

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Інформаційної безпеки та електронних комунікацій

(повне найменування інституту, факультету)

Інформаційних технологій та телекомунікацій

(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проекту (роботи)

Магістр

(ступінь вищої освіти)

на тему ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМ ВИЯВЛЕННЯ КООРДИНАТ БПЛА В
ПРОСТОРИ, ЩО ОХОРОНЯЄТЬСЯ

Виконав: студент(ка) 6 курсу, групи БК-612м

Спеціальності 151 Автоматизація та комп'ютерно-
інтегровані технології

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація)

Автоматизація, мехатроніка та робототехніка

Керівник Олександр МАЛИЙ

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(прізвище та ініціали)

2024

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
 (повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій
 Кафедра Інформаційних технологій електронних засобів
 Ступінь вищої освіти Магістр
 Спеціальність 151 Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології
 (код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація): Автоматизація, мехатроніка та робототехніка
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ
 Завідувач кафедри ІТЕЗ _____

 « _____ » _____ 20 ____ року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

_____ Цвятков Артем Андрійович _____
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Дослідження систем виявлення координат БПЛА в просторі, що охороняється

керівник проєкту (роботи) Малий Олександр Юрійович, к.т.н, доцент, завідувач каф.ІТЕЗ

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

затверджені наказом закладу вищої освіти від «23» квітня 2024 року № 162

2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 05 червня 2024

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) акустичні характеристики двигунів БПЛА

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Постановка проблеми виявлення БПЛА, Структурна схема запропонованої системи. Переваги та короткий огляд дії, Технічні засоби, що використовуються на станціях звукового спостереження, Вибір компонентів та технічних засобів для системи, Постановка проблеми алгоритмічного забезпечення, Структура алгоритмічного забезпечення, Розробка алгоритмів визначення координат БПЛА, Розробка програмного забезпечення

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

6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1	Олександр МАЛИЙ	03.04.24	
2	Олександр МАЛИЙ	17.04.24	
3	Олександр МАЛИЙ	07.05.24	
4	Олександр МАЛИЙ	21.05.24	
нормоконтроль	Ірина ПОСПЕЄВА	01.06.24	

7. Дата видачі завдання «19» лютого 2024 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Срок виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Постановка проблеми виявлення БПЛА	02.03.24	
2	Структурна схема запропонованої системи. Переваги та короткий огляд дії	11.03.24	
3	Вибір компонентів та технічних засобів для системи	22.03.24	
4	Постановка проблеми алгоритмічного забезпечення	02.04.24	
5	Структура алгоритмічного забезпечення	15.04.24	
6	Розробка алгоритмів визначення координат БПЛА	05.05.24	
7	Розробка програмного забезпечення	22.05.24	
8	Оформлення ПЗ та захист дипломного проєкту	01.06.24	

Студент(ка)

_____ **Артем ЦВЯТКОВ**
 (підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник проєкту (роботи)

_____ **Олександр МАЛИЙ**
 (підпис) (прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до магістерської роботи: 112 сторінок, 74 рисунків, 4 таблиці, 38 джерел.

БЕЗПЛОТНИЙ ЛІТАЛЬНИЙ АПАРАТ, МОНІТОРІНГ, МОДУЛЯТОР, ПІДСИЛЮВАЧ, ФІЛЬТР, АЛГОРИТМ, ПРОГРАМА

Мета роботи – розробка системи автоматичного виявлення безпілотних літальних апаратів на основі звукової інформації.

Об'єкт дослідження: технологія математичного аналізу акустичних сигналів для виявлення окремих типів літальних апаратів.

Предмет дослідження: методика визначення місцеположення БПЛА по акустичній картині роботи двигунів.

Робота пвячена вирішенню проблеми підвищення точності визначення координат БПЛА з використанням звукового моніторингу.

Удосконалений метод визначення координат БПЛА дозволяє значно скоротити час обчислення координат БПЛА.

Розглянуто рекомендації щодо впровадження та використання розроблених методів у складі програмно-апаратного комплексу звукового моніторингу.

ЗМІСТ

Реферат	4
Вступ	7
1 Огляд області розробки та постановка задач	8
1.1 Класифікація БПЛА та їх акустичні характеристики	8
1.2 Фізичні основи звукового моніторингу	15
1.2.1 Основи поширення звуку	15
1.2.2 Основи технічних засобів системи звукового виявлення	19
1.3 Постановка проблеми виявлення БПЛА.....	22
1.4 Класифікація засобів виявлення звукового контролю.....	23
1.5 Виявлення БПЛА засобами звукового моніторингу, огляд системи	28
2 Система виявлення звукового поля	34
2.1 Структурна схема запропонованої системи. Переваги та короткий огляд дії	34
2.2 Технічні засоби, що використовуються на станціях звукового спостереження	36
2.2.1 Огляд існуючих засобів акустичного дослідження.....	36
2.2.2 Огляд модуляторів сигналу	39
2.2.3 Огляд підсилювачів	41
2.2.4 Огляд фільтрів перешкод	43
2.3 Вибір компонентів та технічних засобів для системи	47
2.3.1 Вибір антен і мікрофонів	47
2.3.2 Вибір підсилювачів	50
2.3.3 Вибір фільтрів перешкод	53

2.3.4 Вибір пристрою захисту від перенапруг	56
3 Розробка алгоритмічного забезпечення.....	61
3.1 Постановка проблеми алгоритмічного забезпечення	61
3.2 Структура алгоритмічного забезпечення	61
3.2.1 Алгоритмічна реалізація методів підвищення точності визначення координат БПЛА	61
3.2.2 Прийняття рішень при ідентифікації БПЛА за параметрами утворених ними випромінювань	66
3.3 Розробка алгоритмів визначення координат БПЛА в DRS та їх аналіз	80
3.3.1 Розробка методу визначення координат БПЛА в диференціально-дальномірній системі на основі модифікованого методу Ньютона	80
3.3.2 Аналіз нелінійної задачі диференціального та дальнього вимірювання координат за допомогою функцій параметричної чутливості	88
3.3.3 Розробка методу визначення координат БПЛА в системі TDOA на основі критерію мінімуму зваженої суми квадратів помилок та його аналіз	95
4. Розробка програмного забезпечення	101
4.1 Структура пропонованого програмного забезпечення	101
4.2 Інтерфейс програми	102
4.3 Створення робочого макета одного з вузлів содарної станції.....	106
4.3.1 Огляд ультразвукового далекоміра HC-SR04	106
4.3.2 Схема компонування та програмне забезпечення.....	107
Висновки	111
Перелік джерел посилання	112
Додаток А – Презентація	117

ВСТУП

Мета роботи – розробка системи автоматичного виявлення безпілотних літальних апаратів на основі звукової інформації.

Поява безпілотних літальних апаратів з менш шумними двигунами значно знизилася якість їх виявлення та обробки сигналів, що змусило розробників шукати нові шляхи та засоби підвищення точності виявлення та повного опору окремих апаратів і груп ППО.

У свою чергу, пасивні засоби звукового контролю мають істотну перевагу перед активними засобами, що полягає в основному в прихованій роботі їх роботи. Проте точні характеристики визначення координат пасивних систем сакарального розташування значно поступаються аналогічним характеристикам активних систем.

Зважаючи на досить високі похибки (10% і вище) вимірювань координат БПЛА, проблема підвищення точності їх роботи залишається актуальною для систем пасивного звукового контролю.

У дипломній роботі розглянуто сенсорні методи та алгоритми підвищення точності визначення координат БПЛА на основі модифікованого методу Ньютона. Метод Ньютона вивчався з метою скорочення часу обчислення координат. Встановлено, що для отримання достатньої точності визначення координат матриця Якобі повинна бути розрахована на перших трьох кроках ітерації. Проведено дослідження параметричної чутливості різницево-далекомірного методу та встановлено, що відносна похибка визначення часу затримки приходу сигналу повинна бути в межах 5%, тільки тоді можлива коректна ідентифікація координат. Крім того, досліджено екстремальну постановку задачі різницево-далекомірного методу на основі методу мінімізації квадратичної функції, що дозволяє врахувати відносну похибку визначення часу затримки надходження сигналу на кожному з станції окремо шляхом введення вагового коефіцієнта.

1 ОГЛЯД ОБЛАСТІ РОЗРОБКИ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ

1.1 Класифікація БПЛА та їх акустичні характеристики

Коефіцієнти звукового випромінювання різних джерел використовуються в класичних підходах авіаційної акустики для розрахунку виявлення рівня шуму БПЛА на місцевості, а також для прогнозу меж чутності виявлення БПЛА з віномоторною силовою установкою. У той же час підвищення точності прогнозу вимагає більш детального вивчення акустичних характеристик окремих компонентів випромінювання щодо впливу режиму роботи та конструктивних особливостей електростанцій.

Пропелерний двигун в процесі своєї роботи генерує акустичне випромінювання, яке поширюється в навколишнє середовище через канали всмоктування і вихлопу, а також через стінки циліндрів (структурний шум). У зв'язку з цим, в камері глушіння було проведено дослідження акустичних характеристик БПЛА PTERO-G0, розробленого компанією AFM-Servers (рис. 1.1, 1.2).



Рисунок 1.1 – БПЛА PTERO-GQ



Рисунок 1.2 – БПЛА PTERO-GQ

Розподіл акустичних полів повітряного гвинта і поршневого двигуна здійснено на основі аналізу вузькосмугових діапазонів рівнів звукового тиску. Необхідно було, щоб сумарне випромінювання поршневого двигуна визначалося випромінюванням на частотах, кратних частоті слідування спалахів у циліндрах двигуна.

Стандартний вузькосмуговий діапазон рівнів звукового тиску, отриманий при вимірюванні акустичних характеристик малогабаритного БПЛА в заглушеній камері, представлений на рис. 1.3

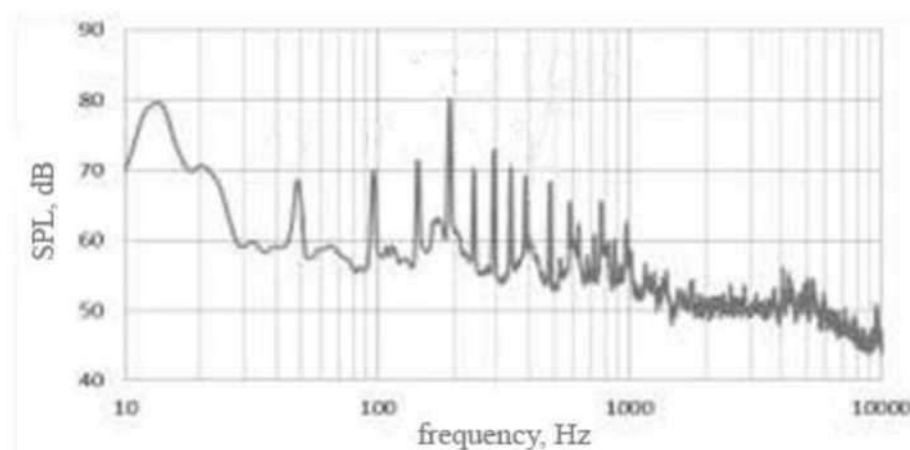


Рисунок 1.3 – Стандартний діапазон акустичного випромінювання двигуна БПЛА з шириною смуг 2 Гц (швидкість обертання колінчастого вала 5400 об/хв, на відстані 2 метри)

Для більш ретельного аналізу акустичних характеристик гармонік поршневого двигуна БПЛА нижче будуть наведені його характеристики в більш вузькосмуговому діапазоні.

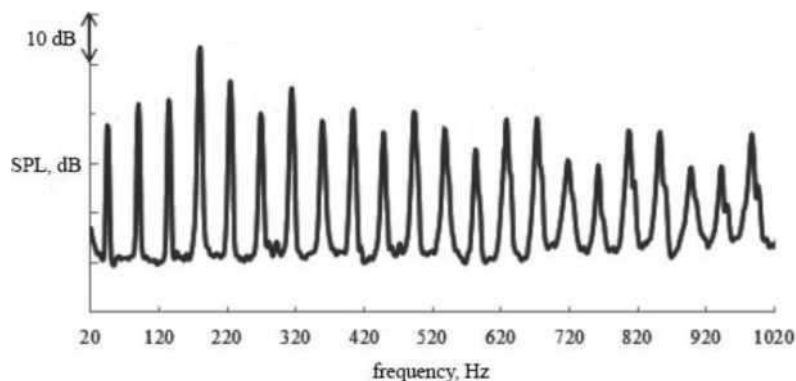


Рисунок 1.4 – Вузькосмуговий діапазон рівнів звукового тиску в діапазоні частот 20-1020 Гц з шириною смуги 2 Гц, частота обертання колінчастого вала двигуна н.в. (колінчастого вала двигуна) = 5400 об/хв, $R = 2$ м, статичні умови

Залежність акустичної потужності обертання повітряного гвинта від ефективної потужності БПЛА можна отримати на основі напівемпіричної моделі шуму гвинта, згідно з якою, потужність шуму обертання описується формулою:

$$W = \frac{C_1 p (\bar{r}_e)^3}{S_0^3} \times \left(\alpha^2 + \frac{\beta^2}{(2\pi \bar{r}_e)^2} \right) \times \frac{M_r^2}{K_b^3 b_e} \times n^6 d^8 \quad (1.1)$$

де n – оберти гвинта;

α, β – коефіцієнти тяги та потужності шнека,

$d, K_b, \bar{r}_e, b_e$ – діаметр шнека, число лопатей, відносний радіус ефективного перерізу лопаті та хорда лопаті в ефективному перерізі,

M_r – максимальне число кругової швидкості,

p – густина повітря,

S_0 – акустична швидкість,

C_1 – коефіцієнт пропорційності.

Електродвигун під час роботи здатний генерувати акустичні випромінювання, менш чутні системами пасивного звукового моніторингу, через малу кількість рухомих частин.

У зв'язку з цим акустичне випромінювання квадрокоптера DJI Phantom 2 та а досліджується моноплан Skywalker Falcon 1340 mm EPO Flying Wing (рис. 1.5, 1.6).



Рисунок 1.5 – Skywalker Falcon 1340 mm



Рисунок 1.6 – EPO Flying Wing



Рисунок 1.7 – Квадрокоптер DJI Phantom 2

Акустичні вимірювання для квадрокоптера проводилися в режимах підйому над акустичною антеною, загороджень на висоті 50 м і подальшої посадки. На рис. 1.8 тимчасова реалізація запису звукового сигналу квадрокоптера тривалістю 20 мс на етапі загородження, а на рис. 1.9 - показана оцінена автокорельована функція (ACF) для цієї реалізації.

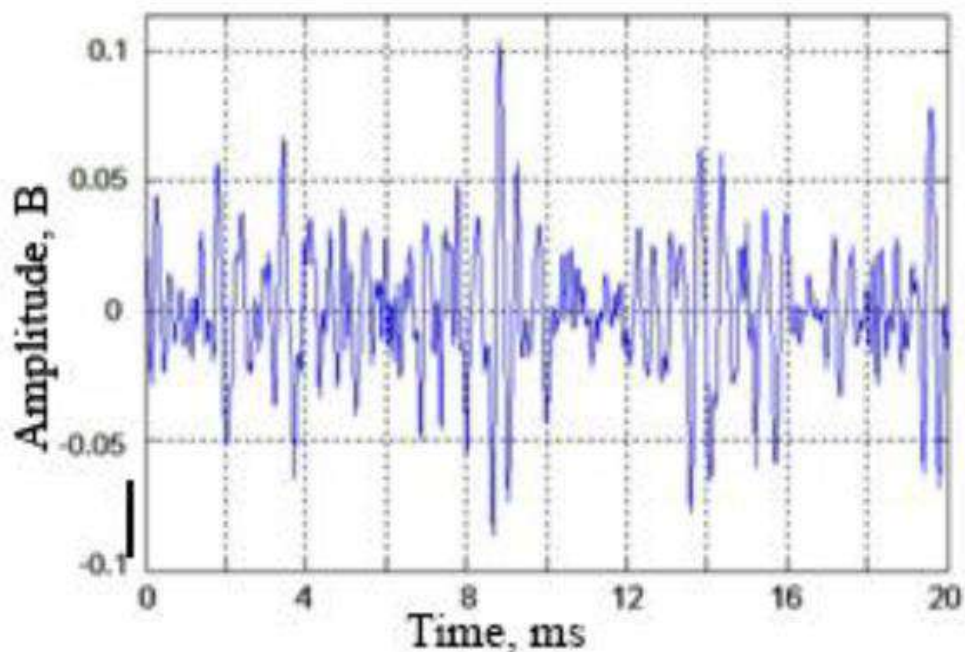


Рисунок 1.8 – Часова реалізація запису звукового сигналу квадрокоптера тривалістю 20 мс

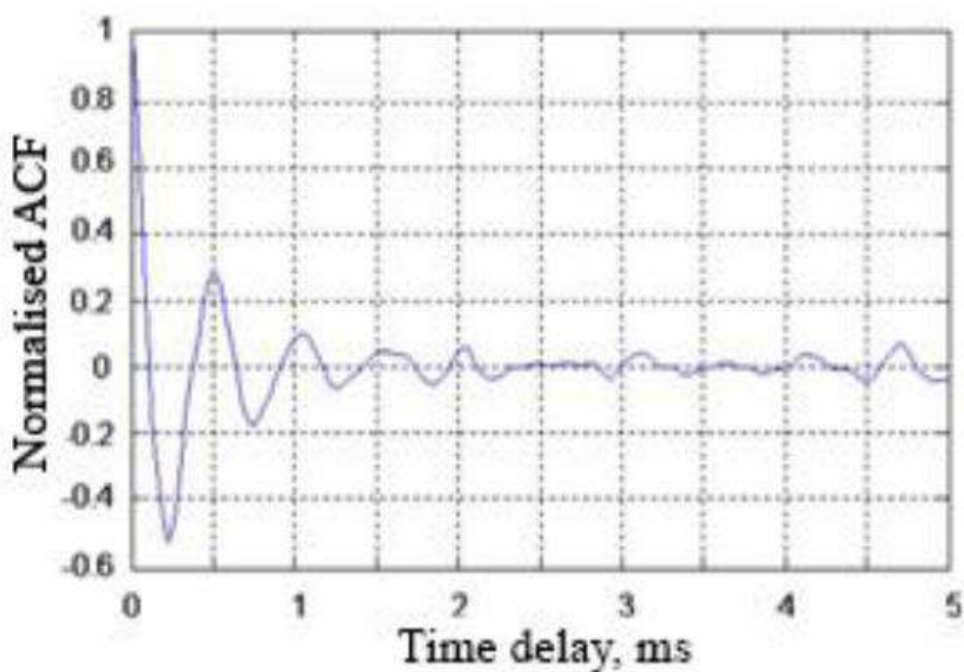


Рисунок 1.9 – Автокорельована функція (ACF) запису звукового сигналу квадрокоптера тривалістю 20 мс

На рис. 1.10 показаний амплітудний спектр звукового сигналу квадрокоптера DJI Phantom 2. Діапазон сигналу містить широкосмугову шумову складову (явно виражений плоский максимум) і багатокомпонентну гармонійну структуру. Аналіз

великої кількості реалізацій показує, що обов'язково зустрічаються гармоніки з частотами до 10 кГц. Амплітуди та фази гармонік випадкові та за відсутності руху квадрокоптера. Це пояснюється деякою відмінністю режимів роботи двигунів під час компенсації автоматикою БПЛА впливу вітру.

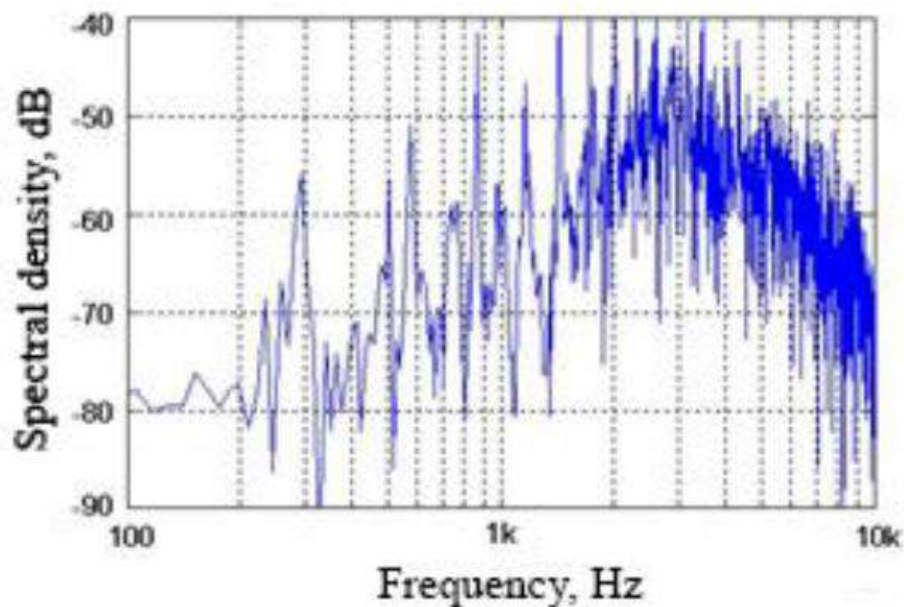


Рисунок 1.10 – Амплітудний спектр звукового сигналу квадрокоптера DJI Phantom 2

Вимірювання для моноплана проводилися в режимі польоту над акустичною антеною на висоті близько 20 м. На рис. 1.11 наведена часова реалізація запису звукового сигналу моноплана, а на рис. 1.12 - показана його номінальна ACF.

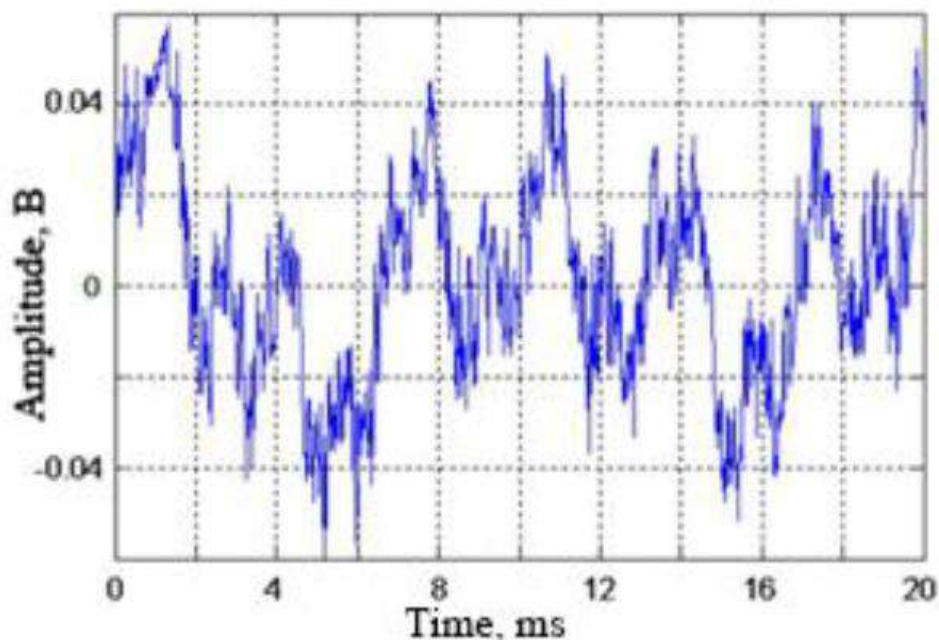


Рисунок 1.11 – Часова реалізація запису звукового сигналу літака Skywalker Falcon 1340 mm та моноплана EPO Flying Wing

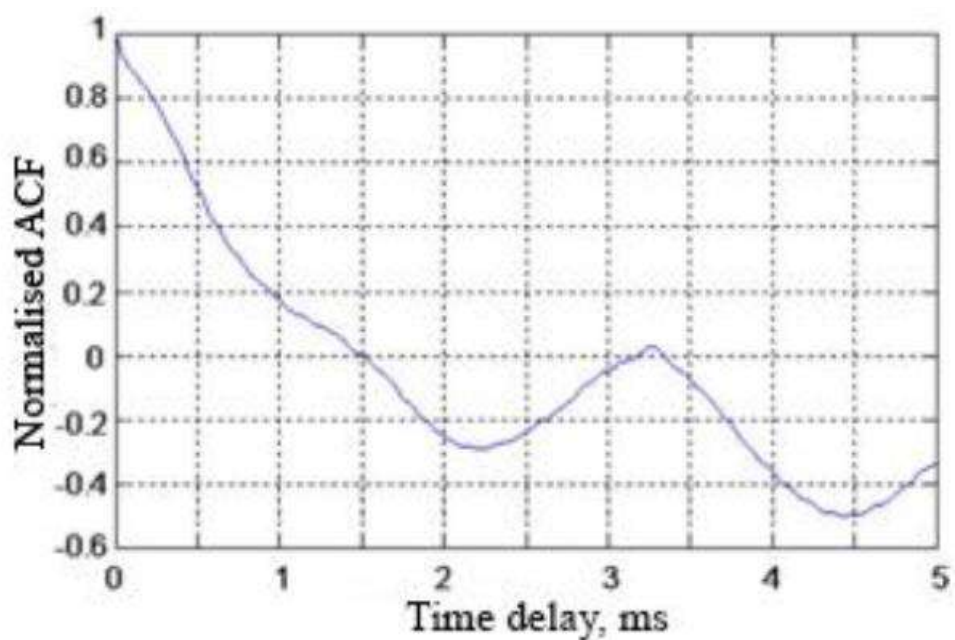


Рисунок 1.12 – Часова реалізація запису звукового сигналу літака Skywalker Falcon 1340 mm та моноплана EPO Flying Wing з номінальною ACF.

У цьому записі, на відміну від записів звукового сигналу квадрокоптера, помітна низькочастотна складова на частотах до 200 - 250 Гц. Виникнення цієї складової обумовлено «вдуванням» вітру в мікрофон вимірювальної установки. Це

демонструє необхідність застосування спеціального лобового екрану мікрофона та низькочастотної фільтрації при створенні систем виявлення БПЛА.

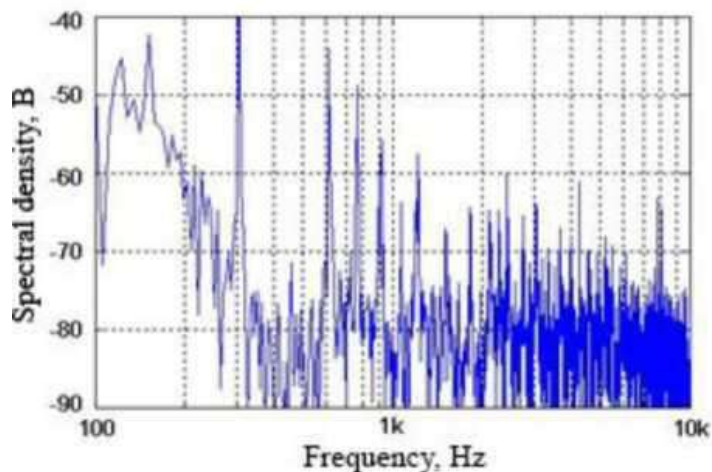


Рисунок 1.13 – Амплітудний спектр звукового сигналу Skywalker Falcon 1340 mm і EPO Flying

Діапазон звукового сигналу моноплана (рис. 1.13) також містить велику кількість гармонік до частот 8 - 10 кГц. Лінії спектру, на відміну від квадрокоптера, вузькі, що пояснюється наявністю одного двигуна в установці. Співвідношення між амплітудами гармонік менш мінливе в часі, ніж у випадку квадрокоптера, а зміна частоти обумовлена спільною дією двох факторів - ефекту Доплера і зміни режиму двигуна.

1.2 Фізичні основи звукового моніторингу

1.2.1 Основи поширення звуку

При подальшому розв'язанні задачі визначення координат БПЛА, що включає аналіз технічних засобів, вибір необхідного місця розташування та загальну компоновку всієї системи багатопозиційного комплексу звукопостереження, спочатку важливо проаналізувати та відзначити закономірний вплив різноманітних природних умов на характер поширення та розсіювання звуку.

Загальна формула для обчислення звуку така

$$C = \sqrt{\frac{1}{\beta \rho}}. \quad (1.2)$$

Якщо торкнутися приватних змінних, то ця формула набуває аналогічного вигляду

$$C = \sqrt{-v^2 \left(\frac{\partial p}{\partial v}\right)_s} - \sqrt{-v^2 \frac{c_p}{c_v} \left(\frac{\partial p}{\partial v}\right)_T} \quad (1.3)$$

де β – адіабатична пружність середовища;

ρ – щільність;

C_p - ізобарна теплоємність;

C_v - ізохорна теплоємність;

p, v, T - тиск, питомий об'єм і температура,

s - ентропія середовища.

Акустичні коливання проходять середовище як послідовність адіабатичного розрідження і стиснення. При адіабатичному стисненні газу частина енергії стиснення переходить в енергію внутрішньомолекулярних рухів, при адіабатичному розрідженні повертається. Якщо час, необхідний для виконання розрідження і стиснення, дорівнює часу, необхідному для встановлення теплової рівноваги (релаксації), то відома частка звукової енергії, перетворюючись у внутрішню енергію молекул у процесі стиснення, не встигає перетворюючись на зовнішню енергію після розширення. У цьому випадку відбудеться найбільш значне поглинання звуку молекулами газу.

Енергія, витрачена на стиснення, перетворюється переважно в поступальну енергію молекул, що рухаються паралельно напрямку стиснення. Певна частина поступальної енергії потім переходить в енергію обертання і коливань атомів у молекулах, але також може витрачатися на перехід атомних і молекулярних електронів на вищі енергетичні рівні.

У сухому, чистому і нерухомому повітрі поглинання акустичних коливань має найменше значення і здійснюється молекулами кисню. У вологому повітрі поглинання збільшується, але залишається меншим, ніж у турбулентному потоці повітря. Звукопоглинання у вологому повітрі відбувається за рахунок взаємодії молекул кисню і водяної пари. Частина звукової енергії при непружних зіткненнях молекул переходить в енергію коливань атомів у молекулах. Для всіх частот зі збільшенням відносної вологості повітря поглинання звуку спочатку зростає, при вологості 10...20% досягає максимуму і при подальшому підвищенні вологості монотонно зменшується.

Зміна температури повітря і швидкості вітру з висотою створює атмосферу з неоднорідним середовищем зі змінною швидкістю звуку. Це призводить до спотворення (заломлення) звукових променів. Оскільки швидкість поширення звуку залежить від температури, то в різних шарах атмосфери, температура шарів яких різна, звук матиме різну швидкість. У середовищі зі змінним показником заломлення звукові хвилі будуть поширюватися вздовж кривих ліній. При цьому, як показали численні досліді, пучок завжди зігнутий так, що відстань від точки до точки хвиля проходить за найкоротший час. Іншими словами, хвиля, що поширюється в неоднорідному середовищі, змінює напрям, щоб подовжити вашу подорож у середовищі з швидшим розповсюдженням і зменшити його в шарах, де швидкість розповсюдження нижча.

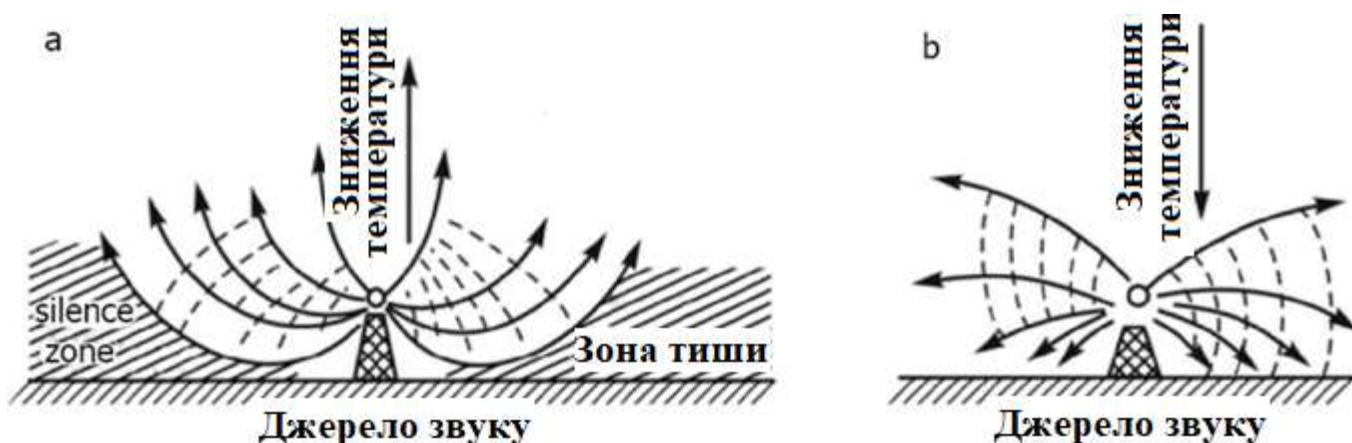


Рисунок 1.14 – Звукова поведінка при зниженні температури

Якщо температура з висотою падає, що зазвичай буває вдень, то звукові пучки вигинаються вгору (рис. 1.14, а). В результаті на деякій невеликій відстані від джерела звук перестає бути чутним. Якщо температура зростає з висотою (температурна інверсія), то звукові промені нахиляються вниз (рис. 1.14, б) і звук досягає більш віддалених точок земної поверхні. Це пояснює часто спостережуваний факт, що вночі звук чути на більшій відстані, ніж вдень. При великій температурній інверсії звукові промені, випробувавши значне заломлення, повертаються до поверхні землі, відбиваються від неї і знову піднімаються вгору (рис. 1.15). Таких відображень може бути кілька, звукова енергія в цьому випадку зосереджена в якомусь шарі, який грає роль звукового каналу.

Дальність розповсюдження в таких умовах значно збільшується. Це особливо помітно в тиху ніч над річкою, завдяки слабкому поглинанню поверхнею звукових хвиль води.

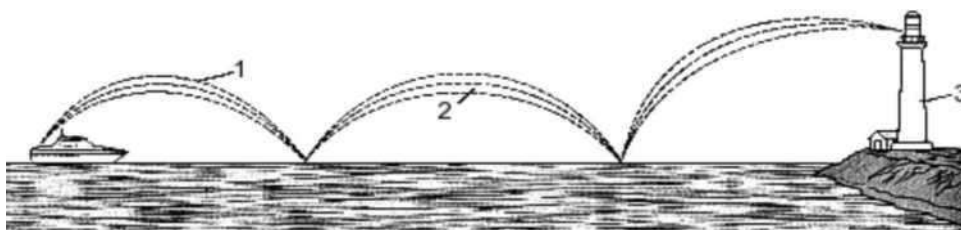


Рисунок 1.15 – Поведінка звуку на воді

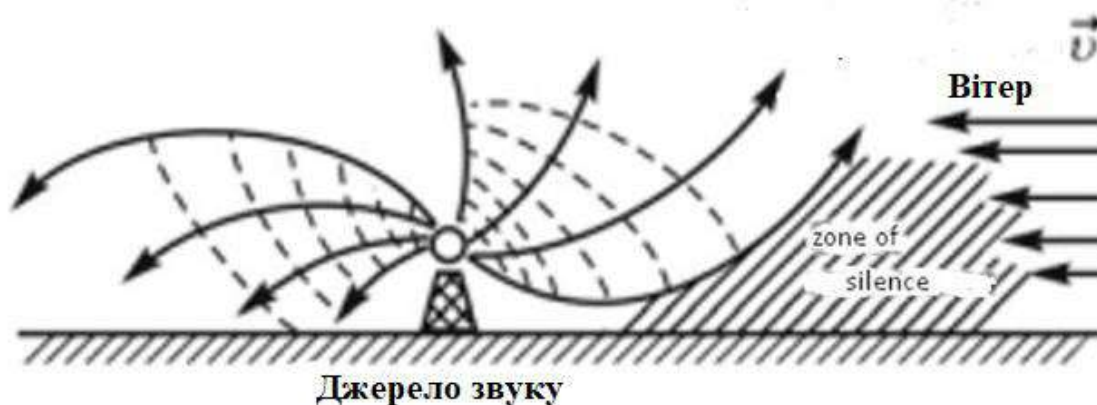


Рисунок 1.16 – Поведінка звуку залежно від напрямку та швидкості вітру

Якщо температура повітря з висотою змінюється незначно і немає вітру, то звук від джерела поширюється, не зазнаючи помітного заломлення. За наявності вітру його швидкість і швидкість звукової хвилі складаються. Різний характер викривлення звукових променів у цьому випадку (Рисунок 1.16) пояснює те, що за вітру звук чути далі, ніж проти вітру.

1.2.2 Основи технічних засобів системи звукового виявлення

Зазвичай використовуються три типи спрямованих мікрофонів: параболічні (рефлекторні), трубчасті (перешкоди) і плоскі мікрофонні масиви.

Параболічний мікрофон (рис. 1.17) має параболічний відбивач, який фокусується на мікрофонному кріпленні з всенаправленою або однонаправленою орієнтаційною характеристикою. Ці мікрофони іноді називають рефлекторними мікрофонами.

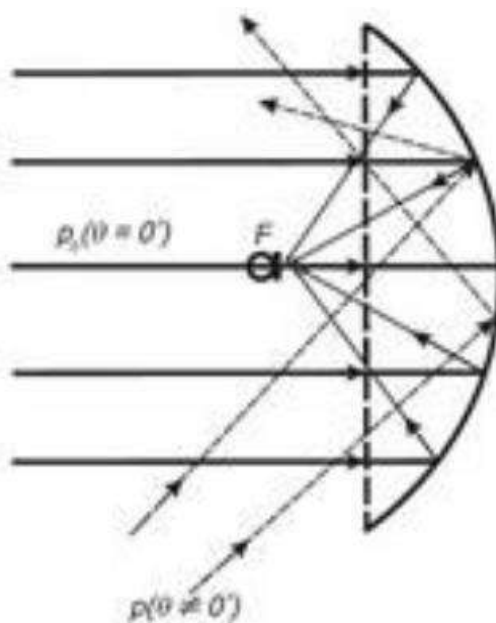


Рисунок 1.17 – Схема параболічного спрямованого мікрофона

Звукові хвилі, що йдуть від осевого напрямку параболі, відбиваються від рефлектора і завдяки властивостям параболі після відбиття зосереджена у фазі у своєму фокусі, де розташоване тіло діафрагми. Звукові хвилі, що надходять під кутом до осі параболі, розсіюють рефлектор, не потрапляючи на мікрофон. У системі HN-

reflex він сильно залежить від частоти і змінюється від майже несфокусованого на низьких частотах (з діаметром рефлектора менше довжини акустичної хвилі) до вузької частки на високих частотах. АЧХ таких мікрофонів збільшилася до високих частот з крутизною близько 6 дБ на октаву, що зазвичай компенсується або електронним методом (наприклад, еквайзером), або спеціальною конструкцією ковпачка.

Діаграма спрямованості мікрофона 10°, коефіцієнт посилення 70 дБ, що забезпечує перехоплення розмови на відкритому повітрі при низьких рівнях шуму до 100 м. Діапазон частот мікрофона від 100 до 14000 Гц. Якість спрямованого мікрофона оцінюється призовим коефіцієнтом у відношенні «перешкода сигналу» за рахунок просторової селекції K_{pm} , дБ.

Для параболічного мікрофона K_{pm} заданий коефіцієнт, дБ, розраховується за формулою:

$$K_{pm} \sim 10 \lg(1.2 \times 10^{-4} \times S_{refl} \times f^2) \quad (1.4)$$

де S_{refl} - площа рефлектора мікрофона, кв.м;

f - частота сигналу, Гц.

Як видно з формули (1.4), чим більше площа рефлектора, тим більше значення коефіцієнта K_{pm} .

Тому дальність перехоплення розмови багато в чому залежить від діаметра рефлектора. Наприклад, для тих же умов при діаметрі відбивача 60 см (мікрофон РКІ 2915) дальність перехоплення становить 100 м, а при діаметрі 85 см (мікрофон РКІ 2920) - 150 м.

Мікрофони «біжучої хвилі» (інтерференційні), часто звані трубчастими мікрофонами, складаються з трубки з отворами або вирізами, на тильній стороні якої знаходиться ненаправлене або однонаправлене тіло діафрагми (рис. 1.18).

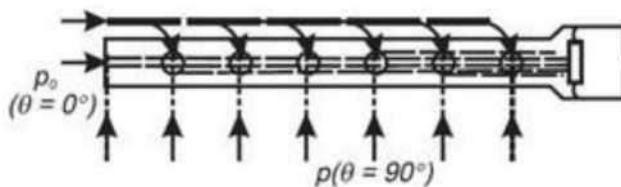


Рисунок 1.18 – Схема трубчастого (інтерференційного) мікрофона

Отвори (вирізи) в трубці закривають тканиною або пористим матеріалом, акустичний опір якого збільшується при наближенні до ковпачка. Погіршення НН досягається за рахунок інтерференції часткових звукових хвиль, що проходять через отвори труб. Коли фронт звуку рухається паралельно осі трубки, усі часткові хвилі входять у рухомий елемент одночасно, у фазі. При поширенні звуку під кутом до осі ці хвилі досягають кришки з різною затримкою, яка визначається відстанню від відповідного отвору до кришки, при цьому відбувається часткова або повна компенсація тиску, діючи на рухомий елемент. Помітне погіршення ХН в таких мікрофонах починається з частоти, коли довжина трубки становить більше половини довжини акустичної хвилі. У міру виникнення частота ХН ще більше зростає. Тому навіть при значній довжині таких мікрофонів, яка може досягати метра і навіть більше, НН на частотах нижче 150 - 200 Гц визначається тільки обмеженням і зазвичай близька до кардіоїдних або суперкардіоїдних.

Трубчасті спрямовані мікрофони в порівнянні з параболічними більш компактні також використовуються, як правило, у випадках, коли необхідно забезпечити резерв прослуховування розмови. За допомогою таких мікрофонів розслідування можна проводити як з машини, так і з вікна будинку навпроти.

Для трубчастого мікрофона коефіцієнт виграшу у відношенні «перешкода сигналу» через просторову селекцію K_{tm} , дБ, розраховується за формулою:

$$K_{pm} \gg 10 \lg(6.1 \times 10^{-3} \times l \times f) \quad (1.5)$$

де l - довжина труби, м.

Надзвичайний максимальний діапазон трубчастих мікрофонів трохи менший, ніж у параболічного. Але в місті їх можливості майже однакові.

