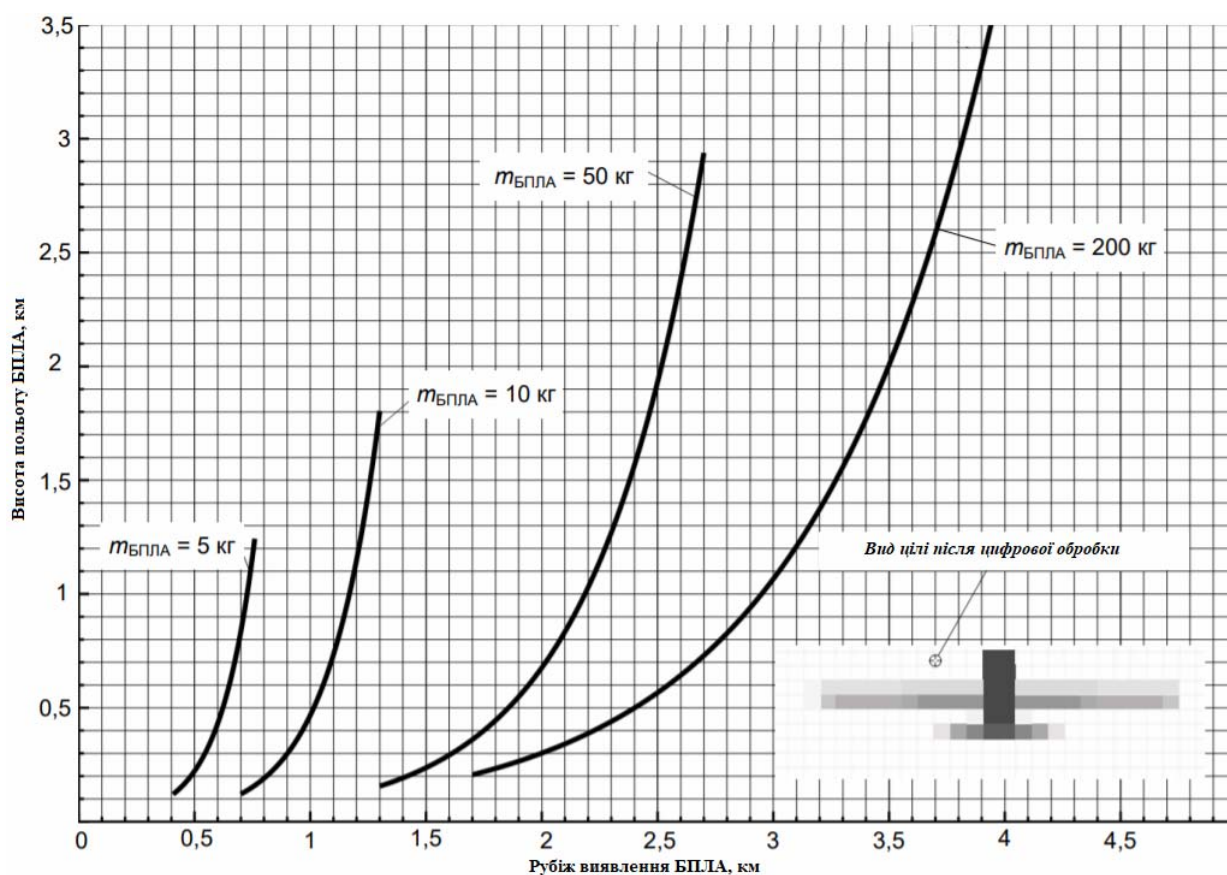


Рисунок 2.55 – Дальності виявлення БПЛА оптичними засобами

Результати полігонних випробувань [148, 152] показують, що середня дальність оптичного спостереження БПЛА наявними засобами ОЕР при спостереженні польоту БПЛА з бічних ракурсів становить 150-700 м, а спереду - 100-400 м. Експерименти полігонних випробувань показали, що при польоті малих БПЛА на висотах 300-1000 м їх оптичне (візуальне) виявлення представляється досить складним [148, 152].

Використання засобів оптичного збільшення, використовуваних у даний час в якості дублер-прицілів в російських зенітно-ракетних і зенітно-артилерійських комплексах, забезпечує збільшення дальності виявлення БПЛА в 4,5-14 разів [148]: при використанні 4,5-кратного збільшення – до 2,2 км; при використанні 14-кратного – до 6,7 км.

У той же час очевидно, що при використанні оптичного збільшення погіршуються пошукові можливості засобів ОЕР внаслідок зменшення області простору, що оглядається простору [148].

В реальних умовах прозорість атмосфери буде меншою, ніж та, що закладена в розрахунках, що, отже, призведе до зменшення дальності спостереження БПЛА, а при наявності в атмосфері опадів, туману, пилу оптичний метод спостереження стає практично неефективним [147].

Додатковим засобом виявлення БПЛА є засоби ОЕР, що працюють в ІЧ-діапазоні, які найбільш ефективні в нічний час.

В літературі відсутні дані про дальність виявлення БПЛА з використанням тепловізійних камер в різних умовах, проте наголошується, що дальність такого методу в цілому не перевищує дальності спостереження БПЛА в видимому діапазоні електромагнітних хвиль.

Використання та прийом акустичних хвиль, випромінюваних БПЛА в процесі польоту, дозволяє підвищити достовірність виявлення БПЛА в умовах, коли «традиційні» засоби – оптичні та радіолокаційні, не можуть забезпечити необхідних якісних показників його виявлення.

Застосування засобів акустичної розвідки (АР) дозволяє [153] здійснювати виявлення об'єкта, визначати пеленг на БПЛА; визначати клас (тип) БПЛА.

Засоби АР є пасивними за принципом дії, мають наступні особливості та переваги [153]:

- забезпечують скритність функціонування системи виявлення та можливість роботи в умовах інтенсивної радіоелектронної протидії;
- забезпечують досить надійне автоматичне виявлення малошвидкісних маловисотних БПЛА в умовах поганої оптичної видимості, при складних погодних умовах, в умовах складних рельєфів місцевості, при наявності забудови та в приміщеннях;
- мають малі габарити, низьке енергоспоживання та більш високі показники за критерієм «ефективність – вартість» (в порівнянні з радіолокаційними та оптико-електронними засобами).

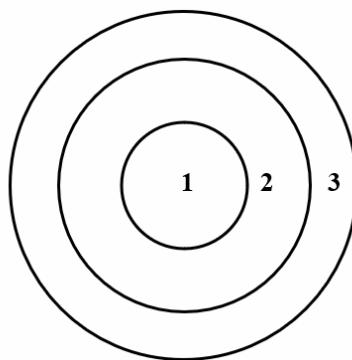
Акустичні системи знайшли застосування в системах охорони територій та об'єктів, в прикордонних структурах і непогано показали себе при виявленні поодиноких БПЛА в відносно незашумлених умовах [147].

Основні недоліки акустичних систем, які обмежують можливості їх застосування при виявленні БПЛА, такі [147]: порівняно невисока точність оцінки координат БПЛА (в тому числі внаслідок рефракції поширення акустичних хвиль в атмосфері); невеликі дальності виявлення БПЛА: до 1 км по висоті і до 1,5-2 км по дальності.

В [150] наведено такі значення дальності виявлення БПЛА різних типів засобами АР: БПЛА з поршнеvim двигуном – до 2 км; вертолітний БПЛА з електричним двигуном – 200-300 м; планерний БПЛА з електричним двигуном – 100-200 м.

Таким чином, найкращими пошуковими можливостями володіє радіолокаційний метод, далі йдуть у напрямку убування оптичний (інфрачервоний) і акустичний методи. Зони спостереження різних методів і засобів в комплексній системі графічно можуть бути представлені таким чином (рис. 2.56).





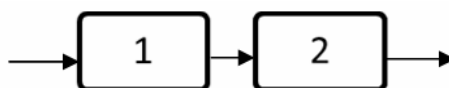
1 – акустичний канал; 2 – оптичний канал; 3 – радіолокаційний канал

Рисунок 2.56 – Графічне представлення зон виявлення каналів комплексної системи виявлення БПЛА

### 2.2.2.3 Методи комплексної обробки сигналів з використанням цілевказування

Одним із завдань РЛС комплексної інтегрованої системи спостереження БПЛА є видача координат і параметрів руху цілей на рубежі цілевказівки з точністю, що дозволяє засобам ОЕР зробити за даними цілевказівки, отриманим від РЛС, енергетичне виявлення аналізованої цілі без додаткового пошуку (допошуку), або, принаймні, обмежити зону допошуку до прийнятних просторових об'ємів. Таким чином відбувається «зав'язування» процесу обробки інформації по кожній радіолокаційній цілі, виявленій РЛС, який включає всі існуючі апаратні, обчислювальні та інтелектуальні ресурси в міру наближення цілі до охоронюваного об'єкту, дозволяючи робити все більш «тонку» обробку вхідних сигналів, що надходять на вхід комплексної системи, і витягуючи з них все більшу кількість інформації. У свою чергу ціль, у міру наближення до об'єкту, що охороняється, надає, забезпечує можливість для отримання все більшої кількості інформації, як би витягуючись в невидиму «інформаційну павутину».

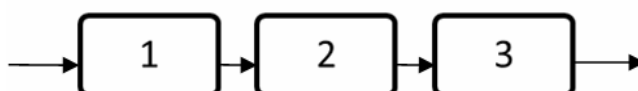
Послідовне вирішення завдань виявлення та розпізнавання в комплексній інтегрованій системі спостереження БПЛА в міру наближення цілі до охоронюваного об'єкту відображено на рис. 2.57.



а)

1 – енергетичне виявлення в радіолокаційному каналі;

2 – розпізнавання в радіолокаційному каналі

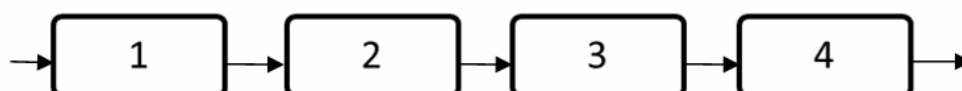


б)

1 – енергетичне виявлення в радіолокаційному каналі;

2 – енергетичне виявлення в оптичному каналі;

3 – спільне розпізнавання за даними радіолокаційного та оптичного каналів



в)

1 – енергетичне виявлення в радіолокаційному каналі;

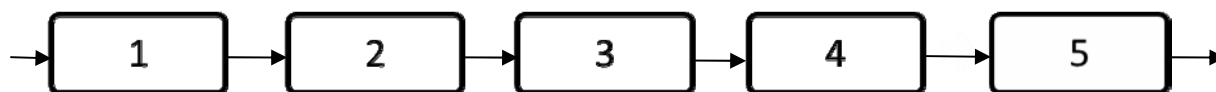
2 – енергетичне виявлення в оптичному каналі;

3 – енергетичне виявлення в інфрачервоному каналі;

4 – спільне розпізнавання за даними радіолокаційного, оптичного та інфрачервоного каналів

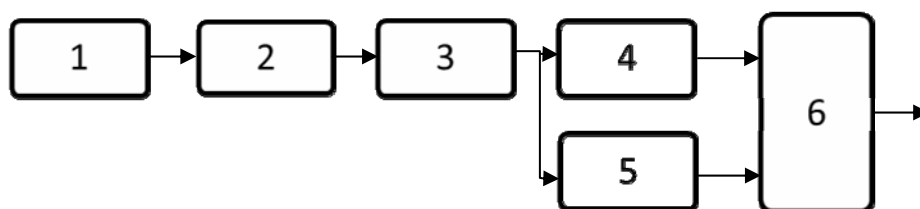
Рисунок 2.57 – Послідовність рішення завдань виявлення і розпізнавання комплексною системою спостереження БПЛА: а) в радіолокаційному каналі; б) в радіолокаційному та оптичному каналах; в) в радіолокаційному, оптичному та інфрачервоному каналах

Послідовне виконання завдань виявлення, оцінки координат, цілевказівки та розпізнавання в міру наближення цілі в комплексній системі спостереження БПЛА представлені на рис. 2.58.



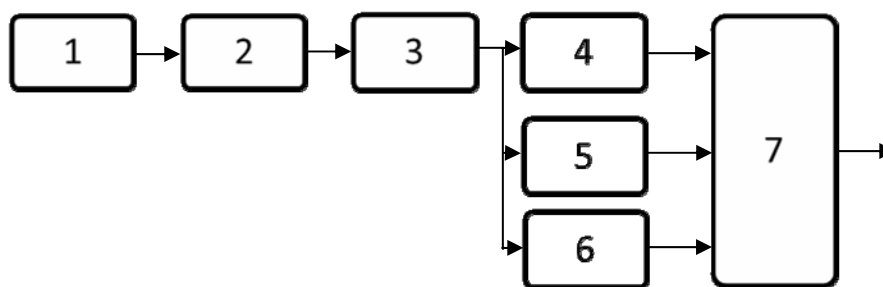
а)

1 – енергетичне виявлення в радіолокаційному каналі; 2 – оцінка координат в радіолокаційному каналі; 3 – формування цілевказівки; 4 – енергетичне виявлення в оптичному каналі; 5 – спільне розпізнавання за даними радіолокаційного та оптичного каналів



б)

1 – енергетичне виявлення в радіолокаційному каналі; 2 – оцінка координат в радіолокаційному каналі; 3 – формування цілевказівки; 4 – енергетичне виявлення в оптичному каналі; 5 – енергетичне виявлення в інфрачервоному каналі; 6 – спільне розпізнавання за даними радіолокаційного, оптичного та інфрачервоного каналів



в)

1 – енергетичне виявлення в радіолокаційному каналі; 2 – оцінка координат в радіолокаційному каналі; 3 – формування цілевказівки; 4 – енергетичне виявлення в оптичному каналі; 5 – енергетичне виявлення в інфрачервоному каналі; 6 – енергетичне виявлення в акустичному каналі; 7 – спільне розпізнавання за даними радіолокаційного, оптичного, акустичного та інфрачервоного каналів

Рисунок 2.58 – Послідовність виконання завдань виявлення, оцінки координат, цілевказування та розпізнавання комплексною системою спостереження БПЛА:

а) в радіолокаційному та оптичному каналах; б) в радіолокаційному, оптичному та інфрачервоному каналах; в) в радіолокаційному, оптичному, інфрачервоному та акустичному каналах

Згідно з поданими алгоритмами (рис. 2.57, рис. 2.58) реалізується комплексування каналів отримання інформації шляхом їх об'єднання в комплексну систему, що виконує спільну обробку отриманої інформації та забезпечує підвищення основних показників якості системи – перешкодозахищеності, надійності, точності вимірювань, ймовірності правильного виявлення та класифікації (розпізнавання) цілей [129,134].

Багатомодальна інтеграція або багатомодальне об'єднання в кінцевому підсумку зменшує загальну невизначеність і забезпечує підвищення точності, з якою ознаки оцінюються системою. В цьому випадку реалізується наявність в сигналах каналів надлишкової та взаємно доповнюваної інформації, надмірність інформації також надає можливість підвищення надійності системи в разі появи аномальних помилок, промахів або збоїв в каналах. Дуже важливим є те, що додаткова інформація з кількох модальностей дозволяє використовувати ознаки, які неможливо однозначно сприйняти та інтерпретувати, маючи лише інформацію від кожної модальності окремо. Також завдяки можливості реалізувати паралельну обробку даних у використовуваних каналах кілька модальностей забезпечують надання більш оперативної інформації. Подібне рішення (виявлення, розпізнавання), в принципі, можливо отримати й при використанні одного або меншої кількості інформаційних каналів, але для цього буде потрібно більше часу для накопичення інформації.

Об'єднання інформації в комплексній системі, що реалізовується відповідно до алгоритмів (рис. 2.57, рис. 2.58) можливо на рівні сигналів, на рівні ознак і на рівні рішень [134,143]. При цьому можуть бути реалізовані наступні стратегії об'єднання даних:

- а) стратегії раннього об'єднання, що реалізуються на рівні сигналів;
- б) стратегії раннього об'єднання, що реалізуються на рівні ознак опису;
- в) стратегії пізнього об'єднання, що реалізуються на семантичному рівні прийняття рішення;
- г) стратегії гібридного об'єднання.

Використання різних видів стратегії об'єднання, зокрема стратегії гібридного об'єднання багатомодальних сигналів інформаційних каналів комплексної інтегрованої системи, дозволяє виробляти ефективну обробку та об'єднання інформації з урахуванням специфіки розв'язуваних даною системою завдань і можливостей наявних в каналах технічних засобів.

В даний час відкриваються значні можливості для об'єднання каналної інформації в інтегрованих системах при використанні нейронних мережових технологій. Дані методи мають ряд особливостей. Зокрема, об'єднання інформаційних каналів в цьому випадку здійснюється не на рівні ознак, що формуються в окремих концептах, а шляхом об'єднання наявної часткової інформації в єдине мультимодальне семантичне уявлення (мультимодальну функцію) [145].

Сигнали та результати уніполярного аналізу в каналах при використанні нейронних мереж (НС) і раннього об'єднання зливаються до того, як відповідні каналні уявлення детально вивчені та сформовані відповідні ознаки. При використанні пізнього злиття спочатку здійснюється вивчення каналної інформації за допомогою НС. В цьому випадку отримані оцінки унімодальних функцій утворюють вектор оцінок мультимодальної функції, які далі є вхідними даними для системи машинного навчання та інтерпретації отриманої багатоканальної інформації.

При використанні послідовного просторового ешелонування та цілевказівок в комплексній системі реалізується послідовне накопичення інформації з каналів, що послідовно підключаються, далі здійснюється її обробка, з використанням нейромережових або традиційних технологій інтерпретації та прийняття рішень.

## Висновки за розділом 2

1. Обґрунтоване висунуте положення щодо складної амплітудно-часової структури акустичних сигналів БПЛА, які визначені як «комбінаційні сигнали». Також показано, що такого типу сигнали представлені декількома гармоніками, періоди й амплітуди яких змінюються в часі випадковим чином, зберігаючи при цьому синхронність зміни й приблизно постійне значення різниці частот. Це положення може бути вихідним при синтезі адаптивних алгоритмів функціонування систем виявлення акустичних сигналів БПЛА в умовах інтенсивних акустичних перешкод.

2. Розглянутий підхід до завдання розпізнавання сигналів БПЛА при дії фонових перешкод, показав, що використані ознаки розпізнавання, отримані в результаті модельно-кореляційного аналізу структури просторо-часових акустичних сигналів БПЛА й зовнішнього шуму можуть бути ефективними при розпізнаванні сигналів БПЛА. Підвищити ефективність розпізнавання завад можливо шляхом виявлення більшого числа гармонік у досліджуваному процесі.

3. Отримані результати будуть досить корисними при розробці правил виявлення сигналів у системах акустичного зондування атмосфери, побудованих за принципом класифікації перешкоди й наступного синтезу оптимального зондувального сигналу, часова структура якого відрізняється від часової структури перешкоди. Системи активного акустичного зондування атмосфери, побудовані з використанням такого принципу виявлення сигналів, можуть бути використані як засоби забезпечення безпеки руху літаків у зоні ЗПС, а також і в проблемі контролю процесів забруднення атмосфери шкідливими викидами.

4. Застосування алгоритмів обробки широкосмугових сигналів БПЛА у содарах з АФМР забезпечує при виявленні літальних апаратів розширення динамічного діапазону пристроїв прийому і обробки сигналів та підвищення завадо-захищеності, що відбувається внаслідок адаптивного придушення завад у смузі пропускання приймального пристрою при мінімальних спотвореннях корисного сигналу. Підвищується максимальна кількість завад, які придушуються до значення,

що забезпечує синфазне складання широкосмугових акустичних сигналів у каналах АФМР у всій смузі частот, що дозволяє більш повно використовувати енергію широкосмугового сигналу БПЛА та, як наслідок, дозволяє підвищити відношення сигнал/шум на виході.

5. При обробці широкосмугового акустичного сигналу має місце підвищення кількості математичних операцій, необхідних для визначення матриці оптимальних вагових коефіцієнтів у порівнянні зі звичній вузькосмуговій АФМР. Однак сучасний стан обчислювальної техніки дозволяє здійснювати роботу алгоритму, який розглядається, з необхідною швидкістю у реальному масштабі часу. Таким чином, реалізація алгоритмів обробки широкосмугових акустичних сигналів відкриває широкі можливості з подальшого удосконалення содарів виявлення БПЛА.

6. Розроблений та виготовлений лабораторний макет пасивного содару та програмне забезпечення до нього, які реалізують різницево-далекомірний метод вимірювання координат БПЛА за його акустичним випромінюванням, при проведенні випробувань у польових умовах показали добрі результати. Похибки визначення координат БПЛА (квадрокоптера DJI Phantom 3 PRO) у лінійних відхиленнях від точки БПЛА з координатами за даними приймача GPS склали: на дальності до 100 м відхилення у горизонтальній площині у 96 % випадків не перевищують 3 м, відхилення висоти — не більше 1 м.

7. Методом імітаційного моделювання досліджено вплив зміни положення азимутальних баз мікрофонної решітки содару на величину похибки визначення координат БПЛА. Проведений модельний експеримент показує необхідність прецизійного встановлення розмірів баз мікрофонної решітки содара і проведення його калібровки за реперними акустичними джерелами звуку, встановленими на відомій дальності.

8. Методом імітаційного моделювання досліджено вплив швидкості руху БПЛА на величину похибки визначення його координат. Показано, що при підвищенні швидкості руху БПЛА за рахунок ефекта Доплера зростає похибка визначення координат БПЛА. Величина похибки пропорційна розмірам вимірювальних баз содара.

9. Аналіз відомих комплексних систем виявлення БПЛА, реалізованих у вигляді сукупності інтегрованих інформаційних каналів, технічних рішень, що застосовуються в них, методів і засобів обробки багатомодальних сигналів і зображень, показав, що відомі системи та методи обробки інформації не дозволяють вирішувати актуальні завдання на практиці з необхідною ефективністю, і потрібне їх подальше удосконалення. Проблема ефективного виявлення і протидії БПЛА в даний час не вирішена, вона є багатогранною, складною та вимагає системного підходу при її вирішенні.

10. Узагальнені відомі та запропоновані нові стратегії і методи обробки і об'єднання (інтеграції) багатомодальної інформації, яка отримується з використанням інформаційних каналів, що застосовуються при спостереженні БПЛА. Показані особливості об'єднання багатомодальної інформації з використанням нейромережевих технологій. Зокрема, об'єднання інформаційних каналів при ранньому об'єднанні здійснюється не на рівні ознак, що формуються в уніполярних концептах, а шляхом об'єднання у мультимодальне семантичне представлення (мультимодальну функцію). При використанні пізнього зливання здійснюється вивчення каналної інформації за допомогою НМ, отримані оцінки унімодальних функцій утворюють вектор оцінок мультимодальних функцій, які є вхідними даними для системи машинного навчання.

11. Проаналізовані можливості об'єднання багатомодальної інформації комплексних систем виявлення БПЛА з використанням статистичної теорії радіосистем (стохастичної теорії нелінійної фільтрації). Показано, що стохастична теорія нелінійної фільтрації може бути використана для оптимізації комплексних систем виявлення БПЛА. З її використанням здійснюється оптимальний синтез пристроїв первинної обробки сигналів у кожному з каналів, а також об'єднання інформації, яка отримується у кожному з каналів. Такий підхід дозволяє синтезувати оптимальну (у відповідності до вибраного критерію якості) комплексну систему обробки інформації, яка забезпечує отримання максимальної кількості інформації з векторного процесу, що спостерігається на входах інформаційних каналів.



Синтезований оптимальний виявлювач БПЛА з використанням пізньої стратегії об'єднання інформації на рівні рішень, які приймаються в окремих каналах системи ( на етапі вторинної обробки інформації).

12. Проаналізовано інформаційні, енергетичні та пошукові можливості методів і засобів, що входять до складу комплексної системи виявлення БПЛА, з метою організації доцільної комплексної обробки сигналів з урахуванням природного просторового ешелонування.

Показано, що найкращими пошуковими можливостями володіє радіолокаційний метод, далі йдуть у напрямку убування оптичний (інфрачервоний) і акустичний методи.

13. Використання запропонованих методів обробки та об'єднання багатомодальної інформації в комплексних інтегрованих системах спостереження БПЛА дозволить здійснювати гнучке об'єднання різномірної інформації, сигналів і зображень, одержуваних у використовуваних каналах, з урахуванням можливостей наявних технічних засобів і специфіки вирішуваних завдань.

14. Наступні задачі даного наукового напрямку - синтез оптимальних схем та алгоритмів комплексної обробки багатомодальних сигналів з використанням математичних засобів оптимізації, евристичний аналіз комплексних систем обробки, а також оцінка різних варіантів побудови систем та порівняння їхньої ефективності на практиці.

### 3 ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ГРАНИЧНИХ МОЖЛИВОСТЕЙ СИСТЕМ СУМІСНОЇ І РОЗДІЛЬНОЇ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В РЛС ВИЯВЛЕННЯ БПЛА

Розділ присвячено розробленню математичних моделей корисних сигналів і комбінованих завад для РЛС виявлення БПЛА з програмним та круговим оглядом і порівняльному аналізу граничних можливостей різних різновидів систем захисту РЛС від комбінованих (адитивної суміші шумових і пасивних) завад. Граничність розуміють у тому сенсі, що їхня ефективність розраховується для гіпотетичних умов точного знання статистичних характеристик вхідних дій (сигналів і завад). Отримані при цьому оцінки визначають верхні межі ефективності в реальних умовах апіорної невизначеності параметрів сигналів і завад.

На рис. 3.1, *а* наведено приклад екрана індикатора кругового огляду (ІКО) діючої РЛС *S*-діапазону в ході дії пасивних завад у похмурий осінній день із інтенсивними дощовими опадами, на рис. 3.1, *б* – в умовах неперервних шумових завад, створених точковими джерелами, а на рис. 3.1, *в* – в умовах комбінованих завад.

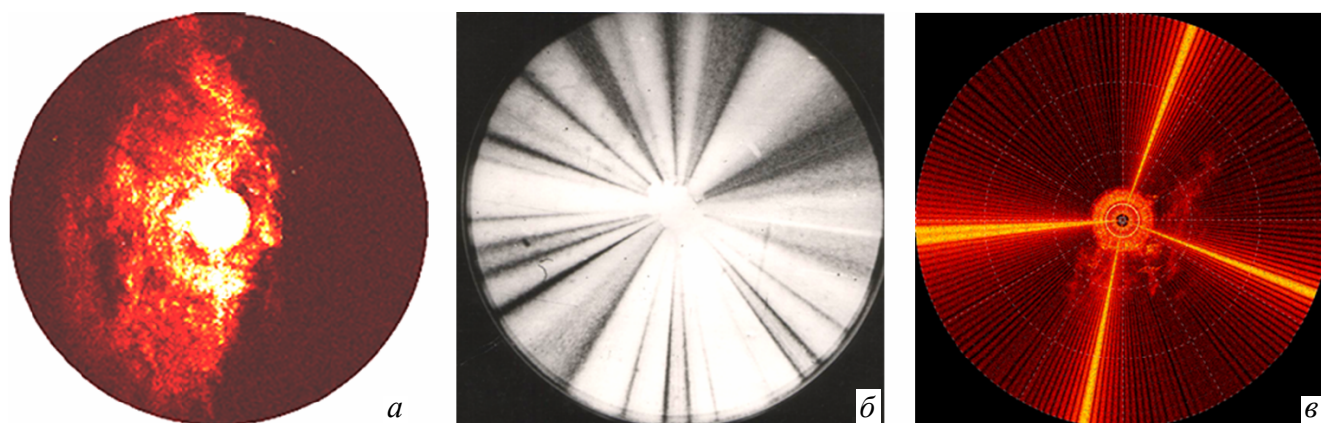


Рисунок 3.1 – Вигляд екрана ІКО в ході дії пасивних (*а*), шумових (*б*) і комбінованих (*в*) завад

Потужні відбиття від поверхні Землі в центрі ІКО й трохи менш потужні – від дощових хмар, займають значну частину площі екрана (рис. 3.1, *а*), а у деяких азимутальних напрямках простираються практично до граничних дальностей. Виявити відбиті сигнали від рухомих повітряних цілей у зонах пасивних завад, породжених

цими відбиттями, без спеціальних заходів практично неможливо. Настільки ж складною може бути й задача виявлення відбитих сигналів цілей на фоні шумових завад, які можуть майже повністю "засвітити" екран ІКО (рис. 3.1, б). Із спільними діями таких завад (рис. 3.1, в) розв'язувати інформаційні задачі РЛС ще складніше.

Оптимальна обробка сигналу на фоні комбінованих завад у загальному випадку передбачає сумісну (що не розділяється) просторово-часову обробку [156–187 та ін.]. Оптимальна сумісна просторово-часова обробка сигналу на фоні комбінованих завад у загальному випадку не розділяється на окремі послідовно виконувані просторову й часову обробки. Такий поділ можливий у деяких випадках, наприклад, за відсутності пасивних і наявності тільки шумових завад за умови, що розміри ФАР і ширина спектра сигналу не призводять до запізнювання обвідної сигналу на апертурі ФАР. В загальному випадку перехід від сумісної просторово-часової обробки до роздільної просторово-часової обробки означає перехід до неоптимальної обробки. Саме такий перехід і породжує проблеми роздільної просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС), пов'язані з пошуком класифікованої вибірки завад і необхідністю запам'ятовування вагового вектора просторової обробки.

Роботи практичної спрямованості, присвячені захисту імпульсних РЛС програмного або кругового огляду від подібних комбінованих завад, часто побудовані за подібною схемою – спочатку коротко згадується добре відома [156–187] оптимальна сумісна просторово-часова обробка сигналів на їхньому фоні, яка майже відразу оголошується занадто складною для практичної реалізації [178, 179, 182–193], після чого автори переходять до квазіоптимальних розв'язків, що допускають, на їхню думку, більш просту реалізацію [158, 159, 183–188].

При цьому зазвичай виявляється, що відмова від "складної" оптимальної обробки або її адаптивних варіантів, як правило, не проходить "безболісно", а супроводжується втратами різного роду, для усунення яких потрібні спеціальні методи або засоби. Так, обробку за необхідним об'ємом обчислень суттєво спрощує перехід до послідовно включених у тому чи іншому порядку *роздільних* систем просторової (міжканальної (МКО)) і часової (міжперіодної (МПО)) обробки сигналів [184–187].

Однак у цьому випадку для адаптивного настроювання систем МКО (МПО) потрібні класифіковані вибірки шумових завад (пасивних завад), відсутність яких може суттєво (на десятки дБ) знижувати ефективність обробки в цілому. Але сформувати такі вибірки в умовах комбінованих завад досить складно [194–203], а часом – і неможливо. Наприклад, надія набрати класифіковану вибірку шумових завад (ШЗ) на ділянках дальності, де відсутні пасивні завади (ПЗ), може не виправдатися у завадовій обстановці рис. 3.1, *a* в північному й південному напрямках, у яких ПЗ присутня практично на всій дистанції. Ще більш складно сформувати класифіковану вибірку ПЗ в умовах постійно діючих ШЗ. Тим самим за відмову від сумісної обробки тут доводиться "платити" пошуком класифікованих навчаючих вибірок завад, який не гарантує якість обробки при очевидному ускладненні її організації.

Але навіть коли є можливість формування класифікованої вибірки ШЗ, наприклад, у РЛС програмного огляду до моменту випромінювання зондувального сигналу, виникає інша проблема – необхідність фіксувати (запам'ятовувати, "заморожувати") ваговий вектор просторової обробки на час МПО. Ця необхідність обумовлена тією обставиною, що під час його обчислення в кожному періоді зондування відбувається міжперіодна декореляція ПЗ, що знижує ефективність ПЧОС.

Шкідливий вплив "засміченості" навчаючих вибірок може бути суттєво ослаблено при переході до комбінованих систем обробки, у яких роздільні системи просторової й часової обробки використовуються сумісно в рамках єдиної ітеративної процедури [178, 179, 182–193]. Ці системи помітно складніше згаданих вище найпростіших послідовних систем ПЧОС, але, як стверджується в [189–192], залишаються простішими (за обчислювальною складністю) оптимальних. Однак вони не працюють "на проході" (у режимі реального часу), що неприпустимо, зокрема, у багатофункціональних РЛС наведення й при круговому огляді простору. В останньому випадку виникають ефекти "старіння" навчаючих вибірок [204–206], що знижують ефективність захисту від ШЗ, а виключення цих ефектів може зменшувати ефективність захисту від ПЗ.

Практично неминуча поява різноманітних проблем, породжених відмовою від сумісної ПЧОС на фоні комбінованих завад у  $N$  – канальних РЛС із  $M$  – елемент-

ними системами МПО сигналів, вимагає більш уважно ставитись до аргументів, на яких базується ця відмова. Є, щонайменше, дві причини, що змушують засумніватися в їхній обґрунтованості.

Перша пов'язана з тим, що основним (а найчастіше – і єдиним) аргументом служить правильне ствердження про те, що обчислювальна складність відшукування матриці, оберненої до кореляційної матриці (КМ) завад розміру  $T \times T$ ,  $T = NM$ , у загальному випадку пропорційна  $T^3$  [207, 208], і тому може бути занадто великою навіть при порівняно невеликих значеннях  $N$  і  $M$ .

Цей довід заслуговував би уваги, якби явне відшукування елементів оберненої матриці (її оцінки) за явно заданою КМ (її оцінки) входило б у число цілей обробки. Але ця мета практично ніколи не ставиться, оскільки необхідна радіолокаційна інформація втримується не в елементах оберненої матриці або їх сукупності безпосередньо, а в тих чи інших функціях цієї матриці суттєво меншої розмірності (аж до скалярних), що залежать від розв'язуваної задачі. Ці функції можуть бути обчислені за тими чи іншими факторизованими поданнями оберненої матриці без її явного формування [209, 210] з витратою суттєво меншого об'єму обчислень. Такий спосіб зниження обчислювальної складності сумісних систем ПЧОС – далеко не єдиний, і в комбінації із цілим рядом інших, дозволяє не вважати цей аргумент досить обґрунтованим.

Друга причина, як зазначалося вище, пов'язана з постійним зростанням обчислювальної потужності сучасної цифрової елементної бази. Алгоритми, які ще вчора вважалися нереалізованими, сьогодні стають об'єктом поточної роботи висококваліфікованих фахівців. У цих умовах орієнтація на застарілі науково-технічні рішення, що не враховують сучасні можливості, уявляється тим більше необґрунтованою.

У цьому розділі [211, 212] описуються математичні моделі й статистичні характеристики вхідних дій просторово-багатоканальних ( $N$  – канальних) РЛС програмного й кругового огляду з  $M$  – елементними ( $M$  – канальними) системами МПО сигналів. Основна увага в розділі приділена РЛС програмного огляду.

Тут розраховуються потенційні можливості оптимальної просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих (суміші шумових і пасивних) завад на при-

кладі  $N = 6$  – каналної РЛС програмного огляду з  $M = 16$  – елементною системою МПО сигналів в трьох тестових ситуаціях, за ступенем близькості, до яких у тих самих умовах оцінюється ефективність розглянутих далі неоптимальних систем ПЧОС. Аналізуються особливості оптимальної ПЧОС в окремих випадках: в умовах відсутності зовнішніх завад (присутності тільки внутрішнього шуму), або наявності завад тільки одного виду — шумових або пасивних. Показується, що в цих (і тільки цих) випадках послідовні (роздільні) системи *просторово-часової* (ПЧ) або *часово-просторової* (ЧП) обробки можуть бути суворо оптимальними, але перестають бути такими при ненульових доданках в адитивній суміші шумових і пасивних завад.

Розробляється методика й наводяться результати розрахунків граничних можливостей послідовних систем ПЧ і ЧП обробки з  $T = N \times M$  – вимірними ваговими векторами (ВВ), пропорційними кронекерівському добутку у відповідному порядку  $N$  – вимірного ВВ міжканальної обробки (МКО) і  $M$  – вимірного ВВ МПО сигналів, кожний з яких оптимальний у відсутності "чужої" завади. Показується, що неминуха в умовах комбінованих завад дія чужої завади на ВВ може різко (на 10 і більше dB) знижувати ефективність обробки порівняно з оптимальною (сумісною) ПЧОС. Установлюються загальні риси й відмінності послідовної ПЧ і ЧП обробки, математично та фізично пояснюються відмінності між ними.

Аналізуються особливості відомого способу усунення ПЗ із ВВ МКО за рахунок його формування за вихідними сигналами додаткових просторових каналів приймання, розстроєних за частотою щодо узгоджених на величину, що перевищує ширину частотного спектра ПЗ. Показано, що цей спосіб у багатьох випадках послаблює дію чужих ПЗ, однак не може вважатися надійним і універсальним для будь-яких сигнально-завадових сценаріїв.

Розглядаються комбіновані системи ПЧОС із результируючим кронекерівським ВВ, кожний співмножник якого не фіксований, а послідовно оптимізується в рамках єдиної ітеративної процедури при фіксованому значенні другого співмножника, оптимізованого на її попередньому кроці. Розробляється схема відповідної процедури, яка реалізує класичний метод покоординатної релаксації (покоординатного спуска)

відшукування екстремуму функцій багатьох змінних [213], що не вимагає обчислення похідних функції, що оптимізуються (часто званий методом Гаусса – Зельдера).

Показано, що в РЛС програмного огляду, у яких КМ комбінованих завад допускає подання у вигляді "кронекерівської суми" КМ ШЗ і ПЗ, а результуючий ВВ – у вигляді кронекерівського добутку [207, 208, 214] вагових векторів МКО й МПО, подібна процедура вже з відносно малою кількістю ітерацій забезпечує практично потенційну ефективність обробки. Однак під час порушення цих умов (у РЛС кругового огляду) ефективність знижується, що може зажадати додаткових ускладнень обробки.

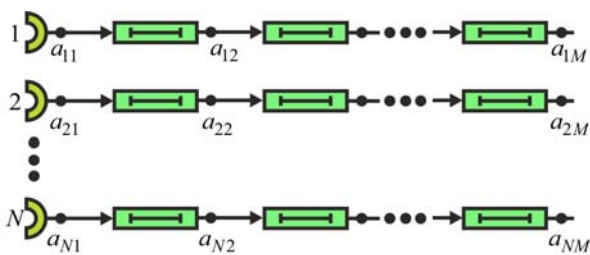
### 3.1 Математичні моделі корисних сигналів і комбінованих завад

#### 3.1.1 Моделі вхідних дій

Розглядаються просторово-багатоканальні когерентно-імпульсні РЛС з ФАР. В кожному інтервалі розділення за дальністю аналізованого напрямку їхні вхідні дії задані  $N \times M$  матрицею

$$\mathbf{A} = [a_{n,m}]_{n=1, m=1}^{N, M}, \quad a_{n,m} = a_n(t - \tau_m), \quad \tau_m = \sum_{i=1}^{m-1} T_i. \quad (3.1a)$$

Елементи  $a_{n,m}$  цієї матриці (рис. 3.2) мають зміст відліків комплексних амплі-



туд сигналів, прийнятих  $n$ -м ( $n \in 1, N$ ) елементом (модулем)  $N$ -елементної ( $N$ -модульної) ФАР у довільний момент часу  $t \in t_{\min}, t_{\max}$  в  $M$  інтервалах зондування з часовою довжиною  $T_i$   $i$ -го ( $i \in 1, M$ ) з них.

В окремому випадку рівності  $T_i = T$  ( $i \in 1, M$ ) всіх інтервалів ці елементи

$$a_{n,m} = a_n(t - (m-1) \cdot T), \quad m \in 1, M. \quad (3.1b)$$

Їх зручно подати у вигляді  $NM$  – вимірних блокових вектор-стовпців

$$\mathbf{u}_{s\tau} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1^{(s)} \\ \mathbf{u}_2^{(s)} \\ \vdots \\ \mathbf{u}_M^{(s)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_m^{(s)} = [a_{n,m}]_{n=1}^N, \quad m \in 1, M, \quad \mathbf{u}_{\tau s} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1^{(\tau)} \\ \mathbf{u}_2^{(\tau)} \\ \vdots \\ \mathbf{u}_N^{(\tau)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_n^{(\tau)} = [a_{n,m}]_{m=1}^M, \quad n \in 1, N, \quad (3.2)$$

графічне зображення яких, використовуване нижче, показано на рис. 3.3.

Вектор  $\mathbf{u}_{s\tau}$  отриманий "стикуванням" стовпців матриці  $\mathbf{A}$ , його  $N$ -вимірні блоки  $\mathbf{u}_m^{(s)}$  утворені  $N$ -вимірними векторами комплексних амплітуд сигналів  $N$

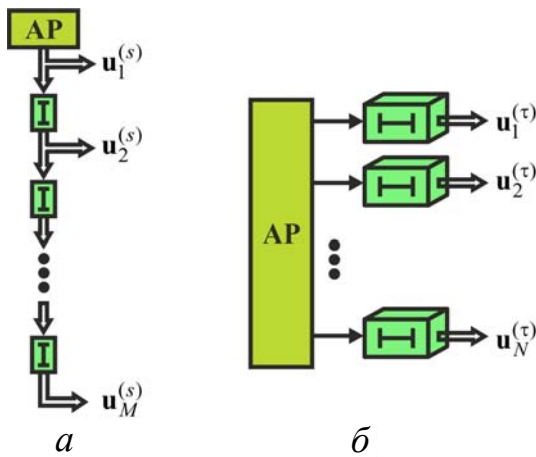


Рисунок 3.3 – Блокові вектори-стовпці

просторових каналів приймання з того самого ( $m$ -го,  $m \in 1, M$ ) інтервалу зондування. Вектор  $\mathbf{u}_{\tau s}$  отриманий "стикуванням" стовпців транспонованої матриці  $\mathbf{A}^T$ , його  $M$ -вимірні блоки  $\mathbf{u}_n^{(\tau)}$  утворені  $M$ -вимірними векторами комплексних амплітуд сигналів  $M$  суміжних інтервалів зондування того самого ( $n$ -го,  $n \in 1, N$ ) просторового каналу приймання.

Для визначеності перша нумерація й відповідний їй вектор  $\mathbf{u}_{s\tau}$  називаються далі "просторово-часовими" (*space-time*), друга нумерація й відповідний вектор  $\mathbf{u}_{\tau s}$  – "часово-просторовими" (*time-space*).

Вони пов'язані рівностями

$$\mathbf{u}_{\tau s} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{u}_{s\tau}, \quad \mathbf{u}_{s\tau} = \mathbf{T}^* \cdot \mathbf{u}_{\tau s}, \quad (3.3)$$

де

$$\mathbf{T} = \sum_{i=1}^N (\mathbf{e}_i^{(N)} \otimes \mathbf{I}_M) \cdot (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{e}_i^{(N)*}), \quad \mathbf{T}^* = \sum_{i=1}^N (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{e}_i^{(N)}) \cdot (\mathbf{e}_i^{(N)*} \otimes \mathbf{I}_M) \quad (3.4)$$

– ортогональна матриця перестановок, що задовольняє умови

$$\mathbf{T}^* \cdot \mathbf{T} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{T}^* = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{I}_N = \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{I}_M = \mathbf{I}_{MN}; \quad (3.5)$$

зірочка (\*) – знак ермітового спряження (комплексного спряження й транспонування),  $\otimes$  – символ кронекерівського перемножування [207, 208, 214].



$$T(3,4) =$$

|    | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
|----|---|---|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|
| 1  | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0  | 0  | 0  |
| 2  | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0  | 0  | 0  |
| 3  | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0  | 0  | 0  |
| 4  | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1  | 0  | 0  |
| 5  | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0  | 0  | 0  |
| 6  | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0  | 0  | 0  |
| 7  | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0  | 0  | 0  |
| 8  | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0  | 1  | 0  |
| 9  | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0  | 0  | 0  |
| 10 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0  | 0  | 0  |
| 11 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0  | 0  | 0  |
| 12 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0  | 0  | 1  |

Рисунок 3.4 – Матриця  $T$ 

В (3.3) – (3.5) і далі  $e_i^{(K)}$  –  $i$ -й стовпець одиничної  $K \times K$  матриці  $I_K$ . Приклад матриці  $T$  для  $N = 3$  і  $M = 4$  показано на рис. 3.4.

Як будь-яка матриця перестановок, матриця  $T$  складається з нулів і однієї одиниці в кожному стовпці й рядку.

### 3.1.2 Статистичні характеристики вхідних дій

Нижче покладається, що вектори (3.2) є адитивною сумішшю

$$\mathbf{u}_{s\tau} = \mathbf{y}_{s\tau} + \gamma \cdot \mathbf{s}_{s\tau}, \quad \mathbf{u}_{ts} = \mathbf{y}_{ts} + \gamma \cdot \mathbf{s}_{ts}, \quad \gamma = 0, 1 \quad (3.6)$$

випадкових гауссових векторів завади  $\mathbf{y}_{s\tau}$ ,  $\mathbf{y}_{ts}$  й, можливо (при  $\gamma = 1$ ), корисного сигналу  $\mathbf{s}_{s\tau}$ ,  $\mathbf{s}_{ts}$ . Ці просторово-часові і часово-просторові вектори мають ту саму структуру (склад і розміри блоків), що й вектори (3.2), і пов'язані тими самими рівностями (3.3).

У цих умовах критерієм ефективності різних систем ПЧОС може бути традиційне енергетичне відношення сигнал/(завада + шум) (ВСЗШ)  $\mu$  на виході їхньої лінійної частини, що визначає статистичні характеристики виявлення, зокрема, імовірність правильного виявлення  $D$  при фіксованій імовірності хибної тривоги  $F$  [156, 157]. У свою чергу, граничне (у гіпотетичній ситуації відсутності апіорної невизначеності) значення  $\mu$  кожної з розглянутих далі систем визначається КМ доданків векторів (3.6).

Розглянемо спочатку просторово-часову модель вхідних дій (3.6), від якої, використовуючи зв'язок (3.3), можна перейти й до часово-просторової моделі.

Почнемо із корисного сигналу  $\mathbf{s}_{s\tau}$ , вважаючи його гауссовим просторово вузькосмуговим (із нехтовно малим запізнюванням обвідної за апертурою ФАР) і когерентним за простором і часом (модель 1 Сверлінга [156, 157]). У розглянутих умовах такий сигнал допускає подання такого вигляду

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{s\tau} &= \xi \cdot \mathbf{x}_{s\tau}, \quad \xi \sim CN(0, h), \quad \mathbf{x}_{s\tau} = \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s, \\ \mathbf{x}_\tau &= [\exp\{j\alpha_m\}]_{m=1}^M, \quad \mathbf{x}_s = [\exp\{j\varphi_n\}]_{n=1}^N, \quad \mathbf{x}_\tau^* \cdot \mathbf{x}_\tau = M, \quad \mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{x}_s = N. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Тут  $\mathbf{x}_{s\tau}$ ,  $\mathbf{x}_\tau$ ,  $\mathbf{x}_s$  – опорний (*steering*) вектор просторово-часового сигналу, його часова і просторова складова відповідно;  $h$  – відносна (стосовно потужності шуму приймача) дисперсія випадкового амплітудного множника  $\xi$ ;  $\alpha_m = 2\pi f_d T_m$  – набіг фази сигналу з доплерівською частотою  $f_d = 2v_r/\lambda$  за час  $T_m$  між першим і  $m$ -м ( $m \in 1, M$ ) зондуваннями від цілі, що рухається з радіальною швидкістю  $v_r$  з напрямку  $\beta$  щодо нормалі до ФАР;  $\lambda$  – довжина зондувальної хвилі;  $\varphi_n = \frac{2\pi}{N}\beta d_n$  – фаза сигналу в  $n$ -м ( $n \in 1, N$ ) елементі ФАР, розташованому на відстані  $d_n$  щодо першого. У лінійній еквідистантній ФАР з відстанню  $d$  між суміжними елементами  $d_n = d \cdot (n-1)$ . При такому завданні напрямку  $\beta$  визначається в частинах півширини головного променя діаграми спрямованості (ДС) ФАР за нульовим рівнем.

Кореляційна матриця  $\mathbf{R}_s$  такого сигналу дорівнює

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{s\tau} &= \overline{\mathbf{s}_{s\tau} \cdot \mathbf{s}_{s\tau}^*} = h \cdot \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s \cdot \mathbf{x}_\tau^* \otimes \mathbf{x}_s^* = h \cdot \mathbf{R}_{x\tau}, \\ \mathbf{R}_{x\tau} &= \mathbf{R}_{x_\tau} \otimes \mathbf{R}_{x_s}, \quad \mathbf{R}_{x_\tau} = \mathbf{x}_\tau \cdot \mathbf{x}_\tau^*, \quad \mathbf{R}_{x_s} = \mathbf{x}_s \cdot \mathbf{x}_s^*, \quad \mathbf{R}_{x_{\tau s}} = \mathbf{R}_{x_s} \otimes \mathbf{R}_{x_\tau}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Рівності (3.8) виходять із відомих [207, 208, 214] властивостей

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} \cdot \mathbf{C} \otimes \mathbf{D} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{C} \otimes \mathbf{B} \cdot \mathbf{D}, \quad (\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^* = \mathbf{A}^* \otimes \mathbf{B}^*, \quad (\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} \otimes \mathbf{B}^{-1} \quad (3.9)$$

кронекерівських добутків, які неодноразово використовуються нижче.

Перейдемо до моделі завади, уважаючи, що  $m$ -й ( $m \in 1, M$ ) просторовий блок

$\mathbf{y}_m^{(s)}$  розміру  $N$  ПЧ вектора завади  $\mathbf{y}_{s\tau} = [\mathbf{y}_m^{(s)}]_{m=1}^M$  (3.6) дорівнює сумі

$$\mathbf{y}_m^{(s)} = \mathbf{y}\mathbf{n}_m^{(s)} + \mathbf{y}\mathbf{a}_m^{(s)} + \mathbf{y}\mathbf{c}_m^{(s)}, \quad m \in 1, M, \quad \dim \mathbf{y}\mathbf{n}_m^{(s)} = \dim \mathbf{y}\mathbf{a}_m^{(s)} = \dim \mathbf{y}\mathbf{c}_m^{(s)} = N \quad (3.10)$$

взаємозалежних (некорельованих)  $N$  – вимірних гауссових векторів

$$\mathbf{y}\mathbf{n}_m^{(s)} \sim CN(0, \mathbf{R}\mathbf{n}_m^{(s)}), \quad \mathbf{y}\mathbf{a}_m^{(s)} \sim CN(0, \mathbf{R}\mathbf{a}_m^{(s)}), \quad \mathbf{y}\mathbf{c}_m^{(s)} \sim CN(0, \mathbf{R}\mathbf{c}_m^{(s)}) \quad (3.11)$$

комплексних амплітуд внутрішнього шуму (noise)  $\mathbf{y}\mathbf{n}_m$ , шумових (active)  $\mathbf{y}\mathbf{a}_m$  і пасивних (clutter)  $\mathbf{y}\mathbf{c}_m$  завад  $N$  просторових каналів приймання.

У цих умовах статистичні властивості вектора  $\mathbf{y}_{s\tau} \sim CN(0, \mathbf{R}_{s\tau})$  (3.6) повністю визначаються його  $(N \cdot M) \times (N \cdot M)$  кореляційною матрицею

$$\mathbf{R}_{s\tau} = \overline{\mathbf{y}_{s\tau} \cdot \mathbf{y}_{s\tau}^*} = \left[ \mathbf{R}_{mv}^{(s)} \right]_{m,v=1}^M, \quad (3.12)$$

що складається із  $M^2$  блоків

$$\mathbf{R}_{mv}^{(s)} = \overline{\mathbf{y}_m^{(s)} \cdot \mathbf{y}_v^{(s)*}}, \quad \dim \mathbf{R}_{mv}^{(s)} = N \times N, \quad m, v \in 1, M. \quad (3.13)$$

У силу взаємної незалежності доданків в (3.10) ці блоки дорівнюють сумі

$$\mathbf{R}_{mv}^{(s)} = \mathbf{Rn}_{mv}^{(s)} + \mathbf{Ra}_{mv}^{(s)} + \mathbf{Rc}_{mv}^{(s)}, \quad m, v \in 1, M \quad (3.14)$$

просторових кореляційних матриць

$$\mathbf{Rn}_{mv}^{(s)} = \overline{\mathbf{y}\mathbf{n}_m^{(s)} \cdot \mathbf{y}\mathbf{n}_v^{(s)*}}, \quad \mathbf{Ra}_{mv}^{(s)} = \overline{\mathbf{y}\mathbf{a}_m^{(s)} \cdot \mathbf{y}\mathbf{a}_v^{(s)*}}, \quad \mathbf{Rc}_{mv}^{(s)} = \overline{\mathbf{y}\mathbf{c}_m^{(s)} \cdot \mathbf{y}\mathbf{c}_v^{(s)*}}$$

шуму, шумових (ШЗ) і пасивних (ПЗ) завад.

