

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНИХ КОМПЛЕКСІВ

ДОПУСТИТИ ДО
ЗАХИСТУ

Завідувач
кафедри

В.М.

Синеглазов

“ ” 2021

р.

ДИПЛОМНА РОБОТА
(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)

ВИПУСКНИКА ОСВІТНЬО-КВАЛІФІКАЦІЙНОГО РІВНЯ
“МАГІСТР”

Тема: Автоматизована система ідентифікації джерел
радіовипромінювання.

Виконавець:

Голдовський

М.В.

Керівник:

к.т.н., стр.викл, Пантеев

Р.Л.

Консультант з екологічної безпеки:

зав.кафедри Фролов

В.Ф. КАФЕДРА АКІК

НАУ 22 40 08 000 ПЗ

Виконано	М.В.Голдовський			Автоматична система ідентифікації джерел радіовипромінювання.	Н.	Сторінок	Сторінки
Наглядач	Р. Л. Пантеев						
консультант	А.Э. Гай						
С. контрол	М. Ф. Тупіцина						
Деп. голова	В.М.Синеглазов						
					151-2 603		

Консультант з охорони праці:

к.б.н., доцент, Коновалова О.

В.

Нормоконтролер:

зав.кафедри Синєглазов

В.М.

Київ 2021

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Навчально-науковий інститут інформаційно-діагностичних систем

Кафедра авіаційних комп'ютерно-інтегрованих комплексів

Спеціальність: 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри В. М.

Синєглазов

«_____» _____ 2021 р.

ЗАВДАННЯ

на виконання дипломної роботи

Ім'я студента: Голдовський Михайло Васильович

Тема дипломної роботи: Автоматизована система ідентифікації джерел радіовипромінювання.

1. **Термін виконання роботи:** з 08.10.2021 до 23.12.2021.

2. **Зміст пояснювальної записки:**

Вступ.

1. Класифікація і аналіз акустичних параметрів джерела радіовипромінювання, методи знаходження джерела радіовипромінювання.

2. Система знаходження по звуковому полю, огляд і аналіз її компонентів.
3. Розробка алгоритмічного забезпечення для покращення знаходження джерела радіовипромінювання.
4. Розробка програмного забезпечення, її структура та інтерфейс.
5. Охорона праці.
6. Охорона навколишнього середовища.

3. Календарний план-графік

№ пор.	Завдання	Термін виконання	Відмітка про виконання
1.	Отримання завдання	08.10.2021	10.10.2021
2.	Формування мети та основних завдань дослідження	11.10.2021	15.10.2021
3.	Аналіз типів джерела радіовипромінювання та їх акустичних параметрів.	16.10.2021	09.11.2021
4.	Аналіз природи розповсюдження звуку в різних умовах	12.11.2021	19.11.2021
5.	Система знаходження по звуковому полю, огляд і аналіз її компонентів.	20.11.2021	27.11.2021
6.	Розробка програмного та алгоритмічного забезпечення	28.11.2021	10.12.2021
7.	Оформлення пояснювальної записки	11.12.2021	19.12.2021
8.	Підготовка презентації та роздаткового матеріалу	20.12.2021	24.12.2021

4. Консультанти з окремих розділів

Розділ	Консультант (посада, П.І.Б.)	Дата, підпис	
		Завдання видав	Завдання прийняв
Охорона праці	Козлітін О.О.		
Охорона навколишнього середовища	Гай А.Є.		

5. **Дата видачі завдання:** “08” жовтня 2021 р.

Керівник дипломної роботи

_____ (підпис керівника)

Р.Л. Пантеев

(П.І.Б.)

Завдання прийняв до виконання

Голдовський

_____ (підпис випускника)

М.В.

(П.І.Б.)

АНОТАЦІЯ

Метою роботи є розробка автоматичних систем виявлення джерел радіовипромінювання на основі радіо інформації.

У роботі розглядаються датчики методи та алгоритми підвищення точності виявлення координат джерела радіовипромінювання на основі модифікованого методу Ньютона. Було проведено дослідження методу Ньютона з цілю скорочення часу обчислення координат. Установлено, що для отримання достатньої точності виявлення координат матрице Якобі достатньо обчислити на перших трьох кроках ітерації. Було проведено дослідження параметричної чутливості різницево-далекомірною методу і установлено, що відносна похибка в виявленні часу затримки приходу сигналу має знаходитись в межах 5%, тільки тоді можливо коректне виявлення координат. Крім того, в роботі була досліджена екстремальна постановка задачі різницево-далекомірною методу на основі метода мінімізації квадратичного функціоналу, що дозволяє врахувати відносну похибку визначення часу затримки приходу сигналу на кожній зі станцій окремо шляхом введення вагового коефіцієнту.