Так звані «плоскі» спрямовані мікрофони з'явилися недавно і являють собою акустичну мікрофонну решітку, яка включає в себе кілька десятків кришок мікрофонів. Плоскі мікрофонні решітки також доступні в камуфляжі. Найчастіше їх маскують під чохол, жилет або ремінь.

Максимальна дальність дії спрямованих мікрофонів в місті не перевищує 100 - 150 м, в умовах низького рівня шуму дальність розвідки може досягати 500 м і більше.

1.3 Постановка проблеми виявлення БПЛА

З введенням в експлуатацію, а також розробки новітніх БПЛА, з більш тихими двигунами внутрішнього згорання, а також більш досконалыми електродвигунами нового покоління, актуальною є проблема пошуку нових методів підвищення точності визначення пасивних засобів звукового контролю БПЛА. на основі технічних і алгоритмічних інновацій

У роботі розглянуто основні концепції створення та особливості використання сучасних пасивних систем звукового моніторингу, проведено їх класифікацію, виходячи з принципів обробки інформаційного сигналу.

Проаналізовано основні методи визначення координат в активній і пасивній системах звукового моніторингу. Розглянуто технічні методи, метою яких є усунення проблем існуючих типів систем. Зроблено висновки про перспективи розвитку систем содар-трекінгу в цілому.

Розглянуто технічні особливості багатопозиційних пасивних комплексів, висотоміра та трикоординатної активної содарної станції, особливості їх використання.

На основі результатів аналізу уточнюються проблеми дослідження, формуються вимоги до розроблених способів підвищення точності визначення координат БПЛА комплексними комплексами звукового моніторингу.

1.4 Класифікація засобів виявлення звукового контролю

Поява безпілотних літальних апаратів з менш шумними двигунами значно знизилася якість їх виявлення та обробки сигналу, змусивши розробників шукати нові шляхи та засоби підвищення точності визначення та завадостійкості окремих засобів і груп ППО.

Перша в історії спроба бойового використання пасивних систем виявлення звелася до використання пеленгації каналів радіолокаційної станції з подальшим поєднанням інформації від різних радіолокаційних станцій на точці обробки. Метод отримав назву тріангуляції. Ідея тріангуляції досить проста: на випромінюючий об'єкт з різних точок простору визначається напрямок, а потім за відомими кутами і відстанями між содарними станціями визначається дальність до об'єкта (рис. 1.19).

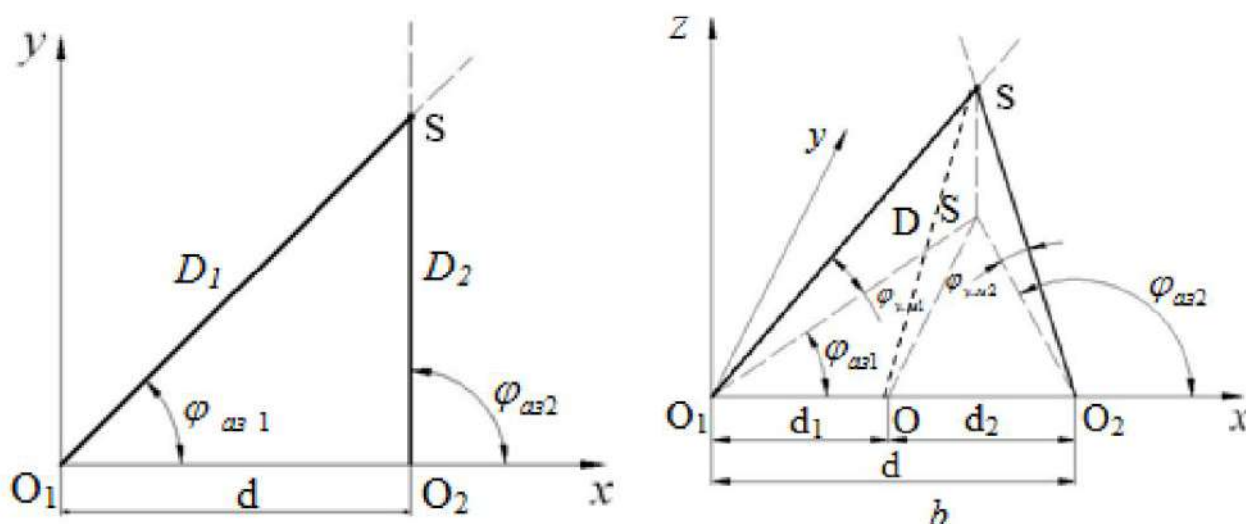


Рисунок 1.19 – Тріангуляційний метод позиціонування БПЛА на площині (а), в космосі (б)

Якщо БПЛА розташований у горизонтальній або вертикальній площині, то для визначення його місця розташування достатньо виміряти два азимутальні кути: $\varphi_{аз1}$ і $\varphi_{аз2}$ або два кути місця: $\varphi_{ум1}$ і $\varphi_{ум2}$. Розташування джерела випромінювань визначається за а точка перетину O_1S і O_2S (дві лінії положення).

Для визначення місця розташування джерела в просторі вимірюють пеленгові кути $\varphi_{аз1}$ і $\varphi_{аз2}$ у двох проведених точках O_1 і O_2 і розміщують кут в одній із цих точок

або, навпаки, розміщують кути φ_{yM1} і φ_{yM2} двох точок прийому і опорний кут в одному з них (рис. 1.19, б).

За виміряними кутами пеленгації простими розрахунками, використовуючи теорему синусів, можна визначити дальності від точок прийому до БПЛА на літаку:

$$D_1 = \frac{d \sin(180 - \varphi_{\alpha 32})}{\sin(\varphi_{\alpha 32} - \varphi_{\alpha 31})} \quad (1.6)$$

$$D_2 = \frac{d \sin \varphi_{\alpha 31}}{\sin(\varphi_{\alpha 32} - \varphi_{\alpha 31})} \quad (1.7)$$

і в космосі

$$D = \frac{d}{\cos \varphi_{yM1} (\cos \varphi_{\alpha 31} - \sin \varphi_{\alpha 31} \operatorname{ctg} \varphi_{\alpha 32})} \quad (1.8)$$

Перевага триангуляційного методу полягає в простоті його технічної реалізації, тому він широко застосовується.

Істотним недоліком методу є наявність помилкового виявлення неіснуючих джерел при великій кількості випромінюючих об'єктів у зоні дії пеленгатора. Як видно з креслення, поряд з визначенням координат трьох справжніх джерел S_1 , S_2 , S_3 - виявлено також шість помилкових: FS_1 , FS_2 , ..., FS_6 .

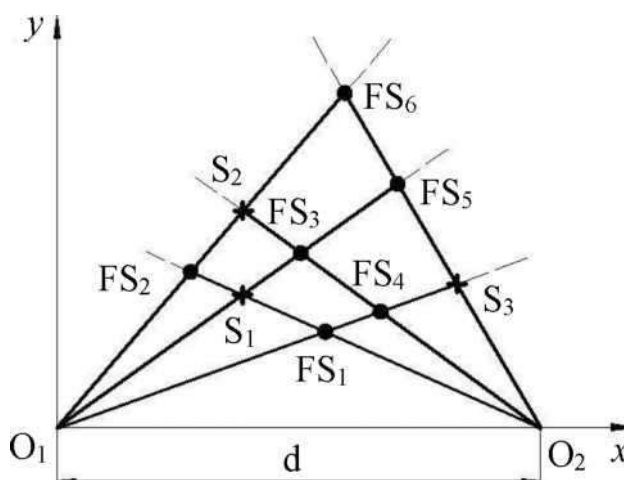


Рисунок 1.20 – Помилкове виявлення при використанні триангуляційного методу

Використовуються штатні содарні станції, лінії зв'язку та пункт переробки. Однак недоліки триангуляційного методу стали майже непереборною перешкодою на шляху його бойового застосування. Причин у цих недоліків дві: низька точність вимірювання координат і наявність великої кількості помилкових перетинів при пеленгації кількох випромінюючих цілей.

Точність пеленгації визначається кутом променя содарної станції, віднесеним до співвідношення «шум сигналу» і для існуючих содарних станцій досягає значення 0,25 - 0,5 градуса. Таке значення похибки пеленгації призводить до неприпустимих похибок розрахунку дальності триангуляційним методом. По суті і те, що триангуляційний метод працює на безперервному випромінюванні. Крім того, пеленгаційний канал содарної станції може орієнтуватися тільки в діапазоні частот станції - поза цим діапазоном випромінювання не фіксується. А в результаті перевідбиттів від місцевих об'єктів нижня межа виявлення в залежності від довжини бази (відстані між пеленгаторами) досягає 200 - 4000 м.

Незважаючи на те, що трикутні алгоритми реалізовувалися і на командних пунктах звуковотехнічних військ, вони працювали на окремі цілі лише на відстані між пеленгаторами близько 120 - 200 км і практично не використовувалися на практиці через принципову неможливість забезпечити точність і дозвіл, достатній для наведення на активні зенітні засоби. Але інтерес до пасивних локаційних систем був досить високим і недоліки триангуляційного методу призвели до пошуку різних способів виявлення та вимірювання координат випромінюючих об'єктів.

Найбільшого поширення набув диференційно-дальностний метод, заснований на вимірюванні різниці ходу сигналів до позицій прийому. Цей метод дозволяє працювати як на імпульсних, так і на безперервних сигналах, у тому числі на шумових і шумоподібних. Це особливо ефективно у випадках, коли для обчислення різниці курсу (див. нижче) застосовується базова і кореляційна обробка, при якій тип прийнятих сигналів не має значення.

Принципова відмінність диференціального і далекомірного методу від триангуляції полягає в гомодинному прийомі сигналів від джерела випромінювання на рознесених позиціях. Визначення координат джерела здійснюється за різницею

приходу сигналів на кожен з позицій, а різницю приходу сигналу до однієї позиції відносно іншої визначають із забезпечення максимуму взаємної кореляційної функції сигналів від цих положень або різниці надходження імпульсу до місць приймання (рис. 1.21).

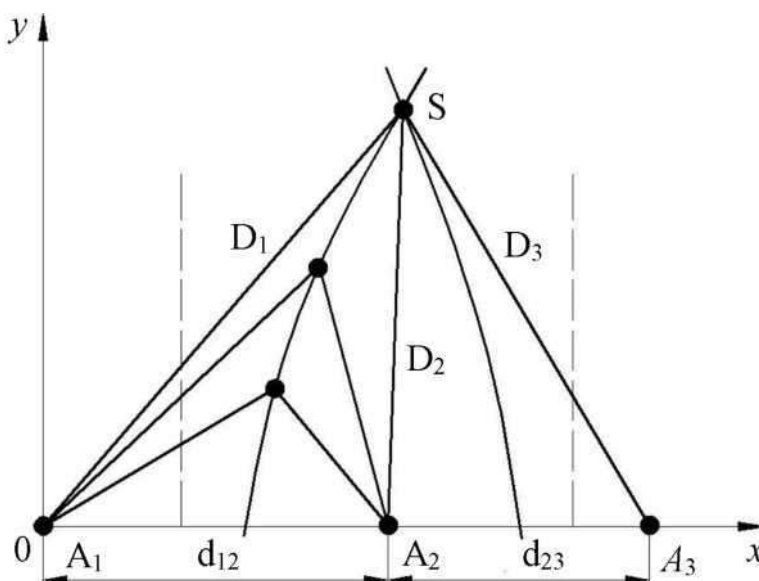


Рисунок 1.21 – Диференційно-далекобійний спосіб позиціонування БПЛА

Для знаходження координат БПЛА необхідно мати в просторі три точки спостереження (прийому): A_1 , A_2 , A_3 , що належать різним базам A_1A_2 і A_2A_3 . Фокуси гіпербол збігаються з точками спостереження. Різниці відстаней $d_{12} = D_1 - D_2$ і $d_{23} = D_2 - D_3$ є параметрами гіпербол, в яких здійснюється їх побудова. Просторове положення БПЛА визначається трьома різницями дальностей, виміряними в трьох-чотирьох місцях прийому. Місце розташування джерела - точка перетину трьох гіперболоїдів обертання. Точність позиціонування БПЛА цим методом досить висока, похибки становлять близько десятків метрів. Розглянутий метод застосовується в пасивних імпульсних (тимчасових) і кореляційних і базових системах визначення місця розташування БПЛА.

При використанні пасивних диференціальних і дальномерних систем виявлення фальшивих неіснуючих БПЛА також можливо, коли джерело випромінює періодичні сигнали з малим періодом слідування (з малою пористістю). На інтервалі часу, що дорівнює різниці часу поширення сигналу від джерела до приймача, укладається кілька періодів випромінюваних сигналів.

В результаті система вимірює велику кількість різниць діапазонів і визначає відповідно велику кількість гіперболічних поверхонь. Багато з них є помилковими.

Усунути подібну неоднозначність можна розділенням джерел за кутовими координатами, тобто сумісним використанням диференційно-ранжировочного і триангуляційного методів.

Поряд з розносом і дальномірністю в системах пасивної содар-локації застосовуються гоніометричний і диференційно-дальномірний метод визначення місця розташування БПЛА, який передбачає вимірювання різниці дальностей від БПЛА до двох переносних пунктів збору та вимірювання напрямку на випромінювання. джерело в одному з цих пунктів також широко використовується.

Для визначення координат джерела на площині достатньо виміряти азимут β і різницю дальностей $\Delta D = D_1 - D_2$ від джерела до точок прийому. Розташування джерела визначається точкою перетину гіперболи і прямої. Для визначення місця розташування джерела в просторі необхідно додатково знайти в одній з точок прийому кут місця БПЛА. місцем розташування джерела є точка перетину двох площин і поверхня гіперболоїда обертання.

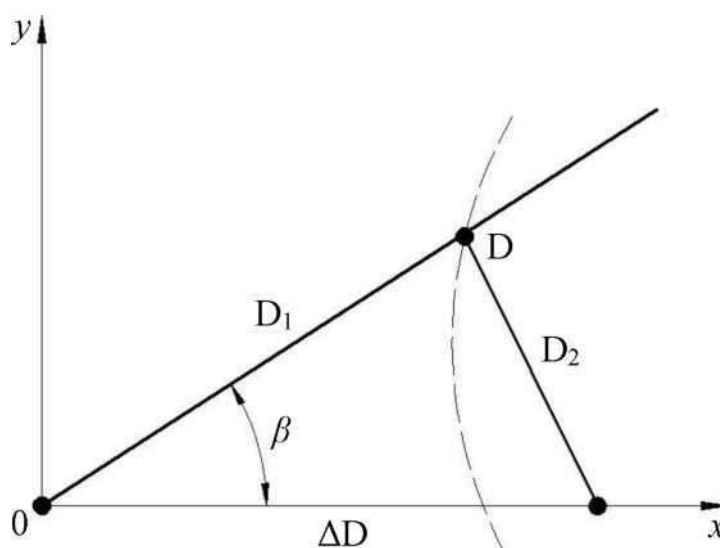


Рисунок 1.22 – Гоніометричний і диференціально-дальмовий метод

Слід зазначити, що названий базовий і кореляційний метод дозволяє отримати точність вимірювання кутів у кілька кутових хвилин – результат, недосяжний для

триангуляційних систем і активних содарних станцій. Похибка визначення кутових даних при такому методі визначається відношенням похибки вимірювання різниці ходу сигналів до довжини бази. Похибка вимірювання різниці ходу визначається відношенням інтервалу кореляції сигналу (значення, зворотна смуга частот обробленого сигналу) до порогового відношення сигнал/шум, можливості зміни якого досить обмежені. Реально похибка вимірювання різниці курсу становить близько 5 - 10 м. Але довжина бази може цілком змінюватися і якою б вона не була, велику точність забезпечить той метод. Так, наприклад, довжина бази 30 км забезпечує точність 0,6 - 1,2 кутових хвилин.

1.5 Виявлення БПЛА засобами звукового моніторингу, огляд системи

Використання станції, що працює тільки за імпульсними сигналами, як засобу цілевказівки істотно звужує можливості систем супроводу содарів. Наприклад, режисери активних шумів залишаються невидимими. Розпізнавання сигналів, реалізоване для простих імпульсів, стає складним у спробах працювати з більш сукупними сигналами. Крім того, вже встановлена тенденція використання в бортових содарних станціях безперервних і квазібезперервних сигналів, що обіцяє зробити метод, заснований на вимірюванні затримок надходження імпульсів, абсолютно марним для цілей оборони. Тому в содар-трекінгових системах використання імпульсного каналу буде дуже коротким, а перспектива розвитку за основним і кореляційним методом виявлення, який не залежить від модуляції прийнятих сигналів і є потенційно стійким до перешкод.

Реалізація методів пасивної локації пов'язана з необхідністю ідентифікації, тобто встановлення відповідності між сигналами, прийнятими в різних точках від одного джерела. Ідентифікація може не вимагатися, якщо є тільки одне джерело випромінювання і можна знехтувати прийомом на бічних пелюстках діаграми спрямованості антени. У цьому випадку при трикутному вимірі джерело повинно бути в точці перетину відповідних ліній положення. Ідентифікація також не викликає

труднощів, якщо випромінювання джерел можна розрізнити за формою сигналів (за несучою частотою, характером кодових цифр імпульсів і т.д.). Ідентифікація є

полегшується, якщо число вимірних параметрів перевищує мінімально необхідне для визначення число координат - цілі, наприклад, замість трьох параметрів $\beta_1^{(i)}, \varepsilon_1^{(i)}, \beta_2^{(i)}$ чотири вимірюються $\beta_1^{(i)}, \varepsilon_1^{(i)}, \beta_2^{(i)}, \varepsilon_2^{(1)}$. Для ідентифікації стаціонарних процесів і на входах двох приймачів, викликаних одним і тим же джерелом випромінювання, можна використовувати елементи подібності (кореляційні зв'язки) процесів, що виникають одночасно. Використання кореляції тільки амплітуд (кореляція після виявлення), кореляції тільки фаз (кореляція після обмеження) і кореляції сигналів в цілому з урахуванням амплітуд і фаз (можлива кореляція сигналів на проміжній частоті і при досить великій динаміці). діапазон приймачів).

Обробка після детектування зводиться до розрахунку кореляційної функції сигналів огинання, переддетектування у великому динамічному діапазоні - до розрахунку кореляційної функції сигналів. Майже зазвичай можна обчислити інтеграл від роботи напруги сигналів, прийнятих у двох точках, зміщених у часі, оскільки тимчасовий зсув внесений, наприклад, в одну з них яку, як і раніше, будемо називати кореляцією.

$$Z(r) = \int_0^T y_1(t-r)y_2(r)dt = z_1(r), \quad (1.9)$$

При нескінченно великому часі інтегрування $T \rightarrow \infty$ відношення кореляційного інтеграла до розміру T дає кореляційну функцію випадкових процесів $y_1(t)$ і $y_2(t)$. Якість наближення до кореляційної функції визначається роботою PT (робота ширини P частоти спектри флуктуацій за період інтегрування T) смуги частот обробленого сигналу за період інтегрування. Кореляційна функція стаціонарних сигналів має при цьому імпульсний характер. Тривалість кореляційного імпульсу обернено пропорційна смузі оброблених P частот. Положення максимуму

кореляційного імпульсу по осі τ відповідає різниці тимчасових затримок сигналу на шляху між джерелом і місцями прийому.

Для нестаціонарних випромінюваних сигналів (переривчастих, періодичних і т.д.) при подібній обробці можуть зустрітися труднощі, пов'язані з пропусками або появою помилкових імпульсів (помилковий підрахунок).

Якщо на вхід корелятора стаціонарні коливання надходять від двох незалежних джерел $y_{11}(t)+y_{12}(t)$ і $y_{21}(t-\tau_1) + y_{22}(t-\tau_2)$, де перший індекс 1 або 2 показує номер приймача, а другий - номер джерела, що напруга на його виході у разі великого часу інтегрування T два останніх інтеграли малі порівняно зі значенням першого при $\tau = \tau_1$ і зі значенням другого при $\tau = \tau_2$.

$$Z_T(r) = \int_0^r y_{11}(t-r)y_{21}(t-r_1)dt + \int_0^r y_{12}(t-r)y_{22}(t-r_2)dt + \\ + \int_0^T y_{11}(t-r)y_{22}(t-r_2)dt + \int_0^r y_{12}(t-r)y_{21}(t-r_1)dt \quad (1.10)$$

Тому на виході корелятора на фоні малого залишається два кореляційні імпульси, які вирішуються при спостереженні

$$r_2 - r_1 \geq 1/P. \quad (1.11)$$

Якщо максимальна різниця часових затримок дорівнює $\tau_{\max} = 2B / \text{с}$, то число диференціальних і часових (диференційний діапазон, кореляція) елементів дозволу становитимуть $n = P\tau_{\max}$. Рівняння $P\tau_{\max}$, в залежності від методу вимірювання координат, може змінюватися в дуже широких межах.

Нехай кількість дозволених елементів на різниці ходу дорівнює $Pr_{\max}$ більше, ніж по кутовій координаті $\Theta_{\text{rew}} / \Delta\Theta_{0,5p}$, де Θ_{rew} - ширина сектора огляду, а $\Delta\Theta_{0,5p}$ - дозвіл по куту. Тоді координати джерела випромінювання можуть бути визначені точніше при використанні диференціально-дальномірного або гоніометричного і диференціально-дальномірного методу, ніж при використанні трикутного. Системи

базової локації з диференційно-дальностними і гоніометричними і диференціально-дальностними методами вимірювання координат із використанням кореляційного методу обробки для визначення різниці відстаней називають кореляційно-базовими.

При цьому гоніометричні та диференціально-ранжируючі кореляційно-базові системи вирішують проблему ідентифікації дещо простіше, ніж диференціально-ранжируючі, оскільки відпадає необхідність ідентифікувати результати кореляційних вимірювань на різних підставах.

Особливістю пристроїв кореляційно-базової локації є перегляд за тимчасовою затримкою τ , який здійснюється за допомогою кореляторів і може бути паралельним, послідовним і комбінованим.

Паралельний перегляд за параметром τ в системі пасивного содартрекінгу здійснюється багатоканальним корелятором, що складається з лінії затримки з відгалуженнями, помножувачами та інтеграторами. Час затримки однієї ділянки лінії не повинен значно перевищувати роздільну здатність корелятора $1/P$ за параметром τ , тобто кількість розгалужень має відповідати кількості розв'язаних елементів кореляції. Сигнал з виходу першого вводу подається на помножувач через лінію затримки з відгалуженнями, з виходу другого - по лінії зв'язку одночасно на всі помножувачі. Результати повторного множення інтегруються. Максимальна кореляційна напруга сигналу буде на виході інтегратора після тієї ділянки лінії, в якій час затримки відповідає вимірюваному параметру τ^* .

Послідовний перегляд по тимчасовій затримці τ здійснюється одноканальним корелятором, в якому затримка одного з сигналів змінюється безперервно. При плавній зміні затримки одного із сигналів на виході корелятора також можуть бути считані з екрана індикатора кореляційні імпульси напруги, пікові значення яких на осі τ відповідають оцінкам τ^* для різних джерел випромінювання. великомасштабних тегів.

Якщо огляд за часом затримки проводиться поряд з послідовним оглядом за кутовими координатами (наприклад, за азимутом), то час інтегрування T зменшується. Нехай антена одного місця прийому погано спрямована, іншого – гостро спрямована. Потім тривалість прийнятий сигнал $1_{np} = \frac{\theta_{0,5p} t_{rew}}{\theta_{rew}}$ визначається

шириною діаграми спрямованості гостроспрямованої антени $\Theta_{0,5p}$, наскрізним сектором Θ_{rew} та періодом огляду t_{rew} . При паралельному перегляді за параметром τ можливий час інтегрування буде $T = t_{np}$. При послідовному перегляді це в n разів менше, ніж при паралельному, де n - число дозволених елементів кореляції. Можливе сумісне використання паралельного і послідовного огляду (або взаємного узгодження огляду по параметру τ і по кутовій координаті Θ) з метою збільшення часу інтегрування.

Приймач багаторазового відгуку, будучи найпоширенішим типом приймального пристрою в системах пасивної содар-локації, заснований на розбивці діапазону розвідуваних частот на ряд піддіапазонів. Іншими словами, в ньому використовується набір одночастотних приймачів, амплітудно-частотні характеристики яких, примикаючи один до одного, перекривають заданий діапазон частот. Окремий приймальний канал включає смуговий фільтр F_i з різкими обрізками, амплітудний детектор, відеопідсилювач і індикаторний пристрій, за допомогою якого фіксується потрапляння сигналу в цей канал. Одна антена може обслуговувати декілька каналів (рис. 1.23).

Для підвищення чутливості приймального тракту після антени може бути включений малoshумливий підсилювач (МШУ). Також до складу приймача МЧС входить записуючий пристрій, на який подаються сигнали з усіх каналів. За допомогою записуючого пристрою здійснюється детектування вихідних сигналів кожного каналу та реєстрація частот знайдених сигналів.

Багатовідповідні приймачі також можуть бути побудовані за схемою супергетеродина. Такий приймач складається із загальної ВЧ частини, гетеродина і змішувача, що перетворює вхідні сигнали в область проміжних частот. Далі діапазон проміжних частот розбивається системою фільтрів на ряд піддіапазонів, після чого для кожного піддіапазону виконуються стандартні операції підсилення на проміжній частоті, детектування і підсилення низькочастотних сигналів.

Багатовідповідні приймачі застосовуються, як правило, на станціях загального огляду для орієнтовного визначення несучої частоти та типу розвідуваного БПЛА. Кількість каналів у них може досягати кількох десятків, а іноді й сотень. Основна

перевага багаторазових приймачів - їх простота і надійність. Використання мікроелектронної елементної бази дозволяє створювати багатоканальні структури з дуже великою кількістю каналів при малих габаритах, масі та енерговитратах.

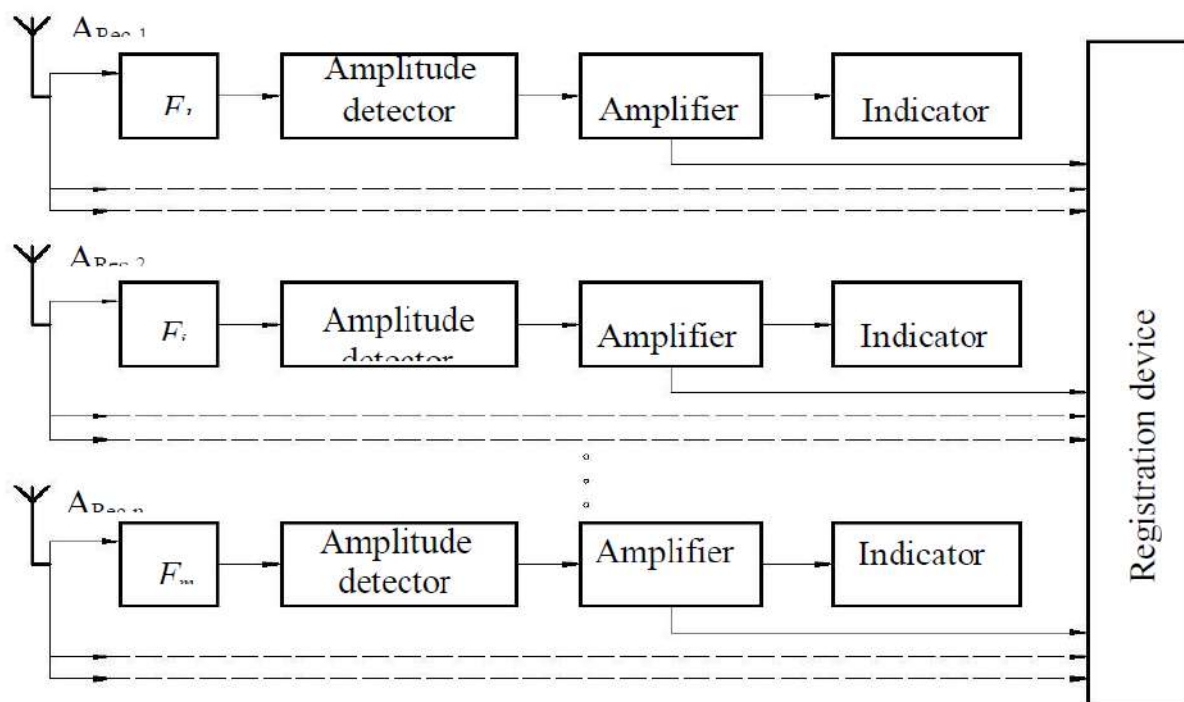


Рисунок 1.23 – Структурна схема багатоканального приймача прямого посилення

2 СИСТЕМА ВИЯВЛЕННЯ ЗВУКОВОГО ПОЛЯ

2.1 Структурна схема запропонованої системи. Переваги та короткий огляд дії

Виходячи з недоліків виділених вище систем звукового моніторингу, а також швидкості, відповідної вирішенню задачі визначення, і спрямованості БПЛА був запропонований шлях інтеграції системи звукового моніторингу і доплерівського содару, в його пасивному прояві. (рис. 2.1)

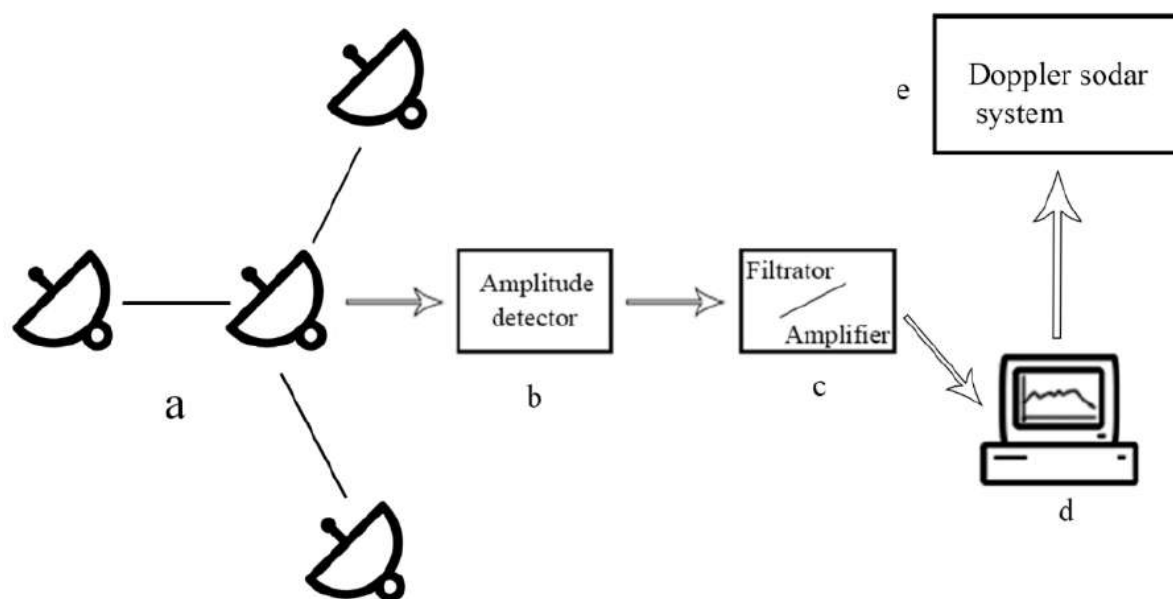


Рисунок 2.1 – Загальна структура запропонованої системи звукового моніторингу

В основі запропонованого методу лежать особливості принципу роботи доплерівських содарів, а саме їх залучення переважно до систем активного звукового моніторингу, що в свою чергу може негативно вплинути на секретність всієї системи. На рис. 2.1 (а) представлена антенна установка пасивної системи звукового моніторингу, яка в загальному вигляді включає 4 параболічні антени, виходячи з баз визначення координат місцезнаходження БПЛА диференціально-дальномірним методом.

Далі, після спектрального аналізу, в персональних і закладених системах забезпечується фільтрація сигналу, з подальшим його посиленням, для більш точного визначення характеру поведінки шуму, з подальшим визначенням участі шуму в окремих характеристиках БПЛА. звукового моніторингу.

Суть запропонованого методу полягає в тому, що після визначення оператором у навушниках (застосовується на портативних системах), або блоку прийняття рішень (застосовується для стаціонарних систем) участь шуму, який видає БПЛА після позитивного знака. додатково підключається доплерівський содар, для точкового визначення швидкості запланованого та виділеного БПЛА. Більш точна структурна схема запропонованого способу звукового моніторингу на основі параболічних антен наведена на рис. 2.2

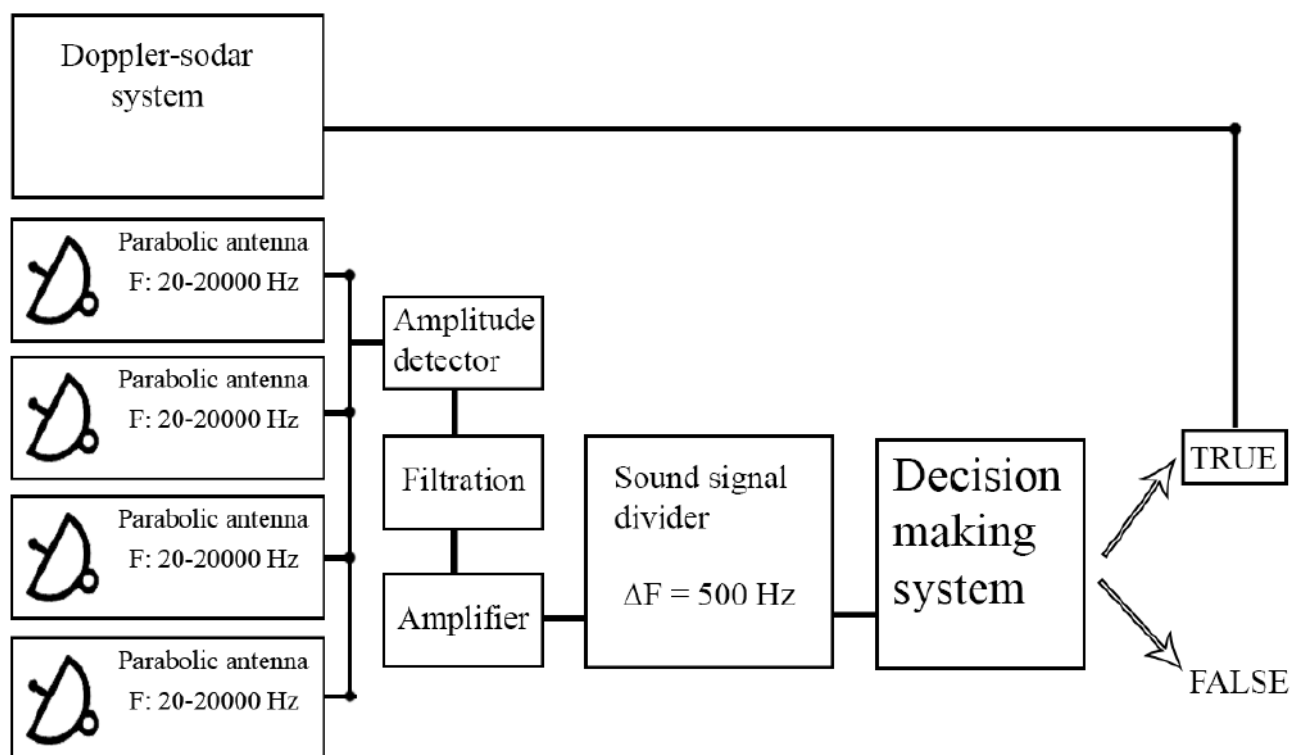


Рисунок 2.2 – Структурна схема запропонованого методу моніторингу звуку на основі параболічної антени

Для підвищення точності визначення БПЛА пасивними системами звукового моніторингу на основі наявності систем акустичного дослідження на основі параболічних антен і мікрофонів спрямованої дії, метод впровадження, з подальшим ускладненням системи також враховано (рис. 2.3).

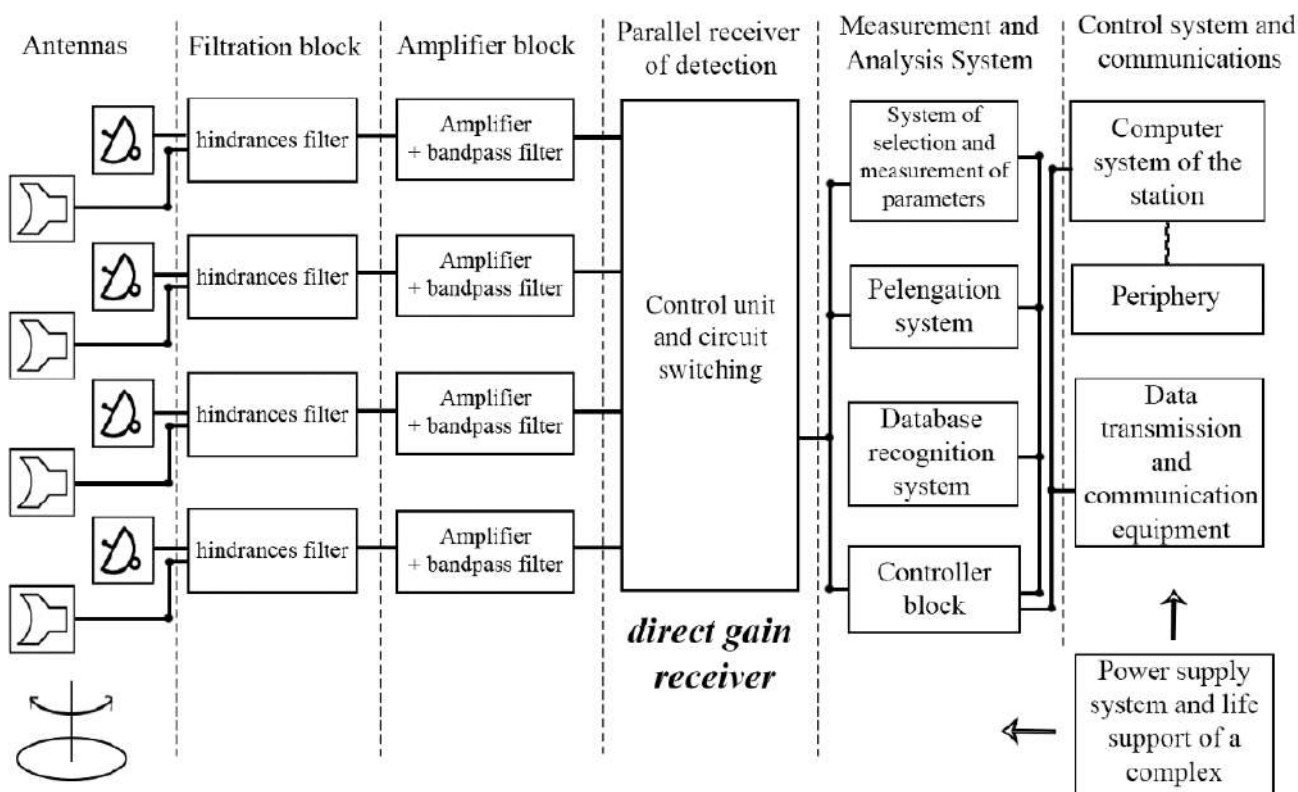


Рисунок 2.3 – Структурна схема запропонованого методу звукового моніторингу на основі параболічних антен і мікрофонів спрямованої дії

2.2 Технічні засоби, що використовуються на станціях звукового спостереження

2.2.1 Огляд існуючих засобів акустичного дослідження

Розглянемо існуючі прототипи засобів акустичного дослідження, за допомогою яких можна виконувати завдання виявлення БПЛА зазначеними раніше методами виявлення, з урахуванням їх основних характеристик.

Найпростішим за конструкцією є мікрофон Super Ear - 100 (рис. 2.4). Параболоїд виготовлений із пластику. У фокусі рефлектора розміщений електретний мікрофон, підключений до входу малошумливого підсилювача низької частоти. Вбудований 8-кратний бінокль дозволяє точно навести мікрофон на ціль.

Мікрофон має розміри 290x150x90 мм і вагу 1,2 кг. Харчування мікрофона здійснюється від акумулятора "крона". Час роботи від внутрішнього акумулятора - до 60 год.



Рисунок 2.4 – Режисерський мікрофон «Super Ear — 100».



Рисунок 2.5 – Зовнішній вигляд параболічних спрямованих мікрофонів

Зовнішній вигляд деяких трубчастих мікрофонів представлений на рис. 2.4 - 2.5, а основні характеристики - в таблиці 2.9.

Спрямований мікрофон РКІ 2925 відноситься до стандартних трубчастих мікрофонів. Довжина мікрофона з трубкою 35 см - 85 см, вага - 525 г. Живлення мікрофона здійснюється від акумуляторної батареї напругою живлення 3,6 В. Мікрофон має вбудовані фільтри високих і низьких частот.



Рисунок 2.6 – Зовнішній вигляд трубчастих мікрофонів РКІ 2925 і YKN



Рисунок 2.7 – Зовнішній вигляд трубчастих спрямованих мікрофонів Sennheiser MKH 70 P48 і UEM-88

Для проведення досліджень також використовуються субмініатюрні мікрофони. Наприклад, мікрофон UEM-88 має розміри 229*25*13 мм і вагу всього 65 г. Зовнішній вигляд деяких плоских мікрофонів представлений на рис. 2.6 - 2.7.



Рисунок 2.8 – Мікрофонна решітка G.R.A.S., 40TA і SPS-980

2.2.2 Огляд модуляторів сигналу

Амплітудний модулятор – це пристрій, на вхід якого надходить модулюючий сигнал, а на виході формується несуче коливання. На рис. 2.9 наведено структурну та принципову схеми амплітудного модулятора.

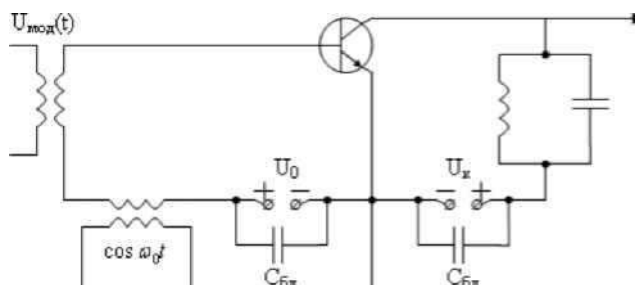


Рисунок 2.9 – Структурна і принципова схеми амплітудного модулятора

Амплітудний модулятор складається з трьох пристроїв: суматора, нелінійного елемента і коливального контуру. Модулюючий сигнал, що несе коливання, і напруга постійного струму додаються до суматора. Постійна напруга забезпечує положення вхідного сигналу на нелінійній ділянці ВАХ нелінійного елемента. Як нелінійний елемент зазвичай використовується транзистор.