Нижче вважається, що ці КМ задовольняють умови

$$\begin{aligned} \mathbf{Rn}_{mv}^{(s)} &= \mathbf{I}_N \cdot \delta_{m,v}, & \mathbf{Ra}_{mv}^{(s)} &= \mathbf{Ra}_m^{(s)} \cdot \delta_{m,v}, & \mathbf{Rc}_{mv}^{(s)} &= r_{mv}^{(\tau)} \cdot \mathbf{I}_N, \\ \delta_{m,v} &= \begin{cases} 1, & m = v, \\ 0, & m \neq v, \end{cases} & & & m, v \in 1, M. \end{aligned} \quad (3.15a)$$

Перша рівність  $\mathbf{Rn}_{mv}^{(s)} = \mathbf{I}_N \cdot \delta_{m,v}$  відображає природне допущення про некорельованість внутрішніх шумів з прийнятою за одиницю дисперсією (потужністю) у різних просторових каналах приймання як у співпадаючі, так і в різні інтервали зондування.

У другій рівності  $\mathbf{Ra}_{mv}^{(s)} = \mathbf{Ra}_m^{(s)} \cdot \delta_{m,v}$  перший співмножник ( $N \times N$  КМ  $\mathbf{Ra}_m^{(s)}$ ) описує просторову кореляцію ШЗ у  $m$ -му ( $m \in 1, M$ ) інтервалі зондування, а другий ( $\delta_{m,v} = \delta(m, v)$ ) – їхню некорельованість у різних інтервалах.

Третьою рівністю  $\mathbf{Rc}_{mv}^{(s)} = r_{mv}^{(\tau)} \cdot \mathbf{I}$  ілюструється часова (міжперіодна) кореляція  $r_{mv}^{(\tau)}$  на інтервалі  $(m-v) \cdot T$  ПЗ у кожному просторовому каналі та їхня некорельованість у різних просторових каналах.

Тут вважається, що на всьому інтервалі міжперіодної обробки напрямок візування РЛС залишається незмінним, що відповідає режиму *програмного* огляду простору, а зміна кутових координат джерел ШЗ на цьому інтервалі нехтовно мала.

У цьому випадку можна вважати справедливою рівність

$$\mathbf{Ra}_m^{(s)} = \mathbf{Ra}^{(s)}, \quad m \in 1, M, \quad (3.156)$$

у силу якої ПЧ КМ (3.15) завадової суміші (3.10) можна подати у вигляді

$$\mathbf{R}_{s\tau} = \begin{bmatrix} \mathbf{Ra}^{(s)} & 0 & * & 0 \\ 0 & \mathbf{Ra}^{(s)} & * & 0 \\ * & * & * & * \\ 0 & 0 & * & \mathbf{Ra}^{(s)} \end{bmatrix} + \mathbf{I}_{NM} + \begin{bmatrix} r_{11}^{(\tau)} \cdot \mathbf{I}_N & r_{12}^{(\tau)} \cdot \mathbf{I}_N & * & r_{1M}^{(\tau)} \cdot \mathbf{I}_N \\ r_{21}^{(\tau)} \cdot \mathbf{I}_N & r_{22}^{(\tau)} \cdot \mathbf{I}_N & * & r_{2M}^{(\tau)} \cdot \mathbf{I}_N \\ * & * & * & * \\ r_{M1}^{(\tau)} \cdot \mathbf{I}_N & r_{M2}^{(\tau)} \cdot \mathbf{I}_N & * & r_{MM}^{(\tau)} \cdot \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

або, більш компактно, у вигляді кронекерівської суми

$$\mathbf{R}_{s\tau} = \mathbf{I}_M \otimes \Phi \mathbf{a}^{(s)} + \mathbf{Rc}^{(\tau)} \otimes \mathbf{I}_N, \quad \Phi \mathbf{a}^{(s)} = \mathbf{I}_N + \mathbf{Ra}^{(s)}. \quad (3.17)$$

Використовуючи (3.3) – (3.5), можна показати, що ЧП КМ завадової суміші

$$\mathbf{R}_{\tau s} = \mathbf{I}_N \otimes \Phi \mathbf{c} + \mathbf{Ra}^{(s)} \otimes \mathbf{I}_M, \quad \Phi \mathbf{c} = \mathbf{I}_M + \mathbf{Rc}^{(\tau)}. \quad (3.18)$$

Із завданням визначальних просторової  $N \times N$  КМ  $\mathbf{Ra} = \mathbf{Ra}^{(s)}$  ШЗ і "часової"  $M \times M$  КМ  $\mathbf{Rc} = \mathbf{Rc}^{(\tau)}$  ПЗ (3.17), (3.18) використовуються наступні припущення.

Вважається, що ШЗ створюються  $n < N$  точковими за простором джерелами стаціонарних взаємозалежних шумових випромінювань із плоскими фронтами на апертурі ФАР. У цьому випадку просторова КМ ШЗ записується у вигляді

$$\mathbf{Ra} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{h} \cdot \mathbf{F}^*, \quad \mathbf{F} = [\mathbf{f}_i]_{i=1}^n, \quad \mathbf{f}_i = [\phi_{\ell}^{(i)}]_{\ell=1}^N, \quad \mathbf{h} = \text{diag}[h_i]_{i=1}^n, \quad (3.19)$$

де  $\mathbf{h}$  – діагональна  $n \times n$  матриця відносних (стосовно потужності шуму в елементах ФАР) інтенсивностей взаємозалежних ШЗ  $n$  джерел;  $\mathbf{F}$  –  $N \times n$  матриця амплітудно-фазових розподілів (АФР)  $\mathbf{f}_i$  ШЗ, що залежить від напрямку  $\beta_i$  на  $i$ -те джерело щодо нормалі до ФАР, її геометрії й амплітудного розподілу поля за її елементами. Зокрема, для лінійної еквідистантної ФАР з рівномірним АФР

$$\mathbf{f}_i = \left[ \exp \left( j \frac{2\pi}{N} d \cdot (\ell - 1) \cdot \beta_i \right) \right]_{\ell=1}^N, \quad i \in 1, n. \quad (3.20)$$

Як і для цілі, напрямки  $\beta_i$  на джерела завад тут задаються в частках півширини головного променя ДС ФАР за нульовим рівнем.

Пасивні завади утворені відбиттями від *просторово розподілених* джерел. Елементи їхньої КМ  $\mathbf{Rc}$  (3.16)–(3.18) розраховуються за формулою Вінера – Хінчина

$$r_{pq}^{(\tau)} = \eta \cdot \rho_{pq}, \quad \rho_{pq} = \int_{-1/2}^{1/2} s_{norm}(f) \cdot e^{j2\pi f(\gamma_p - \gamma_q)} df, \quad p, q \in 1, M, \quad (3.21)$$

за спектром  $s_{norm}(f)$  міжперіодних флуктуацій ПЗ. Ці завади апроксимуються дискретними гауссовими стаціонарними процесами авторегресії довільного цілого порядку  $p \geq 1$  (АР-процесами) [215].

Уведені математичні моделі використовуються нижче при розрахунках граничних можливостей різних систем ПЧОС у гіпотетичній ситуації відомих статистичних характеристик (кореляційних матриць або спектрів) сигналів і завад.

### 3.2 Оптимальна ПЧОС та її потенційні можливості

#### 3.2.1 Оптимальна сумісна ПЧОС у загальному випадку

Складовим етапом оптимальної обробки сигналів на фоні гауссових завад, як добре відомо, є вагове підсумовування (скалярне перемножування)

$$\varepsilon = \varepsilon_{s\tau} = \mathbf{w}_{s\tau}^* \cdot \mathbf{u}_{s\tau} \quad \text{або} \quad \varepsilon = \varepsilon_{\tau s} = \mathbf{w}_{\tau s}^* \cdot \mathbf{u}_{\tau s} \quad (3.22)$$

компонент ПЧ (ЧП) векторів вхідних дій із ПЧ (ЧП) ваговими векторами (ВВ)

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{s\tau}^{(opt)} &= \Psi_{s\tau} \cdot \mathbf{x}_{s\tau}, & \Psi_{s\tau} &= \mathbf{R}_{s\tau}^{-1}, & \mathbf{x}_{s\tau} &= \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s, \\ \mathbf{w}_{\tau s}^{(opt)} &= \Psi_{\tau s} \cdot \mathbf{x}_{\tau s}, & \Psi_{\tau s} &= \mathbf{R}_{\tau s}^{-1}, & \mathbf{x}_{\tau s} &= \mathbf{x}_s \otimes \mathbf{x}_\tau. \end{aligned} \quad (3.23)$$

На рис. 3.5 показано відповідні до (3.22) схеми ПЧ (а) і ЧП (б) оптимальної (сумісної) ПЧОС. Через БСП позначено блок скалярного перемножування (ваговий суматор), під ЦУП розуміють цифрові приймачі, узгоджені з поодинокими імпульсами пачки.

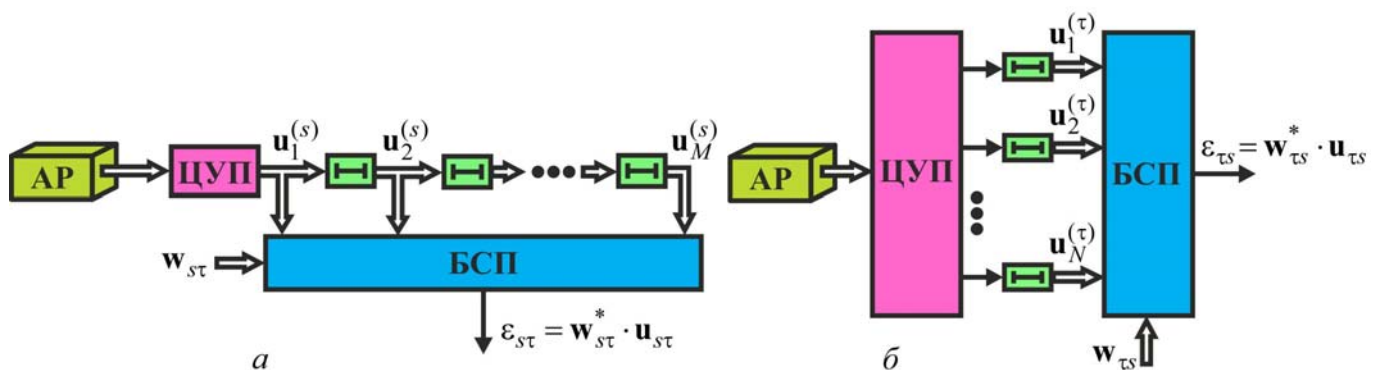
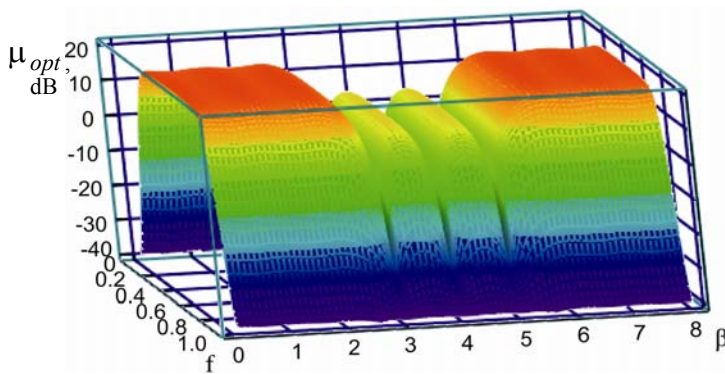


Рисунок 3.5 – Схеми ПЧ (а) і ЧП (б) оптимальної сумісної ПЧОС

Відношення сигнал/(завада + шум) (ВСЗШ) оптимальних в умовах (3.23) схем (рис. 3.5) максимально й при  $h_s = 1$  дорівнює

$$\mu_{s\tau}^{(opt)} = \mathbf{x}_{s\tau}^* \cdot \mathbf{w}_{s\tau}^{(opt)} = \mathbf{x}_{s\tau}^* \cdot \mathbf{\Psi}_{s\tau} \cdot \mathbf{x}_{s\tau} = \mathbf{x}_{\tau s}^* \cdot \mathbf{\Psi}_{\tau s} \cdot \mathbf{x}_{\tau s} = \mathbf{x}_{\tau s}^* \cdot \mathbf{w}_{\tau s}^{(opt)} = \mu_{\tau s}^{(opt)} = \mu_{\max}. \quad (3.24)$$

На рис. 3.6 показано приклад кутно-швидкісної характеристики (КШХ) оптимальної ПЧОС – залежності ВСЗШ  $\mu = \mu_{opt}(f, \beta)$  (3.24) від нормованої доплерівської



частоти  $f$  сигналу точкової цілі й напрямку  $\beta = \beta_s$  її руху.

У цьому й наступних прикладах  $h = h_s = 1$ , ШЗ створюється трьома ( $n = 3$ ) точковими джерелами шумових завад загальною інтенсивністю 50 dB з відносних (стосовно півши-

рини променя ДС ФАР) напрямків  $\beta_1 = 3$ ,  $\beta_2 = 4$ ,  $\beta_3 = 5$ , що збігаються з напрямками "провалів" КШХ. ПЗ інтенсивністю  $\eta = 50$  dB апроксимована АР-процесом порядку  $p = 10$  з коефіцієнтом міжперіодної кореляції  $\rho_1 = 0,99$ . Кількість елементів лінійної еквідистантної ФАР  $N = 6$ , розмір пачки  $M = 16$ . Якщо не застережено інше, ці параметри далі вважаються "за замовчуванням".

На рис. 3.7 показано перетини КШХ рис. 3.6 (для  $n = 3$ ) площинами  $\beta = 4,5$  і  $f = 0,5$ , а також перетини КШХ для  $n = 1$  і  $n = 5$  джерел ШЗ площинами  $\beta = 5,5$  і  $f = 0,5$ .

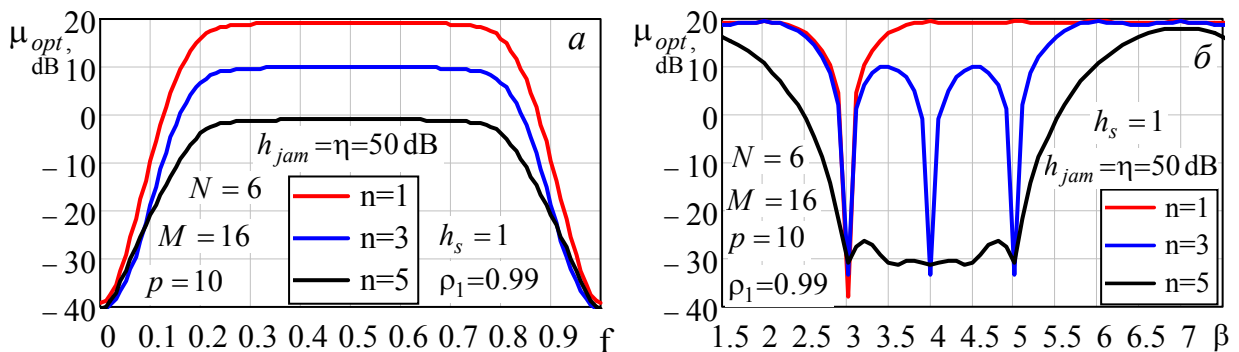


Рисунок 3.7 – Перетини КШХ

За ступенем близькості до цих граничних результатів в аналогічних умовах судитимемо про ефективність розглянутих нижче неоптимальних систем ПЧОС.

### 3.2.2 Оптимальна ПЧОС в окремих випадках

Конкретизуємо структуру оптимальних систем ПЧОС і їхню ефективність у деяких окремих випадках. Така конкретизація уточнить умови оптимальності послідовних систем ПЧОС, що широко використовуються на практиці.

1. Зовнішні завади відсутні ( $\mathbf{Ra} = \mathbf{Ra}^{(s)} = \mathbf{0}$ ,  $\mathbf{Rc} = \mathbf{Rc}^{(\tau)} = \mathbf{0}$ ), є тільки внутрішній шум приймача.

У цьому випадку, у силу (3.9), (3.17), (3.18), (3.22) – (3.24)

$$\Psi_{s\tau} = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{I}_N = \mathbf{I}_{MN}, \quad \Psi_{\tau s} = \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{I}_M = \mathbf{I}_{NM},$$

$$\mathbf{w}_{s\tau}^{(opt)} = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{I}_N \cdot \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s = \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s, \quad \mathbf{w}_{\tau s}^{(opt)} = \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{I}_M \cdot \mathbf{x}_s \otimes \mathbf{x}_\tau = \mathbf{x}_s \otimes \mathbf{x}_\tau, \quad (3.25a)$$

$$\varepsilon_{s\tau} = (\mathbf{x}_\tau^* \otimes \mathbf{x}_s^*) \cdot \mathbf{u}_{s\tau} = \mathbf{x}_\tau^* \cdot \mathbf{v}_\tau, \quad \varepsilon_{\tau s} = (\mathbf{x}_s^* \otimes \mathbf{x}_\tau^*) \cdot \mathbf{u}_{\tau s} = \mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{v}_s, \quad (3.25б)$$

$$\mathbf{v}_\tau = [\mathbf{v}_m^{(\tau)}]_{m=1}^M, \quad \mathbf{v}_m^{(\tau)} = \mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{u}_m^{(s)}, \quad \mathbf{v}_s = [\mathbf{v}_n^{(s)}]_{n=1}^N, \quad \mathbf{v}_n^{(s)} = \mathbf{x}_\tau^* \cdot \mathbf{u}_n^{(\tau)}, \quad (3.25в)$$

$$\mu_{s\tau}^{(opt)} = \mathbf{x}_\tau^* \otimes \mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s = (\mathbf{x}_\tau^* \cdot \mathbf{x}_\tau) \cdot (\mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{x}_s) = M \cdot N = \mu_{\tau s}^{(opt)}. \quad (3.25г)$$

2. ПЗ відсутні ( $\mathbf{Ra} = \mathbf{Ra}^{(s)} \neq \mathbf{0}$ ,  $\mathbf{Rc} = \mathbf{Rc}^{(\tau)} = \mathbf{0}$ ). При цьому

$$\mathbf{R}_{s\tau} = \mathbf{I}_M \otimes \Phi \mathbf{a}, \quad \mathbf{R}_{\tau s} = \Phi \mathbf{a} \otimes \mathbf{I}_M, \quad \Phi \mathbf{a} = \Phi \mathbf{a}^{(s)},$$

$$\mathbf{w}_{s\tau}^{(opt)} = \mathbf{I}_M \otimes \Psi \mathbf{a} \cdot \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s = \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{w}_s, \quad \mathbf{w}_{\tau s}^{(opt)} = \Psi \mathbf{a} \otimes \mathbf{I}_M \cdot \mathbf{x}_s \otimes \mathbf{x}_\tau = \mathbf{w}_s \otimes \mathbf{x}_\tau, \quad (3.26a)$$

$$\mathbf{w}_s = \Psi \mathbf{a} \cdot \mathbf{x}_s, \quad \Psi \mathbf{a} = \mathbf{Ra}^{-1}, \quad \Psi \mathbf{a} = \Psi \mathbf{a}^{(s)}, \quad (3.26б)$$

$$\varepsilon_{s\tau} = (\mathbf{x}_\tau^* \otimes \mathbf{w}_s^*) \cdot \mathbf{u}_{s\tau} = \mathbf{x}_\tau^* \cdot \mathbf{v}_\tau, \quad \varepsilon_{\tau s} = (\mathbf{w}_s^* \otimes \mathbf{x}_\tau^*) \cdot \mathbf{u}_{\tau s} = \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{v}_s, \quad (3.26в)$$

$$\mathbf{v}_\tau = [\mathbf{v}_m^{(\tau)}]_{m=1}^M, \quad \mathbf{v}_m^{(\tau)} = \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{u}_m^{(s)}, \quad \mathbf{v}_s = [\mathbf{v}_n^{(s)}]_{n=1}^N, \quad \mathbf{v}_n^{(s)} = \mathbf{x}_\tau^* \cdot \mathbf{u}_n^{(\tau)}, \quad (3.26г)$$

$$\mu_{s\tau}^{(opt)} = \mathbf{x}_\tau^* \otimes \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s = (\mathbf{x}_\tau^* \cdot \mathbf{x}_\tau) \cdot (\mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{x}_s) = M \cdot \mu_s^{(opt)} = \mu_{\tau s}^{(opt)}. \quad (3.26д)$$

$$\mu_s^{(opt)} = \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{x}_s = \mathbf{x}_s^* \cdot \Psi \mathbf{a} \cdot \mathbf{x}_s. \quad (3.26е)$$

3. ШЗ відсутні ( $\mathbf{Ra} = \mathbf{Ra}^{(s)} = \mathbf{0}$ ,  $\mathbf{Rc} = \mathbf{Rc}^{(\tau)} \neq \mathbf{0}$ ). У цьому випадку

$$\mathbf{R}_{s\tau} = \Phi \mathbf{c} \otimes \mathbf{I}_N, \quad \mathbf{R}_{\tau s} = \mathbf{I}_N \otimes \Phi \mathbf{c}, \quad \Phi \mathbf{c} = \Phi \mathbf{c}^{(\tau)},$$

$$\mathbf{w}_{s\tau}^{(opt)} = \Psi \mathbf{c} \otimes \mathbf{I}_N \cdot \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s = \mathbf{w}_\tau \otimes \mathbf{x}_s, \quad \mathbf{w}_{\tau s}^{(opt)} = \mathbf{I}_N \otimes \Psi \mathbf{c} \cdot \mathbf{x}_s \otimes \mathbf{x}_\tau = \mathbf{x}_s \otimes \mathbf{w}_\tau, \quad (3.27a)$$

$$\mathbf{w}_\tau = \Psi \mathbf{c} \cdot \mathbf{x}_\tau, \quad \Psi \mathbf{c} = \mathbf{R} \mathbf{c}^{-1}, \quad \Psi \mathbf{c} = \Psi \mathbf{c}^{(\tau)}, \quad (3.276)$$

$$\varepsilon_{s\tau} = (\mathbf{w}_\tau^* \otimes \mathbf{x}_s^*) \cdot \mathbf{u}_{s\tau} = \mathbf{w}_\tau^* \cdot \mathbf{v}_\tau, \quad \varepsilon_{\tau s} = (\mathbf{x}_s^* \otimes \mathbf{w}_\tau^*) \cdot \mathbf{u}_{\tau s} = \mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{v}_s, \quad (3.27\text{в})$$

$$\mathbf{v}_\tau = [\mathbf{v}_m^{(\tau)}]_{m=1}^M, \quad \mathbf{v}_m^{(\tau)} = \mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{u}_m^{(s)}, \quad \mathbf{v}_s = [\mathbf{v}_n^{(s)}]_{n=1}^N, \quad \mathbf{v}_n^{(s)} = \mathbf{w}_\tau^* \cdot \mathbf{u}_n^{(\tau)}, \quad (3.27\text{г})$$

$$\mu_{s\tau}^{(opt)} = \mathbf{w}_\tau^* \otimes \mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s = (\mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{x}_s) \cdot (\mathbf{w}_\tau^* \cdot \mathbf{x}_\tau) = N \cdot \mu_\tau^{(opt)} = \mu_{\tau s}^{(opt)}, \quad (3.27\text{д})$$

$$\mu_\tau^{(opt)} = \mathbf{w}_\tau^* \cdot \mathbf{x}_\tau = \mathbf{x}_\tau^* \cdot \Psi \mathbf{c} \cdot \mathbf{x}_\tau. \quad (3.27\text{е})$$

Рівності (3.25) – (3.27) відображають цілком очевидні результати оптимальної обробки в наведених окремих випадках.

Так, за відсутності зовнішніх завад оптимальна обробка переходить в узгоджену (3.25а), а вихідне ВСЗШ порівняно із вхідним збільшується в  $M \cdot N$  разів (3.25г) – у загальне число імпульсів прямокутної пачки сигналів, що накопичуються з рівними вагами, або, що еквівалентно, у добуток числа імпульсів, що оптимально (узгоджено) накопичуються на фоні шуму при просторовій ( $N$ ) й часовій ( $M$ ) обробках.

За відсутності ПЗ (ШЗ) обробка зводиться до *послідовної* оптимальної просторової (часової) і узгодженої часової (просторової), які теоретично можуть виконуватися в довільному порядку, а досяжний виграш у ВСЗШ дорівнює добутку виграшів кожної з них.

У всіх наведених окремих випадках структури оптимальних ПЧ і ЧП систем ПЧОС, показані на рис. 3.8, залишаються незмінними, але відрізняються використовуваними ваговими векторами, позначеними на рис. 3.8 через **a** і **b**, де

$$\begin{cases} \mathbf{a} = \mathbf{x}_s, & \mathbf{b} = \mathbf{x}_\tau, & \text{при } \mathbf{R}\mathbf{a} = \mathbf{0}, \quad \mathbf{R}\mathbf{c} = \mathbf{0}, & \text{а} \\ \mathbf{a} = \mathbf{w}_s = \Psi \mathbf{a} \cdot \mathbf{x}_s, & \mathbf{b} = \mathbf{x}_\tau, & \text{при } \mathbf{R}\mathbf{a} \neq \mathbf{0}, \quad \mathbf{R}\mathbf{c} = \mathbf{0}, & \text{б} \\ \mathbf{a} = \mathbf{x}_s, & \mathbf{b} = \mathbf{w}_\tau = \Psi \mathbf{c} \cdot \mathbf{x}_\tau, & \text{при } \mathbf{R}\mathbf{a} = \mathbf{0}, \quad \mathbf{R}\mathbf{c} \neq \mathbf{0}. & \text{в} \end{cases} \quad (3.28)$$

У першій схемі спочатку виконується МКО сигналів  $N$  просторових каналів приймання, після якої – їх МПО на фоні залишків завад після МКО. У другій схемі порядок операцій зворотний. Під обробкою, як і раніше, розуміють вагове підсумовування (скалярне перемножування) елементів вхідного вектора з відповідним ваговими векторами.



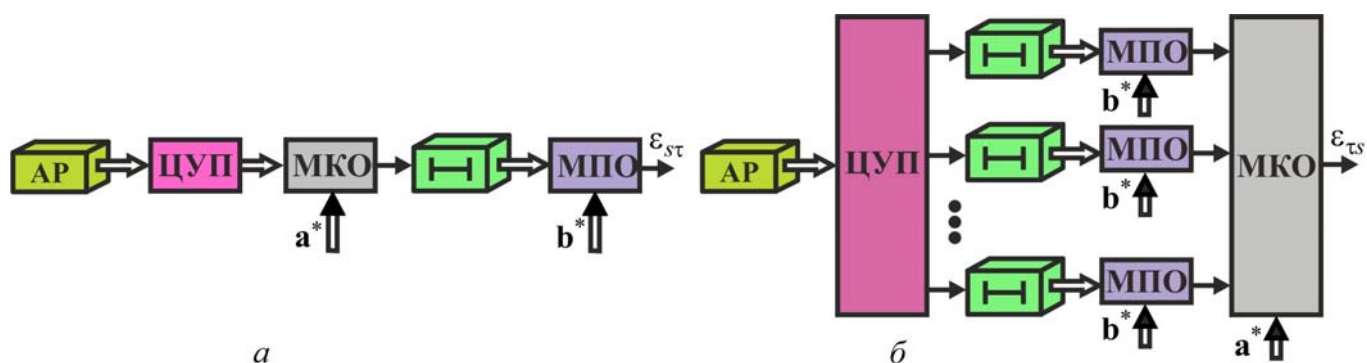


Рисунок 3.8 – Структури оптимальних ПЧ (а) і ЧП (б) систем ПЧОС

На рис. 3.9, а, б показано КШХ оптимальних схем рис. 3.8 у завадових ситуаціях (3.28б) і (3.28в) відповідно.

У першому випадку (без ПЗ) відсутні зони сліпих швидкостей, але залишаються провали в кутовій характеристиці в напрямках на джерела ШЗ, у другому випадку (без ШЗ) ці провали відсутні, але зберігаються зони сліпих швидкостей.

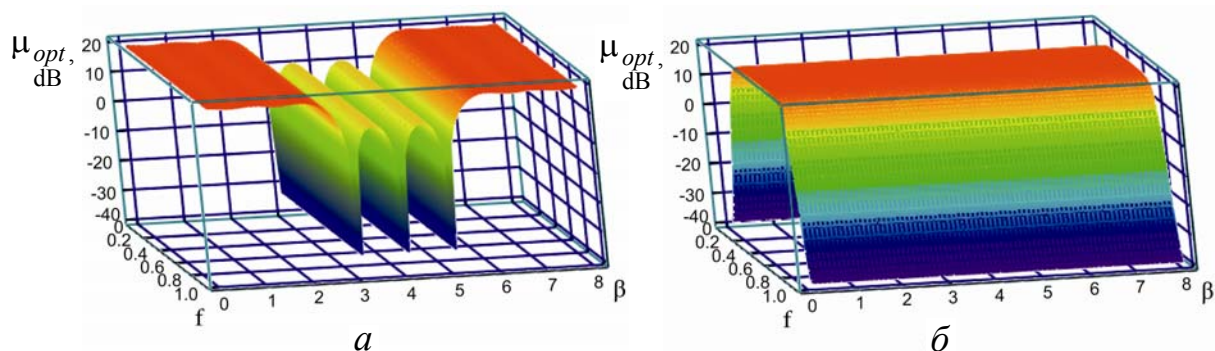


Рисунок 3.9 – КШХ оптимальних схем рис. 3.8 у завадових ситуаціях

Звернемо увагу, що обробка в розглянутих окремих випадках має загальну особливість – підсумковий  $MN$  – вимірний ВВ ПЧОС допускає подання у вигляді крокерівського добутку  $M$  – вимірного часового ВВ МПО й  $N$  – вимірного просторового ВВ МКО. За рахунок цього сумісна ПЧОС факторизується – її можна реалізувати шляхом послідовного з'єднання *роздільних* систем МКО і МПО, подібних наведеним на рис. 3.8. Така структура може бути суттєво простіше оптимальної (рис. 3.5), у зв'язку із чим у літературі нерідкі твердження про те, що оптимальна структура "...становить лише теоретичний інтерес внаслідок складності реалізації й

малої швидкості настроювання" [193], тому на практиці необхідно використовувати тільки послідовно з'єднані ПЧ або ЧП системи ПЧОС [158, 159, 183–188].

Відкладаючи більш докладне обговорення цього питання, зазначимо тут тільки, що за наявності зовнішніх завад *обох* видів оптимальна ПЧОС не факторизується (оскільки необхідні для цього матриці, обернені до кронекерівських сум (3.18), у загальному випадку не подаються кронекерівським добутком будь яких матриць). У зв'язку із цим послідовні структури (рис. 3.8), оптимальні в окремих випадках (3.28), у загальному випадку *комбінованих* завад не оптимальні й тому можуть породжувати втрати різного роду. Проаналізуємо ці втрати послідовних систем ПЧОС.

### 3.3 Роздільні системи ПЧОС та їхні граничні можливості

3.3.1 Оцінимо граничну ефективність роздільних (послідовних) схем (рис. 3.8) за рівнем ВСЗШ  $\mu$  в умовах *комбінованих* завад ( $\mathbf{R}_a \neq \mathbf{0}$ ,  $\mathbf{R}_c \neq \mathbf{0}$ ).

За визначенням, значення  $\mu$  є відношенням

$$\mu_{s\tau} = \frac{\mathbf{w}_{s\tau}^* \cdot \mathbf{R}_{s\tau} \cdot \mathbf{w}_{s\tau}}{\mathbf{w}_{s\tau}^* \cdot \mathbf{R}_{s\tau} \cdot \mathbf{w}_{s\tau}}, \quad \mu_{\tau s} = \frac{\mathbf{w}_{\tau s}^* \cdot \mathbf{R}_{\tau s} \cdot \mathbf{w}_{\tau s}}{\mathbf{w}_{\tau s}^* \cdot \mathbf{R}_{\tau s} \cdot \mathbf{w}_{\tau s}} \quad (3.29)$$

квадратичних форм відповідних ВВ з КМ сигналу (3.8) і завад (3.17), (3.18). Їхній максимум (3.24) забезпечується в розглянутому випадку оптимальними ВВ (3.23), що не факторизуються. В ході використання замість них "кронекерівських" ВВ

$$\mathbf{w}_{s\tau} = \mathbf{w}_{1\tau} \otimes \mathbf{w}_{1s}, \quad \mathbf{w}_{\tau s} = \mathbf{w}_{2s} \otimes \mathbf{w}_{2\tau} \quad (3.30)$$

значення  $\mu$  (3.29) не можуть бути більше (3.24), і їх відмінності від (3.24) призводять до втрат послідовної обробки (рис. 3.8) порівняно з оптимальною сумісною обробкою (рис. 3.5).

Визначимо ці втрати, вважаючи, що в ролі ВВ виступають вектори  $\mathbf{a} = \mathbf{w}_{1s}$ ,  $\mathbf{b} = \mathbf{w}_{1\tau}$  і  $\mathbf{a} = \mathbf{w}_{2s}$ ,  $\mathbf{b} = \mathbf{w}_{2\tau}$  схем рис. 3.8, *а* і рис. 3.8, *б*.

3.3.2 Зупинимось спочатку на *послідовній* просторово-часовій обробці (рис. 3.8, *а*). Використовуючи (3.8), (3.9), (3.17), неважко показати, що кореляційна матриця сигналу  $\mathbf{R}_{s_{out}} = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{w}_{1s}^* \cdot \mathbf{R}_{st} \cdot \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{w}_{1s}$  і КМ залишків завади  $\mathbf{R}_{out} = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{w}_{1s}^* \cdot \mathbf{R}_{st} \cdot \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{w}_{1s}$  після МКО (на вході системи МПО) дорівнюють

$$\mathbf{R} \mathbf{s}_{out} = \left| \mathbf{w} \mathbf{l}_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right|^2 \cdot \mathbf{x}_\tau \cdot \mathbf{x}_\tau^*, \quad (3.31)$$

$$\mathbf{R}_{out} = \mathbf{w} \mathbf{l}_s^* \cdot \mathbf{\Phi} \mathbf{a} \cdot \mathbf{w} \mathbf{l}_s \cdot \mathbf{I}_M + \mathbf{w} \mathbf{l}_s^* \cdot \mathbf{w} \mathbf{l}_s \cdot \mathbf{R} \mathbf{c}. \quad (3.32)$$

Потужність завади на виході схеми рис. 3.8, *a* у цілому

$$q_{s\tau}(\mathbf{w} \mathbf{l}_\tau^*, \mathbf{w} \mathbf{l}_s^*) = (\mathbf{w} \mathbf{l}_s^* \cdot \mathbf{w} \mathbf{l}_s) \cdot \mathbf{w} \mathbf{l}_\tau^* \cdot (q1 \cdot \mathbf{I}_M + \mathbf{R} \mathbf{c}) \cdot \mathbf{w} \mathbf{l}_\tau, \quad q1 = \frac{\mathbf{w} \mathbf{l}_s^* \cdot \mathbf{\Phi} \mathbf{a} \cdot \mathbf{w} \mathbf{l}_s}{\mathbf{w} \mathbf{l}_s^* \cdot \mathbf{w} \mathbf{l}_s}, \quad (3.33)$$

а підсумкове ВСЗШ

$$\mu_{s\tau} = \left| \mathbf{w} \mathbf{l}_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right|^2 \cdot \left| \mathbf{w} \mathbf{l}_\tau^* \cdot \mathbf{x}_\tau \right|^2 / q_{s\tau}(\mathbf{w} \mathbf{l}_\tau^*, \mathbf{w} \mathbf{l}_s^*). \quad (3.34)$$

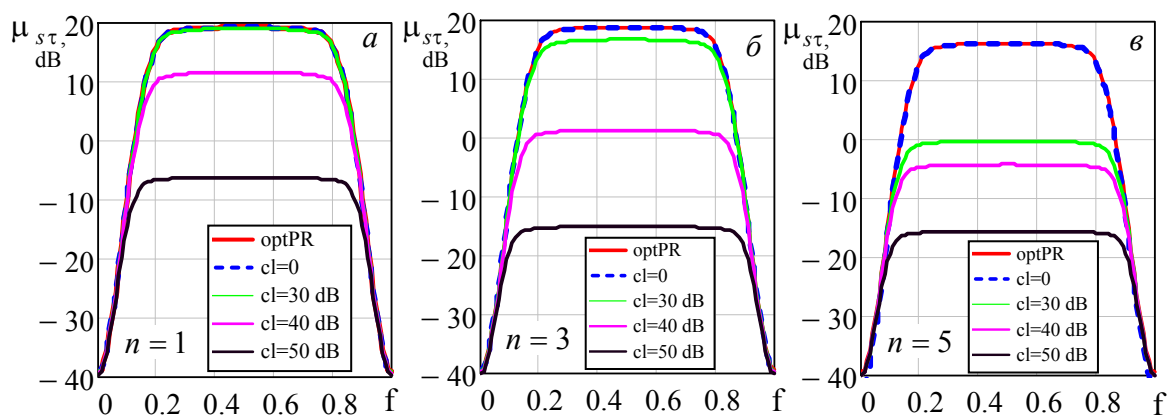
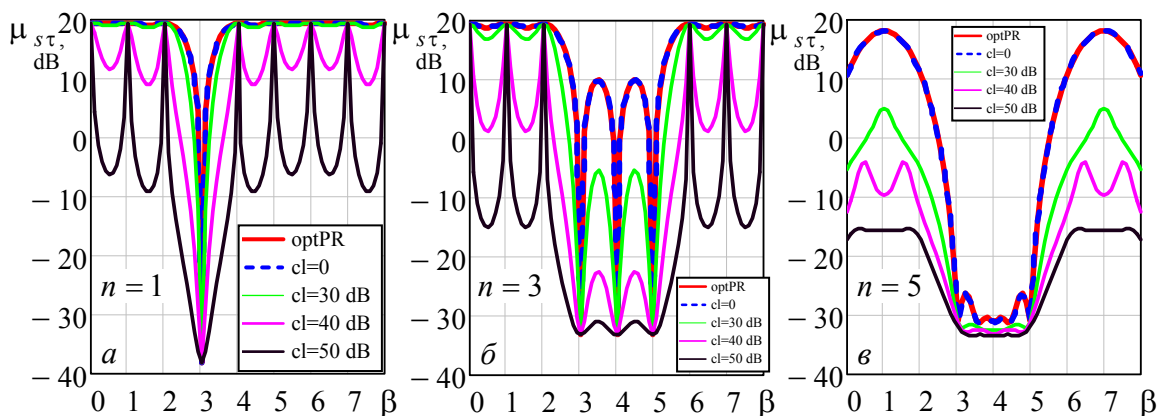
3.3.3 Як впливає із (3.34), при заданих параметрах вхідних дій ефективність обробки повністю визначається використовуваними ваговими векторами МКО  $\mathbf{w} \mathbf{l}_s$  й МПО  $\mathbf{w} \mathbf{l}_\tau$ . Вважатимемо спочатку, що

$$\mathbf{w} \mathbf{l}_s = (\mathbf{R}_{s\tau})_{1,1}^{-1} \cdot \mathbf{x}_s = (\mathbf{\Phi} \mathbf{a} + \sigma_{cl}^2 \cdot \mathbf{I}_N)^{-1} \cdot \mathbf{x}_s, \quad \mathbf{w} \mathbf{l}_\tau = \mathbf{R}_{out}^{-1} \cdot \mathbf{x}_\tau, \quad (3.35)$$

де  $\sigma_{cl}^2$  – потужність ПЗ, "що бере участь у формуванні" ВВ МКО. Практично бажана рівність  $\sigma_{cl}^2 = 0$ , однак у багатьох випадках це виконати досить складно. Нижче аналізується загальний випадок  $\sigma_{cl}^2 \geq 0$ .

Розраховані за (3.34) в умовах (3.35) сімейства перетинів КШХ площинами  $\beta = 6,5$  і  $f = 0,5$  показано на рис. 3.10 та рис. 3.11 відповідно. Параметрами сімейств виступають значення  $\sigma_{cl}^2$  (на рисунках позначено "cl"), червоними кривими показано ефективність *оптимальної* сумісної обробки (3.23) у схемах рис. 3.5. Єдине джерело ( $n = 1$ ) ШЗ розташовано на відстані  $\beta_1 = 3$  від довільно обраного початку осі кутових координат, три джерела ( $n = 3$ ) на цій самій осі мають координати  $\beta_1 = 3$ ,  $\beta_2 = 4$ ,  $\beta_3 = 5$ , координати  $n = 5$  джерел:  $\beta_1 = 3$ ,  $\beta_2 = 3.5$ ,  $\beta_3 = 4$ ,  $\beta_4 = 4.5$ ,  $\beta_5 = 5$ . Ці самі координати джерел ШЗ використовуються в наступних розрахунках.

Як видно з рис. 3.10, ефективність послідовної обробки сигналів в схемі рис. 3.8, *a* може знижуватися за рахунок "участі" пасивної завади у ході формування ВВ МКО сигналів на фоні шумових завад (3.35), і пов'язані із цим втрати різко збільшуються із зростанням потужності ПЗ  $\sigma_{cl}^2$ . Так, в умовах рис. 3.10 при  $\sigma_{cl}^2 = 50$  dB, що дорівнює потужності ПЗ на вході, вони досягають 25 dB ( $n = 1$ ) – 30 dB ( $n = 5$ ).

Рисунок 3.10 – Перетини КШХ площиною  $\beta = 6,5$ Рисунок 3.11 – Перетини КШХ площиною  $f = 0,5$ 

Якісно негативний ефект "внеску" ПЗ у ваговий вектор МКО відомий [216–218] і фізично зрозумілий. Він обумовлений тим, що некорельована в просторових каналах приймання (елементах ФАР) ПЗ є "чужою" для вхідної системи МКО сигналів на фоні шумових завад, оскільки виступає в ній у ролі додаткового білого шуму з рівнем  $\sigma_{cl}^2$ , що знижує ступінь заглушення ШЗ. Незаглушені при МКО залишки ШЗ із нульовою міжперіодною кореляцією в наступній системі МПО також поведуться як "чужий" додатковий білий шум, що обмежує в ній заглушення ПЗ.

Ефективність розглянутої обробки суттєво залежить від напрямку візування  $\beta = \beta_s$ . Як видно з рис. 3.11, є напрямки, у яких втрати є більшими, ніж вказані вище, але є напрямки, у яких вони практично відсутні (значення  $\mu_{στ}$  дуже близькі до оптимальних) за будь-яких значень  $\sigma_{cl}^2$ .

Нескладно догадатися, що ця залежність пов'язана із просторовою вибірковістю ФАР і використовуваною моделлю точкових за азимутом джерел ШЗ, у багатьох ви-

падках близькою до реальних умов. У процесі сканування опорний вектор сигналу може стати ортогональним одному або декільком векторам завад точкових джерел, які в цьому випадку будуть повністю (до нуля) заглушені системою ПО [187, 219, 220], що виключить додатковий шум у системі МПО сигналів.

3.3.4 Формально це можна показати у такий спосіб. Перепишемо КМ (3.32) залишків завад після МКО сигналів в схемі рис. 3.8, *a* у вигляді

$$\mathbf{R}_{out} = \mathbf{w}l_s^* \cdot \mathbf{w}l_s \cdot (q1 \cdot \mathbf{I}_M + \mathbf{Rc}), \quad (3.36)$$

де, у силу (3.17), значення

$$q1 = \frac{\mathbf{w}l_s^* \cdot \mathbf{\Phi a} \cdot \mathbf{w}l_s}{\mathbf{w}l_s^* \cdot \mathbf{w}l_s} = 1 + \frac{\mathbf{w}l_s^* \cdot \mathbf{Ra} \cdot \mathbf{w}l_s}{\mathbf{w}l_s^* \cdot \mathbf{w}l_s}, \quad (3.37)$$

що описує потужність білого шуму на вході системи МПО, чисельно дорівнює відношенню потужності ШЗ до потужності шуму (ВЗШ) на виході системи МКО.

Як впливає із (3.37), цей шум складається не тільки з "природного" (одиночного) вхідного шуму, але й *додаткового* шуму, породженого некорельованими за часом залишками ШЗ після МКО із ВВ  $\mathbf{w}l_s$  (другий доданок у правій частині (3.37)).

У силу класичної нерівності Релея [208] значення  $q1$  лежить в інтервалі

$$\lambda_{\min}(\mathbf{\Phi a}) \leq q1 \leq \lambda_{\max}(\mathbf{\Phi a}), \quad (3.38a)$$

який в умовах (3.17) дорівнює

$$1 + \lambda_{\min}(\mathbf{Ra}) \leq q1 \leq 1 + \lambda_{\max}(\mathbf{Ra}), \quad (3.38b)$$

де  $\lambda_{\min}(\mathbf{A})$  і  $\lambda_{\max}(\mathbf{A})$  — мінімальне й максимальне власні значення (в.з.) матриці  $\mathbf{A}$ .

Чим менше мінімальне в.з., тим менше рівень додаткового шуму в  $q1$  (3.37) і вище ефективність послідовної просторово-часової обробки сигналів рис. 3.8, *a*. В умовах (3.17) – (3.19):  $\lambda_{\min}(\mathbf{\Phi a})=1$ ,  $\lambda_{\min}(\mathbf{Ra})=0$ .

Ваговий вектор  $\mathbf{w}l_s$  забезпечить мінімум  $q1$ , якщо буде колінеарний власному вектору (в.в.) матриці  $\mathbf{A}$ , що відповідає її мініимальному в.з., тобто буде коренем рівняння  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{w}l_s = \lambda_{\min}(\mathbf{A}) \cdot \mathbf{w}l_s$ . При  $\mathbf{A} = \mathbf{\Phi a}$  і  $\mathbf{w}l_s$  (3.35) це рівняння має вигляд

$$\mathbf{\Phi a} \cdot (\mathbf{\Phi a} + \sigma_{cl}^2 \cdot \mathbf{I}_N)^{-1} \cdot \mathbf{x}_s = (\mathbf{\Phi a} + \sigma_{cl}^2 \cdot \mathbf{I}_N)^{-1} \cdot \mathbf{x}_s, \quad \mathbf{x}_s = \mathbf{x}_s(\beta). \quad (3.39a)$$

Матриці – співмножники в лівій частині цього рівняння перестановочні, тому

$$\mathbf{F}\mathbf{a} \cdot \mathbf{x}_s = (\mathbf{I}_N + \mathbf{R}\mathbf{a}) \cdot \mathbf{x}_s = \mathbf{x}_s, \quad \mathbf{R}\mathbf{a} \cdot \mathbf{x}_s = \mathbf{F} \cdot \mathbf{h} \cdot \mathbf{F}^* \cdot \mathbf{x}_s = \mathbf{0}_N. \quad (3.39б)$$

Звідси випливає, що рівнянню (3.39) задовольняють корисні сигнали, опорні вектори  $\mathbf{x}_s$  яких ортогональні АФР  $\mathbf{f}_i$   $i$ -го ( $i \in 1 \dots n \leq N$ ) джерела ШЗ, тобто

$$\mathbf{f}_i^* \cdot \mathbf{x}_s = 0, \quad i \in 1 \dots n \leq N. \quad (3.40а)$$

У цьому випадку повністю (до нуля) компенсуються ШЗ джерел, що діють із напрямків  $\beta_i$  (з АФР  $\mathbf{f}_i$ ) [187, 219, 220]. Умовам (3.40а) задовольняють напрямки візування  $\beta_s$ , пов'язані з координатами  $\beta_i$  джерел ШЗ нерівностями

$$|\beta_s - \beta_i| \geq k = 1, 2, \dots; \quad i \in 1, \dots, n, \quad (3.40б)$$

де  $k$  – ціле число (півширин ДС за нульовим рівнем). У напрямках візування  $\beta_s$ , що задовольняють (3.40б), рівень шуму  $q1$  на вході системи просторової обробки буде мінімальним (одиничним), а потенційна ефективність ПЧ обробки (рис. 3.8, а) буде близькою до оптимальної (3.23) (рис. 3.5) за будь-яких значень  $\sigma_{\text{cl}}^2 \geq 0$ .

При колінеарності векторів сигналу й завади, коли

$$\frac{\mathbf{f}_i^* \cdot \mathbf{x}_s}{\sqrt{\mathbf{f}_i^* \cdot \mathbf{f}_i \cdot \mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{x}_s}} = 1, \quad i \in 1 \dots n \leq N, \quad (3.41а)$$

рівень шуму  $q1$  в напрямках  $\beta_i$  буде максимальним, а функція  $\mu_{\text{ст}}(\beta)$  (3.34) – мінімальною (рис. 3.11), що фізично також очевидно, оскільки рівність (3.41а) означає збіг напрямків візування з напрямками на джерела ШЗ:

$$|\beta_s - \beta_i| = 0, \quad i \in 1, \dots, n. \quad (3.41б)$$

На рис. 3.12 показано сімейства функцій  $q1 = q1(\beta)$  (3.37) за різних значень  $\sigma_{\text{cl}}^2 \geq 0$ , у комбінації з рис. 3.11, що наочно ілюструють описані ефекти.

Можна показати, що в напрямках  $\beta = \beta_s$ , що не задовольняють умови (3.40), (3.41), додаткова потужність ШЗ, некомпенсованих у системі ПО, дорівнює

$$\delta_{\text{add}} = q1 - 1 = \sum_{i=1}^N \lambda_i \cdot \left( \frac{1 + \sigma_{\text{cl}}^2}{\lambda_i + 1 + \sigma_{\text{cl}}^2} \right)^2 \cdot |y_i|^2 \bigg/ \sum_{i=n+1}^N |y_i|^2, \quad \mathbf{y} = [y_i]_{i=1}^N = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x}_s, \quad (3.42)$$

де  $\mathbf{\Lambda} = [\lambda_i]_{i=1}^N$  — спектр (сукупність в.з.) КМ  $\mathbf{R}\mathbf{a} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{H}^*$ ;  $\mathbf{H}$  – унітарна ( $\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* = \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} = \mathbf{I}_N$ ) матриця її власних векторів (в.в.).

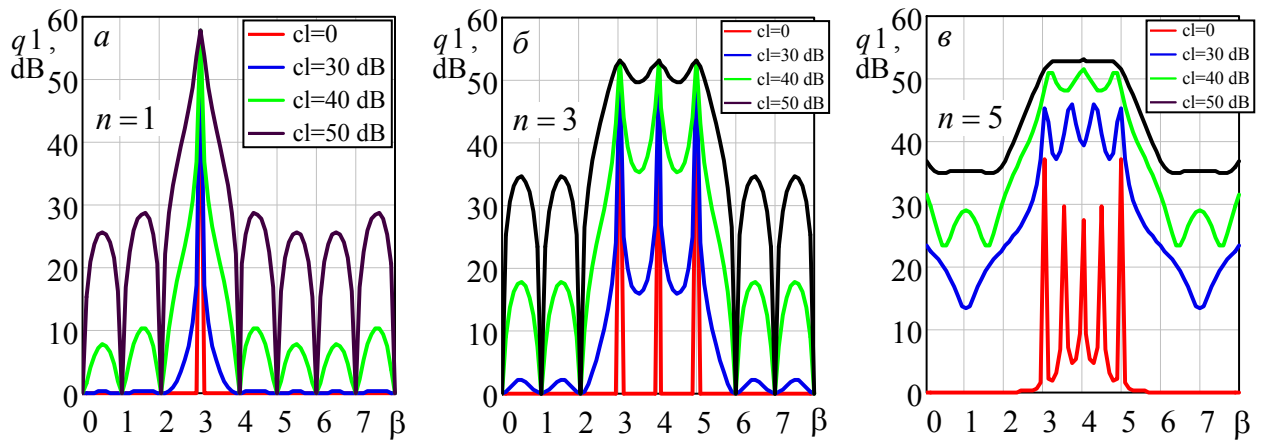


Рисунок 3.12 – Сімейства функцій  $q1 = q1(\beta)$  (3.37)

При  $\sigma_{cl}^2 = 0$  й  $\lambda_i \gg 0$ ,  $i \in 1 \dots n$

$$\delta_{add} = \frac{\sum_{i=1}^n |y_i|^2 / \lambda_i}{\sum_{i=n+1}^N |y_i|^2} \ll 1, q1 \approx 1, \quad (3.43)$$

що й пояснює близькість у цих умовах ефективності послідовної обробки із ВВ (3.35) (рис. 3.8, а) і оптимальної (див. сині штрихові криві на рис. 3.10, 3.11). Однак у міру зростання рівня  $\sigma_{cl}^2$  значення  $\delta_{add}$  монотонно наближається до величини

$$\delta_{add} = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_i \cdot |y_i|^2}{\sum_{i=n+1}^N |y_i|^2} \gg 1, \quad (3.44)$$

що й пояснює можливість великих втрат (рис. 3.10, 3.11) у цих умовах.