Поява літальних апаратів з менш шумними двигунами значно знизило

якість їх виявлення і обробки сигналу, змусивши розробників шукати нові шляхи і засоби збільшення точності визначення і завадостійкості окремих засобів і груп ППО.

У свою чергу, пасивні засоби радіо моніторингу мають значну перевагу в порівнянні з активними засобами, що складається, головним чином, в прихованості їх роботи. Однак, точні характеристики визначення координат пасивних систем содар-локації значно поступаються аналогічним характеристикам активних систем.

Зважаючи на досить високі похибки (10% і вище) вимірювань координат джерела радіовипромінювання, проблема підвищення точності їх роботи залишається актуальною для комплексів пасивного моніторингу звуку.

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

ДРВ - джерело радіовипромінювання

БПК - багатопозиційний пасивний комплекс

ТМ - триангуляційний метод

РДМ - різницево-далекомірний метод

РТР - радіотехнічна розвідка

ППО - протиповітряна оборона

РЕО - радіоелектронна обстановка

АФС - антенно-фидерна система

РЛС - радіолокаційна станція

ДТР - дальня тропосферна розвідка

ДС - діаграма спрямованості

ПС - приймальна станція

ВО - випромінюючий об'єкт

ЛА - літальний апарат

РЗ - робоча зона

ПІ - інформаційний параметр
ВКФ - взаємно-кореляційна функція
МНК - метод найменших квадратів
ЦС - центральна станція
БС - бічна станція
ПЗ - програмне забезпечення

Зміст

Список скорочень.

Вступ.

1. Проблема виявлення джерела радіовипромінювання.

1.1 Класифікація джерела радіовипромінювання. Акустичні характеристики та радіаційний аналіз існуючих прототипів джерела радіовипромінювання.

1.2 Фізичні основи радіомоніторингу.

1.2.1 Основи поширення електромагнітного випромінювання.

1.2.2 Основи технічних засобів системи виявлення електромагнітного випромінювання.

1.3 Визначення проблеми виявлення джерела радіовипромінювання.

1.4 Класифікація засобів радіо моніторингу методів виявлення.

1.5 Виявлення джерела радіовипромінювання за допомогою радіо моніторингу, структура системи.

2. Система виявлення електромагнітного випромінювання.

2.1 Структурна схема запропонованої системи. Переваги та короткий огляд дії.

2.2 Технічні засоби, що використовуються в станціях радіомоніторингу.

2.2.1 Огляд існуючих прототипів радіо виявлення.

2.2.2 Огляд модулаторів сигналів.

2.2.3 Огляд підсилювачів.

2.2.4 Перегляд фільтрів перешкод.

2.3 Оптимальний підбір набору технічних засобів для систем радіо моніторингу.

2.3.1 Оптимальний підбір антен і мікрофонів.

2.3.2 Оптимальний підбір підсилювачів.

2.3.3 Оптимальний вибір фільтрів перешкод.

2.3.4 Захисники від перенапруги.

3. Розробка алгоритмічного забезпечення.

3.1 Визначення проблеми алгоритмічного забезпечення.

3.2 Структура алгоритмічного забезпечення.

3.2.1 Алгоритмічна реалізація методів підвищення точності визначення координат джерела радіовипромінювання.

3.2.2 Прийняття рішень при ідентифікації джерела радіовипромінювання за параметрами утворених ними випромінювань.

3.3 Розробка алгоритмів визначення координат джерела радіовипромінювання в ДРС та їх аналіз.

3.3.1 Розробка методу визначення координат джерела радіовипромінювання в диференціально-дальній системі на основі модифікованого методу Ньютона.

3.3.1.1 Розв'язання задачі вимірювання диференціальних і дальних координат за модифікованим методом Ньютона.

3.3.1.2 Дослідження збіжності розв'язку задачі вимірювання диференціальних і дальних координат за методом Ньютона з одноразово підрахованою матрицею Якобі.

3.3.1.3 Аналіз точності визначення координат джерела радіовипромінювання розробленим методом за допомогою комп'ютерного моделювання.