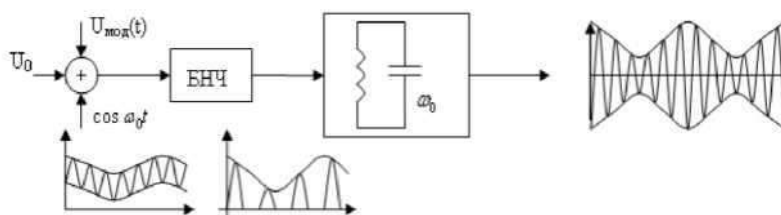


Рисунок 2.10 – Типи роботи амплітудного модулятора

Його призначення полягає в спотворенні вхідного сигналу, в результаті чого в спектрі колекторного струму, що протікає через нелінійний елемент, з'являються додаткові гармоніки, необхідні для формування АМ коливань. Як навантаження в модуляторі використовується коливальний контур, резонансна частота якого збігається з несучою. Завдяки цьому на виході модулятора (на коливальному контурі) формується АМ коливання.

Балансний модулятор реалізований по схемі множення двійки і є більш складним пристроєм, ніж амплітудний модулятор на транзисторі.

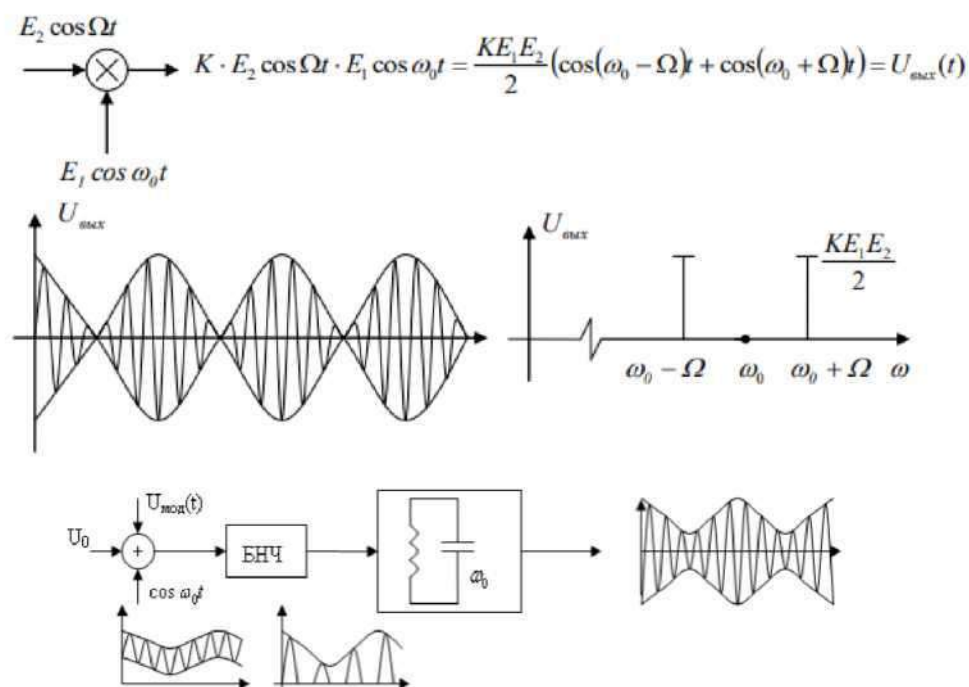


Рисунок 2.11 – Осцилограма та спектрограма сигналу під час балансової модуляції.

Детектор, що виділяє огибающую з балансно-модульованого сигналу, також є більш складним пристроєм. Однак при балансовій модуляції енергія не витрачається на передачу неінформативної гармонічної несучої.

Амплітудні детектори - пристрої, на вході яких АМ коливання, а на виході - сигнал, що повторює форму огибающей вхідного сигналу.

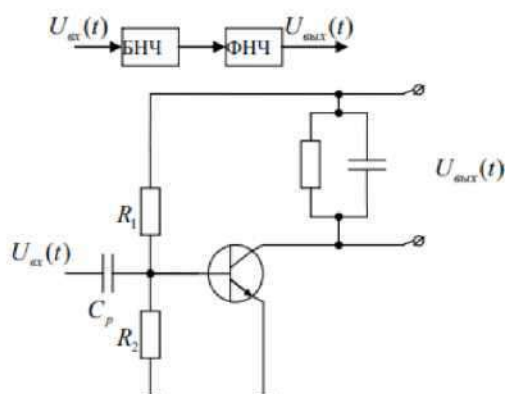


Рисунок 2.12 – Структурна та принципова схеми амплітудного детектора

У цій схемі C_p - розділова ємність, не пропускає постійну складову попереднього каскаду, R_1 і R_2 - дільник напруги, що забезпечує постійне зміщення до бази (U_0). Змінюючи R_1 і R_2 , змінюємо U_0 і тим самим вибираємо робочу ділянку навантаження RC - фільтр низьких частот, що забезпечує виділення низькочастотної частини спектра струму колектора.

Амплітудний детектор складається з трьох пристроїв: дільника напруги, нелінійного елемента і фільтра низьких частот. Постійна напруга, створена дільником напруги, забезпечує положення вхідного сигналу на нелінійній ділянці нелінійного елемента. Як нелінійний елемент зазвичай використовується транзистор. Його призначення - спотворення вхідного сигналу, в результаті чого в спектрі струму колектора, що протікає через нелінійний елемент, з'являються додаткові низькочастотні гармоніки, необхідні для формування вихідного сигналу. В якості навантаження в детекторі використовується навантаження RC - фільтр низьких частот, що забезпечує виділення низькочастотної частини спектра струму колектора. Завдяки цьому на виході детектора (при навантаженні RC) формується сигнал, що повторює форму огинаючої вхідного сигналу.

2.2.3 Огляд підсилювачів

Підсилювач — пристрій для посилення потужності вхідного сигналу. Посилення відбувається за допомогою активних елементів за рахунок споживання енергії від джерела живлення. Активними елементами в підсилювачах найчастіше є транзистори; такі підсилювачі зазвичай називають напівпровідниковими або транзисторними підсилювачами. У будь-якому підсилювачі вхідний сигнал керує передачею потужності від джерела живлення до навантаження.

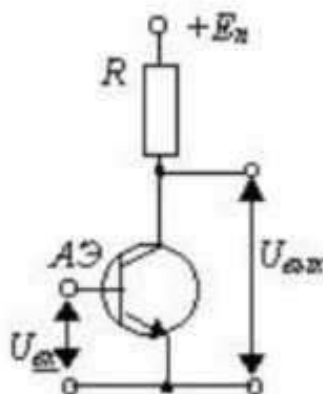


Рисунок 2.13 – Схема підсилювального каскаду

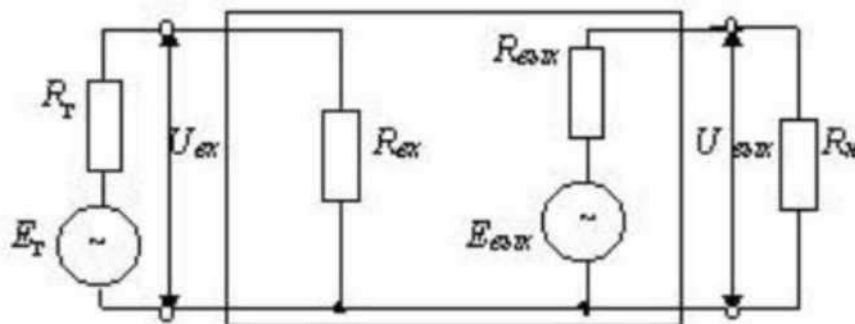


Рисунок 2.14 – Структурна схема підсилювального каскаду

Роботу підсилювального каскаду зручно пояснити схемою, зображеною на рис. 2.13. В основі підсилювача лежать два елементи: резистор R і керований активний елемент (АЕ) - транзистор, опір якого змінюється під впливом вхідного сигналу $U_{\text{вх}}$. Змінюючи опір АЕ, змінюється струм, що йде від джерела живлення з напругою E_p в ланцюзі резистора R і АЕ. В результаті напруга на резисторі падає, а отже, і вихідна напруга U_v зміниться. Тут процес підсилення заснований на перетворенні джерела живлення E_p в енергію вихідної напруги.

Сучасна класифікація режимів роботи підсилювачів досить заплутана. Традиційно класи підсилювачів відрізнялися положенням робочої точки на статичних характеристиках підсилювача. Пізніше була додана класифікація підсилювачів за режимами роботи: ключовий і поточний режим роботи.

Режим роботи підсилювача визначається положенням робочої точки на характеристиці пропускання постійного струму підсилювального пристрою, наприклад біполярного або польового транзистора, електронної лампи. Досить часто режим роботи підсилювача називають класом експлуатації. Вибір робочої точки може істотно вплинути на основні характеристики підсилювача, такі як посилення, нелінійні спотворення і т.д.

2.2.4 Огляд фільтрів перешкод

Принципові схеми фільтрів перешкод 3-го порядку на середній частоті 10 МГц і смузі пропускання 1 МГц показані на рис. 2.15.

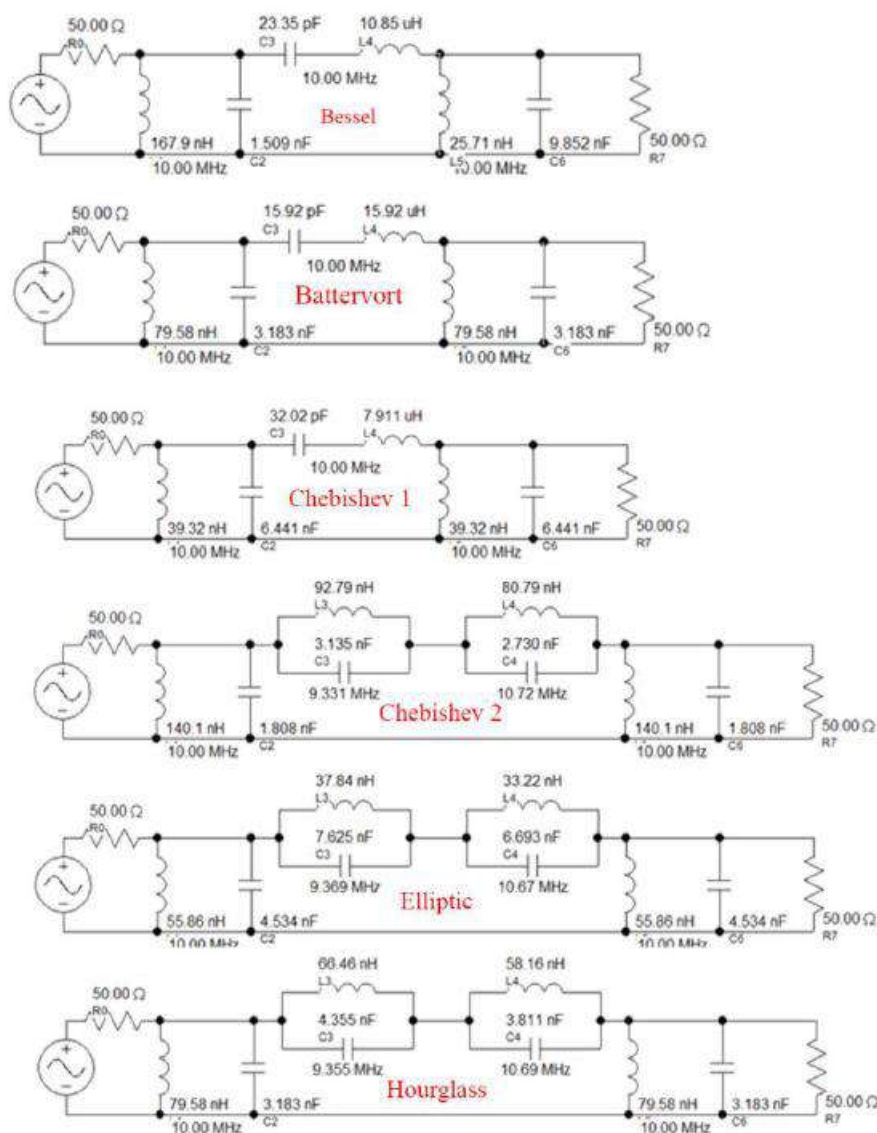


Рисунок 2.15 – Фільтри перешкод 3-го порядку

Частотна характеристика всіх цих фільтрів поблизу смуги частот показана на рис. 2.16.

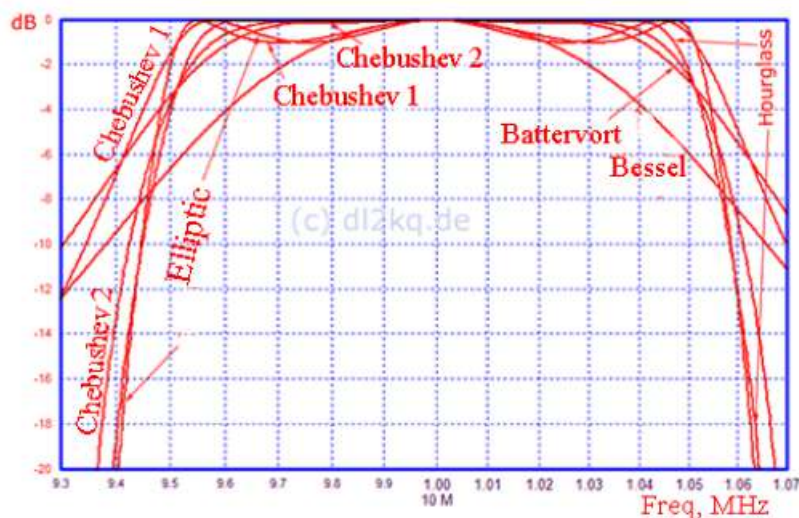


Рисунок 2.16 – АЧХ фільтрів перешкод 3-го порядку

Видно однакові залежності, як для низькочастотної фази, так і для високочастотної фази. Найбільш різко падає АЧХ на зрізах у еліптичного фільтра. За ним у міру псування слідує фільтр типу «годинник пісочний», фільтр Чебишева 2, фільтр Чебишева 1 і фільтр Бетерворда.

Найгірший фільтр Бесселя. У нього задовго до граничних частот починає заповнюватися АЧХ. І це блокування досягає 6 дБ на краях смуги пропускання.

Фільтр Баттерворта тримає рівну АЧХ приблизно в 0,4 МГц, а далі починає плавно заповнюватися до 3 дБ на частоті зрізу.

Фільтр Чебишева 1 має хвилеподібну АЧХ в смузі прозорості з нерівномірністю до 1 дБ (стільки задано при проектуванні). Але і на краях смуги загасання всього 1 дБ.

Фільтр Чебишева 2 в діапазоні має майже таку ж частотну характеристику, як і фільтр Баттерворта.

Еліптичний фільтр, подібний до фільтра Чебишева 1, має нерівномірність в смузі 1 дБ (це значення також встановлюється користувачем в базових даних для проектування) і ослаблення 3 дБ на частоті зрізу.

Фільтр типу «Пісочний годинник» має плоску частотну характеристику майже при розстроях до 0,43 МГц і ослабленні на 3 дБ на краях смуги.

Частотна характеристика всіх фільтрів при великих розстроюваннях показані на рис. 2.17. шаблони цих частотних характеристик такі ж, як для низькочастотної фази та високочастотної фази. Пікове загасання за смугою фільтра Чебишева 1 дає, максимальну швидкість зрізу поблизу смуги - еліптичний фільтр.

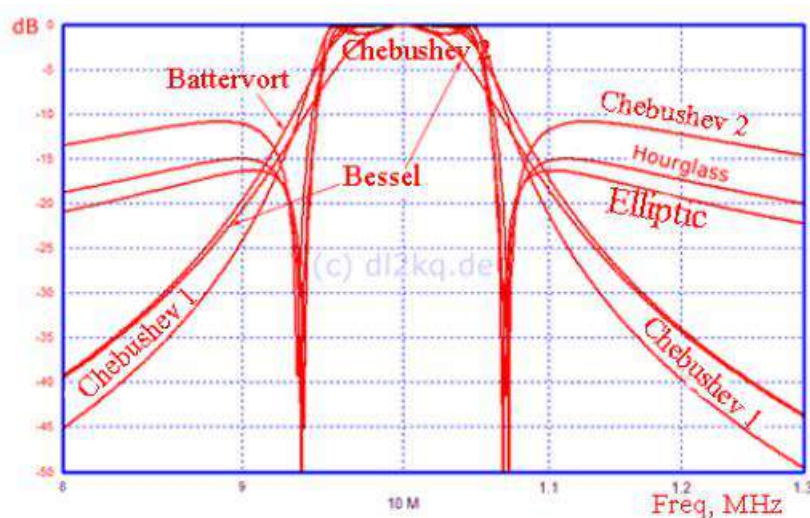


Рисунок 2.17 – Частотні залежності коефіцієнта відбиття від входу

На рис. 2.17 показані частотні залежності коефіцієнта відбиття на вході (що покаже вимірювач коефіцієнта відбиття в положенні «Відбита хвиля») для всіх типів фільтрів на рис.2.18, 2.19.

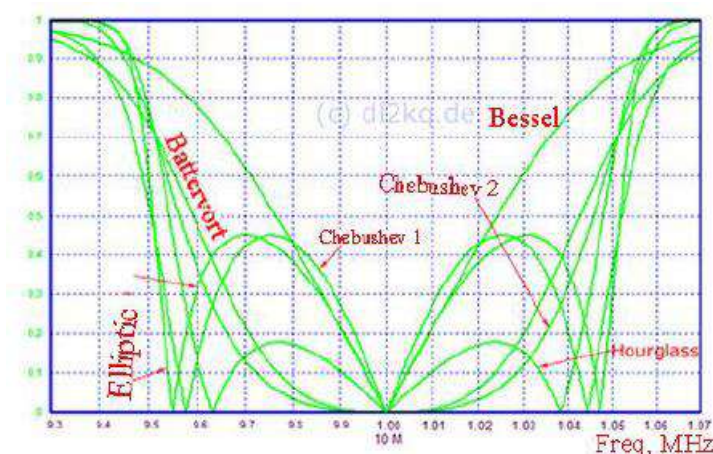


Рисунок 2.18 – Частотні залежності коефіцієнта відбиття фільтрів завад 3-го порядку

Видно однакові закономірності, як на низькочастотній фазі, так і на високочастотній фазі:

- дуже погане схвалення за групою.
- погане узгодження пропускної здатності фільтра Бесселя.

Фільтри Баттерворта, Чебишева 2 мають хорошу схвалення при відстроях 0,3 МГц, а далі в міру наближення до країв смуги їх схвалення швидко погіршується.

Узгодження фільтрів Чебишева 1 і еліптичних не дуже добре в смузі, але покращує ближню частоту зрізу.

Коефіцієнт відбиття пісочного годинника фільтра не перевищує 0,2 (тобто коефіцієнт відбиття = 1,5) для розстроювань 0,42 МГц, але швидко зростає при наближенні до країв смуги. Якщо необхідно хороше узгодження в смузі (наприклад, смуговий смуговий фільтр на вході приймача), то найкращий вихід Hourglass з смугою на $\sim 15 \dots 20\%$ буде ширше використовуваного діапазону.

На рис. 2.19 форми вихідного сигналу всіх фільтрів при подачі на їх вхід фронту одинарного прямокутного стрибка показано. Оскільки фронт цього стрибка вважається нескінченно коротким, то в його діапазоні знаходяться всі частоти. У тому числі дістатися до смуги прозорості наших фільтрів.

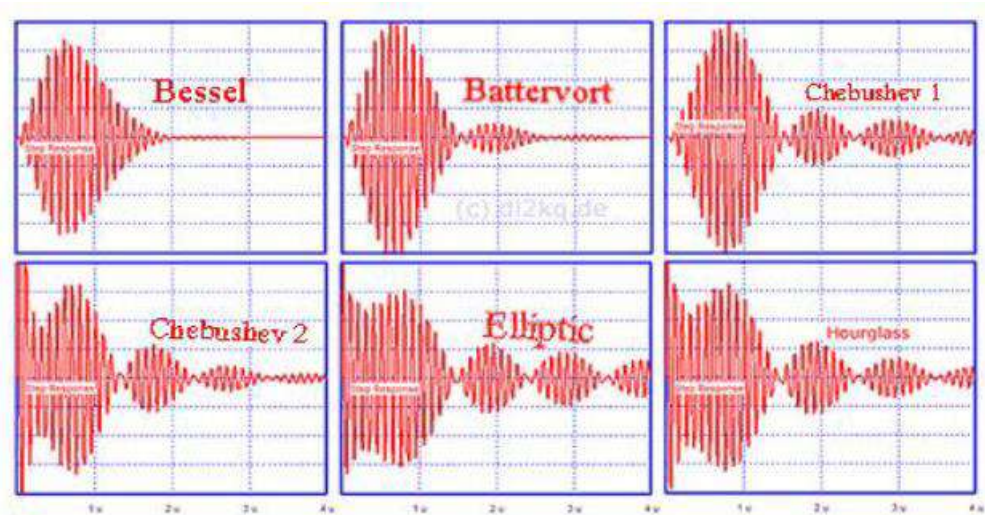


Рисунок 2.19 – Форми вихідного сигналу фільтрів перешкод 3-го порядку

Фільтр Бесселя пропускає все, доходячи до своєї смуги прозорості, і практично нічого не додає від себе. Всі інші фільтри дають додаткове «кільце». Міцніші та довші еліптичні кільця фільтра. Далі в процесі вдосконалення йдуть тип «Пісочний годинник», Чебишев 2, Чебишев 1 і Баттерворт.

2.3 Вибір компонентів та технічних засобів для системи

2.3.1 Вибір антен і мікрофонів

В основі запропонованої в рамках магістреської дипломної роботи системи звукового моніторингу пасивного визначення БПЛА найкращим рішенням на даний момент є портативний параболічний мікрофон «Big Ears ВЗЕК» (рис. 2.20)



Рисунок 2.20 – Параболічний мікрофон «Big Ears» ВЗЕК

Характеристики параболічної основи мікрофона «Big Ears» ВЗЕК:

- параболічний діаметр: 60 см;
- вага: 3 кг;
- дальність: 0,9-150 метрів (залежить від умов);
- підтримка: вручну

Параметри мікрофона:

- капсула: постійно поляризований конденсатор;
- полярна діаграма: лінійний градієнт;
- АЧХ: 20-20 000 Гц;
- відношення сигнал/шум: 77 дБ, 1 кГц при 1 Па;
- діапазон: фантомний 112 дБ макс. SPL @ 1 кГц;
- низькочастотний спад: 80 Гц, 12 дБ / октаву;
- вимоги до фантомного живлення: 11-52 В см;

Характеристики попереднього підсилювача:

- максимальне посилення 66 дБ, для одинадцяти дискретних кроків;

- динамічний діапазон понад 120 дБ;
- ширина звукової смуги від 10 Гц до 50 кГц (АЧХ фільтра перешкод);
- висока стійкість до звукових шумів;
- сильнострумний драйвер лінійного виходу;
- збалансований трансформатором вхід і вихід з обмежувачем пика розширеного діапазону за допомогою двох оптоізоляторів робить попередній підсилювач практично «відключеним»;
- на вибір фантомне живлення 48 В / 12 В або «В» 12 В;
- фільтр верхніх частот на 80 або 160 Гц, 6 дБ на октаву;
- моніторинг навушників з мікрофона, звуку монітора або їх комбінації;
- вхід монітора приймає монофонічні, збалансовані або незбалансовані лінійні входи на 1/4-дюймовий роз'єм з наконечником і наконечником;
- окремий контроль рівня посилення монітора і загального посилення навушників;
- функція поділу вух через DIP-перемикачі;
- внутрішній акумулятор живлення (два АА);
- чудовий час автономної роботи від лужних і нікель-металлогідридних акумуляторів;
- зовнішнє живлення 5-17 В пост. струм (з виделкою в комплекті);
- високоміцне алюмінієве шасі з міцним затиском для ременя.

Однак через високу вартість такої установки, а також подальші труднощі з інтеграцією цього пристрою в систему пасивного звукового моніторингу, пропонується зібрати пристрій з аналогічними параметрами, але на основі раніше відомих елементів. У цьому випадку в якості рішення для захоплення звуку з параболічного мікрофона, я буду рекомендувати модель B085 виробництва Kemo Electronic, Німеччина



Рисунок 2.21 – Монтажний комплект B085

Мікрофонний капсюль необхідно підключити до друкованої схеми за допомогою короткого дроту (макс. 10 см).

Інтегральна схема повинна бути вставлена в друковану схему таким чином, щоб позначка на корпусі інтегральної схеми збігалася за орієнтацією з позначенням на друкованій схемі. У вигляді параболічного дзеркала можна використовувати півсферу зі штучного матеріалу з максимально великими розмірами. Друкована схема повинна бути розміщена так, щоб вхідний отвір мікрофона (чорна сторона) був орієнтований на центр півсфери, щоб мікрофон міг вловлювати концентровані звукові хвилі, пов'язані з відбивачем. Найкращий результат виходить при використанні навушників з опором 8-32 Ом, з м'якою гумою в діаметрі навушників. За допомогою потенціометра ви можете регулювати гучність. При появі різних перешкод - пульсацій, фонів змінного струму і т.д., друковану схему необхідно помістити в металевий корпус і цей корпус необхідно заземлити (з'єднати з мінусовим полюсом батареї). Мікрофон настільки чутливий, що вловлює найменший шум. Довжина кабелю до навушників і до живлення не повинна перевищувати 10 метрів. Ні в якому разі не можна підключати мікрофон до друкованої схеми кабелем, довжина якого перевищує вказану.

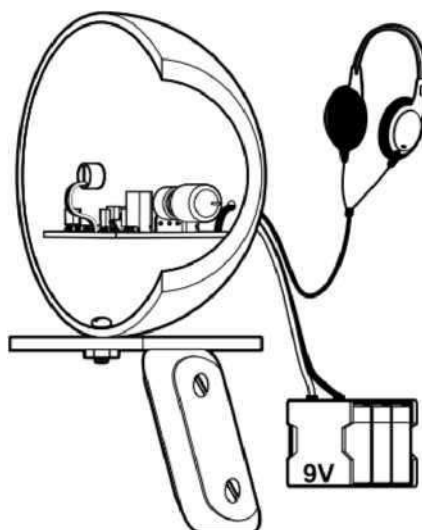


Рисунок 2.22 – Варіант складання комплекту B085

Опис схеми включення. Звукові хвилі концентруються і з'єднуються за допомогою параболічного дзеркала і вловлюються спеціальним високочутливим електретним мікрофоном. Попередній підсилювач підсилює мікрофонний сигнал, його рівень регулюється за допомогою регулятора гучності ("P1") і подається на вхід вихідного підсилювача "IC1". Тут сигнал посилюється і через "Pin 3" подається через естролітовий конденсатор "C3" на навушники.

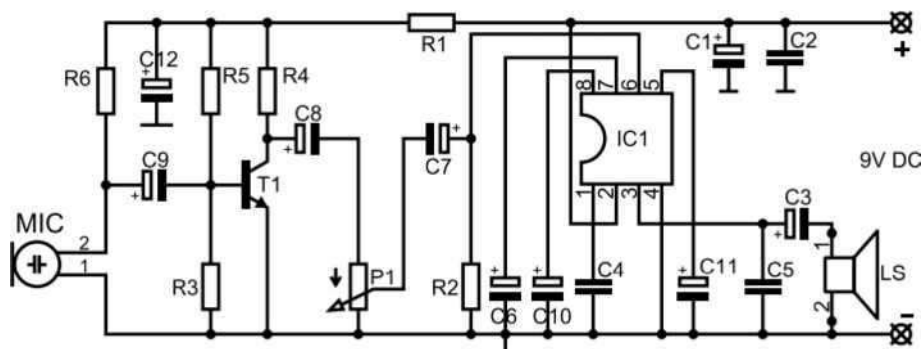


Рисунок 2.23 – Схема вузлів B085

2.3.2 Вибір підсилювачів

ККД є основним параметром підсилювачів звукової потужності. Основним параметром, що визначає енергоспоживання вихідного каскаду підсилення, є потужність, що розсіюється на його транзисторах. При цьому потужність не буде розсіюватися в двох випадках:

- струм через транзистор при ненульовій напрузі дорівнює нулю;
- напруга транзистора при ненульовому струмі дорівнює нулю.

Ці умови виконуються, коли транзистор працює в ключовому режимі. Перша умова буде виконуватися, якщо транзистор повністю закритий (режим відсічки). Друга умова буде виконуватися, якщо транзистор повністю відкритий (режим насичення). Так працюють транзистори в цифрових мікросхемах, наприклад, відділ логіки.

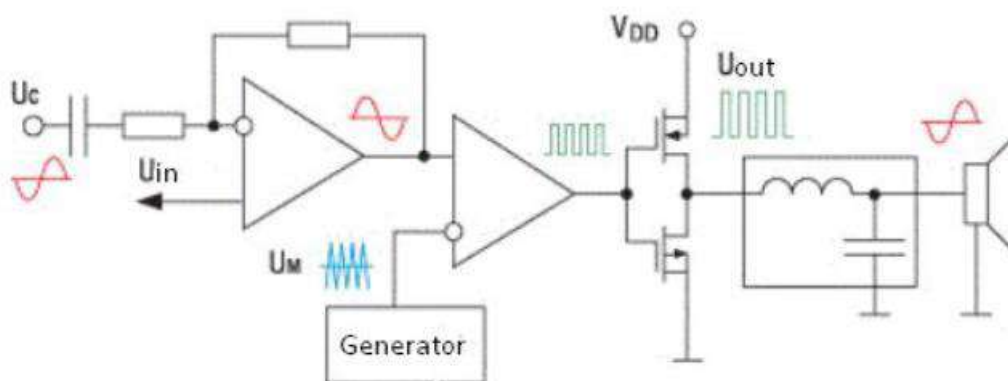


Рисунок 2.24 – Загальна схема підсилювача класу D

Оскільки вихідна потужність підсилювача потужності зазвичай становить від одного до сотень ват, зазвичай використовують LC-фільтри. Призначення фільтра - придушення частоти пилоподібного сигналу, модульованого корисним сигналом і його гармоніками. Для використання найпростішого фільтра другого порядку частота пилоподібного сигналу вибирається в межах двох мегагерц. Оскільки частота модулюючого сигналу перевищує верхню частоту звукового спектру в 100 разів, фільтр другого порядку, що складається з індуктивності і конденсатора, здатний пригнічувати сигнали завад на 80 дБ (при відповідній конструкції).

Аналогові пристрої використовують дещо інший підхід до створення підсилювачів класу D. Його чіпи використовують сигма-дельта модулятор замість модулятора ШІМ. Це дозволяє підвищити внутрішню частоту до такого значення, що зовнішній фільтр низьких частот не потрібен. Його функції виконує динамік. Внутрішня схема такої мікросхеми зображена на рис. 2.25.

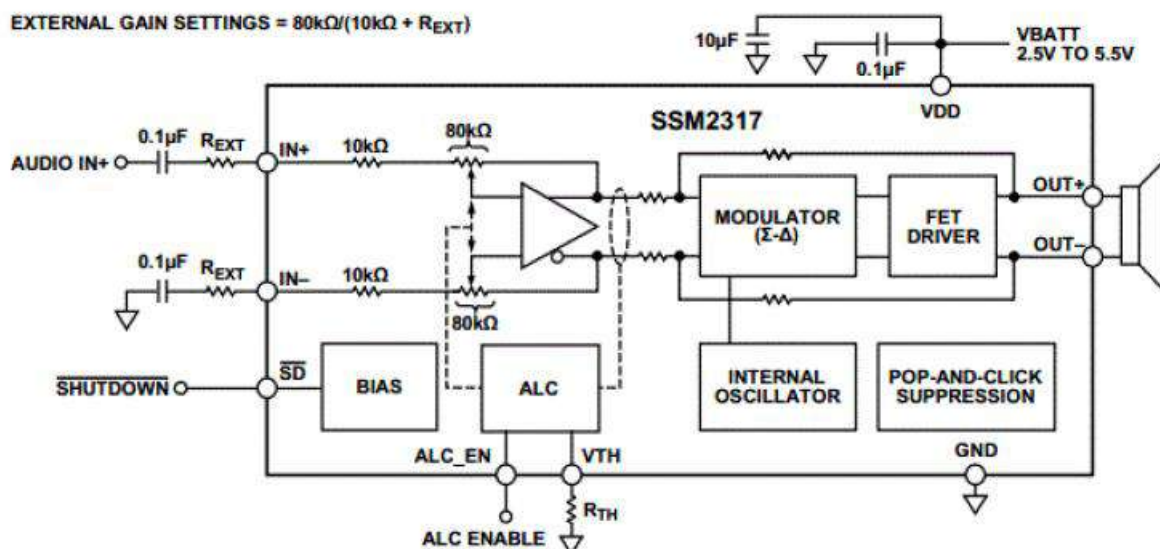


Рисунок 2.25 – Внутрішня схема мікросхеми SSM2317

Слід зазначити, що для таких схем практично не потрібні громіздкі радіатори, які відводять надлишки тепла. На рис. 2.25 показано типову принципову схему підсилювача звукової частоти класу D.

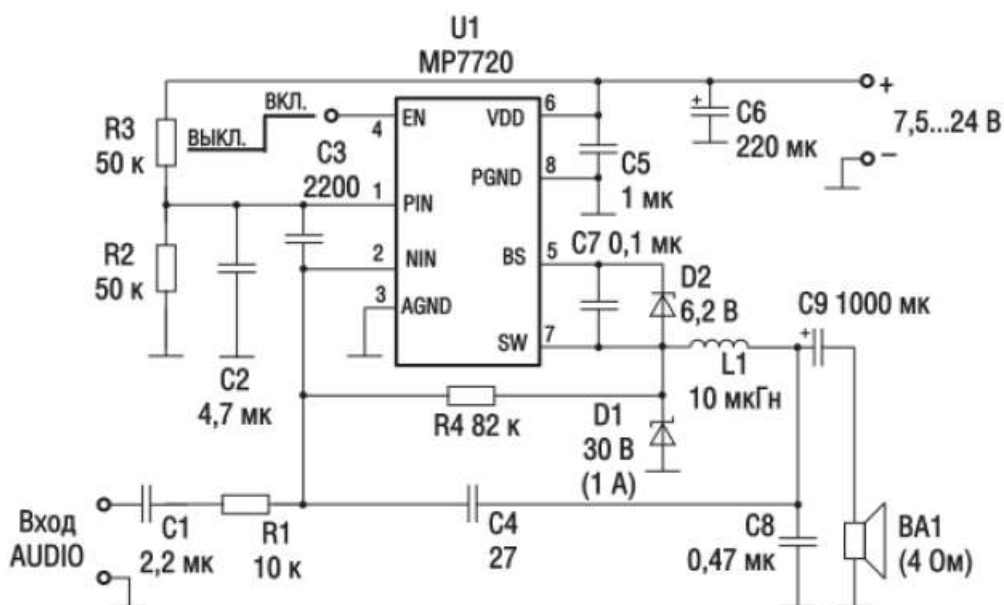


Рисунок 2.26 – Принципова схема підсилювача потужності звуку класу D на мікросхемі MP7720

У цій схемі резистори R4 і R1 визначають глибину негативного зворотного зв'язку, яка впливає на коефіцієнт підсилення підсилювача і його нелінійні спотворення. Резистори R3 і R2 задають режим роботи диференціального

підсилювача на вході мікросхеми постійного струму (половина джерела живлення). Діоди D1 і D2 захищають вихідний каскад від перенапруги. На індуктивності L1 і конденсаторі C8 зібраний фільтр, що витягує звуковий сигнал з ШІМ. Судини C1 і C9 роздільні.

2.3.3 Вибір фільтрів перешкод

Для вирішення цієї проблеми існує достатня кількість інтерференційних фільтрів третього рівня, але для фільтрації імпульсних сигналів на несучій частоті використовуються лише фільтри Бесселя. Незважаючи на їх неважливу частотну вибірковість. Тому що фантомні сигнали від «кіля» високоселективного фільтра зведуть ідею фільтрації нанівець. Фільтрація була потрібна нам, щоб позбутися заважаючих сигналів, а не створювати нові.

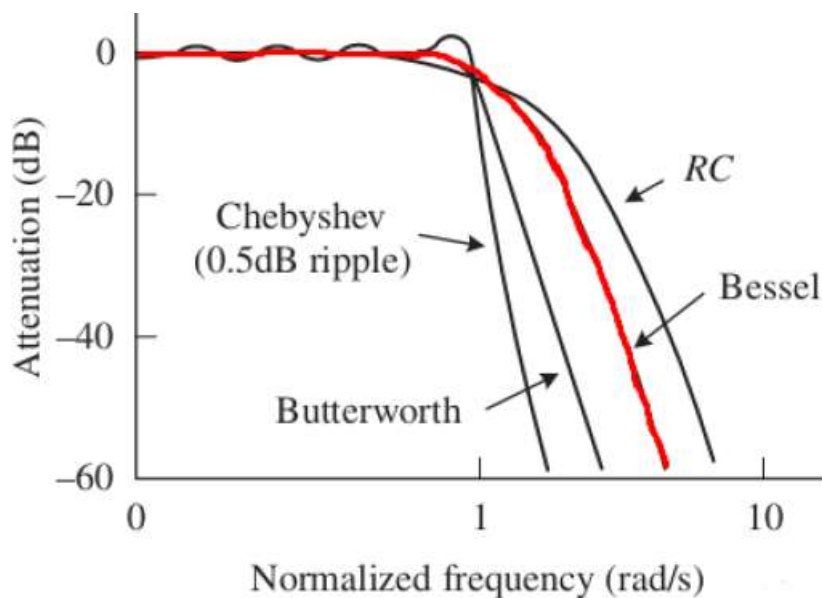


Рисунок 2.27 – Нормована частотна фільтрація фільтрів перешкод

Наприклад, якщо, натхнувшись на хорошу АЧХ, в низькочастотному тракті КВ приймача поставити для прийому телеграфу фільтр Чебишева 1, то слабкі СВ сигнали будуть «поширюватися» додатковими флуктуаціями, створюваними фільтром.

Через постійну затримку на всіх частотах до частоти зрізу лінійно-фазовий фільтр Бесселя використовується в звукових додатках, в яких необхідно видалити позасмуговий шум, не впливаючи на фазові співвідношення компонентів багаточастотної системи. корисний сигнал. Висока швидкість відгуку фільтра Бесселя на стрибок напруги і відсутність випромінювань і дзвонів на перехідній характеристиці роблять його відмінним вибором для згладжування вихідного сигналу аудіо ЦАП або фільтрації згладжування на вході аудіо АЦП. Крім того, фільтри Бесселя корисні для аналізу вихідних сигналів підсилювачів класу D, а також для придушення шуму перемикачів в інших додатках, де необхідно очистити сигнал для осцилографічних вимірювань.

Хоча фільтр Бесселя має плоску амплітудно-частотну і лінійну фазову характеристики, тобто плавну характеристику групової затримки, його вибірковість гірша, ніж у фільтрів Баттерворта або Чебишева того ж порядку (з однаковою кількістю полюсів). Тому, щоб отримати бажаний рівень ослаблення в смузі затримки, необхідно розробити фільтр Бесселя вищого порядку, який, у свою чергу, вимагатиме ретельного вибору активних і пасивних компонентів для мінімізації шуму та спотворень.

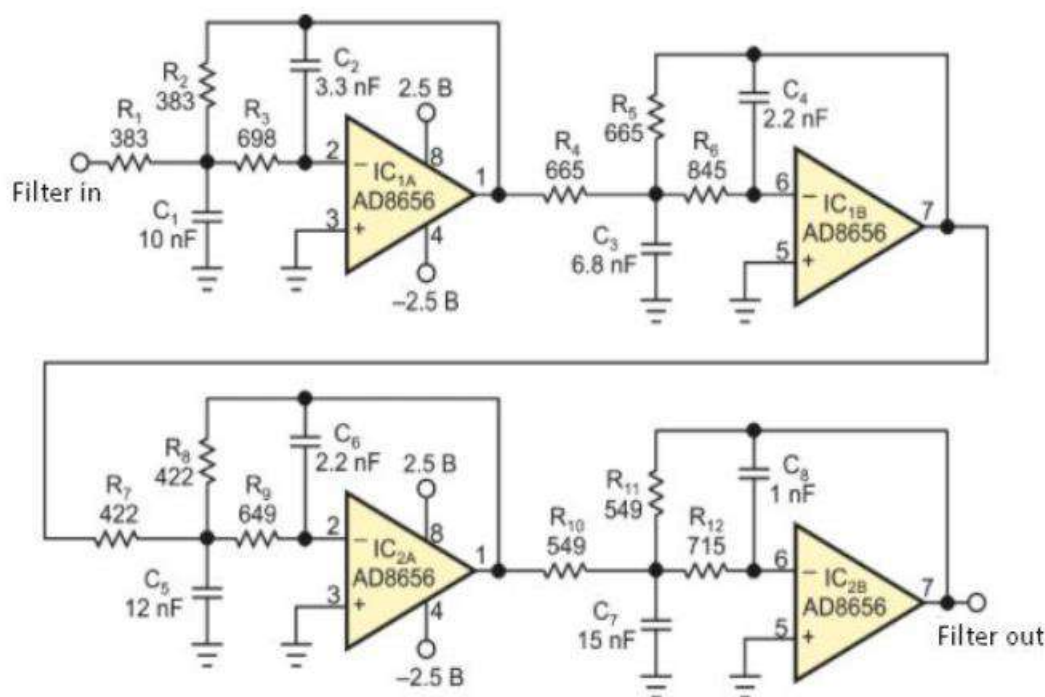


Рисунок 2.28 – Високоякісний низькочастотний фільтр Бесселя 8-го порядку з частотою зрізу 30 кГц

На рис. 2.28 зображено низькочастотний фільтр Бесселя восьмого порядку високої якості з частотою зрізу 30 кГц. У цій конструкції використовуються резистори з номіналом, стандартним для допуску 1% і керамічні конденсатори з допустимим відхиленням ємності 5%. В якості альтернативи можна використовувати конденсатори з 10-відсотковим допуском, але тоді дисперсія групової затримки в смузі частот збільшиться. Також бажано, щоб конденсатори мали хорошу термічну стабільність.