3.3.5 Проаналізуємо тепер граничні можливості послідовної часово-просторової обробки, при якій МПО сигналів у кожному просторовому каналі передусе наступній МКО сигналів (рис. 3.8, б).

Розрахункові співвідношення, що описують ефективність такої обробки при довільних вагових векторах МПО і МКО, мають ту саму форму ("ізоморфні"), що й аналогічні співвідношення (3.31) – (3.34) для просторово-часової обробки з точністю до взаємної заміни просторових і часових параметрів, і записуються у вигляді

$$\mathbf{R}_{s_{out}} = \left| \mathbf{w}2_{\tau}^* \cdot \mathbf{x}_{\tau} \right|^2 \cdot \mathbf{x}_s \cdot \mathbf{x}_s^*, \quad (3.45)$$

$$\mathbf{R}_{out} = \left( \mathbf{w}2_{\tau}^* \cdot \Phi \mathbf{c} \cdot \mathbf{w}2_{\tau} \right) \cdot \mathbf{I}_N + \left( \mathbf{w}2_{\tau}^* \cdot \mathbf{w}2_{\tau} \right) \cdot \mathbf{R}_a, \quad (3.46)$$

$$q_{\tau s}(\mathbf{w}2_{\tau}^*, \mathbf{w}2_s^*) = (\mathbf{w}2_{\tau}^* \cdot \mathbf{w}2_{\tau}) \cdot \mathbf{w}2_s^* \cdot (q2 \cdot \mathbf{I}_N + \mathbf{R}\mathbf{a}) \cdot \mathbf{w}2_s, \quad q2 = \frac{\mathbf{w}2_{\tau}^* \cdot \Phi \mathbf{c} \cdot \mathbf{w}2_{\tau}}{\mathbf{w}2_{\tau}^* \cdot \mathbf{w}2_{\tau}}, \quad (3.47)$$

$$\mu_{\tau s} = \left| \mathbf{w}2_{\tau}^* \cdot \mathbf{x}_{\tau} \right|^2 \cdot \left| \mathbf{w}2_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right|^2 / q_{\tau s}(\mathbf{w}2_{\tau}^*, \mathbf{w}2_s^*). \quad (3.48)$$

Використовуємо їх при "ізоморфних" (3.35) вагових векторах

$$\mathbf{w}2_{\tau} = (\mathbf{R}_{\tau s})_{1,1}^{-1} \cdot \mathbf{x}_{\tau} = (\Phi \mathbf{c} + \sigma_a^2 \cdot \mathbf{I}_M)^{-1} \cdot \mathbf{x}_{\tau}, \quad \mathbf{w}2_s = \mathbf{R}_{out}^{-1} \cdot \mathbf{x}_s, \quad (3.49)$$

де  $\sigma_a^2$  — потужність ШЗ "що брала участь у формуванні" вагових векторів МПО.

Практично бажано, щоб  $\sigma_a^2 = 0$ , однак ця умова звичайна виконати ще складніше, чим умова  $\sigma_{cl}^2 = 0$  у вагових векторах МКО (3.35) схеми рис. 3.8, а.

На рис. 3.13, 3.14 показано розрахункові сімейства перетинів КШХ площинами  $\beta = 6,5$  і  $f = 0,5$ . Параметром сімейств є значення  $\sigma_a^2$  (позначено "jam"), червоними кривими, як і раніше, показано ефективність оптимальної обробки (3.23) у схемах рис. 3.5. Кутові (азимутальні) координати джерел ШЗ ті самі, що й раніше.

Видно, що за рахунок "участі" ШЗ у формуванні вагових векторів МПО (3.49) ефективність послідовної часово-просторової обробки (рис. 3.8, б) знижується, і пов'язані із цим втрати різко збільшуються із зростанням їхньої потужності  $\sigma_a^2$ . Так, в умовах рис. 3.13 на оптимальній швидкості цілі  $f = 0,5$  за потужністю  $\sigma_a^2 = 50$  dB, що дорівнює потужності ШЗ на вході, вони можуть перевищувати 25 dB.

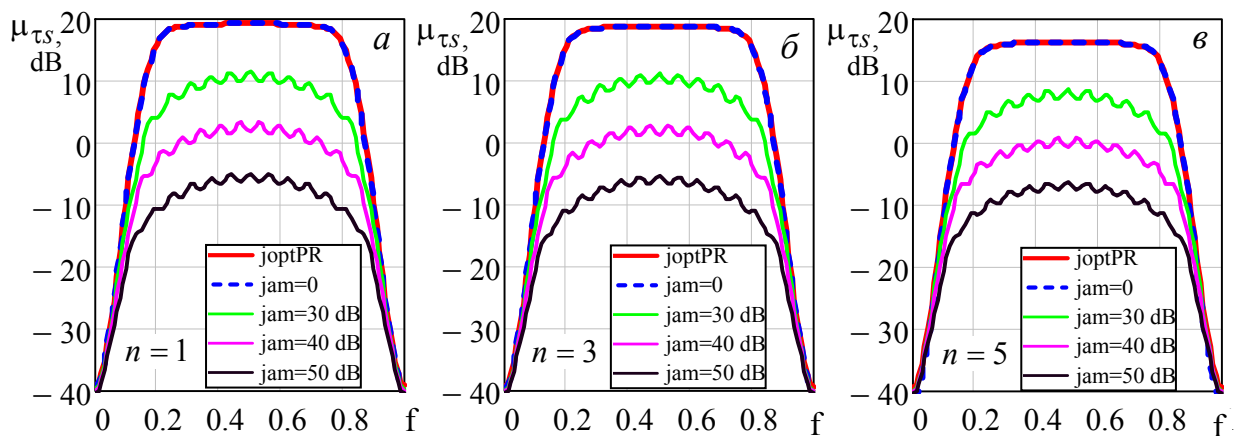


Рисунок 3.13 – Перетини КШХ площиною  $\beta = 6,5$



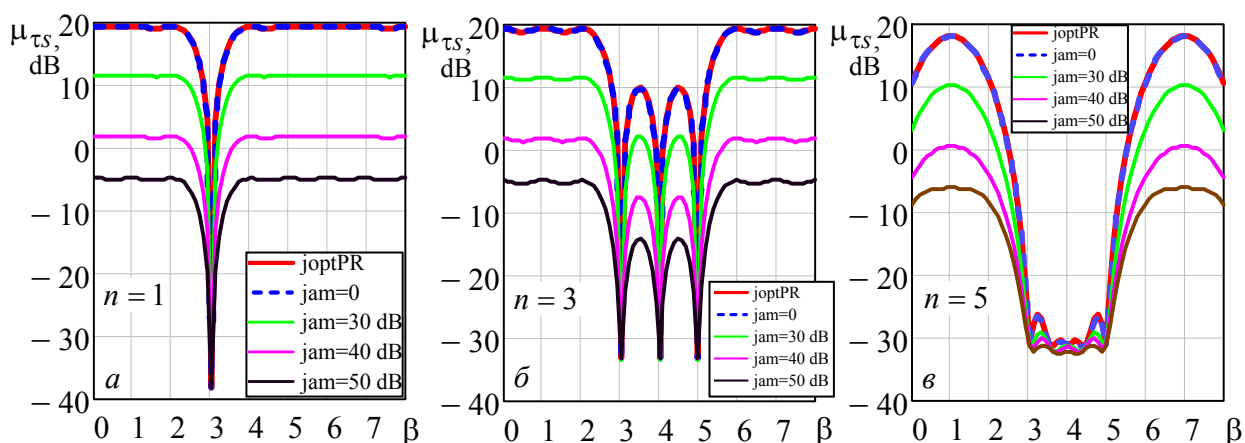


Рисунок 3.14 – Перетини КШХ площиною  $f = 0,5$

Причина цього аналогічна причині втрат просторово-часової обробки при участі чужої ПЗ у вагових векторах попередньої МКО. У цьому випадку у вагових векторах попередньої МПО чужою є ШЗ, що відіграє таку ж негативну роль.

3.3.6 Водночас зворотний порядок проходження систем МПО і МКО сигналів породжує відмінності їхніх КШХ в азимутальній площині, що наочно видно з порівняння рис. 3.11 і рис. 3.14. Вони зводяться до того, що в азимутальній КШХ розглянутої часово-просторової обробки немає рівновіддалених точок (напрямків), у яких відсутній шкідливий вплив "чужої" завади.

Очевидна причина цього полягає у використанні в розрахунковій моделі припущення про рівномірний розподіл джерел ПЗ у межах ширини декількох азимутальних ДС ФАР, досить характерне для реальних умов. У цьому випадку на вході системи МКО залишки ПЗ із рівнем, пропорційним  $\sigma_a^2$ , не залежать від напрямку візування. Тому форма КШХ в азимутальній площині поза напрямками на джерела ШЗ від азимута практично не залежить, а в напрямках на джерела ШЗ наступною системою МКО формуються провали, форма яких визначається інтенсивністю ШЗ, кількістю і взаємним розташуванням їх (точкових) джерел.

3.3.7 Таким чином, основним недоліком послідовної (роздільної) ПЧОС (рис. 3.8) можна вважати наявність завад, чужих для першої (вхідної) системи обробки. Пов'язані із цим втрати залежать від їхньої інтенсивності й можуть виявитися неприпустимо великими. Тому в літературі запропоновані різні методи ослаблення їхнього шкідливого впливу, у першу чергу – ПЗ у схемі рис. 3.8, а.

У більшості з них використовуються частотні або часові відмінності ШЗ і ПЗ. В умовах стаціонарних за часом (дальністю) маскувальних ШЗ робляться спроби визначити інтервали часу (дальності) або діапазони доплерівських частот, де нестационарні за дальністю ПЗ мають мінімальну потужність або відсутні.

В [195–201] пропонується метод формування класифікованої навчаючої вибірки, заснований на використанні граничної оцінки коефіцієнта міжканальної кореляції комбінованої завади (з одним джерелом ШЗ) й метод, заснований на поточній інтервальній оцінці розподілу пасивної складової комбінованої завади за дальністю (часом) і на оцінці ширини нормованої автокореляційної функції в кожному елементі розділення за дальністю.

Відомий інший метод усунути "чужу" ПЗ у ході послідовного включення систем просторової і часової обробки. У ньому використовується відмінність ширини спектра ПЗ [194, 195, 216, 221–225], приблизно рівного ширині спектра зондувального сигналу, і зазвичай значно більш широкого спектра ШЗ у просторових каналах приймання. Це дозволяє відстроїтися від ПЗ, уводячи в просторові канали приймання фільтри, настроєні на частоти поза зоною спектра ПЗ. Цей метод, наскільки відомо авторам, був уперше запропонований в [221, 222], а потім неодноразово "перевідався" (зокрема, в [216]).

Нижче стисло аналізуються його сутність і потенційна ефективність у розглянутих вище тестових ситуаціях.

3.3.8 На рис. 3.15 наведено схему відповідної системи обробки.

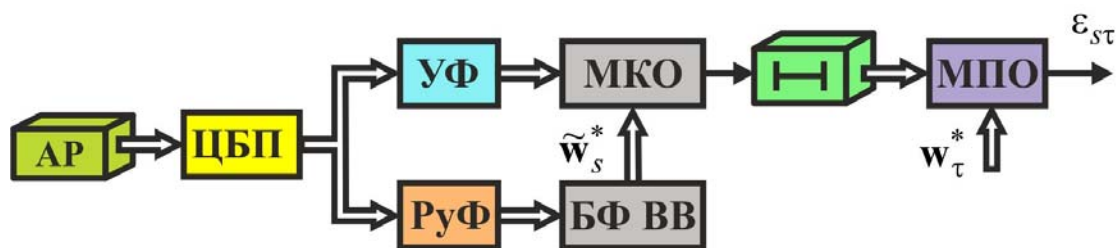


Рисунок 3.15 – Система роздільної просторово-часової обробки з розстроєними за частотою каналами

Сигнали цифрового багатоканального ( $N$  – канального) широкопasmового приймача (ЦБП) надходять у фільтри, узгоджені з поодинокими імпульсами пачки (УФ)

на частоті  $f_0$  зондування, і в розузгоджені фільтри (РуФ) з тією самою формою частотної характеристики, але настроєні на частоту  $f_1 = f_0 - \Delta$ , що відрізняється від  $f_0$  на частоту  $\Delta > \Pi_{ps}$ , що перевищує ширину спектра  $\Pi_{ps}$  зондувального сигналу (probing signal). За сигналами РуФ, у яких ПЗ відсутня, у блоці формування ВВ МКО (БФ ВВ) розраховується ваговий вектор ПО  $\tilde{\mathbf{w}}_s$ , який використовується в системі МКО замість ВВ  $\mathbf{w}_s$  (наприклад, (3.35)), сформованого за вихідними сигналами УФ за "участю" ПЗ. Подальша обробка повторює обробку в схемі рис. 3.8, а.

3.3.9 Оцінимо потенційні втрати схеми рис. 3.15 порівняно зі схемою оптимальної сумісної обробки (3.22) – (3.24). Вважатимемо, що ВВ ПО і ЧО дорівнюють

$$\tilde{\mathbf{w}}_s = \tilde{\mathbf{\Phi}}\mathbf{a}^{-1} \cdot \mathbf{x}_s, \quad \tilde{\mathbf{w}}_\tau = \tilde{\mathbf{R}}_{out}^{-1} \cdot \mathbf{x}_\tau, \quad (3.50)$$

де  $\tilde{\mathbf{\Phi}}\mathbf{a} = \mathbf{I}_N + \tilde{\mathbf{R}}\mathbf{a}$  — КМ суміші шуму й ШЗ на виході РуФ,  $\tilde{\mathbf{R}}_{out}$  — КМ залишків завад після МКО (на вході системи МПО) у схемі рис. 3.15.

Для кореляційної матриці  $\tilde{\mathbf{R}}\mathbf{a}$  справедливо те саме подання (3.19)  $\tilde{\mathbf{R}}\mathbf{a} = \tilde{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{h} \cdot \tilde{\mathbf{F}}^*$ , у якому, однак, стовпці  $\tilde{\mathbf{f}}_i = [\tilde{\phi}_\ell^{(i)}]_{\ell=1}^N$  матриці АФР ШЗ на виходах розстроєних фільтрів дорівнюють [221]

$$\tilde{\mathbf{f}}_i = \left[ \exp\left(j \frac{2\pi}{N} d \cdot (\ell - 1) \cdot \beta_i \cdot (1 - \chi)\right) \right]_{\ell=1}^N, \quad \chi = \frac{\Delta}{f_0}, \quad i \in 1 \dots n. \quad (3.51)$$

На рис. 3.16 і рис. 3.17 наведено сімейства перетинів КШХ схеми рис. 3.15 площинами  $\beta = 6,5$  і  $f = 0,5$  відповідно.

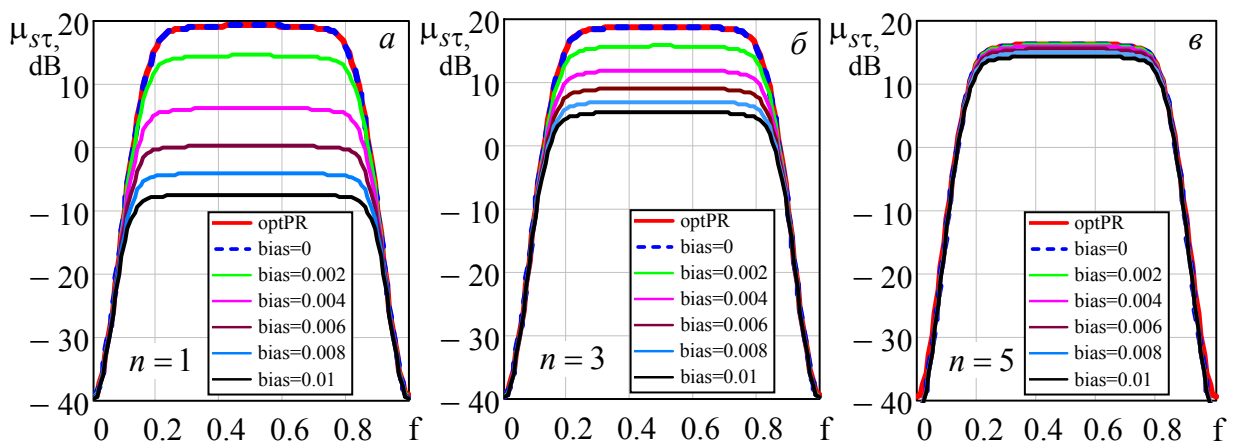


Рисунок 3.16 – Перетини КШХ площиною  $\beta = 6,5$

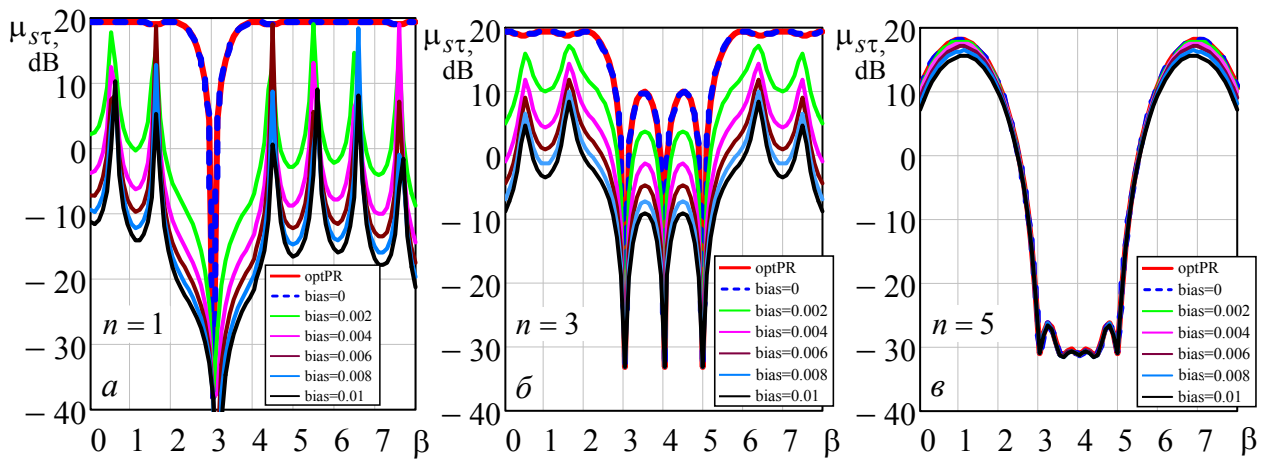


Рисунок 3.17 – Перетини КШХ площиною  $f = 0,5$

Параметрами сімейств служать значення відносного зсуву частоти  $\chi$  (3.51) РуФ (позначені "bias"), що лежать у діапазоні  $\chi \in 0,002, 0,01$ . Зокрема, для РЛС із несучою  $f_0 = 3$  ГГц (довжиною хвилі  $\lambda = 10$  см) цей діапазон відповідає ширині спектра зондувальних сигналів  $\Pi_{ps} \in 3, 30$  МГц.

Наведені результати дозволяють зробити наступні висновки.

1. Заміна вагових векторів ПО, що формуються у схемі рис. 3.8, *а* за вихідними сигналами УФ, на вагові вектори, сформовані за сигналами розстроєних фільтрів, усуває "участь" ПЗ у цих ВВ і пов'язані із цим втрати ефективності, але породжує інші втрати, відсутні у початковій структурі (рис. 3.8, *а*). "Нові" втрати суттєво залежать від кількості й розташування в просторі джерел ШЗ. Вони невеликі при "близькорозташованих" джерелах ШЗ ( $n = 5$ ), але при "просторово розділених" джерелах ( $n = 1, n = 3$ ) суттєво збільшуються.

Причина в тому, що на виходах РуФ формуються АФР  $\tilde{\mathbf{f}}_i$  (3.51), що відповідають не істинним напрямкам  $\beta_i$  ( $i \in 1, n$ ) на джерела ШЗ, а їхнім "фіктивним" напрямкам  $\beta_i \cdot (1 - \chi)$ . МКО сигналів із ВВ  $\tilde{\mathbf{w}}_s$  (3.50) формує "провали" у ДС ФАР у цих "фіктивних" напрямках. Похибки у напрямках порівняно широкі провалів на ШЗ від "нероздільних" джерел незначно знижують ступінь їхнього заглушення, але істотні в напрямках на вузькі провали, сформовані на "роздільні" джерела ШЗ.

У розглянутих тестових прикладах саме із цим пов'язані максимальні втрати при  $n = 1$  й мінімальні — при  $n = 5$ . За цією самою причиною при  $\chi > 0$  умови ортогональності (3.40) і колінеарності (3.41) виконуються лише приблизно, що пояснює відмінності результатів рис. 3.11 і рис. 3.17.

2. Порівняти втрати схем рис. 3.8, а і рис. 3.15 можна із завданням рівня  $\sigma_{\text{д}}^2 > 0$  ПЗ у ВВ ПО (3.35) і відносного частотного розстроювання  $\chi$  (3.51). Якщо втрати першої схеми вважати в "природних" умовах рівності  $\sigma_{\text{д}}^2$  потужності  $\eta$  вхідної ПЗ, то в розглянутих тестових ситуаціях ( $\eta = 50$  dB) втрати схеми рис. 3.15 більші приблизно на 10 dB при  $n = 1$ , менші на 15 dB при  $n = 3$  і на 30 dB — при  $n = 5$  навіть при максимальному розстроюванні  $\chi = 0,01$ , у якій може не бути практичної необхідності з відносно малою шириною спектра зондувального сигналу. Підкреслимо, що наведені кількісні оцінки стосуються тільки розглянутих сценаріїв і можуть значно змінитися в будь-яку сторону в іншій завадовій обстановці. У зв'язку із цим додаткове введення розстроєних за частотою просторових каналів приймання, всупереч твердженням [216], *не може* вважатися надійним методом нейтралізації впливу ПЗ на ефективність послідовної ПЧ обробки (рис. 3.8, а).

Перейдемо до принципово іншого методу ПЧОС, заснованому на комбінованому використанні послідовних систем ПЧ і ЧП обробки сигналів.

### 3.4 Комбінована ПЧОС на основі роздільних систем та її граничні можливості

3.4.1 Ідея й стратегія *комбінованого* використання роздільних систем захисту від незалежних складових сукупної завади обґрунтовані в [193, 218] Ю.І. Абрамовичем і В.Г. Качуром. Було показано, зокрема, що послідовні ПЧ і ЧП системи обробки (рис. 3.8), під час незалежного використання здатні ефективно заглушувати тільки "свої" компоненти комбінованої завади, потенційно можуть забезпечити високу (близьку до оптимальної) ефективність обробки й в умовах комбінованих завад у цілому в ході раціонального об'єднання й оптимальної стратегії використання. Зміст об'єднання в тому, що обробка в одній (кожній) із цих систем розглядається як черговий крок ітеративної процедури, у процесі якої кожна з них покроково підвищує

ефективність іншої системи й, тим самим, обробки в цілому. Оптимальна стратегія визначає черговість роботи підсистем, кількість циклів роботи кожної з них в ітеративній процедурі, об'єм навчаючої вибірки у відповідному циклі адаптивного настроювання кожної з них. Адаптивна організація такої процедури описана в [193, 218], тут аналізуються її потенційні можливості.

3.4.2 Стосовно до задачі, що розглядається, комбінована ПЧОС є ітеративною процедурою, на кожному кроці якої після ініціалізації по черзі використовується одна із двох систем обробки (рис. 3.8) із ВВ у першому ступені, сформованому на попередньому кроці в другому ступені іншої системи.

Пояснимо роботу цієї процедури, користуючись схемою рис. 3.18.

Комбінована система ПЧОС складається з послідовної ПЧ системи (рис. 3.8, а) (нижче горизонтальної штрихової прямої на рис. 3.18) і ЧП системи (рис. 3.8, б) (вище цієї прямої). Вона може запускатися або ВВ  $w_{s0}$  МКО ПЧ системи, або ВВ  $w_{\tau0}$  МПО ЧП системи ("пускові" ВВ умовно позначено оранжевими стрілками).

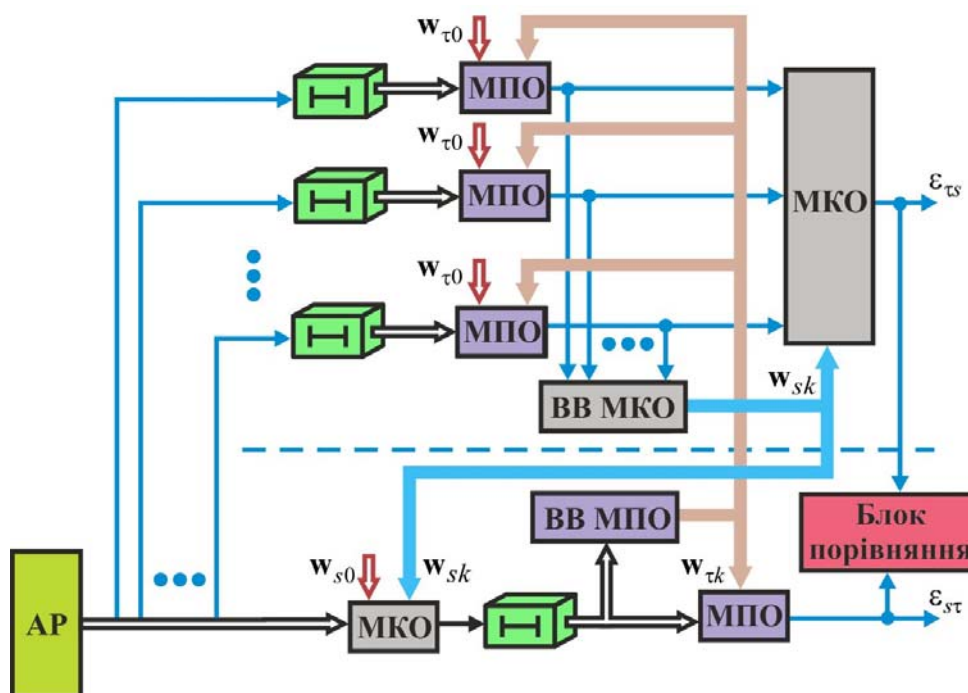


Рисунок 3.18 – Комбінована ПЧОС

Нехай для конкретності на початковому (нульовому) кроці процедура запускається ВВ МКО  $w_{s0}$  першого ступеня ПЧ обробки. У його ролі може використовуватися як ВВ (3.35), так і будь-який інший, наприклад, узгоджений ВВ МКО  $w_{s0} = x_s$ .

За некомпенсованими залишками завад першого ступеня в блоці ВВ МПО другого ступеня формується ваговий вектор  $\mathbf{w}_{\tau k}$  ( $k = 0$ ) МПО, наприклад, за другою рівністю в (3.35). Цей ВВ "у міру можливого" компенсує ПЗ у вихідному ефекті  $\varepsilon_{st}$  системи ПЧ обробки на нульовому кроці й, крім того, передається в систему МПО першого ступеня ЧП обробки (показано коричневими стрілками).

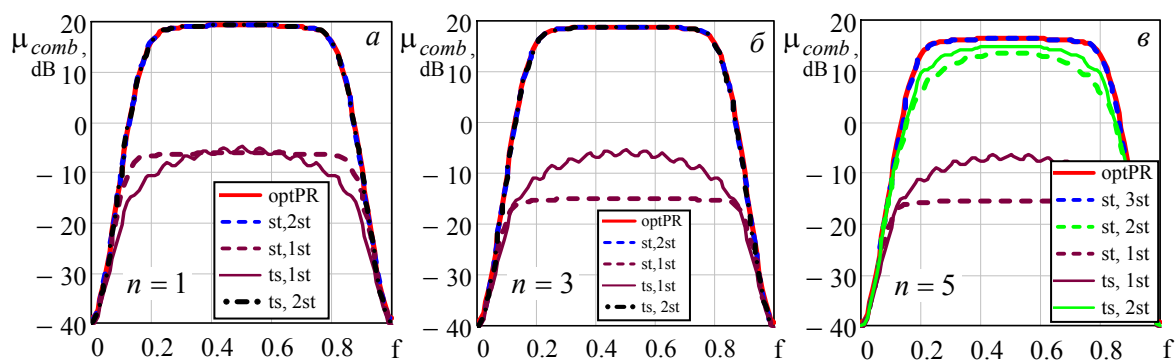
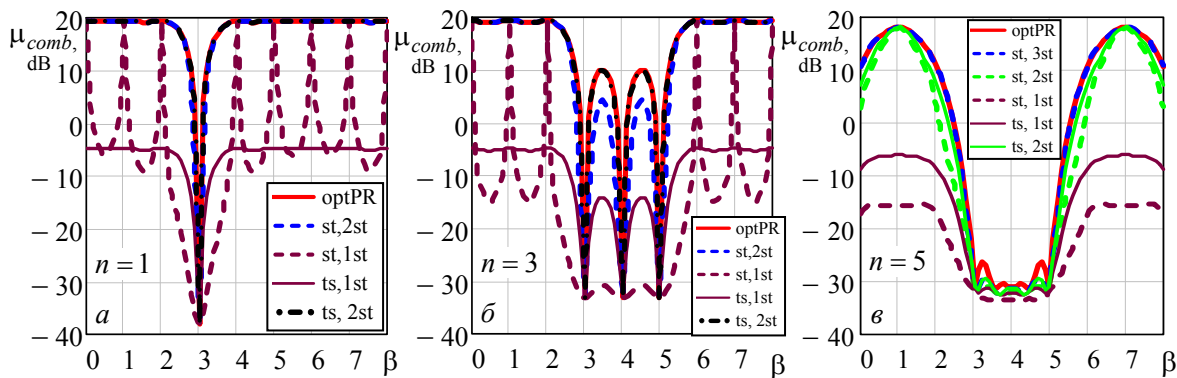
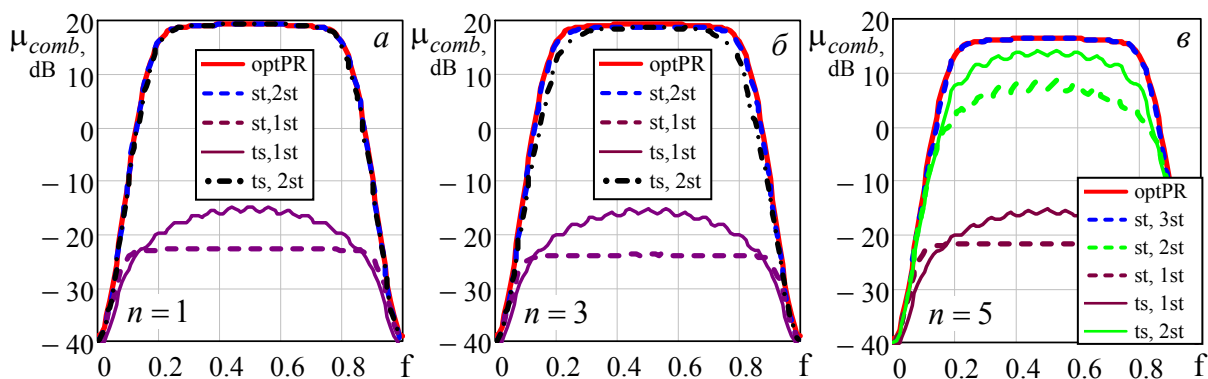
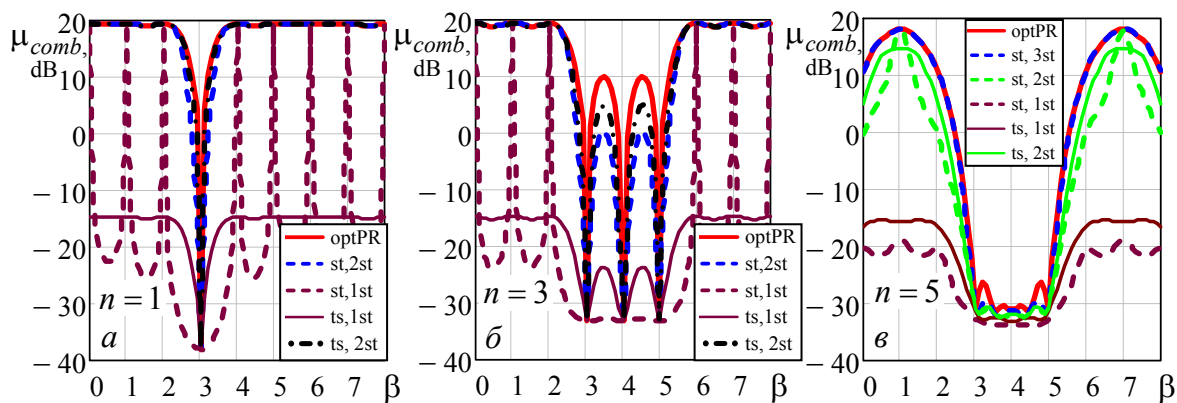
Тут він "у міру можливого" компенсує ПЗ, у зв'язку із чим її потужність після МПО в просторових каналах приймання стає меншою (не більшою), ніж на їхніх входах (виходах ФАР). За результатами МПО в блоках ВВ МКО за формулою (3.35) формується ВВ просторової обробки  $\mathbf{w}_{sk}$  ( $k = 1$ ), у якому із зазначеної причини "участь" ПЗ ослаблена або навіть практично усунута. Цей ВВ компенсує ПЗ у вихідному ефекті  $\varepsilon_{ts}$  системи ЧП обробки й заміняє ВВ МКО  $\mathbf{w}_{s0}$  початкового кроку процедури в ПЧ системі обробки (блакитна стрілка).

Цим закінчується нульовий і починається перший крок ітеративної процедури, який точно відтворює операції нульового кроку, але з новими ВВ у системах ПЧ і ЧП обробки. Ці самі операції, що обновляють відповідні ВВ, повторюються на всіх наступних кроках процедури до її зупинки, що настає після досягнення заданої "близькості" вихідних ефектів  $\varepsilon_{ts}$  і  $\varepsilon_{st}$ , що контролюється в блоці порівняння.

Процедура може починатися й із системи ЧП обробки в ході запуску МПО в її першому ступені ваговими векторами ЧО  $\mathbf{w}_{\tau 0}$ , показаними оранжевими стрілками вище штрихової горизонтальної прямої. У їхній ролі можуть виступати як ВВ ЧО (3.49), так й інші ВВ, зокрема, узгоджені ВВ  $\mathbf{w}_{\tau 0} = \mathbf{x}_{\tau}$ . Подальші кроки ітеративної процедури з очевидними коректуваннями повторюють відповідні кроки попередньої.

3.4.3 На рис. 3.19, 3.20 показано розрахункові перетини КШХ комбінованої системи ПЧОС площинами  $\beta = 6,5$  і  $f = 0,5$  відповідно. Червона крива, як і раніше, відповідає оптимальній сумісній обробці за схемою рис. 3.5. Позначення "st" і "ts" указують "пускові" ВВ  $\mathbf{w}_{s0}$  (3.35) і  $\mathbf{w}_{\tau 0}$  (3.49), у яких "бере участь" чужа завада потужністю  $\sigma_{cl}^2 = \sigma_a^2 = 50$  дБ, цифри поруч із ними після коми — кількість кроків (step) процедури (з урахуванням початкового).



Рисунок 3.19 – Перетини КШХ площиною  $\beta = 6,5$ Рисунок 3.20 – Перетини КШХ площиною  $f = 0,5$ Рисунок 3.21 – Перетини КШХ площиною  $\beta = 6,5$ Рисунок 3.22 – Перетини КШХ площиною  $f = 0,5$



З порівняння цих рисунків з рис. 3.10, 3.11, 3.13, 3.14 видно, що після ініціалізації ( $k = 0$ ) значення ВСЗШ на виході відповідної системи обробки, як і має бути, точно дорівнюють їхнім фінальним значенням у схемах рис. 3.8, а, 3.8, б. Однак уже після другої ітерації при  $n = 1$ ,  $n = 3$  й третьої — при  $n = 5$ , ці значення практично збігаються з оптимальними (у масштабах рисунків вони не відрізняються).

На рис. 3.21, 2.22 наведено ті самі КШХ, але для "стартових" узгоджених ВВ  $\mathbf{w}_{s0} = \mathbf{x}_s$  або  $\mathbf{w}_{\tau 0} = \mathbf{x}_\tau$ . Перехід до них, як і слід було сподіватися, знизив ефективність початкового кроку процедури, але не вплинув на ефективність її наступних кроків.

3.4.4 У розглянутій комбінованій системі ПЧОС фактично реалізується класичний метод покоординатної релаксації (покоординатного спуску) відшукування екстремуму функцій багатьох змінних [214], що не вимагає обчислення похідних функції, що оптимізується (що часто називається методом Гаусса – Зельдера). Цей метод (один з безлічі в принципі можливих) використовується через відсутність (у загальному випадку довільних КМ ШЗ і ПЗ) точного замкненого розв'язку для ВВ оптимальних роздільних систем МКО і МПО сигналів із загальним "кронекерівським" ВВ (3.30), хоча кожний з його співмножників як під час ПЧ обробки (3.35), так і під час ЧП обробки (3.49) за відсутності чужої завади є оптимальним. За наявності чужої завади кожний зі співмножників стає неоптимальним і по черзі (на черговому кроці процедури) оптимізується при фіксованому значенні другого співмножника, оптимізованого на попередньому кроці.

Цільовою функцією при цьому виступає значення ВСЗШ, що оптимізується (векторними) координатами — ВВ систем МКО і МПО сигналів.

Як зазначалося в [193], цей метод придатний для процедур багатокрокового по-чергового настроювання роздільних систем компенсації широкого класу завад. Саме він покладений в основу теорії комбінованих систем обробки (КСО) сигналів у системах радіозв'язку, згодом розвинутому в роботах В.О. Григор'єва [189–192]. Зокрема, ним продемонстровані важливі переваги КСО, подібної наведеної на рис. 3.18, що потенційно наближають її до оптимальної (розрахунки на рис. 3.19–3.22 узгоджуються із цим), але, за твердженням автора, суттєво більш простої і швидкодіючої.

З цієї нагоди необхідно зазначити наступне.

1. Комбінована обробка за схемою рис. 3.18 відбувається не в режимі реального часу (не "на проході"), оскільки необхідна кількість кроків використовуваної ітеративної процедури в кожному елементі дистанції залежить від *завадовій обстановки*, може бути різною і *априорі невідомою*. Режим нереального часу може бути прийнятний для деяких РЛС програмного огляду, але завідомо неприйнятний, зокрема, для багатофункціональних РЛС наведення й РЛС кругового огляду.

2. В останньому випадку, як зазначалося вище, моделі КМ комбінованих завад у вигляді "кронекерівських сум" (3.16) – (3.18) несправедливі, зокрема, через несправедливість рівностей (3.15а). У цих умовах використання "кронекерівських" ВВ (3.30) може призводити до цілого ряду досить відомих небажаних ефектів. Так, під час обертання антени через азимутальну нестаціонарність ШЗ, викликану зміною відносних кутових координат точкових джерел, КМ ШЗ при черговому зондуванні може відрізнитися від їх КМ у попередньому, у зв'язку із чим ВВ МКО попереднього зондування може "застаріти" і стати непридатним для поточного зондування. Заміна його на ВВ МКО, сформований по КМ ШЗ поточного зондування, може знизити ефективність наступної МПО через зниження міжперіодної кореляції ПЗ. Фіксація ("заморожування") ВВ МКО на інтервал МПО може супроводжуватися зниженням ефективності МКО [204–206] на фоні ШЗ. Ще одним обмеженням для застосування загального "кронекерівського" ВВ (3.30) є цілком можлива на практиці відмінність характеристик (ДС) просторових каналів приймання, за якої дотримання рівності ВВ МПО в кожному просторовому каналі приймання при орієнтації на ЧП обробку рис. 3.8, б може знижувати ефективність МПО.

3. Ці негативні ефекти теоретично не властиві оптимальній сумісній обробці (3.22), (3.23), яка, проте, часто покладається непридатною для практичної реалізації через велику обчислювальну складність. Однак у ході оцінки цієї складності часто не враховуються наявні досить значні резерви її зниження, пов'язані з використанням факторизованих подань матриць, обернених до оцінок різного виду КМ комбінованих завад [109, 110], а також стрімко зростаючий рівень цифрової елементної бази.

### Висновки за розділом 3

1. Створено математичну модель когерентних пачок корисних сигналів (3.7), (3.8) і комбінованих завад (адитивної суміші взаємонезалежних шумів каналів приймання, маскувальних шумових (ШЗ) і пасивних (ПЗ) завад) у  $N$  – каналній РЛС виявлення БПЛА із системою  $M$  – періодної часової (міжперіодної) обробки (3.10) – (3.21). Для РЛС програмного огляду використана модель кореляційної матриці (КМ) комбінованих завад у вигляді сум кронекерівських добутків  $N \times N$  КМ ШЗ і  $M \times M$  КМ ПЗ із одиничними  $M \times M$  і  $N \times N$  матрицями відповідно (3.17), (3.18). Як КМ ШЗ використано модель КМ взаємонезалежних рівнопотужних шумових випромінювань  $n \geq 1$  точкових джерел, що діють із заданих кутових напрямків (3.19), (3.20).

2. Для таких моделей КМ розраховані енергетичні куто-швидкісні характеристики (КШХ) *оптимальної сумісної* ПЧОС у РЛС із  $N = 6$  – елементної еквідистантної ФАР і  $M = 16$  – періодною часовою обробкою в трьох тестових ситуаціях точкових джерел, що відрізняються кількістю ШЗ. За ступенем близькості до цих КШХ оцінена ефективність розглянутих далі квазіоптимальних систем ПЧОС тієї самої розмірності й у тій самій сигнально-завадовій ситуації.

3. Проаналізовано особливості оптимальної ПЧОС в окремих випадках наявності зовнішніх завад тільки одного виду за відсутності запізнювання обвідної сигналу на апертурі ФАР. Показано, що широко використовуване послідовне включення роздільних систем просторової й часової обробки (рис. 3.8) у цих умовах може бути оптимальним, однак не є таким за наявності зовнішніх завад *обох* видів.

4. Розраховані граничні можливості послідовних роздільних систем просторової (ПО) і часової (ЧО) обробки із ваговими векторами (ВВ), оптимальними тільки для "своїх" завад. В умовах комбінованих завад такі ВВ неоптимальні, що може призводити до великих втрат ефективності. Втрати залежать від рівня "чужої" завади в першому ступені обробки, а також від радіальної швидкості руху цілі й напрямку візування, причому по-різному для послідовних систем *просторово-часової* (ПЧ) і *часово-просторової* (ЧП) обробки. Дано формальні математичні й фізичні пояснення виявлених особливостей.

5. Проаналізовано ефективність відомого методу боротьби з чужою ПЗ у системі *послідовної роздільної просторово-часової* обробки. Метод заснований на використанні ВВ МКО, сформованих за вихідними сигналами фільтрів, зміщених щодо узгодженого із зондувальним сигналом на частоту, що перевищує ширину його спектра. Показано, що в цьому випадку виключення впливу ПЗ "купується" зниженням ефективності ПО через розстроювання формуючого фільтра. Обумовлені цим втрати в деяких випадках можуть бути навіть більше втрат, породжуваних "чужою" ПЗ. У зв'язку із цим уведення розстроєних за частотою додаткових просторових каналів приймання не може вважатися універсальним і надійним методом усунення впливу ПЗ на ефективність послідовної ПЧ обробки.

6. Розглянуто принципово інші методи ПЧОС, що дозволяють подолати труднощі, пов'язані з відсутністю в загальному випадку довільних КМ ШЗ і ПЗ точного замкненого розв'язку для ВВ оптимальних роздільних систем МКО й МПО із загальним "кронекерівським" ВВ (3.30). Це досягається *комбінованим* використанням цих роздільних систем у рамках єдиної ітераційної процедури, на кожному кроці якої кожна з них підвищує ефективність іншої системи й, тим самим, обробки в цілому. Запропонована схема *комбінованої* системи обробки (рис. 3.18), що реалізує класичний метод покоординатного спуску для відшукування ВВ ПО і ЧО, що забезпечують ітеративну максимізацію критерію — енергетичного відношення сигнал/(завада + шум). У тестових прикладах процедура забезпечила практично граничні значення критерію за 2 – 3 ітерації без усунення "чужих" пасивних або шумових завад. На сьогоднішній день такі комбіновані системи обробки (КСО) можуть бути використані для практичної реалізації у РЛС програмного огляду, для яких припустимі подання КМ комбінованих завад у вигляді "кронекерівських сум" виду (3.17), (3.18) і ВВ у цілому — у вигляді "кронекерівських" добутків (3.30) ВВ просторової й часової обробки та не вимагається робота у реальному часі. Таке подання в загальному випадку несправедливо для РЛС кругового огляду, у зв'язку із чим використання в них розглянутих КСО може супроводжуватися втратами різного виду. Виключити або зменшити ці втрати теоретично дозволяє перехід до сумісної ПЧОС, що не передбачає її поділ на просторову й часову.

## **4 РОЗРОБЛЕННЯ АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ЗАХИСТУ РЛС ВИЯВЛЕННЯ БПЛА ВІД КОМБІНОВАНИХ ЗАВАД НА ОСНОВІ СУМІСНОЇ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ НА ФОНІ АДИТИВНОЇ СУМІШІ АКТИВНИХ ШУМОВИХ ТА ПАСИВНИХ ЗАВАД НА ОСНОВІ АРФ**

У розділі аналізується вплив декорелюючих факторів на ефективність адаптивних послідовних систем захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад (КЗ), розробляються шляхи побудови адаптивних систем просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад в РЛС виявлення БПЛА з програмним і круговим оглядом простору, розвивається теорія побудови двовимірних та багатовимірних решітчастих фільтрів, розробляється адаптивна система захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад на основі сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні адитивної суміші активних шумових та пасивних завад на основі двовимірного АРФ з оцінюванням апіорі невідомих параметрів комбінованих завад і експериментально досліджується її швидкодія й ефективність у сталому режимі з використанням модельних завад.

### **4.1 Аналіз впливу декорелюючих факторів на ефективність адаптивних послідовних систем захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад**

#### **4.1.1 Узагальнена структура адаптивної роздільної просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад**

Під час адаптивної обробки оцінки параметрів завад необхідно отримувати в результаті обробки класифікованої навчаючої вибірки. У зв'язку із цим просторова міжканальна компенсація ШЗ зазвичай передуює міжперіодній компенсації ПЗ. У цьому випадку для РЛС програмного огляду збільшуються можливості отримати класифіковану (без ПЗ і корисних сигналів) навчаючу вибірку неперервних ШЗ потрібного об'єму для оцінювання вагового вектора міжканальної (МКО) (просторової (ПО)) обробки сигналів. У цих РЛС класифіковану навчаючу вибірку ШЗ отриму-



вому суматорі протягом часу  $T_k$  (рис. 4.1, а) міжперіодної компенсації ПЗ.

Для цього за командою керування "Строб КШЗ" (рис. 4.1, в) зафіксована оцінка вагового вектора  $\hat{\mathbf{w}}^{(s)}$  подається на перемножувачі вагового суматора МКО сигналів. Його вихідний сигнал, що є адитивною сумішшю внутрішнього шуму, пасивної завади, залишків (rests) компенсації ШЗ і, можливо, сигналу, обробляється далі в системі адаптивної міжперіодної обробки (МПО) сигналів. Горизонтальною смугою розміру  $M \times KK$  на рис. 4.1, в показані  $M$  – елементні пачки комплексних амплітуд відбиттів в  $KK$  елементах дальності аналізованого азимутального напрямку, сформовані у вхідному блоці пам'яті системи міжперіодної обробки (на схемі не показано). В середині цієї смуги виділено "ковзне" за дальністю (часом)  $M \times (K + 1)$  – вимірне вікно, за допомогою якого формується навчаюча вибірка

$$\mathbf{V}_{\text{rest}} = [\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2] = [\mathbf{v}_i]_{i=1}^K, \quad \mathbf{v}_i = [\mathbf{v}_\ell^{(i)}]_{\ell=1}^M = \begin{cases} \mathbf{v}_i^{(1)}, & i \leq K/2, \\ \mathbf{v}_{i-K/2}^{(2)}, & i > K/2 \end{cases} \quad (4.1)$$

об'єму  $K$ . У результаті її обробки в блоці оцінки параметрів ПЗ (БОП ПЗ) з урахуванням наявної апіорної інформації формується оцінка оберненої матриці  $\hat{\Psi}_{\text{rest}}$ , яка використовується для отримання оцінки вагового вектора МПО  $\hat{\mathbf{w}}_\tau = \hat{\Psi}_{\text{rest}} \cdot \mathbf{x}_\tau$ . Ця оцінка використовується у ваговому суматорі МПО сигналів, де одночасно компенсується пасивна завада з тієї або іншою ефективністю й накопичуються імпульси пачки корисного сигналу.

#### 4.1.2 Аналіз впливу флуктуацій оцінки просторового вагового вектора і некласифікованості навчаючої вибірки на ефективність адаптивної роздільної просторово-часової обробки сигналів

##### 4.1.2.1 Докажемо необхідність фіксації оцінки просторового вагового вектора МКО сигналів на фоні шумових завад в адаптивній системі роздільної просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад. Так, будемо вважати, що ця оцінка не фіксується і для адаптивної роздільної ПЧОС з $N = 6$ просторовими й $M = 16$ часовими каналами проаналізуємо вплив *флуктуацій* оцінки просторового

вагового вектора (ПВВ)  $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)} = \hat{\Psi} \mathbf{a}_m \cdot \mathbf{x}_s$  у кожному  $m$ -му ( $m \in 1, M$ ) періоді повторення імпульсів на *якість заглушення* пасивних завад за допомогою вагового вектора МПО  $\hat{\mathbf{w}}_\tau = \hat{\Psi} \mathbf{rest} \cdot \mathbf{x}_\tau$ . Флуктуації оцінки ПВВ  $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)} = \hat{\Psi} \mathbf{a}_m \cdot \mathbf{x}_s$  від періоду до періоду зондування обумовлено тим, що у кожному  $m$ -му ( $m \in 1, M$ ) періоді вона відшукується за "свою" навчаючою вибіркою кінцевого об'єму і тому є випадковою, тобто різною в різних періодах повторення. Це може призводити до міжперіодної декореляції пасивних завад.

Одночасно із цим проаналізуємо вплив "*некласифікованості*" навчаючої вибірки ШЗ на етапі МКО сигналів на *ефективність* роздільної ПЧОС.

В ході моделювання вважатимемо, що постановники ШЗ нерухливі, наприклад, їхніми джерелами є передавачі, що закидаються, а антена РЛС не сканує (промінь РЛС програмного огляду з електронним скануванням ДС ФАР установлений у задане кутове положення).

На етапах просторової й часової обробки використовуватимемо діагонально регуляризовані оцінки обернених матриць  $\hat{\Psi} \mathbf{a}_m$  і  $\hat{\Psi}_b \mathbf{rest}$  у ході формування оцінок вагових векторів МКО  $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)} = \hat{\Psi} \mathbf{a}_m \cdot \mathbf{x}_s$  і МПО  $\hat{\mathbf{w}}_\tau = \hat{\Psi}_b \mathbf{rest} \cdot \mathbf{x}_\tau$ :

$$\hat{\Psi} \mathbf{a}_m = \left[ \frac{1}{K_{sp}} \cdot \left( reg_a \cdot \mathbf{I}_N + \mathbf{U}_m \cdot \mathbf{U}_m^* \right) \right]^{-1}, \quad m \in 1, M, \quad (4.2a)$$

$$\mathbf{U}_m = \left[ \mathbf{u}_i^{(m)} \right]_{i=1}^{K_{sp}}, \quad \mathbf{u}_i^{(m)} \sim CN(0, \mathbf{R}_{sp}), \quad \mathbf{R}_{sp} = \Phi \mathbf{a} + \sigma_l^2 \cdot \mathbf{I}_N, \quad (4.2б)$$

$$\hat{\Psi}_b \mathbf{rest} = K \cdot \left[ reg_{rest} \cdot \mathbf{I}_M + \mathbf{V}_{rest} \cdot \mathbf{V}_{rest}^* \right]^{-1}, \quad \mathbf{V}_{rest} = \hat{\mathbf{w}}^{(s)*} \cdot \mathbf{U}_{s\tau}. \quad (4.2в)$$

Тут  $\mathbf{U}_m$  – навчаюча просторова вибірка МКО об'єму  $K_{sp}$  в  $m$ -му ( $m \in 1, M-1$ ) періоді повторення (при класифікованій просторовій вибірці  $K_{sp} = K_{шз}$ , а дисперсія ПЗ у навчаючій вибірці  $\sigma_l^2 = 0$ );  $\sigma_l^2 \geq 0$  – дисперсія ПЗ, які повністю або частково можуть потрапити в навчаючу вибірку МКО ( $\sigma_l^2 > 0$ ) й створити тим самим некласифіковану вибірку;  $reg_a$  і  $reg_{rest}$  – регуляризатори МКО і МПО;  $\Psi_b \mathbf{rest}$  – ермітова



стрічкова матриця із шириною стрічки  $z=2 \cdot zz-1$ ,  $zz \in 1, \dots, M$ ;  $K$  – об'єм навчаючої вибірки МПО сигналів,  $\mathbf{x}_s$  і  $\mathbf{x}_\tau$  – просторовий і часовий очікувані сигнали.