3.3.2 Аналіз нелінійної задачі вимірювання диференціальних і дальномерних координат за допомогою функцій параметричної чутливості.

3.3.2.1 Використання функцій параметричної чутливості для визначення абсолютної похибки визначення координат БПЛА.

3.3.2.2 Застосування функцій параметричної чутливості для зменшення кількості рівнянь TDOA.

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

3.3.3.1 Визначення екстремальної задачі визначення координат джерела радіовипромінювання в системі TDOA та її вирішення

3.3.3.2 Аналіз розробленої методики визначення координат джерела радіовипромінювання

4. Розробка програмного забезпечення

4.1 Структура програмного забезпечення

4.2 Інтерфейс програми

Висновки

Посилання

1. Проблема виявлення джерела радіовипромінювання

1.1 Класифікація джерел радіовипромінювання. Акустичні характеристики та звуковий радіаційний аналіз існуючих прототипів джерел радіовипромінювання.

Коефіцієнти звукового випромінювання різних джерел використовуються в класичних підходах авіаційної акустики для розрахунку виявлення рівня шуму джерела радіовипромінювання на місцевості, а також для прогнозу кордонів чутності виявлення джерела радіовипромінювання з вінтомоторною силовою установкою. У той же час підвищення точності прогнозу потребує більш детального вивчення

акустичних характеристик окремих складових випромінювання щодо впливу режиму роботи та конструктивних особливостей електростанцій.

Пропелерний двигун в процесі роботи генерує радіо випромінювання, яке поширюється в навколишнє середовище через канали всмоктування і випуску, а також через стінки циліндрів (структурний шум). У зв'язку з цим у приглушеній камері було виконано дослідження акустичних характеристик джерела радіовипромінювання PTERO-G0, розробленого компанією AFM-Servers (фото 1.1, 1.2).

Фото 1.1, 1.2 джерело радіовипромінювання ПТЕРО-Г0



Поділ акустичних полів повітряного шнека і поршневого двигуна здійснено на основі аналізу вузькосмугових діапазонів рівнів радіо тиску. Необхідно було, щоб сумарне випромінювання поршневого двигуна визначалося випромінюванням на частотах, кратних частоті наступу спалахів у циліндрах двигуна.

Стандартний вузькосмуговий діапазон рівнів звукового тиску, отриманий при вимірюваннях акустичних характеристик малогабаритного джерела радіовипромінювання в приглушеній камері, представлений на рис. 1.3

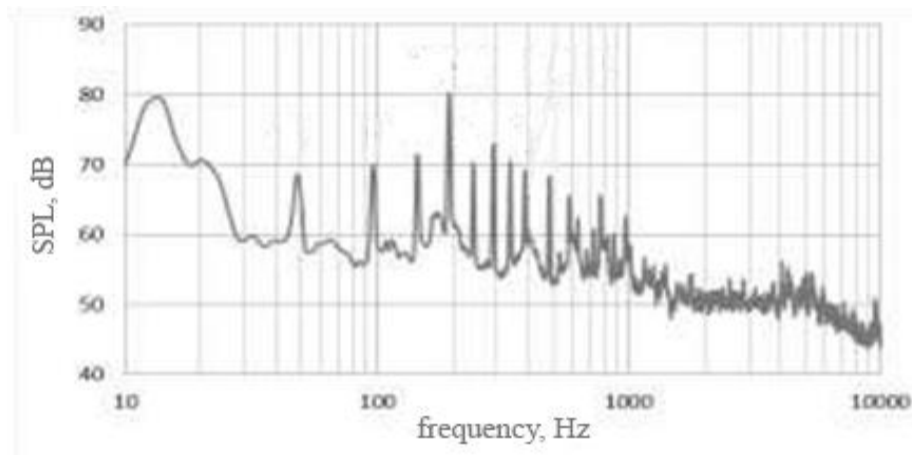


Рис. 1.3. Стандартний діапазон акустичного випромінювання двигуна джерела радіовипромінювання із смугами ширини 2 Гц (швидкість обертання колінчастого вала 5400 об/хв, на відстані 2 метри)