Фільтр обробляє біполярні звукові сигнали, а дві напруги $\pm 2,5$ В використовуються для живлення його підсилювачів. При таких низьких напругах потужності краще вибирати операційні підсилювачі з виходом Rail-to-Rail, щоб отримати максимальний діапазон вихідної напруги. Щоб забезпечити гарне співвідношення сигнал/шум у високоякісному аудіопристрої, підсилювачі повинні залишатися стабільними на одному посиленні та мати низький рівень власного шуму. Цим вимогам відповідає, наприклад, малошумний прецизійний подвійний операційний підсилювач AD8656 від Analog Devices.

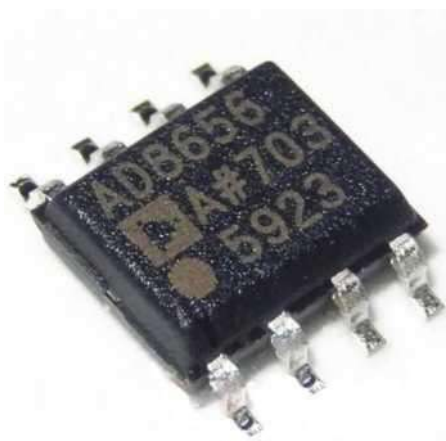


Рисунок 2.29 – Операційний підсилювач AD8656

З'єднання підсилювачів в ланцюжок інвертуючих каскадів з єдиним коефіцієнтом передачі на нульовій частоті підтримує постійний рівень синфазної вхідної напруги та мінімізує нелінійні спотворення. Для мінімізації внеску теплового шуму в схемі використовуються резистори з опором менше 1 кОм. Щільність шуму кожного підсилювача AD8656 в смузі частот 30 кГц не перевищує 3 нВ/кГц, а вимірювання сумарної середньоквадратичної напруги шуму в смузі 30 кГц дає

результат менше 3,5 $\mu\text{В}$. При входному сигналі 1 В р.к.з. відношення сигнал/шум схеми краще 109 дБ, а сума сумарних гармонійних спотворень і шуму на частоті 1 кГц не перевищує 0,0006%.

2.3.4 Вибір пристрою захисту від перенапруг

Фільтр перенапруги – це пристрій, за допомогою якого усуваються різного роду перешкоди як між вузлами системи, так і безпосередньо при живленні станції від різного роду батарей або прямих мереж.

Вважається, що основною причиною перешкод в електронних схемах є гармоніки, з яких складається цифровий сигнал. Висока частота гармонік призводить до того, що вони легко випромінюються. Якщо частота гармоніки близька до частоти звукового або телевізійного сигналу, то на звуковий сигнал накладається гармоніка, і в приймачі виникають перешкоди.

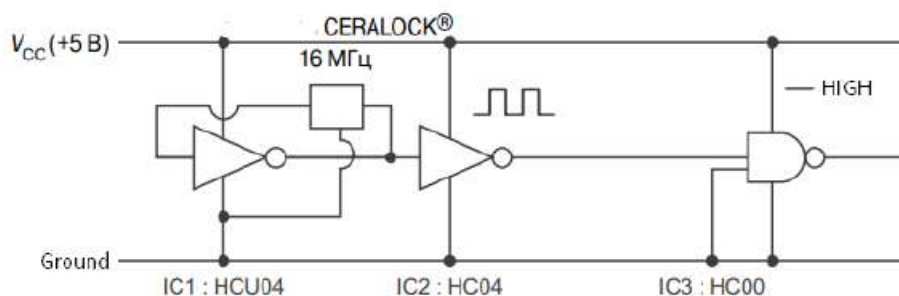


Рисунок 2.30 – Схема передбачуваної схеми без попередньо встановленого фільтра перенапруг

Перешкоди в ланцюгах живлення вважають ще однією причиною електромагнітних перешкод в електронних ланцюгах. Цифрові мікросхеми живляться від джерела постійної напруги, і струм на клемі живлення буде змінюватися стрибками відповідно до характеру роботи цифрових мікросхем. Такі хаотичні зміни струму призводять до перешкод, на звуковий сигнал накладається гармоніка, і в приймачі виникають перешкоди.

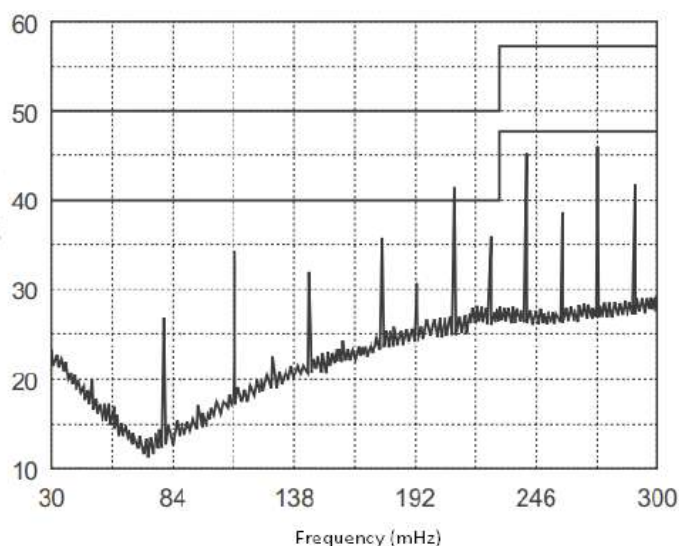


Рисунок 2.31 – Рівень виміряних перешкод у передбачуваній схемі

На рис. 2.33 показано результати експерименту з придушення перешкод, що випромінюються сигнальним друкованим провідником, який служить антеною для перешкод (диференціальних перешкод). Мережевий фільтр, встановлений між виходом мікросхеми IC2 і провідником друкованого сигналу (рис. 2.44), може значно зменшити перешкоди. Мережевий фільтр, який використовується в цьому експерименті, являє собою комбінацію мікросхемного фільтра EMIFIL® для сигнальних ліній і 30-метрового резистора, завдяки чому мінімізується спотворення цифрової форми сигналу.

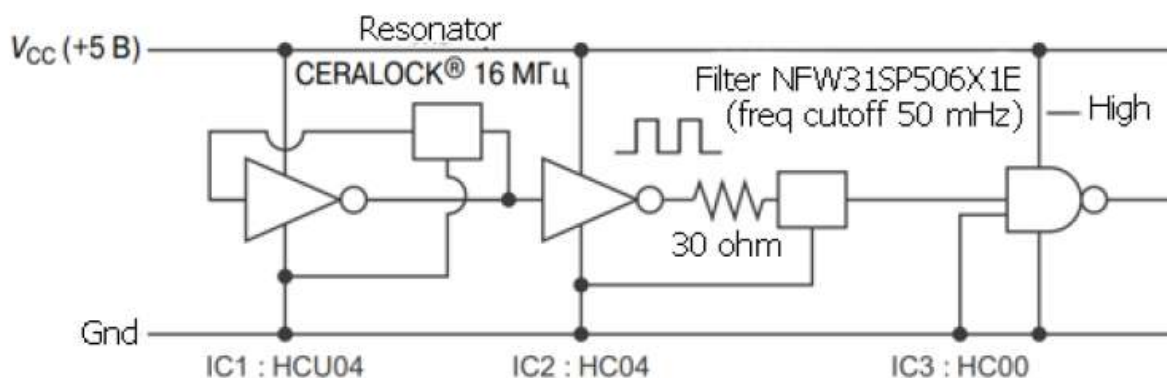


Рисунок 2.32 – Схема передбачуваної схеми з попередньо встановленим захистом від перенапруг

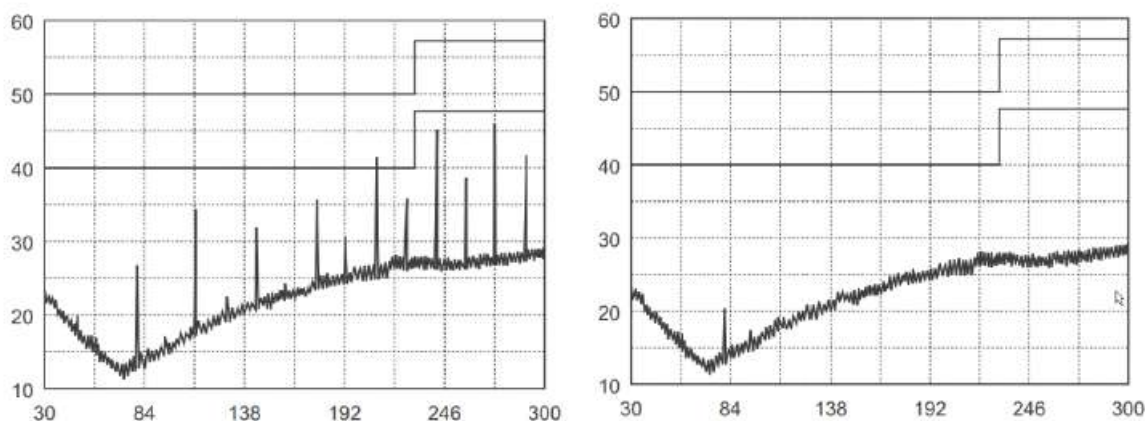


Рисунок 2.33 – Рівень вимірних перешкод у передбачуваному ланцюзі без і зі сплеском

У разі уникнення перешкод окремих вузлів системи також потрібне окреме екранування кожного з вузлів.

На рисунках показано, як змінюється рівень перешкод, випромінюваних цифровою схемою, коли змінюються умови екранування. Якщо без змін

Загальна площа отвору приблизно 2500 мм^2 змінила розміри отвору, як показано. З результатів вимірювань видно, що ефект екранування буде вищим, якщо всю вказану область розділити на безліч маленьких отворів. Навпаки, ефект екранування суттєво знижується, якщо екрануючий корпус має один великий прямокутний отвір.

Тестова схема поміщалася в екрануючий корпус, після чого вимірювався рівень випромінюваної перешкоди (частота сигналу 25 МГц).

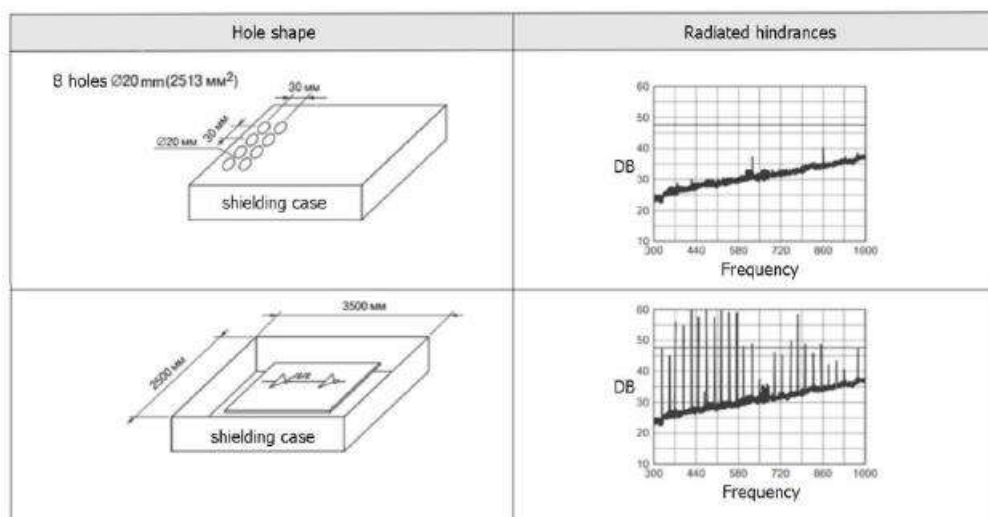


Рисунок 2.34 – Елементи екранування в складі системи

Ключем до досягнення найкращого ефекту екранування є вибір конфігурації отворів і зазорів між контактуючими частинами екрануючого тіла. Щоб збільшити екрануючий ефект, необхідно збільшити площу контакту між частинами екрануючого корпусу, щоб прорізи та зазори мали мінімальну довжину.

З'єднання контактних частин екрануючого тіла повинні мати низький повний опір, а частини повинні прилягати одна до одної без зазорів. Переконайтеся, що металеві поверхні екрануючого корпусу не покриті ізоляційним матеріалом у місцях з'єднання.

Що стосується вибору мережевих фільтрів, то кожен з двох типів, а саме ємнісний і індуктивний, використовується в різних випадках.

Поблизу джерела перешкод:

- ємнісний мережевий фільтр як основний елемент:

- лінія, що включає пристрої з високим входним і вихідним опором.

- лінія з високим рівнем перешкод (наприклад, лінія годинника, лінія шини керування).

- індуктивний мережевий фільтр як основний елемент:

- лінія, яка включає пристрої з низьким входним і вихідним опором (наприклад, шина живлення, до якої підключено контролер шини);

- лінія з відносно низьким рівнем перешкод (оскільки не потрібно заземлення, а встановлення фільтра простіше).

- лінія, в якій потрібно обмежити струм (наприклад, багато ліній з одночасним перемиканням, в яких великі струми течуть на землю - шини адреси і даних, шина управління).

Перешкоди в колах передачі використовують комбінацію ємнісних та індуктивних мережевих фільтрів.

Щоб придушити перешкоди в лінії передачі, наприклад, в роз'ємі інтерфейсного кабелю, слід використовувати індуктивний фільтр придушення перешкод у поєднанні з ємнісним фільтром, оскільки така лінія вимагає високого коефіцієнта придушення, і в більшості випадків є немає хорошої землі.

3 РОЗРОБКА АЛГОРИТМІЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

3.1 Постановка проблеми алгоритмічного забезпечення

Основним завданням виявлення БПЛА звуковими системами звукового моніторингу є підвищення точності визначення координат і швидкості обробки даних. Запропоновані алгоритми розв'язання задач визначення координат базуються на модифікованому методі Ньютона та матрицях Якобі дозволять розробити та реалізувати обчислювальний метод, що дозволяє прискорити процес розрахунку координат БПЛА комплексів звукового моніторингу.

Також, постає питання про зниження рівня похибки методом параметричної чутливості за координатами повітряних цілей і відносної похибки вимірювання часу прибуття, з пропозицією іншого підходу до вирішення задачі визначення координат .

3.2 Структура алгоритмічного забезпечення

3.2.1 Алгоритмічна реалізація методів підвищення точності визначення координат БПЛА

Одним із основних завдань систем содар-локації є ідентифікація БПЛА, тобто властивостей і характеристик сигналів, до відповідних цих джерел, а також їх координат. Перевагами систем пасивного звукового моніторингу є резерв роботи, а також широкі апаратно-програмні можливості аналізу прийнятих сигналів, а основним недоліком є досить висока похибка, до 10%, визначення координат БПЛА.

Структурна схема визначення координат БПЛА пасивною системою звукового моніторингу представлена на рис.3.1.

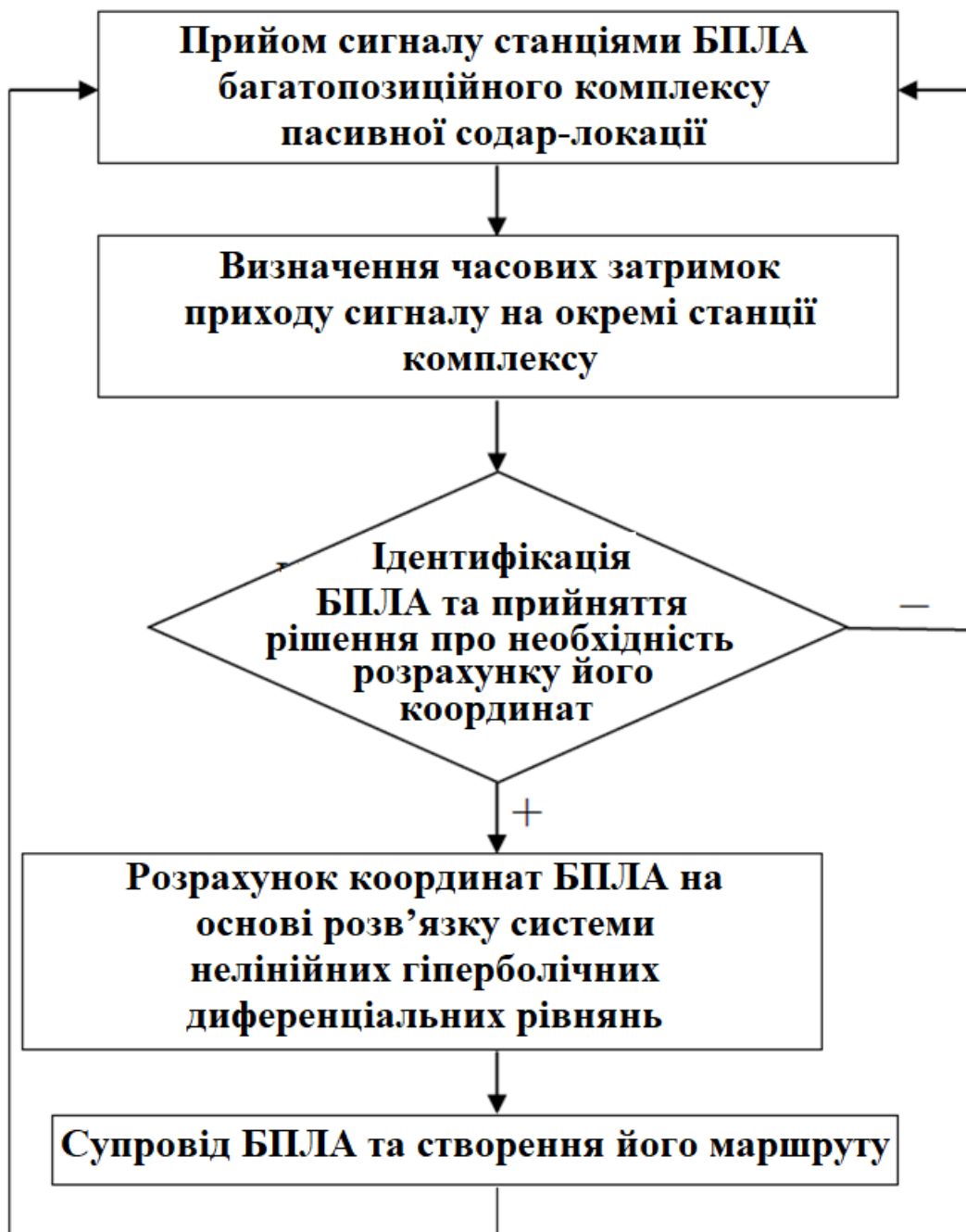


Рисунок 3.1 – Структурна схема визначення координат БПЛА системи пасивного звукового моніторингу на основі класичного TDOA

Точність визначення координат можна підвищити пасивними засобами звукового моніторингу за рахунок іншого підходу до розв'язування системи рівнянь TDOA (Time Difference of Arrival) на основі екстремальної постановки квадратної функціональності, що складається із суми незв'язків цих рівнянь з ваговими коефіцієнтами з урахуванням похибки визначення координат кожної зі станцій окремо (рис. 3.2).

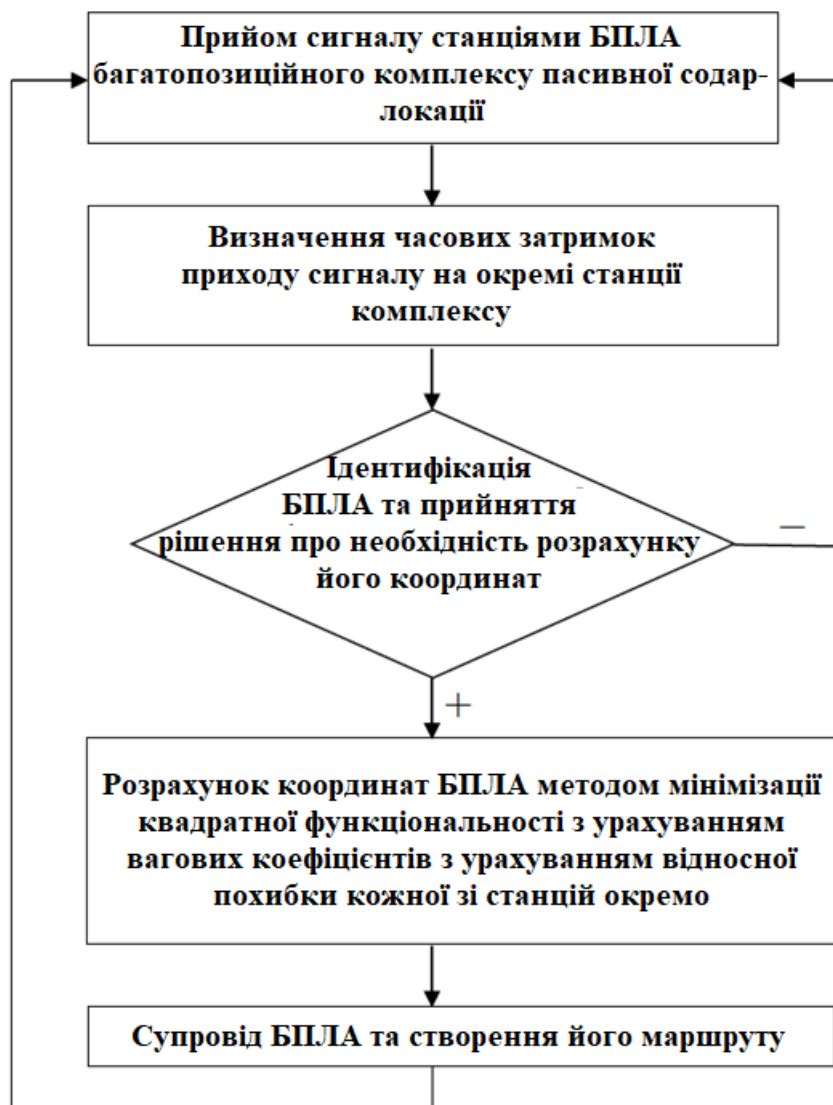


Рисунок 3.2 – Структурна схема визначення координат БПЛА системи пасивного звукового моніторингу за допомогою екстремальної постановки TDOA

Для аналізу та ідентифікації можна використовувати частоту, час і частотно-часові характеристики сигналів.

Серед частотних параметрів:

- значення частот випромінюваних коливань;
- межі діапазонів та їх зміна при реорганізації;
- значення випромінюваних частот при дискретній перебудові;
- частоти слідування звукових імпульсів випромінювання;
- значення частот слідування звукових імпульсів випромінювання при дискретній перебудові.

Серед часових параметрів:

- характер звукового випромінювання (безперервний або імпульсний);
- значення тривалості імпульсів звукового випромінювання;
- значення тривалості імпульсів звукового випромінювання при дискретній перебудові;

Обробка параметрів часу та частоти:

- характер зміни частоти звукового випромінювання в часі (незмінна, що змінюється від імпульсу до імпульсу, що змінюється в межах імпульсу);
- характер зміни миттєвої частоти звукового випромінювання в межах імпульсу (лінійний, переривчастий, псевдовипадковий, випадковий);
- характер зміни частоти слідування імпульсів звукового випромінювання (незмінна, що змінюється за заданим законом, що змінюється випадковим чином).

Аналіз типових содарних станцій дозволяє зробити загальні висновки про те, що при розробці вимог до інформаційно-вимірювальних систем ідентифікації типових об'єктів содар-локації за параметрами звукових випромінювань необхідно враховувати наступне:

- содарні станції можуть бути джерелами як імпульсного, так і безперервного випромінювання, причому як частотні, так і тимчасові параметри випромінювання можуть змінюватися в процесі функціонування содарної станції за складним, у тому числі випадковим законом (Зазначена обставина не дозволяє обробляти такі сигнали за допомогою підходів, застосованих до стаціонарних процесів. Зокрема, виключено методи обробки з використанням гіпотез стаціонарності та ергодичності);

- нестационарність сигналів, що відображають звукове випромінювання содарної станції, обумовлює необхідність оцінки їх інформативних параметрів протягом усього часу спостереження за випромінюванням джерел – скорочення цього часу або використання для таких оцінок обмежених тимчасових сегментів сигналів може істотно знизити їх інформативність, що призведе до погіршення надійності ідентифікації (Ця обставина вказує на необхідність обробки повнорозмірної реалізації сигналів, що відображають звукове випромінювання, засобів отримання динамічних спектральних оцінок у реальному часі);

- складний характер зміни та нестационарність зондувальних сигналів, що відображають закон зміни в часі випромінювань содарної станції, обумовлюють необхідність використання послідовної процедури їх аналізу для інформаційно-вимірювальної системи, починаючи з детектування звукового випромінювання в деякому, досить широкому діапазоні, наступного уточнення параметрів звукового випромінювання в процесі спостереження за ним, отримання оцінок параметрів за результати спостережень на досить розширеному (але не допускає втрати актуальності даних) інтервалі часу, і, нарешті, ідентифікація на цій основі джерел випромінювань.

- у зв'язку з тим, що діапазони можливих значень однойменних, інформативних параметрів звукових випромінювань для різних содарних станцій можуть бути заблоковані, однозначна ідентифікація в одному параметрі (наприклад, частоті) неможлива (Підвищення достовірності ідентифікації вимагає комплексного використання максимальної кількості інформативних параметрів, що характеризують поточний стан джерела звукового випромінювання в умовах обмеженого зверху часу ідентифікації знайденого об'єкта).

У деяких випадках інформацію для ідентифікації содарної станції можна отримати за результатами порівняння частотних діапазонів посилянь, що йдуть одна за одною, тому в інформаційно-вимірювальній системі необхідно передбачити засоби контрастного аналізу чергових посилянь.

Оскільки створювані передавачами содарної станції частотні передачі є вузькосмуговими сигналами, зміни в тонкій структурі їх поточних діапазонів важко розрізнити візуально без використання спеціальних засобів аналізу та візуалізації, тому доцільно передбачити:

- безперервний частотний аналіз розгорнутого за час сигналу діапазону струму з виявленням ділянок зміни його базової (центральної) частоти;

- виділення ділянок поточного діапазону, де відбуваються аномальні частотно-часові явища (зміни базової частоти сигналу за неперервним законом, стрибки частоти тощо);

- режим частотно-часової лупи для детального вивчення закону зміни діапазону на виділених ділянках;
- систему маркерів для виділення ділянок з аномальними частотно-часовими явищами, а також засоби визначення їх протяжності по тимчасовій і частотній осі.

3.2.2 Прийняття рішень при ідентифікації БПЛА за параметрами утворених ними випромінювань

Проблема ідентифікації об'єкта БПЛА засобами пасивної содар-локації відноситься до динамічних, вирішуваних у безперервно мінливих умовах, що визначається декількома факторами, пов'язаними з особливостями як ідентифікованих об'єктів, так і систем локації, віднесених до категорії спеціалізована IMS:

- зміна умов прийому сигналів, що надходять від об'єктів при їх переміщенні щодо приймальних антен локаційної станції, маневруванні об'єкта, зміна характеристик і параметрів утвореного ним випромінювання, в тому числі перешкоди;
- зміна властивостей приймальних каналів содарної станції в умовах безперервних змін характеристик надходять на входи сигналів, викликаних насамперед перевантаженнями та дією перешкод;
- обмежений час перебування об'єкта в зоні спостереження;
- вимога своєчасності, актуальності та максимальної повноти інформації, доступної для отримання в кожен момент спостереження об'єкта.

Накопичення даних про параметри випромінювання протягом сеансу спостереження об'єкта дозволяє здійснювати безперервну уточнення прийнятих рішень до встановленого моменту закінчення сеансу спостереження, достовірність його ідентифікації була б достатньою для прийняття необхідних оперативних дій. Якщо розглядати задачу ідентифікації з урахуванням зазначеної специфіки, то в її структурі необхідно виділити декілька етапів прийняття рішення в залежності від обсягу наявних на розглядуваний момент спостереження даних, умов їх отримання та

обробки Технічні засоби ІСУ. У виробленні остаточного рішення ідентифікації найдоцільніше виділити наступні етапи:

- виявлення звукового випромінювання в смузі частот спостереження і прив'язка його до деякого діапазону частот попередньої обробки сигналів - носіїв інформації про параметри випромінювання об'єкта;

- оцінка енергетичних характеристик спостережуваних розвідувальних сигналів і прийняття рішень щодо досягнення достатнього рівня шуму сигналу для виконання вимірювання параметрів звукового випромінювання;

- оцінка рівня перешкод та прийняття рішень щодо застосування додаткових заходів підвищення завадостійкості вимірювальних каналів ІВС.

- оцінка значень інформативних параметрів звукового випромінювання, накопичення даних, що надходять за результатами оцінювання та прийняття рішень про належність істинних значень параметрів до діапазонів значень, що дозволяють проводити ідентифікацію об'єктів за сукупністю всіх вимірюваних параметрів з достатній ступінь надійності.

- комплексний аналіз отриманих результатів вимірювання інформативних параметрів випромінювання та прийняття рішень щодо належності об'єкта спостереження до заданого класу, типу, зразка тощо.

Системи спостереження і контролю об'єктів звукового випромінювання являють собою складні звукотехнічні комплекси, в роботі яких задіяні не тільки апаратура і програмне забезпечення, база знань і даних, а й інтелектуальні ресурси фахівців. Рішення в

Різні рівні в таких системах створюються не тільки автоматично технічними засобами на основі формальних алгоритмів, а й операторами, на основі отриманого і запозиченого досвіду. З урахуванням цього необхідно враховувати, як основи створення формальних алгоритмів прийняття рішень, так і особливості прийняття рішень експертом з метою з'ясування умов забезпечення максимальної достовірності ідентифікації.

Перша з перерахованих вище задач пеленгації – виявлення звукового випромінювання в смузі частот звукового спостереження вирішується багаторазовим

приймачем, що містить однакові канали, кожен з яких забезпечує енерговиділення звукового випромінювання в смузі частот Δf_i , ($i = 1, 2, \dots, m$) і порівняння з деяким пороговим значенням E_1 (рис. 3.3).

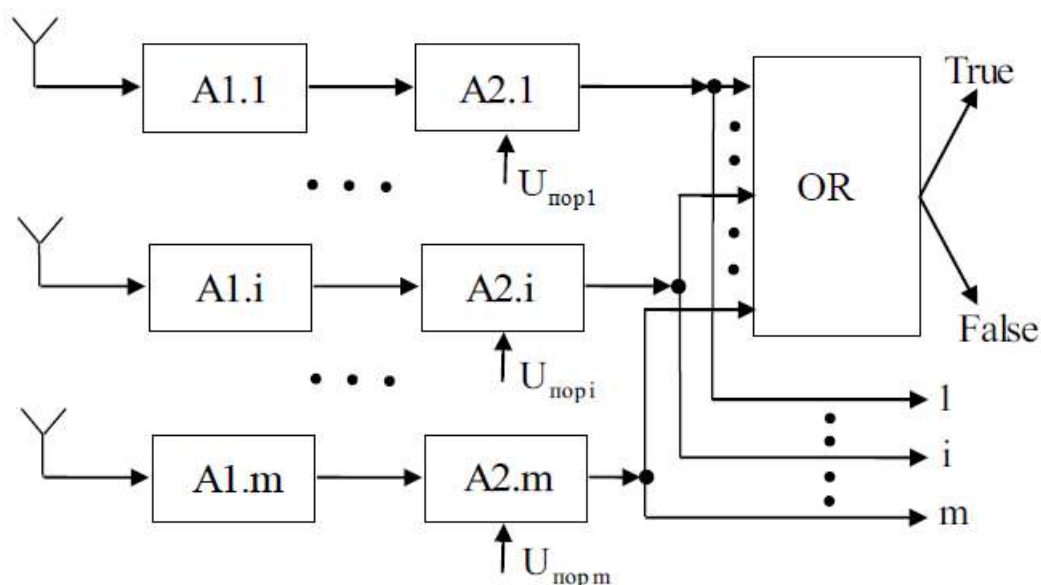


Рисунок 3.3 – Структура багаторазового приймача для виявлення звукового

$$\text{випромінювання в діапазон частот } \Delta F = \sum_{i=1}^m \Delta f_i$$

Входить до складу m -каналу каналів поглинання частоти, кожен з яких включає $A1$ - пристрій виділення інформативних ознак сигналу, $A2$ - схему вирішення.

Оскільки в системах пасивної содар-локації неможливо використовувати інформацію про фазу сигналу, що надходить, а інформацію про частоту можна використовувати лише на рівні розподілу всього діапазону спостереження на піддіапазони (діапазони), структура кожного частотного каналу реалізовано на основі смугової фільтрації (рис. 3.3).

Показники достовірності детектування випромінювання, як правило, визначаються цифровими одночастотними приймачами з умов прийому сигналу на адитивному шумі у вигляді шуму Гаусса. Згинання розподілу навколо вихідного шуму вузькосмугового фільтра підпорядковується закону Релея:

$$\omega(U_{\text{ш}}) = \frac{U_{\text{ш}}}{\sigma_{\text{ш}}} \exp\left(-\frac{U_{\text{ш}}^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) \quad (3.1)$$

де $U_{\text{ш}}$ і $\sigma_{\text{ш}}$ - миттєве і середньоквадратичне значення шуму на виході смугового фільтра.

Якщо через β позначити поріг прийняття рішення, то ймовірність помилкової тривоги $P_{\text{лм}}$ можна знайти за формулою

$$P_{\text{лм}} = \int_{\beta}^{\infty} \frac{U_{\text{ш}}}{\sigma_{\text{ш}}} \exp\left(-\frac{U_{\text{ш}}^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) dU_{\text{ш}} \quad (3.2)$$

Коли на приймач впливають як сигнал, так і шум, згинання розподілу навколо результуючого розподілу на виході фільтра підпорядковується узагальненому закону Релея

$$\omega(U_{c+\text{ш}}) = \frac{U_{c+\text{ш}}}{\sigma_{\text{ш}}^2} \exp\left(-\frac{U_{c+\text{ш}}^2 + U_c^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{U_c \cdot U_{c+\text{ш}}}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right) \quad (3.3)$$

де U_c – максимальна амплітуда сигналу на виході фільтра, яка вважається відомою величиною, визначеною методом найменшого квадратичного значення шумів $\sigma_{\text{ш}}$ і допустимий коефіцієнт шуму сигналу $q_0 = U_c/\sigma_{\text{ш}}$;

I_0 – тут нульовий порядок функції Бесселя уявний до аргументу;

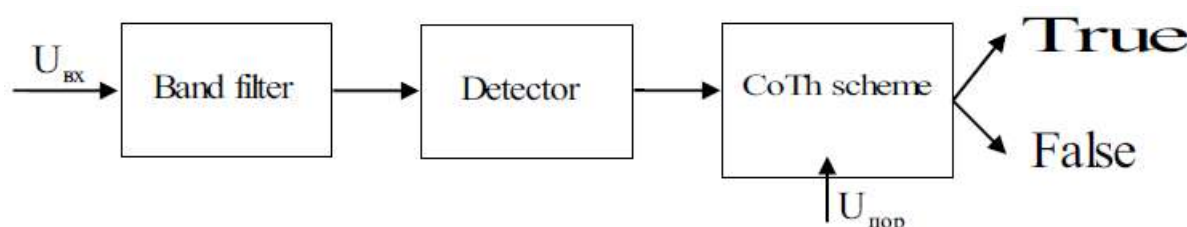


Рисунок 3.4 – Структура приймача одноразового фільтра для виявлення звукового випромінювання в діапазон частот Δf_i

Враховуючи введені коефіцієнти, ймовірність правильного виявлення можна визначити за формулою:

$$P_{\text{но}} = \int_{\beta}^{\infty} \omega(U_{c+\text{ш}}) dU_{c+\text{ш}} = \int_{\beta}^{\infty} \frac{U_{c+\text{ш}}}{q_0} \cdot \exp\left(-\frac{U_{c+\text{ш}}^2 + q_0^2}{2q_0}\right) \cdot I_0(U_{c+\text{ш}}) dU_{c+\text{ш}} \quad (3.4)$$

Формули (3.2) - (3.4) можна проінтегрувати, враховуючи відношення до шуму сигналу. Для прийнятих $P_{\text{лм}} \leq 0,1$ і $P_{\text{но}} \geq 0,9$ цю залежність можна подати у спрощеному вигляді

$$q_0 = 2 \cdot \left(\sqrt{\ln \frac{1}{P_{\text{лм}}}} + \sqrt{\ln \frac{1}{1+P_{\text{но}}} - 1,4} \right)^2 \quad (3.5)$$

При незмінному порозі прийняття рішення вимога до показників $P_{\text{но}}$ і $P_{\text{лм}}$ по-різному впливає на необхідне значення шуму сигналу. Так при $P_{\text{но}} = 0,99$ і $P_{\text{лм}} = 105$ необхідне значення $q_0 = 53,6$, якщо $P_{\text{лм}} = 0,9$ і $P_{\text{но}} = 0,1$, то значення відношення шуму сигналу повинні бути $q_0 = 12,2$.

Оскільки сигнали содарної станції в більшості випадків мають імпульсний характер, можливим заходом підвищення надійності є їх накопичення. Але накопичення можливе тільки після нелінійної обробки сигналів, що огинаються детектором, оскільки в початковому вигляді ці сигнали мають випадкову початкову фазу. З іншого боку, нелінійна обробка погіршує відношення до шуму сигналу після викривлення детектора. Якщо характеристику детектора апроксимувати квадратною параболою виду $U_{\text{вих}} = a \cdot U_{\text{вх}}^2$, то відношення шуму сигналу на його вході дорівнює, $U_c/\sigma_w = \sqrt{q_0}$ то на його кінці відношення шуму сигналу буде рівним

$$\frac{U_{\text{вих с}}}{U_{\text{вих ш}}} = \frac{U_c^2}{2U_c\sigma_{\text{ш}} + \sigma_{\text{ш}}^2} \quad (3.6)$$

З наведеної формули випливає, що при більшому співвідношенні шуму сигналу на вході, тобто $q_0 \gg 1$ і $U_c \gg \sigma_{\text{ш}}$, в кінці маємо

$$\frac{U_{\text{вих с}}}{U_{\text{вих ш}}} \approx \frac{U_c}{2\sigma_w} \gg 1 \quad (3.7)$$

Якщо $q_0 \ll 1$ і $U_c \ll \alpha_{ш}$, то вихідне відношення до шуму сигналу значно менше од.

$$\frac{U_{вих\ c}}{U_{вих\ ш}} \approx \left(\frac{U_c}{\sigma_w} \right) \ll 1 \quad (3.8)$$

З наведених співвідношень випливає: у першому випадку детектор погіршує коефіцієнт приблизно вдвічі, у другому випадку погіршення може бути в сотні - тисячі разів.

Якщо детектування ведеться на пачці з сигналів і N_c вимагає досягнення необхідної надійності розпізнавання для забезпечення співвідношення на її вході $q_{0\Sigma}$, то з урахуванням коефіцієнта $\alpha_{дем}$ втрат в детекторі співвідношення має становити сигнал-шум одиничного сигналу.

$$q_{01} = \frac{q_{0\Sigma}}{N_c} \cdot \alpha_{дем} \quad (3.9)$$

З наведених результатів аналізу показників достовірності детектування звукового випромінювання одним каналом приймача випливає, що вирішальне значення надає вихідному відношенню достовірності сигнал - вхідний шум фільтра. Погіршення вказаного співвідношення у багато разів може погіршити співвідношення на вході пристрою прийняття рішень. При малих співвідношеннях сигнал-шум несуча-приймач спроба поліпшити його на вході вирішального пристрою за рахунок накопичення може бути неефективною. Враховуючи також, що за відсутності попередньої інформації про параметри знайденого сигналу визначення задачі створення оптимальної схеми фільтрації є некоректним, слід констатувати дуже істотне обмеження набору засобів підвищення надійності при недостатніх значеннях коефіцієнта шум сигналу.

Розглянуте вище поширюється на випадок, коли знайдений сигнал має стабільну амплітуду, наприклад, коли між джерелом випромінювання і приймальною

антенною пряма видимість, відсутній багатопроменевий розподіл хвиль і об'єкт не рухомий. Насправді ці умови не виконуються і амплітуда сигналу, що надходить, змінюється випадковим чином. Як показують дослідження, проведені в (3.8), структура приймача та його алгоритм залишаються незмінними, однак, для досягнення однакових показників надійності $P_{\text{лм}}$ і $P_{\text{по}}$ потрібно більше значення середньої величини відношення шуму сигналу на його вході. Вимагається

$$q_{\text{ср}} = 2 \left(\frac{lgI/P_{\text{эл}}}{lgI/P_{\text{но}}} - 1 \right) \quad (3.10)$$

Залежність (3.10) може бути використана для побудови характеристик приймача. Їх аналіз свідчить про значний вплив незнання амплітуди на показники достовірності виявлення. Зокрема, в тій області характеристик, де $P_{\text{по}}$ велике, а $P_{\text{ам}}$ мало, незнання амплітуди призводить до значного збільшення (у сотні разів) необхідного значення шуму сигналу. В області малих значень $P_{\text{по}}$ випадкові зміни амплітуди (її випромінювання) можуть, навпаки, полегшити виявлення.

Для оцінки показників достовірності виявлення багаторазового приймача, побудованого на основі використання однакових каналів, необхідно знайти залежність імовірнісних характеристик усієї системи від ймовірностей $P_{\text{по}j}$, та $P_{\text{лм}j}$ ($i = 1, 2, \dots, m$) окремий i -й канал. Завдяки ідентичності схем обробки та незалежності діючих у них шумів від ймовірності правильного виявлення та ймовірності помилкової тривоги в різних каналах можна вважати однаковими $P_{\text{лм}j} = P_{\text{лм}i}$ і $P_{\text{по}j} = P_{\text{по}i}$ при $i \neq j$. Імовірність помилкового виявлення сигналу поєднана системою з ймовірністю помилкового виявлення певними каналами співвідношення $P_{\text{лм}} = 1 - (1 - P_{\text{лм}i})^m$. При $P_{\text{лм}i} \ll 1$ у біноміальному рядку $P_{\text{лм}}$, можливо, він буде обмежений першими двома компонентами, тоді

$$P_{\text{лм}} = m \cdot P_{\text{лм}i} \quad (3.11)$$

Формула (3.11) показує, що ймовірність помилкової тривоги в m -к каналній системі в m разів більше ймовірності помилкової тривоги в окремій схемі обробки.