Для порівняння проаналізуємо два випадки. *Перший* ( $sl=1$ ) відповідає ситуації, коли ваговий вектор МКО  $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)}$  ( $m \in 1, M$ ) обчислювався *тільки* перед *першим* періодом повторення (першим з 16 імпульсів)  $\hat{\mathbf{w}}_1^{(s)}$ , а потім *фіксувався* ("заморожувався") на інші періоди  $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)} = \hat{\mathbf{w}}_1^{(s)}$  ( $m \in 1, M$ ) для виключення впливу флуктуацій оцінки ПВВ  $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)}$  на якість заглушення ПЗ.

*Другий* ( $sl=2$ ) відповідає ситуації, коли ваговий вектор МКО  $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)}$  ( $m \in 1, M$ ) обчислюється в *кожному* з  $M$  періодів і тому мають місце *флуктуації* оцінки ПВВ  $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)}$  від *періоду* до *періоду* зондування. На рисунках, що наводяться нижче, криві відповідних *залежностей* для *першого* випадку ( $sl=1$ ) є *суцільними*, а для *другого* ( $sl=2$ ) – *штриховими*.

ВСЗШ  $\mu$  на виході ПЧОС розраховувалося за такими співвідношеннями:

для  $sl=1$  ( $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)} = \hat{\mathbf{w}}_s$ ,  $m \in 1, M$ ) (див. Додаток А):

$$\mu(K) = h_{sign} \cdot \frac{\left| \left( \hat{\mathbf{w}}_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right)^2 \cdot \left| \hat{\mathbf{w}}_\tau^*(K) \cdot \mathbf{x}_\tau \right|^2 \right|}{\hat{\mathbf{w}}_s^* \cdot \hat{\mathbf{w}}_s \cdot \hat{\mathbf{w}}_\tau^*(K) \cdot \left( \frac{\hat{\mathbf{w}}_s^* \cdot \Phi_a \cdot \hat{\mathbf{w}}_s}{\hat{\mathbf{w}}_s^* \cdot \hat{\mathbf{w}}_s} \cdot \mathbf{I}_M + \mathbf{Rc} \right) \cdot \hat{\mathbf{w}}_\tau(K)}, \quad (4.3a)$$

для  $sl=2$  ( $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)}$ ,  $m \in 1, M$ ) (див. Додаток А):

$$\mu(K) = h_{sign} \cdot \frac{\left| \hat{\mathbf{w}}_\tau^*(K) \cdot \mathbf{x}_\tau \cdot \hat{\mathbf{w}} \right|^2}{\hat{\mathbf{w}}_\tau^*(K) \cdot \left( \text{diag} \left[ \hat{\mathbf{w}}_m^* \cdot \Phi_a \cdot \hat{\mathbf{w}}_m \right]_{m=1}^M + \hat{\mathbf{\Omega}} \cdot \mathbf{Rc} \right) \cdot \hat{\mathbf{w}}_\tau(K)}; \quad (4.3b)$$

$$\hat{\mathbf{w}} = \left[ \hat{\mathbf{w}}_m^* \cdot \mathbf{x}_s \right]_{m=1}^M; \quad \hat{\mathbf{w}}_m^* = \mathbf{w}_m^{(s)*} = \left[ \hat{\mathbf{w}}_n^{(s)*} \right]_{n=1}^N, \quad m \in 1, M; \quad \hat{\mathbf{\Omega}} = \left[ \hat{\mathbf{w}}_i^* \cdot \hat{\mathbf{w}}_j \right]_{i,j=1}^M; \quad \hat{\mathbf{w}}_\tau = \hat{\Psi}_b \text{rest} \cdot \mathbf{x}_\tau.$$

Тут  $K$  – об'єм часової навчаючої вибірки;  $\hat{\mathbf{w}}$  –  $M$  – вимірний вектор, що спотворює  $M$  – вимірний вектор часового сигналу  $\mathbf{x}_\tau$ ;  $\hat{\mathbf{\Omega}}$  –  $M \times M$  матриця "декореляцій", внесених у КМ ПЗ  $\mathbf{Rc}$  відмінністю оцінних ПВВ  $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)} = \hat{\Psi}_a \mathbf{a}_m \cdot \mathbf{x}_s$  у різних інтервалах зондування;  $h_{sign}$  – відносна дисперсія випадкового амплітудного множника (див.

(3.7)); • – символ покомпонентного множення (добуток Шура – Адамара).

Спочатку проаналізуємо вплив флуктуацій оцінки ПВВ  $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)}$  і "некласифікованості" вибірки на ефективність тільки МКО роздільної ПЧОС (рис. 4.1, б, в).

4.1.2.2 На рис. 4.2–4.4 наведено усереднені за 100 реалізаціями залежності ВСЗШ  $\mu_{sp}$  на виході 6-канальної системи МКО послідовної ПЧОС (рис. 4.1, б, в) від об'єму *просторової* навчаючої вибірки  $K_{sp}$  в ході дії ШЗ від  $n=1$  (рис. 4.2),  $n=3$  (рис. 4.3) і  $n=5$  (рис. 4.4) постановників із сумарною відносною (стосовно потужності внутрішнього шуму  $\sigma_{noise}^2=1$ ) потужністю (відношення завада/шум (ВЗШ))  $h=10^5$  (50 dB) і АР ПЗ порядку  $p=10$ , з потужністю  $\sigma l^2=50$  dB і коефіцієнтом міжперіодної кореляції  $\rho_\tau=0,99$  за різних значень просторового регуляризатора:  $reg_a=0,1$  (а), 0,5 (б), 1 (в), 10 (г), 100 (д), 1000 (е), 10000 (ж).

Аналіз рис. 4.2–4.4 показав таке.

1. За відсутності в *просторовій* навчаючій вибірці пасивних завад, коли в (4.2б)  $\sigma l^2=0$  (на рисунку позначено  $cl=0$ ), тобто коли ПВВ  $\hat{\mathbf{w}}^{(s)}$  оцінюється за класифікованою вибіркою ШЗ об'єму  $K_{sp}=K_{шз}$ , то для другого випадку ( $sl=2$ ), коли ваговий вектор МКО  $\hat{\mathbf{w}}_m^{(s)}$  ( $m \in 1, M$ ) обчислювався в *кожному* з  $M$  періодів, ефективність адаптивної МКО системи ПЧОС близька до потенціалу (на рисунку позначено РОТ,  $cl=0$ ), отриманому при відомій КМ ШЗ. Шумова завада заглушується практично до рівня шуму. Це очевидний результат, оскільки саме постійно коректуючи значення ПВВ, необхідно обробляти сигнал на фоні ШЗ за відсутності ПЗ.

Найбільш висока швидкодія адаптивної МКО забезпечується із значеннями просторового регуляризатора  $reg_a=10, 100$  і  $1000$ , тобто коли це значення вище рівня внутрішнього шуму й менше відносного рівня (ВЗШ) зовнішньої ШЗ ( $1 < reg_a < 10^5$ ). Коли ж регуляризатор дорівнює ВЗШ ( $reg_a=10^5, h=10^5$  (50 dB)), спостерігаються різкі втрати у швидкодії (рис. 4.2, ж, 4.3, ж, 4.4, ж), причому вони тим більше, чим більше кількість джерел ШЗ (ДШЗ).

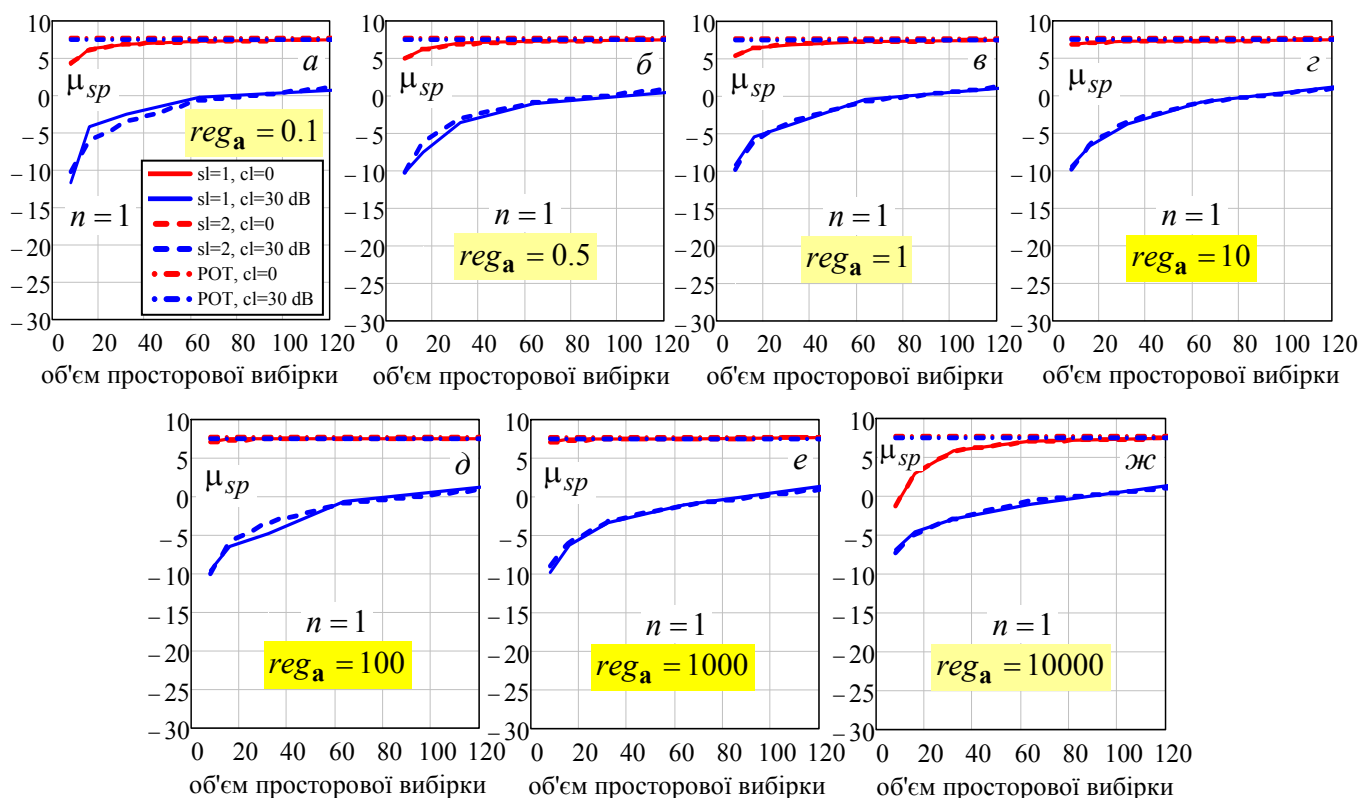


Рисунок 4.2 – Залежності ВСЗШ  $\mu_{sp}$  на виході просторової частини системи роздільної ПЧОС від об'єму просторової навчальної вибірки  $K_{sp}$  при  $n = 1$  ДШЗ

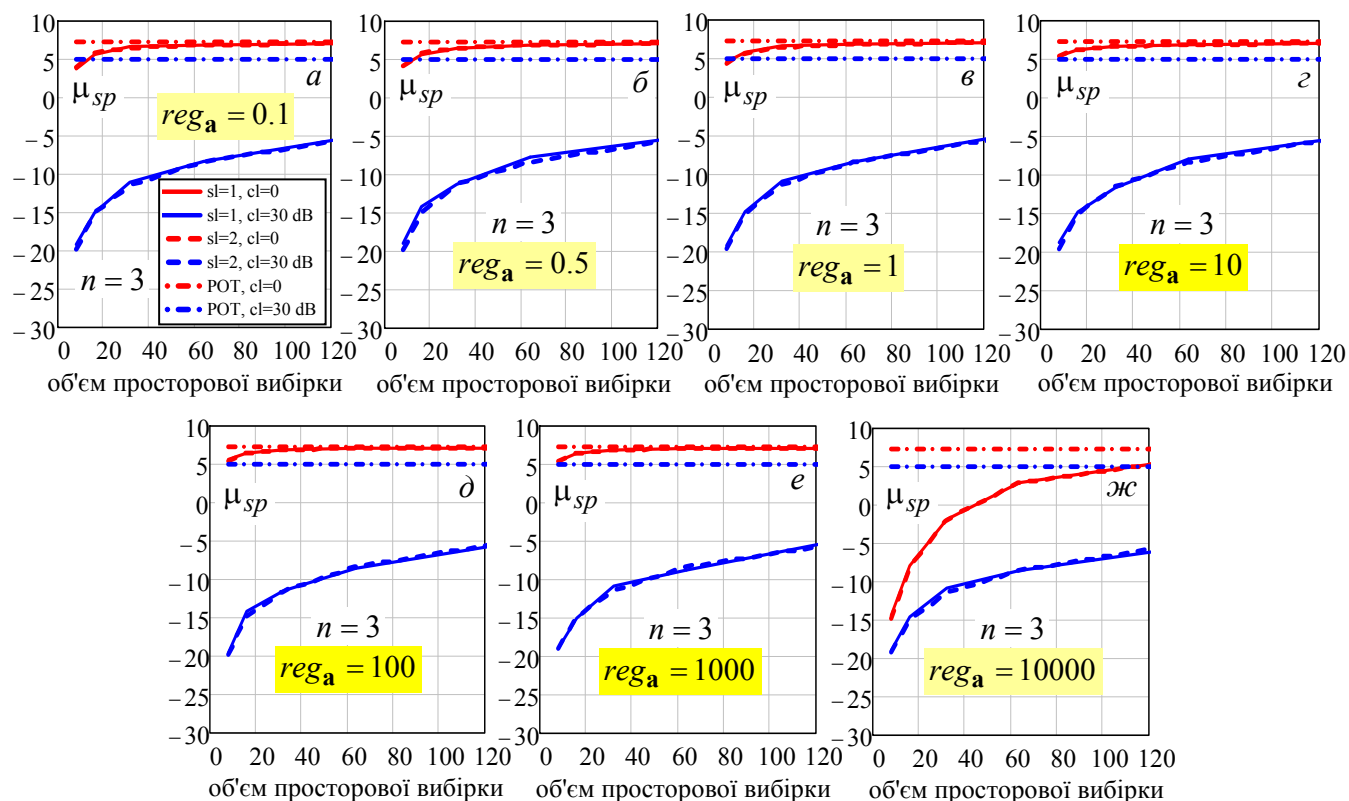


Рисунок 4.3 – Залежності ВСЗШ  $\mu_{sp}$  на виході просторової частини системи роздільної ПЧОС від об'єму просторової навчальної вибірки  $K_{sp}$  при  $n = 3$  ДШЗ

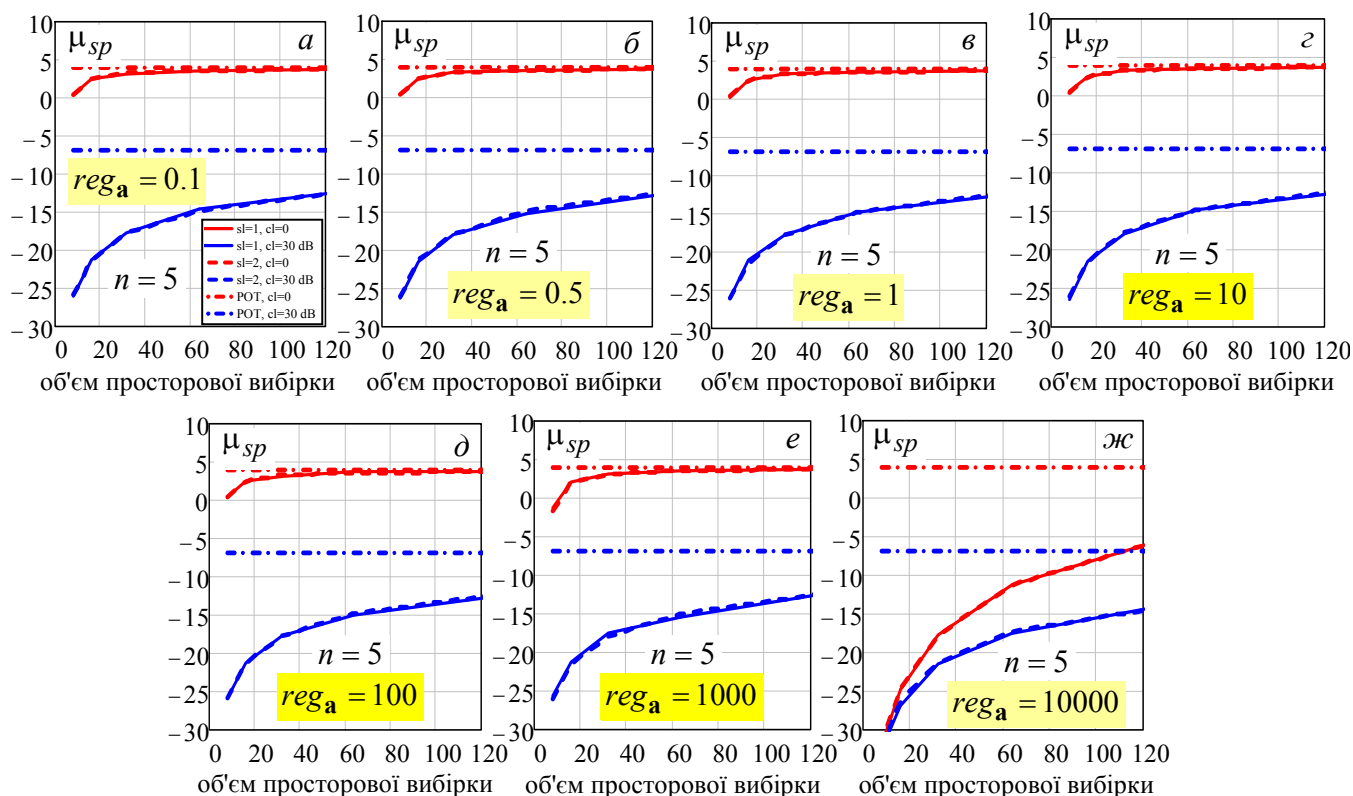


Рисунок 4.4 – Залежності ВСЗШ  $\mu_{sp}$  на виході просторової частини системи роздільної ПЧОС від об'єму просторової навчальної вибірки  $K_{sp}$  при  $n = 5$  ДШЗ

2. Якщо в навчальну вибірку ШЗ на етапі МКО навіть частково попадає ПЗ ( $\sigma_l^2 = 30\text{dB}$  (з  $50\text{ dB}$ ), на рисунку позначено  $cl = 30\text{ dB}$ ) і створюється тим самим неклаसифікована вибірка, то *погіршується якість оцінювання* вагового вектора МКО  $\hat{\mathbf{w}}^{(s)}$ , оскільки некорельована між каналами ПЗ виступає як додатковий білий шум.

Тим самим *знижується ефективність* адаптивної МКО послідовної ПЧОС. Для обох випадків ( $sl = 1$ ,  $sl = 2$ ) втрати у ВСЗШ досягають  $6,5\text{ dB}$  при  $n = 1$  джерел ШЗ (ДШЗ) (рис. 4.2) і  $18,2\text{ dB}$  при  $n = 5$  ДШЗ (рис. 4.4). При цьому регуляризатор  $reg_a$  мало впливає на ефективність адаптивної МКО сигналів.

3. Ефективність адаптивної МКО системи ПЧОС для першого випадку ( $sl = 1$ ) при фіксованому ПВВ збіглася з ефективністю для другого випадку ( $sl = 2$ ) при класифікованій і неклаcифікованій навчальній вибірці тільки тому, що постановники ШЗ були нерухомі, а антена РЛС не оберталася. А якщо ці умови не виконуються, то виникають втрати, які оцінено в п. 4.2.

На рис. 4.5 для умов рис. 4.2–4.4 наведено залежності ВСЗШ  $\mu$  на результатуючому виході ПЧОС (рис. 4.1) від об'єму навчаючої *просторової* вибірки  $K_{sp}$  системи МПО сигналів в ході дії ШЗ від одного (а), трьох (б) і п'яти (в) постановників і АР ПЗ порядку  $p = 10$  потужністю  $\sigma \mathbf{l}^2 = 10^5$  (50 dB) при  $M = 16$ . Значення просторового регуляризатора дорівнює  $reg_a = 10$ . При цьому в співвідношеннях (4.3) замість оцінного  $M$ -вимірною ВВ МПО  $\hat{\mathbf{w}}_\tau = \hat{\Psi}_b \mathbf{rest} \cdot \mathbf{x}_\tau$  використовувався  $M$ -вимірний вектор  $\mathbf{w}_\tau = \Psi \mathbf{rest} \cdot \mathbf{x}_\tau$ , сформований за точною  $M \times M$  КМ

$$\Psi \mathbf{rest} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{rest} = \text{diag}[\mathbf{w}_m^* \cdot \Phi_a \cdot \mathbf{w}_m]_{m=1}^M + \Omega \cdot \mathbf{R} \mathbf{c}$$

суміші ПЗ і залишків ШЗ після МКО (на вході системи МПО).

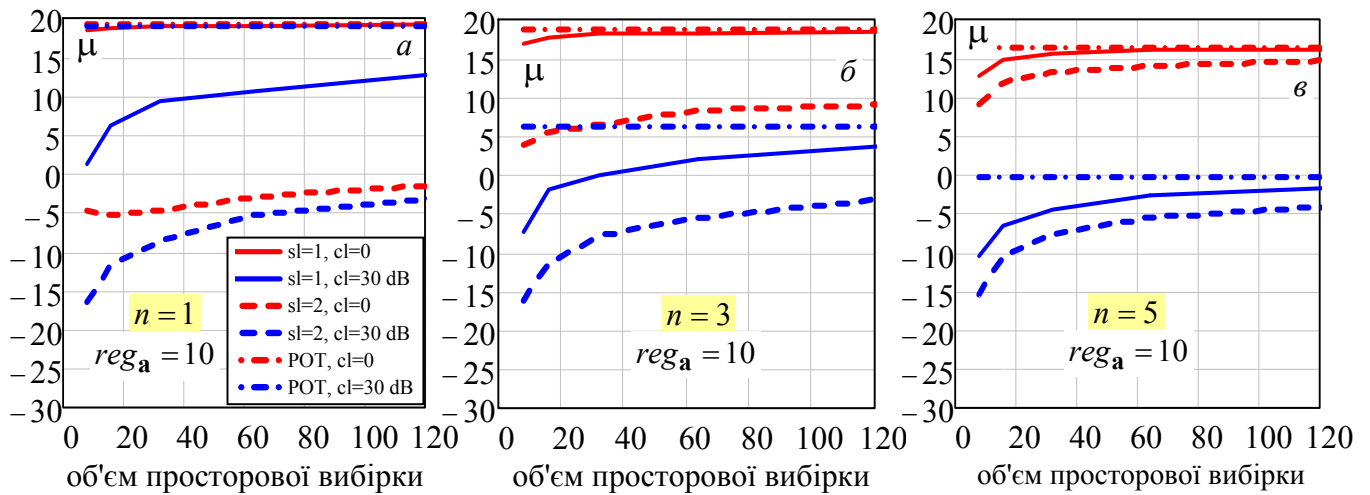


Рисунок 4.5 – Залежності ВСЗШ  $\mu$  на виході системи роздільної ПЧОС від об'єму просторової навчаючої вибірки  $K_{sp}$

Аналіз рис. 4.5 показав таке.

1. З класифікованою навчаючою просторовою вибіркою ШЗ *флуктуації* ПВВ від періоду до періоду зондування *погіршують ефективність* МПО сигналів й послідовної ПЧОС у цілому (червоні штрихові криві). Втрати ВСЗШ найбільші при  $n = 1$  ДШЗ (рис. 4.5, а) і становлять  $\approx 20$  dB. Зі збільшенням кількості джерел ШЗ ці втрати зменшуються й при  $n = 5$  становлять  $\approx 3$  dB.

2. *Некласифікованість* просторової навчаючої вибірки збільшує зазначені *втрати*, причому тим більше, чим більше кількість ДШЗ. Так, при  $n = 5$  вони збільшуються до  $\approx 23$  dB і поведінка синіх штрихових кривих, які відповідають флуктуацій ПВВ і некласифікованій вибірці, при  $n = 1$  і  $n = 5$  приблизно однакова.

4.1.2.3 Тепер проаналізуємо вплив величини регуляризатора МКО  $reg_a$  і кількості ступенів (ширини стрічки) МПО  $zz$  на ефективність повністю адаптивної послідовної ПЧОС (адаптивна МКО й адаптивна МПО) за співвідношеннями (4.3а) при фіксованому ПВВ ( $sl = 1$ ) і (4.3б) при оцінці ПВВ у кожному періоді ( $sl = 2$ ).

Рисунок 4.6 дозволяє проаналізувати вплив величини регуляризатора МКО  $reg_a$  на ефективність адаптивної послідовної ПЧОС. На ньому показано залежності ВЗШ  $\mu$  на виході адаптивної роздільної ПЧОС (рис. 4.1) від об'єму *часової* навчальної вибірки  $K$  системи МПО в ході дії ШЗ від одного (а–в), трьох (г–е) і п'яти (ж–к) постановників з ВЗШ  $h = 50$  dB і АР ПЗ порядку  $p = 10$ , з потужністю  $\sigma l^2 = 50$  dB і коефіцієнтом міжперіодної кореляції  $\rho_\tau = 0,99$  з різними значеннями просторового регуляризатора:  $reg_a = 10$  (а, г, ж), 100 (б, д, з), 1000 (в, е, к). Об'єм навчальної просторової вибірки дорівнював  $K_{sp} = 32$ .

Аналіз рис. 4.6 показує таке.

1. З класифікованою вибіркою ШЗ, фіксованому ПВВ ( $sl = 1$ ) та з нерухомими постановниками ШЗ і необертовою антеною РЛС *ефективність* адаптивної системи ПЧОС (червоні суцільні криві) *близька* до *потенціалу* (червоні штрихпунктирні прямі) і ШЗ компенсується практично до рівня шуму. Зі значеннями просторового регуляризатора  $reg_a = 10$  і 100 забезпечується висока швидкодія адаптації.

2. З такою вибіркою *флуктуації* ПВВ від періоду до періоду зондування ( $sl = 2$ ) *погіршують ефективність* МПО й послідовної адаптивної ПЧОС у цілому (червоні штрихові криві). Причому зі збільшенням кількості джерел ШЗ і збільшенням значення просторового регуляризатора з  $reg_a = 10$  до  $reg_a = 1000$  при  $n = 1$  й  $n = 3$  такі втрати зменшуються. Однак при  $n = 5$  втрати при значенні  $reg_a = 1000$  більше, ніж при  $reg_a = 10$  і  $reg_a = 100$ .

3. *Некласифікованість* просторової навчальної вибірки *збільшує втрати* ефективності адаптації в обох випадках  $sl = 1$  (сині суцільні криві) і  $sl = 2$  (сині штрихові криві). При цьому величина просторового регуляризатора  $reg_a$  майже не впливає на цю ефективність, на відміну від оцінювання ВВ за класифікованою вибіркою.

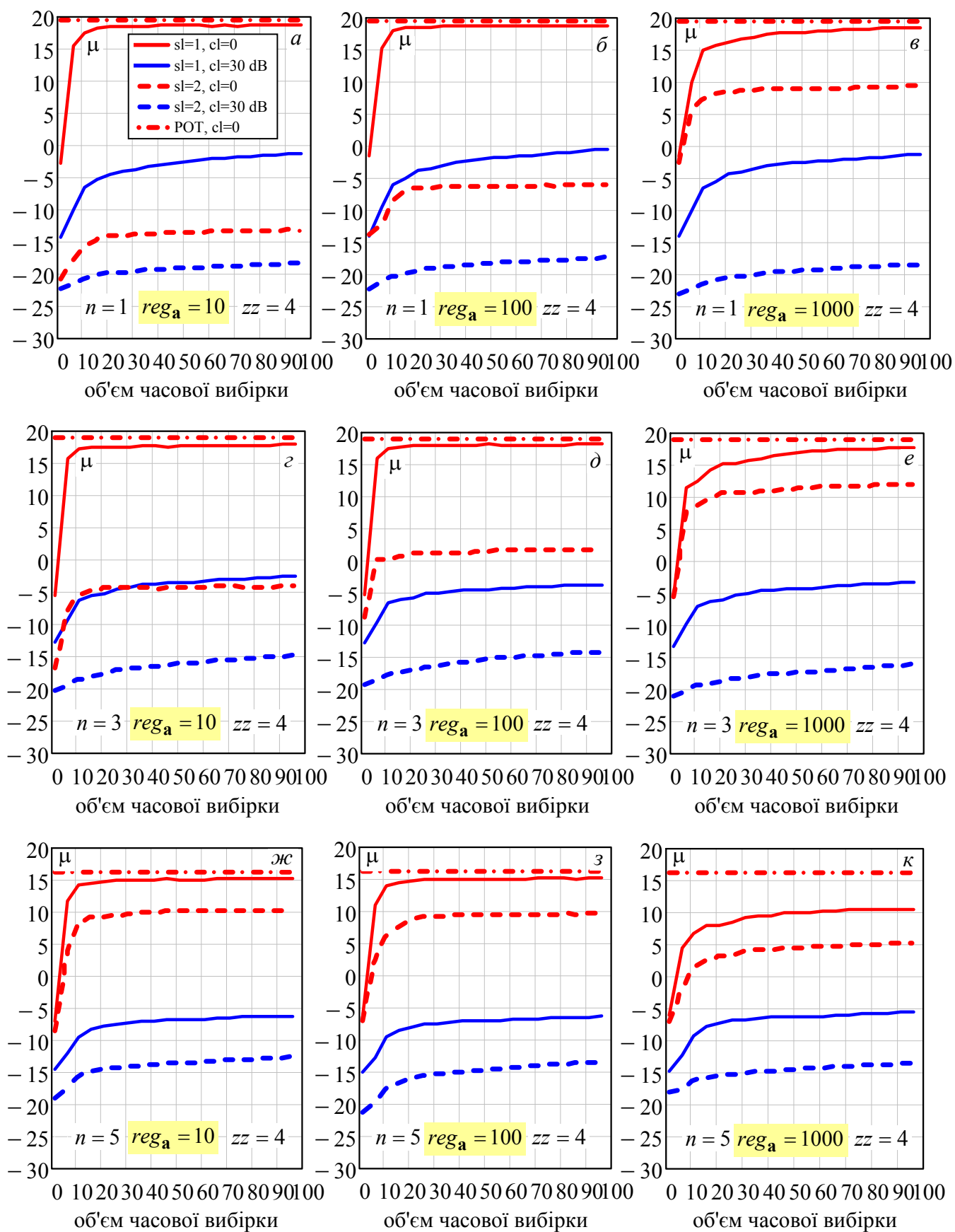


Рисунок 4.6 – Залежності ВСЗШ  $\mu$  на виході адаптивної системи ПЧОС

від об'єму часової навчаючої вибірки  $K$  системи МПО

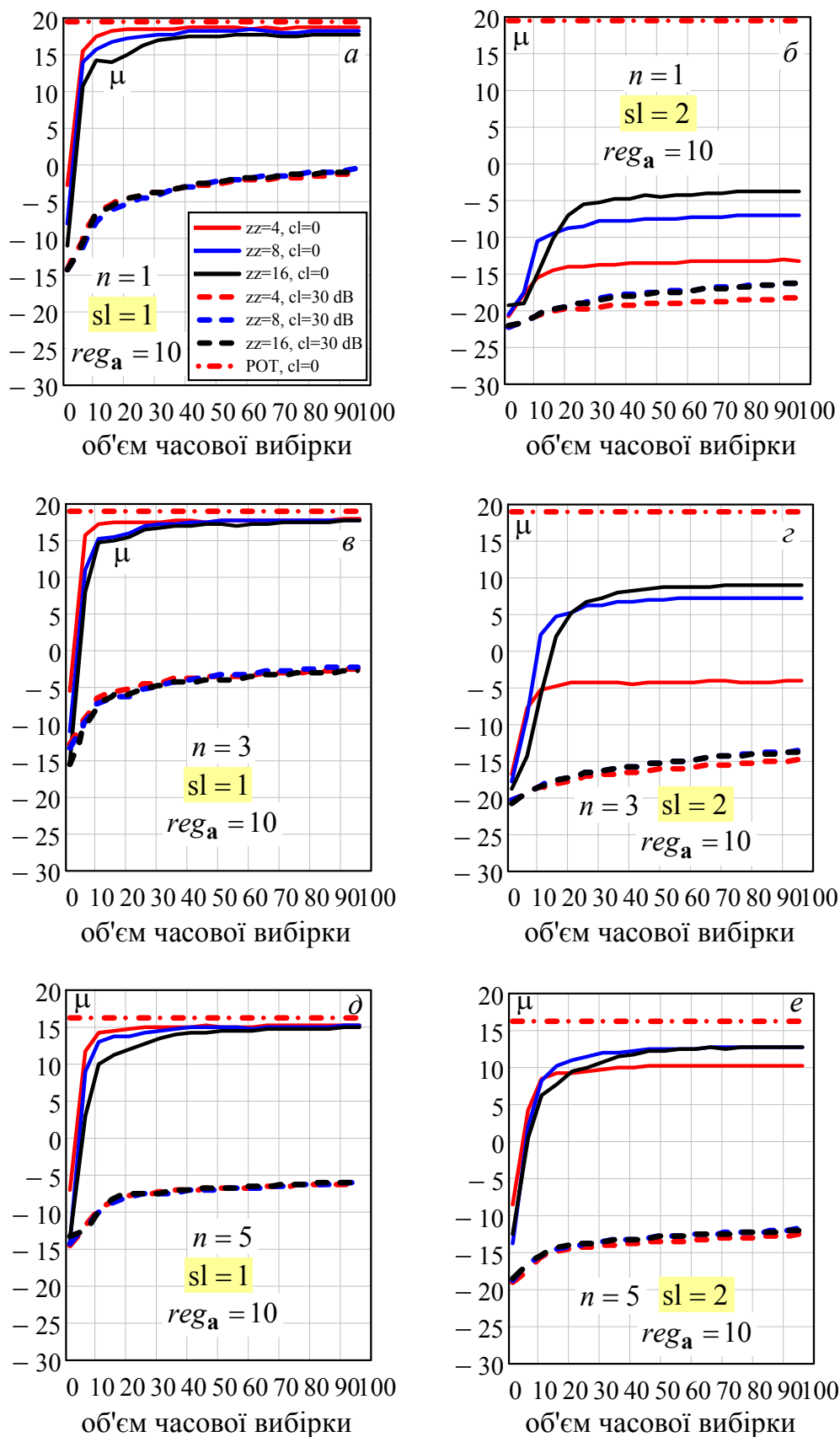


Рисунок 4.7 – Залежності ВСЗШ  $\mu$  на виході адаптивної системи ПЧОС від об'єму часової навчаючої вибірки  $K$  системи МПО



Рисунок 4.7 дозволяє проаналізувати вплив величини кількості ступенів МПО  $zz$  на ефективність адаптивної послідовної ПЧОС. На ньому показано залежності ВСЗШ  $\mu$  на виході адаптивної роздільної ПЧОС (рис. 4.1) від об'єму *часової* навчальної вибірки  $K$  системи МПО сигналів у ході дії ШЗ від одного ( $a, б$ ), трьох ( $в, г$ ) і п'яти ( $е, д$ ) постановників для  $sl = 1$  ( $a, в, д$ ) і  $sl = 2$  ( $б, г, е$ ) для умов рис. 4.6.

Аналіз рис. 4.7 дозволяє зробити такі висновки.

1. З класифікованою просторовою вибіркою ШЗ, фіксованому ПВВ ( $sl = 1$ ) і з нерухомими постановниками ШЗ і необертовою антеною РЛС ефективність адаптивної системи ПЧОС (червоні, сині й чорні суцільні криві) близька до потенціалу (червоні штрихпунктирні прямі). При цьому за кількості ступенів  $zz = 4$  забезпечується найкраща швидкодія порівняно з  $zz = 8$  і  $zz = 16$  з кількістю імпульсів у пачці  $M = 16$ .

2. З такою вибіркою флуктуації ПВВ від періоду до періоду зондування ( $sl = 2$ ) погіршують ефективність МПО й послідовної адаптивної ПЧОС у цілому. Причому найменші втрати забезпечуються при  $zz = 16$ .

3. Некласифікованість просторової вибірки збільшує втрати ефективності адаптації в обох випадках  $sl = 1$  і  $sl = 2$ , при цьому кількість ступенів МПО  $zz$  майже не впливає на цю ефективність.

4.2 Оцінка припустимого інтервалу фіксації просторового вагового вектора під час послідовної просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад

Як показано в п. 4.1, фіксація ПВВ  $\hat{w}^{(s)}$  сприяє підвищенню ефективності міжперіодної обробки сигналу на фоні ПЗ навіть в умовах некласифікованої вибірки за рахунок виключення впливу флуктуацій оцінки ПВВ роздільної ПЧОС у кожному періоді повторення імпульсів на міжперіодну кореляцію ПЗ, а, отже, й на ефективність МПО сигналів. Але під час руху постановників ШЗ або механічного обертання антени РЛС кругового огляду за азимутом при такій фіксації може знижувати ефективність просторової обробки сигналів на фоні ШЗ через "старіння" ПВВ за час  $T_k$  (рис. 4.1,  $a$ ).

Оцінимо припустимий інтервал фіксації просторового вагового вектора, який визначатимемо кутовим переміщенням постановників ШЗ або поворотом ДС антени за час  $T_k$  (рис. 4.1, *a*), що знижують ефективність (відношення сигнал/(завада + шум) або коефіцієнт заглушення ШЗ) не більше, ніж на 1–3 дБ. При цьому оцінюватимемо ПВВ за класифікованою вибіркою ШЗ, отримуваної, наприклад, у РЛС програмного огляду до моменту випромінювання зондувального сигналу.

#### 4.2.1 Оцінка припустимого інтервалу фіксації ПВВ методом математичного моделювання

Моделювалася система адаптивної компенсації ШЗ із попереднім обчисленням просторового вагового вектора за класифікованою навчаючою вибіркою з наступною його фіксацією. Об'єм навчаючої вибірки ШЗ вибирався таким, щоб забезпечувалися нехтовно малі втрати у ВСЗШ у момент фіксації ПВВ порівняно з випадком відсутності апіорної невизначеності параметрів ШЗ. Після обчислення й фіксації вагового вектора постановники шумових завад (ПШЗ) переміщалися паралельно до площини ФАР. Кутове переміщення задавалося дискретно в частках ширини головної пелюстки ДС антени вигляду  $|\sin \pi x / \pi x|$ .

Основні закономірності впливу величини кутового переміщення ПШЗ  $\Delta\alpha$  на ефективність компенсатора шумових завад з фіксованим ПВВ виявляються вже в ході дії одного ПШЗ. Цей вплив визначається *формою* адаптивної (оптимальної) ДС  $F_{\text{опт}}(\alpha)$ , глибиною й шириною (крутістю) провалів у ній на ПШЗ.

На рис. 4.8, *a* наведено залежності ВСЗШ  $\mu$  на виході адаптивного компенсатора ШЗ від величини кутового переміщення постановника  $\pm \Delta\alpha$  (вправо й уліво) щодо початкового кутового напрямку ( $\Delta\alpha = 0$ ), за якого були сформовані зафіксовані вагові вектори.

Параметром сімейства кривих є відносна потужність шумової завади (ВЗШ)  $h$ , а початковий кутовий напрямок відповідає значенню  $\alpha = 0,5$  (див. рис. 4.8, *a*), тобто постановник ШЗ діяв по головній пелюстці ДС АР.

З рис. 4.8, *а* видно, що зі збільшенням інтенсивності завад  $h$  зменшується величина припустимого інтервалу фіксації ПВВ, за якого ВСЗШ на виході адаптивного компенсатора знижується не більше, ніж на 1–3 дБ. Це пояснюється тим, що з таким збільшенням змінюється крутість провалів в адаптивній ДС (рис. 4.8, *б, в, г*). Тому, при  $h = 25000$  (44 дБ) (крива 3 на рис. 4.8, *а*) ВСЗШ  $\mu$  на виході вагового суматора компенсатора зменшується на 1–3 дБ з меншою величиною кутового переміщення ПШЗ  $\Delta\alpha$ , ніж при  $h = 3000$  (34,7 дБ) (крива 2) і  $h = 1000$  (30 дБ) (крива 1).

На рис. 4.9 наведено залежності  $\mu(\Delta\alpha)$  в ході дії ПШЗ по бічних пелюстках ДС. Рисунок 4.9, *а, б* відповідає дії 1-го ПШЗ за першою бічною пелюсткою ДС із початкового напрямку  $\alpha = 1,5$  (*а*) і  $\alpha = 1,8$  (*б*), рис. 4.9, *в* – за другою бічною пелюсткою ДС із напрямку  $\alpha = 2,2$ . Видно, що за однакових інтенсивностях завад припустимий інтервал фіксації ПВВ залежить від напрямку дії ПШЗ. Ця величина, як і на рис. 4.8, *а*, зменшується зі збільшенням потужності завад, однак, вона збільшується порівняно із ситуацією дії ПШЗ по головній пелюстці ДС (рис. 4.8, *а*).

Задамося втратами ВСЗШ в 1 дБ. Тоді при  $h = 1000$  припустимий інтервал фіксації становить величину від 0,01 ширини ДС при  $\alpha = 1,8$  (рис. 4.9, *б*, крива 1) до 0,03 ширини ДС при  $\alpha = 1,5$  (рис. 4.9, *а*, крива 1), а при  $h = 3000$  – від 0,005 ширини ДС при  $\alpha = 1,8$  (рис. 4.9, *б*, крива 2) до 0,017 ширини ДС при  $\alpha = 1,5$  (рис. 4.9, *а*, крива 2).

Цікаво, що збільшення кількості постановників завад не обов'язково зменшує припустимий інтервал фіксації ПВВ. У цьому випадку він може навіть збільшитися. Це ілюструється рис. 4.9, *г*, де наведені залежності  $\mu(\Delta\alpha)$  в ході дії за першою бічною пелюсткою ДС двох близько розташованих ПШЗ ( $\alpha = 1,6$  і  $\alpha = 1,8$ ).

Крива 1 на даному рисунку відповідає одночасному переміщенню обох постановників завад вправо ( $+\Delta\alpha$ ) або вліво ( $-\Delta\alpha$ ) щодо початкового напрямку, за якого був сформований ваговий вектор адаптації. Крива 2 відповідає руху ПШЗ назустріч один одному. В останньому випадку припустимий інтервал фіксації суттєво зростає, що наочно видно з адаптивної ДС  $F_{\text{опт}}(\alpha)$  (рис. 4.9, *д*). Тим самим припустимий інтервал фіксації залежить від напрямку взаємного переміщення ПШЗ.

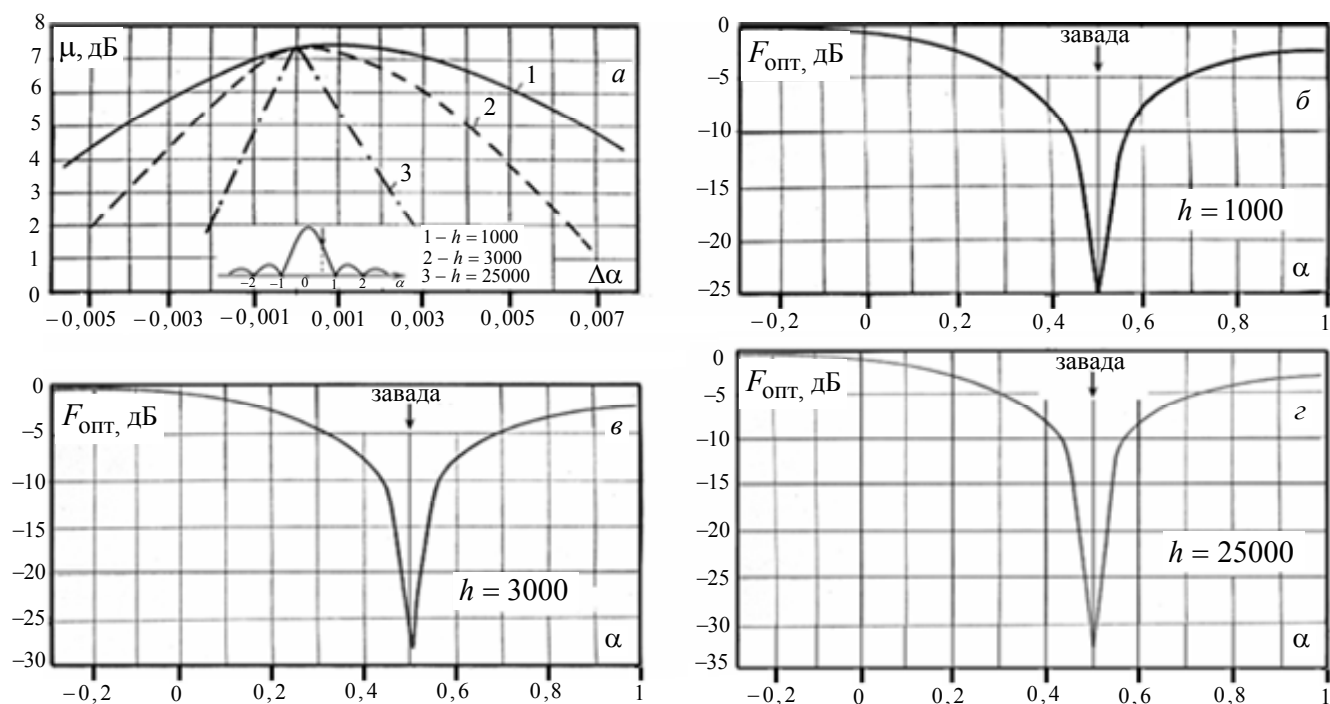


Рисунок 4.8 – Залежності ВСЗШ від кутового переміщення ПШЗ (а)  
і адаптивна ДС (б-г)

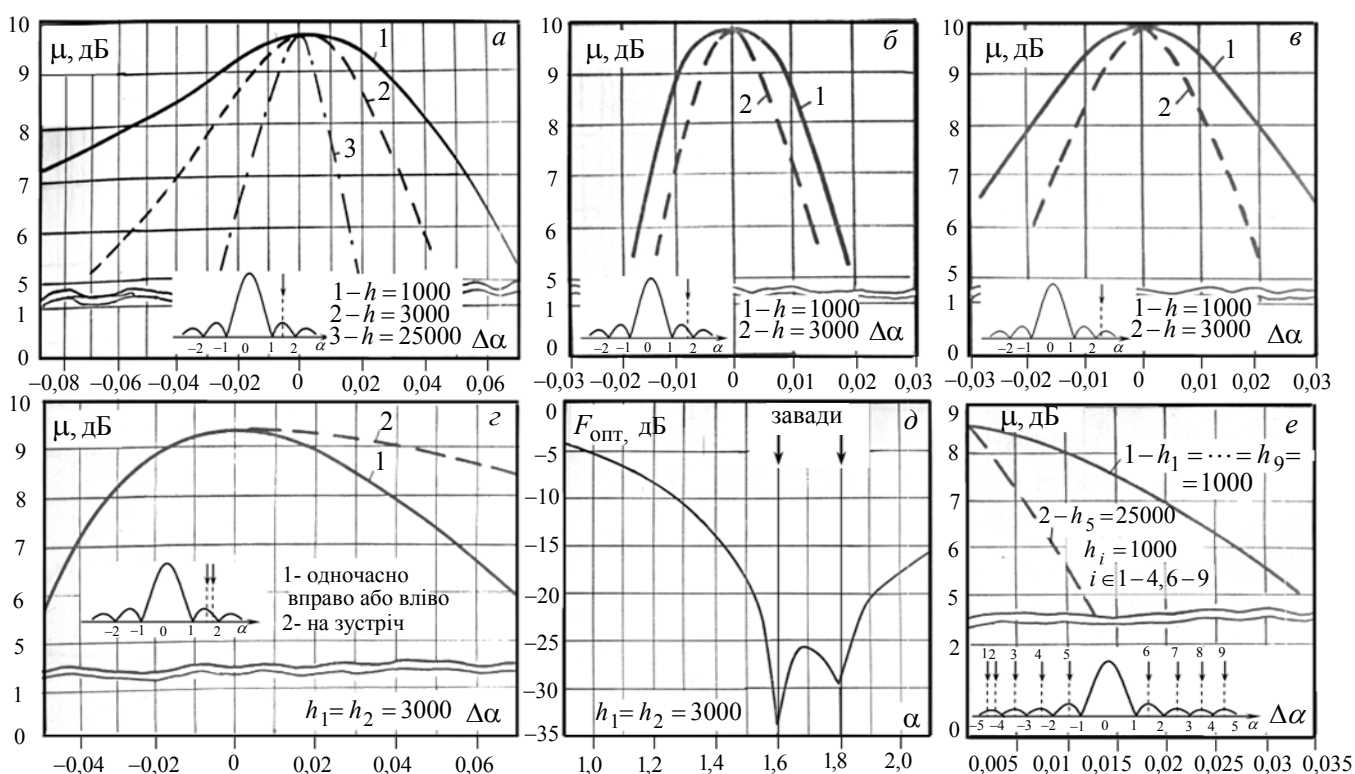


Рисунок 4.9 – Залежності ВСЗШ від кутового переміщення ПШЗ (а-г, е)  
і адаптивна ДС (д)

Рисунок 4.9, *е* відповідає дії дев'яти ПШЗ із різних напрямків і за різних  $h$ . За припустимого рівня втрат у ВСЗШ 1 дБ припустимий інтервал фіксації ПВВ у цьому випадку становить від 0,003 до 0,017 часток ширини ДС. При 3 дБ втратах цей інтервал збільшується до 0,01 – 0,1 часток ширини ДС (рис. 4.9).

#### 4.2.2 Оцінка припустимого інтервалу фіксації ПВВ методом гідроакустичного моделювання

Гідроакустичне моделювання радіолокаційних процесів засновано на аналогіях у закономірностях розповсюдження й відбиття електромагнітних коливань в атмосфері й пружних коливань у рідинах, у тому числі у воді. Воно передбачає перетворення електричних коливань в ультразвукові й випромінювання їх у воду з наступним прийманням пружних хвиль у воді й перетворенням їх в електричні коливання. Вода при гідроакустичному моделюванні замінює атмосферу (середовище розповсюдження хвиль), і необхідно використовувати гідроакустичні (ультразвукові) моделі передавальних і приймальних антен.

Перевагою гідроакустичного моделювання є відносна компактність простору, у якому моделюється розповсюдження радіохвиль. Це обумовлено специфікою акустичних коливань, швидкість розповсюдження яких у воді дорівнює приблизно 1500 м/с, тобто в  $2 \cdot 10^5$  разів менше швидкості розповсюдження електромагнітних

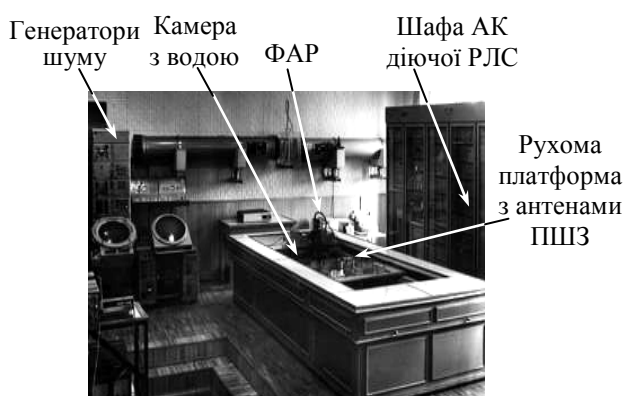


Рисунок 4.10 – Гідроакустичний полігон

хвиль в атмосфері. Один сантиметр акустичного поля у воді відповідає двом кілометрам електромагнітного у вільному просторі. За допомогою гідроакустичного моделювання не можна моделювати лише поляризаційні ефекти, оскільки гідроакустичні коливання, на відміну від електромагнітних, є поздовжніми.