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

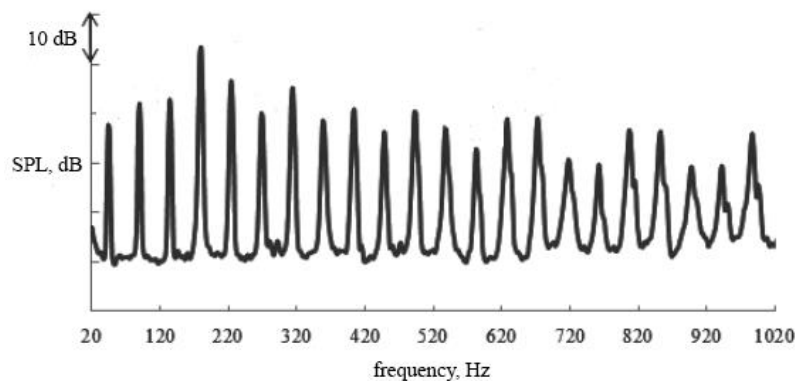


Рис. 1.4 Вузькосмуговий діапазон рівнів звукового тиску в діапазоні частот 20-1020 Гц з шириною смуги 2 Гц, частота обертання колінчастого валу двигуна (колінчастого валу двигуна) = 5400 об/хв, R = 2 м , статичні умови

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

$$W = \frac{c_1 \rho (\bar{r}_e)^3}{s_0^3} \times \left(\alpha^2 + \frac{\beta^2}{(2\pi \bar{r}_e)^2} \right) \times \frac{M_r^2}{K_b^3 b_e} \times n^6 d^8 \quad (1.1)$$

де n – оберти гвинта; α, β – коефіцієнти тяги та потужності шнека, d, K_b, \dots , $b_e - \bar{r}_e$ діаметр шнека, кількість лопатей, відносний радіус ефективного перерізу

лопаті і хорда лопаті в ефективному перерізі, m_r - число Маха кола швидкість, ρ – щільність повітря, S_0 – акустична швидкість, C_1 – коефіцієнт

пропорційності, M_{rel} – число Маха в відносній швидкості потоку в кінцевому перетині лопаті шнека.

Електродвигун в процесі роботи здатний генерувати електромагнітне випромінювання, менш чутні системи пасивного звукового моніторингу, через малу кількість рухомих частин.

У зв'язку з цим досліджуються електромагнітне випромінювання квадрокоптера DJI Phantom 2 та моноплана Skywalker Falcon 1340 mm EPO Flying Wing.

(фото 1.5, 1.6).



Фото 1.5, 1.6. Skywalker Falcon 1340 мм і EPO Flying Wing



Фото 1.7. Квадрокоптер DJI Phantom 2

Електромагнітне вимірювання для квадрокоптера проводилися в режимах підйому над радіо антеною, загородження на висоті 50 м і наступної посадки. На рис. 1.8 тимчасова реалізація запису радіо сигналу квадрокоптера тривалістю 20 мс на етапі загородження, а на рис. 1.9 – показана номінальна автокорельована функція (ACF) для цієї реалізації.

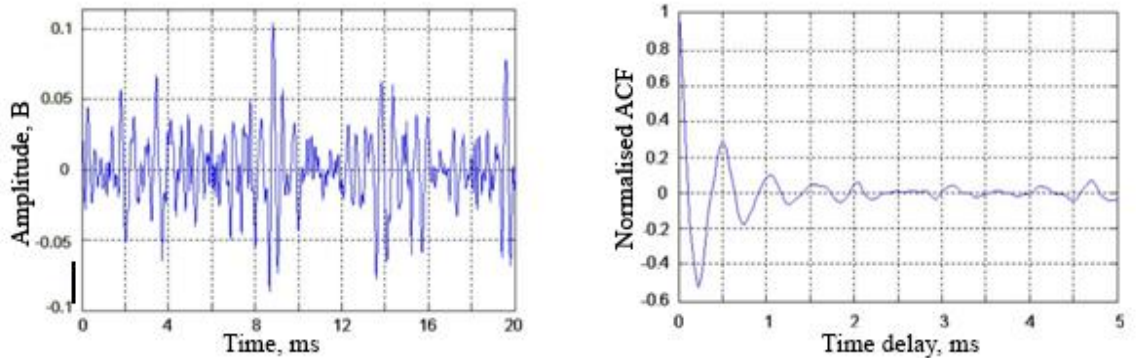


Рис. 1.8, 1.9. Тимчасова реалізація запису звукового сигналу квадрокоптера тривалістю 20 мс на етапі загородження з обробкою ACF

На рис. 1.10 показаний амплітудний спектр звукового сигналу квадрокоптера, отриманого на відборі 8192 з підрахунком без накопичення. Діапазон сигналу містить широкосмугову шумову складову (очевидно виражений плоский максимум) і багатокomпонентну гармонійну структуру. Аналіз великої кількості реалізацій показує, що гармоніки з частотами до 10 кГц обов'язково зустрічаються. Амплітуди і фази гармонік випадкові і при відсутності руху квадрокоптера. Це пояснюється певною відмінністю режимів роботи двигунів у процесі компенсації автоматикою джерела радіовипромінювання впливу вітру.