Ймовірність надходження P_{np} сигналу в багатоканальний приймач дорівнює роботі ймовірностей P_{pri} допуск у відповідному каналі за ймовірністю $[(1 - P_{nmj})^{m-1}]$ не перевищення шумовою напругою порогу в усіх інших схемах також виражається $P_{np} = P_{pri} \cdot [(1 - P_{nmj})^{m-1}]$. Для випадку, коли $[(m-1) \cdot P_{лмі}] \ll 1$, другий коефіцієнт можна прийняти рівним 1, і, зважаючи на те, що ймовірність пропуску і правильного виявлення однозначно визначають один одного $P_{np} = 1 - P_{по}$ і $P_{pri} = 1 - P_{поі}$, ми отримуємо

$$1 - P_{по} \approx 1 - P_{при}, \text{ або } P_{по} \approx P_{при} \quad (3.12)$$

тому ймовірність правильного виявлення від ідентичних приймачів приблизно дорівнює в системі ймовірності правильного виявлення певним каналом. Поряд з помилковим виявленням і пропуском сигналу в багатоканальний приймач можуть мати місце спотворення, що полягають в тому, що при наявності - сигналу буде перевищено поріг в j-й схемі і здається, що є j-й сигнал. Ймовірності спотворення Риск і правильна інструкція $P_{пус}$ однозначно визначають одна одну $P_{иск} = 1 - P_{пус}$. Провівши аналогічні міркування, ми виявимо, що ймовірність правильної інструкції дорівнює $P_{пус} = P_{поі} \cdot (1 - P_{лмі})^{m-1}$. Враховуючи, що для $m \gg 1$, $(1 - P_{лмі})^{m-1} \approx 1 - m \cdot P_{лмі}$, отримуємо ймовірність спотворення $P_{иск} = 1 - P_{пус} = 1 - P_{поі} + m \cdot P_{поі} - P_{лмі}$, яку можна виразити через ймовірнісні характеристики всієї m-канальної системи з урахуванням формул (3.11) і (3.12):

$$P_{иск} = 1 - P_{по} + P_{по} \cdot P_{лмі} \quad (3.13)$$

Формули (3.11) і (3.12) просто дозволяють перейти від наведених вище співвідношень (3.5) і (3.10) для даних продуктивності одного каналу до даних продуктивності багатоканального приймача. Для цього необхідно у формулах (3.5) і (3.10) замінити стоячі там ймовірності правильного виявлення і помилкової тривоги для одного каналу на відповідні ймовірності для m-канальної системи, і, зробивши

перетворення, отримаємо вирази продуктивності приймача для випадків виявлення сигналу з невідомою фазою

$$q_0 = 2 \left(\sqrt{\ln m + \ln \frac{1}{P_{nm}}} + \sqrt{\ln \frac{1}{1-P_{no}} + 1,4} \right) \quad (3.14)$$

і невідомі фаза та амплітуда

$$q_{0cp} = 2 \left(\frac{\lg m + \lg 1/P_{nm}}{\lg 1/P_{no}} - 1 \right) \quad (3.15)$$

Співвідношення (3.14) і (3.15) показують, що якщо положення сигналу по тимчасовій і частотній осях заздалегідь невідоме (випадок на практиці), то при виявленні m -каналу необхідне співвідношення шум сигнал, що забезпечує затребувані збільшення P_{no} і P_{nm} , досягається одноканальним приймачем. Однак це збільшення невелике, оскільки в усі формули, що визначають значення q_0 , входить логарифм кількості каналів m .

Другим етапом у списку рішень при ідентифікації об'єкта є оцінка енергетичних характеристик спостережуваних сигналів і прийняття рішення про достатність відношення шум сигнал для виконання вимірювання параметрів випромінювання. Оцінка ведеться по вихідній напрузі активного каналу приймача. Кінцевою метою оцінки є знаходження середнього значення вихідної напруги вигину детектора. Для прийняття рішення про коефіцієнт струму шум сигнал необхідно знайти також середньоквадратичне значення відхилення вихідної напруги. Оскільки при ідентифікації об'єктів методом пасивної содар-локації попередніх даних про спостережуваний сигнал немає (на відміну від активної локації), то оптимальний приймач в системах пасивної локації обчислює відношення достовірності або момент функції. довіри.

Далі будемо вважати, що вихідна напруга приймача пропорційна функції достовірності. А оскільки максимум експонента збігається з максимумом його показника, то задача оцінки буде полягати в пошуку максимуму вихідної напруги

$U_{\text{вх}}(e)$, знайденого випромінювання в залежності від параметра потужності e , згадана залежність має вигляд

$$U_{\text{вх}}(e) = S(e) + H(e) \quad (3.16)$$

де $S(e)$ - сигнал,

$H(e)$ - функція шуму.

Відомо, що сигнальна функція регулярна і $U(e) = q_0 \cdot K_0(\Delta e)$, де $K_0(\Delta e)$ - номінальна автокорельована функція прийнятого сигналу за параметром e .

У випадку, коли $q_0 \ll 1$, вихідна напруга приймача містить численні шумові випромінювання, що перевищують приріст, викликаний спостережуваним сигналом, і однозначна оцінка в таких випадках неможлива, оскільки ймовірність помилки бійка.

При $q_0 \gg 1$ і $q_0 \gg \sqrt{q_0}$ приріст $U_{\text{вх}}$, викликаний спостережуваним сигналом, набагато більше шумове випромінювання, що забезпечує малу ймовірність помилки. Чим більше e , тим менше спотворено шумовою функцією сигналу, зміщенням максимуму вихідної напруги щодо випромінюваної енергії, і тим менша дисперсія оцінки e і вище, ніж точність оцінки.

Сигнальна функція завжди парна також є симетричною щодо справжнього значення e_0 . Тоді, при $q_0 \gg 1$ середнє за набором оцінок має бути однаково істинним значенням, тобто зсув оцінки не забезпечується. Крім того, теорія показує, що при нормальному шумі та $q_0 \gg 1$ метод максимуму вірогідності дає асимптотично ефективну оцінку. З іншого боку, із суті методу максимуму функції достовірності можна стверджувати, що розкид оцінки та ймовірність помилкового рішення (рис. 2.11) буде тим менше, ніж уже пік сигнальної функції та вже автокореляційна функція вхідного сигналу в вимірюваному параметрі e .

Для знаходження оцінки e істинного значення параметра $e = e_0$, необхідно знайти значення e_0 , відповідне максимуму $U_{\text{вх}}(e)$. Прирівнюючи похідну від $U_{\text{вх}}(e)$, до зего, отримуємо

$$S'(\hat{e}_0) + H'(\hat{e}_0) = \left. \frac{d}{de} S(e) \right|_{e=\hat{e}_0} + \left. \frac{d}{de} H(e) \right|_{e=\hat{e}_0} = 0 \quad (3.17)$$

При $q_0 \gg 1$ оцінити $\hat{e}_0 = e_0$, а якщо у другому складі замість $\hat{e}_0$ підставити e_0 , то статистичні характеристики стохастичної функції $H(e)$ при стаціонарному вхідному процесі практично не зміняться:

$$S'(\hat{e}_0) + H'(e_0) = 0 \quad (3.18)$$

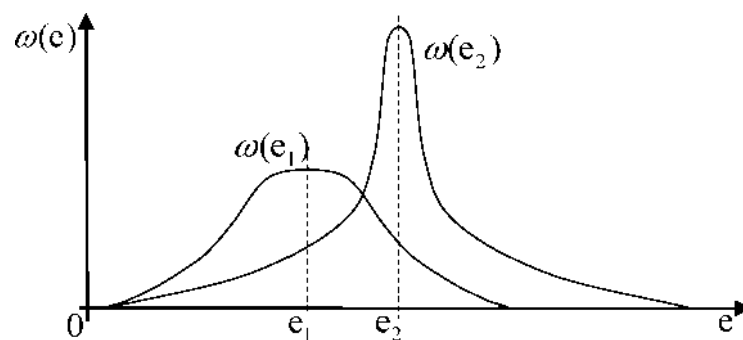


Рисунок 3.5 – густина ймовірності для малого $w_1(e)$ і великого $w_2(e)$ співвідношення сигнал/шум

Розкладемо функцію $S(e)$ в ряд Тейлора в околиці точки e_0 $S(e) = S(e_0) + (e - e_0) \cdot S'(e_0) + \frac{(e - e_0)^2}{2} \cdot S''(e_0) + \dots$ у якому перша складова - постійна складова, друга, в силу парності $S(e)$, дорівнює 0. Тому при диференціюванні $S(e)$ у формулі (3.16) отримаємо відношення $(\hat{e}_0 - e_0) \cdot S''(e_0) + H'(e_0) = 0$ у якому перша складова - постійна складова, друга, в силу парності $S(e)$, дорівнює 0. Тому при диференціюванні $S''(e_0)$ у формулі (3.16) отримаємо відношення

Вважаючи, що $S''(e_0)$ - не випадкова величина, отримаємо дисперсію оцінки

$$\sigma^R(e) = \sigma^2(\hat{e}_0 - e_0) = \frac{1}{[S''(e_0)]^2} \cdot \sigma^2[H'(e_0)] \quad (3.19)$$

Представимо функцію шуму у вигляді $N(e) = \sqrt{q_0} \cdot h(e)$, де $h(e)$ – номінальний випадкового процесу із середньоквадратичним значенням, рівним одиниці, і зробивши підстановку у формулу (17), матимемо

$$\sigma^2(e) = \frac{q_0 \cdot \sigma^2[h(e_0)]}{[S''(e_0)]^2} \quad (3.20)$$

Функція $h'(e_0)$ дорівнює значенню другої похідної кореляційної функції цього процесу зі знаком повернення при нульовому значенні аргументу, тому $\sigma^2[h'(e_0)] = -k''_{ho}(0)$. Тоді менше значення дисперсії оцінки параметра e можна отримати, якщо припустити, що фільтр приймача узгоджений із сигналом. У цьому випадку розрахункова автокорельована функція шуму на виході фільтра збігається з розрахунковою автокорельованою функцією прийнятого сигналу на його вході, звідси випливає

$$\sigma^2[h'(e_0)] = -k''_0(0) \quad (3.21)$$

Враховуючи це

$$[S''(e_0)]^2 = q_0^2 \cdot [k''_0(0)]^2 \quad (3.22)$$

і зробивши заміну (3.19) і (3.20) в (3.18), отримаємо розкид оцінки:

$$\sigma^2(e) = -\frac{1}{q_0 \cdot k''_0(0)} \quad (3.23)$$

Фізичний зміст співвідношення (23) відображає зв'язок дисперсії оцінки, співвідношення шум сигналу q_0 і параметра «вузькості» сигналу автокорельованої функції $\cdot k''_0(0)$. При збільшенні коефіцієнта шум сигналу q_0 визначає величину дисперсії, а отже й ймовірність помилки при прийнятті рішення на цьому етапі ідентифікації відповідно до

$$P_{ow} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma(e)}} \int_{-\infty}^n \exp \frac{(e-e_0)^2}{2 \cdot \sigma^2(e)} de \quad (3.24)$$

що неможливо врахувати вплив властивостей автокореляційної функції прийнятого сигналу на надійність прийнятих рішень, оскільки відсутня попередня інформація про ці властивості.

Розглянуте вище є справедливим для випадку дії шумів у вигляді гаусового шуму. В якості таких шумів можуть виступати власні шуми обладнання, космічний шум, шум атмосфери тощо. Якщо шуми з іншим розподілом, наприклад, створені цілеспрямовано, то на вхід пасивної системи содар-локації діють формальні алгоритми прийняття рішень, виходячи з викладених вище причин. Необхідний облік великої кількості ознак сигналу та облік властивостей реальних шумів. Залучення інтелектуального ресурсу людини-оператора може полегшити задачу пеленгації в багатьох випадках.

Проблеми прийняття рішень на наступних етапах ідентифікації об'єкта (з 3 на 5) ще більше піддаються формалізації, тому залучення оператора поряд з використанням баз даних і баз знань ще більш виправдано. Однак необхідно враховувати обмежені можливості людини в складі людино-машинних систем обробки інформації. Так кількість ознак, які здатна сприйняти особа при ідентифікації об'єкта, не перевищує (7 ± 2) . Необхідний час ідентифікації для взаємозв'язаних символів (слів, фраз) дорівнює 85 мс на символ.

Це залежить від ряду факторів, у тому числі для: аналогових вимірювань - від класу F похибки вимірювального приладу; послідовності букв - із загальної кількості літер фрази N_v дискретні виміряні розміри - з числа десяткових категорій N_z .

Для вказаних випадків отримано наступні величини необхідного часу ідентифікації:

- для аналогових пристроїв $t_{ia} = 0.1 \lg(\frac{50}{F} + 1)$, де $\lg$ - динамічний логарифм по основі 2;
- для цифрових пристроїв

$$T_{iz}=0.061(1+3.33N_z) [c] \quad N_z \geq 1, N_z=0, t_{is}=0$$

- для алфавітної інформації

$$T_{ib}=0.1(1+1.25N_B) [c], N_B \geq 1, N_B=0, t_{ib}=0$$

За наведеними вище формулами розраховуються прийнятні для оператора людини значення обмеження швидкості надходження інформації залежно від форми її представлення для: зв'язного тексту - 19,3 біт/с; послідовності літер - 22,4 біт/с ($N_z = 4$); аналогові вимірювані розміри, що зчитуються з показуючих приладів при поперемінних вимірюваннях - 9,3 біт/с ($F=2,5$).

Максимальне значення швидкості надходження змішаної (буквено-цифрової) інформації до особи-оператора визначається за формулою:

$$J_{ms_i} = 11.75 \frac{N_B + 0.7N_z}{1 + 0.4N_B + 0.15N_z} [bps], (N_z \neq 0, N_B \neq 0) \quad (3.25)$$

За наведеними вище формулами розраховуються прийнятні для оператора людини значення обмеження швидкості надходження інформації залежно від форми її представлення для: зв'язного тексту - 19,3 біт/с; послідовності літер - 22,4 біт/с ($N_z = 4$); аналогові вимірювані розміри, що зчитуються з показуючих приладів при поперемінних вимірюваннях - 9,3 біт/с ($F=2,5$).

Максимальне значення швидкості надходження змішаної (буквено-цифрової) інформації до особи-оператора визначається за формулою:

$$t_i = 0.4(1 + 0.4N_B + 0.15N_z) \quad (3.26)$$

Зі сказаного випливає, що реальні можливості людини-оператора у складі системи ідентифікації обмежені як кількістю ознак, так і швидкістю надходження цих ознак на обробку.

Суттєвим обмеженням є також обмеження часу ідентифікації об'єкта за наборами ознак, а також суттєве погіршення ідентифікації при збоях у роботі технічних засобів системи, у тому числі викликаних дією перешкод і перевантаженням інформаційних каналів системи. Усе це свідчить про необхідність

удосконалення структури засобів ідентифікації у складі спеціалізованих інформаційно-вимірювальних систем пасивного звукового моніторингу, а також удосконалення алгоритмів їх функціонування з мінімальним розв'язанням максимальної кількості задач багатоетапної ідентифікації. участь особи оператора.

3.3 Розробка алгоритмів визначення координат БПЛА в DRS та їх аналіз

3.3.1 Розробка методу визначення координат БПЛА в диференціально-дальномірній системі на основі модифікованого методу Ньютона

В даний час широкого поширення набули пасивні комплекси автоматичного виявлення і створення маршрутів руху повітряних цілей, непошукових в космосі, за випромінюваннями їх бортових звукових радіоелектронних засобів на основі ТДОА вимірювання координат.

Принцип дії таких систем заснований на вимірюванні різниці моментів надходження сигналів на станції, що входять до складу комплексу. Як правило, до складу комплексу входять чотири станції L_1 , L_2 , L_3 і C (рис. 3.6). Це дозволяє забезпечити однозначне вирішення задачі вимірювання трьох координат повітряних цілей у круговому просторовому секторі.

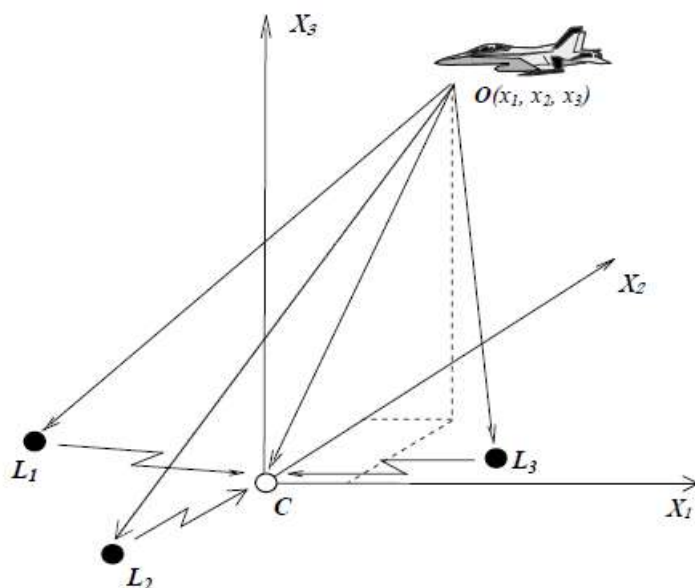


Рисунок 3.6 – Взаємне розташування комплексу пасивної содар-локації та БПЛА

Координати цілей часу описуються в даний момент системою трьох рівнянь (3.27).

$$\begin{aligned} r_1 &= \frac{1}{c}(OL_1 + CL_1 - OC) \\ r_2 &= \frac{1}{c}(OL_2 + CL_2 - OC) \\ r_3 &= \frac{1}{c}(OL_3 + CL_3 - OC) \end{aligned} \quad (3.27)$$

де τ_{123} - затримки часу надходження сигналу від цілі на центральну станцію С через бічні станції L1, L2, L3:

- відстані між БПЛА та бічними станціями;
- відстані між бічними та центральними станціями;
- відстань між БПЛА та центральною станцією.

Виразивши співвідношення (3.27) в системі координат положення станцій і БПЛА, отримаємо систему нелінійних рівнянь, в якій відомі всі величини, крім координат положення БПЛА $x = (x_1, x_2, x_3)^T$

$$\begin{aligned} F_1(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^1)^2 + (x_2 - x_2^1)^2 + (x_3 - x_3^1)^2} + D_1 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - r_1 = 0 \\ F_2(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^2)^2 + (x_2 - x_2^2)^2 + (x_3 - x_3^2)^2} + D_1 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - r_2 = 0 \\ F_3(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^3)^2 + (x_2 - x_2^3)^2 + (x_3 - x_3^3)^2} + D_1 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - r_3 = 0 \end{aligned} \quad (3.28)$$

де $D_i = \overline{L_i C}$, $i=1,2,3$,

Вектор $x^i = (x_1^i, x_2^i, x_3^i)^T$ $i = 1,2,3$ визначає положення і-ї станції в тривимірному просторі R^3 .

При створенні математичного та програмного забезпечення для комплексів пасивного розміщення також дуже гостро стоїть проблема зменшення обсягу обчислювальних операцій.

Взагалі, методів розв'язку систем нелінійних рівнянь $F(x) = 0$, що гарантують отримання прийняттого результату, не існує. За умови виконання певних вимог до властивостей нелінійних рівнянь ефективним методом розв'язання є ітераційний метод Ньютона.

Для реалізації методу Ньютона необхідно отримати аналітичні вирази для обчислення матриці приватних похідних (матриця Якобі)

$$F'(x_k) = \begin{vmatrix} \frac{\partial F_1(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_1} & \frac{\partial F_1(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_2} & \frac{\partial F_1(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial F_2(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_1} & \frac{\partial F_2(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_2} & \frac{\partial F_2(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial F_3(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_1} & \frac{\partial F_3(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_2} & \frac{\partial F_3(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_3} \end{vmatrix} \quad (3.29).$$

де

$$\frac{\partial F_j(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_i} = \frac{x_i - x_i^j}{\sqrt{\sum_{i=1}^3 (x_i - x_i^j)^2}} - \frac{x_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^3 x_i^2}}, i = 1..3, j = 1..3. \quad (3.30)$$

У розглянутій області $\Omega \in R^3$ тривимірному просторі R^3 вектор-функція $F(x) = (F_1(x), F_2(x), F_3(x))^T$, має всі приватні похідні 1-го порядку. Обчислювальну процедуру методу Ньютона можна легко отримати з розкладання в ряд Тейлора в точці x^* лівої частини системи:

$$F(x^*) = F(x_k) + F'(x_k)(x^* - x_k) + R(x^* - x_k), \quad (3.31)$$

Вважаючи, що x^* - є розв'язок системи, праву частину (2.3) прирівнюємо до нуля, і, знехтувавши нев'язкою $R(x^* - x_k)$, отримаємо схему Ньютона:

$$F(x_k) + F'(x_k)(x^* - x_k) = 0. \quad (3.32)$$

Розв'язуючи рівняння (2.6) відносно нового підходу x_{k+1} , отримаємо класичне враження про метод:

$$X_{k+1} = X_k - F'(X_k)^{-1} F(X_k). \quad (3.33)$$

Ітерації можливі, якщо матриця приватних похідних - невироджена. Ефективність методу Ньютона полягає в тому, що оцінка відбувається [12]:

$$\|X_{k+1} - X^*\| \leq C \|X_k - X^*\|^2 \quad (3.34)$$

показуючи, що близькість до точного рішення на $(k+1)$ -й ітерації пропорційна квадрату помилки k -ої ітерації, тобто ітераційний процес (2.5) має квадрат швидкості збіжності.

Включивши в ряд тейлорівці другого порядку, можна отримати обчислювальну схему, що має кубічну збіжність:

$$x_{k+1} = x_k - \left[I - \frac{1}{2} F'(x_k)^{-1} F''(x_k) F'(x_k) F(x_k) \right]^{-1} F(x_k)^{-1} F(x_k)^{-1} F(x_k), \quad (3.35)$$

Для реалізації цієї схеми знадобиться знайти n^2 приватних похідних першого порядку і n^3 приватних похідних другого порядку. Крім того, виконувати 2 адреси матриць. При такому обсязі обчислювальних операцій навіть збільшуються швидкість збіжності не дозволяє цій схемі конкурувати з ітераціями першого і другого порядку.

Менш дорогою схемою третього порядку є схема:

$$X_{k+1} = X_k - F'(X_k)^{-1} [F(X_k) + F(X_k - F'(X_k)^{-1} F(X_k))] \quad (3.36)$$

який насправді містить 2 кроки з однаковою матрицею повернення.

Однією з найпростіших модифікацій методу Ньютона є наступна ітерація [13]

$$x_{k+1} = x_k - \omega [F'(x_k) + \lambda I]^{-1} F(x_k), \quad k=0, 1, \dots, n \quad (3.37)$$

де ω, λ - фіксовані константи.

У випадку $\omega = 1$ і $\lambda = 0$ це (3.37) зводиться до класичного методу Ньютона. Ітерація за формулою (3.35) не має надлінійної швидкості збіжності методу Ньютона.

Однією з вимог збіжності ітераційного процесу є покрокове приведення деякої норми, тобто повинна виконуватися нерівність:

$$\|F_{k+1}(x)\| \leq \|F(x_k)\|, \quad k=0, 1, \dots, n. \quad (3.38)$$

Метод Ньютона не гарантовано відповідає цій умові навіть у випадку однієї змінної. Найпростішою модифікацією методу Ньютона є наступна ітерація:

$$x_{k+1} = x_k - \omega_k F'(x_k)^{-1} F(x_k), \quad k=0, 1, \dots, n, \quad (3.39)$$

для якого множник ω_k вибрано так, щоб виконувалася умова (37). Достатні умови життя таких коефіцієнтів наведено в [14].

При поганій обумовленості матриці похідних $F'(x)$ вибором розміру λ на ітерації (2.9) можна домогтися невиродження результуючої матриці $F'(x) + \lambda I$.

Таким чином, ітерації типу (2.9) застосування методу Ньютона, пов'язані зі збіжністю методу і можливим виродженням матриці приватних похідних, дозволяють вирішити задачі $F'(x)$. Існують і інші підходи, що вирішують вищевказані труднощі практичного використання модифікацій методу Ньютона.

Уникнути дії адреси матриці Якобі можна, якщо представити ітераційний процес у вигляді [15]

$$F(x^k) + F'_x(x^{k+1} - x^k) = 0 \quad (3.40)$$

Знайти x^{k+1} необхідно розв'язати систему лінійних алгебраїчних рівнянь (2.1), початкове зображення якої має вигляд

$$F'_x(x^k)x^{k+1}=F'_x(x^k)x^k-F(x^k)=0 \quad (3.41)$$

Для забезпечення збіжності ітерацій (3.1) можна ввести множник ω^k і вибрати його так, щоб забезпечити виконання умов збіжності $\|F(x^{k+1})\| \leq \|F(x^k)\|$. З урахуванням множника ω^k ітераційний процес набуває вигляду:

$$F'_x(x^k)x^{k+1}=F'_x(x^k)x^k-\omega^k F(x^k)=0 \quad (3.42)$$

Вибором можна змінити розмір вектора правої частини лінійної системи рівнянь. Однак існує ймовірність виродження матриці Якобі або близькості до виродження (тобто $\det F'_x(x^k) \approx 0$), що знижує стійкість рішення до різних помилок.

У цьому випадку можна використати модифікацію матриці Якобі наступним чином

$$G(x^k)=F'_x(x^k)+\lambda_k I \quad (3.43)$$

і вибір параметра λ^k , щоб перетворити результуючу матрицю $G(x^k)$ в діагонально доміную, що дозволить поліпшити умовність системи рівнянь.

Модифікація ітераційного процесу має вигляд:

$$[F'_x(x)+\lambda^k I]x^{k+1}=[F'_x(x^k)+\lambda I]x^k-\omega^k F(x^k), \quad (3.44)$$

що дозволяє гарантувати отримання прийняттого розв'язку системи (2).

Після кількох ітерацій (3.18) і появи наближень x^{k+1} до області збіжності методу Ньютона можна повернутися до класичної схеми (3.13), збільшивши тим самим швидкість збіжності до точного розв'язку вихідної системи (3.2).

Для локальної збіжності методу Ньютона достатньо, щоб спектральний радіус матриці $G=I-A^{-1}F'_x(x^*)$ був строго менше одиниці, тобто:

$$R=\rho\{I-[F'_x(x^*)]^{-1}F'_x(x^*)\}<1, \quad (3.45)$$

Чим менше розмір R , тим швидше збіжність ітерацій (3.13).

Нехай $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ - власні значення матриці

$$G = I - [F'_x(x^*)]^{-1} F'_x(x^*), \quad (3.46)$$

Ми визначимо спектральний радіус матриці G як $\rho = \max\{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$

$$\rho = \max_i \{ \operatorname{Re} \lambda_i, \dots, \operatorname{Re} \lambda_n \}, \quad (3.47)$$

де $\operatorname{Re} \lambda_i$ - визначимо спектральний радіус матриці G як λ_i , $i = \overline{1, n}$

При вирішенні координатно-маршрутної задачі скорочення обчислювальних операцій досягається наступними способами:

- використання модифікованого методу Ньютона, пов'язаного зі зменшенням кількості перерахунків матриці приватних похідних [16];

- виключення ітераційного процесу одного з рівнянь системи (3.27) у випадку, якщо одна з координат БПЛА не змінюється (наприклад, висота польоту), а також при досягненні заданої точності будь-якої з координат положення БПЛА [17.18].

Розв'язок системи рівнянь (3.2) проходив методом Ньютона в середовищі комп'ютерного моделювання MATHCAD, у результаті якого маршрутні координати на основі експериментальних даних вимірювання та подальшої фільтрації затримок часу прибуття отримано сигнал для місць приймання комплексу пасивної содар-локації. Маршрут, представлений на рис. 3.7 будується при обчисленні матриці приватних похідних на кожному кроці ітерації отримано подальшу фільтрацію затримок часу приходу сигналу для місць приймання комплексу пасивної содар-локації. Маршрут, представлений на рис. 3.7 будується при обчисленні матриці приватних похідних на кожному кроці ітерації

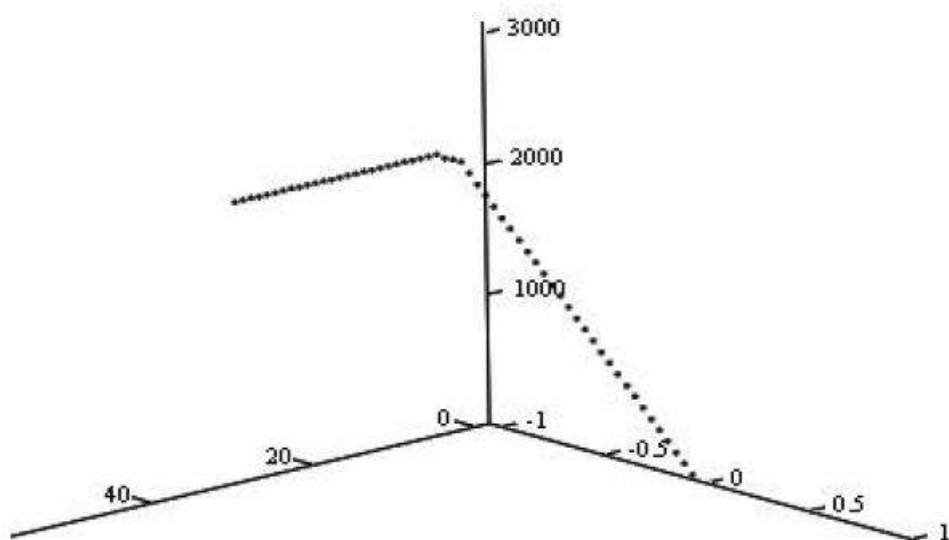


Рисунок 3.7 – Маршрут БПЛА, побудований при розрахунку матриці приватних похідних на кожному кроці ітерації

Крім того, проведено аналіз можливості скорочення часу обчислень за рахунок використання матриці (3.3) без її перерахунку на кожному ітераційному кроці, в результаті чого встановлено, що використання однієї і тієї ж матриці для кількох кроків ітерації без можливе значне погіршення точності за фіксовану кількість ітерацій. Результати розрахунків наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Залежність точності визначення координат БПЛА від кількості ітерацій при перерахунку матриці Якобі

$\epsilon = x_{k+1} - x_k, m$	Кількість ітерацій при перерахунку матриці Якобі на кожному кроці ітерації	Кількість ітерацій при перерахунку матриці Якобі на перших двох кроках ітерації
10	2	2
0.001	3	3
0.000001	4	4
0.0000001	4	5

Розроблено методику визначення координат БПЛА шляхом чисельного розв'язання нелінійної задачі диференціального та дальностного вимірювання координат, на основі модифікованого методу Ньютона. Показано доцільність використання одного і того ж визначника матриці приватних похідних для двох-трьох кроків ітерації, що дозволяє в 2-3 рази скоротити час обчислень із задовільною точністю обчислень. Запропонований метод дозволяє будувати суцільні сліди повітряних цілей при короткочасній втраті випромінюваних ними сигналів. Допустимий інтервал часу відсутності сигналів дорівнює 3-5 періодам сканування встановленої на борту цілі антенної системи.

3.3.2 Аналіз нелінійної задачі диференціального та дальнього вимірювання координат за допомогою функцій параметричної чутливості

Важливим завданням при розробці систем пасивної содар-локації є проблема визначення похибки обчислення координат БПЛА. У разі знаходження БПЛА на різному видаленні від носіїв системи пасивної содар-локації, одним із ефективних способів визначення абсолютної похибки вимірювання координат є метод функцій чутливості, пов'язаний з вивченням впливу зміни вхідного сигналу. параметри по зміні вихідних днів. Під вхідними параметрами в системах пасивної содар-локації розуміються тимчасові затримки прибуття сигналу БПЛА на станцію комплексу, а під вихідними – розраховані комплексом координати БПЛА [19].

При вивченні динамічних систем часто використовується концепція однозначної відповідності між векторами вхідних і вихідних параметрів, які можна визначити за допомогою диференціальних рівнянь, рівнянь стану або будь-яким іншим способом. Однак при практичних розрахунках вхідні параметри можна визначити лише з певною точністю. Крім того, параметри системи змінюються залежно від зовнішніх умов і в часі, тобто інженерні розрахунки мають справу з номінальними значеннями параметрів і з відповідними допусками. У зв'язку з цим замість однозначного співвідношення між номінальними вхідними і вихідними параметрами практичніше розглядати співвідношення областей зміни вхідних і

вихідних параметрів щодо номінальних значень, яке дає інформацію про чутливість системи до обурень.

До складу розглянутої системи входять чотири рознесені станції C, R, L і Q (рис. 3.8), а для визначення координат використовується диференціально-дальномірний метод, заснований на вимірюванні різниці часів приходу сигналу від БПЛА на бік вокзалів по відношенню до центральних і побудови на них використано відповідні гіпербол. Місце розташування БПЛА - точка перетину трьох гіперболоїдів обертання.

Для визначення координат об'єкта в даний момент часу необхідно розв'язати систему гіперболічних рівнянь (3.1).

Система рівнянь (3.1) виражається через координати БПЛА та станцій комплексу у вигляді:

$$\begin{aligned} F_L &= \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_1 - x_{1L})^2 + (x_2 - x_{2L})^2 + (x_3 - x_{3L})^2} \right) + D_L - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} - \tau_L = 0 \\ F_R &= \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_1 - x_{1R})^2 + (x_2 - x_{2R})^2 + (x_3 - x_{3R})^2} \right) + D_R - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} - \tau_R = 0 \\ F_Q &= \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_1 - x_{1Q})^2 + (x_2 - x_{2Q})^2 + (x_3 - x_{3Q})^2} \right) + D_Q - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} - \tau_Q = 0 \end{aligned} \quad (3.48)$$

де x_1, x_2, x_3 - координати цілі;

x_{1L}, x_{2L}, x_{3L} - координати станції L;

x_{1R}, x_{2R}, x_{3R} - координати станції R;

x_{1Q}, x_{2Q}, x_{3Q} - координати станції Q.

Нехай відома σ_i^T похибка вимірювань (за стандартним відхиленням) часів затримок $\tau_{L,R,Q}$ надходження сигналу на станцію.

Координати БПЛА розраховуються шляхом знаходження коренів системи рівнянь (3.48) [20]. За умови точного вимірювання часу τ_0 одержимо точний розв'язок системи (3.48) x_0 . Необхідно отримати оцінку координат БПЛА при неправильних розмірах компонента вектора $\tau = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]$, де $\tau_1 = \tau_L, \tau_2 = \tau_Q, \tau_3 = \tau_R$. Для цього розкладемо вектор x в ряд Тейлора в околі точних координат БПЛА x_0 , обмежившись його лінійною частиною:

$$x(\tau_0 + \Delta\tau) = x(\tau_0) + \left. \frac{dx}{d\tau} \right|_{\tau=\tau_0} (\Delta\tau) \quad (3.49)$$

де

$$x(\tau_0 + \Delta\tau) - x(\tau_0) = \left. \frac{dx}{d\tau} \right|_{\tau=\tau_0} (\Delta\tau) \quad (3.50)$$

Значення зсуву Δx - координати, зумовлене похибкою вимірювання часу затримки на величині $\Delta\tau$, визначається коефіцієнтами чутливості таким співвідношенням [21]:

$$\Delta x(\tau_0 + \Delta\tau) = \left. \frac{dx}{d\tau} \right|_{\tau=\tau_0} (\Delta\tau) \quad (3.51)$$

де

$$\left. \frac{dx}{d\tau} \right|_{\tau=\tau_0} = \begin{bmatrix} \frac{dx_1}{d\tau_1} & \frac{dx_1}{d\tau_2} & \frac{dx_1}{d\tau_3} \\ \frac{dx_2}{d\tau_1} & \frac{dx_2}{d\tau_2} & \frac{dx_2}{d\tau_3} \\ \frac{dx_3}{d\tau_1} & \frac{dx_3}{d\tau_2} & \frac{dx_3}{d\tau_3} \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

матриця першої похідної координат БПЛА від часових затримок $\tau = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]$ (матриця Якобі) [22,23].

Кожна координата x_i вектора x отримає відповідне відхилення у зв'язку з похибками вимірювання часу затримки, а саме:

$$x_i(t_0 + \Delta\tau) = x_i(t_0) + \sum_{j=1}^3 \frac{dx_i}{d\tau_j} \Delta\tau_j, \quad i=1 \dots 3 \quad (3.53)$$

Коефіцієнт (3.53) містить похибку вимірювання координати БПЛА, пропорційну похибці вимірювання затримки $\Delta\tau_j$, коефіцієнт пропорційності при цьому є функцією чутливості $\frac{dx_i}{d\tau_j}$ координати x_i для зміни часу затримки. Знаючи функцію чутливості і виміряну тимчасову затримку, можна знайти значення абсолютної похибки розрахункової координати

Розглянемо варіант симетричного розташування станцій і джерела звукового випромінювання, що рухаються по маршруту (рис. 3.8).

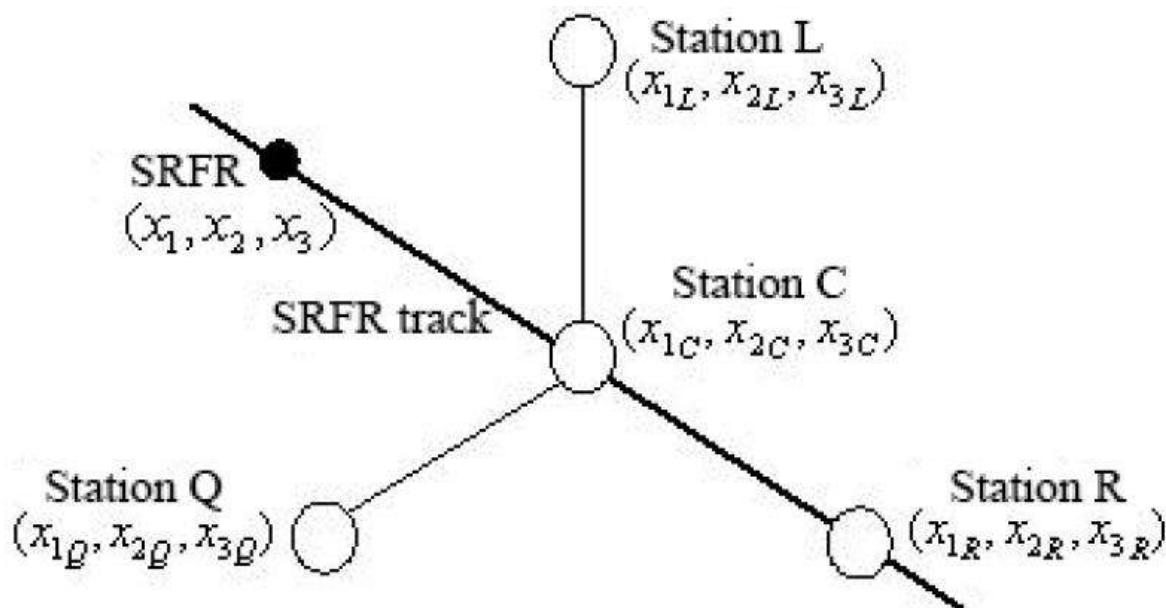


Рисунок 3.8 – Симетричне розташування станцій з маршрутом джерела звукового випромінювання

Розрахуємо матриці Якобі при $\delta\tau_i = 15\%$, $i = 1, 3$ при положенні БПЛА над станціями L, Q, R, а також над станцією C і за станцією C вона симетрична станції R (як показано на рис. 3.8). Результати розрахунку наведені в таблиці 3.2.

Видно, що найменші значення мають коефіцієнти чутливості при знаходженні БПЛА над станцією C, тобто в центрі системи. У всіх інших випадках коефіцієнти чутливості мають великі значення, і це буде проявлятися тим сильніше, чим більше БПЛА віддаляється від станцій комплексу. Крім того, з таблиці видно, що при знаходженні БПЛА безпосередньо над станціями L, Q, R коефіцієнти чутливості мають мінімальне значення на ту тимчасову затримку, яка визначається цією станцією. Це можна пояснити тим, що помилка, внесена в обчислення координат при зміні на відповідну тимчасову затримку, буде невеликою при знаходженні БПЛА над відповідною станцією в обчисленні координат іншими станціями.

Таблиця 3.2 – Матриці Якобі при забезпеченні БПЛА над станціями L, Q, R, а також над станцією С і за станцією С симетрична станції R, $\delta\tau_i = 15\%$, $i = 1,3$

	Над станцією L (вимірювання τ_1)			Над станцією L (вимірювання τ_2)			Над станцією R (вимірювання τ_3)		
	$\frac{dx_i}{d\tau_1}$	$\frac{dx_i}{d\tau_2}$	$\frac{dx_i}{d\tau_3}$	$\frac{dx_i}{d\tau_1}$	$\frac{dx_i}{d\tau_2}$	$\frac{dx_i}{d\tau_3}$	$\frac{dx_i}{d\tau_1}$	$\frac{dx_i}{d\tau_2}$	$\frac{dx_i}{d\tau_3}$
X ₁	5,676*10 ³	5,482*10 ⁵	2,309*10 ⁵	2,107*10 ⁴	6,424*10 ⁴	2,088*10 ⁵	3,093*10 ⁵	4,167*10 ⁵	1,316*10 ⁴
X ₂	1,703*10 ⁴	1,76*10 ⁶	2,353*10 ⁵	2,661*10 ⁵	2,452*10 ⁵	1,567*10 ⁵	1,2*10 ⁵	2,17*10 ⁵	1,236*10 ⁴
X ₃	3,867*10 ⁵	3,002*10 ⁶	5,212*10 ⁴	3,184*10 ⁵	1,116*10 ⁵	1,497*10 ⁴	5,852*10 ⁵	3,89*10 ⁵	3,07*10 ⁵
Над станцією С			Симетрично станції R відносно станції С						
	$\frac{dx_i}{d\tau_1}$	$\frac{dx_i}{d\tau_2}$	$\frac{dx_i}{d\tau_3}$	$\frac{dx_i}{d\tau_1}$	$\frac{dx_i}{d\tau_2}$	$\frac{dx_i}{d\tau_3}$			
X ₁	4,218*10 ⁴	1,25*10 ³	1,705*10 ⁵	8,495*10 ⁴	6,398*10 ⁴	2,316*10 ⁵			
X ₂	1,593*10 ⁴	2,201*10 ⁵	1,075*10 ⁵	2,04*10 ⁵	2,828*10 ⁵	1,699*10 ⁵			
X ₃	5,223*10 ⁵	5,523*10 ⁴	8,116*10 ⁴	7,131*10 ⁵	7,628*10 ⁵	9,04*10 ⁵			

Розташування станцій комплексу та маршрут, що відповідає випадку, як показано на рис. 3.8, коефіцієнти чутливості, [км/с] залежно від координат і відносна похибка вимірювання часу затримки приходу сигналу, $\delta x_i = 15\%$, наведені на рис. 3.9 та рис. 3.10.