Експериментальні дослідження з оцінки припустимого інтервалу фіксації ПВВ проводилися на гідроакустичному полігоні (рис. 4.10) – комплексі радіо-, електро- і акустичної апаратури. Основа полі-

гона – камера з водою розміру  $200 \times 120 \times 50$  см, ультразвукові моделі антен радіолокаторів і постановників ШЗ. Останні були укріплені на рухомій каретці й системою кабелів з'єднані зі стійкою генераторів шуму.

Схема експериментальної установки показана на рис. 4.11 (див. також рис. 4.10). Як приймальна антена використовувалася 16-елементна (2 ряди по 8 елементів) ультразвукова ФАР (рис. 4.12, а), виготовлена із пластини п'єзокераміки ЦТС-19 методом фотолітографії.

Фотошаблон моделі ФАР показано на рис. 4.12, б, а її ДС, знята за допомогою осцилографа із запам'ятовуванням, – на фото рис. 4.12, в. Вона могла електронно сканувати променем у вісім положень (рис. 4.12, г). Завадова обстановка створювалася одним, двома й трьома постановниками ШЗ.

Ширина спектра завадових випромінювань становила 0,5 – 1 МГц. Ультразвукові антени моделей ПШЗ могли переміщатися на рухомій платформі паралельно площини приймальної ФАР.

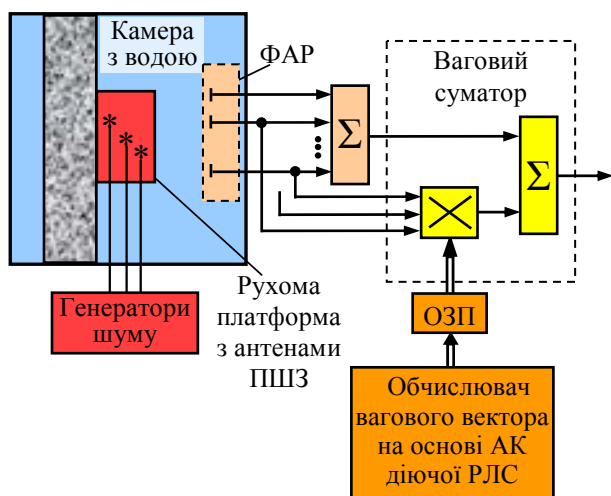


Рисунок 4.11 – Експериментальна установка

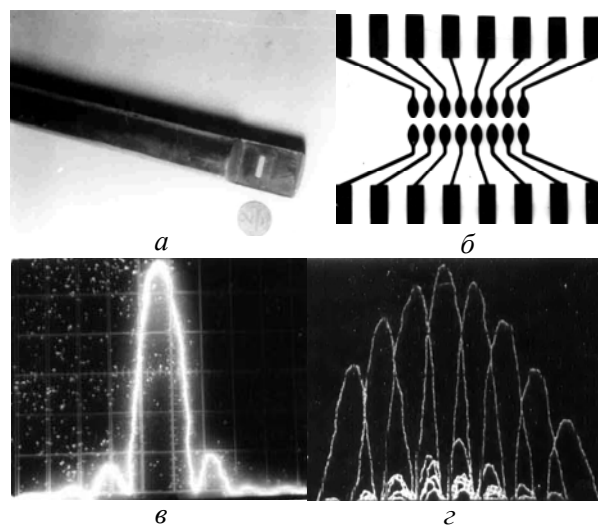


Рисунок 4.12 – Ультразвукова ФАР

Як обчислювач вагового вектора використовувався чотириканальний (за кількістю компенсаційних каналів) квадратурний автокомпенсатор (АК) однієї з існуючих РЛС. П'ять таких АК були розміщені в штатній шафі (рис. 4.10) поруч із камерою з водою. Одного з них було переобладнано у ваговий суматор (рис. 4.11) відключенням ланцюгів зворотного зв'язку.

Методика проведення експерименту була такою. Початковий напрямок дії постановників завад вибирався шляхом відповідного їхнього розносу в горизонтальній площині й повороту ФАР. Необхідна величина ВЗШ  $h_0 = h \cdot F_{\text{узг}}(\alpha)_{\alpha=\alpha_{\text{почат}}}$  на основному вході вагового суматора регулювалася амплітудою вихідних напруг генераторів шуму. Для початкового напрямку  $\alpha = \alpha_{\text{почат}}$  за навчаючою вибіркою шумової завади автокомпенсатор попередньо обчислював вагові коефіцієнти (напруги), які потім фіксувалися й подавалися на ваговий суматор (рис. 4.11). Шляхом лінійного дискретного переміщення рухомої платформи в горизонтальній площині змінювалося кутове положення ПШЗ вправо й уліво щодо початкової точки, де були сформовані вагові напруги.

За допомогою контрольно-вимірювальної апаратури одночасно реєструвалися зміни коефіцієнта заглушення  $kr$  й величина лінійного горизонтального переміщення ПШЗ, яка потім перераховувалася у відносне кутове переміщення  $\Delta\alpha$ .

На рис. 4.13 наведено результати експериментальних досліджень у ході дії ПШЗ за головною пелюсткою ДС ФАР для початкового кутового напрямку  $\alpha = 0,5$ , за якого були сформовані й зафіксовані вагові напруги: (а) – залежність коефіцієнта заглушення  $kr$  від кутового переміщення ПШЗ  $\Delta\alpha$ ; (б) – фото адаптивної  $F_{\text{опт}}(\alpha)$  (суцільна лінія) і угодженої  $F_{\text{узг}}(\alpha)$  (штрихова лінія) ДС на екрані осцилографа із запам'ятовуванням; (в) і (г) – вигляд екрана аналізатора спектра, підключеного до виходу вагового суматора (рис. 4.11) при відключеному (в) і підключеному (г) допоміжному вході останнього.

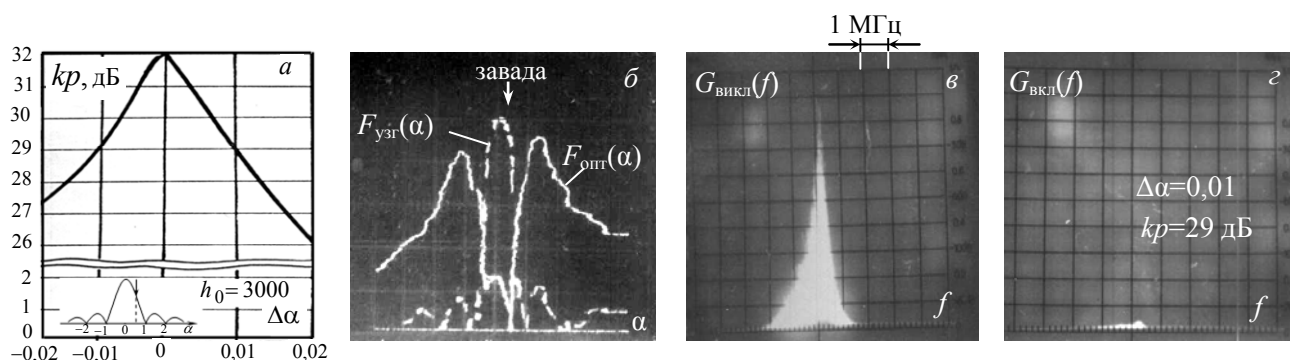


Рисунок 4.13 – Результати експериментальних досліджень

При 1 дБ втратах у коефіцієнті заглушення припустимий інтервал фіксації вагового вектора при  $h_0 = 3000$  був близький до 0,003 часток ширини ДС, що добре узгоджується з результатами математичного моделювання (див. рис. 4.7, а).

На рис. 4.14 наведено залежності  $kp(\Delta\alpha)$  в ході дії постановників ШЗ по бічних пелюстках ДС. Рисунок 4.14, а відповідає дії одного ПШЗ за першою бічною пелюсткою ДС із початкового напрямку  $\alpha = 1,8$ ; рис. 4.14, б – дії двох ПШЗ; рис. 4.14, в – трьох ПШЗ. На рис. 4.14, г додатково наведено фрагмент адаптивної ДС  $F_{\text{опт}}(\alpha)$  для випадку двох постановників ШЗ (рис. 4.14, б).

З рис. 4.14, а видно, що в ході дії одного ПШЗ ( $\alpha = 1,8$ ) і 1 дБ втратах у коефіцієнті заглушення  $kp$  припустимий інтервал фіксації ПВВ близький до 0,01 часток ширини ДС, що також добре узгоджується з результатами математичного моделювання (див. рис. 4.9, б).

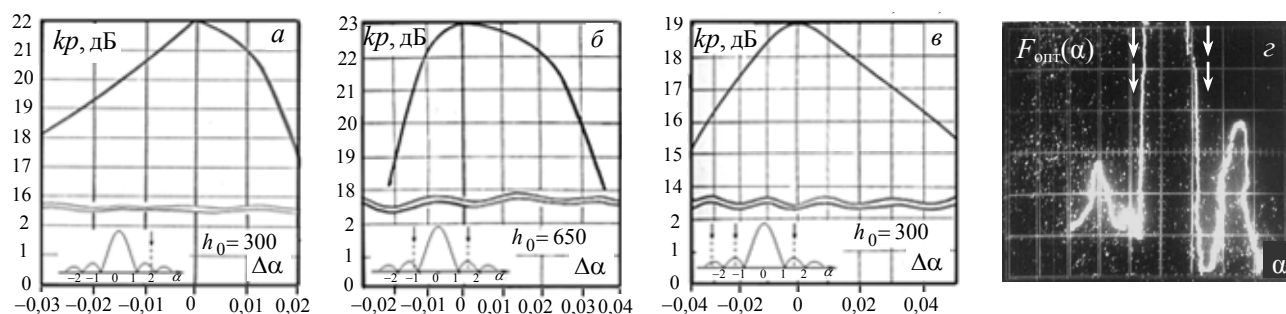


Рисунок 4.14 – Результати експериментальних досліджень

Як впливає з рис. 4.14, б, при двох ПШЗ із початковими напрямками  $\alpha_1 = -1,2$  і  $\alpha_2 = 1,5$  припустимий інтервал фіксації ПВВ суттєво залежить від взаємного напрямку переміщення ПШЗ вправо або вліво. Так, він суттєво зростає під час руху ПШЗ вправо, що також наочно видно з адаптивної ДС  $F_{\text{опт}}(\alpha)$  (рис. 4.14, г).

Порівняльний аналіз рис. 4.14, а, б, в, показує, що збільшення числа ПШЗ не завжди зменшує припустимий інтервал фіксації ПВВ, що також узгоджується з результатами математичного моделювання.

Таким чином, при втратах у ВСЗШ, рівних 3 дБ, фіксація вагового вектора при різній завадовій обстановці має здійснюватися на час, при якому ДС антени РЛС кругового огляду повертається на величину, яка не перевищує величини від 0,01 до 0,1 часток ширини ДС антени, що часто на практиці не може бути виконано.



В РЛС програмного огляду з ФАР за інтервал фіксації вагового вектора постановники ШЗ не мають переміститися за кутовою координатою на цю величину і інтервал фіксації вагового вектора має бути не більшим, ніж 6 мс – 210 мс, що може бути виконано на практиці.

#### 4.3 Шляхи побудови адаптивних систем просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад в РЛС виявлення БПЛА

З результатів п. 4.2 випливає, що істотне зниження ефективності адаптивної послідовної просторової й часової обробки сигналів на фоні адитивної суміші шумових і пасивних завад обумовлене, по-перше, можливою *некласифікованістю* вибірки ШЗ у ході оцінювання просторового вагового вектора, що призводить до досить великих залишків ШЗ після їхньої компенсації на етапі МКО, які, у свою чергу, породжують *некласифікованість* вибірки ПЗ у ході оцінювання вагового вектора МПО.

По-друге, навіть за наявності класифікованої вибірки ШЗ необхідно *запам'ятовувати (фіксувати)* оцінку просторового вагового вектора на інтервал МПО сигналів для виключення впливу флуктуацій цієї оцінки від періоду до періоду повторення імпульсів на міжперіодну кореляцію ПЗ і, відповідно, на ефективність МПО. При цьому вимоги до припустимого інтервалу фіксації оцінки просторового вагового вектора досить *жорсткі*, які часто в РЛС кругового огляду *не можуть бути виконані*.

Запропоновані на сьогодні методи формування класифікованих вибірок не забезпечують необхідної ефективності завадозахисту, особливо для РЛС кругового огляду. Наприклад, в п 3.3.8 показано, що використання частотних відмінностей між ШЗ і ПЗ, і, відповідно, використання в просторових каналах розстроєних за частотою фільтрів, які настроєні на частоти поза зоною спектра ПЗ не може вважатися надійним методом нейтралізації впливу ПЗ на ефективність послідовної ПЧОС.

У той же час, як зазначалося в п. 4.1, при побудові адаптивної системи послідовної роздільної просторово-часової обробки сигналів, коли просторова міжканальна компенсація ШЗ передуює міжперіодній компенсації ПЗ, в РЛС програмного огляду збільшуються можливості отримати класифіковану (без ПЗ і корисних сигналів) на-

вчаючи вибірку неперервних ШЗ потрібного об'єму для оцінювання вагового вектора міжканальної обробки сигналів. Таку вибірку можна отримати, наприклад, на початку такту роботи після електронного перемикання променя в заданий кутовий напрямок без *випромінювання* зондувального сигналу.

Крім того, в таких РЛС можуть бути виконані вимоги до припустимого інтервалу фіксації оцінки просторого вагового вектора, за якого ВСЗШ на виході адаптивного компенсатора знижується не більше, ніж на 3 дБ.

Виходячи з вищесказаного та з простоти реалізації, можливим шляхом побудови адаптивної системи просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад в РЛС виявлення БПЛА з програмним оглядом можна вважати створення адаптивної послідовної роздільної просторово-часової системи. При цьому система просторової обробки сигналів має передувати міжперіодній обробці (рис. 4.1).

Однак проведений в ході виконання НДР аналіз (див. п. 4.2) показав, що така система принципово не може бути рекомендована для РЛС виявлення БПЛА з круговим оглядом, оскільки втрати у ВСЗШ через некласифікованість навчаючих вибірок шумових і пасивних завад і фіксацію оцінки просторого вагового вектора можуть досягати до 30 дБ.

У зв'язку з цим для таких РЛС виявлення БПЛА запропоновано перехід до *адаптивної сумісної просторово-часової обробки*, коли вхідна *вибірка адитивної суміші* шумових і пасивних завад є *й навчаючою класифікованою*, і ніякого *запам'ятовування* оцінки вагового вектора просторової обробки *не потрібно*.

Таку сумісна адаптивну ПЧОС розроблено на основі двовимірних адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ). Синтезуємо такі фільтри.

#### 4.4 Синтез двовимірних АРФ

4.4.1 У багатьох задачах просторово-часової обробки сигналів на фоні маскувальних завад зручно подавати вхідні дії та їх КМ у блоковому вигляді, що відображає, зокрема, різну фізичну, просторову, часову й просторово-часову природу елементів різних блоків.

Добре відомим прикладом є системи міжперіодної обробки (МПО) сигналів на фоні пасивних завад в імпульсних РЛС [226] із попачковою вобуляцією інтервалів зондування (ПВІЗ), у яких періодично випромінюються  $N = n_1 \cdot n_2$  – вимірні когерентні пакети зондувальних радіоімпульсів, складені з  $n_1$  пачок з  $n_2$  елементами в кожній [227]. Часові інтервали між імпульсами кожної  $n_2$  – елементної пачки постійні, але різні в різних пачках. У цьому випадку  $N = n_1 \cdot n_2$  – вимірні вектори  $\mathbf{u} = [u_i]_{i=1}^N$  комплексних амплітуд відбиттів кожного елемента розділення можна подати блоковим вектором  $\mathbf{u} = [\mathbf{u}_p]_{p=1}^{n_1}$ , складеним із  $n_1$  блоків  $\mathbf{u}_p = [u_{\ell}^{(p)}]_{\ell=1}^{n_2}$  ( $p \in 1, n_1$ ) розміру  $n_2$ . Їх КМ  $\Phi = [\phi_{ij}]_{i,j=1}^N = \overline{\mathbf{u} \cdot \mathbf{u}^*}$  може при цьому розглядатися як блокова матриця  $\Phi = [\Phi_{pq}]_{p,q=1}^{n_1}$  із блоками  $\Phi_{pq} = [\phi_{\ell t}^{(p,q)}]_{\ell,t=1}^{n_2} = \overline{\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{u}_q^*}$  ( $p, q \in 1, n_1$ ) з тьоплицевими діагональними блоками

$$\Phi_{pp} = [\phi_{\ell t}^{(p,p)}]_{\ell,t=1}^{n_2} = \overline{\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{u}_p^*}.$$

Різновидом ПВІЗ в імпульсних РЛС є внутрішньопачкова вобуляція інтервалів зондування (ВПВІЗ), за якої часові інтервали між  $m$  імпульсами кожної пачки різні (вобульовані), але закон вобуляції однаковий у всіх  $n$  пачках.

При тому самому розбитті вхідного  $N = n_1 \cdot n_2$  – вимірного вектора його КМ  $\Phi = [\Phi_{pq}]_{p,q=1}^{n_1}$  має нетьоплицеві, але однакові  $n_2 \times n_2$  діагональні блоки

$$\Phi_{pp} = [\phi_{\ell t}^{(p,p)}]_{\ell,t=1}^{n_2} = \overline{\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{u}_p^*} \text{ при всіх } p \in 1, n.$$

Природна блокова структура векторів і матриць виникає у просторово-багатоканальних РЛС (зокрема, з лінійними, плоскими або об'ємними ФАР) з довільними інтервалами зондування, із ПВІЗ або ВПВІЗ і т.д. Для урахування специфіки структури просторових каналів приймання й (або) закону зондування тут може бути корисно розбити кожний блок на блоки меншого розміру, перейшовши до багаторівневих векторів і матриць [228].

Так, блоки можуть утворювати  $N \cdot m_1$  – вимірні вектори комплексних амплітуд  $N = n_1 \cdot n_2$  імпульсів пачки кожного елемента дистанції  $m_1$  просторових каналів

приймання із загального числа  $M = m_1 \cdot m_2$  таких каналів. Такій розбивці відповідає блокова (дворівнева) КМ  $\Phi = [\Phi_{pq}]_{p,q=1}^{m_2}$ , утворена  $m_2^2$  блоками  $\Phi_{pq} = [\phi_{\ell t}^{(p,q)}]_{\ell,t=1}^{N \cdot m_1} = \overline{\mathbf{u}_p \cdot \mathbf{u}_q^*}$  розміру  $N \cdot m_1 \times N \cdot m_1$ . Кожний із цих блоків може бути розбитий на  $m_1^2$   $N \times N$ -вимірних блоків, що робить вихідну  $M \cdot N \times M \cdot N$ -вимірну КМ "двічі блокову" (трирівневою). У свою чергу відповідні  $N \times N$  блоки аналогічним способом можуть розбиватися на  $n_1^2$  блоків розміру  $n_2 \times n_2$ , що робить вихідну  $M \cdot N \times M \cdot N$ -вимірну КМ "тричі блокову" (чотирирівневою), і т.д. Як кількість рівнів КМ, так і кількість, розмірність і структура утворюючих її блоків можуть змінюватися в широких межах за рахунок вибору розмірів блоків і складу елементів, що включаються в них. При цьому різні блоки можуть мати різні розміри й можуть не бути квадратними.

При багаторівневому поданні КМ можна отримати й багаторівневі відбілюючі (квазівідбілюючі) і обертаючі (квазіобертаючі) фільтри, у тому числі відповідні багатовимірні РФ, які синтезуються нижче. При цьому показується, що в багатовимірні РФ, подібно мотрійці, вкладені всі РФ меншої мірності, включаючи розглянуті вище одновимірні РФ. Механізм такого вкладення однаковий для РФ довільної мірності й збігається з механізмом вкладення одновимірних РФ у двовимірні. Це дозволяє обмежитися тільки синтезом останніх. Синтез відповідних двовимірних РФ базується на узагальненій блоковій факторизації Левінсона (УБФЛ), що впливає з узагальненого блокового алгоритму Левінсона (УБАЛ).

4.4.2 Розглянемо узагальнений *блоковий* алгоритм Левінсона (БАЛ). Почнемо з випадку, коли  $N = n_1 \cdot n_2$ , і  $N \times N$  КМ  $\Phi = [\phi_{ij}]_{i,j=1}^N = [\phi_{pq}]_{p,q=1}^{n_1}$ , обернена матриця  $\Psi = [\omega_{ij}]_{i,j=1}^N = [\omega_{pq}]_{p,q=1}^{n_1} = \Phi^{-1}$  і її трикутні співмножники  $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_{pq}]_{p,q=1}^{n_1}$  і  $\mathbf{N} = [\mathbf{n}_{pq}]_{p,q=1}^{n_1}$  ( $\mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} = \Psi = \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^*$ ) задані  $n_1 \times n_1$  блоковими матрицями із  $n_2 \times n_2$  блоками  $\phi_{pq} = [\phi_{\ell t}^{(p,q)}]_{\ell,t=1}^{n_2}$ ,  $\omega_{pq} = [\omega_{\ell t}^{(p,q)}]_{\ell,t=1}^{n_2}$ ,

$$\mathbf{h}_{pq} = [h_{\ell t}^{(p,q)}]_{\ell,t=1}^{n_2}, \quad \mathbf{n}_{pq} = [n_{\ell t}^{(p,q)}]_{\ell,t=1}^{n_2}, \quad \mathbf{h}_{pq} = \mathbf{n}_{pq} = \mathbf{0} \quad \text{при} \quad q > p, \quad p, q \in 1, n_1. \quad (4.4)$$

Ці трикутні співмножники, підлягають відшукуванню, повністю визначаються набором  $m$ -вимірних ( $m \in 1, n_1$ ) блокових рядків (рис. 4.15)

$$\mathbf{B}_m^* = [\mathbf{b}_i^{(m)}]_{i=1}^m, \quad \mathbf{b}_i^{(m)} = \mathbf{h}_{mi}, \quad \mathbf{A}_m^* = [\mathbf{a}_i^{(m)}]_{i=1}^m, \quad \mathbf{a}_i^{(m)} = \mathbf{n}_{v+i-1, v}^*, \quad v = n_1 + 1 - m, \quad i \in 1, m, \quad (4.5)$$

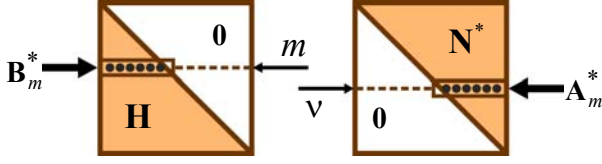


Рисунок 4.15 – Визначальні рядки матриць  $\mathbf{H}$  і  $\mathbf{N}^*$

утворених  $m$  першими  $n_2 \times n_2$  блоками  $\mathbf{h}_{mi}$   $m$ -го блокового рядка нижньої трикутної матриці  $\mathbf{H}$  та  $m$  останніми  $n_2 \times n_2$  блоками  $\mathbf{n}_{v+i-1, v}^*$   $v = (n_1 + 1 - m)$ -го блокового рядка верхньої трикутної матриці  $\mathbf{N}^*$ .

Можна показати, що ці визначальні рядки дорівнюють

$$\mathbf{B}_m^* = \mathbf{B}_m^*(1) = (\mathbf{b}_m^{(m)}(1))^{-*} \cdot \Psi_m^{(m)*}(1), \quad \mathbf{A}_m^* = \mathbf{A}_m^*(v) = (\mathbf{a}_1^{(m)}(v))^{-*} \cdot \Psi_1^{(m)*}(v), \quad (4.6)$$

$$v = n_1 + 1 - m, \quad m \in 1, n_1, \quad \mathbf{c}^{-*} = (\mathbf{c}^{-1})^* = (\mathbf{c}^*)^{-1},$$

де  $\Psi_i^{(m)*}(\ell) = [\omega_{iq}^{(m)}(\ell)]_{q=1}^m$  –  $i$ -й ( $i \in 1, m$ ) блоковий рядок  $m \times m$  блокової матриці

$$\Psi^{(m)}(\ell) = [\omega_{pq}^{(m)}(\ell)]_{p,q=1}^m = \mathbf{H}^{(m)*}(\ell) \cdot \mathbf{H}^{(m)}(\ell) = \mathbf{N}^{(m)}(\ell) \cdot \mathbf{N}^{(m)*}(\ell) = (\Phi^{(m)}(\ell))^{-1}, \quad (4.7)$$

оберненої до  $\ell$ -ї ( $\ell \in 1, v$ ) головної  $m \times m$  підматриці

$$\Phi^{(m)}(\ell) = [\phi_{pq}^{(m)}(\ell)]_{p,q=1}^m = [\phi_{pq}]_{p,q=\ell}^{m+\ell-1} = \mathbf{E}_m^{(n_1)*}(\ell) \cdot \Phi \cdot \mathbf{E}_m^{(n_1)}(\ell) \quad (4.8)$$

початкової КМ  $\Phi = [\phi_{pq}]_{p,q=1}^{n_1}$ . Через  $\mathbf{E}_m^{(n_1)}(\ell)$  тут позначена блокова  $n_1 \times m$  матриця, складена із  $m$  суміжних блокових стовпців, починаючи з  $\ell$ -го ( $\ell \in 1, v$ ), одиничної блокової матриці

$$\mathbf{I}_{b\ell} = [\mathbf{I}_{pq}]_{p,q=1}^{n_1}, \quad \mathbf{I}_{pq} = \begin{cases} \mathbf{I}_{n_2}, & p = q, \\ \mathbf{0}_{n_2}, & p \neq q, \end{cases} \quad p, q \in 1, n_1, \quad (4.9)$$

де  $\mathbf{I}_{n_2}$  і  $\mathbf{0}_{n_2}$  –  $n_2 \times n_2$  одинична й нульова матриці відповідно.

Оскільки, як випливає із (4.6),

$$\mathbf{b}_m^{(m)*}(1) \cdot \mathbf{b}_m^{(m)}(1) = \omega_{mm}^{(m)}(1), \quad \mathbf{a}_1^{(m)*}(v) \cdot \mathbf{a}_1^{(m)}(v) = \omega_{11}^{(m)}(v), \quad (4.10)$$

шукані рядки матриць  $\mathbf{H}$  і  $\mathbf{N}$  можна в принципі отримати, обертаючи головні підматриці  $\Phi^{(m)}(1)$  і  $\Phi^{(m)}(n_1 + 1 - m)$  усіх блокових порядків  $m \in 1, n_1$ .

У блоковому алгоритмі Левінсона (БАЛ) ця задача розв'язується більш раціонально. У ньому рекурентно відшукуються  $m \in 2, n_1$  – вимірні блокові рядки

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_m^*(\ell) &= \left( \mathbf{b}_m^{(m)}(\ell) \right)^{-*} \cdot \Psi_m^{(m)*}(\ell), & \mathbf{b}_m^{(m)*}(\ell) \cdot \mathbf{b}_m^{(m)}(\ell) &= \omega_{mm}^{(m)}(\ell), \\ \mathbf{A}_m^*(\ell) &= \left( \mathbf{a}_1^{(m)}(\ell) \right)^{-*} \cdot \Psi_1^{(m)*}(\ell), & \mathbf{a}_1^{(m)*}(\ell) \cdot \mathbf{a}_1^{(m)}(\ell) &= \omega_{11}^{(m)}(\ell), \\ & \ell \in 1, \quad v = n_1 + 1 - m, \quad m \in 1, n_1, \end{aligned} \quad (4.11)$$

перший з яких при  $\ell = 1$  визначає  $m$ -й блоковий рядок матриці  $\mathbf{H}$ , а другий при  $\ell = v$  – відповідний  $v$ -й блоковий рядок матриці  $\mathbf{N}^*$ . Інші ( $\ell \in 2, v-1$ ) рядки "заготовлюються в запас" для наступних рекурсій. Рядки (4.11), у свою чергу, визначаються першим й останнім  $m$ -вимірними блоковими рядками матриці  $\Psi^{(m)}(\ell)$  (4.7), що ілюструється рис. 4.16.

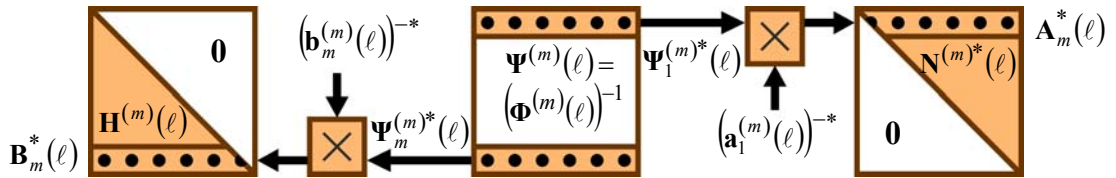


Рисунок 4.16 – Зв'язок рядків (4.11) з першим і останнім рядками матриці (4.7)

В основі рекурсій БАЛ лежать зв'язки  $m \in 2, n_1$  – вимірних першого й останнього блокових рядків матриці  $\Psi^{(m)}(\ell)$  (4.7) з аналогічними  $(m-1)$  – вимірними блоковими рядками, які в комбінації з початковими (при  $m = 1$ ) значеннями  $n_2 \times n_2$  матриць  $\mathbf{b}_1^{(1)}(\ell) = \mathbf{a}_1^{(1)}(\ell)$ , у силу (4.11) задовольнить рівності

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_1^{(1)*}(\ell) \cdot \mathbf{b}_1^{(1)}(\ell) &= \mathbf{a}_1^{(1)*}(\ell) \cdot \mathbf{a}_1^{(1)}(\ell) = \omega_{11}^{(1)}(\ell) = \phi_{\ell\ell}^{-1}, & \ell \in 1, n_1, \\ \mathbf{h}_{11} &= \mathbf{b}_1^{(1)}(1), & \mathbf{n}_{n_1 n_1} &= \mathbf{a}_1^{(1)*}(n_1), \end{aligned} \quad (4.12)$$

що дозволяє рекурентно визначити всі рядки (4.5) і, тим самим, трикутні співмножники матриці  $\Psi = \Phi^{-1}$  й цю матрицю в цілому.

Ці зв'язки знайдемо, представляючи КМ  $\Phi^{(m)}(\ell)$  (4.8) у формах

$$\Phi^{(m)}(\ell) = \begin{cases} \begin{bmatrix} \Phi^{(m-1)}(\ell) & \mathbf{X} \\ \mathbf{X}^* & \Phi_{mm}^{(m)}(\ell) \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} \Phi_{11}^{(m)}(\ell) & \mathbf{Y}^* \\ \mathbf{Y} & \Phi^{(m-1)}(\ell+1) \end{bmatrix}, \end{cases} \quad \mathbf{X} = \mathbf{E}_{m-1}^*(\ell) \cdot \mathbf{F}_{m+\ell-1}, \quad \mathbf{Y} = \mathbf{E}_{m-1}^*(\ell+1) \cdot \mathbf{F}_\ell, \quad (4.13a)$$

$$\mathbf{F}_k = [\boldsymbol{\varphi}_{ik}]_{i=1}^{n_1}, \quad k \in 1, n_1, \quad m \in 2, n_1, \quad \ell \in 1, v = n_1 + 1 - m \quad (4.136)$$

з ермітовими невинродженими і додатно визначеними діагональними блоками.

Матриця, обернена до матриці (4.13), при цьому допускає подання

$$\boldsymbol{\Psi}^{(m)}(\ell) = \begin{cases} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Psi}^{(m-1)}(\ell) + \mathbf{V} \cdot \boldsymbol{\omega}_{mm}^{(m)}(\ell) \cdot \mathbf{V}^* & -\mathbf{V} \cdot \boldsymbol{\omega}_{mm}^{(m)}(\ell) \\ -\boldsymbol{\omega}_{mm}^{(m)}(\ell) \cdot \mathbf{V}^* & \boldsymbol{\omega}_{mm}^{(m)}(\ell) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}_{11}^{(m)}(\ell) & -\boldsymbol{\omega}_{11}^{(m)}(\ell) \cdot \mathbf{W}^* \\ -\mathbf{W} \cdot \boldsymbol{\omega}_{11}^{(m)}(\ell) & \boldsymbol{\Psi}^{(m-1)}(\ell+1) + \mathbf{W} \cdot \boldsymbol{\omega}_{11}^{(m)}(\ell) \cdot \mathbf{W}^* \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V} &= \boldsymbol{\Psi}^{(m-1)}(\ell) \cdot \mathbf{E}_{m-1}^*(\ell) \cdot \mathbf{F}_{m+\ell-1} = \boldsymbol{\Psi}^{(m-1)}(\ell) \cdot \mathbf{X}, \quad \boldsymbol{\omega}_{mm}^{(m)}(\ell) = \left( \boldsymbol{\varphi}_{mm}^{(m)}(\ell) - \mathbf{X}^* \cdot \boldsymbol{\Psi}^{(m-1)}(\ell) \cdot \mathbf{X} \right)^{-1}, \\ \mathbf{W} &= \boldsymbol{\Psi}^{(m-1)}(\ell+1) \cdot \mathbf{E}_{m-1}^*(\ell+1) \cdot \mathbf{F}_\ell, \quad \boldsymbol{\omega}_{11}^{(m)}(\ell) = \left( \boldsymbol{\varphi}_{11}^{(m)}(\ell) - \mathbf{Y}^* \cdot \boldsymbol{\Psi}^{(m-1)}(\ell+1) \cdot \mathbf{Y} \right)^{-1}, \end{aligned}$$

які можна переписати також у вигляді

$$\boldsymbol{\Psi}^{(m)}(\ell) = \begin{cases} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Psi}^{(m-1)}(\ell) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\mathbf{V} \\ \mathbf{I}_{n_2} \end{bmatrix} \cdot \boldsymbol{\Psi}_m^{(m)*}(\ell), \\ \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{\Psi}^{(m-1)}(\ell+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{n_2} \\ -\mathbf{W} \end{bmatrix} \cdot \boldsymbol{\Psi}_1^{(m)*}(\ell), \end{cases} \quad (4.15a)$$

де, відповідно до (4.14),

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Psi}_m^{(m)*}(\ell) &= \begin{bmatrix} -\boldsymbol{\omega}_{mm}^{(m)}(\ell) \cdot \mathbf{V}^* & \boldsymbol{\omega}_{mm}^{(m)}(\ell) \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{\Psi}_1^{(m)*}(\ell) &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}_{11}^{(m)}(\ell) & -\boldsymbol{\omega}_{11}^{(m)}(\ell) \cdot \mathbf{W}^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.156)$$

– останній і перший рядки матриці  $\boldsymbol{\Psi}^{(m)}(\ell)$ .

З (4.15a) у комбінації з (4.13), (4.11) випливає, що

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Psi}_m^{(m)*}(\ell) &= (\mathbf{0}, \boldsymbol{\Psi}_{m-1}^{(m-1)*}(\ell+1)) + \boldsymbol{\delta} \cdot \boldsymbol{\Psi}_1^{(m)*}(\ell), \\ \boldsymbol{\Psi}_1^{(m)*}(\ell) &= (\boldsymbol{\Psi}_1^{(m-1)*}(\ell), \mathbf{0}) + \boldsymbol{\varepsilon} \cdot \boldsymbol{\Psi}_m^{(m)*}(\ell), \\ \boldsymbol{\delta} &= -\mathbf{W}_{m-1} = \boldsymbol{\omega}_{m1}^{(m)}(\ell) \cdot \left( \boldsymbol{\omega}_{11}^{(m)}(\ell) \right)^{-1} = -\mathbf{b}_{m-1}^{(m-1)*}(\ell+1) \cdot \mathbf{B}_{m-1}^*(\ell+1) \cdot \mathbf{E}_{m-1}^*(\ell+1) \cdot \mathbf{F}_\ell, \\ \boldsymbol{\varepsilon} &= -\mathbf{V}_1 = \boldsymbol{\omega}_{1m}^{(m)}(\ell) \cdot \left( \boldsymbol{\omega}_{mm}^{(m)}(\ell) \right)^{-1} = -\mathbf{a}_1^{(m-1)*}(\ell) \cdot \mathbf{A}_{m=1}^*(\ell) \cdot \mathbf{E}_{m-1}^*(\ell) \cdot \mathbf{F}_{m+\ell-1}, \end{aligned} \quad (4.16)$$

звідки виходять рекурсії для визначальних рядків матриці  $\boldsymbol{\Psi}^{(m)}(\ell)$ :

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Psi}_m^{(m)*}(\ell) = (\mathbf{I} - \boldsymbol{\delta} \cdot \boldsymbol{\varepsilon})^{-1} \cdot \left( (\mathbf{0}, \boldsymbol{\Psi}_{m-1}^{(m-1)*}(\ell+1)) + \boldsymbol{\delta} \cdot (\boldsymbol{\Psi}_1^{(m-1)*}(\ell), \mathbf{0}) \right), \\ \boldsymbol{\Psi}_1^{(m)*}(\ell) = (\mathbf{I} - \boldsymbol{\varepsilon} \cdot \boldsymbol{\delta})^{-1} \cdot \left( (\boldsymbol{\Psi}_1^{(m-1)*}(\ell), \mathbf{0}) + \boldsymbol{\varepsilon} \cdot (\mathbf{0}, \boldsymbol{\Psi}_{m-1}^{(m-1)*}(\ell+1)) \right). \end{cases} \quad (4.17)$$

Використовуючи (4.11), від цих рекурсій легко перейти до шуканих рекурсій

$$\begin{cases} \mathbf{B}_m^*(\ell) = \mathbf{s}_m(\ell) \cdot \left( (\mathbf{0}, \mathbf{B}_{m-1}^*(\ell+1)) + \boldsymbol{\alpha}_m(\ell) \cdot (\mathbf{A}_{m-1}^*(\ell), \mathbf{0}) \right), \\ \mathbf{A}_m^*(\ell) = \mathbf{c}_m(\ell) \cdot \left( (\mathbf{A}_{m-1}^*(\ell), \mathbf{0}) + \boldsymbol{\beta}_m(\ell) \cdot (\mathbf{0}, \mathbf{B}_{m-1}^*(\ell+1)) \right), \end{cases} \quad (4.18)$$

які в комбінації з (4.12) називаємо БАЛ. Його параметрами служать  $n_2 \times n_2$  матриці

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_m(\ell) &= \mathbf{b}_m^{(m)-*}(\ell) \cdot (\mathbf{I} - \boldsymbol{\delta} \cdot \boldsymbol{\varepsilon})^{-1} \cdot \mathbf{b}_{m-1}^{(m-1)*}(\ell+1), \quad \mathbf{c}_m(\ell) = \mathbf{a}_1^{(m)-*}(\ell) \cdot (\mathbf{I} - \boldsymbol{\varepsilon} \cdot \boldsymbol{\delta})^{-1} \cdot \mathbf{a}_1^{(m-1)*}(\ell), \\ \boldsymbol{\alpha}_m(\ell) &= \mathbf{b}_{m-1}^{(m-1)-*}(\ell+1) \cdot \boldsymbol{\delta} \cdot \mathbf{a}_1^{(m-1)}(\ell) = -\mathbf{B}_{m-1}^*(\ell+1) \cdot \mathbf{E}_{m-1}^*(\ell+1) \cdot \mathbf{F}_\ell \cdot \mathbf{a}_1^{(m-1)}(\ell), \\ \boldsymbol{\beta}_m(\ell) &= \mathbf{a}_1^{(m-1)-*}(\ell) \cdot \boldsymbol{\varepsilon} \cdot \mathbf{b}_{m-1}^{(m-1)}(\ell+1) = -\mathbf{A}_{m-1}^*(\ell) \cdot \mathbf{E}_{m-1}^*(\ell) \cdot \mathbf{F}_{m+\ell-1} \cdot \mathbf{b}_{m-1}^{(m-1)}(\ell+1). \end{aligned} \quad (4.19a)$$

Вони вказують значення параметрів, які тільки вимагаються, але не алгоритми їх формування, які можуть бути різними.

В окремому випадку  $n_2 = 1$ ,  $n_1 = N$  БАЛ перетворюється в УАЛ зі скалярними параметрами

$$\begin{aligned} s_m(\ell) &= \frac{b_m^{(m)}(\ell)}{b_{m-1}^{(m-1)*}(\ell+1)} = \frac{a_1^{(m)}(\ell)}{a_1^{(m-1)}(\ell)} = c_m(\ell), \quad s_m(\ell) = (1 - \varepsilon \cdot \delta)^{-1/2} = c_m(\ell), \\ \alpha_m(\ell) &= \frac{a_1^{(m-1)}(\ell)}{b_{m-1}^{(m-1)}(\ell+1)} \cdot \delta = \frac{b_1^{(m)}(\ell)}{a_1^{(m)}(\ell)} = -a_1^{(m-1)}(\ell) \cdot \mathbf{b}_{m-1}^*(\ell+1) \cdot \mathbf{E}_{m-1}^*(\ell+1) \cdot \mathbf{f}_\ell, \end{aligned} \quad (4.19б)$$

$$\beta_m(\ell) = \frac{b_{m-1}^{(m-1)}(\ell+1)}{a_1^{(m-1)}(\ell)} \cdot \varepsilon = \frac{b_m^{(m)}(\ell)}{a_m^{(m)}(\ell)} = -b_{m-1}^{(m-1)}(\ell+1) \cdot \mathbf{a}_{m-1}^*(\ell) \cdot \mathbf{E}_{m-1}^*(\ell) \cdot \mathbf{f}_{m+\ell-1}. \quad (4.19в)$$

Основне значення БАЛ (4.18) полягає не в можливості рекурентно формувати на його основі блокові матричні імпульсні характеристики (МІХ)  $\mathbf{H}$  й  $\mathbf{N}^*$  відбілюючих і обертаючих фільтрів, у явному знанні яких зазвичай немає необхідності, а в породжуваній їм блокової факторизації Левінсона (БФЛ) цих МІХ, що призводить до *двовимірних* багатоступінчастих решітчастих фільтрів (РФ). На їхній основі всі функції МІХ, що вимагаються, можуть бути сформовані без їх явного визначення.

4.4.3 Розглянемо блокову факторизацію Левінсона (БФЛ) і двовимірні РФ. БАЛ (4.18) породжує специфічну факторизацію (БФЛ)  $2N \times N$  ( $N = n_1 \cdot n_2$ ) матриці  $\mathbf{W}_1$ , що складається з  $n_1 \times n_1$  нижньої й верхньої трикутних блокових матриць із блоками розміру  $n_2 \times n_2$ .



Отримаємо її в процесі покрокового перетворення  $N = n_1 \cdot n_2$  – вимірною вектора  $\mathbf{u} = [u_i]_{i=1}^N = [\mathbf{u}_p]_{p=1}^{n_1}$  з  $n_2$  – вимірними блоками  $\mathbf{u}_p$ , у  $2N$  – вимірний вектор  $\mathbf{W}_1 \cdot \mathbf{u} = (\mathbf{p}^*, \mathbf{q}^*)^*$  з  $N$  – вимірними підвекторами

$$\mathbf{p} = [p_i]_{i=1}^N = [\mathbf{p}_p]_{p=1}^{n_1} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{u}, \quad \mathbf{q} = [q_i]_{i=1}^N = [\mathbf{q}_p]_{p=1}^{n_1} = \mathbf{N}^* \cdot \mathbf{u}. \quad (4.20)$$

Їх  $m$  - й ( $m \in 1, n_1$ ) блок дорівнює

$$\mathbf{p}_m = \mathbf{B}_m^*(1) \cdot \mathbf{u}^{(m)}(1), \quad \mathbf{q}_v = \mathbf{A}_m^*(v) \cdot \mathbf{u}^{(m)}(v), \quad m \in 1, n_1, \quad v = n_1 + 1 - m, \quad (4.21)$$

$$\mathbf{u}^{(m)}(\ell) = \mathbf{E}_m^{(n_1)*}(\ell) \cdot \mathbf{u}, \quad \ell \in 1, v,$$

і може бути отриманий рекурентною процедурою, на  $m$  - му ( $m \in 1, n_1$ ) кроці якої формується набір  $n_2$  – вимірних векторів

$$\mathbf{p}_m(\ell) = \mathbf{B}_m^*(\ell) \cdot \mathbf{u}^{(m)}(\ell), \quad \mathbf{q}_m(\ell) = \mathbf{A}_m^*(\ell) \cdot \mathbf{u}^{(m)}(\ell), \quad \ell \in 1, v, \quad (4.22a)$$

що включає й шукані вектори

$$\mathbf{p}_m = \mathbf{p}_m(1), \quad \mathbf{q}_v = \mathbf{q}_m(v), \quad m \in 1, n_1, \quad v = n_1 + 1 - m. \quad (4.22b)$$

Матриця перетворення  $m$  - го кроку в цьому випадку описує МІХ  $m$  - го ступеня відповідного фільтра, а їх сукупність при всіх  $m \in 1, n_1$  – структуру фільтра в цілому.

На першому кроці ( $m = 1$ ), як впливає із (4.22a), (4.6), (4.12),

$$\mathbf{p}_1(\ell) = \mathbf{b}_1^{(1)}(\ell) \cdot \mathbf{u}^{(1)}(\ell), \quad \mathbf{q}_1(\ell) = \mathbf{a}_1^{(1)}(\ell) \cdot \mathbf{u}^{(1)}(\ell), \quad (4.23a)$$

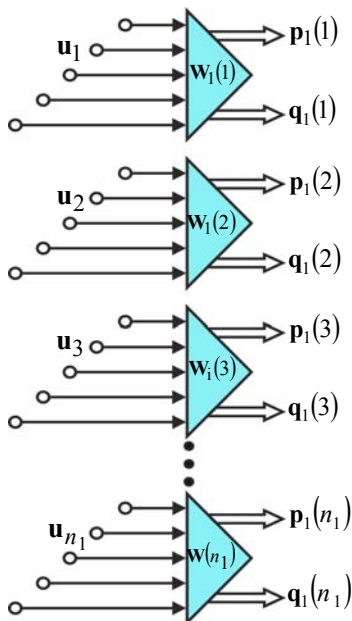


Рисунок 4.17 – Перший ступінь двовимірною РФ

або, у матричному запису

$$\mathbf{Z}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1(\ell) \\ \mathbf{q}_1(\ell) \end{bmatrix} = \mathbf{G}_1 \cdot \mathbf{u}, \quad \mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1^{(1)}(\ell) \\ \mathbf{a}_1^{(1)}(\ell) \end{bmatrix}, \quad \ell \in 1, n_1. \quad (4.23b)$$

Матриця  $\mathbf{G}_1$  перетворення першого кроку (МІХ першого ступеня фільтра) утворена  $n_2 \times n_2$  матрицями-блоками, які мають задовольняти рівності (4.12), які не визначають їх однозначно. Цю невизначеність можна зняти, якщо врахувати, що, відповідно до (4.12), ці блоки розташовані в діагоналях нижньої й верхньої блоково-трикутних матриць (рис. 4.15). Вони будуть одночасно й просто однойменними трикутними, якщо

блоки  $\mathbf{b}_1^{(1)}(\ell)$  і  $\mathbf{a}_1^{(1)}(\ell)$  будуть  $n_2 \times n_2$  відповідно нижньою й верхньою трикутними матрицями – співмножниками матриць  $\omega_{11}^{(1)}(\ell) = \Phi_{\ell\ell}^{-1}$  ( $\ell \in 1, n_1$ ), обернених до діагональних  $n_2 \times n_2$  блоків початкової КМ  $\Phi = [\Phi_{pq}]_{p,q=1}^{n_1}$ . У цьому випадку МІХ першого ступеня фільтра дорівнює

$$\mathbf{h}_1(\ell) = \mathbf{b}_1^{(1)}(\ell), \mathbf{n}_1(\ell) = \mathbf{a}_1^{(1)*}(n_1),$$

$$\mathbf{G}_1 = [\mathbf{W}_1(\ell)]_{\ell=1}^{n_1}, \mathbf{W}_1(\ell) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{h}_1(\ell) \\ \mathbf{n}_1(\ell) & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (4.23\text{в})$$

$$\mathbf{h}_1^*(\ell) \cdot \mathbf{h}_1(\ell) = \omega_{11}^{(1)}(\ell) = \Phi_{\ell\ell}^{-1} = \mathbf{n}_1(\ell) \cdot \mathbf{n}_1^*(\ell), \quad \ell \in 1, n_1$$

і реалізується набором  $n_2$  – входових РФ з МІХ  $\mathbf{W}_1(\ell)$ , показаних на рис. 4.17.

Структуру наступних ступенів отримаємо, формуючи вектори (4.22а) за допомогою БАЛ (4.18):

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_m(\ell) &= \mathbf{s}_m(\ell) \cdot \left( (\mathbf{0}, \mathbf{B}_{m-1}^*(\ell+1)) + \alpha_m(\ell) \cdot (\mathbf{A}_{m-1}^*(\ell), \mathbf{0}) \right) \cdot \mathbf{u}^{(m)}(\ell), \\ \mathbf{q}_m(\ell) &= \mathbf{c}_m(\ell) \cdot \left( (\mathbf{A}_{m-1}^*(\ell), \mathbf{0}) + \beta_m(\ell) \cdot (\mathbf{0}, \mathbf{B}_{m-1}^*(\ell+1)) \right) \cdot \mathbf{u}^{(m)}(\ell). \end{aligned}$$

У силу очевидних рівностей

$$\begin{aligned} (\mathbf{0}, \mathbf{B}_{m-1}^*(\ell+1)) \cdot \mathbf{u}^{(m)}(\ell) &= \mathbf{B}_{m-1}^*(\ell+1) \cdot \mathbf{u}^{(m-1)}(\ell+1), \\ (\mathbf{A}_{m-1}^*(\ell), \mathbf{0}) \cdot \mathbf{u}^{(m)}(\ell) &= \mathbf{A}_{m-1}^*(\ell) \cdot \mathbf{u}^{(m-1)}(\ell) \end{aligned}$$

і визначень (4.22а) отримаємо, що ці вектори дорівнюють

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_m(\ell) &= \mathbf{s}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m(\ell), \quad \tilde{\mathbf{p}}_m(\ell) = \mathbf{p}_{m-1}(\ell+1) + \alpha_m(\ell) \cdot \mathbf{q}_{m-1}(\ell), \\ \mathbf{q}_m(\ell) &= \mathbf{c}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_m(\ell), \quad \tilde{\mathbf{q}}_m(\ell) = \mathbf{q}_{m-1}(\ell) + \beta_m(\ell) \cdot \mathbf{p}_{m-1}(\ell+1) \end{aligned} \quad (4.24)$$

і формуються "матричним елементарним решітчастим фільтром" (МЕРФ), показаним на рис. 4.18, б. МІХ цього МЕРФ дорівнює

$$\begin{aligned} \mathfrak{S}_m(\ell) &= \mathbf{S}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathfrak{S}}_m(\ell), \\ \mathbf{S}_m(\ell) &= \begin{bmatrix} \mathbf{s}_m(\ell) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}_m(\ell) \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathfrak{S}}_m(\ell) = \begin{bmatrix} \alpha_m(\ell) & \mathbf{I}_{n_2} \\ \mathbf{I}_{n_2} & \beta_m(\ell) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (4.25)$$

а повна сукупність перетворень (4.24) при  $m \in 2, n_1, \ell \in 1, n_1 + 1 - m$  у комбінації з (4.23а) реалізується двовимірним РФ, показаним на рис. 4.18, а.