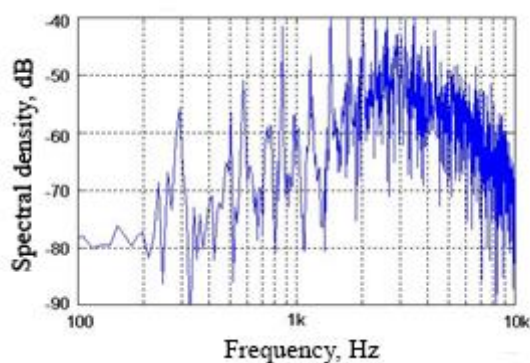


Рис 1.10. Амплітудний спектр звукового сигналу квадрокоптера DJI Phantom 2

Вимірювання для моноплана проводилися в режимі польоту над акустичною антеною на висоті близько 20 м. На рис.1.11 тимчасова реалізація запису радіо сигналу моноплана, а на рис. 1.12 – показаний його номінальний ACF.

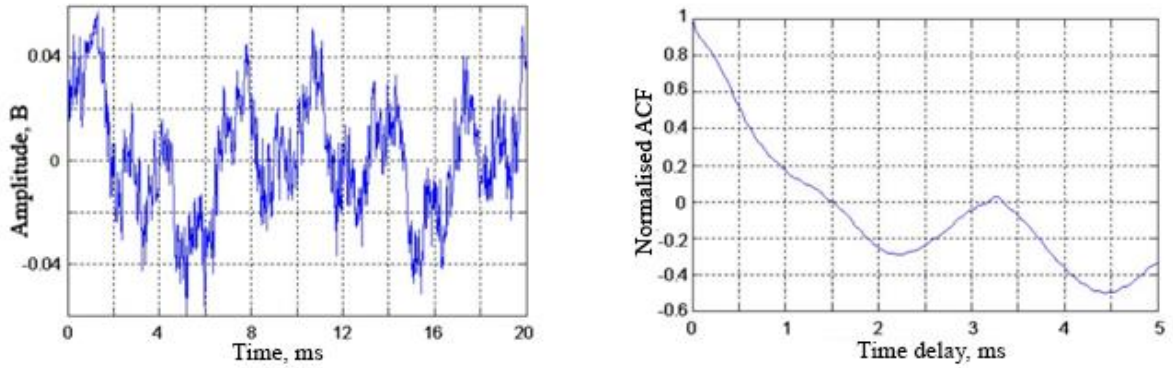


Рис. 1.11, 1.12 Тимчасова реалізація запису звукового сигналу моноплана Skywalker Falcon 1340 мм та EPO Flying Wing з номінальним ACF.

У цьому записі, на відміну від записів радіо сигналу квадрокоптера, є помітна низькочастотна складова на частотах до 200 - 250 Гц. Поява цієї складової викликано «задуванням» вітру в мікрофон вимірювальної установки. Це демонструє необхідність застосування спеціального вітрового скла мікрофона та низькочастотної фільтрації при створенні систем виявлення джерела радіовипромінювання.

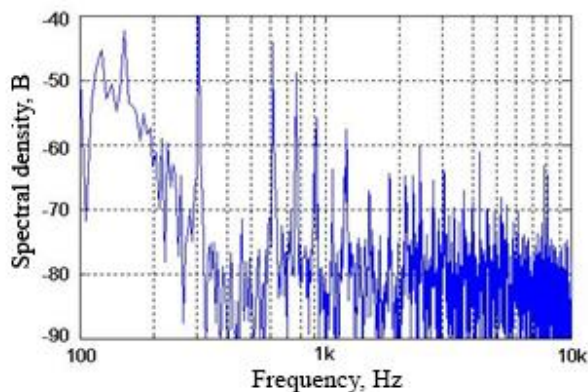


Рис. 1.13 Діапазон звукового сигналу моноплана Skywalker Falcon 1340 мм та EPO Flying Wing

Дальність радіо сигналу моноплана (рис. 1.13) також містить велику кількість гармонік аж до частот 8 – 10 кГц. Лінії спектру, на відміну від

квадрокоптера, вузькі, що пояснюється наявністю одного двигуна в силовій установці. Співвідношення між амплітудами гармонік менш мінливе в часі, ніж у випадку квадрокоптер, а зміна частоти викликана спільною дією двох факторів – ефекту Дронплера і зміни режиму роботи двигуна.