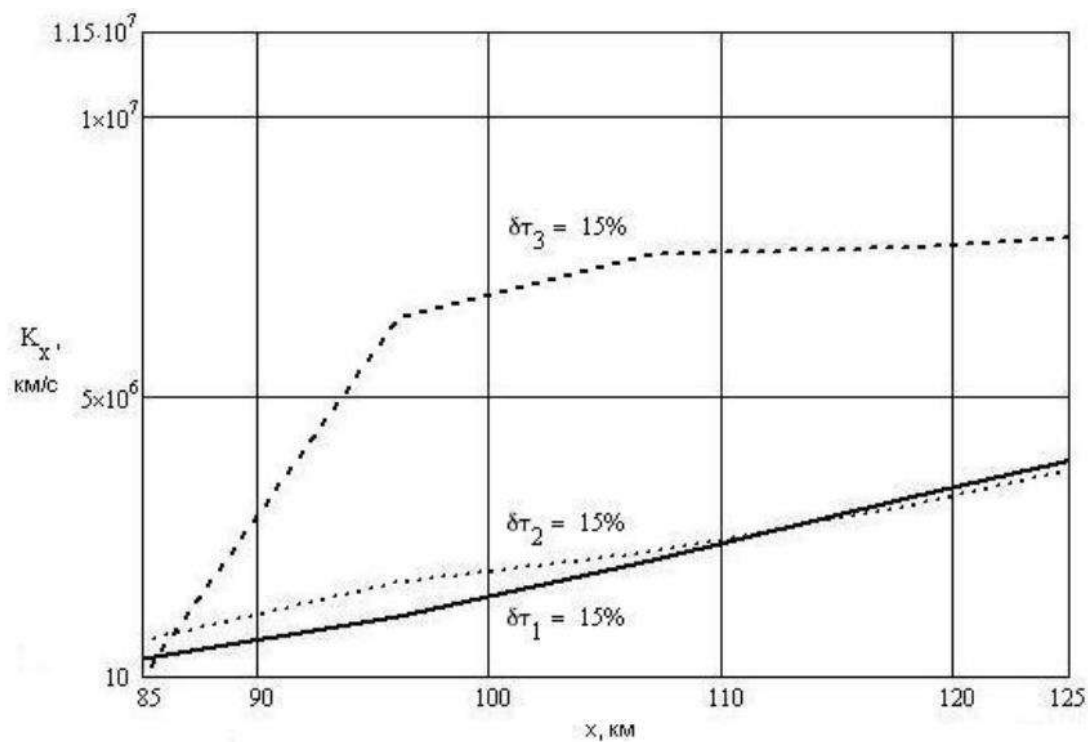


Рисунок 3.9 – Функції чутливості K_x координати x при русі по маршруту на $811,2,3 = 15\%$ (функції чутливості для $\delta\tau_3$ для суміщення розкладів збільшено на коеф. $0,05$)

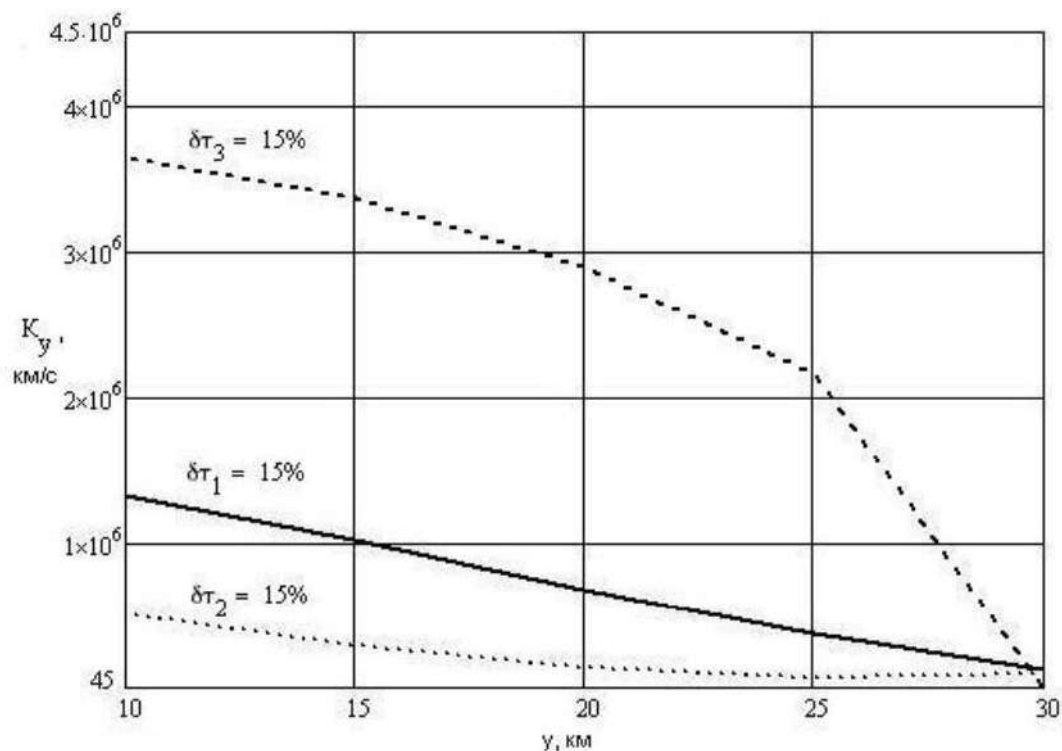


Рисунок 3.10 – Функції чутливості K_y координати y при русі по маршруту при $\delta\tau_{1,2,3}=15\%$ (функції чутливості для 8×3 для суміщення розкладів збільшено на коефіцієнт $0,2$)

Поведінка функцій чутливості показує, що досить незначні зміни величини часових затримок призводять до значних змін розрахованих координат, тобто до появи значних похибок обчислення координат [24]. Звідси випливає вимога максимально точного вимірювання затримок часу приходу сигналу станцій комплексу. Крім того, аналіз цих залежностей дозволяє зробити висновок про наявність поблизу станцій комплексу певної зони, коефіцієнти чутливості в якій мають найменше значення і їх зміна в цій зоні є незначною. За межами цієї зони функції чутливості мають зростання, що збільшується в міру видалення від місця розташування станцій [25].

При створенні математичного та програмного забезпечення систем пасивного розташування постає проблема зменшення обсягу обчислювальних операцій для вирішення інформаційних задач. При вирішенні координатно-маршрутної задачі скорочення обчислювальних операцій досягається наступними способами:

- використання модифікованого методу Ньютона, пов'язаного зі зменшенням кількості перерахунків матриці приватних похідних;
- виключення ітераційного процесу одного з рівнянь системи (2), якщо одна з координат БПЛА не змінюється (наприклад, висота польоту), а також при досягненні заданої точності будь-яка з координат положення БПЛА.

У другому випадку важливо визначити - яке рівняння так і які вимірювання станції виключити з системи (2.2). Відповідь на це питання може дати аналіз поведінки функцій чутливості координат БПЛА щодо похибки вимірювання періодів затримки τ_i , $i = 1, 3$.

При незмінній висоті (третя координата) для скорочення часу обчислювального процесу необхідно виключити таку станцію, для якої величина сум. $\sum_{i=1}^3 \frac{dx_i(t)}{d\tau_j}$ чутливість координат БПЛА до помилки визначення затримки час τ_j буде найбільшим. З таблиці 3.2 та рисунків 3.9, 3.10 видно, що під час відведення БПЛА від станцій комплексу за маршрутом, заданим на рис. 3.8, найбільші значення матимуть коефіцієнти чутливості при зміні $\delta\tau_3$, яка вимірюється на станції R і, відповідно, може бути виключена з процесу обчислення координат, що матиме дві переваги: дозволить перейти від системи трьох рівнянь до системи з двох рівнянь, що

зменшить обсяг обчислень, а також підвищить точність визначення координат за рахунок виключення з процесу обчислень станції, яка має найбільший коефіцієнт чутливості, а отже, принесе найбільшу помилку в розрахунках.

3.3.3 Розробка методу визначення координат БПЛА в системі TDOA на основі критерію мінімуму зваженої суми квадратів помилок та його аналіз

Одним із ключових показників ефективності роботи пасивних комплексів контролю звуково-електронної обстановки є точність визначення координат БПЛА. На практиці істотний вплив на точність вимірювання координат при використанні TDOA роблять похибки вимірювання часу приходу сигналу на кожній із станцій, що входять до складу комплексу. Тому актуальною є проблема мінімізації впливу похибки вимірювання часів приходу сигналу на станції комплексу на точність визначення координат.

Для оцінки впливу похибок вимірювання часів приходу сигналу на точність визначення координат БПЛА розглянемо комплекс, до складу якого входять чотири рознесені станції C, R, L і Q (рис. 3.8). Для визначення координат об'єкта в даний момент часу необхідно розв'язати систему гіперболічних рівнянь (3.28).

Задачу знаходження координат на основі TDOA можна сформулювати як екстремальну задачу на основі критерію мінімуму зваженої суми квадратів похибок рівнянь TDOA.

Давайте прийнемо: $\tau_1=\tau_L$, $\tau_2=\tau_Q$, $\tau_3=\tau_R$, $\tau=[\tau_1,\tau_2,\tau_3]$, $x=[x_1,x_2,x_3]$, потім квадратну функціональність, що оцінює величину зваженої суми квадратів помилок, можна записати у вигляді:

$$J(x_1,x_2,x_3)=\sum_{i=1}^3\left[\frac{1}{c}\left(\sqrt{(x_1-x_1^i)^2+(x_2-x_2^i)^2+(x_3-x_3^i)^2}+D_i-\sqrt{x_1^2+x_2^2+x_3^2}\right)-\tau_i\right]2\rho_i \quad (3.54)$$

де x_1^i, x_2^i, x_3^i - відповідні координати станцій.

Використовуючи позначення системи (3.2), перепишемо квадратний функціонал (3.54) у більш компактному вигляді:

$$\min J(x_1, x_2, x_3) = \sum_{i=1}^3 \rho_i F_i^2 \quad (3.55)$$

Функція $J(x_1, x_2, x_3)$ складається із суми зважених квадратичних функцій з ваговими коефіцієнтами ρ_i , які дозволяють врахувати вплив реальних похибок вимірювання затримок часу приходу сигналу кожної зі станцій комплексу, на точність визначення координат БПЛА [26].

Сформулюємо необхідні умови визначення мінімуму функціональності (3.29) у більш компонентному представленні [27]:

$$\begin{cases} dJ(x_1, x_2, x_3) = 0 \\ dJ(x_1, x_2, x_3) = 0 \\ dJ(x_1, x_2, x_3) = 0 \end{cases} \quad (3.56)$$

де

$$\frac{dJ(x_1, x_2, x_3)}{dx_i} = 2 \left\{ \sum_{j=1}^3 F_j(x) \cdot \rho \frac{dF_j(x)}{dx_i} \right\} = 0 \quad i=1 \dots 3 \quad (3.57)$$

У системі TDOA при неоднаково точних вимірюваннях різниць часів затримок приходу сигналів

Для оцінки ефективності запропонованого методу зробимо порівняння результатів розрахунку координат рівнянь (3.2) (класичний метод), виконаних розв'язком системи та методу на основі пошуку мінімуму квадратичної функціональності. (3.54).

Розрахунки проведемо для двох випадків: коли одна із станцій має похибку вимірювання затримки часу приходу сигналу більшу, ніж інші, і коли дві станції одночасно мають похибку вимірювання затримки час надходження сигналу. Взаємне розташування станцій і БПЛА для першого варіанту представлено на рис. 3.11 а., а для другого варіанту на рис. 3.11 б. Результати розрахунків наведені в таблицях 3.3

та 3.4. У таблицях прийняті такі позначення: x_{1j} , x_{2j} , x_{3j} , D_j , x_{1N} , x_{2N} , x_{3N} , D_N - координати та дальність до БПЛА, розраховані методом мінімізації квадратної функціональності та класичного TDOA δx_{1j} , δx_{2j} , δx_{3j} , δD_j , δx_{1N} , δx_{2N} , δx_{3N} , δD_N - відносні похибки розрахунку координат і дальності до БПЛА.

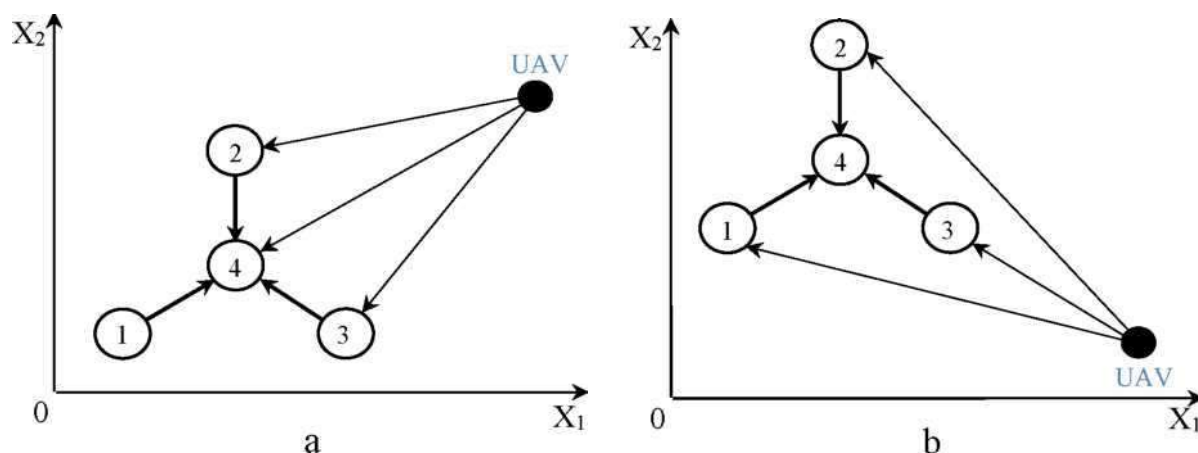


Рисунок 3.11 – Взаємне розташування станцій і БПЛА

Таблиця 3.3 – Результати розрахунку при послідовному внесенні помилки в одну зі станцій

Conditions of a computing experiment
Weight coefficient i-th stations: $p_i = 0,0000001$
True coordinates of UAV, km: $x=100$ $y=55$ $z=30$
Distance from the beginning of coordinates to UAV, km: $D=118.004$
$\delta\tau_i = 10\%$

У результаті проведених досліджень встановлено, що порядок розміру вагового коефіцієнту P_i , при якому найкращий результат обчислення координат вихідних станцій дорівнює 10^{-7} , що відповідає порядку похибки, внесеної у вимірювання часів затримок приходу сигналу. Крім того, при великих значеннях вагового коефіцієнта результати обчислень виходять набагато гірше, а зменшення його нижче величини 10^{-7} не скидає виграшу в точності. Тому результати розрахунків тільки для цього значення вагового коефіцієнта наведені в таблиці 3.3.

При похибці $\delta\tau_1 = 10\%$ розраховані координати та дальність методом мінімізації квадратної функціональності значно ближчі до справжніх значень у порівнянні з

розрахунком з класичним TDOA. У випадку, якщо δt_2 і δt_3 10% також серійно рівні, результати розрахунків мають ту саму картину: координати та дальність, розраховані за допомогою мінімізації квадратної функціональності, значно перевершують за точністю розрахунки класичного TDOA. Таким чином, за допомогою введення вагового коефіцієнта перед відповідною квадратичною функцією, можна суттєво компенсувати похибку вимірювання тимчасової затримки приходу сигналу i , на відміну від класичного TDOA, отримати прийнятні результати, придатні для позиціонування БПЛА. .

Розрахунки також показують, що при зменшенні похибки вимірювання затримки часу надходження сигналу δt_i , $i = 1..3$ кожна зі станцій по черзі до 5% метод мінімізації квадратної функціональності також має перевагу в розрахунках у порівнянні з класичним TDOA, оскільки похибка визначення координат і дальності в першому випадку значно нижча.

У разі зменшення похибки вимірювання затримки часу надходження сигналу так само до 1% точність розрахунку незначно відрізняються з методом мінімізації квадратної функціональності та класичним TDOA, і, в цьому випадку, різниця використання того чи іншого методу відсутній. Класичний TDOA в цьому випадку навіть більш кращий, ніж скорочення часу розрахунку.

Розглянемо випадок одночасного внесення похибки, що дорівнює 10%, у дві затримки часу приходу сигналу, наприклад, в i і j за умови, що БПЛА симетрично будуть знаходитися станції, які досить відповідають цим затримкам, тобто симетричний випадок (див. рис. 3.11 б). У результаті проведеного обчислювального експерименту встановлено, що найкращий результат визначення координат і дальності також досягається при мінімізації функціональності. У цьому випадку вагові коефіцієнти i при відповідних квадратичних функціях також повинні мати порядок, що відповідає порядку похибки, внесеної у вимірювання часів затримок надходження сигналу.

При зменшенні похибки вимірювання затримки часу приходу сигналу двома станціями до 5%, а потім і до 1% тенденція зміни результатів розрахунку є аналогічно випадку внесення похибки вимірювання тільки в одну зі станцій. При 5% похибки

вимірювання тимчасової затримки одночасно на двох станціях комплексу метод мінімізації квадратної функціональності також має перевагу в розрахунках порівняно з класичним TDOA. У разі зменшення похибки до 1% результати розрахунків обома методами стають порівнянними.

Таблиця 3.4 – Результати розрахунку при одночасному внесенні помилки на дві станції

Умови обчислювального експерименту Коефіцієнт ваги списку та 2 станцій: $p_1, p_2 = 0,0000001$ Істинні координати БПЛА, $x=96$ $y=25$, $z=8$ Відстань від початку координат до БПЛА, км: $D=99.524$								
i	$\frac{x_{1J}}{x_{1N}}$	$\frac{x_{2J}}{y_N}$	$\frac{x_{3J}}{x_{3N}}$	$\frac{\delta x_{1J}}{\delta x_{1N}}$	$\frac{\delta x_{2J}}{\delta x_{2N}}$	$\frac{\delta x_{3J}}{\delta x_{3N}}$	$\frac{D_J}{D_N}$	$\frac{\delta D_J}{\delta D_N}$
$\delta \tau_i = 10\%$								
1,2	$\frac{93.894}{85.736}$	$\frac{24.516}{31.097}$	$\frac{6.327}{6.244}$	$\frac{2.194}{10.692}$	$\frac{1.936}{24.388}$	$\frac{20.913}{21.95}$	$\frac{97.248}{91.415}$	$\frac{2.287}{8.148}$
$\delta \tau_i = 5\%$								
1,2	$\frac{93.893}{90.395}$	$\frac{24.516}{28.369}$	$\frac{6.327}{8.353}$	$\frac{2.195}{5.839}$	$\frac{1.936}{13.476}$	$\frac{20.913}{4.412}$	$\frac{97.247}{95.11}$	$\frac{2.288}{4.436}$
$Sr_t = 1\%$								
1,2	$\frac{93.891}{94.792}$	$\frac{24.517}{25.732}$	$\frac{6.327}{8.324}$	$\frac{2.197}{1.258}$	$\frac{1.932}{2.928}$	$\frac{20.913}{4.05}$	$\frac{97.245}{98.575}$	$\frac{2.29}{0.954}$

Розглянуто розв'язання задачі визначення координат БПЛА диференціально-дальномірним методом у системах пасивної содар-локації на основі екстремальної постановки та проведено порівняльний аналіз точності з класичним методом – розв'язком гіперболічної системи рівнянь складено. На підставі проведених обчислювальних експериментів можна зробити висновок, що метод мінімізації квадратної функціональності є більш ефективним інструментом вирішення задачі визначення координат БПЛА диференціально-дальномірним методом. Такий підхід

дозволяє врахувати похибку вимірювання часу затримки приходу сигналу кожної зі станцій комплексу, що неможливо зробити при класичному розв'язанні системи гіперболічних рівнянь.

4. РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

4.1 Структура пропонованого програмного забезпечення

Для проведення моделювання та програмування параметрів запропонованих методів було використано програму SpectraPLUS.

Програма SpectraPLUS дозволяє моделювати такі електронні інструменти:

- подвійний осцилограф з тригерним режимом. Пропускна здатність залежить від звукової карти (від 20 кГц до 192 кГц). Роздільна здатність від 8 до 24 біт. Є функція автоматичного калібрування і швидкого встановлення значень;
- двоканальний аналізатор спектру. Роздільна здатність від 8 до 24 біт. Вісь X у Гц, вісь Y у дБ або вольтах (потрібне калібрування). Шкала лінійна або логарифмічна, автомасштабована, з шістнадцятикратним збільшенням обраної ділянки;
- двоканальний генератор сигналів (трикутний, квадратний, синусоїдальний; білий і рожевий шуми, пульсації та деякі інші варіанти). Незалежні частоти дискретизації. Зміна параметрів (амплітуда, частота, фаза між каналами, тип сигналу) відбувається в реальному часі;
- двоканальний частотомір (у часі та в частотній області) та лічильник;
- двоканальний вольтметр класу True RMS (потрібне калібрування) з функцією дедукції;
- фільтри: низьких і високих частот, смуговий, режекторний, смуговий, діодний, подвійний (по одному на кожен канал).

Програма відмінно працює на малопотужних комп'ютерах і не вимагає додаткового обладнання. Вимірний аудіосигнал подається на лінійний або мікрофонний вхід, після чого SpectraPLUS за допомогою звукової карти здійснює аналого-цифрове перетворення.

Додатково можливе встановлення значень через проходження моделей триполярників в діапазоні від 22 Гц до 22 кГц (аудіочастоти) з кроком до 22 Гц.

Після операції зчитування вхідні сигнали обробляються і відображаються в графічному вигляді (завжди представлені у вигляді діаграм червоного кольору). У

цих же тимчасових координатах будуються результати декодування (діаграми синього кольору) і колірний індикатор виділеної групи (зелений колір). В окремому вікні відображаються числові значення лічильника імпульсів із зазначенням відхилень від еталонного значення дешифратора. У програмі є функція збільшення діаграми вхідного сигналу (або окремого його сегмента) за допомогою виділення необхідного діапазону мишею. Для підвищення точності аналізу можна вручну вказати значення діапазону «Фланг». Також в програмі реалізований цифровий фільтр для усунення шумів.

4.2 Інтерфейс програми

Ключовим інформаційним параметром DRM є час затримки надходження сигналу на приймальну станцію пасивного комплексу. Похибка знаходження цього параметра безпосередньо впливає на похибку визначення ліній (поверхонь) положення в DRM. Тому проблема максимально точного визначення тимчасових затримок сигналу є надзвичайно актуальною для систем пасивної локації.

Як було показано на рис. 4.1, при поширенні в навколишньому середовищі форма пачок імпульсів піддається спотворенням. Тим не менш, за умови забезпечення незалежності вимірювань, можна вважати, що при вимірюванні часу затримки на n упаковках середньоквадратичне відхилення вимірювання зменшується в часі [27]. Це дозволяє забезпечити необхідну точність визначення тимчасових затримок імпульсного сигналу, принаймні, при визначенні координат цілі в межах прямої видимості.

Однак військові радіостанції в основному використовують безперервне випромінювання. У цьому випадку для визначення тимчасових затримок необхідно виконати спеціальну обробку сигналу.

На рис. 4.1 представлені фрагменти реальних сигналів, прийнятих пасивним комплексом при проведенні натурних випробувань:

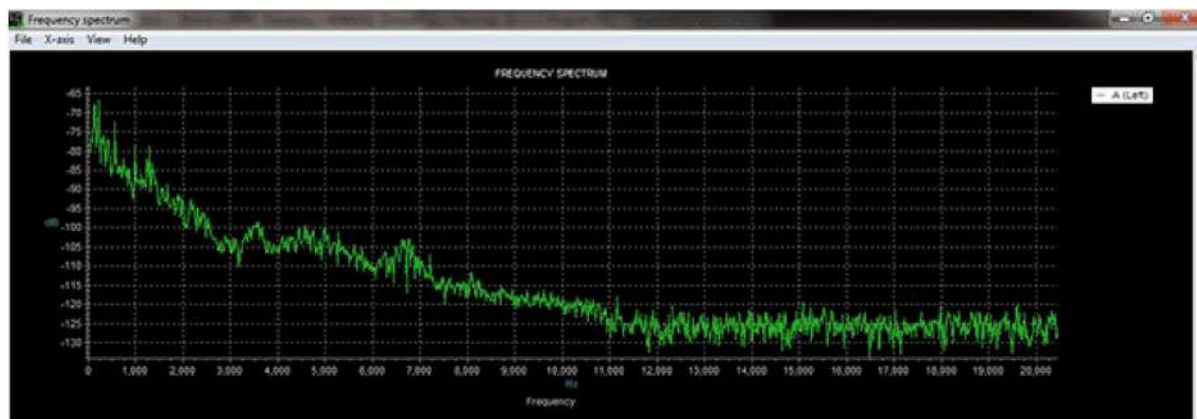


Рисунок 4.1 – Фрагменти реальних безперервних сигналів

Для визначення координат, структури і траєкторії складних цілей традиційно використовується кореляційна обробка сигналів. Перевага кореляційних методів обробки полягає в максимальній ефективності з точки зору точності перебування отриманих оцінок тимчасових затримок за наявності адитивного шуму.

Для визначення тимчасових затримок надходження сигналу на станцію комплексу необхідно розрахувати максимуми взаємних кореляційних функцій (КФК) сигналів, що приймаються відповідним ПС.

ВКФ двох сигналів $f_1(t)$ і $f_2(t)$ являє собою скалярний добуток виду:

$$B(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(t) \cdot f_2(t - \tau) dt \quad (4.1)$$

Якщо завдання сигналів $f_1(t)$ і $f_2(t)$ виконується в дискретному вигляді як множина відліку, наступного в часі з деякими однаковими інтервалами T , то ВКФ для дискретних сигналів можна визначити за формулою:

$$B(n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} f_1(j) f_2(j-n) \quad (4.2)$$

де n - ціле число.

Фрагмент ВКФ реальних вибірок сигналів, представлений на рис. 4.1 подано на рис. 4.2:

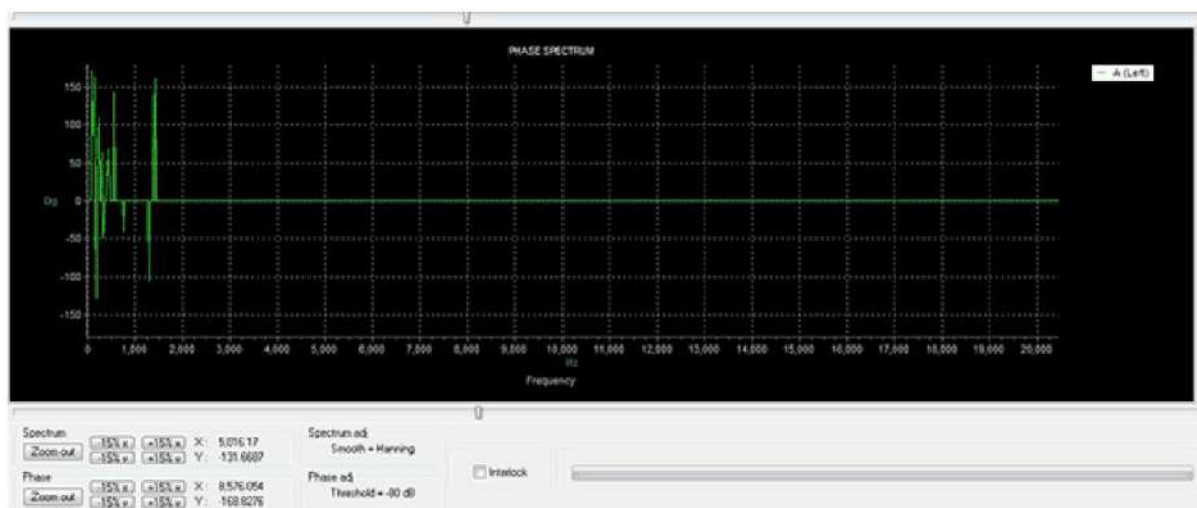


Рисунок 4.2 – Фрагмент ВКФ (взаємкореляційної функції) реальних сигналів

Як видно з рис. 4.2 не більше ВКФ відповідає тимчасовій затримці $t=20\text{мкс}$.

Інтервал кореляції слід вибирати більшим, ніж максимальне значення можливих тимчасових затримок t , причому, для нерухомого джерела цей інтервал може бути обраний як тривалість повних відліків відліку сигналів ПС. У разі переміщення джерела сигналу інтервал аналізу може бути зменшений до значення, визначеного системою, якого вимагає дозвіл за часом.

У разі кількох (як мінімум двох) ІРІ неминуче виникає проблема неоднозначної інтерпретації результатів вимірювання тимчасових затримок при використанні методів кореляційного аналізу [28]. Характерний тип подібної неоднозначності представлений на рис. 4.3:

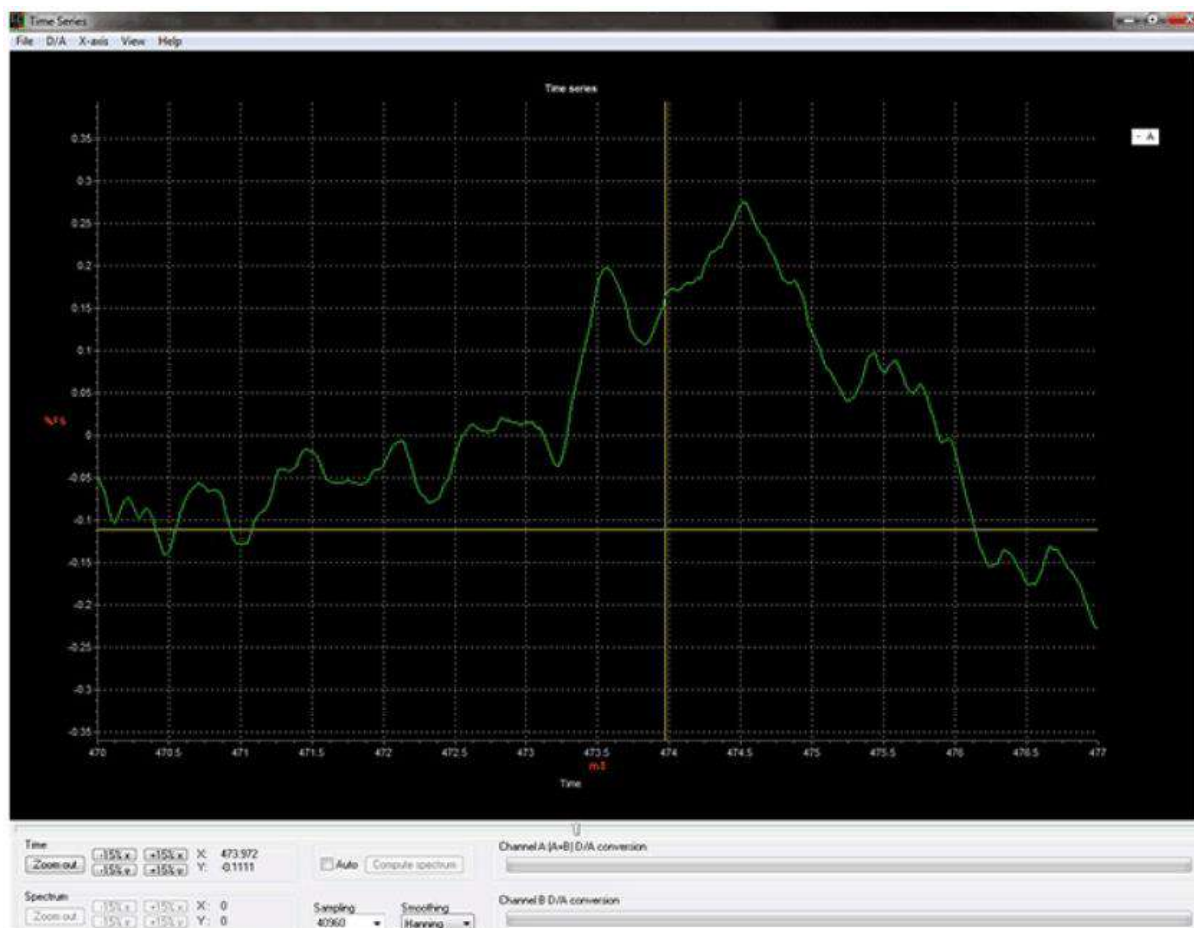


Рисунок 4.3 – Неоднозначність визначення максимуму ВКФ

Як видно з рис. 4.3 незважаючи на те, що обидва джерела сигналів відмінно розрізнені по часових затримках, при обчисленні координат ІРІ виникає проблема встановлення чисел максимумів ВКФ і чисел ІРІ, іншими словами, проблема розрізнення сигналів.

Для вирішення цього завдання може використовуватися залучення додаткової інформації по інформаційному сигналу.

Розглянемо типові параметри сигналів, доступних для вимірювання та ідентифікації в МПК: несучі частоти, частотний діапазон, моменти прийому (виявлення) кожного імпульсу, тривалість імпульсів, періоди повторення, орієнтація на мету, час початку прийому. сигналу, потужність сигналу (кількість імпульсів у серії), відносна амплітуда імпульсів $\{U\}$, період обертання АФС РЛС $\{T_c\}$.

Масиви частотно-часових параметрів прийнятих сигналів являють собою набори:

- масив моментів отримання кожного корисного і заважаючого імпульсу;
- масив длительности корисних і заважаючих імпульсів;
- масив частот заповнення для кожного корисного і заважаючого імпульсу;
- масив частот для безперервних сигналів;
- набір пеленгів для кожного корисного та заважаючого імпульсу;
- масив амплітуд для кожного корисного і заважаючого імпульсу;

Масив частотно-часових параметрів включає крім корисних імпульсних сигналів також імпульсні перешкоди та безперервні сигнали.

4.3 Створення робочого макета одного з вузлів содарної станції

4.3.1 Огляд ультразвукового далекоміра HC-SR04

Ультразвуковий далекомір HC-SR04 (рис. 4.4) – це приймач і передавач ультразвукового сигналу, розміщені на одній платі. Крім приймача і передавача, плата також має необхідну прив'язку, щоб зробити роботу з цим датчиком простою і легкою.

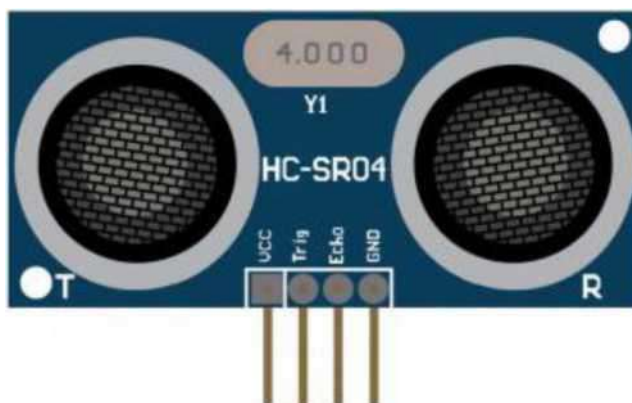


Рисунок 4.4 – Ультразвуковий далекомір HC-SR04

Датчик має низьке енергоспоживання, що також є важливою перевагою у випадку мобільних систем, які не підключаються до розетки. Датчик HC-SR04 живиться від 5 В, що також зручно при підключенні до Arduino.

Характеристики ультразвукового далекоміра HC-SR04:

- вимірювана дальність – від 2 до 500 см;

- точність – 0,3 см;
- кут огляду – $<15^\circ$;
- напруга живлення – 5 В.

Датчик має 4 виходи стандарту 2,54 мм:

- VCC – джерело живлення + 5 В;
- Trig (T) – вихід вхідного сигналу;
- Echo (R) – вихід вихідного сигналу;
- GND – земля.

Далекомір складається з двох п'єзoeлементів: один працює як випромінювач сигналу, інший - як приймач. Випромінювач створює сигнал, який, відбиваючись від перешкоди, потрапляє на приймач. Вимірюючи час, коли сигнал проходить до об'єкта та від нього, можна оцінити відстань.

Послідовність дій така:

- на вихід Trig подаємо імпульс тривалістю 10 мкс;
- всередині далекоміра вхідний імпульс перетворюється у 8 імпульсів з частотою 40 кГц і направляється вперед через випромінювач;
- досягаючи перешкоди, відправлені імпульси відбиваються і приймаються приймачем, в результаті чого ми отримуємо вихідний сигнал на виході Echo;
- безпосередньо на стороні контролера перетворюємо отриманий сигнал на відстань за формулою:

- ширина імпульсу (μs)/58 = відстань (см);
- ширина імпульсу (μs)/148 = відстань (дюйми).

4.3.2 Схема компонування та програмне забезпечення

Наше завдання полягало в тому, щоб створити працездатний повноцінний вузол системи звукового моніторингу, з виведенням на дисплей інформації, яку може визначити тільки один з вузлів. У нашому випадку доступна інформація виводиться на lcd 1602 дисплей. Ескіз діаграми зображено на рис. 4.5.

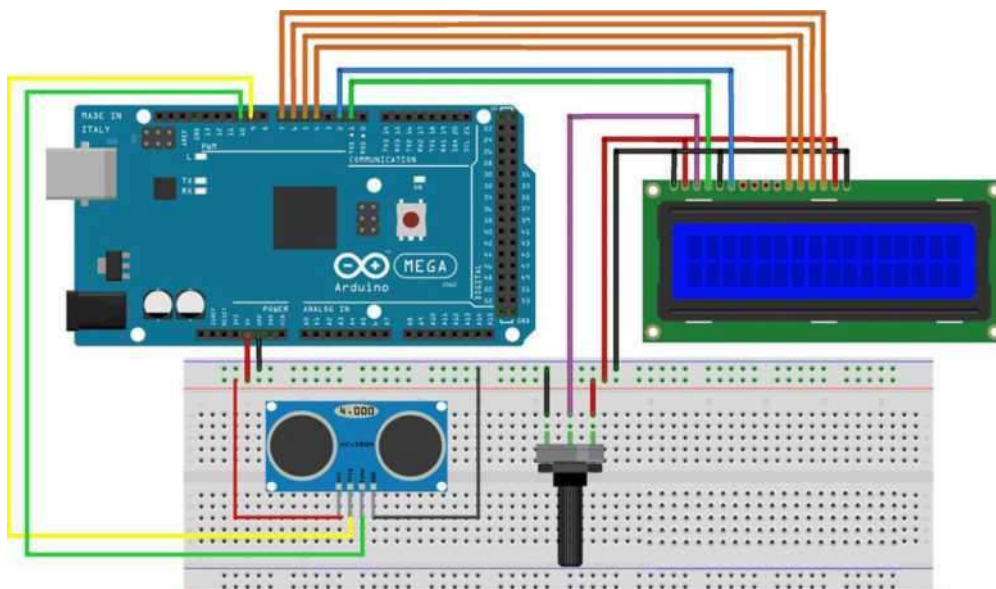


Рисунок 4.5 – Схема компонування

Разом з дисплеєм також варто застосувати потенціометр для більш точного регулювання яскравості дисплея

Сам код програми виглядає так:

Спочатку вам потрібно визначити контакти Trig і Echo. У цьому випадку це контакти під номерами 9 і 10 на платі Arduino, і вони називаються trigPin і echoPin. Тоді вам потрібна довга змінна під назвою «тривалість» для часу подорожі, який ви отримаєте від датчика, і ціла змінна для відстані.

```

1. // defines pins numbers
2. const int trigPin = 9;
3. const int echoPin = 10;
4.
5. // defines variables
6. long duration;
7. int distance;

```

Під час налаштування ви повинні визначити trigPin як вихід, а echoPin як вхід, а також запустити послідовний зв'язок для відображення результатів на моніторі послідовного порту.

```

1. void setup() {
2.   pinMode(trigPin, OUTPUT); // Sets the trigPin as an Output
3.   pinMode(echoPin, INPUT); // Sets the echoPin as an Input
4.   Serial.begin(9600); // Starts the serial communication
5. }

```

У циклі спочатку ви повинні переконатися, що `trigPin` чистий, тому вам потрібно встановити цей контакт у стан `LOW` лише на 2 мкс. Тепер для генерації ультразвукової хвилі ми повинні встановити триггін у стан `HIGH` на 10 мкс. Використовуючи функцію `pulseIn()`, ви повинні прочитати час у дорозі та додати це значення до змінної «тривалість».

Ця функція має 2 параметри, перший – це ім'я ехо-контакту та для у другому ви можете написати `HIGH` або `LOW`.

```
1. // Clears the trigPin
2. digitalWrite(trigPin, LOW);
3. delayMicroseconds(2);
4.
5. // Sets the trigPin on HIGH state for 10 micro seconds
6. digitalWrite(trigPin, HIGH);
7. delayMicroseconds(10);
8. digitalWrite(trigPin, LOW);
```

У цьому випадку `HIGH` означає, що функція `pulseIn()` чекатиме, поки висновок підніметься до `HIGH`, спричиненого відскоченою звуковою хвилею, і почне відраховувати час, а потім вона чекатиме, поки пін підніметься до `LOW`, коли звукова хвиля закінчиться, що буде зупинити відлік часу. Наприкінці функція поверне тривалість імпульсу в мікросекундах.

Щоб отримати відстань, ми помножимо тривалість на 0,034 і розділимо на 2, як ми пояснювали це рівняння раніше.

```
1. // Reads the echoPin, returns the sound wave travel time in microseconds
2. duration = pulseIn(echoPin, HIGH);
3.
4. // Calculating the distance
5. distance= duration*0.034/2;
6.
7. // Prints the distance on the Serial Monitor
8. Serial.print("Distance: ");
9. Serial.println(distance);
```

Код вимірювання відстані майже такий самий, як і базовий ех достатньо. Тут замість друку результатів на послідовному моніторі ми друкуємо їх на РК-дисплеї.