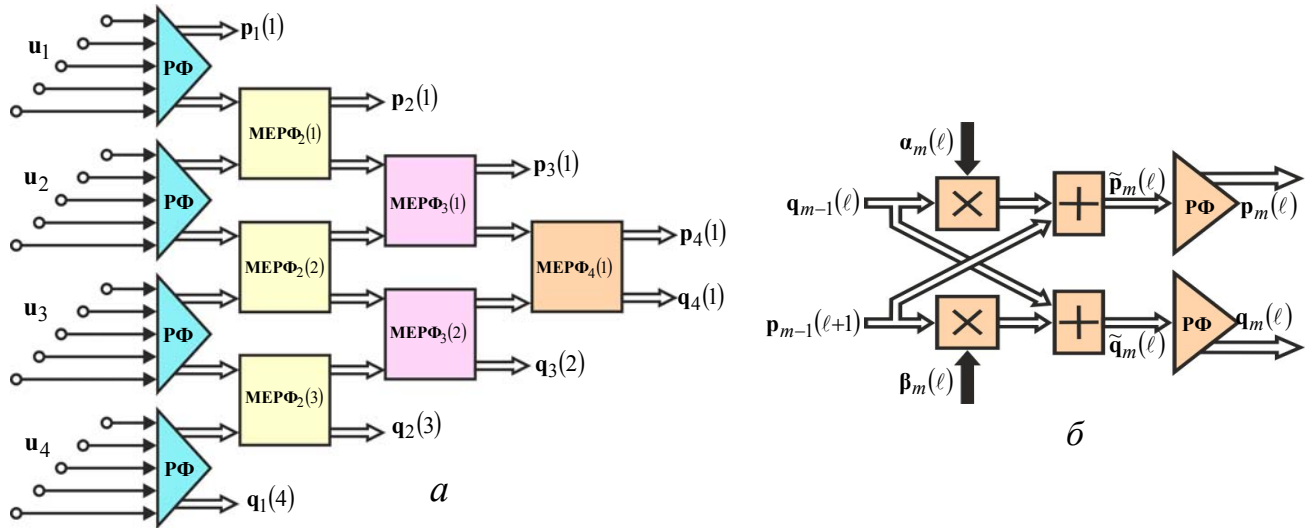


Рисунок 4.18 – Двовимірний РФ ( $n_1 = 4, n_2 = 5$ ) (а) і  $\ell$ -й МЕРФ його  $m$ -го ступеня (б)

МІХ цього РФ за формою запису повторює МІХ одновимірного РФ [209], але в ролі  $2 \times 2$  МІХ елементарних решітчастих фільтрів (ЕРФ) [209] тут виступає  $2 \cdot n_2 \times 2 \cdot n_2$  МІХ (4.25) МЕРФ (рис. 4.18, б). У ролі фільтрів з  $n_2 \times n_2$  МІХ  $s_m(\ell)$  і  $c_m(\ell)$  на їхніх виходах використовуються одновимірні  $n_2$ -входові РФ, що нижче обґрунтовуються більш докладно. Скоректована описаним способом МІХ називається БФЛ трикутних співмножників матриці, оберненої до КМ.

4.4.4 Розглянемо специфіку матричних параметрів "двовимірних" відбілюючих РФ. Двовимірний РФ рис. 4.18 виконає функції відбілюючого фільтра блокового вектора  $\mathbf{u} = [\mathbf{u}_p]_{p=1}^{n_1}$  із блоковою КМ  $\Phi = [\phi_{pq}]_{p,q=1}^{n_1}$ , якщо його матричні параметри (4.19а) забезпечують виконання рівностей, що випливають із (4.11), (4.22а),

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_m^*(\ell) \cdot \Phi^{(m)}(\ell) &= \overline{\mathbf{p}_m(\ell) \cdot \mathbf{u}^{(m)*}(\ell)} = (\mathbf{b}_m^{(m)}(\ell))^{-*} \cdot \mathbf{E}_1^{(m)*}(m), \\ \mathbf{A}_m^*(\ell) \cdot \Phi^{(m)}(\ell) &= \overline{\mathbf{q}_m(\ell) \cdot \mathbf{u}^{(m)*}(\ell)} = (\mathbf{a}_1^{(m)}(\ell))^{-*} \cdot \mathbf{E}_1^{(m)*}(1), \end{aligned} \quad (4.26)$$

$$m \in 1, n_1, \ell \in 1, n_1 + 1 - m,$$

де  $\mathbf{E}_1^{(m)*}(\ell)$ , як і раніше,  $m$ -вимірний ( $m \in 1, n_1$ ) блоковий рядок з усіма нульовими  $n_2 \times n_2$  блоками, крім  $\ell$ -го, рівного одиничній  $n_2 \times n_2$  матриці  $\mathbf{I}_{n_2}$ .

З урахуванням блокової конструкції векторів і матриць можна отримати, що рівності (4.26) будуть виконані, якщо виконається така сукупність рівностей:

$$1. \overline{\mathbf{p}_m(\ell) \cdot \mathbf{p}_m^*(\ell)} = \overline{\mathbf{s}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m^*(\ell) \cdot \mathbf{s}_m^*(\ell)} = \mathbf{I}_{n_2} = \overline{\mathbf{q}_m(\ell) \cdot \mathbf{q}_m^*(\ell)} = \overline{\mathbf{c}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_m^*(\ell) \cdot \mathbf{c}_m^*(\ell)} \quad (4.27a)$$

і, отже,

$$\mathbf{s}_m^*(\ell) \cdot \mathbf{s}_m(\ell) = \left( \overline{\tilde{\mathbf{p}}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m^*(\ell)} \right)^{-1}, \quad \mathbf{c}_m^*(\ell) \cdot \mathbf{c}_m(\ell) = \left( \overline{\tilde{\mathbf{q}}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_m^*(\ell)} \right)^{-1}. \quad (4.27b)$$

Звідси видно, що фільтри з  $n_2 \times n_2$  МІХ  $\mathbf{s}_m(\ell)$  і  $\mathbf{c}_m(\ell)$  на виходах МЕРФ рис. 4.18, б мають виконувати функції відбілюючих фільтрів ненормованих векторів  $\tilde{\mathbf{p}}_m(\ell)$  і  $\tilde{\mathbf{q}}_m(\ell)$  на їхніх входах, що й пояснює введення в них "одновимірних"  $n_2$  – входових відбілюючих РФ. При показаному варіанті їхнє використання МІХ двовимірного РФ рис. 4.18, а в цілому утворює не блоково-трикутні, а просто трикутні нижню ( $\mathbf{H}$ ) і верхню ( $\mathbf{N}^*$ ) матриці.

$$2. \overline{\mathbf{p}_m(\ell) \cdot \mathbf{q}_{m-1}^*(\ell)} = \overline{\tilde{\mathbf{p}}_m(\ell) \cdot \mathbf{q}_{m-1}^*(\ell)} = \mathbf{0}, \quad \overline{\mathbf{q}_m(\ell) \cdot \mathbf{p}_{m-1}^*(\ell+1)} = \overline{\tilde{\mathbf{q}}_m(\ell) \cdot \mathbf{p}_{m-1}^*(\ell+1)} = \mathbf{0}. \quad (4.28)$$

Тим самим  $n_2 \times n_2$  матриці – параметри  $\boldsymbol{\alpha}_m(\ell)$  і  $\boldsymbol{\beta}_m(\ell)$  мають декорелювати вектори  $\mathbf{p}_m(\ell)$  і  $\mathbf{q}_m(\ell)$  на виходах МЕРФ рис. 4.18, б з векторами  $\mathbf{q}_{m-1}(\ell)$  і  $\mathbf{p}_{m-1}(\ell+1)$  на їхніх відповідних входах, що керуються (зважуються). У силу (4.24) в умовах (4.27) ця декореляція забезпечиться при

$$\boldsymbol{\alpha}_m(\ell) = -\overline{\mathbf{p}_{m-1}(\ell+1) \cdot \mathbf{q}_{m-1}^*(\ell)}, \quad \boldsymbol{\beta}_m(\ell) = -\overline{\mathbf{q}_{m-1}(\ell) \cdot \mathbf{p}_{m-1}^*(\ell+1)} = \boldsymbol{\alpha}_m^*(\ell), \quad (4.29)$$

тобто при збігу цих параметрів з точністю до знака із взаємною КМ вхідних векторів МЕРФ.

3. У цих умовах їхні ненормовані вихідні вектори мають КМ

$$\begin{aligned} \overline{\tilde{\mathbf{p}}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m^*(\ell)} &= \overline{\tilde{\mathbf{p}}_m(\ell) \cdot \mathbf{p}_{m-1}^*(\ell+1)} = \mathbf{I}_{n_2} - \boldsymbol{\alpha}_m(\ell) \cdot \boldsymbol{\alpha}_m^*(\ell), \\ \overline{\tilde{\mathbf{q}}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_m^*(\ell)} &= \overline{\tilde{\mathbf{q}}_m(\ell) \cdot \mathbf{q}_{m-1}^*(\ell)} = \mathbf{I}_{n_2} - \boldsymbol{\alpha}_m^*(\ell) \cdot \boldsymbol{\alpha}_m(\ell), \end{aligned} \quad (4.30)$$

що дозволяє розраховувати нормувальні матриці за формулами

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_m(\ell) &= \left( \overline{\tilde{\mathbf{p}}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m^*(\ell)} \right)^{-1/2} = \left( \overline{\tilde{\mathbf{p}}_m(\ell) \cdot \mathbf{p}_{m-1}^*(\ell+1)} \right)^{-1/2} = \left( \mathbf{I}_{n_2} - \boldsymbol{\alpha}_m(\ell) \cdot \boldsymbol{\alpha}_m^*(\ell) \right)^{-1/2}, \\ \mathbf{c}_m(\ell) &= \left( \overline{\tilde{\mathbf{q}}_m(\ell) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_m^*(\ell)} \right)^{-1/2} = \left( \overline{\tilde{\mathbf{q}}_m(\ell) \cdot \mathbf{q}_{m-1}^*(\ell)} \right)^{-1/2} = \left( \mathbf{I}_{n_2} - \boldsymbol{\alpha}_m^*(\ell) \cdot \boldsymbol{\alpha}_m(\ell) \right)^{-1/2}, \end{aligned} \quad (4.31)$$

використовуючи для цього одновимірні  $n_2$  – входові відбілюючі РФ.

Неважко переконатися, що в окремому випадку  $n_2 = 1$ ,  $n_1 = N$  рівності, що визначають (4.26) і матричні параметри (4.29), (4.31) МЕРФ двовимірних РФ

(рис. 4.18) переходять у визначальні рівності й скалярні параметри ЕРФ одновимірних  $N$  – входних РФ.

#### 4.4.5 Нарешті розглянемо взаємозв'язок двовимірних і одновимірних РФ.

Показаний на рис. 4.18, б МЕРФ на основі  $n_2$  – входних матрично-векторних помножувачів з МІХ  $\alpha_m(\ell)$  і  $\beta_m(\ell) = \alpha_m^*(\ell)$  (4.29) може бути реалізований різними способами.

При цьому "лобовий" спосіб, заснований безпосередньо на визначенні матрично-векторного множення, завідомо нераціональний. Практично більш цікаві "системні" структури МЕРФ із МІХ (4.25), побудовані з набору однотипних двовходових вагових суматорів, що мають зв'язки мінімальної довжини. Приклад такого МЕРФ із набору двовходових ЕРФ для  $n_2 = 4$  показано на рис. 4.19, а. Зірочками на МІХ (рис. 4.19, б) цього МЕРФ показано положення в загальному випадку ненульових елементів. Їхні значення в позиції  $i, \ell$  (тут  $i, \ell \in 1, 2 \cdot n_2 = 8$ ) мають зміст ваги, з якою в  $i$  – й елемент вихідного вектора входить  $\ell$  – й елемент вхідного. Рівність цієї ваги нулю означає, що  $\ell$  – й елемент вхідного вектора не бере участь у формуванні  $i$  – го елемента вихідного, що легко прослідковується за схемою рис. 4.19, а.

Видно, що в розглянутому загальному випадку  $n_2 \times n_2$  діагональні блоки МІХ є заповненими матрицями, а  $n_2 \times n_2$  над- і піддіагональні блоки – нижню й верхню трикутні матриці відповідно, тобто мають ту ж структуру, що й однойменні блоки МІХ (4.25) МЕРФ рис. 4.18.

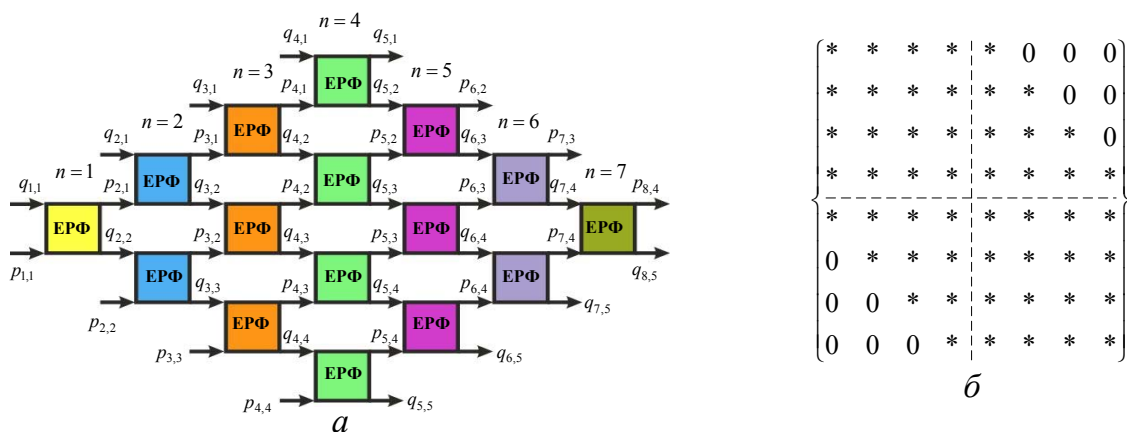


Рисунок 4.19 – МЕРФ на основі ЕРФ (а) і його МІХ (б)

Якщо при цьому параметри ЕРФ задовольнятимуть відповідні вимоги [209], то "ромбовидний" МЕРФ рис. 4.19, *а* буде в точності еквівалентний МЕРФ рис. 4.18, *б* двовимірного відбілюючого РФ рис. 4.18, *а*. У цьому легко переконатися, замінюючи в РФ із  $N = n_1 \cdot n_2 = 2 \cdot 4 = 8$  (рис. 4.20, *а*) МЕРФ рис. 4.18, *б* на "ромбовидний" набір ЕРФ рис. 4.19, *а* і розкриваючи структуру вхідних  $n_2 = 4$  – входових відбілюючих РФ, показаних на рис. 4.20, *б* у штрихових трикутних рамках.

Тут компонентами  $n_2$  – вимірних вихідних підвекторів РФ у цілому виступають вихідні сигнали на  $p$  і  $q$  – виходах нормувальних  $n_2 = 4$  – входових РФ ( $\mathbf{p}_1(1) = [p_1, p_2, p_3, p_4]$ ,  $\mathbf{p}_2(1) = [p_5, p_6, p_7, p_8]$ ,  $\mathbf{q}_1(2) = [q_5, q_6, q_7, q_8]$ ,  $\mathbf{q}_2(1) = [q_1, q_2, q_3, q_4]$ ).

В ході виконання відповідні вимоги [209] до параметрів ЕРФ  $N$  – входового одновимірного РФ автоматично виконуються й вимоги (4.27а) до вихідних векторів двовимірного РФ, що й доводить еквівалентність МЕРФ рис. 4.18, *б* і набору ЕРФ рис. 4.19, *а*.

За відмінністю розмірів блоків  $\mathbf{u}_p$  вхідного вектора  $\mathbf{u} = [\mathbf{u}_p]_{p=1}^{n_1} = [u_i]_{i=1}^N$  загальна структура двовимірного РФ рис. 4.18, *а* залишається незмінною, але змінюються розміри матриць параметрів.

На рис. 4.21, *а* показано приклад МЕРФ для вхідних тривимірного вектора  $\mathbf{u}_1$  і п'ятивимірного вектора  $\mathbf{u}_2$ , а на рис. 4.21, *б* – його одновимірний еквівалент.

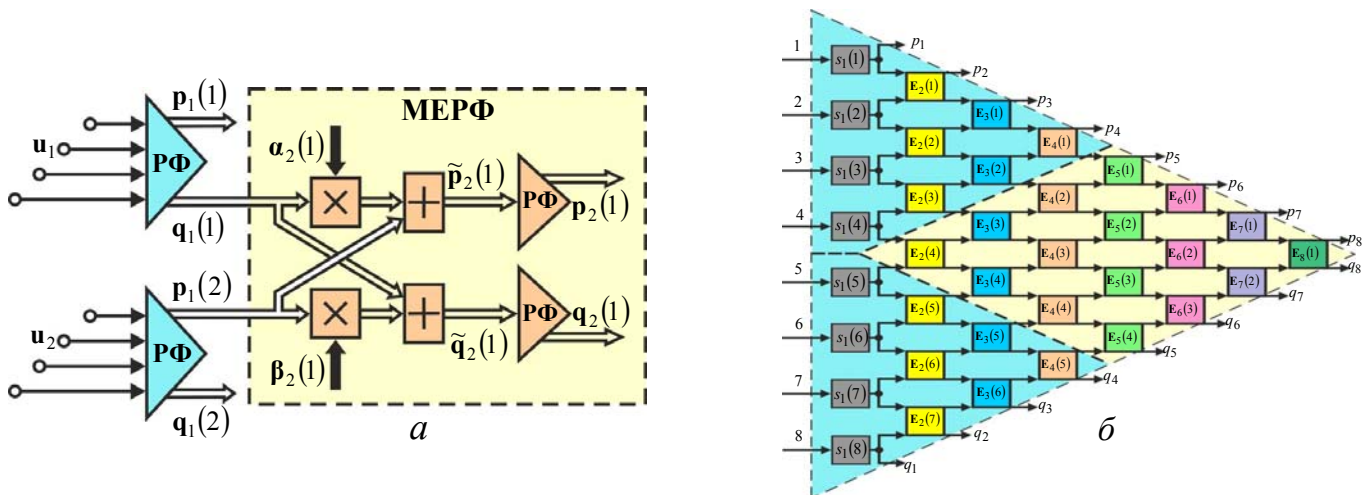


Рисунок 4.20 – Двовимірний РФ (*а*) і його одновимірний еквівалент (*б*)

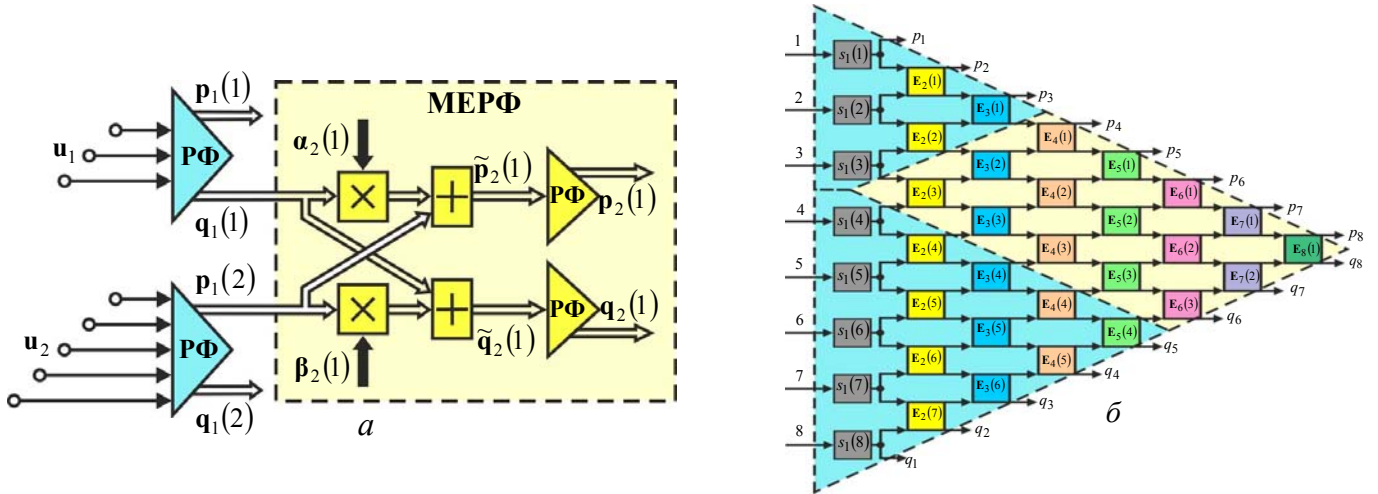


Рисунок 4.21 – Двовимірний РФ (а) і його одновимірний еквівалент (б)

У цьому прикладі матриці частинних кореляцій  $\alpha_m(\ell)$  і  $\beta_m(\ell) = \alpha_m^*(\ell)$  (4.29) у МЕРФ (а) стають прямокутними розмірів  $5 \times 3$  і  $3 \times 5$  відповідно, а на його виході включені 5-входовий (угорі) і 3-входовий (унизу) одновимірні РФ. За розглянутими вище причинами точним еквівалентом цього МЕРФ є набір ЕРФ усередині паралелограма, показаного штриховими прямими на схемі рис. 4.20, б одновимірного РФ – еквівалента двовимірного РФ рис. 4.20, а в цілому.

Як і одновимірні РФ, двовимірні РФ рис. 4.18, а матимуть блоково стрічкові МІХ із шириною стрічки  $zz \leq n_1$ , якщо для всіх  $m > zz$  виконуватимуться рівності  $\alpha_m(\ell) = \beta_m(\ell) = \mathbf{0}$ ,  $\mathbf{s}_m(\ell) = \mathbf{c}_m(\ell) = \mathbf{I}_{n_2}$ . Можна управляти також структурою ненульових блоків  $\mathbf{h}_{pq}$  і  $\mathbf{n}_{pq}$  (4.4) матриць  $\mathbf{H}$  і  $\mathbf{N}$ , управляючи МІХ ромбовидних (рис. 4.19, а, 4.21, б) або паралелограмних (рис. 4.20, б) наборів ЕРФ.

На рис. 4.22 показано приклади трансформації ромбовидних МЕРФ (а, в), що забезпечує стрічковість (б, г) діагональних блоків їхніх МІХ.

Подібні спрощення МЕРФ у комбінації зі стрірковою МІХ вхідних РФ можуть у широких межах змінювати структуру цих блоків, забезпечуючи урахування можливої апіорної інформації про специфіку структури вхідної КМ.



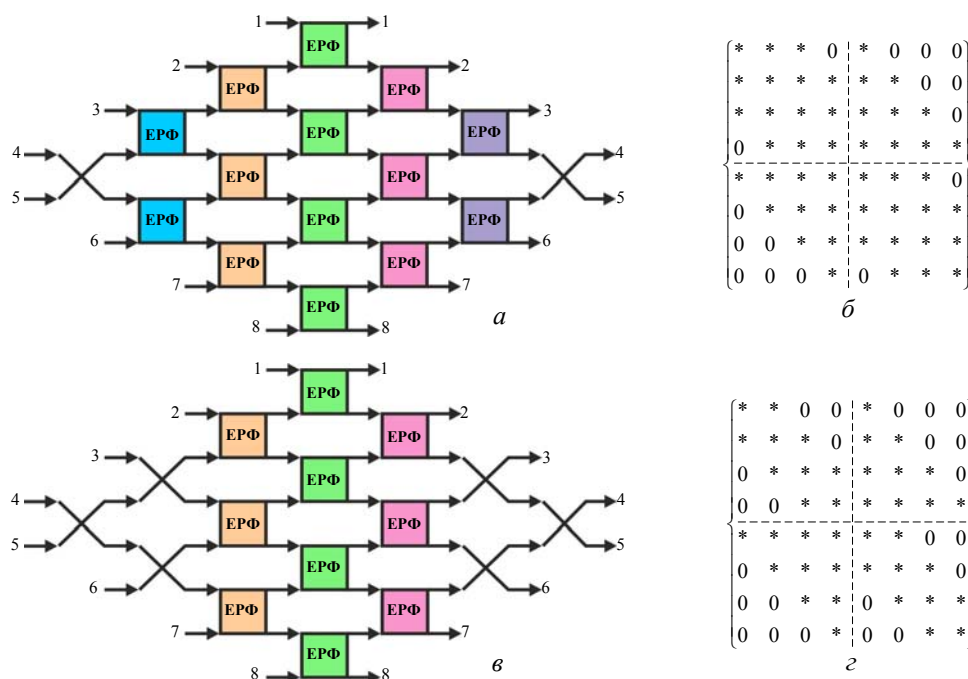


Рисунок 4.22 – Ромбоподібні МЕРФ зі стрічковими блоками на головній діагоналі

#### 4.5 Адаптивні системи сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад на основі двовимірних АРФ

##### 4.5.1 Структури адаптивних систем сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад на основі двовимірних АРФ

На рис. 4.23 показано структуру сумісної ПЧОС (а) на основі двовимірного паралельного АРФ (б). Вона включає відбілюючі просторові решітчасті фільтри (ПРФ) (б, в) і матричні елементарні решітчасті фільтри (МЕРФ) (б, в) ромбовидної форми (в), кожний з яких складається з  $N^2$  ЕРФ, де  $N$  – кількість просторових каналів.

Як було показано в [209], в одновимірному випадку паралельний РФ має послідовний еквівалент. У розглянутому двовимірному випадку паралельний АРФ (рис. 4.23) має паралельно-послідовний еквівалент (рис. 4.24).

Тут у ПРФ виконується просторова (міжканальна) обробка, а в сукупності МЕРФ – часова (міжперіодна) обробка.



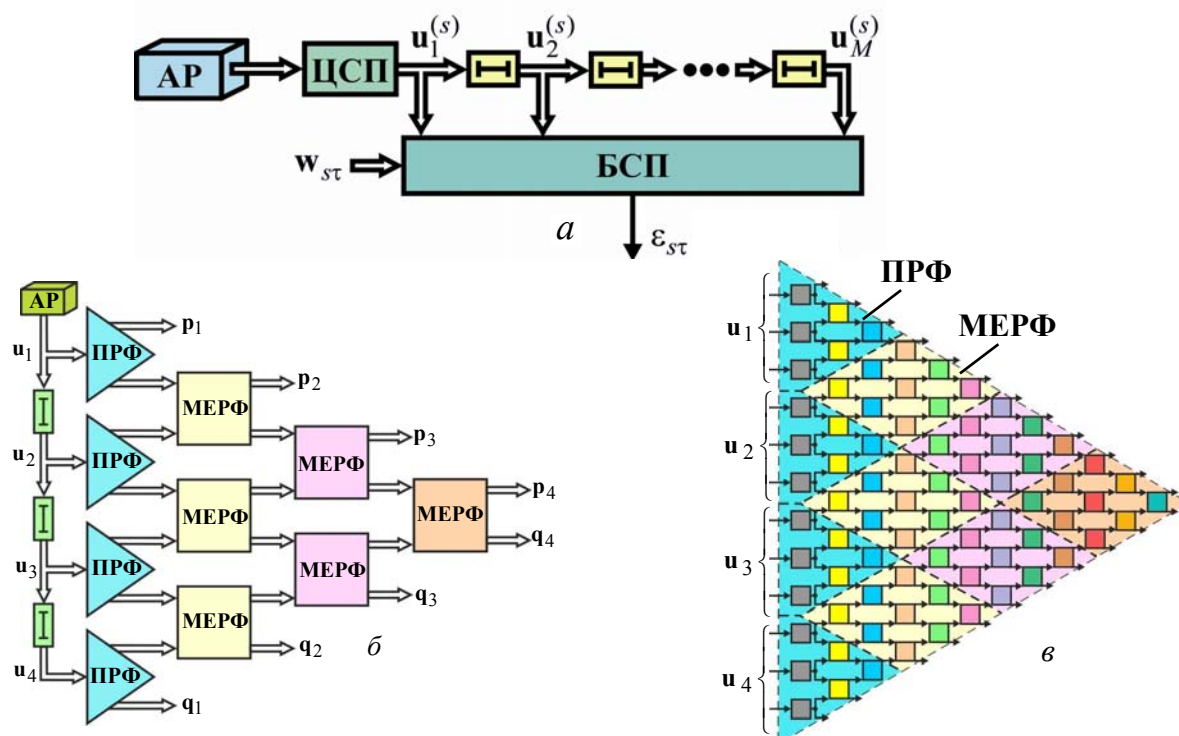


Рисунок 4.23 – Паралельна сумісна ПЧОС на основі двовимірного АРФ

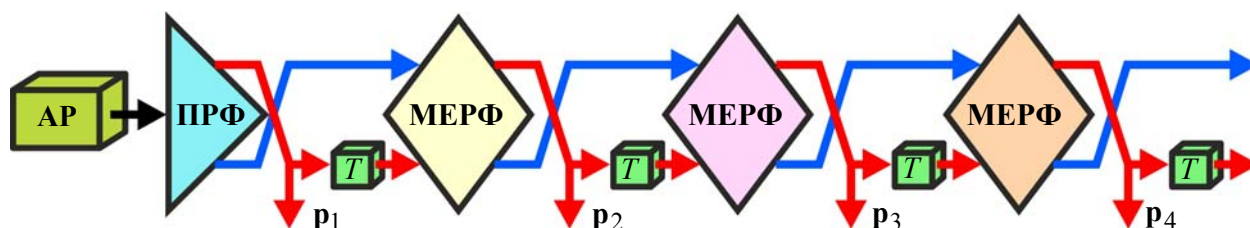


Рисунок 4.24 – Паралельно-послідовна сумісна ПЧОС на основі двовимірних АРФ

Така можливість обумовлена тим, що просторові компоненти (ШЗ) вхідної вибірки надходять паралельно, а часові (ПЗ) – послідовно в часі через період повторення. При цьому кількість операцій комплексного множення в паралельно-послідовному двовимірному АРФ (рис. 4.24) при непряму оберненні КМ дорівнює  $(M_{\text{MERF}} \cdot N)^2$ , що суттєво менше, ніж  $(M \cdot N)^3$ . Це не враховувалося у роботах, присвячених сумісній просторово-часовій обробці сигналів на фоні комбінованих завад [178, 179, 182–193 та ін.].

Тепер оцінимо швидкодію структури сумісної ПЧОС рис. 4.24, її ефективність у сталому режимі і визначимо кількість МЕРФ, необхідну для ефективного заглушення завад.

## 4.5.2 Результати дослідження швидкодії адаптивної паралельно-послідовної системи сумісної ПЧОС і її ефективності у сталому режимі

4.5.2.1 Почнемо із окремих прикладів, коли є присутнім тільки один вид зовнішньої завади: тільки ПЗ (без ШЗ) або тільки ШЗ (без ПЗ). В ході аналізу ефективності структури сумісної паралельно-послідовної ПЧОС рис. 4.24 під час настроювання АРФ використовуватимемо регуляризований ( $reg = 10$ ) алгоритм оцінювання вагового вектора загального вигляду.

Так, на рис. 4.25 показано залежності середнього значення  $\overline{\hat{\chi}(K)}$  втрат ВСЗШ  $\hat{\chi}(K) = \hat{\mu}(K)/\mu$  (у дБ) від об'єму навчальної вибірки  $K$  на виході ПЧОС ( $\hat{\mu}(K)$ ) порівняно з його максимальним значенням  $\mu$  у гіпотетичній ситуації відсутності апріорної невизначеності за наявності тільки ПЗ. Кількість просторових каналів задавалася такою, що дорівнювала  $N = 6$ ; кількість МЕРФ –  $M_{\text{МЕРФ}} = zz = 3, 4, 5, 8$  з кількістю імпульсів у пачці  $M = 16$ ; порядок АР ПЗ –  $p = 3$  (а),  $p = 5$  (б),  $p = 10$  (в, г); ВЗШ –  $\eta_{c\ell} = 50$  дБ; коефіцієнт міжперіодної кореляції –  $\rho = 0,98$  (а–в) і  $\rho = 0,99$  (г).

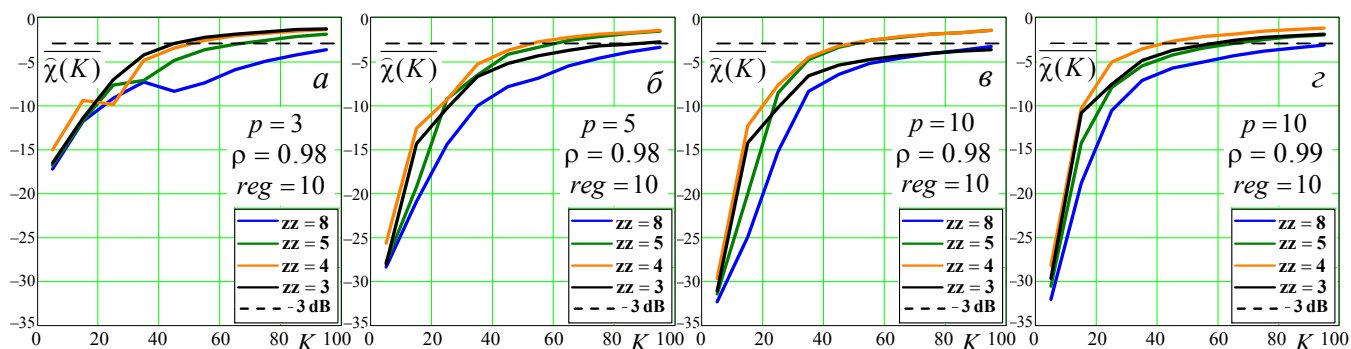


Рисунок 4.25 – Залежності втрат у ВСЗШ (у дБ) від об'єму вибірки ПЗ

З рис. 4.25 видно, що всі криві  $\overline{\hat{\chi}(K)}$  у сталому режимі наближаються до *потенціалу* ( $\chi = 0$ ). *Найкраща швидкодія* забезпечується з кількістю МЕРФ  $M_{\text{МЕРФ}} = zz = 4$ . При цьому втрати ВСЗШ не перевершують 3 дБ при  $K = 40\text{--}50$  навчаючих вибірок залежно від завадової обстановки (параметрів ПЗ). До цих кривих близькі криві для  $zz = 3, 5$ .

На рис. 4.26 наведено залежності  $\overline{\chi(K)}$  за наявності тільки ШЗ від  $n = 1$  (а),  $n = 3$  (б) і  $n = 5$  (в) постановників із сумарним ВЗШ  $\eta_{jam} = 50$  дБ. Рисунок 4.26, г ілюструє випадок наявності тільки внутрішнього шуму. Як видно, тут також усі криві  $\overline{\chi(K)}$  наближаються до потенціалу [229, 230], а криві при  $zz = 3 - 5$  близькі один до одного. Так, для  $zz = 4$  втрати ВСЗШ не перевершують 3 дБ при  $K = 15 - 50$  залежно від кількості постановників ШЗ.

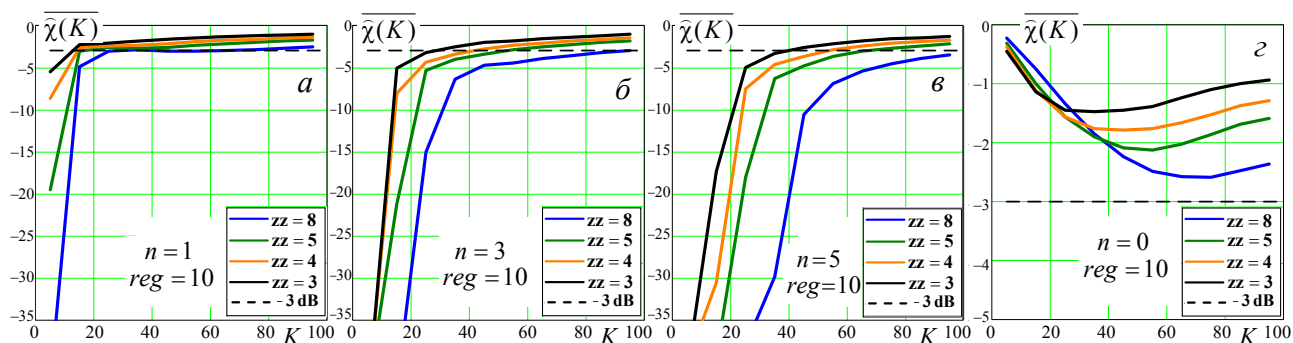


Рисунок 4.26 – Залежності втрат у ВСЗШ (у дБ) від об'єму вибірки ШЗ

На рис. 4.27, 4.28 показано залежності  $\overline{\chi(K)}$  за наявності адитивної суміші ПЗ із ВЗШ  $\eta_{cl} = 50$  дБ і ШЗ від  $n = 1$  (рис. 4.27) і  $n = 5$  (рис. 4.28) постановників із сумарним ВЗШ  $\eta_{jam}^0 = 50$  дБ.

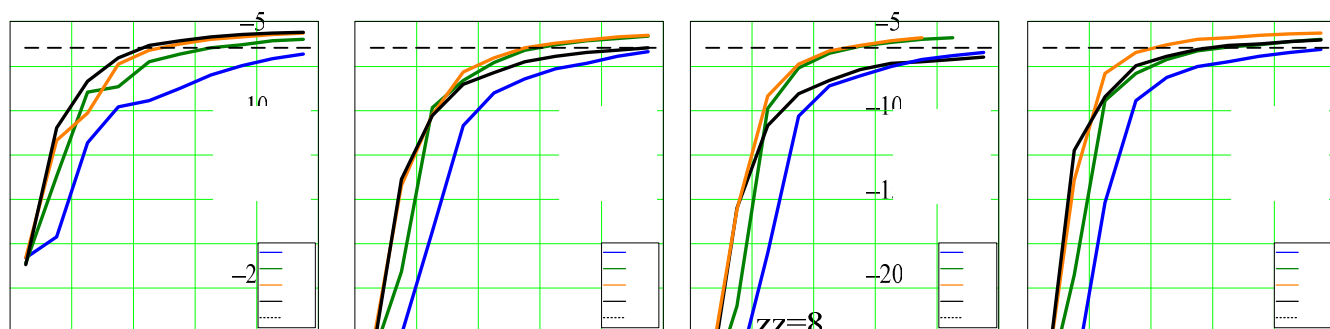


Рисунок 4.27 – Залежності втрат у ВСЗШ (у дБ) від об'єму вибірки КЗ ( $n = 1$ )

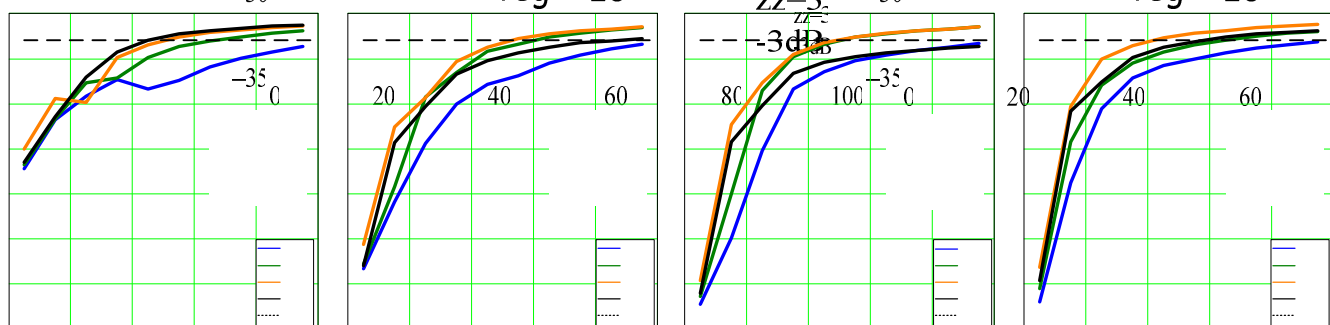


Рисунок 4.28 – Залежності втрат у ВСЗШ (у дБ) від об'єму вибірки КЗ ( $n = 5$ )

З порівняння цих рисунків з рис. 4.25, 4.26 видно, що принципових змін в умовах КЗ не відбулося: також, як і у випадку тільки одного виду зовнішньої завади, усі криві  $\overline{\chi(K)}$  наближаються до потенціалу, а криві при  $zz = 3 - 5$  близькі один одному. Наприклад, для  $zz = 4$  втрати у ВСЗШ не перевершують 3 дБ уже при  $K = 40-50$  залежно від завадової обстановки.

З аналізу рис. 4.25–4.28 можна зробити висновок: "оптимальну" кількість МЕРФ ("ромбиків") слід вибирати *рівною*  $zz = 3 \div 5$  (стрічкова регуляризація), і вона слабо залежить від завадової обстановки.

4.5.2.2 Тепер оцінимо вплив кількості просторових каналів на швидкодію паралельно-послідовної системи сумісної ПЧОС.

На рис. 4.29 наведено залежності  $\overline{\chi(K)}$  за наявності тільки ПЗ із ВЗШ  $\eta_{cl} = 50$  дБ для  $N = 1, 2, 6$  просторових каналів з кількістю МЕРФ  $zz = 3$  (а), 4 (б) і 8 (в). Зазначимо, що при  $N = 1$  структура системи сумісної паралельно-послідовної ПЧОС рис. 4.24 на основі двовимірних МЕРФ переходить у структуру системи МПО на основі послідовного АРФ із одновимірними ЕРФ з відповідною швидкодією, що не перевищує  $K = 14$  для заданої завадової обстановки рис. 4.29.

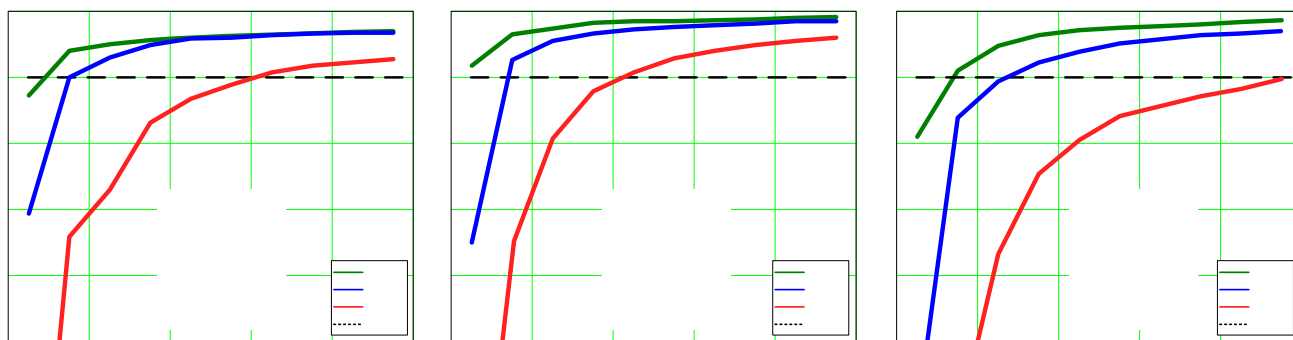


Рисунок 4.29 – Залежності втрат у ВСЗШ (у дБ) від об'єму вибірки ПЗ

Збільшення кількості просторових каналів удвічі ( $N = 2$ ) збільшує вдвічі розмірність задачі, тобто кількість оцінюваних параметрів, а, отже, збільшує вдвічі час збіжності системи (зменшує вдвічі швидкодію). Відповідно для  $N = 6$  цей час збільшується в 6 разів (рис. 4.29).

На рис. 4.30 наведено аналогічні залежності  $\overline{\chi(K)}$ , але за наявності адитивної суміші ПЗ із ВЗШ  $\eta_{cl} = 50$  дБ і ШЗ від  $n = 1$  постановника з ВЗШ  $\eta_{jam} = 50$  дБ для  $N = 2, 6$  просторових каналів. Тут також перехід від  $N = 2$  до  $N = 6$  просторових каналів втричі зменшує швидкодію системи.

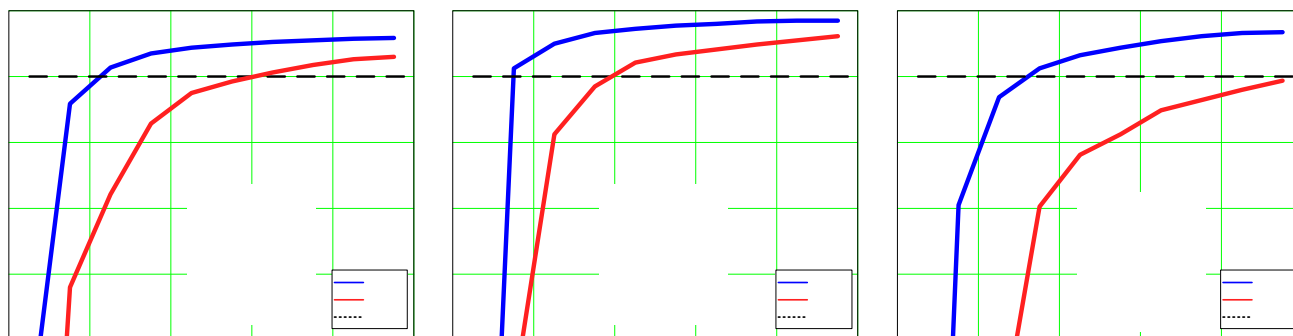


Рисунок 4.30 – Залежності втрат у ВСЗШ (у дБ) від об'єму вибірки КЗ ( $n = 1$ )

Таким чином, необхідний об'єм навчаючої вибірки пропорційний кількості просторових каналів. Це обмежує кількість виділених компенсаційних просторових каналів (наприклад, компенсаційних модулів плоскої ФАР), а, отже, і кількість ШЗ, від яких може ефективно захищатися РЛС.

Останнє визначає напрям подальших досліджень з пошуку шляхів збільшення швидкодії адаптивної спільної просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад з великою кількістю просторових каналів, зокрема, з урахуванням апіорної інформації про структуру КМ комбінованих завад.

У цілому проведені дослідження показали, що запропонована адаптивна система паралельно-послідовної просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад на основі двовимірних АРФ, коли вхідна вибірка суміші шумових і пасивних завад є й навчаючою, дозволяє усунути недоліки роздільної ПЧОС: необхідність пошуку класифікованих вибірок шумових і пасивних завад і запам'ятовування оцінки вагового вектора просторової обробки.

## Висновки за розділом 4

1. Методом математичного моделювання проведено аналіз впливу декорелюючих факторів, зокрема, флуктуацій оцінки просторового вагового вектора (ПВВ) і "некласифікованості" навчаючої вибірки на ефективність адаптивних послідовних систем захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад. Результати аналізу показали, що при відсутності фіксації оцінки ПВВ на час міжперіодної компенсації пасивних завад (ПЗ) її флуктуації від періоду до періоду зондування, обумовлені скінченністю навчаючої класифікованої вибірки шумових завад (ШЗ), призводять до міжперіодної декореляції ПЗ, і, відповідно, до втрат у відношенні сигнал/(завада + шум) (ВСЗШ) на етапі міжперіодної обробки сигналів. В ході дії одного постановника ШЗ (ПШЗ) із відносною потужністю 50 дБ ці втрати для проаналізованої системи послідовної роздільної просторово-часової обробки сигналів, що включає  $N=6$  просторових і  $M=16$  часових каналів становлять  $\approx 20$  дБ (рис. 4.5).

Якщо при цьому в навчаючу вибірку ШЗ на етапі міжканальної обробки (МКО) сигналів попадає ПЗ і створюється тим самим некласифікована вибірка, то погіршується якість оцінювання вагового вектора МКО й тим самим у ще більшому ступені знижується ефективність адаптивної послідовної просторово-часової обробки сигналів. Так, втрати у розглянутому прикладі збільшилися до 23 дБ з відносною входною потужністю ПЗ 50 дБ, 30 дБ із яких потрапили в навчаючу вибірку (рис. 4.5).

Ці обставини змушує дослідників шукати можливості формування класифікованої навчаючої вибірки ШЗ, а розроблювачів, навіть в умовах такої вибірки, фіксувати оцінку ПВВ на час міжперіодної компенсації ПЗ.

Однак запропоновані на сьогодні методи формування класифікованих вибірок не забезпечують необхідної ефективності завадозахисту, особливо для РЛС кругового огляду з механічним обертанням антени за азимутом. Так, проведений в п 3.3.8 кількісний аналіз показав, що застосування метода формування класифікованих вибірок ШЗ, який засновано на використанні частотних відмінностей між ШЗ і ПЗ, і, відповідно, використання в просторових каналах розстроєних за частотою фільтрів, які настроєні на частоти поза зоною спектра ПЗ не може вважатися надійним мето-

дом нейтралізації впливу "чужої" пасивної завади на ефективність адаптивної МКО сигналів, а, отже, й послідовної просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС) в цілому.

2. Фіксація оцінки ПВВ на час міжперіодної компенсації ПЗ в ході обертання антени РЛС кругового огляду за азимутом і руху постановників ШЗ, у свою чергу, може знижувати ефективність компенсації ШЗ через "старіння" цієї оцінки. Тому методами математичного й гідроакустичного моделювання оцінено припустимий (можливий) інтервал фіксації ПВВ, який визначався величиною кутового переміщення постановників ШЗ або кутового повороту ДС антени, відлічуваної від моменту початку до закінчення використання зафіксованого вагового вектора, за якого відношення сигнал/(завада + шум) або коефіцієнт заглушення ШЗ знижувалася не більше, ніж на 1 – 3 дБ.

Можливий інтервал фіксації вагового вектора залежить головним чином від форми адаптивної ДС, зокрема, глибини й ширини провалів у ній на постановники ШЗ, їх кількості й взаємного розташування. Тому він залежить від потужності постановників ШЗ, початкових напрямків їхньої дії й відстаней між постановниками, напрямків їх взаємного переміщення й переміщення в напрямках, де крутість провалів більша або менша. Збільшення кількості постановників завад не завжди приводить до зменшення величини можливого інтервалу фіксації вагового вектора.

При втратах у ВСЗШ, рівних 1 дБ, і дії ПШЗ по бічних пелюстках ДС антени припустимий інтервал фіксації вагового вектора із різною завадовою обстановкою становить величину від 0,003 до 0,03 часток ширини ДС антени.

Така величина можливого інтервалу фіксації вагового вектора просторової обробки при компенсації ШЗ накладає досить жорсткі обмеження на величину часового інтервалу міжперіодної компенсації пасивних завад, що часто на практиці не може бути виконано, особливо в РЛС кругового огляду.

При втратах в 3 дБ цей інтервал фіксації вагового вектора при різній завадовій обстановці має здійснюватися на час, при якому ДС антени РЛС кругового огляду повертається на величину, яка не перевищує величину від 0,01 до 0,1 часток ширини ДС антени, що часто на практиці не може бути виконано.

При нерухливій антені протягом заданого часового такту роботи, наприклад, у РЛС програмного огляду з ФАР за інтервал фіксації вагового вектора постановники ШЗ не повинні переміститися за кутовою координатою на цю величину.

Так, при ширині ДС ФАР, рівної  $3^\circ$ , і русі постановника ШЗ паралельно площини антени зі швидкістю 500 м/с на дальності 200 км можливий інтервал фіксації вагового вектора адаптивного компенсатора ШЗ займає діапазон 6 мс – 210 мс, що може бути виконано на практиці.

3. Визначено шляхи побудови адаптивних систем просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад в РЛС виявлення БПЛА.

Можливим шляхом побудови адаптивної системи просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад в РЛС виявлення БПЛА з програмним оглядом можна вважати створення адаптивної послідовної роздільної просторово-часової системи. Це обумовлено, по перше, тим, що, коли просторова міжканальна компенсація ШЗ передувє міжперіодній компенсації ПЗ, в РЛС програмного огляду збільшуються можливості отримати класифіковану (без ПЗ і корисних сигналів) навчаючу вибірку неперервних ШЗ потрібного об'єму для оцінювання вагового вектора міжканальної обробки сигналів. Таку вибірку можна отримати, наприклад, на початку такту роботи після електронного перемикання променя в заданий кутовий напрямок без випромінювання зондувального сигналу.

Крім того, в таких РЛС можуть бути виконані вимоги до припустимого інтервалу фіксації оцінки просторого вагового вектора, за якого ВСЗШ на виході адаптивного компенсатора знижується не більше, ніж на 3 дБ.

Однак така система принципово не може бути рекомендована для РЛС виявлення БПЛА з круговим оглядом з механічним обертанням антени за азимутном, оскільки втрати у ВСЗШ через некласифікованість навчаючих вибірок шумових і пасивних завад і фіксацію оцінки ПВВ можуть досягати до 30 дБ.

У зв'язку з цим для таких РЛС виявлення БПЛА запропоновано перехід до адаптивної сумісної просторово-часової обробки, де вхідна вибірка адитивної суміші шумових і пасивних завад є й класифікованою навчаючою і тому відпадає необхідність пошуку класифікованих вибірок шумових і пасивних завад та запам'ятовування оцінки вагового вектора міжканальної обробки сигналів.



4. Для створення адаптивної системи захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад на основі сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні адитивної суміші активних шумових та пасивних завад було синтезовано двовимірні адаптивні решітчасті фільтри (АРФ), складовими яких є матричні елементарні решітчасті фільтри (МЕРФ), зокрема, ромбовидної форми.