1.2 Фізичні основи радіо моніторингу

1.2.1 Основи поширення електромагнітного випромінювання

При подальшому вирішенні завдання визначення координат джерела радіовипромінювання, що включає аналіз технічних засобів, вибір потрібного місця та загальну компоновку всієї системи багатопозиційного комплексу моніторингу електромагнітного випромінювання, спочатку важливо проаналізувати та відзначити природний вплив різних природних умов на характер поширення і розсіювання звуку.

Загальна формула для розрахунку звуку така

$$c = \sqrt{\frac{1}{\beta\rho}}$$

(1.2)

Якщо торкнутися приватних змінних, то ця формула набуває

$$c = \sqrt{-v^2 \left(\frac{\partial p}{\partial v} \right)_s} = \sqrt{-v^2 \frac{C_p}{C_v} \left(\frac{\partial p}{\partial v} \right)_T},$$

схожого вигляду

(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.

Електромагнітне випромінювання коливання пропускають середовище як послідовність адіабатичного розрідження і стиснення. При адіабатичному стисненні газу частина енергії стиску переходить в енергію

внутрішньомолекулярних рухів, при адіабатичному розрідженні вона повертається. Якщо час, необхідний для виконання вакууму і стиснення, дорівнює часу, необхідному для встановлення теплової рівноваги (релаксації), то відома частка радіо 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 насамперед у поступальну енергію молекул, що рухаються паралельно напрямку стиснення. Певна частина поступальної енергії потім переходить у обертальну та коливальну енергію атомів у молекулах, але також може витрачатися на перехід атомних і молекулярних електронів на вищі енергетичні рівні.

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

Зміна температури повітря і швидкості вітру з висотою утворюють атмосферу з неоднорідним середовищем зі змінною швидкістю електромагнітного випромінювання. Це призводить до спотворення (заломлення) електромагнітних променів. Оскільки швидкість поширення електромагнітного випромінювання залежить від температури, то в різних

шарах атмосфери, температура шарів якої різна, звук буде мати різну швидкість. У середовищі зі змінним показником заломлення електромагнітні хвилі будуть поширюватися вздовж кривих ліній. При цьому, як показали численні дослідження, промінь завжди згинається так, що відстань від точки до точки хвилі проходить за найкоротший час. Іншими словами, хвиля, що поширюється в неоднорідному середовищі, змінює напрям, щоб продовжити свою подорож у середовищі з більш швидким поширенням і зменшити його в шарах, де швидкість поширення нижча.