Повний код у середовищі розробки наведено на рис.4.6.

```

ultrasonic_1$
/*
 * Ultrasonic Sensor HC-SR04 and Arduino Tutorial
 */
#include <LiquidCrystal.h> // includes the LiquidCrystal library
LiquidCrystal lcd(1, 2, 4, 5, 6, 7); // Creates an LCD object. Parameters: (rs, enable, d4, d5, d6, d7)
const int trigPin = 9;
const int echoPin = 10;
long duration;
int distanceCm, distanceInch;
void setup() {
  lcd.begin(16,2); // Initializes the interface to the LCD screen
  pinMode(trigPin, OUTPUT);
  pinMode(echoPin, INPUT);
}
void loop() {
  digitalWrite(trigPin, LOW);
  delayMicroseconds(2);
  digitalWrite(trigPin, HIGH);
  delayMicroseconds(10);
  digitalWrite(trigPin, LOW);
  duration = pulseIn(echoPin, HIGH);
  distanceCm = duration*0.034/2;
  distanceInch = duration*0.0133/2;
  lcd.setCursor(0,0); // Sets the location at which subsequent text written to the LCD will be displayed
  lcd.print("Distance: "); // Prints string "Distance" on the LCD
  lcd.print(distanceCm); // Prints the distance value from the sensor
  lcd.print(" cm");
  delay(10);
  lcd.setCursor(0,1);
  lcd.print("Distance: ");
  lcd.print(distanceInch);
  lcd.print(" inch");
  delay(10);
}

```

Активация Windows
Чтобы активировать Windows, перейд
раздел "Параметры".

Рисунок 4.6 – Код программы у Arduino IDE

ВИСНОВКИ

Дана робота була присвячена вирішенню актуальної проблеми підвищення точності визначення координат БПЛА інтегрованими багатопозиційними комплексами звукового моніторингу.

Розроблено метод визначення координат БПЛА, який базується на розв'язуванні системи нелінійних рівнянь, що описують похибки вимірювань за критерієм найменших квадратів. Такий метод дозволяє враховувати похибку вимірювання затримки часу приходу сигналу для кожної зі станцій окремо за рахунок введення вагових коефіцієнтів.

Удосконалений метод визначення координат БПЛА на основі модифікації методу Ньютона дозволяє значно скоротити час обчислення координат БПЛА при незначному погіршенні точності обчислення, що важливо при великій кількості БПЛА.

Розроблений за допомогою теорії параметричної чутливості спосіб визначення станції, який приносить найбільшу похибку, дозволяє виключити її з розрахунків у випадку, якщо одна з координат БПЛА залишається незмінною.

Розглянуто рекомендації щодо впровадження та використання розроблених методів у складі інтегрованого комплексу звукового моніторингу. Детально розглянуто структуру та алгоритми керування інтегрованим комплексом.

Розглянуто приклади існуючих екземплярів БПЛА з різними типами силових агрегатів, проаналізовано їх акустичні дані, зокрема, характер звукового випромінювання силового агрегату. Подано огляд існуючих відповідних систем засобів акустичного дослідження, а також їх характеристик виявлення цілей.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Horev. A. A. Theoretical bases of assessment of opportunities of technical means of investigation. - M.: Ministry of Defence of the Russian Federation, 2000.
2. Figurovsky D. About improvement of a system of observation of airspace in NATO//Abroad. soldier. Review. 1988. No. 8.
3. Fiolentov A. New technical systems of investigation of air targets//Abroad. soldier. review. 2000. No. 4.
4. Physical encyclopedic dictionary. - M.: Sov. Encyclopedia, 1983.
5. Yarochkin V. A. Technical channels of information leakage. - M.: Sov. Encyclopedia, 1983.
6. Melnikov Yu. P., Popov S. V. Methods of assessment of errors of parameters of the movement of an object at its active and passive location in conditions the RAP. - Sound engineering, 1998, No. 3.
7. Yagolnikov S. V. A differential method of determination of coordinates of LA on signals of their altimeters one onboard means of investigation. - Sound engineering, 1997, No. 5.
8. Pagurek B. Sensitivity of optimum systems of regulation to changes of parameters of an object. In сб. "Sensitivity of automatic systems". Nauka publishing house, 1968, p. 209 - 216.
9. Kokotovic P., Cruz J. B. Jr., Heller J. E. and Sannuti P. Synthesis of Optimally Sensitive Systems. Proc. IEEE, 1968, vol. 56, № 8.
10. Tomovich R. The general theory sensitivity / Tomovich R. Vukobratovich M. - M.: Sov. sound, 1972. - 240 pages
11. Vorochilin V. V., Slukin G. P., Fedorov I. B. Synthesis of algorithms of joint detection - estimation of trajectories of moving objects on the basis of the theory of accidental streams//Works of MVTU of N.E. Bauman. No. 540. 1989.

12. Kolodyazhny A. N. Methods and algorithms of calibration of mathematical model of an error of means of trajectory measurements / Kolodyazhny A. N.//the Thesis for a degree of Candidate of Technical Sciences (05.13.18). St. Petersburg, 2008.
13. Linnik Yu. V. A method of the smallest squares and a basis of the theory of processing Observations / Linnik Yu. V. - M.: Fizmatgiz, 1962. - 350 pages
14. Makhonkin Yu. E. The automated processing of results of measurements at flight tests / Makhonkin Yu. E., Pavlov Z. A., Falkov A. I., Korachkov V.I. - M.: Mechanical engineering, 1983. - 112 pages
15. Milokhov Yu. N. An algorithm of combination of information of two direction finders of survey type at hard cash of hindrances. - Works of central research institute - 30 MO, 1966, the issue 137 (207).
16. Holsapple C. W., Winston J. E. Decision support systems. - New Jersey: Prentice Hall, 2001. - 865 p.
17. Andreyev A. V., Voronin A. V., Zamarin A. I., Medvedev V. M., Taranenko P. G. Detection and analysis of signals of complex structure. - M.: Prod. Ministry of Defence of the Russian Federation, 1996.
18. Noise-type signals in the systems of information transfer / V.B. Pestryakov, V.P. Afanasyev, V.L. Gurvits, etc.; Entrance of the Edition of V.B. Pestryakov. M.: Sov. Sound, 1973.
19. Stratonovich R.L. Conditional distribution of the correlated accidental points and use of correlations for optimum allocation of a pulse signal from noise / / Izv. Academy of Sciences of the USSR. Ser. Power and automatic equipment. 1961. No 2.
20. Panteev R.L. Modification of a method of Newton concerning the decision coordinate-route tasks passive automatic complexes maintenance of air targets / Tkachenko V. M., Korotkov V. V., Panteev R.L. / / Soundtekhnika magazine. - 2012. - No 170, Page 157-161.
21. Panteev R.L. parametrization of a problem of determination of coordinates of a source of a sound emission complexes of a passive sodar-location / Tkachenko V. M., Manuylenko R.I., Hashan R.I., Panteev R.L. / / "Nauka I Tekhnika Vozdushnykh Sil Vooruzhennykh Sil Ukrainy" magazine. - 2012. - No 3 (9), C. 84-88.

22. Panteev R.L. of a research of space-time models of passive direction finding sources Sound emissions / Tkachenko V. M., Manuylenko R.I., Hashan T. S., Panteev R.L. // Magazine "work of east Ukrainian to the university". - 2012. - No2, Page 52-59.

23. Panteev R.L. of use of methods of the theory of sensitivity for optimization of procedures of calculation and definition of an error of calculation of coordinates passive systems Sodar-location / Tkachenko V. M., Korotkov V. V., Panteev G.L., News of the southwest state university. - 2014. - No 3, Page 35-41.

24. Panteev R.L. extreme statement and analysis of a problem of determination of coordinates of sources of a sound emission $r_{znitsevo}$ by ranging method / Tkachenko B. M., Korotkov V. V., Panteev R.L. // Magazine of "system of information processing". - 2014. - No 4 (120), Page 64 68.

25. Panteev R.L. the analysis of accuracy of determination of coordinates of sources of a sound emission at collaboration of a system of a passive sodar-location and Altimeter / Tkachenko V. M., Korotkov V. V., Panteev R.L. // "Sbornik nauchnykh trudov Harkovskogo universiteta vozdushnykh Sil" magazine. - 2014. - No 2 (39), Page 109-114.

26. Panteev R.L. the analysis of accuracy of determination of coordinates of sources of a sound emission at collaboration of a system of a passive sodar-location and active sodar station / Tkachenko B. M., Korotkov V. V., Panteev R.L. // The magazine of "the system of information processing", 2014. - No 6 (122), Page 90-95.

27 R.L. Panteev UAV detection accuracy and coordinates calculation improvement by means of active and passive Sodar location systems / V.M. Syneglasov, R.L. Panteev, B.H. Tkachenko // IEEE International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments. - Kyiv, 2015. - III. 206 - 209.

28. R.L. Panteev Special features of the passive and active sodar systems multiplexing / V.M. Sineglazov, R.L. Panteev, V.N. of Tkachenko//Electronics and Control Systems, 2015. - No3 (45), Page 33-39.29.

29. Panteev R.L. Processing of results of measurements by the passive systems of a sodar-location for the solution of coordinate- route task. / Panteev R.L. // Collection of

theses of reports of the IV scientific and practical conference of students and graduate students "Instrument making prospection". - Kiev, 2011. - Page 39.

30. Panteev R.L. development of an algorithm the decision of coordinate-route tasks for the multiposition passive systems of monitoring airspace / Pozdnyakov E. T., Panteev R.L., Korotkov V. V., Tkachenko V. M. // the 4th International sound-electronic Forum "applied sound electronics. State and prospects of development "(MRF 2011). "Integrated information sound-electronic systems and technologies" conference. - Kharkiv, 2011. - T.1, Ch.2. - Page 198-200.

31. Panteev R.L. An algorithm of calculation of coordinates of the purpose on the basis of measurement of the period of rotation of an antenna feeding system of sodar station / Pozdnyakov E. To., Panteev R.L., Korotkov V. V., Tkachenko V. M. // Materials of the 16th International youth forum "Sound Electronics and Youth in the 21st Century". - Kharkiv, 2012. - T. 3. - Page 134 135.

32. Panteev R.L. of use of functions of sensitivity at assessment of an error of measurement of coordinates raznostno by a ranging method / Pozdnyakov E. To., Panteev R.L., Korotkov V. V., Tkachenko V. M. // the Collection of Articles VI of the International scientific and practical conference of young scientists, graduate students, students "Modern information Ukraine: informatics, economy, philosophy". - Donetsk, 2012. - Page 274 278.

33. Panteev R.L. the modified Newton's method for the decision coordinate-route task on a basis of a differential-ranging method in the systems of a passive sodar-location / Panteev G.L., Pozdnyakov E. To., Korotkov V. V., Tkachenko V. M. // Materials XIX of the international conference on automatic control "AUTOMATIC EQUIPMENT / AUTOMATICS - 2012". - Kiev, 2012. - Page 427 428.

34. Panteev R.L. of use of coefficients of sensitivity for determination of accuracy of payment of coordinates with the passive Sodar-location / Panteev R.L., Tkachenko V. N., Korotkov V. V. // the Collection of articles of the 22nd Crimean conference "Microwave Technique and Telecommunication Technologies". - Sevastopol, 2012. - Page 1027 - 1028.

35. Belyaev I.V., Valiyev A. V., Moshkov P.A., Ostrikov N.N. A research of acoustic characteristics of the Ptero G0 unmanned aerial vehicle in the muffled camera of joint stock company 2. - M.: Prod. TsAGI, Moscow, Russian Federation, 2018.

36. Moshkov P.A. in orientation of acoustic radiation of propeller power plants. - (JSC GSS), 2016.

37. Samokhin V. F. 1 *, Ostroukhov S. of Item 1, Moshkov P.A. A pilot study of sources of noisiness of the unmanned aerial vehicle from the screw the ring propeller in the pushing configuration. Trudy MAI online magazine, 2012. issue No70, 2012

38. Kartashov V.N., Oleynikov V. N. Information characteristics of sound radiation of small unmanned aerial vehicles. ISSN 0485 8972 Sound engineerings. 2017. Issue No191

ДОДАТОК А – ПРЕЗЕНТАЦІЯ

Національний університет “Запорізька Політехніка”
Кафедра інформаційних технологій електронних засобів

Магістерська робота на тему:

Дослідження систем виявлення координат БПЛА в просторі, що охороняється



Студент групи РТ-612м

Цвятков А.А.

Науковий керівник к.т.н., доц.

Малий О.Ю..

1

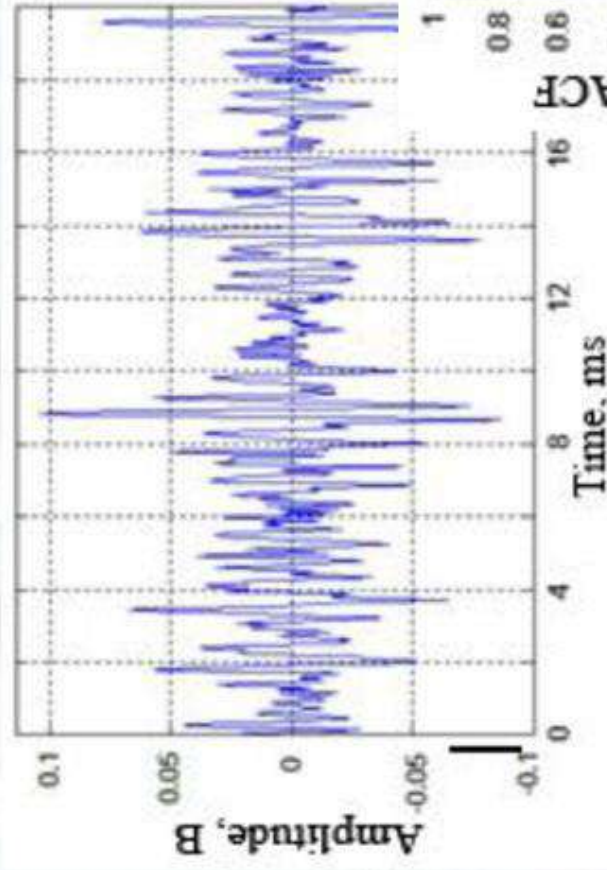
Мета, об'єкт, предмет

Мета роботи – розробка системи автоматичного виявлення безпілотних літальних апаратів на основі звукової інформації.

Об'єкт дослідження: технологія математичного аналізу акустичних сигналів для виявлення окремих типів літальних апаратів.

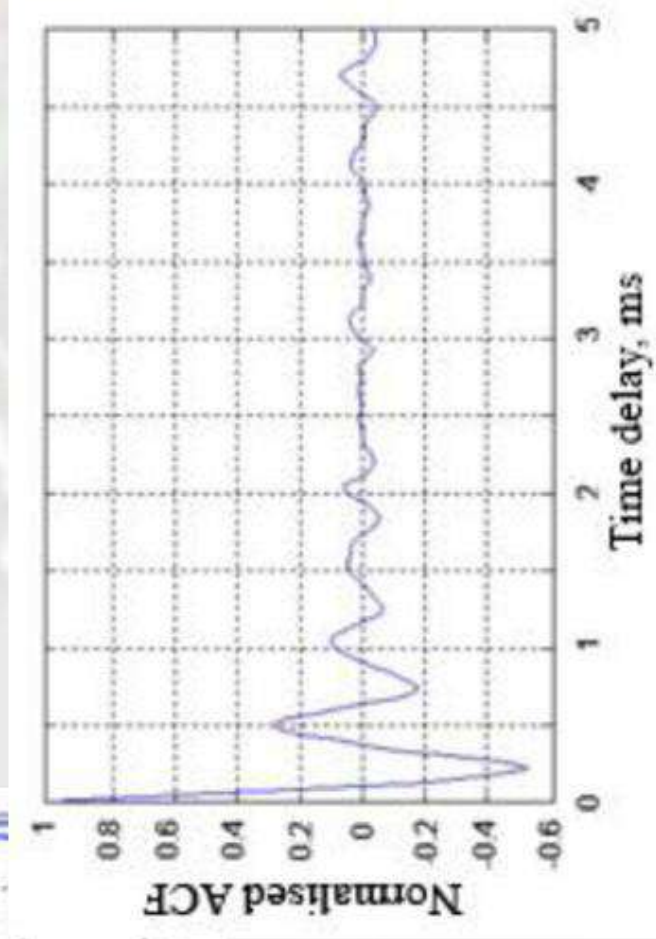
Предмет дослідження: методика визначення місцезположення БПЛА по акустичній картині роботи двигунів.

Акустичні випромінювання БПЛА

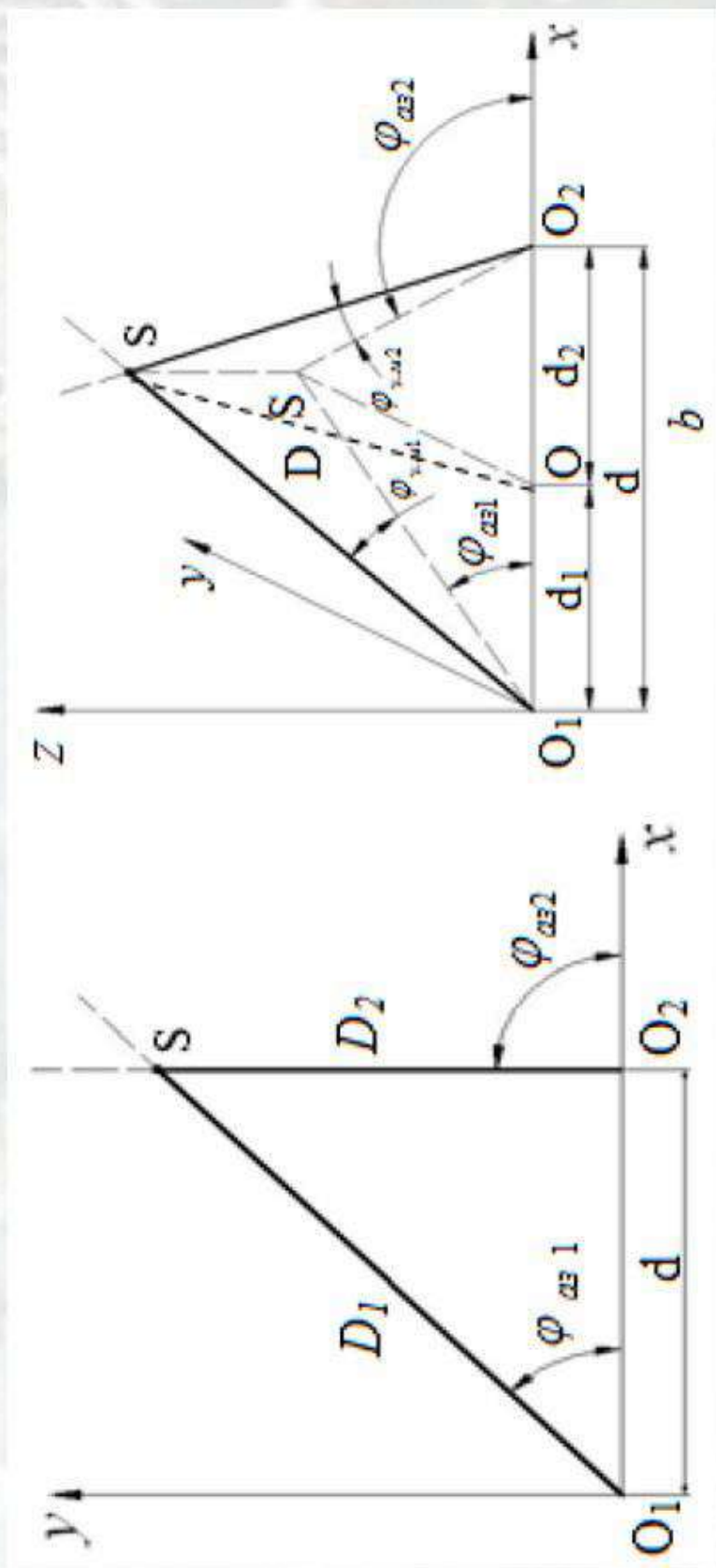


Часова реалізація запису звукового
сигналу квадрокоптера тривалістю 20
мс

Автокорельована функція (ACF)
запису звукового сигналу
квадрокоптера тривалістю 20 мс

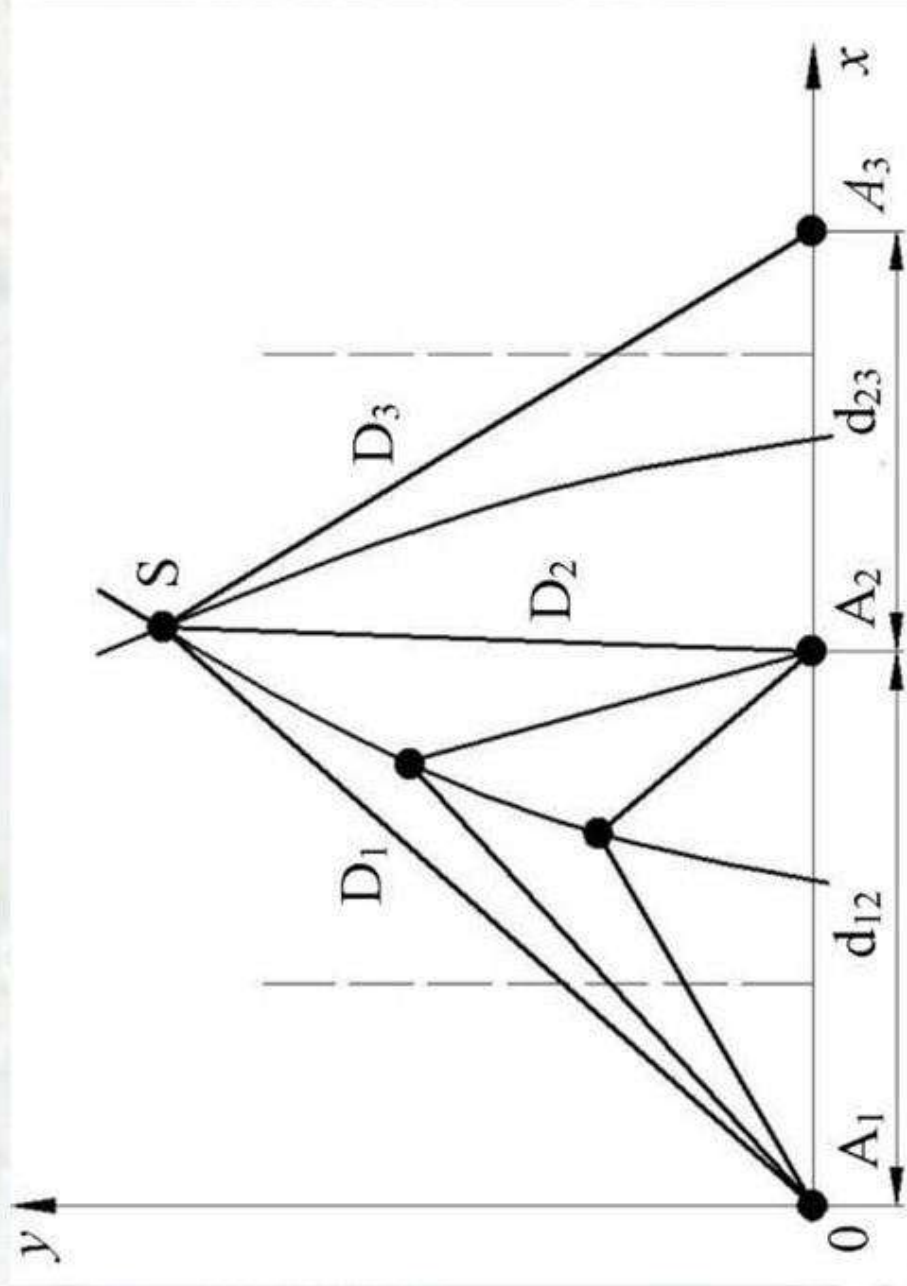


Тріангуляційний метод позиціонування БПЛА

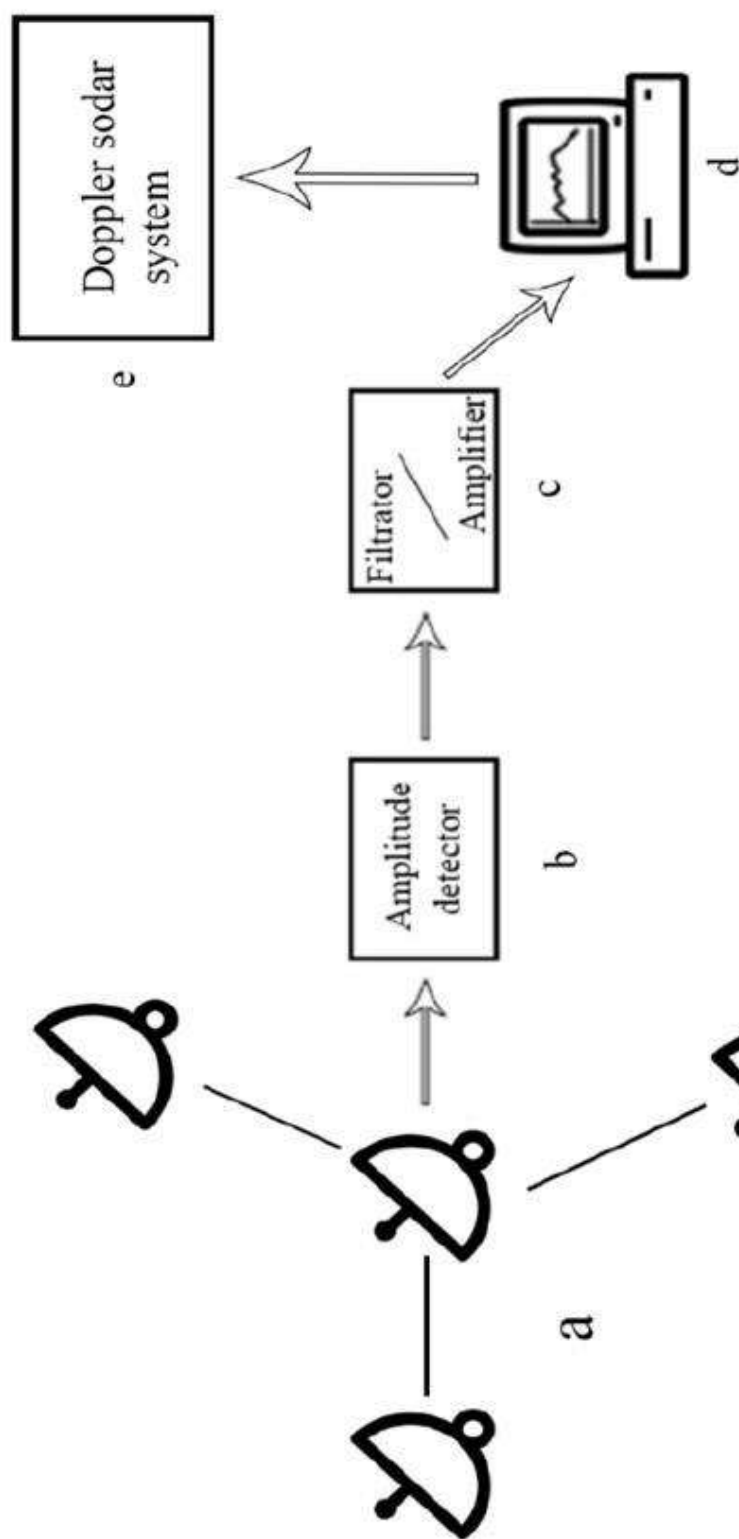


Тріангуляційний метод позиціонування БПЛА на площині (а), в космосі (б)

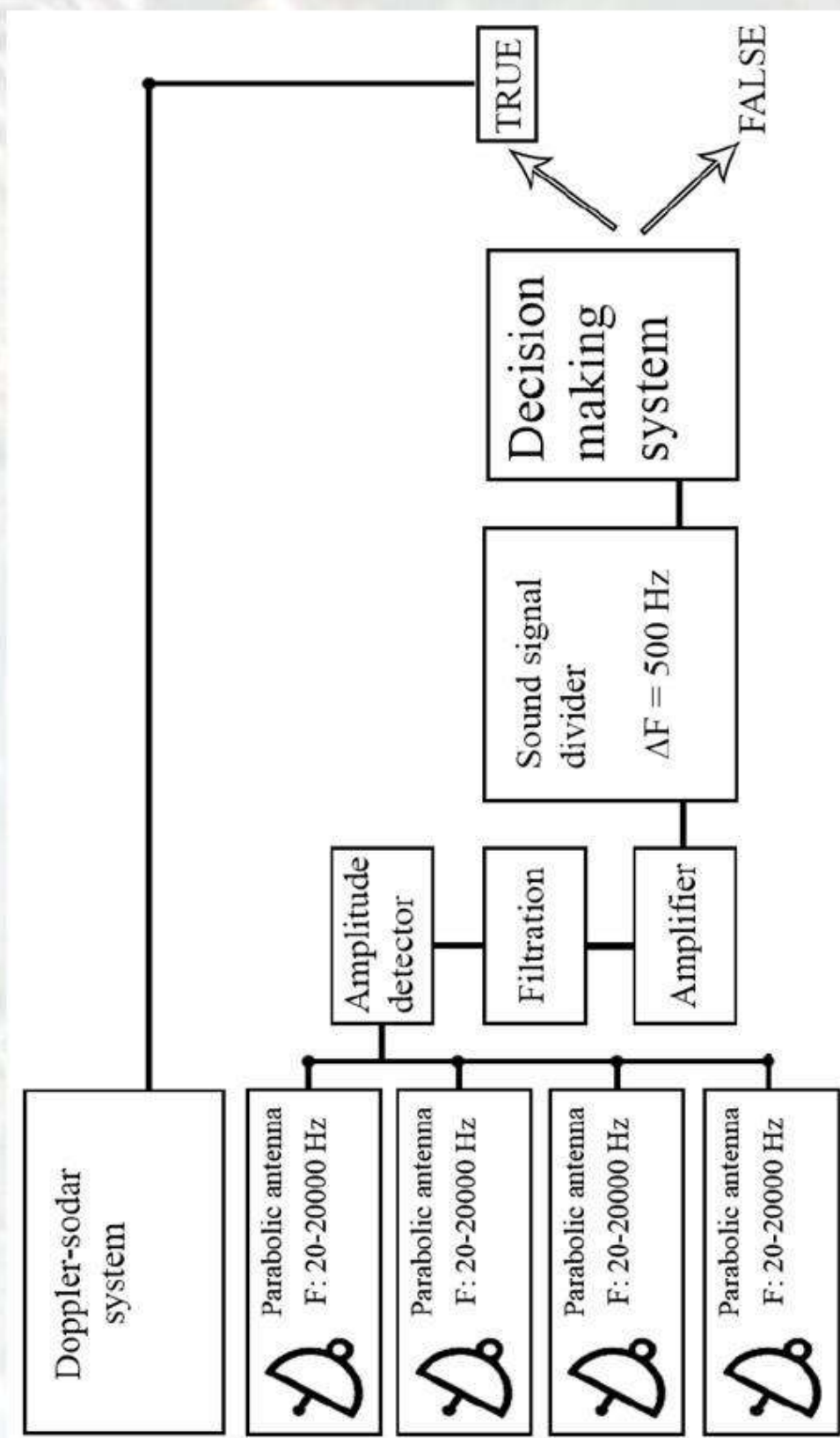
Диференційно-далекобійний спосіб позиціонування БПЛА



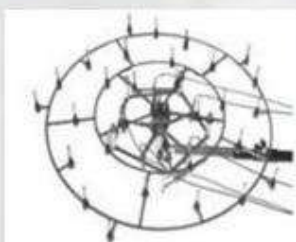
Структурна схема запропонованої системи



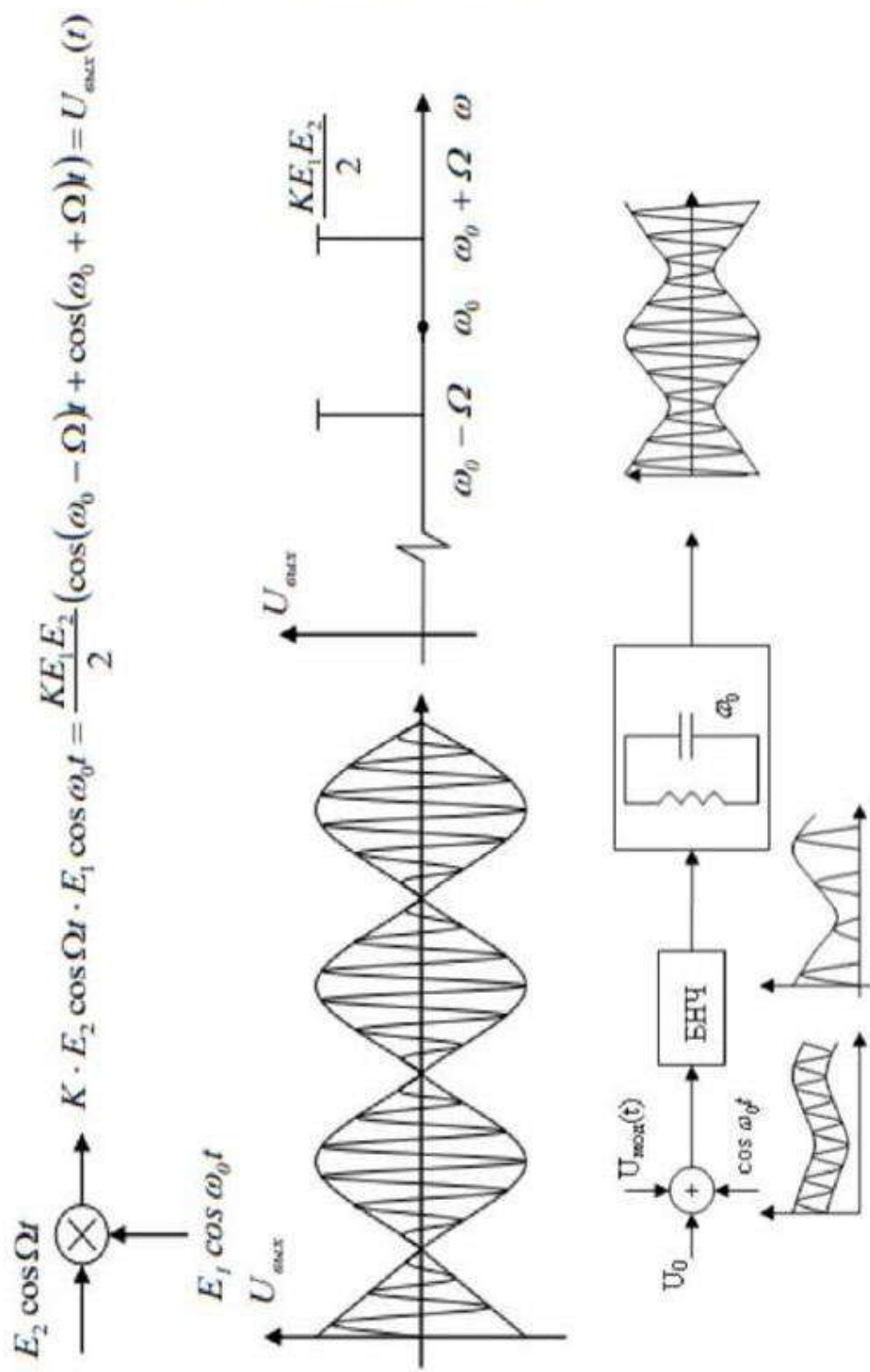
Структурна схема запропонованого методу моніторингу звуку на основі параболічної антени



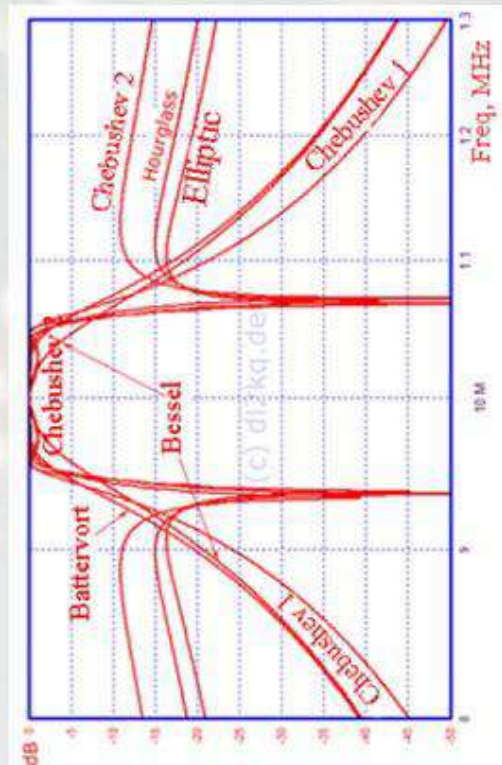
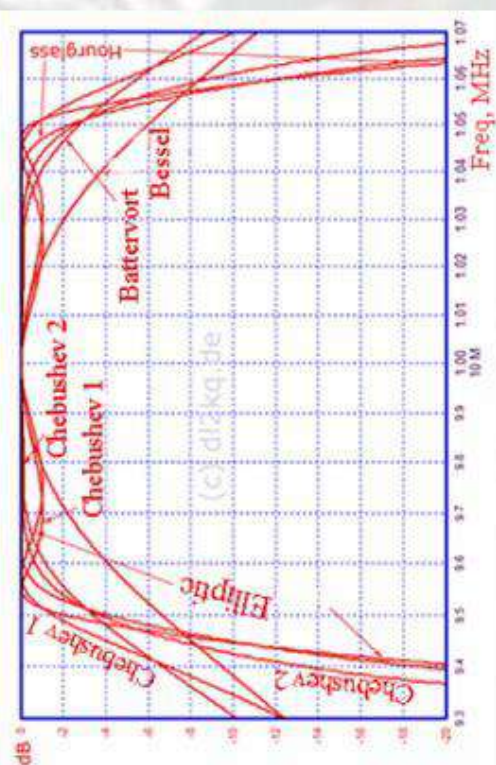
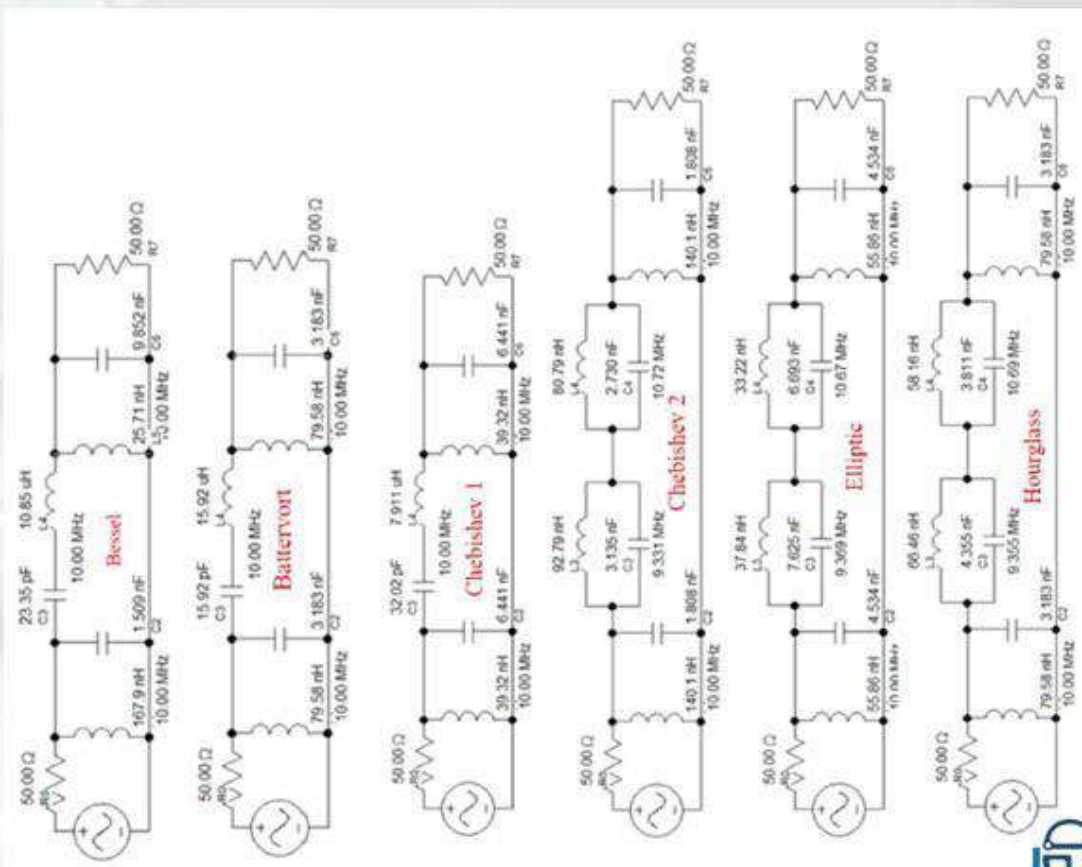
Огляд існуючих засобів акустичного дослідження



Огляд модуляторів сигналу



Огляд фільтрів



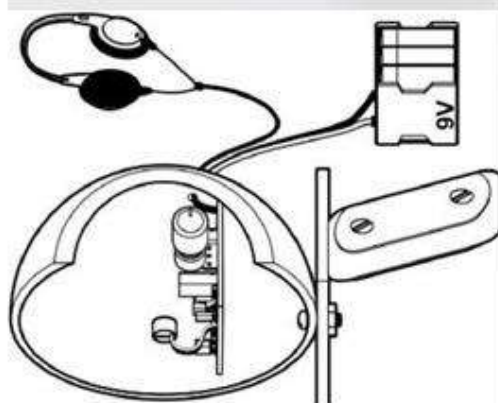
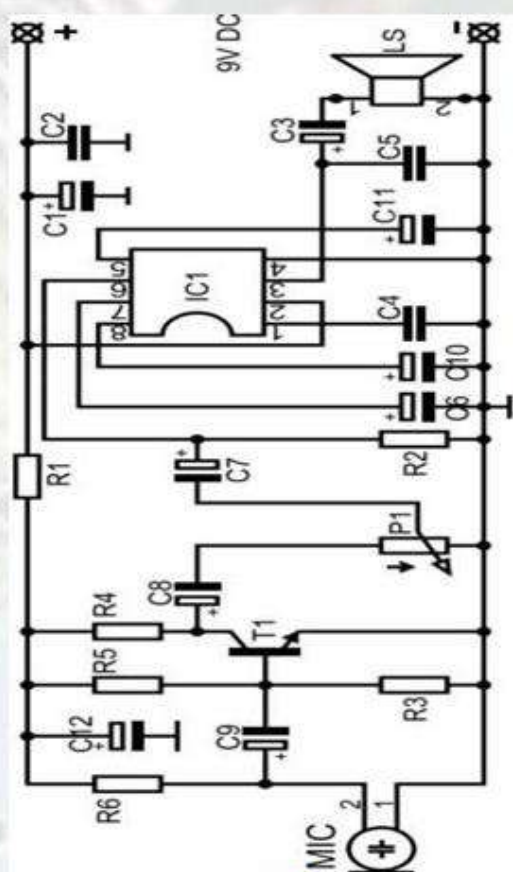
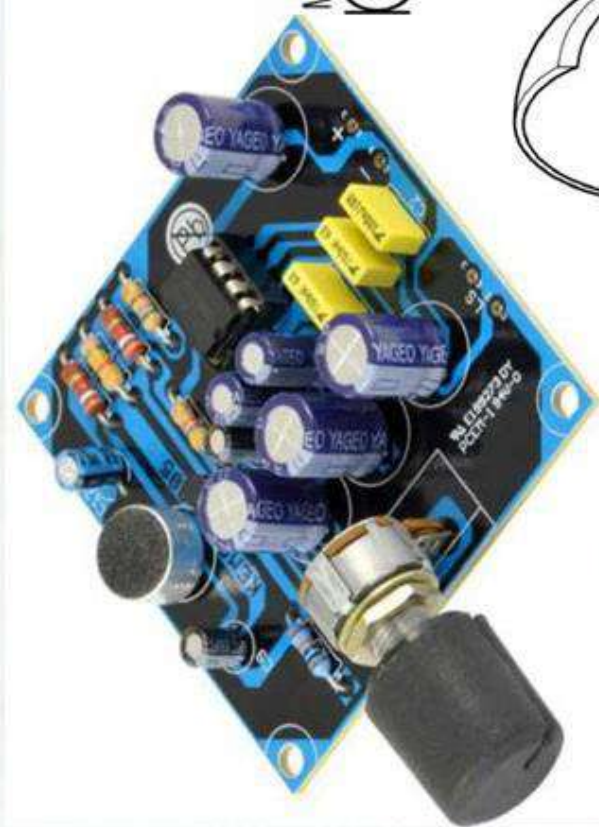
Вибір антен і мікрофонів