5. На основі синтезованого двовимірного АРФ вперше розроблено адаптивну паралельно-послідовну систему сумісної просторово-часової обробки сигналів і алгоритм оцінювання апіорі невідомих параметрів комбінованих завад на основі стрічково-діагональної регуляризації оцінки матриці, оберненої до оцінки максимальної правдоподібності кореляційної матриці завад. В такій адаптивній системі кількість операцій комплексного множення при непрямому обертанні КМ дорівнює  $(M_{\text{МЕРФ}} \cdot N)^2$  ( $N$  – кількість просторових каналів,  $M_{\text{МЕРФ}}$  – кількість матричних ЕРФ), що суттєво менше, ніж  $(M \cdot N)^3$  ( $M$  – кількість часових каналів) при прямому обертанні кореляційної матриці завад. Таке суттєве скорочення зазначених операцій дозволить практично реалізувати розроблену адаптивну паралельно-послідовну систему сумісної просторово-часової обробки сигналів в РЛС виявлення БПЛА.

6. З використанням модельних завад експериментально досліджено швидкодію розробленої адаптивної паралельно-послідовної системи сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад й ефективність у сталому режимі. Результати досліджень показали, що

- ✚ швидкодія розробленої адаптивної системи досить висока і залежно від кількості постановників шумових завад визначається об'ємом навчаючої вибірки комбінованих завад  $K = 15-50$ ;

- ✚ залежності середнього значення втрат ВСЗШ від об'єму навчаючої вибірки комбінованих завад на виході розробленої адаптивної системи порівняно з його максимальним значенням у сталому режимі наближаються до потенціалу;

- ✚ "оптимальну" кількість матричних елементарних решітчастих фільтрів слід вибирати рівною  $zz = 3-5$  (стрічкова регуляризація) і вона слабо залежить від завадової обстановки.

## ВИСНОВКИ

1. В результаті проведених досліджень розроблено та експериментально протестовано методи обробки відео-, звукових та радіолокаційних сигналів комплексу для виявлення БПЛА та визначення їхніх координат і параметрів руху. Функції раннього виявлення малих повітряних об'єктів можуть покладатися на штатну когерентно-імпульсну станцію або на багатофункціональну окрему РЛС, якщо вони матимуть можливість виявлення об'єктів за розробленими адаптивними просторово-часовими алгоритмами. Оптичний та акустичний канали комплексу поряд з використанням цілевказівок з РЛС, матимуть можливість самостійно виявляти та розпізнавати БПЛА на фоні шумів та завад.

2. В оптичному каналі для збільшення надійності виявлення об'єктів запропоновано і обґрунтовано застосування датчиків денного, нічного та теплового бачення. Усі вони мають чутливі матриці високого розрізнення. Розроблений метод стереовідеоспостереження (СВС), що базується на вимірюванні лінійних паралаксів зображення об'єктів на матрицях, дозволяє використовувати один алгоритм обробки сигналів для усіх трьох датчиків (камер). При цьому забезпечується визначення дальності при експериментальних дослідженнях зі середньоквадратичною похибкою не більш  $\pm(10...12)\%$ , кутових координат рухомого об'єкта – з розрахунковою похибкою  $\pm 1,3$  мрад та розпізнавання об'єкта на фоні шумів та завад з точністю 89%.

Порівняно з існуючими алгоритмами розпізнавання, такими як YOLO, у розробленому алгоритмі немає обмежень на розрізнення оброблюваного зображення. Тому для камер високого розрізнення (4K) та кутом огляду  $20^\circ$  можна підвищити дальність виявлення БПЛА до 2 км та далі. Додатковою перевагою є можливість класифікації не тільки БПЛА, а й інших рухомих об'єктів, таких як: автомобілі, люди, тварини. Цю можливість забезпечує нейронна мережа, що класифікує 12 типів рухомих об'єктів.

Експериментальна перевірка запропонованого алгоритму довела його працездатність і високу швидкість обробки відеопотоку (не нижче 8 кадрів / с).

Застосування моделей простих повнозв'язних нейронних мереж для класифікації рухомих об'єктів виявилось неефективним при обробці відеопотоку, так як точність класифікації (ймовірність правильної класифікації) на реальних відеопотоках значно нижче, ніж на навчальному та тестовому наборах даних.

Тестування моделей згортальних нейронних мереж довело їхню ефективність. Отримане значення точності розпізнавання близько 89%, на наш погляд, може бути підвищено завдяки подальшому вдосконаленню навчальних баз для загортальних нейронних мереж.

3. Тепловізійна камера (тепловізор) з неохолоджуваною матрицею формату  $640 \times 480$  елементів і об'єктивом з фокусною відстанню 200 мм дає відеозображення з відношенням сигнал/шум, яке може забезпечити виявлення і супроводження низькоконтрастних повітряних цілей з  $\Delta T = 0.5^\circ \text{K}$  на дальності до 2,5 км.

При значеннях  $\Delta T \geq 1^\circ \text{K}$  дальність виявлення і супроводження малорозмірних БПЛА (з точки зору порогового відношення сигнал/шум) може перевищувати 7 км.

Більшість сучасних тепловізорів мають температурну чутливість менше 50 мК, що достатньо для виявлення малих БПЛА на відстані декілька кілометрів. Застосування матричного перетворювача формату  $1024 \times 768$  дозволить збільшити кути поля зору тепловізора, тим самим розширити зону сканування і зменшити час виявлення повітряних об'єктів.

Для задач розпізнавання та ідентифікації малих БПЛА доцільно застосовувати об'єктиви з великою фокусною відстанню (більше 200 мм). В цьому випадку розмір зображення БПЛА зможе займати на матриці велику кількість пікселів.

Використання в системі виявлення БПЛА тепловізорів з мікроболометричними матрицями, порівняно з охолоджуваними фотоприймачами, має ряд переваг: забезпечує малий час виходу на робочий режим (менше 10 с), компактні габарити і менші вартості виробництва і експлуатації.

4. Багатоспектральні системи для виявлення БПЛА доцільно виконувати двоканальними, з формуванням парціальних зображень у видимому та ближньому інфрачервоному діапазонах. Комплексування отриманих зображень доцільно

виконувати на рівні каналних рішень за результуючим зображенням, сформованим шляхом об'єднання отриманих каналних зображень.

Важливе значення на практиці мають методи суміщення полів зору різноспектральних сенсорів, які забезпечують формування кадру комплексованого зображення за кадрами телевізійної та тепловізійної камер.

На етапі формування узагальненого зображення доцільно використовувати інформаційні критерії, які у достатньому ступені відображають суб'єктивну цінність зображень — модифікований багатокритеріальний векторний показник, зведений до скалярного критерію, і критерій, який відображає перехресну інформацію від контурів зображень.

При отриманні результуючого зображення на основі каналних зображень переважно використати метод ступеневого перетворення, метод вагової функції, який допускає об'єднання каналів з використанням апріорної інформації про цінність (вагу) кожного з інформаційних каналів, а також на основі адаптивного вилучення інформації про цінність каналів із вхідної інформації, яка поступає.

Серед методів комплексування шляхом розкладання зображень у спектр найбільш кращим є метод з використанням вейвлет-перетворення, оскільки він дозволяє отримати інформацію про об'єкти у просторово-частотному представленні.

Якщо у канали системи поступають погано формалізовані парціальні зображення, то слід використовувати дворівневу схему комплексування, яка може буде навчена. Перший рівень представляється у вигляді декількох гілок, які реалізують різні методи; на другому рівні комплексування слід застосовувати алгоритми з навчанням, побудовані на основі нейромережевих технологій і теорії нечітких множин.

5. З точки зору підвищення точності визначення параметрів проведений теоретичний аналіз і експериментальні дослідження показали таке:

— основний внесок в похибку визначення місця знаходження БПЛА за допомогою системи СВС належить виміру дальності. Вимірювання азимута і кута місця при цьому досить точні при високій роздільній здатності камер і досить точної компенсації їх нелінійних спотворень;

— очевидними шляхами для збільшення точності вимірювання дальності системою СВС, а також збільшення дальності виявлення об'єкта, є збільшення розрізнення камер. Однак для виявлення, розпізнавання і пеленгації БПЛА в реальному часі в цьому випадку знадобляться значні обчислювальні ресурси. Збільшення розрізнення зображення в два рази призводить до збільшення обчислювальної складності в чотири рази на кожному етапі обробки;

— зменшення кута огляду камер при інших рівних умовах збільшує роздільну здатність системи СВС за азимутом, кутом місця і дальністю. Зменшення поля зору системи при цьому необхідно компенсувати введенням просторового механіко-електричного сканування, а після виявлення БПЛА – епізодичним трекингом об'єкта, щоб він не вийшов з поля зору;

— визначення пов'язаних точок як координат центрів областей, виділених на етапі виявлення і розпізнавання БПЛА, дає недостатньо хороший результат на малих дальностях до об'єкта. Тому потрібно уточнювати місце розташування сполучених точок кореляційним методом з розміром вікна, що дорівнює або трохи більше розміру області;

— точність ректифікації системи СВС істотно впливає на результат вимірювання дальності, тому до процесу калібрування потрібно підходити ретельно. Необхідно використовувати таблиці з якомога найбільшим числом калібрувальних точок, в процесі калібрування різні положення таблиці мають заповнювати якомога більшу частину робочої області стереозору, а її зображення – якомога більшу частину площі кадру.

6. Експериментальні дослідження щодо акустичного каналу комплексу показали, що спектри звукового поля квадрокоптера мають яскраво виражені гармонічні складові з частотами, кратними частоті обертання гвинта. При роботі двигунів квадрокоптера у режимі польоту спектральні лінії випромінювання стають більш розмитими, що пояснюється відмінністю режимів роботи (частоти обертів) чотирьох двигунів у процесі компенсації автоматикою БПЛА впливу дестабілізуючих факторів, що виникають у процесі польоту, і які ведуть до розширення спектральних ліній. При значній різниці режимів двигунів

квадрокоптера спектральні максимуми розподіляються на декілька, що являється однією з ознак при класифікації БПЛА. Розширення спектральних ліній проявляється дужче при збільшенні номера гармоніки.

Експериментальні результати вимірювання ослаблення акустичного випромінювання БПЛА на невеликих відстанях показали задовільне узгодження з моделлю сферичного розповсюдження звуку точкового джерела шуму у вільному звуковому полі. Зі збільшенням відстані, яка пройдена акустичною хвилю, здійснюється деградація спектру акустичного випромінювання, яка супроводжується помітним заглушенням високочастотних складових (рівень заглушення досягає 3,3 дБ на частоті 5 кГц при віддаленні 100 м, температурі 25<sup>0</sup> С, відносній вологості  $\phi=50\%$ ). Зниження вологості і температури повітря приводять до збільшення ослаблення. Ще більш значним ослаблення високочастотної області спектру стає при збільшенні відстані, на якому знаходиться БПЛА. Трансформація форми спектрів акустичного випромінювання БПЛА у реальних умовах спостереження обумовлена дисперсійними властивостями атмосфери, зміною відношення сигнал/шум, а також мінливістю характеристик спрямованості акустичного випромінювання у смузі частот.

Показано, що ефективна ширина спектру випромінювання БПЛА у різних умовах зменшується зі збільшенням дальності і у значному ступені пов'язана з процесами трансформації форми спектрів. Слід відмітити, що зміна ефективної ширини спектру при вертикальному підйомі БПЛА на висоту 100 м характеризується більш складною, нелінійною залежністю.

7. Експериментальні дані по дальності виявлення акустичних сигналів малих БПЛА показують, що при кожному подвоєнні відстані звуковий тиск зменшується на 6 дБ. Отриманий результат дозволяє зробити висновок про необхідність концентрації зусиль на підвищенні заводо захищеності системи виявлення.

Розглянутий підхід заснований на використанні безошукової системи за напрямком. Варто очікувати, що при використанні направлених антен потенціал системи можна буде помножити на коефіцієнт спрямованості. Застосування

звукопоглинаючих екранів також дозволить збільшити потенціал системи ще на величину порядку 30 – 40 дБ.

Наведені розрахунки потенційної дальності проведено для сигналів у відносно широкій смузі частот – від 100 Гц до 5 кГц. Причина такого положення складається у використанні спектрального аналізу при розробці методу класифікації сигналів БПЛА.

Розвиток методу аналізу сигналів на малих інтервалах часу, тобто аналізу амплітудно-часової структури флуктуацій періоду сигналів, можливо, дозволить аналізувати сигнали у меншій смузі частот, що надасть можливість додатково збільшити потенціал системи виявлення.

Як видно з результатів досліджень, швидке зростання коефіцієнту поглинання звуку на частотах більш 2 кГц приводить до спотворення частотного спектра прийнятого сигналу і робить недоцільним приймання сигналу на цих частотах.

Розрахунок похибок, що виникають за рахунок ефекту рефракції при поширенні акустичних хвиль у реальній атмосфері показав, що в умовах приземної інверсії температури й сильної стійкості похибки визначення дальності й кута місця можуть бути значними та з протилежним знаком. Отже, у структурі системи виявлення й аналізу акустичних сигналів необхідна наявність додаткових пристроїв з визначення вертикальних профілів температури. Як такий пристрій може бути використаний імпульсний акустичний локатор.

8. За результатами досліджень запропоновано використовувати при розв'язанні задачі виявлення–розпізнавання БПЛА за акустичним випромінюванням складову модель авторегресії, яка адекватно описує кореляційні властивості сигналу на значних часових інтервалах, та забезпечує підвищення спектрального розрізнення у області низькочастотних складових спектра сигналу, який досліджується. Показано, що складова модель дозволяє отримати розрізнення низькочастотного шуму звукового сигналу джерела, наявність якого є ефективною інформаційною ознакою БПЛА. Визначені параметри запропонованої моделі, які рекомендовані для використання на практиці — рекомендується використовувати шостий порядок складової моделі авторегресії при довжині підвектора 50 відліків.

Проведені експериментальні дослідження з використанням запропонованої математичної моделі показали суттєві відмінності спектрів акустичного випромінювання БПЛА від спектрів акустичних шумів різних джерел, що дозволяє підвищити ефективність розв'язання задачі виявлення–розпізнавання БПЛА.

Доведено, що у задачі розпізнавання у ряді випадків буває зручніше використовувати інформацію про частоти піків спектра, а не сам спектр. Запропонована процедура визначення частот піків спектра довгочасної моделі авторегресії без вирахування спектра, яка дозволяє порівняно просто розраховувати параметричні оцінки частот піків спектра і яку доцільно використовувати при роботі у реальному масштабі часу у акустичних локаторах виявлення БПЛА.

9. Обґрунтовано висунуте положення щодо складної амплітудно-часової структури акустичних сигналів БПЛА, які визначені як «комбінаційні сигнали». Також показано, що такого типу сигнали представлені декількома гармоніками, періоди й амплітуди яких змінюються в часі випадковим чином, зберігаючи при цьому синхронність зміни й приблизно постійне значення різниці частот. Це положення може бути початковим при синтезі адаптивних алгоритмів функціонування систем виявлення акустичних сигналів БПЛА в умовах інтенсивних акустичних завад.

10. Розглянутий підхід до завдання розпізнавання сигналів БПЛА при дії фонових завад, показав, що використані ознаки розпізнавання, отримані в результаті модельно-кореляційного аналізу структури просторо-часових акустичних сигналів БПЛА й зовнішнього шуму можуть бути ефективними при розпізнаванні сигналів БПЛА. Підвищити ефективність розпізнавання завад можливо шляхом виявлення більшого числа гармонік у досліджуваному процесі.

11. Отримані результати будуть досить корисними при розробці правил виявлення сигналів у системах акустичного зондування атмосфери, побудованих за принципом класифікації завади й наступного синтезу оптимального зондувального сигналу, часова структура якого відрізняється від часової структури завади. Системи активного акустичного зондування атмосфери, побудовані з використанням такого принципу виявлення сигналів, можуть бути використані як засоби забезпечення



безпеки руху літаків у зоні ЗПС, а також і в проблемі контролю процесів забруднення атмосфери шкідливими викидами.

12. Застосування алгоритмів обробки широкосмугових сигналів БПЛА у содарах з АФМР забезпечує при виявленні літальних апаратів розширення динамічного діапазону пристроїв прийому і обробки сигналів та підвищення завадо-захищеності, що відбувається внаслідок адаптивного придушення завад у смузі пропускання приймального пристрою при мінімальних спотвореннях корисного сигналу. Підвищується максимальна кількість завад, які заглушуються до значення, що забезпечує синфазне складання широкосмугових акустичних сигналів у каналах АФМР у всій смузі частот, що дозволяє більш повно використовувати енергію широкосмугового сигналу БПЛА та, як наслідок, дозволяє підвищити відношення сигнал/шум на виході.

13. При обробці широкосмугового акустичного сигналу має місце підвищення кількості математичних операцій, необхідних для визначення матриці оптимальних вагових коефіцієнтів порівняно зі звичною вузькосмуговою АФМР. Однак сучасний стан обчислювальної техніки дозволяє здійснювати роботу алгоритму, який розглядається, з необхідною швидкістю у реальному масштабі часу. Таким чином, реалізація алгоритмів обробки широкосмугових акустичних сигналів відкриває широкі можливості з подальшого удосконалення содарів виявлення БПЛА.

14. Розроблений та виготовлений лабораторний макет пасивного содару та програмне забезпечення до нього, які реалізують різницево-далекомірний метод вимірювання координат БПЛА за його акустичним випромінюванням, при проведенні випробувань у польових умовах показали добрі результати. Похибки визначення координат БПЛА (квадрокоптера DJI Phantom 3 PRO) у лінійних відхиленнях від точки БПЛА з координатами за даними приймача GPS склали: на дальності до 100 м відхилення у горизонтальній площині у 96 % випадків не перевищують 3 м, відхилення висоти — не більше 1 м.

15. Методом імітаційного моделювання досліджено вплив зміни положення азимутальних баз мікрофонної решітки содару на величину похибки визначення координат БПЛА. Проведений модельний експеримент показує необхідність

прецизійного встановлення розмірів баз мікрофонної решітки содара і проведення його калібрування за реперними акустичними джерелами звуку, встановленими на відомій дальності.

16. Методом імітаційного моделювання досліджено вплив швидкості руху БПЛА на величину похибки визначення його координат. Показано, що при підвищенні швидкості руху БПЛА за рахунок ефекту Доплера зростає похибка визначення координат БПЛА. Величина похибки пропорційна розмірам вимірювальних баз содара.

17. Аналіз відомих комплексних систем виявлення БПЛА, реалізованих у вигляді сукупності інтегрованих інформаційних каналів, технічних рішень, що застосовуються в них, методів і засобів обробки багатомодальних сигналів і зображень, показав, що відомі системи та методи обробки інформації не дозволяють вирішувати актуальні завдання на практиці з необхідною ефективністю, і потрібне їх подальше удосконалення. Проблема ефективного виявлення і протидії БПЛА в даний час не вирішена, вона є багатогранною, складною та вимагає системного підходу при її вирішенні.

18. Узагальнено відомі та запропоновані нові стратегії і методи обробки і об'єднання (інтеграції) багатомодальної інформації, яка отримується з використанням інформаційних каналів, що застосовуються при спостереженні БПЛА. Показано особливості об'єднання багатомодальної інформації з використанням нейромережових технологій. Зокрема, об'єднання інформаційних каналів при ранньому об'єднанні здійснюється не на рівні ознак, що формуються в уніполярних концептах, а шляхом об'єднання у мультимодальне семантичне представлення (мультимодальну функцію). При використанні пізнього зливання здійснюється вивчення каналної інформації за допомогою НМ, отримані оцінки унімодальних функцій утворюють вектор оцінок мультимодальних функцій, які є вхідними даними для системи машинного навчання.

19. Проаналізовано можливості об'єднання багатомодальної інформації комплексних систем виявлення БПЛА з використанням статистичної теорії радіосистем (стохастичної теорії нелінійної фільтрації). Показано, що стохастична

теорія нелінійної фільтрації може бути використана для оптимізації комплексних систем виявлення БПЛА. З її використанням здійснюється оптимальний синтез пристроїв первинної обробки сигналів у кожному з каналів, а також об'єднання інформації, яка отримується у кожному з каналів. Такий підхід дозволяє синтезувати оптимальну (у відповідності до вибраного критерію якості) комплексну систему обробки інформації, яка забезпечує отримання максимальної кількості інформації з векторного процесу, що спостерігається на входах інформаційних каналів.

Синтезований оптимальний виявлювач БПЛА з використанням пізньої стратегії об'єднання інформації на рівні рішень, які приймаються в окремих каналах системи (на етапі вторинної обробки інформації).

20. Проаналізовано інформаційні, енергетичні та пошукові можливості методів і засобів, що входять до складу комплексної системи виявлення БПЛА, з метою організації доцільної комплексної обробки сигналів з урахуванням природного просторового ешелонування.

Показано, що найкращими пошуковими можливостями володіє радіолокаційний метод, далі йдуть у напрямку убування оптичний (інфрачервоний) і акустичний методи.

21. Використання запропонованих методів обробки та об'єднання багатомодальної інформації в комплексних інтегрованих системах спостереження БПЛА дозволить здійснювати гнучке об'єднання різномірної інформації, сигналів і зображень, одержуваних у використовуваних каналах, з урахуванням можливостей наявних технічних засобів і специфіки вирішуваних завдань.

22. Наступні задачі даного наукового напрямку – синтез оптимальних схем та алгоритмів комплексної обробки багатомодальних сигналів з використанням математичних засобів оптимізації, евристичний аналіз комплексних систем обробки, а також оцінка різних варіантів побудови систем та порівняння їхньої ефективності на практиці.

23. Проведено теоретико-експериментальну оцінку граничних можливостей систем сумісної, роздільної (послідовної) і комбінованої (на основі послідовних)

просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад (адитивної суміші шумових (ШЗ) і пасивних (ПЗ) завад) в РЛС виявлення БПЛА.

Розраховано енергетичні куто-швидкісні характеристики (КШХ) *оптимальної сумісної* просторо-часової обробки сигналів (ПЧОС) на фоні комбінованих завад. Отримані при цьому оцінки визначають верхні межі ефективності в реальних умовах апіорної невизначеності параметрів сигналів і завад.

Показано, що широко використовуване послідовне включення роздільних систем просторової й часової обробки в умовах дії завад тільки одного виду може бути оптимальним, однак не є таким за наявності зовнішніх завад *обох* видів.

24. За ступенем близькості до КШХ оптимальної сумісної ПЧОС на фоні суміші шумових і пасивних завад оцінено ефективність квазіоптимальних роздільних (послідовних) систем ПЧОС тієї самої розмірності й у тій самій сигнально-завадовій ситуації. В умовах формування вагових векторів просторової і часової обробки в умовах присутності "чужої" завади (ПЗ для ШЗ і ШЗ для ПЗ) вони неоптимальні, що може призводити до великих (до 30 дБ) втрат ефективності. Втрати залежать від рівня "чужої" завади в першому ступені обробки, а також від радіальної швидкості руху цілі й напрямку візування, причому по-різному для послідовних систем *просторово-часової* (ПЧ) і *часово-просторової* (ЧП) обробки.

25. Розглянуто *комбіноване* використання роздільних систем просторової і часової обробки сигналів у рамках єдиної ітераційної процедури, на кожному кроці якої кожна з них підвищує ефективність іншої системи й, тим самим, обробки в цілому. Запропоновано схему *комбінованої* системи обробки, що забезпечують ітеративну максимізацію енергетичного критерію Рида–Маллета–Бреннана, і оцінено її граничні можливості. У тестових прикладах процедура забезпечила практично граничні значення критерію за 2 – 3 ітерації без усунення чужих ПЗ або ШЗ. Такі комбіновані системи обробки можуть розглядатися для практичної реалізації у РЛС програмного огляду, для яких не вимагається робота у реальному часі, що, як правило, неприпустимо для РЛС виявлення БПЛА.

26. Методом математичного моделювання проведено аналіз впливу декорелюючих факторів, зокрема, флуктуацій оцінки просторового вагового вектора

(ПВВ) і "некласифікованості" навчаючої вибірки на ефективність адаптивних послідовних систем захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад. Результати аналізу показали, що при відсутності фіксації оцінки ПВВ на час міжперіодної компенсації пасивних завад (ПЗ) її флуктуації від періоду до періоду зондування, обумовлені скінченністю навчаючої класифікованої вибірки шумових завад (ШЗ), призводять до міжперіодної декореляції ПЗ, і, відповідно, до втрат у відношенні сигнал/(завада + шум) (ВСЗШ) на етапі міжперіодної обробки сигналів. В ході дії одного постановника ШЗ (ПШЗ) із відносною потужністю 50 дБ ці втрати для проаналізованої системи послідовної роздільної просторово-часової обробки сигналів, що включає  $N=6$  просторових і  $M=16$  часових каналів становлять  $\approx 20$  дБ. Якщо при цьому в навчаючу вибірку ШЗ на етапі просторової обробки сигналів попадає ПЗ і створюється тим самим некласифікована вибірка, то погіршується якість оцінювання просторового вагового вектора й тим самим у ще більшому ступені знижується ефективність адаптивної послідовної просторово-часової обробки сигналів. Так, втрати у розглянутому прикладі збільшилися до 23 дБ з відносною вхідною потужністю ПЗ 50 дБ, 30 дБ із яких потрапили в навчаючу вибірку.

Ці обставини змушує дослідників шукати можливості формування класифікованої навчаючої вибірки ШЗ, а розроблювачів, навіть в умовах такої вибірки, фіксувати оцінку ПВВ на час міжперіодної компенсації ПЗ.

27. Показано, що запропоновані на сьогодні методи формування класифікованих вибірок у системі послідовної роздільної просторово-часової обробки не забезпечують необхідної ефективності завадозахисту, особливо для РЛС кругового огляду з механічним обертанням антени за азимутом. Так, проведений кількісний аналіз показав, що в ході застосування метода формування класифікованих вибірок ШЗ, який засновано на використанні частотних відмінностей між ШЗ і ПЗ, і, відповідно, використання в просторових каналах розстроєних за частотою фільтрів, які настроєні на частоти поза зоною спектра ПЗ, виключення впливу ПЗ "купується" зниженням ефективності просторової обробки через розстроювання формуючого фільтра. Тому він не може вважатися надійним

методом нейтралізації впливу "чужої" пасивної завади на ефективність адаптивної просторової обробки сигналів, а, отже, й послідовної просторово-часової обробки сигналів в цілому.

28. Фіксація оцінки ПВВ на час міжперіодної компенсації ПЗ в ході обертання антени РЛС кругового огляду за азимутом і руху постановників ШЗ, у свою чергу, може знижувати ефективність компенсації ШЗ через "старіння" цієї оцінки. Тому методами математичного й гідроакустичного моделювання оцінено припустимий (можливий) інтервал фіксації ПВВ, який визначався величиною кутового переміщення постановників ШЗ або кутового повороту ДС антени, відлічуваної від моменту початку до закінчення використання зафіксованого вагового вектора, за якого ефективність (відношення сигнал/(завада + шум) (ВСЗШ) або коефіцієнт заглушення) адаптивної компенсації ШЗ знижувалася не більше, ніж на 1 – 3 дБ.

При втратах в 3 дБ інтервал фіксації вагового вектора при різній завадовій обстановці має здійснюватися на час, при якому ДС антени РЛС кругового огляду повертається на величину, яка не перевищує значення від 0,01 до 0,1 часток ширини ДС, що накладає досить жорсткі обмеження на величину часового інтервалу міжперіодної компенсації пасивних завад і часто на практиці не може бути виконано.

При нерухомій антені протягом заданого часового такту роботи у РЛС програмного огляду за інтервал фіксації вагового вектора постановники ШЗ не повинні переміститися за кутовою координатою на цю величину. Так, при ширині ДС ФАР, рівної  $3^\circ$ , і русі постановника ШЗ паралельно площини антени зі швидкістю 500 м/с на дальності 200 км можливий інтервал фіксації вагового вектора адаптивного компенсатора ШЗ займає діапазон 6 мс – 210 мс, що може бути виконано на практиці.

29. Визначено шляхи побудови адаптивних систем просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад в РЛС виявлення БПЛА.

Можливим шляхом побудови адаптивної системи просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад в РЛС виявлення БПЛА з програмним оглядом можна вважати створення адаптивної послідовної роздільної просторово-часової

системи. Це обумовлено, по перше, тим, що, коли просторова міжканальна компенсація ШЗ передусь міжперіодній компенсації ПЗ, в РЛС програмного огляду збільшуються можливості отримати класифіковану (без ПЗ і корисних сигналів) навчаючу вибірку неперервних ШЗ потрібного об'єму для оцінювання вагового вектора міжканальної обробки сигналів. Таку вибірку можна отримати, наприклад, на початку такту роботи після електронного перемикання променя в заданий кутовий напрямок без випромінювання зондувального сигналу.

Крім того, в таких РЛС можуть бути виконані вимоги до припустимого інтервалу фіксації оцінки просторого вагового вектора, за якого ВСЗШ на виході адаптивного компенсатора знижується не більше, ніж на 3 дБ.

Однак така система принципово не може бути рекомендована для РЛС виявлення БПЛА з круговим оглядом з механічним обертанням антени за азимутом, оскільки втрати у ВСЗШ через некласифікованість навчаючих вибірок шумових і пасивних завад і фіксацію оцінки ПВВ можуть досягати до 30 дБ.

У зв'язку з цим для таких РЛС виявлення БПЛА запропоновано перехід до адаптивної сумісної просторово-часової обробки, де вхідна вибірка адитивної суміші шумових і пасивних завад є й класифікованою навчаючою і тому відпадає необхідність пошуку класифікованих вибірок шумових і пасивних завад та запам'ятовування оцінки вагового вектора міжканальної обробки сигналів.

30. Для створення адаптивної системи захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад на основі сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні адитивної суміші активних шумових та пасивних завад було синтезовано двовимірні адаптивні решітчасті фільтри (АРФ), складовими яких є матричні елементарні решітчасті фільтри (МЕРФ), зокрема, ромбовидної форми.

31. На основі синтезованого двовимірного АРФ вперше розроблено адаптивну паралельно-послідовну систему сумісної просторово-часової обробки сигналів і алгоритм оцінювання апіорі невідомих параметрів комбінованих завад на основі стрічково-діагональної регуляризації оцінки матриці, оберненої до оцінки максимальної правдоподібності кореляційної матриці завад. В такій адаптивній системі кількість операцій комплексного множення при непрямому обертанні КМ дорівнює  $(M_{\text{МЕРФ}} \cdot N)^2$  ( $N$  – кількість просторових каналів,  $M_{\text{МЕРФ}}$  – кількість

матричних ЕРФ), що суттєво менше, ніж  $(M \cdot N)^3$  ( $M$  – кількість часових каналів) при прямому обертанні кореляційної матриці завад. Таке суттєве скорочення зазначених операцій дозволить практично реалізувати розроблену адаптивну паралельно-послідовну систему сумісної просторово-часової обробки сигналів в РЛС виявлення БПЛА.

32. З використанням модельних завад експериментально досліджено швидкодію розробленої адаптивної паралельно-послідовної системи сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні комбінованих завад й ефективність у сталому режимі. Результати досліджень показали, що

— швидкодія розробленої адаптивної системи досить висока і залежно від кількості постановників шумових завад визначається об'ємом навчаючої вибірки комбінованих завад  $K = 15-50$ ;

— залежності середнього значення втрат ВСЗШ від об'єму навчаючої вибірки комбінованих завад на виході розробленої адаптивної системи порівняно з його максимальним значенням у сталому режимі наближаються до потенціалу;

— "оптимальну" кількість матричних елементарних решітчастих фільтрів слід вибирати рівною  $zz = 3-5$  (стрічкова регуляризація) і вона слабо залежить від завадової обстановки.



## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. EU Drone Rules and Regulations [Електронний ресурс] // The European resource for civil drone operators. 2020. URL: <https://dronerules.eu/en/recreational/regulations> (дата звернення: 21.12.2020).
2. Charges over drone drug smuggling into prisons [Електронний ресурс] // BBC News. 2018. URL: <https://www.bbc.com/news/uk-england-43413134> (дата звернення: 21.12.2020).
3. Samaras S., Diamantidou E., Ataloglou D. et al. Deep Learning on Multi Sensor Data for Counter UAV Applications-A Systematic Review // Sensors. Basel. 2019. Nov. 19 (22). P. 4837.
4. Groom D. Recent progress on CCDs for astronomical imaging // Optical and IR Telescope Instrumentation and Detectors. 2000. Proc.V. P. 4008.
5. Волков В.Г. Высокочувствительные телевизионные камеры для обеспечения безопасности // Системы управления, связи и безопасности. 2016. №3. С.66 – 94.
6. Night vision technologies handbook. Homeland security. 2013. 34 p.
7. Minas B., Goldman G.H. Acoustic detection and tracking of a class I UAS with a small tetrahedral microphone array. Adelphi, MD 20783-1138. ARL-TR-7086 Report. 2014. 34 p.
8. Sedunov A., Sutin A., Salloum H., Sedunov N. Passive acoustic localization of small aircrafts // 166-th Meeting of the Acoustical Society of America, San Francisco, CA, 02-06 December 2013, Signal Processing in Acoustics: Paper 2pSP2. 10 p.
9. Зубков О.В., Шейко С.О., Олейніков В.М., Карташов В.М., Коритцев І.В., Бабкін С.І. Дослідження ефективності детектування та розпізнавання зображень дронів по відеопотоку // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2020. Вип. 202. С.136 – 146.
10. Карташов В.М., Коритцев І.В., Шейко С.О., Олейніков В.Н., Зубков О.В., Бабкін С.І. Оптико-електронні методи виявлення повітряних об'єктів та визначення їхніх координат// Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2020. Вип. 202. С. 153 – 159.

11. Медведев А.В., Гринкевич А.В., Князева С.Н. Современные подходы к созданию пассивных дальномеров // Фотоника. 2017. №8/68. С. 30 – 37.
12. Juan Luis Nieves Multispectral synthesis of daylight using a commercial digital CCD // Appl. Opt. 2005. Vol.44, No.27. P. 5696 – 5703.
13. Ямбаев Х.К., Староверов С.З. Особенности фоточувствительных приемников с зарядовой связью и их возможности в геодезии и метрологии // Интерэкспо Гео – Сибирь. 2017. С. 62 – 73.
14. М. М. Трестман, К. В. Егошин, Н. М. Камашева, Н. И. Харькова. Алгоритм прогноза дальностей обнаружения объектов наблюдения автоматом захвата тепловизионного канала. / НТЦ «Информатика» // Оборонная техника. 2007. № 12. С. 48 – 55.
15. Andraši P., Radišić T., Muštra M., Ivošević J. Night-time Detection of UAVs using Thermal Infrared Camera // Transportation Research Procedia. 2017.Vol. 28. P. 183 – 190.
16. Kong W., Zhang D., Wang X., Xian Z., J. Zhang. Autonomous landing of an UAV with a ground-based actuated infrared stereo vision system // 2013 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Tokyo, 2013. P. 2963 – 2970.
17. Рева В.П. и др. ПЗС – фотоматрицы с электронным умножением // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2017. № 1-2. С.33 – 37.
18. Патент RU2680265. Способ определения дальности до движущегося воздушного объекта методом пассивной локации / А.И. Стучилин, заявитель и патентообладатель. 2019.
19. Патент RU 2568335C1. Способ измерения дальности до объекта по его изображениям преимущественно в космосе. / А.И. Смирнов, заявитель и патентообладатель. 2015.
20. Патент RU 0002579532. Оптико-электронный стереоскопический дальномер / А.В. Зубарь, заявитель и патентообладатель. 2016.
21. Патент RU 2681518. Способ определения дальностей до объектов в пассивных системах видения / Клочко В.К., Нгуен Конг Хоай – авторы. Патентообладатель – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Рязанский государственный радиотехнический университет". 2019.

22. Koryttsev I., Sheiko S., Kartashov V., Zubkov O., Oleynikov V., Selieznov I., Anohin M. Practical Aspects of Range Determination and Tracking of Small Drones by Their Video Observation // 2020 International Scientific-Practical Conference. Problems of Infocommunications. Science and Technology. Kharkiv, Ukraine. 2020. October 6-9. 5 p.
23. Коритцев І.В., Шейко С.О., Карташов В.М., Зубков О.В., Олейніков В.Н., Бабкін С.І., Селезньов І.С. Обробка сигналів при пеленгації БПЛА в оптичному та інфрачервоному діапазоні // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2020. Вип. 202. С.125 – 135.
24. 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), Las Vegas, NV.2016. P. 779 – 788.
25. Ammar A., Koubaa A., Ahmed M., Saad A. Aerial Images Processing for Car Detection using Convolutional Neural Networks: Comparison between Faster R-CNN and YoloV3. // Preprint arXiv:1910.07234. 2019. 28 p.
26. Unlu, E., Zenou, E., Riviere, N. et al. Deep learning-based strategies for the detection and tracking of drones using several cameras // IPSJ Transactions on Computer Vision and Applications. 11 (7). 2019. 13 p.
27. Marcin Kociołeka, Michał Strzelecki, Rafał Obuchowicz. Does image normalization and intensity resolution impact texture classification? // Computerized Medical Imaging and Graphics. Vol. 81. 2020. 17 p.
28. Marcomini L. A., Cunha A. L. A Comparison between Background Modelling Methods for Vehicle Segmentation in Highway Traffic Videos // Computer Vision and Pattern Recognition. 2018. 12 p.
29. The CIFAR-10 dataset [Електронний ресурс] // The 80 million tiny images dataset. URL: <https://www.cs.toronto.edu/~kriz/cifar.html>. (дата звернення: 21.12.2020).
30. Ллойд Дж. Системы тепловидения. М.: Мир, 1978. 417 с.
31. Волф У., Цисис Г. Справочник по инфракрасной технике в 4-х томах. Том 3 – Приборная база ИК-систем. М.: Мир, 1999. 472 с.
32. Хадсон Р. Инфракрасные системы. М.: Мир, 1972. 535 с.

33. Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных приборов. Л.: Машиностроение. 1983. 696 с.
34. Певцев Е., Чернокнижин В. Матричные ИК-приёмники для малогабаритных тепловизионных камер // Электронные компоненты. 2001. №1. С. 32 – 36; № 2. С. 30 – 34; № 3. С. 12 – 20.
35. Волков В. Г. Многоканальные приборы ночного видения наземного применения [Электронный ресурс] // Журнал «Специальная техника». URL: [http://st.ess.ru/publications/2\\_2001/volkov/volkov.htm](http://st.ess.ru/publications/2_2001/volkov/volkov.htm) (дата звернения: 21.12.2020).
36. Тарасов В.В., Якушенков Ю.Г. Инфракрасные системы «смотрящего» типа. М.: Логос, 2004. 444 с.
37. Сайт фирмы FLIR Systems (США) [Электронный ресурс]. URL: <http://www.flir.com/> (дата звернения: 21.12.2020).
38. Сайт фирмы Lynred (США) [Электронный ресурс]. <https://www.lynred.com/> (дата звернения: 21.12.2020).
39. Сайт фирмы Elbit System (Израиль) [Электронный ресурс]. <https://elbitsystems.com/> (дата звернения: 21.12.2020).
40. Сайт фирмы DALI Technology (КНР) [Электронный ресурс]. <https://us.dali-tech.com/> (дата звернения: 21.12.2020).
41. Сайт фирмы Wuhan Guide Infrared Co (КНР) [Электронный ресурс]. <https://www.guideinfrared.com/> (дата звернения: 21.12.2020).
42. Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных приборов // Л.: Машиностроение. 1983. 696 с.
43. Тымкул В.М., Тымкул Л.В., Тымкул О.В. Аналитическая модель температурно-частотной характеристики тепловизоров // Оптический журнал. 2002. Т. 69. № 10. С. 73 – 76.
44. Тымкул В.М., Тымкул Л.В., Фесько Ю.А., Поликанин А.Н. Энергетический расчет тепловизионных систем. Часть 1. Методика расчета дальности действия // Интерэкспо Гео-Сибирь. 2013. Т. 5. № 1. С. 67 – 72.

45. Тымкул В.М., Тымкул Л.В., Фесько Ю.А., Поликанин А.Н. Дальность действия тепловизионных систем. Часть 1. Методика расчета // Автометрия. 2014. Т. 50. № 4. С. 96 – 101.
46. Holst G.C. Electro-Optical Imaging System Performance. 5th edition. Bellingham: SPIE Press, The International Society for Optical Engineering. 2008. 502 p.
47. Maurer T., Driggers R.G., Vollmerhausen R., Fridman M. 2002 NVTherm improverment // Proceedings of SPIE – The International Society for Optical Engineering. 2002. Vol. 4719. 23 p.
48. Иванов В.П., Курт В.И., Овсянников В.А., Филипов В.Л. Моделирование и оценка современных тепловизионных приборов // Казань: Отечество, 2006. 594 с.
49. Шипунов А.Г., Семашкин Е.Н. Дальность действия, всеуточность и всепогодность телевизионных и тепловизионных приборов наблюдения // М.: Машиностроение, 2011. 216 с.
50. Шипунов А.Г., Семашкин Е.Н., Черноусов А.А., Громов А.Н., Романов А.Р., Воробьев В.В. и др. Экспериментальные исследования дальности действия и всепогодности телевизионных и тепловизионных приборов наблюдения // Оптический журнал. 2007. Т. 74, № 9. С. 61 – 65.
51. Сайт фірми Opgal Optronics Industries Ltd. (США) [Електронний ресурс]. URL: <https://www.opgal.com/> (дата звернення: 21.12.2020).
52. Иванов, В. П. Прикладная оптика атмосферы в тепловидении. Казань: Новое Знание, 2000. С. 127 – 157.
53. Алленов М.И. и др. Стохастическая структура излучения облачности // СПб.: Гидрометеиздат, 2000. 175 с.
54. Oleynikov V.N., Zubkov O.V., Kartashov V.M., 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.
55. Kartashov V.M., Oleynikov V.N., Sheyko S.A., Babkin S.I., Koryttsev I.V., Zubkov O.V., Anokhin M.A. Information characteristics of sound radiation of small un-

manned aerial vehicles. Telecommunications and Radio Engineering. 2018. Vol.77 (10). P. 915 – 924.

56. Zheeng Y. Image Fusion and Its Applications. Publisher: In Tech, 2011. 252 p.

57. Strelkova T., Kartashov V., Lytyuga A., Strelkov A. Theoretical Methods of Images Processing in Optoelectronic Systems. Chapter 6. // Developing and Applying Optoelectronics in Machine Vision/ Oleg Sergiyenko and Julio C. Rodriguez-Quinonez. USA. Herhey. 2017. (341 p.) P. 180 – 205.

58. Гривачевський А.П., Прудиус І.Н. Підвищення інформативності мульти-спектральних зображень шляхом мультимодального комплексування. Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка, радіоапаратобудування: збірник наукових праць. 2018. Вип. 73. С. 40 – 49.

59. Фролов В.Н., Тупиков В.А., Павлова В.А., Александров В.А. Методы информационного совмещения изображений в многоканальных оптико-электронных системах // Известия ТулГУ. Технические науки. 2016. №11-3. С.95 – 104.

60. Бондаренко М.А., Дрыкин В.И. Оценка информативности комбинированных изображений в мультиспектральных системах технического зрения // Программные системы и вычислительные методы. 2016. №1. С. 64 – 79.

61. Карташов В.М., Беляев А.В. Обнаружение объектов заданной формы и определение их координат на изображении в мультимедийном стрелковом тренажере // Системи обробки інформації. 2015. Вип.10 (135). С. 16 – 20.

62. Романов Ю.Н., Богданов А.П. Оценка качества цифровых изображений // Механика, управление и информатика. 2012. №9. С. 218 – 226.

63. Карташов В.М., Беляев А.В. Обнаружение объектов заданной формы на изображении в мультимедийном стрелковом тренажере и определение их координат // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2015. Вып. 182. С.58 – 64.

64. Беляев А.В., Карташов В.М., Ф. А. Лутуангу Ф.А. Стробирование отметок движущихся объектов в системе обработки изображений со стационарной камерой // Scientific Journal «ScienceRise». 2017. №3. С.66 – 71.

65. Sytnik O., Kartashov V. Methods and Algorithms for Technical Vision in Radar Introscopy. Chapter 13 // Optoelectronics in Machine Vision-Based Theories and Applications. 2018. P. 373 – 391.

66. M. Ivanov, O. Sergiyenko, V. Tyrsa, P. Mercorelli, V. Kartashov, W. Hernandez, S. Sheiko, M. Kolendovska. 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). Washington DC, USA. 2018. P. 3187 – 3192.

67. Бондаренко А. Аппаратно-программная реализация мультиспектральной системы улучшенного видения/ А. Бондаренко, М. Бондаренко // Современная электроника. 2017. №1. С. 32 – 37.

68. Ivanov M., Sergiyenko O., Mercorelli P., C, Rodriguez Quinonez J.C., Katashov V., Kolendovska M., Tyrsa I. Effective informational entropy reduction in multi-robot systems based on real-time TVS. IEEE International Symposium on Industrial Electronics. 2019. P.1162 – 1167.

69. 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. Chapter 16 / Editors: Sergiyenko O., Flores-Fuentes W., Mercorelli P. // Machine Vision and Navigation. P.537 – 578.

70. Опорно-поворотні пристрої [Електронний ресурс] // Сайт фірми EVPU Defence (Чеська Республіка). <https://www.evpudefence.com/c-pan-and-tilt-positioners> (дата звернення: 21.12.2020).

71. V.M. Kartashov, V.N. Oleynikov, S.A. Sheyko, I.V. Koryttsev, S.I. Babkin, O.V. Zubkov. Peculiarities of small unmanned aerial vehicles detection and recognition // Telecommunications and Radio Engineering. 2019. Vol. 78, Iss. 9. P. 771 – 781.

72. 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, PIC ST. 2018. P. 392 – 396.

73. Oleynikov V., Zubkov O., Kartashov V., Koryttsev I., Sheiko S., Babkin S. Experimental estimation of direction finding to unmanned air vehicles algorithms efficiency by their acoustic emission // 2019 International Scientific-Practical Conference on Problems of Infocommunications – Science and Technology. 2019. P.175 – 178.

74. 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.

75. 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. 16 p.

76. 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. 14 p.

77. Pham T., Srour N. TTCP AG-6: Acousting detection and tracking of UAVs // U.S. Army Research Laboratory. Proc. of SPIE. Vol. 54. 2004. P. 24 – 29.

78. Zelnio A.M. Detection of small aircraft using an acoustic array: Thesis for the degree of Master of Science in Engineering // B.S. Electrical Engineering, Wright State University. 2007. 55 p.

79. Sinibaldi G., Marino L. Experimental analysis on the noise of the propellers for small UAV // Applied Acoustics. 2013. Vol.74. P.79 – 88.

80. Intaratep N., Alexander W.N., Devenport W.J., Grace S.M., Dropkin A. Experimental Study of Quadcopter Acoustics and Performance at Static Thrust Conditions // 22nd AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference. Lyon, France. 2016. P. 1 – 6.

81. Козерук С.О., Коржик О.В. Виявлення малих літальних апаратів за акустичним випромінюванням // Вісник Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут". Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2019. Вип. 76. С. 15 – 20.

82. Мошков П.М., Самохин В.Ф. Оценка влияния числа лопастей и диаметра на шум воздушного винта // Вестник Самарского университета. Аэрокосмическая техника, технологии и машиностроение. 2016. Т. 15. № 3. С. 25 – 34.



83. Заславский Ю.М., Заславский В.Ю. Акустический шум низколетящего квадрокоптера // NOUSE Theory and Practice. 2019. Т.5. № 3. С.21 – 27.
84. ISO 9613-1: Acoustics – Attenuation of sound during propagation outdoors – Part 1: Calculation of the absorption of sound by the atmosphere (MOD). 1993. 26 p.
85. Луценко В.И., Луценко И.В., Соболяк А.В. Дальность действия систем акустической разведки // Прикладная радиоэлектроника. 2015. Том 14, №2. С. 125 – 136.
86. Feight J.A. Acoustic characterization of a multi-rotor sUAV as a first step towards detection and identification via acoustic signature: Thesis for the degree of Bachelor of Science in Mechanical Engineering // West Virginia University. Morgantown, West Virginia. 2014. 119 p.
87. Красильников В.А. Введение в акустику. М.: Наука, 1992. 152 с.
88. Исакович М.А. Общая акустика. М.: Наука, 1973. 496 с.
89. Изменение уровня звукового давления с расстоянием [Электронный ресурс] // Производственно-конструкторское бюро «Вега-Сиб». URL: <http://www.vegasib.ru/seminar2.htm> (дата звернения: 21.12.2020).
90. А.А. Горбатов, Г.Е. Рудашевский. Акустические методы и средства измерения расстояний в воздушной среде. М.: Энергия, 1973. 144 с.
91. Harris C.M. Absorption of sound in air versus humidity and temperature // J. Acoust. Soc. Am., 1966. Vol. 40, No.1. P. 148 – 159.
92. Semenets V.V., Kartashov V.M., Leonidov V.I. Registration of refraction phenomenon in the problem of acoustic sounding // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. Vol.77. P.461 – 468.
93. Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов. М.: Мир. 1974. 406 с.
94. Тихонов В.А., Филь И.О. Модель составных векторных случайных процессов в задаче распознавания сигналов // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2014. Вып. 178. С. 93 – 96.
95. Tikhonov V.A., Netrebenko K.V., Fil I.O. Correlation Analysis of Compound Vector Random Processes // Telecommunications and Radio Engineering. 2015. Vol. 74, №13. P. 1167 – 1173.

96. Кармалита В.А. Цифровая обработка случайных колебаний // М: Машиностроение. 1986. 80 с.
97. Tykhonov V.A., Kudriavtseva N.V., Chmelar P. Factorization of speech signals parametric spectra using multiplicative linear prediction models // Proceedings Elmar. 57th International Symposium ELMAR-2015, Zadar. 2015. P. 93 – 96.
98. Semenets V.V., Kartashov V.M., Leonidov V.I. Features of acoustic noise of small unmanned aerial vehicles. Telecommunications and Radio Engineering. 2020. Vol. 79, Iss. 11. P. 985 – 995.
99. Semenetz V.V., Leonidov V.I. Model-structural analysis of combination interference in the problems acoustic sounding of the atmosphere. Telecommunications and Radio Engineering. 2019. Vol. 78, Iss. 12. P. 1078 – 1095.
100. Leonidov V.I. Analysis of the models and structure of echo signals of the atmospheric acoustic sounding. Telecommunications and Radio Engineering. 2014. Vol. 73, Iss. 16. P. 1497 – 1502.
101. Леонидов В.И., Зубков О.В. Задача обнаружения сигналов в системах акустического зондирования атмосферы // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2014. Вип. 178. С. 13 – 19.
102. Цопа А.И., Леонидов В.И., Бобнев Р.А., Наконечный Б.Е. Использование дополнительного канала приемника для решения задачи обнаружения сигналов в системах акустического зондирования атмосферы // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2015. Вип. 180. С. 163 – 168.
103. Заявка на винахід №А 2020 069906. Спосіб пасивної акустичної локації для виявлення акустичних сигналів малих безпілотних літальних апаратів (МБПЛА) та пристрій для його здійснення / Леонідов В.І., Семенець В.В. – автори. Дата подання 02.11.2020.
104. Олейников В.Н., Зубков О.В, Карташов В.М., Корытцев И.В., Бабкин С.И., Шейко С.А, Селезнев И.С. Экспериментальная оценка эффективности алгоритмов пеленгования беспилотных летательных аппаратов по акустическому излучению // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2019. Вип. 199. С. 29 – 37.

105. Алмазов В.Б. Методы пассивной радиолокации. Издательство Военной инженерной радиотехнической академии противовоздушной обороны имени Говорова Л.А., 1974. 85 с.

106. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь. 1981, 416 с.

107. Xianyu Chang A., Chaoqun Yang, Zhiguo Shi. Surveillance System for Drone Localization and Tracking Using Acoustic Arrays // 2018 IEEE 10th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). Sheffield. 2018. P. 573 – 577.

108. Карташов В.М., Корытцев 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 // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2019. Вип. 196. С. 22 – 31.

109. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Селезнев И.С. Авторегрессионные фильтры подавления помех в системах акустического зондирования атмосферы // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2019. Вип. 196. С. 106 – 111.

110. Харченко О.И., В.М. Карташов В.М. Анализ стохастического фильтра на основе рядов Вольтера в случае аддитивной смеси гармонического сигнала и гауссова шума на входе// Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2019. Вип. 196. С. 89 – 97.

111. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Кошевой В.В. Подавление акустических помех в системах дистанционного мониторинга атмосферы с использованием решетчатых фильтров // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. 2019. №2 (135). С. 40 – 48.

112. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В. Адаптивное подавление помех в системах акустического зондирования атмосферы в аэропортах // Прикладна радіоелектроніка. 2019. Т. 18. № 1,2. С. 16 – 22.