Характеристики	параболічної	основи
мікрофона «Big Ears» ВЗЕК:		
- параболічний діаметр:	60 см;	
- вага:	3 кг;	
- дальність:	0,9-150 метрів (залежить від умов);	
- підтримка:	вручну	
Параметри мікрофона:		
- капсула:	постійно	поляризований конденсатор;
- полярна діаграма:	лінійний градієнт;	
- АЧХ:	20-20 000 Гц;	
- відношення сигнал/шум:	77 дБ, 1 кГц при 1 Па;	
- діапазон:	фантомний 112 дБ макс. SPL @ 1 кГц;	
- низькочастотний спад:	80 Гц, 12 дБ / октаву;	
- вимоги до фантомного живлення:	11-52 В см;	

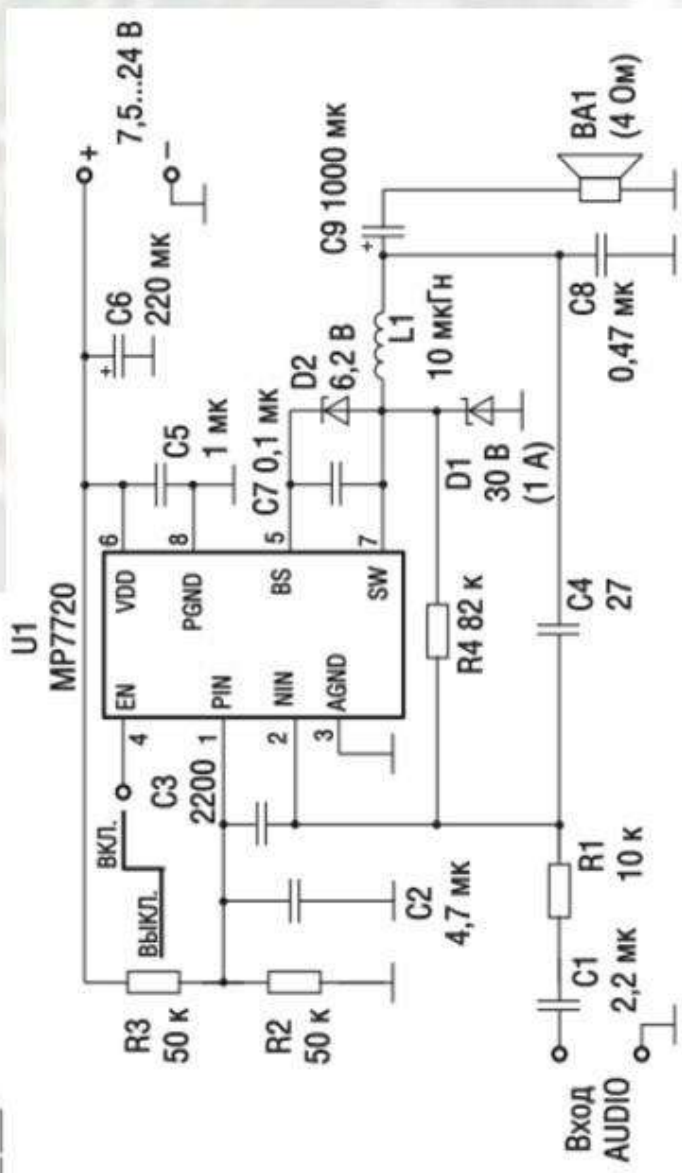
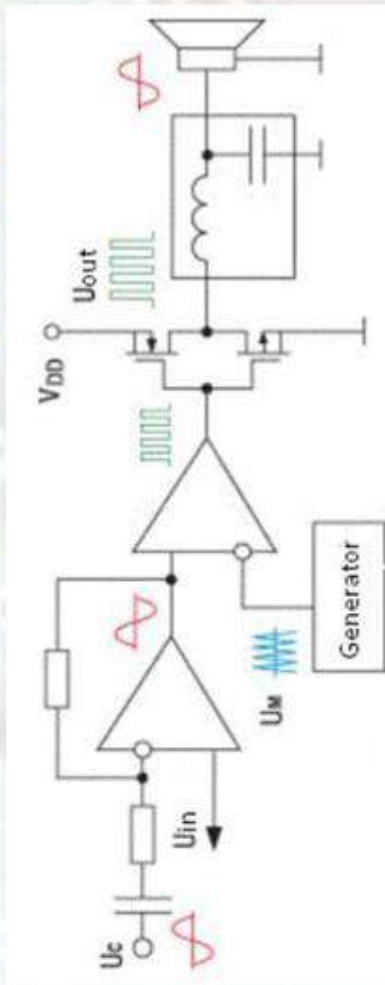
11



Каскад для обработки



Вибір підсилювача



Вибір фільтрів

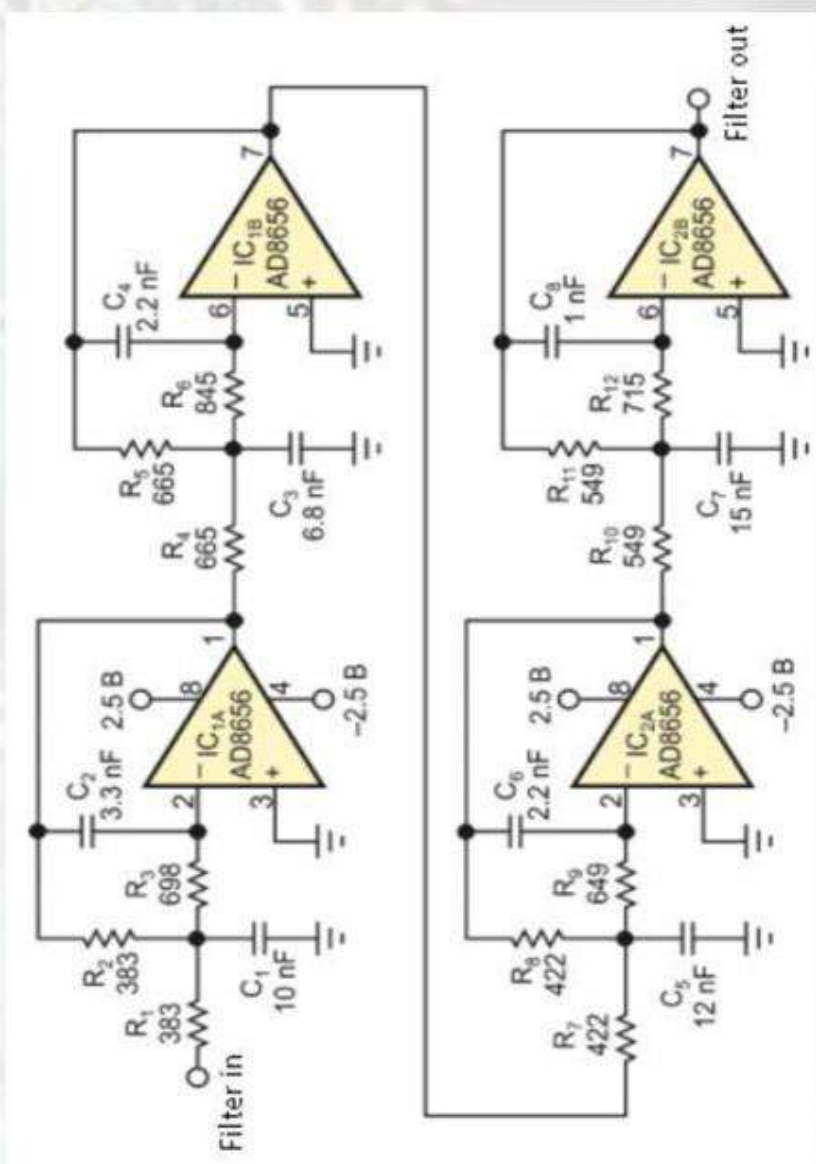


Схема визначення координат БПЛА пасивною системою звукового моніторингу

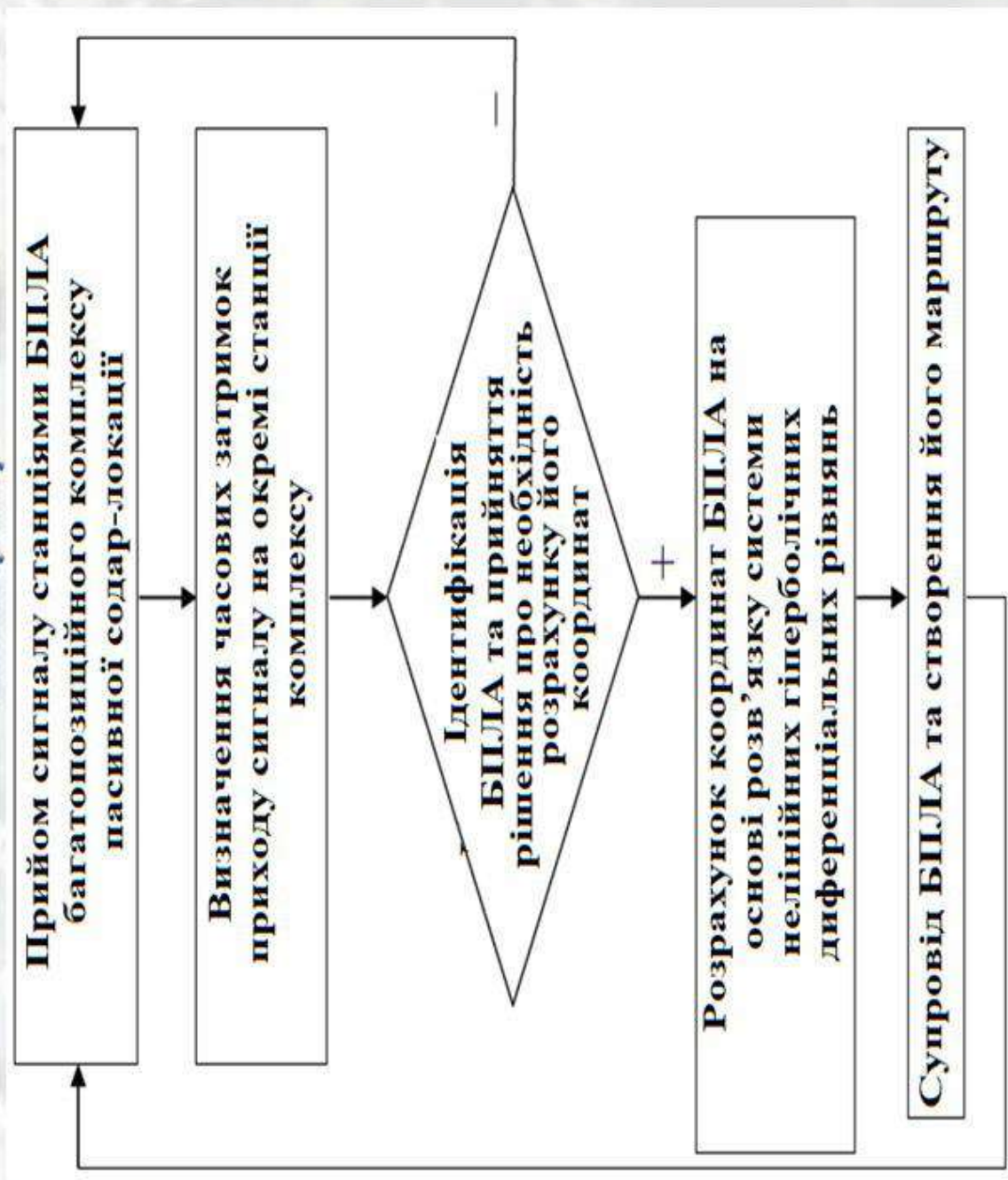
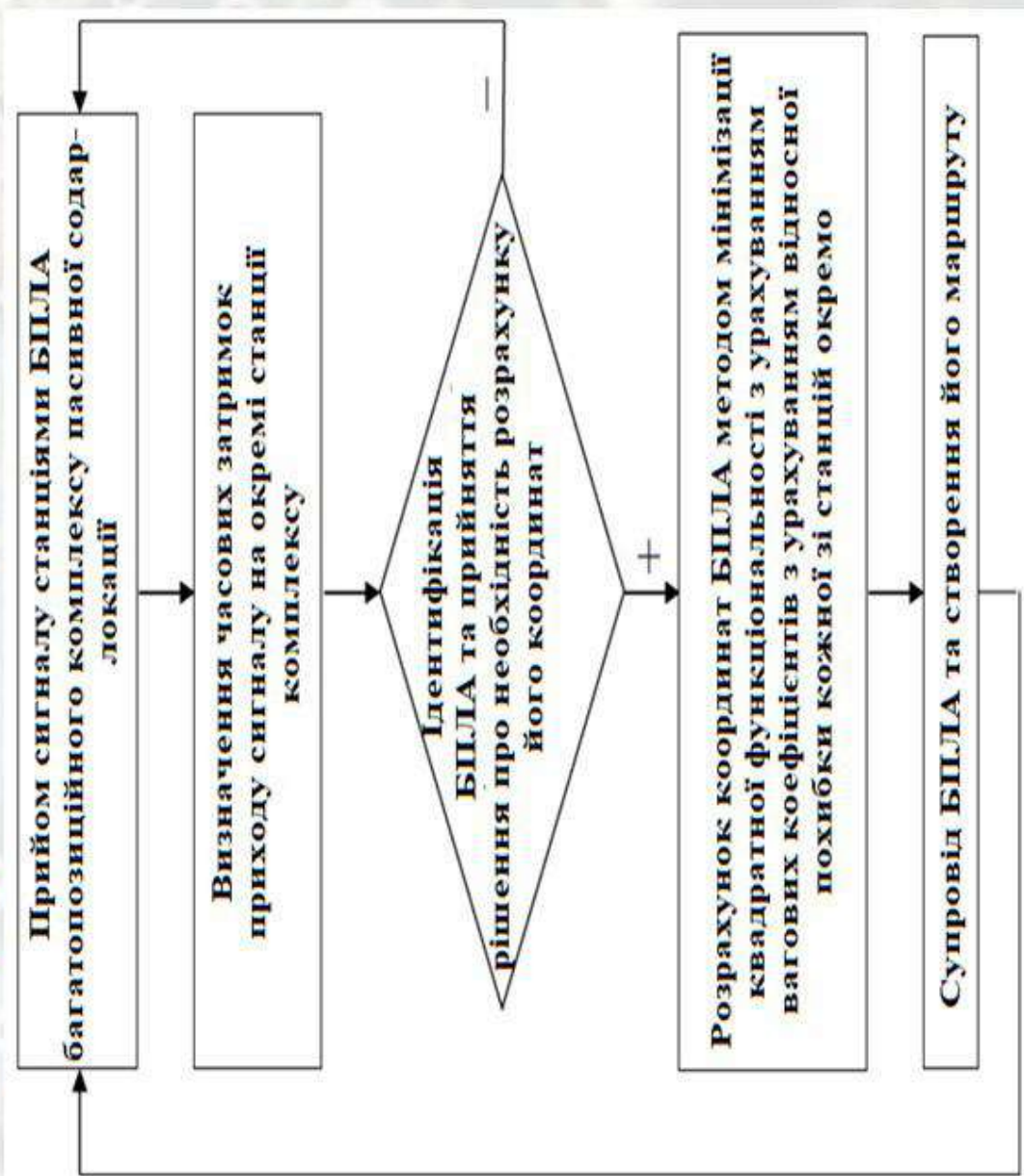


Схема визначення координат БПЛА системи пасивного звукового моніторингу за допомогою екстремальної постановки TDOA



Проблема ідентифікації об'єкта БПЛА засобами пасивної содар- локації

Фактори, пов'язані з особливостями як ідентифікованих об'єктів так і систем локації:

- зміна умов прийому сигналів, що надходять від об'єктів при їх переміщенні щодо приймальних антен локаційної станції, маневруванні об'єкта, зміна характеристик і параметрів утвореного ним випромінювання, в тому числі перешкоди;

- зміна властивостей приймальних каналів содарної станції в умовах безперервних змін характеристик надходять на входи сигналів, викликаних насамперед перевантаженнями та дією перешкод;

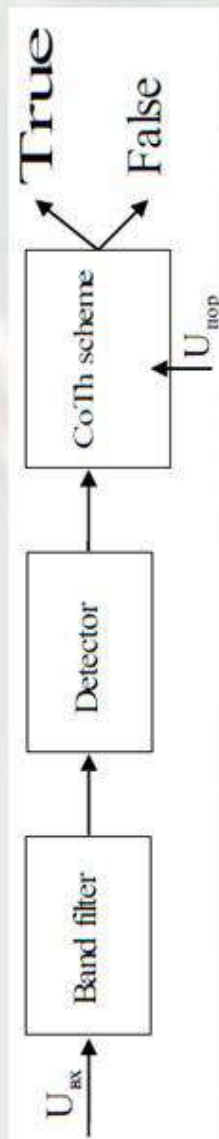
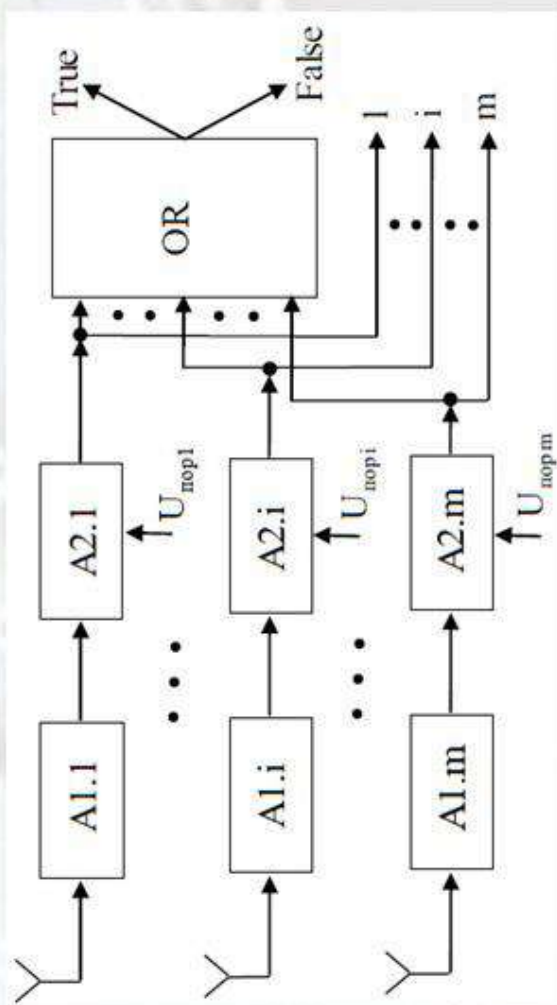
- обмежений час перебування об'єкта в зоні спостереження;

- вимога своєчасності, актуальності та максимальної повноти інформації, доступної для отримання в кожен момент спостереження об'єкта.

Етапи остаточного рішення ідентифікації

- виявлення звукового випромінювання в смузі частот спостереження і прив'язка його до деякого діапазону частот попередньої обробки сигналів - носіїв інформації про параметри випромінювання об'єкта;
- оцінка енергетичних характеристик спостережуваних розвідувальних сигналів і прийняття рішень щодо досягнення достатнього рівня шуму сигналу для виконання вимірювання параметрів звукового випромінювання;
- оцінка рівня перешкод та прийняття рішень щодо застосування додаткових заходів підвищення завадостійкості вимірювальних каналів ІВС.
- оцінка значень інформативних параметрів звукового випромінювання, накопичення даних, що надходять за результатами оцінювання та прийняття рішень про належність істинних значень параметрів до діапазонів значень, що дозволяють проводити ідентифікацію об'єктів за сукупністю всіх вимірюваних параметрів з достатнім ступінем надійності.
- комплексний аналіз отриманих результатів вимірювання інформативних параметрів випромінювання та прийняття рішень щодо належності об'єкта спостереження до заданого класу, типу, зразка тощо.

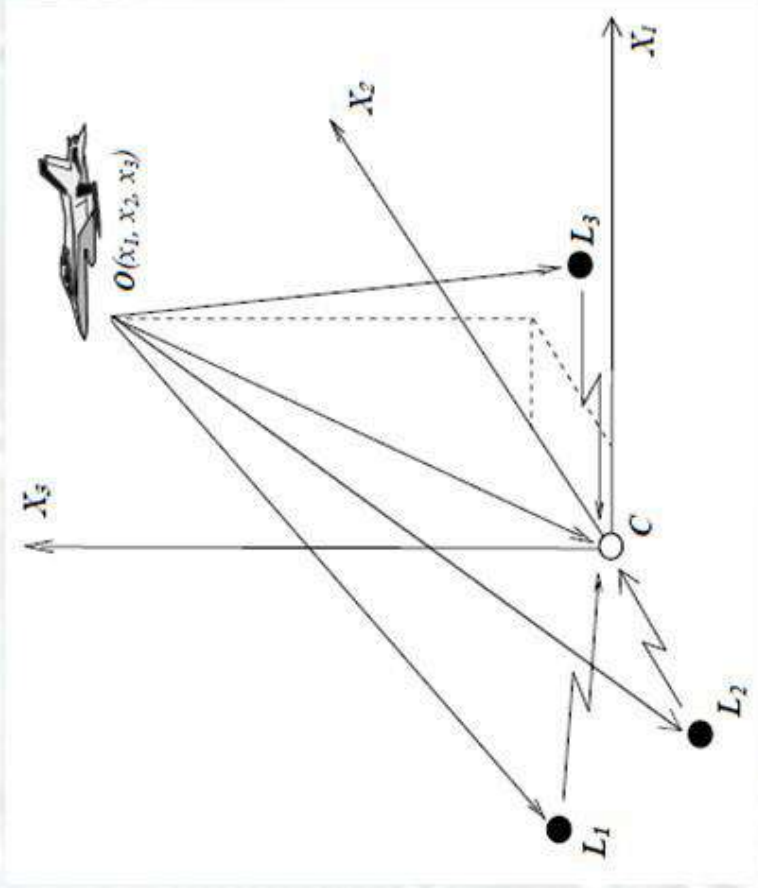
Структура приймача для виявлення звукового випромінювання



Ймовірність правильного виявлення можна визначити за формулою:

$$P_{\text{по}} = \int_{-\beta}^{\infty} \omega(U_{c+\text{ш}}) dU_{c+\text{ш}} = \int_{-\beta}^{\infty} \frac{U_{c+\text{ш}}}{q_0} \cdot \exp\left(-\frac{U_{c+\text{ш}}^2 + q_0^2}{2q_0}\right) \cdot I_0(U_{c+\text{ш}}) dU_{c+\text{ш}}$$

Визначення координат БПЛА в диференціально-дальномірній системі на основі модифікованого методу Ньютона



Координати цілей часу описуються системою трьох рівнянь

$$\begin{aligned} r_1 &= \frac{1}{c}(OL_1 + CL_1 - OC) \\ r_2 &= \frac{1}{c}(OL_2 + CL_2 - OC) \\ r_3 &= \frac{1}{c}(OL_3 + CL_3 - OC) \end{aligned}$$

Виразивши співвідношення в системі координат положення станцій і БПЛА, отримаємо систему нелінійних рівнянь, в якій відомі всі величини, крім координат положення БПЛА

$$\begin{aligned} F_1(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^1)^2 + (x_2 - x_2^1)^2 + (x_3 - x_3^1)^2} + D_1 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - r_1 = 0 \\ F_2(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^2)^2 + (x_2 - x_2^2)^2 + (x_3 - x_3^2)^2} + D_1 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - r_2 = 0 \\ F_3(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^3)^2 + (x_2 - x_2^3)^2 + (x_3 - x_3^3)^2} + D_1 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - r_3 = 0 \end{aligned}$$

Реалізація методу Ньютона

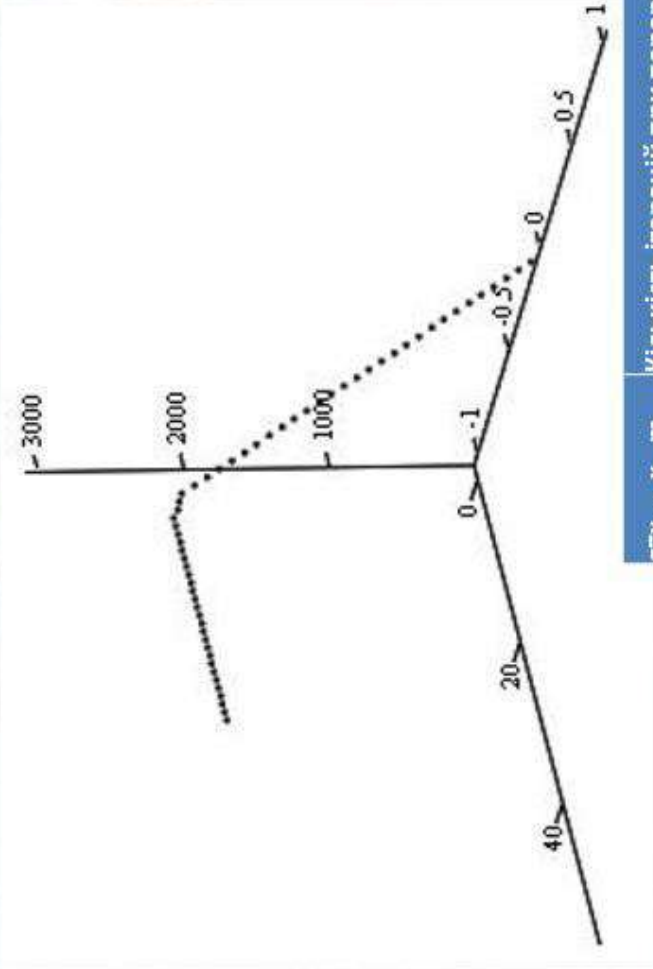
Для реалізації методу Ньютона необхідно отримати аналітичні вирази для обчислення матриці приватних похідних (матриця Якобі)

$$F'(X_k) = \begin{vmatrix} \frac{\partial F_1(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_1} & \frac{\partial F_1(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_2} & \frac{\partial F_1(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial F_2(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_1} & \frac{\partial F_2(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_2} & \frac{\partial F_2(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial F_3(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_1} & \frac{\partial F_3(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_2} & \frac{\partial F_3(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_3} \end{vmatrix}$$

де

$$\frac{\partial F_j(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_i} = \frac{x_i - x_i^j}{\sqrt{\sum_{i=1}^3 (x_i - x_i^j)^2}} - \frac{x_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^3 x_i^2}}, i = 1..3, j = 1..3.$$

Точність визначення координат БПЛА при перерахунку матриці Якобі

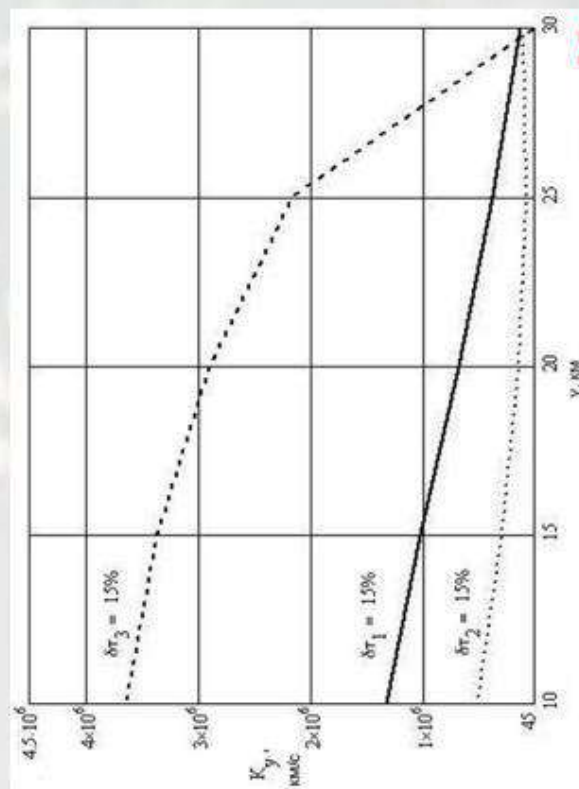
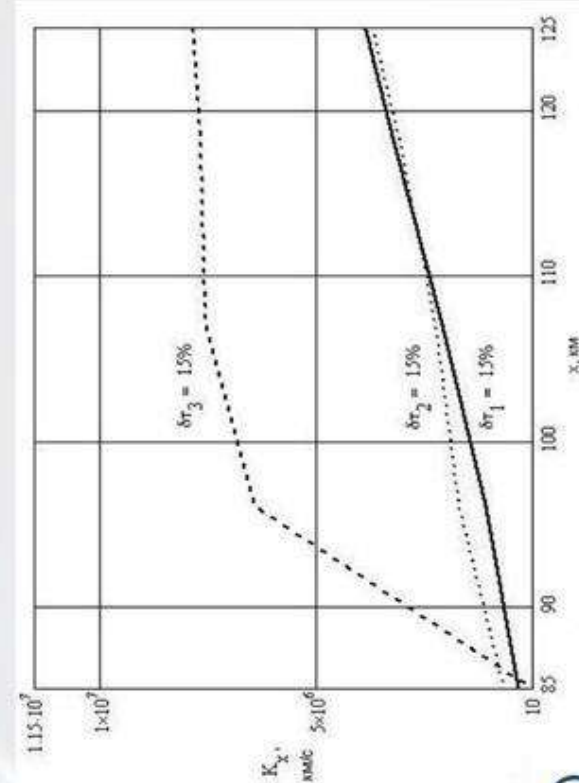
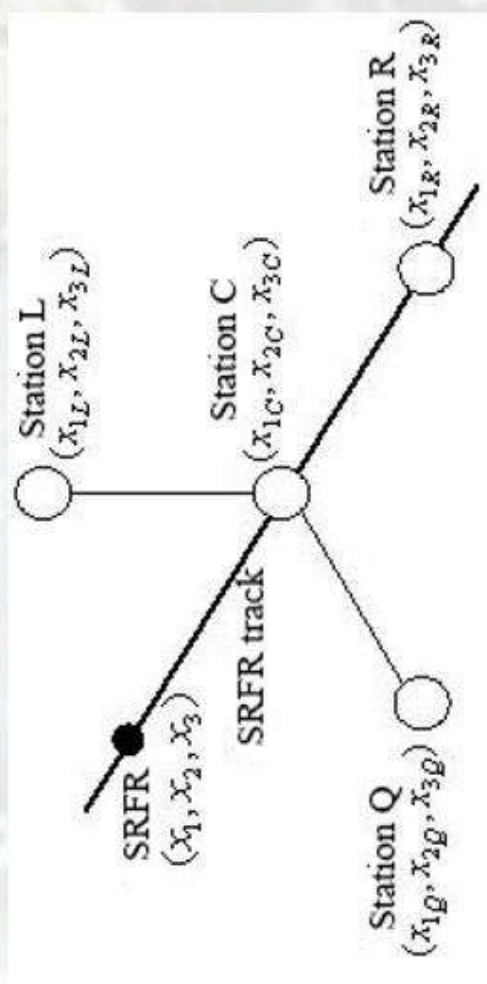


Маршрут БПЛА, побудований при розрахунку матриці приватних похідних на кожному кроці ітерації

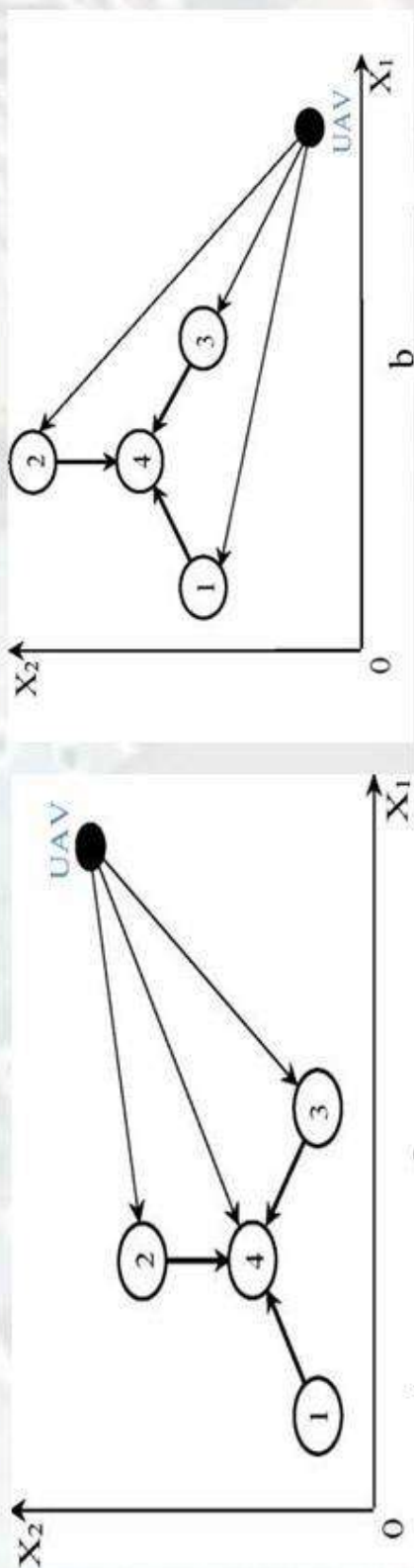
Залежність точності визначення координат БПЛА від кількості ітерацій при перерахунку матриці Якобі

$\epsilon = x_{k+1} - x_k, m$	Кількість ітерацій при перерахунку матриці Якобі на кожному кроці ітерації	Кількість ітерацій при перерахунку матриці Якобі на перших двох кроках ітерації
10	2	2
0.001	3	3
0.000001	4	4
0.0000001	4	5

Симетричне розташування станцій з маршрутом джерела звукового випромінювання

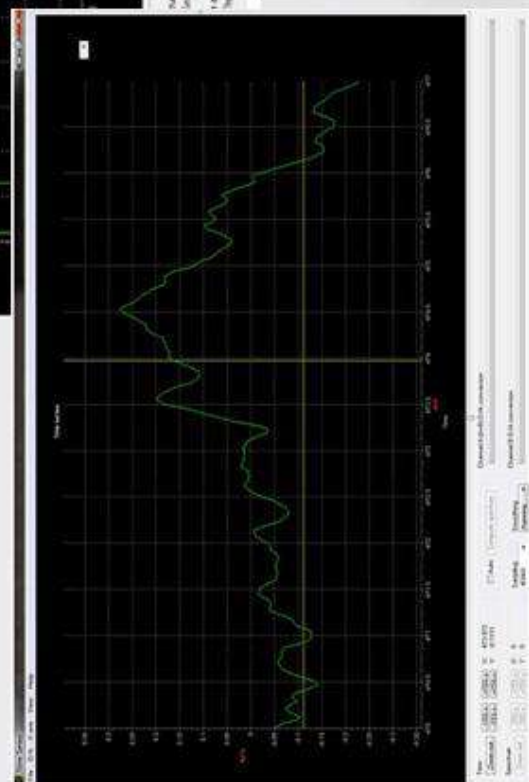
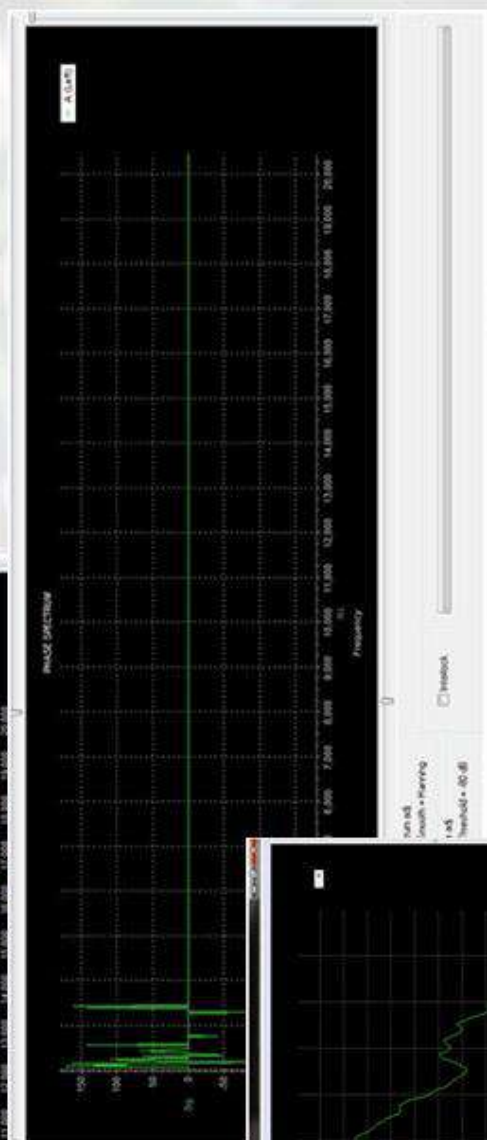
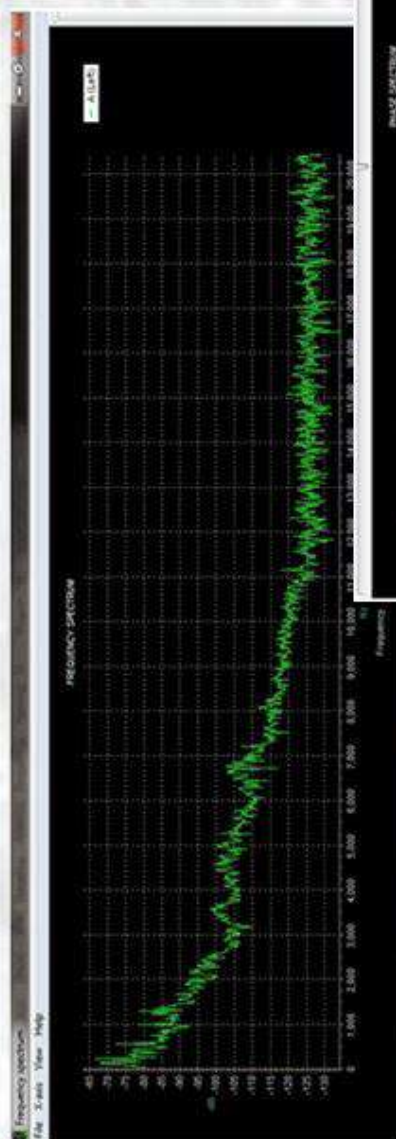


Вплив взаємного розташування станцій і БПЛА



i	$\frac{x_{1I}}{x_{1N}}$	$\frac{x_{2I}}{y_N}$	$\frac{x_{3I}}{x_{3N}}$	$\frac{\delta x_{1I}}{\delta x_{1N}}$	$\frac{\delta x_{2I}}{\delta x_{2N}}$	$\frac{\delta x_{3I}}{\delta x_{3N}}$	$\frac{D_I}{D_N}$	$\frac{\delta D_I}{\delta D_N}$
$\delta \tau_i = 10\%$								
1,2	$\frac{93.894}{85.736}$	$\frac{24.516}{31.097}$	$\frac{6.327}{6.244}$	$\frac{2.194}{10.692}$	$\frac{1.936}{24.388}$	$\frac{20.913}{21.95}$	$\frac{97.248}{91.415}$	$\frac{2.287}{8.148}$
$\delta \tau_i = 5\%$								
1,2	$\frac{93.893}{90.395}$	$\frac{24.516}{28.369}$	$\frac{6.327}{8.353}$	$\frac{2.195}{5.839}$	$\frac{1.936}{13.476}$	$\frac{20.913}{4.412}$	$\frac{97.247}{95.11}$	$\frac{2.288}{4.436}$
$Sr_t = 1\%$								
1,2	$\frac{93.891}{94.792}$	$\frac{24.517}{25.732}$	$\frac{6.327}{8.324}$	$\frac{2.197}{1.258}$	$\frac{1.932}{2.928}$	$\frac{20.913}{4.05}$	$\frac{97.245}{98.575}$	$\frac{2.29}{0.954}$

Симуляція



Висновки

Розроблено метод визначення координат БПЛА, який базується на розв'язуванні системи нелінійних рівнянь, що описують похибки вимірювань за критерієм найменших квадратів.

Удосконалений метод визначення координат БПЛА на основі модифікації методу Ньютона дозволяє значно скоротити час обчислення координат БПЛА при незначному погіршенні точності обчислення, що важливо при великій кількості БПЛА.

Розглянуто рекомендації щодо впровадження та використання розроблених методів у складі інтегрованого комплексу звукового моніторингу. Детально розглянуто структуру та алгоритми керування інтегрованим комплексом.

Малий О.Ю., Цвятков А.А. Дослідження систем виявлення координат БПЛА // Тиждень науки-2024. Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій. Тези доповідей науково-практичної конференції, Запоріжжя, 15–19 квітня 2024 р. [Електронний ресурс] / Редкол. : Вадим ШАЛОМЄЄВ (відпов. ред.) Електрон. дані. – Запоріжжя : НУ «Запорізька політехніка», 2024. – с.48-51