113. Карташов В.М., Тихонов В.А., Воронин В.В., Супрун А.А. Оценка частоты сигнала при адаптивном подавлении помех в системах акустического зондирования

атмосферы // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2019. Вип. 197. С. 72 – 77.

114. Карташов В.М., Харченко О.И., Чумаков В.И. Использование эффекта стохастического резонанса для анализа спектров акустического излучения малых беспилотных летательных аппаратов // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2019. Вип. 197. С. 100 – 106.

115. Карташов В.М., Сидоров Г.І., Толстих Є.Г., Шаповалов С.В. Акустичний вимірювач швидкості вітру в атмосферному прикордонному шарі // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2019. Вип. 199. С. 54 – 58.

116. Карташов В.М., Посошенко В.А., Цехмистро Р.И., Тимошенко Л.П., Колендовская М.М. Методы ориентации, навигации и контроля мобильных робототехнических платформ // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2019. Вип. 199. С. 38 – 44.

117. Сергієнко О.Ю., Карташов В.М., Колендовська М.М. Навігація мобільних наземних роботів у недетермінованих середовищах. Харків: ХНУРЕ, 2020. 297 с.

118. Кошкин Р.П. Беспилотные авиационные системы. М: Стратегические приоритеты, 2016. 676 с.

119. Макаренко С. И., Тимошенко А. В., Васильченко А. С. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 1. Беспилотный летательный аппарат как объект обнаружения и поражения // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 1. С. 109 –146.

120. Kartashov V.M., Oleynikov V.N., Sheyko 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. pp. 915 – 924.

121. 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 // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2017. Вип. 191. С. 181 – 187.

122. V. Kartashov, V. Oleynikov, O. Zubkov, S. Sheiko. 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). Odessa, Ukraine. 2019. 4 p.

123. 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. Chapter 16 // Machine Vision and Navigation. P. 537 – 578.

124. 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). 2020. 4 p.

125. Kartashov V.M., Oleynikov V.N, Zubkov O.V., Korytsev I.V., Babkin S.I., Sheiko S.A., Kolendovskaya M.M. Spatial-temporal Processing of acoustic Signals of Unmanned Aerial Vehicles; Telecommunications and Radio Engineering. 2020. Vol. 79, Iss, 9. P. 769 – 780.

126. В.А. Тихонов, В.М. Карташов, В.М. Олейников, В.И. Леонидов, Л.П. Тимошенко, И.С. Селезнев, Н.В. Рыбников. Обнаружение-распознавание беспилотных летательных аппаратов с использованием составной модели авторегрессии их акустического излучения // Вісник НТУУ «КПІ». Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2020. №81. С. 38 – 46.

125. Kartashov V.M., Oleynikov V.N, Zubkov O.V., Korytsev I.V., Babkin S.I., Sheiko S.A., Kolendovskaya M.M. Spatial-temporal Processing of acoustic Signals of Unmanned Aerial Vehicles; Telecommunications and Radio Engineering. 2020. Vol. 79, Iss, 9. P. 769 – 780.

128. Kartashov V.M., Tikhonov V.A. , Voronin V.V. Features of Construction and Application of Complex Systems for the Atmosphere Remote Sounding // Telecommunications and Radio Engineering. 2017. Vol. 78, Iss. 8. P. 743 – 749.

129. Карташов В.М., Олейников В.Н., Колендовская М.М., Тимошенко Л.П., Капуста А.И., Рыбников Н.В. Комплексирование изображений при обнаружении беспилотных летательных аппаратов // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2020. Вип. 201. С. 120 – 129.

130. Kartashov V.M., Tikhonov V.A., Voronin V.V., Tymoshenko L.P. Complex model of random signal in problems of acoustic sounding of atmosphere; Telecommunications and Radio Engineering. 2016. Vol. 75, Iss. 20. P. 1885 – 1892.

131. Sergiyenko O., Rodriguez-Quiñonez J.C. Developing and Applying Optoelectronics in Machine Vision. IGI Global, 2016. 341 p.

132. Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под ред. Б.Л. Кащеева, Е.Г. Прошкина, М.Ф. Лагутина. Харьков: Бизнес Информ, 2002. 426 с.

133. Карташов В.М. Модели и методы обработки сигналов систем радиоакустического и акустического зондирования атмосферы. Харьков: ХНУРЭ, 2011. 234 с.

134. 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 // Радіотехніка: Всеукраїнський міжвідомчий наук.-техн. збірник. 2020. Вип. 202. С. 173 – 182.

135. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. М: Радио и связь, 1992. 304 с.

136. Карташов В.М. и др. Обработка сигналов в радиоэлектронных системах дистанционного мониторинга атмосферы. Харьков: ХНУРЭ, 2014. 312 с.

137. Koch W., Koller J., Ulmke M. Ground target tracking and road map extraction. ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing. 2006. Vol. 61. P. 197 – 208.

138. 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. 2017. Art. 104340P. 10 p.

139. 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. 2018. Art. 106460S. 10 p.
140. 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 // Proceedings of the 2015 IEEE SENSORS. Busan, Korea. 2015. 4 p.
141. 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. P. 0138 – 0144.
142. 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. 2017. p. 402 – 406.
143. Басов О.О., Карпов А.А. Анализ стратегий и методов объединения многомодальной информации // Обработка информации и управления. 2015, №2. С. 7 – 14.
144. Карташов В.М., Куля Д.Н., Пашенко С.В. Алгоритм автосопровождения изменений информационного параметра сигнала радиоакустических систем // Восточно-европейский журнал передовых технологий. 2012, № 4/9 (58). С. 57 – 61.
145. 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.
146. Countering rogue drones. FICCI Committee on Drones. EY, 2018. 31 p.
147. Ростопчин В.В. Ударные беспилотные летательные аппараты и противовоздушная оборона – проблемы и перспективы противостояния [Электронный ресурс] // Беспилотная авиация 2020. – URL: [https://www.researchgate.net/publication/331772628\\_Udarnye\\_bespilotnye\\_letatelnye\\_ap](https://www.researchgate.net/publication/331772628_Udarnye_bespilotnye_letatelnye_ap)

paraty\_i\_protivovozdusnaa\_oborona\_-problemy\_i\_perspektivy\_protivostoania (дата звернення 18.10.2020).

148. Еремин Г.В., Гаврилов А.Д., Назарчук И.И. Малоразмерные беспилотники – новая проблема для ПВО [Электронный ресурс] // Отвага 29.01.2015. № 6 (14). – URL: <http://otvaga2004.ru/armiya-i-vpk/armiya-i-vpkvzglyad/malorazmernye-bespilotniki> (дата звернення 18.10.2020).

149. 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. 18 с.

150. Изделия и комплексы противодействия беспилотным летательным аппаратам [Доклад]. СПб.: АО «НИИ «Вектор», 2018. 51 с.

151. 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.

152. 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.

153. 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.

154. Ситнік О.В., Карташов В.М. Радіотехнічні системи. Навч. посібник. Х.: Сміт, 2009. 448 с.

155. 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.

156. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория : Справочник / Д. И. Леховицкий и др.; под ред. Я. Д. Ширмана. Москва : Радиотехника, 2007. 512с.



157. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. Москва : Радио и связь, 1981. 416 с.
158. Ward J. Space-time adaptive processing for airborne radar. Massachusetts : Technical Report No. 1015, Massachusetts Institute of Technology, Lincoln Laboratory, December 1994. 204 p.
159. Klemm R. Applications of Space-Time Adaptive Processing. London : The Institution of Electrical Engineers, 2004. 940 p.
160. Klemm R. Principles of space-time adaptive processing. 3rd ed. London : IET Radar, sonar, navigation and avionics series 21, The Institution of Electrical Engineers and Technology, 2006. 670 p. DOI : 10.1049/PBRA021E.
161. Wirth W. D. Radar techniques using array antennas. London : IET Radar, sonar, navigation and avionics series 10, The Institution of Engineering and Technology, 2013. 460 p. DOI : 10.1049/PBRA026E.
162. Guerci J. R. Space-time Adaptive Processing for Radar. 2nd ed. Boston – London : Artech House, 2014. 283 p.
163. Melvin W. L. Space-time adaptive processing for radar // Academic Press Library in Signal Processing. 2014. Vol. 2. P. 595–665. DOI : 10.1016/B978-0-12-396500-4.00012-0.
164. Widrow B., Stearns S. D. Adaptive signal processing. New Jersey : Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1985. 474 p.
165. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to Adaptive Arrays. 2nd ed. SciTech Publishing, Inc. Raleigh, NC 27615, 2011. 686 p.
166. Wortham C. Space-time adaptive processing for ground surveillance radar. Atlanta : Georgia Institute of Technology, 2007. 39 p.
167. Xu J., Shengqi Z., Guisheng L. Space-Time-Range Adaptive Processing for Airborne Radar Systems // IEEE Sensors Journal. 2015. Vol. 15. P. 1602–1610. DOI : 10.1109/JSEN.2014.2364594.
168. Peto T., Seller R. Space-Time Adaptive Cancellation in Passive Radar Systems // International Journal of Antennas and Propagation. 2018. Vol. 2018. 16 p. Article ID 2467673. DOI : 10.1155/2018/2467673.

169. Navratil V., O'Brien A., Landon Garry J., Smith G. E. *Demonstration of space-time adaptive processing for DSI suppression in a passive radar* : proc. of the 18th International Radar Symposium IRS 2017, Prague, Czech Republic, 28–30 June 2017. 10 p. DOI : 10.23919/IRS.2017.8008146.
170. Friedlander B. A Subspace Method for Space Time Adaptive Processing // IEEE Transactions on Signal Processing. 2005. Vol. 53, No. 1.
171. Adaptive antennas and receivers / edited by Melvin M. Weiner. Boca Raton London, New York : CRC Pres Taylor & Francis Group, 2006. 1182 p.
172. Громов Г. Н., Иванов Ю. В., Савельев Т. Г., Синицын Е. А. Адаптивная пространственно-доплеровская обработка эхо-сигналов в РЛС управления воздушным движением. Санкт-Петербург : Изд. ФГУП "ВНИИРА", 2002. 270 с.
173. Вербa В. С., Трофимов А. А., Чернышев М. И. Применение пространственно-временной обработки сигналов в самолётной РЛС дозора // Радиотехника XXI век: научно-технический журнал. 2009. № 8. С. 85–89.
174. Лозовский И. Ф. Адаптивная обработка пачки сигналов с возбуждающей периодa в условиях комбинированных помех // Радиотехника. 2008. № 2. С. 27–34.
175. Нечаев Е. Е., Вайс С. Н., Трофимов А. А. Анализ методов пространственно-временной обработки сигналов в самолётных РЛС ДРЛО // Научный вестник МГТУ ГА. 2012. № 180. С. 5–15.
176. Вайс С. Н. Особенности адаптивной пространственно-временной обработки сигналов в самолётных станциях дальнего радиолокационного обнаружения // Научный вестник МГТУ ГА. 2013. № 198. — С. 91–96.
177. Обработка сигналов в многоканальных РЛС / Каринский С. С. и др. ; под ред. А. П. Лукошкина. Москва : Радио и связь, 1983. 328 с.
178. Обработка сигналов в радиотехнических системах: учеб. пособ. / Далматов А. Д. и др. ; под ред. А. П. Лукошкина. Ленинград : Издательство Ленинградского университета, 1987. 400 с.
179. Самойленко В. И., Грубрин И. В. Адаптивная пространственно-временная фильтрация помех в многоканальных системах // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1985. № 9. С. 13–20.

180. Самойленко В. И., Грубрин И. В. Совместная адаптация пространственного и временного фильтров в многоканальных системах // Радиотехника и электроника. 1989. Т. 34, № 4. С. 749–755.

181. Andrejev V. G., Nguyen T. P. Adaptive processing of signals on a background of clutter and noise // Radioelectronics and Communications Systems. 2015. Vol. 58, No. 2. P. 85–89. DOI : 10.3103/S0735272715020053.

182. Андреев В. Г., Нгуен Т. Ф. Адаптивная обработка сигналов на фоне комбинированных помех // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2015. Т. 58, № 2. С. 48–53. DOI : 10.20535/S0021347015020053.

183. Андреев В. Г., Нгуен Т. Ф., Нарбеков А. Ю. Адаптивная фильтрация комбинированных помех // Вестник Рязанского гос. радиотех. универ. 2013. Вып. 45, № 3. С. 38–41.

184. Гандурин В. А., Трофимов А. А., Чернышев М. И. Структура и алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов в импульсно-доплеровской РЛС дозора, расположенной на самолёте // Радиотехника. 2009. № 8. С. 90–94.

185. Тихонов Р. С., Родзивилов В. А., Голосов П. В. Эффективность пространственно-временной обработки в бортовых радиолокационных станциях // Наука и образование : электр. науч.-техн. журнал ; научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2013. С. 217–229.

186. Тихонов Р. С. Алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов для бортовых радиолокационных станций переднего обзора // Радиотехника. 2014. № 12. С. 64–69.

187. Тихонов Р. С. Влияние неоднородности обучающей выборки на характеристики многоканальных бортовых радиолокационных станций с пространственно-временной обработкой // Труды МАИ : электр. журнал. 2015. Вып. 79. С. 1–13.

188. Грубрин И. В., Лыгина И. Ю. Адаптивная фильтрация помех в бортовых многоканальных системах // Труды МАИ: электр. журнал. 2013. Вып. 69. С. 1–7.

189. Григорьев В. А. Комбинированная обработка сигналов в системах радиосвязи. Москва : Эко-Трендз, 2002. 264 с.

190. Григорьев В. А. Введение в теорию комбинированной обработки сигналов. Санкт-Петербург : ВИККА, 1998. 194 с.
191. Григорьев В. А. Принципы комбинированной обработки сигналов // Радиотехника. 2001. № 4 С. 3–8.
192. Григорьев В. А. Многоканальная обработка сигнала на фоне комплекса помех // Изв. вузов. Приборостроение. 1995. № 9. С. 32–35.
193. Абрамович Ю. И., Качур В. Г. Быстродействие поочередной адаптивной настройки отдельных систем защиты от комбинированных помех // Радиотехника и электроника. 1989. Вып. 1. С. 52–58.
194. Piza D., Lavrentiev V., Semenov D. Method of forming of the classified training sample for automatic canceller of the interferences when using time-space filtering of signals // Radio Electronics, Computer Science, Control. 2016. No. 3. P. 18–22. DOI : 10.15588/1607-3274-2016-3-2.
195. Пиза Д. М., Лаврентьев В. Н., Семенов Д. С. Метод формирования классифицированной обучающей выборки для автокомпенсатора помех при время-пространственной фильтрации сигналов // Радіоелектроніка та телекомунікації. Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. 2016. № 3. С. 18–22.
196. Piza D. M., Moroz G. V. Methods of forming classified training sample for adaptation of weight coefficient of automatic interference compensator // Radioelectronics and Communications Systems. 2018. Vol. 61, No. 1. P. 32–37. DOI : 10.3103/S0735272718010041.
197. Тихонов Р. С. Влияние неоднородности обучающей выборки на характеристики многоканальных бортовых радиолокационных станций с пространственно-временной обработкой // Труды МАИ : электр. журнал. 2015. Вып. 79. С. 1–13.
198. Пиза Д. М., Бугрова Т. И., Лаврентьев В. Н., Семенов Д. С. Формирователь классифицированной обучающей выборки при пространственной обработке радиолокационных сигналов в условиях воздействия комбинированной помехи // Радіоелектроніка та телекомунікації. Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. 2017. № 4. С. 26–32. DOI : 10.15588/1607-3274-2017-4-3.

199. Пиза Д. М., С. Н. Романенко, Семенов Д. С. Корреляционный метод формирования обучающей выборки для адаптации пространственного фильтра // Радіоелектроніка та телекомунікації. Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. 2018. № 3. С. 34–39. DOI : 10.15588/1607-3274-2018-3-4.

200. Piza D. M., Bugrova T. I., Lavrentiev V. N., Semenov D. S. Method of forming classified training sample in case of spacial signal processing under influence of combined interference // Radioelectronics and Communications Systems. 2018. Vol. 61, No. 7. P. 325–331. DOI : 10.3103/S0735272718070051.

201. Пиза Д. М., Бугрова Т. И., Лаврентьев В. Н., Семенов Д. С. Метод формирования классифицированной обучающей выборки при пространственной обработке сигналов в условиях воздействия комбинированной помехи // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2018. Т. 61, № 7. С. 420–428. DOI : 10.20535/S0021347018070051.

202. Piza D. M., Semenov D. S, Morshchavka S. V. Efficiency estimation of discrete algorithms for adaptation of weight coefficients in space-time processing of radar signals // Radioelectronics and Communications Systems. 2019. Vol. 63, No. 1. P. 6–11. DOI : 10.3103/S0735272719010023.

203. Пиза Д. М., Семенов Д. С., Морщавка С. В. Оценка эффективности дискретных алгоритмов адаптации весовых коэффициентов при пространственно-временной обработке радиолокационных сигналов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2019. Т. 62, № 1. С. 8–15. DOI : 10.20535/S0021347016060030.

204. Пиза Д. М., Залевский А. П. Особенности адаптации пространственных фильтров при воздействии комбинированных помех // Радіоелектроніка та телекомунікації. Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. 2005. № 1. С. 45–48.

205. Ryabukha V. P., Rachkov D. S., Semeniaka A. V., Katiushyn Ie. A. Estimation of Spatial Weight Vector Fixation Interval for Sequential Space-Time Signal Processing against the Background of Combined Interferences // Radioelectronics and Communications Systems. 2012. Vol. 55, No. 10, P. 443–451.

DOI : 10.3103/S0735272712100020.

206. Рябуха В. П., Рачков Д. С., Семеняка А. В., Катюшин Е. А. Оценка интервала фиксации пространственного весового вектора при последовательной про-

пространственно-временной обработке сигналов на фоне комбинированных помех // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2012. Т. 55, № 10. С. 25–34.

207. Bellman R. Introduction to matrix analysis (Classics in Applied Mathematics). 2 ed. Philadelphia : Society for Industrial and Applied Mathematics, 1997. 430 p. DOI : 10.1137/1.97816119711170.

208. Беллман Р. Введение в теорию матриц : пер. с англ. под ред. Лидского В. Б. — М. : Наука, 1976. — 367 с.

209. Леховицкий Д. И., Рачков Д. С., Семеняка А. В., Рябуха В. П., Атаманский Д. В. Адаптивные решетчатые фильтры. Часть I. Теория решетчатых структур // Прикладная радиоэлектроника. Тематический выпуск, посвященный адаптивной пространственно-временной обработке сигналов. 2011. Т. 10, № 4. С. 381–406.

210. Леховицкий Д. И., Рачков Д. С., Семеняка А. В., Рябуха В. П., Атаманский Д. В. Адаптивные решетчатые фильтры. Часть II. Алгоритмы настройки АРФ // Прикладная радиоэлектроника. Тематический выпуск, посвященный адаптивной пространственно-временной обработке сигналов. 2011. Т. 10, № 4. С. 407–421.

211. Lekhovyt'skiy D. I., Riabukha V. P., Semeniaka A. V., Atamanskiy D. V., Katiushyn Ye. A. Protection of coherent pulse radars against combined interferences. 1. Modifications of STSP systems and their ultimate performance capabilities // Radioelectronics and Communications Systems. 2019. Vol. 62, No. 7. P. 311–341.

DOI : 10.3103/S073527271907001X.

212. Леховицкий Д. И., Рябуха В. П., Семеняка А. В., Катюшин Е. А., Атаманский Д. В. Защита когерентно-импульсных РЛС от комбинированных помех. 1. Разновидности систем ПВОС и их предельные возможности // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2019. Т. 62, № 7. С. 380–412.

DOI: <https://doi.org/10.20535/S002134701907001X>.

213. Численные методы условной оптимизации / под ред. Ф. Гилла и У. Мюррея. Москва : Мир, 1977. 290 с.

214. Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А. Матрицы и вычисления. Москва : Наука, Главная ред. физико-математической литературы, 1984. 320 с.

215. Леховицкий Д. И., Рябуха В. П., Жуга Г. А. СДЦ в импульсных РЛС: 1. Физический смысл и экстремальные свойства операций оптимальной междупериодной обработки гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех // Прикладная радиоэлектроника. Тематический выпуск, посвященный адаптивной пространственно-временной обработке сигналов. 2011. Т. 10, № 4. С. 466–481.

216. Анохин В. Д., Фаузи С., Кильдюшевская В. Г. Обработка радиолокационных сигналов на фоне комбинированных помех // Радиотехника. 2009. № 5. С. 133–135.

217. Залевский А. П., Пиза Д. М., Пресняк И. С., Сиренко А. С. Оценка эффективности пространственно-временной и время-пространственной фильтрации сигналов в когерентно-импульсных РЛС // Радіоелектроніка та телекомунікації. Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. 2012. № 2. С. 39–43. DOI : 10.15588/1607-3274-2012-2-7.

218. Абрамович Ю. И., Качур В. Г. Методы поочередной адаптивной настройки отдельных систем компенсации помех // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32, № 7. С. 1446–1453.

219. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to Adaptive Arrays. 2nd ed. El Segundo : SciTech Publishing, Inc. Raleigh, NC 27615, 2011. 686 p. DOI : 10.1049/SBEW046E.

220. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию : пер. с англ. под ред. В. А. Лексаченко. Москва : Радио и связь, 1986. 448 с.

221. Леховицкий Д. И., Мезенцев А. В., Ткаченко В. М. Эффективность системы последовательной защиты РЛС от комбинированных помех при введении смещенных по частоте каналов приема // Сб. науч. трудов ХВУ. Обработка локационных сигналов. 1995. Вып. 3. С. 25–35.

222. Устройство защиты от комбинированных помех: пат. 14711 Украина : МКИ G01S 7/38. / Леховицкий Д. И., Мезенцев А. В., Ткаченко В. М. № 95052-306 ; заявл. 11.05.1995 ; опубл. 01.15.1997. 2 с.

223. Спосіб компенсації активної складової комбінованої завади: пат. 48705 Україна : МПК G01 S 7/36 H04B 15/00. / Кононович В. Я., Кукольніцький А. П., Залевський О. П. и др. № u200911296 ; заявл. 06.11.2009 ; опубл. 25.03.2010, Бюл. №6, 2010 р. – 4 с.

224. Пиза Д. М., Семенов Д. С., Мороз Г. В. Метод компенсации активной составляющей комбинированной помехи в когерентно-импульсной РЛС // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2016. Т. 59, №. 6. С. 23–29. DOI : 10.20535/S0021347016060030.

225. Пиза Д. М. Анализ эффективности адаптивного поляризационного фильтра в условиях одновременного воздействия активных и пассивных помех // Радіоелектроніка та телекомунікації. Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. 2017. № 3. С. 20–27. DOI : 10.15588/1607-3274-2017-3-2.

226. Рябуха В. П., Семеняка А. В., Катюшин Е. А., Зарицький В. І., Головін О. О. Цифрова адаптивна система захисту радіолокаторів від маскувальних пассивних завад на основі адаптивного решітчастого фільтра // Озброєння та військова техніка. 2019. № 12. С. 32–40. DOI : 1034169/2414-0651.2019.3(23).

227. Май И. Д., Каспирович А. Г., Винник В. А., Донченко А. И., Мотыль В. Н., Антоненко В. Г. Радиолокационная станция 36Д6. Эксплуатация и техническое обслуживание : учеб. пособ. Запорожье : КЭМЗ "Искра", 2006. 139 с.

228. Воеводин В. В., Тыртышников Е. Е. Вычислительные процессы с теплицевыми матрицами. Москва : Наука, 1987. 320 с.

229. Riabukha V. P., Semeniaka A. S., Katiushyn Ye. A. Protection efficiency of phased-array radars against the jamming when the compensation subarrays are inside or outside the main pattern // Telecommunications and Radio Engineering. 2021. Vol. 80, № 1. P. 1–5.

230. Riabukha V. P., Semeniaka A. S., Katiushyn E. A. Selection of The Number of Compensation Channels and Location of Receivers with Non-Identical Amplitude-Frequency and Phase-Frequency Responses in Adaptive Antenna Array under Noise Interference : Invited Paper // IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW-2020): int. conf., 21 – 25 Sept. 2020 : proc. Kharkiv, Ukraine, 2020. P. 7–10.

DOI : 10.1109/UkrMW49653.2020.9252625.



## ДОДАТОК А

ВИВЕДЕННЯ ФОРМУЛ ДЛЯ ВІДНОШЕННЯ СИГНАЛ/(ЗАВАДА + ШУМ)  
НА ВИХОДІ СИСТЕМИ РОЗДІЛЬНОЇ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ  
СИГНАЛІВ НА ФОНІ КОМБІНОВАНИХ ЗАВАД

## А.1 Постановка задачі

Розглядатимемо систему роздільної (послідовної, двоетапної) просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС) на фоні комбінованих (адитивної суміші шумових і пасивних) завад, коли просторова обробка передуює часовій (рис. А.1).

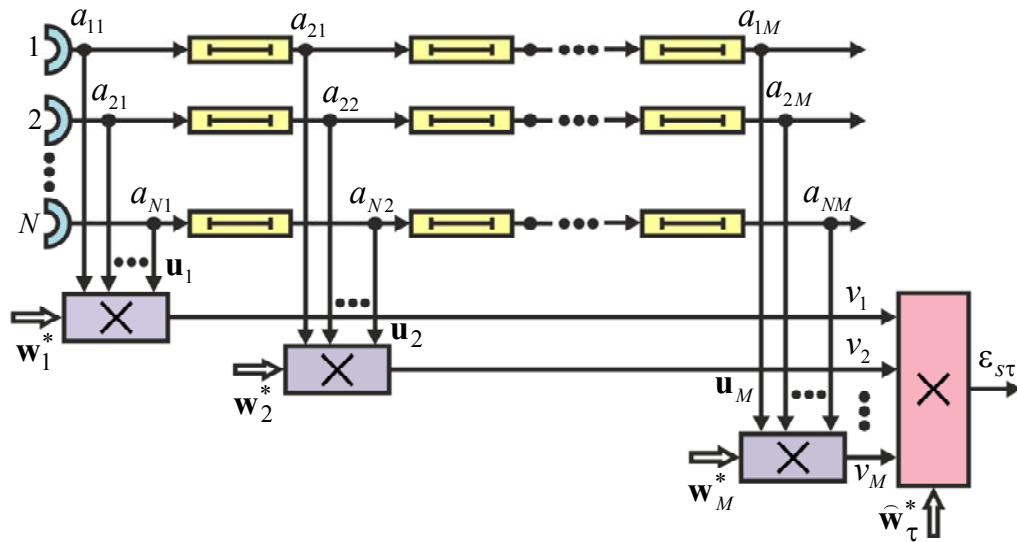


Рисунок А.1 – Структура послідовної системи ПЧОС сигналів на фоні КЗ

Вважатимемо, що в кожному інтервалі розділення за дальністю аналізованого напрямку входні дії задані  $N \times M$  матрицею

$$\mathbf{A} = [a_{n,m}]_{n=1, m=1}^{N, M}, \quad a_{n,m} = a_n(t - \tau_m), \quad \tau_m = \sum_{i=1}^{m-1} T_i. \quad (\text{A.1a})$$

Елементи  $a_{n,m}$  цієї матриці мають зміст відліків комплексних амплітуд сигналів, прийнятих  $n$ -м ( $n \in 1, N$ ) елементом (модулем)  $N$ -елементної ( $N$ -модульної) ФАР у довільний момент часу  $t \in t_{\min}, t_{\max}$  в  $M$  інтервалах зондування з часовою довжиною  $T_i$   $i$ -го ( $i \in 1, M$ ) з них. В окремому випадку рівності  $T_i = T$  ( $i \in 1, M$ ) всіх інтервалів ці елементи

$$a_{n,m} = a_n(t - (m-1) \cdot T), \quad m \in 1, M. \quad (\text{A.1б})$$

Їх зручно подати у вигляді  $NM$  – вимірного блокового вектора-стовпця

$$\mathbf{U} = \mathbf{u}_{s\tau} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{u}_M \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_m = [a_{n,m}]_{n=1}^N, \quad m \in 1, M, \quad (\text{A.2a})$$

графічне зображення якого показано на рис. 3.3, *a* (див. розділ 3).

Вектор  $\mathbf{U}$  отриманий "стикуванням" стовпців матриці  $\mathbf{A}$  і складається з  $M$  блоків, що містять  $N$  – вимірні вектори комплексних амплітуд сигналів з того самого елемента дистанції (моменту часу  $t$ ) на виходах  $N$  – елементної (модульної) ФАР у тому самому  $m$ -му ( $m \in 1, M$ ) інтервалі зондування. Він є адитивною сумішшю

$$\mathbf{U} = \mathbf{Y} + \gamma \cdot \mathbf{S} \quad (\text{A.2б})$$

випадкових гауссових векторів завади  $\mathbf{Y} = \mathbf{y}_{s\tau}$  і, можливо (при  $\gamma = 1$ ), корисного сигналу  $\mathbf{S} = \mathbf{s}_{s\tau}$ . Ці вектори мають ту ж структуру (склад і розміри блоків), що й вектори  $\mathbf{U}$  (A.2a):

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_M \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{s}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_M \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} \mathbf{y}_i &= [y_\ell^{(m)}]_{\ell=1}^N \\ \mathbf{s}_i &= [s_\ell^{(m)}]_{\ell=1}^N \end{aligned} \quad m \in 1, M. \quad (\text{A.2в})$$

Моделі сигналів і завад описано в розділі 3 (див. п. 3.1.2).

На *першому* етапі (етапі просторової обробки (ПО))  $N \times M$  – вимірний вектор (A.2a) у фільтрі ПО з  $M \times (N \cdot M)$  матричною імпульсною характеристикою

$$\widehat{\mathbf{W}}^* = \begin{bmatrix} \widehat{\mathbf{w}}_1^* & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \widehat{\mathbf{w}}_2^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \widehat{\mathbf{w}}_M^* \end{bmatrix}, \quad \widehat{\mathbf{w}}_m^* = [\widehat{w}_\ell^{(m)*}]_{\ell=1}^N, \quad m \in 1, M \quad (\text{A.3})$$

перетворюється в  $M$  – вимірний вектор часової (міжперіодної) обробки (МПО) сигналів

$$\mathbf{v} = [v_m]_{m=1}^M = \widehat{\mathbf{W}}^* \cdot \mathbf{U}, \quad v_m = \widehat{\mathbf{w}}_m^* \cdot \mathbf{u}_m, \quad m \in 1, M. \quad (\text{A.4})$$

Компоненти  $v_i$  цього вектора формуються зваженою сумою компонентів вектора  $\mathbf{u}_i$  з  $N$  – вимірним оцінним вектором ваг  $\hat{\mathbf{w}}_m^*$  ПО в  $i$ -му інтервалі зондування, а вектор  $\mathbf{v}$  у цілому – у відводах  $M$  – відвідної лінії затримки з інтервалами між відводами, узгодженими з інтервалами зондування, на вхід якого надходять результати ПО у відповідному інтервалу.

На *другому* етапі (етапі МПО сигналів) формується передпорогова статистика (ППС) системи ПЧОС (рис. А.1) – зважена сума

$$\varepsilon_\tau = \hat{\mathbf{w}}_\tau^* \cdot \mathbf{v} = \sum_{m=1}^M w_m^{(\tau)*} \cdot v_m, \quad \hat{\mathbf{w}}_\tau^* = \left[ w_m^{(\tau)*} \right]_{m=1}^M \quad (\text{A.5})$$

компонент вектора МПО (А.4) з оцінним  $M$  – вимірним вектором ваг МПО  $\hat{\mathbf{w}}_\tau^*$ .

Завдання полягає в отриманні формул для відношення сигнал/(завада + шум) (ВСЗШ) на виході розглянутої системи послідовної ПЧОС у ході оцінювання вагового вектора ПО  $\mathbf{w}_m^*$  в кожному  $m$ -му ( $m \in 1, M$ ) інтервалу зондування, а також при його фіксації (запам'ятовуванні) на всі  $M$  інтервалів зондування ( $\hat{\mathbf{w}}_m^* = \hat{\mathbf{w}}_s^*$ ).

## А.2 Розв'язання задачі

А.2.1 Енергетичне ВСЗШ на виході адаптивної системи ПЧОС (рис. А.1) визначається у вигляді

$$\mu(K) = \frac{\hat{\mathbf{w}}_\tau^*(K) \cdot \mathbf{R}_{\text{vsign}} \cdot \hat{\mathbf{w}}_\tau(K)}{\hat{\mathbf{w}}_\tau^*(K) \cdot \mathbf{R}_v \cdot \hat{\mathbf{w}}_\tau(K)}, \quad (\text{A.6})$$

де

$$\hat{\mathbf{w}}_\tau = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}_\tau \quad (\text{A.7})$$

– оцінка вагового вектора МПО сигналів;  $\hat{\Psi}$  – та або інша апроксимація матриці, оберненої до оцінки КМ завади  $\hat{\mathbf{R}}_v$ ;  $\mathbf{v} = [v_m]_{m=1}^M = \hat{\mathbf{W}}_s^* \cdot \mathbf{U}$  –  $M$  – вимірний вектор на вході фільтра МПО сигналів, отримуваний відповідно до (А.4) у результаті перетворення вхідного  $N \cdot M$  – вимірного блокового вектора  $\mathbf{U}$  системи ПЧОС у фільтрі просторової обробки з  $M \times (N \cdot M)$  MIX  $\hat{\mathbf{W}}^*$  (А.3);  $\mathbf{R}_v = \overline{\mathbf{v}_y \cdot \mathbf{v}_y^*}$  – КМ завадової

складової  $\mathbf{v}_y = \mathbf{W}^* \cdot \mathbf{Y}$  вектора  $\mathbf{v}$ ;  $\mathbf{R}_{vsign}$  – КМ *сигнальної* складової  $\mathbf{v}_{sign}$  вектора  $\mathbf{v}$ ;  $K$  – об'єм часової навчальної вибірки.

Визначимо КМ  $\mathbf{R}_v = \overline{\mathbf{v}_y \cdot \mathbf{v}_y^*}$  *завадової* складової  $\mathbf{v}_y = \mathbf{W}^* \cdot \mathbf{Y}$  вектора  $\mathbf{v}$  на виході системи ПО (на вході системи МПО)

$$\mathbf{R}_v = \overline{\mathbf{v}_y \cdot \mathbf{v}_y^*} = \overline{\mathbf{W}^* \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* \cdot \mathbf{W}} = \mathbf{W}^* \cdot \mathbf{R}_y \cdot \mathbf{W}. \quad (\text{A.8})$$

Тут КМ  $\mathbf{R}_y = \overline{\mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^*}$  можна подати у вигляді (див. п. 6.1.2)

$$\mathbf{R}_y = \mathbf{I}_M \otimes \Phi_a + \mathbf{R}_{cl} \otimes \mathbf{I}_N. \quad (\text{A.9})$$

Тоді (A.8) з урахуванням (A.9) запишемо у такий спосіб:

$$\mathbf{R}_v = \mathbf{W}^* \cdot \mathbf{R}_y \cdot \mathbf{W} = \mathbf{W}^* \cdot (\mathbf{I}_M \otimes \Phi_a + \mathbf{R}_{cl} \otimes \mathbf{I}_N) \cdot \mathbf{W} = \sigma_1 + \sigma_2. \quad (\text{A.10})$$

A.2.2 Визначимо доданки  $\sigma_1$  і  $\sigma_2$  в ході оцінювання вагового вектора ПО  $\mathbf{w}_{sm}^*$  в кожному  $m$ -му ( $m \in 1, M$ ) інтервалу зондування ( $sl = 2$  у розділі 7).

$$\begin{aligned} \sigma_1 = \mathbf{W}^* \cdot \mathbf{I}_M \otimes \Phi_a \cdot \mathbf{W} &= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1^* & 0 & * & 0 \\ 0 & \mathbf{w}_2^* & * & 0 \\ * & * & * & * \\ 0 & 0 & * & \mathbf{w}_M^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_a & 0 & * & 0 \\ 0 & \Phi_a & * & 0 \\ * & * & * & * \\ 0 & 0 & * & \Phi_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & 0 & * & 0 \\ 0 & \mathbf{w}_2 & * & 0 \\ * & * & * & * \\ 0 & 0 & * & \mathbf{w}_M \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1^* \cdot \Phi_a \cdot \mathbf{w}_1 & 0 & * & 0 \\ 0 & \mathbf{w}_2^* \cdot \Phi_a \cdot \mathbf{w}_2 & * & 0 \\ * & * & * & * \\ 0 & 0 & * & \mathbf{w}_M^* \cdot \Phi_a \cdot \mathbf{w}_M \end{bmatrix} = \text{diag}[\mathbf{w}_m^* \cdot \Phi_a \cdot \mathbf{w}_m]_{m=1}^M. \end{aligned} \quad (\text{A.11a})$$

$$\begin{aligned} \sigma_2 = \mathbf{W}^* \cdot \mathbf{R}_{cl} \otimes \mathbf{I}_N \cdot \mathbf{W} &= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1^* & 0 & * & 0 \\ 0 & \mathbf{w}_2^* & * & 0 \\ * & * & * & * \\ 0 & 0 & * & \mathbf{w}_M^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{11}\mathbf{I}_N & r_{12}\mathbf{I}_N & * & r_{1M}\mathbf{I}_N \\ r_{21}\mathbf{I}_N & r_{22}\mathbf{I}_N & * & r_{2M}\mathbf{I}_N \\ * & * & * & * \\ r_{M1}\mathbf{I}_N & r_{M2}\mathbf{I}_N & * & r_{MM}\mathbf{I}_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & 0 & * & 0 \\ 0 & \mathbf{w}_2 & * & 0 \\ * & * & * & * \\ 0 & 0 & * & \mathbf{w}_M \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} r_{11}\mathbf{w}_1^* \cdot \mathbf{w}_1 & r_{12}\mathbf{w}_1^* \cdot \mathbf{w}_2 & * & r_{1M}\mathbf{w}_1^* \cdot \mathbf{w}_M \\ r_{21}\mathbf{w}_2^* \cdot \mathbf{w}_1 & r_{22}\mathbf{w}_2^* \cdot \mathbf{w}_2 & * & r_{2M}\mathbf{w}_2^* \cdot \mathbf{w}_M \\ * & * & * & * \\ r_{M1}\mathbf{w}_M^* \cdot \mathbf{w}_1 & r_{M2}\mathbf{w}_M^* \cdot \mathbf{w}_2 & * & r_{MM}\mathbf{w}_M^* \cdot \mathbf{w}_M \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{cl} \bullet \mathbf{\Omega}, \quad \mathbf{\Omega} = [\mathbf{w}_i^* \cdot \mathbf{w}_j]_{i,j=1}^M. \end{aligned} \quad (\text{A.11б})$$

Тут  $\mathbf{\Omega}$  –  $M \times M$  матриця "декореляцій", внесених у КМ ПЗ  $\mathbf{R}_{cl}$  відмінністю оцінок просторового вагового вектора (ПВВ)  $\mathbf{w}_m = \Psi \mathbf{a}_m \cdot \mathbf{x}_s$  у різних інтервалах зондування;

• – символ покомпонентного множення (добуток Шура – Адамара), використане в розділі 2 в ході аналізу ефективності захисту РЛС від шумових завад в умовах неідентичних характеристик приймальних каналів. Це дозволяє вважати, що міжперіодна відмінність випадкових оцінок ПБВ призводить до аналогічного ефекту – неідентичності характеристик часових каналів приймання.

А.2.3 Визначимо тепер КМ  $\mathbf{R}_{vsign}$  сигнальної складової  $\mathbf{v}_{sign}$  вектора  $\mathbf{v}$  (див. п. 6.1.2)

$$\begin{aligned}
 \mathbf{s}_{s\tau} &= \xi \cdot \mathbf{x}_{s\tau}, \quad \xi \sim CN(0, h_{sign}), \quad \mathbf{x}_{s\tau} = \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s, \\
 \mathbf{x}_\tau &= [\exp\{j\alpha_m\}]_{m=1}^M, \quad \mathbf{x}_s = [\exp\{j\beta_n\}]_{n=1}^N, \\
 \mathbf{x}_\tau^* \cdot \mathbf{x}_\tau &= M, \quad \mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{x}_s = N, \\
 \mathbf{R}_s &= \overline{\mathbf{s}_{s\tau} \cdot \mathbf{s}_{s\tau}^*} = h_{sign} \cdot \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s \cdot \mathbf{x}_\tau^* \otimes \mathbf{x}_s^* = h_{sign} \cdot \mathbf{R}_{\mathbf{x}_{s\tau}}, \\
 \mathbf{R}_x &= \mathbf{R}_{\mathbf{x}_\tau} \otimes \mathbf{R}_{\mathbf{x}_s}, \quad \mathbf{R}_{\mathbf{x}_\tau} = \mathbf{x}_\tau \cdot \mathbf{x}_\tau^*, \quad \mathbf{R}_{\mathbf{x}_s} = \mathbf{x}_s \cdot \mathbf{x}_s^*, \\
 \mathbf{R}_{vs} &= \mathbf{W}^* \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{W} = h_{sign} \cdot \mathbf{W}^* \cdot \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s \cdot \mathbf{x}_\tau^* \otimes \mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{W} = \\
 &= h_{sign} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1^* & \mathbf{0} & * & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_2^* & * & \mathbf{0} \\ * & * & * & * \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & * & \mathbf{w}_M^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}_\tau \otimes \mathbf{x}_s \cdot \mathbf{x}_\tau^* \otimes \mathbf{x}_s^* \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & \mathbf{0} & * & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_2 & * & \mathbf{0} \\ * & * & * & * \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & * & \mathbf{w}_M \end{bmatrix} = \\
 &= h_{sign} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1^* & \mathbf{0} & * & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_2^* & * & \mathbf{0} \\ * & * & * & * \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & * & \mathbf{w}_M^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{1\tau} \cdot \mathbf{x}_s \\ x_{2\tau} \cdot \mathbf{x}_s \\ * \\ x_{N\tau} \cdot \mathbf{x}_s \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}_\tau^* \otimes \mathbf{x}_s^* \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & \mathbf{0} & * & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_2 & * & \mathbf{0} \\ * & * & * & * \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & * & \mathbf{w}_M \end{bmatrix} = \\
 &= h_{sign} \cdot \begin{bmatrix} x_{1\tau} \cdot \mathbf{w}_1^* \cdot \mathbf{x}_s \\ x_{2\tau} \cdot \mathbf{w}_2^* \cdot \mathbf{x}_s \\ * \\ x_{N\tau} \cdot \mathbf{w}_N^* \cdot \mathbf{x}_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{1\tau} \cdot \mathbf{w}_1^* \cdot \mathbf{x}_s \\ x_{2\tau} \cdot \mathbf{w}_2^* \cdot \mathbf{x}_s \\ * \\ x_{N\tau} \cdot \mathbf{w}_N^* \cdot \mathbf{x}_s \end{bmatrix}^* = h_{sign} \cdot \mathbf{x}_\tau \bullet \boldsymbol{\omega} \cdot \mathbf{x}_\tau^* \bullet \boldsymbol{\omega}^* = h_{sign} \cdot \boldsymbol{\eta}_\tau \cdot \boldsymbol{\eta}_\tau^*.
 \end{aligned}$$

Таким чином, КМ  $\mathbf{R}_{vsign}$  визначається у такий спосіб:

$$\mathbf{R}_{vsign} = h_{sign} \cdot \boldsymbol{\eta}_\tau \cdot \boldsymbol{\eta}_\tau^*, \quad \boldsymbol{\eta}_\tau = \mathbf{x}_\tau \bullet \boldsymbol{\omega}, \quad \boldsymbol{\omega} = [\mathbf{w}_m^* \cdot \mathbf{x}_s]_{m=1}^M. \quad (\text{A.12})$$

Тут  $\boldsymbol{\omega}$  –  $M$  – вимірний вектор, що спотворює  $M$  – вимірний вектор часового сигналу  $\mathbf{x}_\tau$ .

#### А.2.4 Визначимо граничне значення

$$\mu = \frac{\mathbf{w}_\tau^* \cdot \mathbf{R}_{vsign} \cdot \mathbf{w}_\tau}{\mathbf{w}_\tau^* \cdot \mathbf{R}_v \cdot \mathbf{w}_\tau}, \quad (\text{A.13})$$

енергетичного ВСЗШ на виході системи ПЧОС (рис. А.1) за відсутності апіорної параметричної невизначеності.

Використовуючи (А.10)–(А.13), запишемо

$$\mu = h_{sign} \cdot \frac{\left| \mathbf{w}_\tau^* \cdot \mathbf{x}_\tau \bullet \boldsymbol{\omega} \right|^2}{\mathbf{w}_\tau^* \cdot \left( \text{diag} \left[ \mathbf{w}_m^* \cdot \Phi_a \cdot \hat{\mathbf{w}}_m \right]_{m=1}^M + \Omega \bullet \mathbf{R}_{c\ell} \right) \cdot \mathbf{w}_\tau}. \quad (\text{A.14})$$

В умовах апіорної параметричної невизначеності ВСЗШ  $\mu(K)$  (А.14) має вигляд

$$\mu(K) = h_{sign} \cdot \frac{\left| \hat{\mathbf{w}}_\tau^*(K) \cdot \mathbf{x}_\tau \bullet \hat{\boldsymbol{\omega}} \right|^2}{\hat{\mathbf{w}}_\tau^*(K) \cdot \left( \text{diag} \left[ \hat{\mathbf{w}}_m^* \cdot \Phi_a \cdot \hat{\mathbf{w}}_m \right]_{m=1}^M + \hat{\Omega} \bullet \mathbf{R}_{c\ell} \right) \cdot \hat{\mathbf{w}}_\tau(K)}, \quad (\text{A.15})$$

$$\hat{\boldsymbol{\omega}} = \left[ \hat{\mathbf{w}}_m^* \cdot \mathbf{x}_s \right]_{m=1}^M; \quad \hat{\mathbf{w}}_m^* = \left[ \hat{w}_n^* \right]_{n=1}^N, \quad m \in 1, M; \quad \hat{\Omega} = \left[ \hat{\mathbf{w}}_i^* \cdot \hat{\mathbf{w}}_j \right]_{i,j=1}^M;$$

що відповідає (7.3б) (див. розділ 7).

А.2.5 Тепер, використовуючи (А.14), визначимо граничне значення енергетичного ВСЗШ на виході системи ПЧОС (рис. А.1) у ході фіксації вагового вектора ПО  $\hat{\mathbf{w}}_m^* = \hat{\mathbf{w}}_s^*$  на всі  $M$  інтервалів зондування ( $sl = 1$  у розділі 7).

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_m^* &= \mathbf{w}_s^* \\ \boldsymbol{\omega} &= \left[ \mathbf{w}_m^* \cdot \mathbf{x}_s \right]_{m=1}^M = \left[ \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right]_{m=1}^M = \left( \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right) \cdot \mathbf{E}, \\ \mathbf{x}_\tau \bullet \boldsymbol{\omega} &= \mathbf{x}_\tau \bullet \left( \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right) \cdot \mathbf{E} = \left( \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right) \cdot \mathbf{x}_\tau \bullet \mathbf{E} = \left( \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right) \cdot \mathbf{x}_\tau, \\ \Omega \bullet \mathbf{R}_{c\ell} &= \left[ \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{w}_s \right]_{i,j=1}^M \cdot \mathbf{R}_{c\ell} = \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{w}_s \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^* \cdot \mathbf{R}_{c\ell} = \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{w}_s \cdot \mathbf{R}_{c\ell}, \\ \text{diag} \left[ \mathbf{w}_m^* \cdot \Phi_a \cdot \mathbf{w}_m \right]_{m=1}^M &= \mathbf{w}_s^* \cdot \Phi_a \cdot \mathbf{w}_s \cdot \mathbf{I}_M. \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Тут  $\mathbf{E}$  ( $\mathbf{E}^*$ ) –  $M$  – вимірний вектор-стовпець (рядок) з одиниць. Підставимо (А.16) в (А.14) і отримаємо

$$\mu = h_{sign} \cdot \frac{\left| \mathbf{w}_\tau^* \cdot \mathbf{x}_\tau \bullet \boldsymbol{\omega} \right|^2}{\mathbf{w}_\tau^* \cdot \left( \text{diag} \left[ \mathbf{w}_m^* \cdot \Phi_a \cdot \mathbf{w}_m \right]_{m=1}^M + \Omega \bullet \mathbf{R}_{c\ell} \right) \cdot \mathbf{w}_\tau} = h_{sign} \cdot \frac{\left| \mathbf{w}_\tau^* \cdot \left( \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right) \cdot \mathbf{x}_\tau \right|^2}{\mathbf{w}_\tau^* \cdot \left( \mathbf{w}_s^* \cdot \Phi_a \cdot \mathbf{w}_s \cdot \mathbf{I}_M + \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{w}_s \cdot \mathbf{R}_{c\ell} \right) \cdot \mathbf{w}_\tau}.$$

Тоді остаточно граничне ВСЗШ дорівнює

$$\mu = h_{sign} \cdot \frac{\left| \left( \mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right)^2 \cdot \left| \mathbf{w}_\tau^* \cdot \mathbf{x}_\tau \right|^2 \right.}{\mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{w}_s \cdot \mathbf{w}_\tau^* \cdot \left( \frac{\mathbf{w}_s^* \cdot \Phi_{\mathbf{a}} \cdot \mathbf{w}_s}{\mathbf{w}_s^* \cdot \mathbf{w}_s} \cdot \mathbf{I}_M + \mathbf{R}_{\mathbf{c}\ell} \right) \cdot \mathbf{w}_\tau}. \quad (\text{A.17})$$

Використовуючи (A.17), визначимо ВСЗШ в умовах апіорної параметричної невизначеності у вигляді

$$\mu(K) = h_{sign} \cdot \frac{\left| \left( \hat{\mathbf{w}}_s^* \cdot \mathbf{x}_s \right)^2 \cdot \left| \hat{\mathbf{w}}_\tau^*(K) \cdot \mathbf{x}_\tau \right|^2 \right.}{\hat{\mathbf{w}}_s^* \cdot \hat{\mathbf{w}}_s \cdot \hat{\mathbf{w}}_\tau^*(K) \cdot \left( \frac{\hat{\mathbf{w}}_s^* \cdot \Phi_{\mathbf{a}} \cdot \hat{\mathbf{w}}_s}{\hat{\mathbf{w}}_s^* \cdot \hat{\mathbf{w}}_s} \cdot \mathbf{I}_M + \mathbf{R}_{\mathbf{c}\ell} \right) \cdot \hat{\mathbf{w}}_\tau(K)}, \quad (\text{A.18})$$

що відповідає (4.3a) (див. розділ 4).

# ДОДАТОК Б

## АКТ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОМІСІЇ ЩОДО ВИКОРИСТАННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ НДР



КАЗЕННЕ ПІДПРИЄМСТВО  
«НАУКОВО-ВИРОБНИЧИЙ КОМПЛЕКС  
«ІСКРА»

16.12.2020 № 935/204/186

На № \_\_\_\_\_ від \_\_\_\_\_

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор Казенного підприємства  
«Науково-виробничий комплекс «Іскра»

Ю. О. Пащенко  
16 12 2020 р.

### Акт

науково-технічної комісії щодо використання досліджень з розроблення систем адаптивного захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад на основі сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні адитивної суміші активних шумових та пасивних завад за результатами науково-дослідної роботи «Розроблення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних і радіолокаційних сигналів для виявлення безпілотних літальних апаратів, визначення їх координат та параметрів руху», яка виконана Харківським національним університетом радіоелектроніки.

Комісія у складі:

Голови – Боровика Євгена Володимировича, начальника центру досліджень і конструювання КП «НВК «Іскра» і членів комісії:

Лаврентьєва Володимира Миколайовича, к. т. н., начальника відділу системного проектування КП «НВК «Іскра»;

Семенова Дмитра Сергійовича, головного конструктора оглядових РЛС КП «НВК «Іскра», розглянула матеріали НДР «Розроблення системи комплексної обробки оптичних, інфрачервоних, акустичних і радіолокаційних сигналів для виявлення безпілотних літальних апаратів, визначення їх координат та параметрів руху» і встановила наступне.

Результати досліджень з розроблення систем адаптивного захисту РЛС виявлення БПЛА від комбінованих завад на основі сумісної просторово-часової обробки сигналів на фоні адитивної суміші активних шумових та пасивних завад можуть бути використані при розробленні нових РЛС КП «НВК «Іскра».

Голова комісії:

Начальник центру досліджень і конструювання

Є. В. Боровик

Члени комісії:

Головний конструктор  
оглядових РЛС

Д. С. Семенов

Начальник відділу системного проектування, к. т. н.

В. М. Лаврентьєв