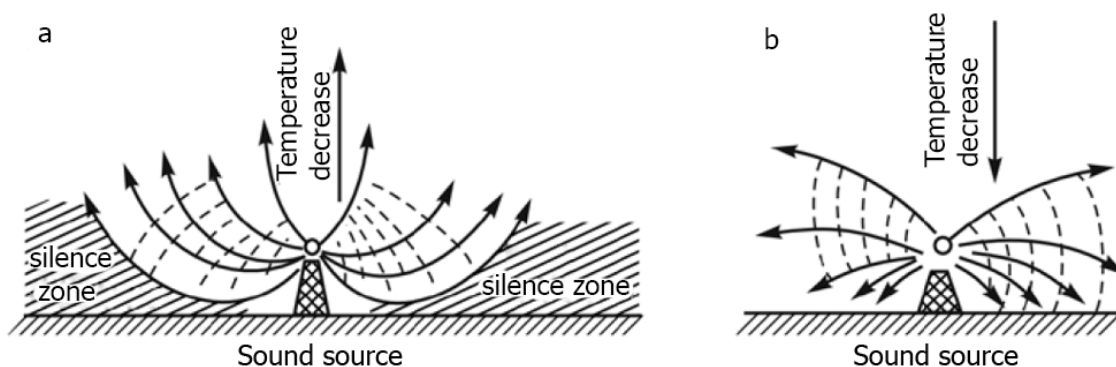


Рис. 1.14 Звукова поведінка при зниженні температури

Якщо температура падає з висотою, що зазвичай буває вдень, то електромагнітні промені загинаються вгору (рис. 1.14, а). В результаті на невеликій відстані від джерела електромагнітного випромінювання перестав бути чутним. Якщо температура зростає з висотою (температурна інверсія), звукові промені вигинаються вниз (рис. 1.14, б) і звук досягає більш віддалених точок земної поверхні. Це пояснює часто спостерігається факт, що вночі електромагнітне випромінювання чути на більшій відстані, ніж вдень. При великій температурній інверсії звукові промені, випробувавши значне заломлення, повертаються на поверхню землі, відбиваються від неї і знову піднімаються вгору (рис. 1.15). Такі відображення

можуть бути дещо, звукова енергія в цьому випадку зосереджена в якомусь шарі, який грає роль радіо каналу.

Дальність поширення за таких умов значно збільшується. Особливо це помітно в тиху ніч над річкою, завдяки слабкому поглинанню води поверхнею електромагнітного випромінювання хвиль.

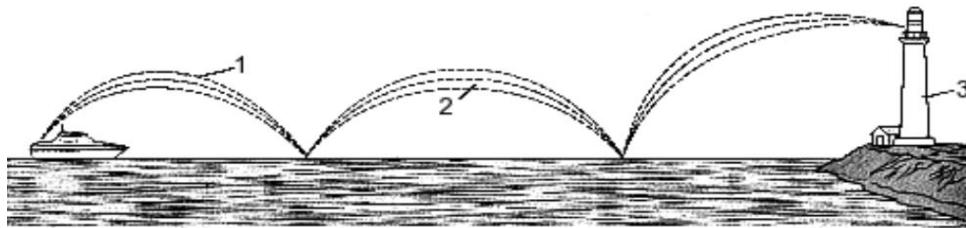


Рис. 1.15 Звукова поведінка у воді

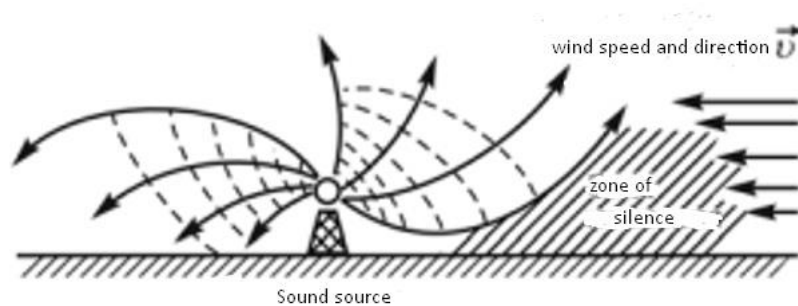


Рис. 1.16 Звукова поведінка за напрямком і швидкістю вітру

Якщо температура повітря з висотою змінюється незначно, а вітру немає, то звук від джерела поширюється, не відчувачи помітного заломлення. При наявності вітру його швидкість і швидкість електромагнітне випромінювання хвилі складаються. Різний характер вигину звукових променів у цьому випадку (рис. 1.16) пояснює той факт, що на вітрі звук чути далі, ніж проти вітру.

1.2.2 Основи технічних засобів системи електромагнітного виявлення

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

Параболічний мікрофон (Малюнок 1.4) має параболічний відбивач, який фокусується на кріпленні мікрофона з всенаправленою або односпрямованою характеристикою орієнтації (СО). Ці мікрофони іноді називають рефлекторними.

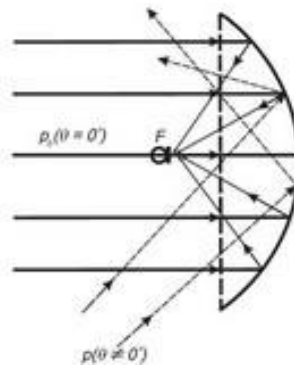


Рис. 1.17. Схема параболічного спрямованого мікрофона

Електромагнітні хвилі, що йдуть з осьового напрямку параболі, відбиваються від відбивача і завдяки властивостям параболі після відбиття концентруються у фазі в її фокусі, де розташоване тіло діафрагми.

Електромагнітні хвилі, що надходять під кутом до осі параболі, розсіюють відбивач, не потрапляючи на мікрофон. У системі HN-reflex він сильно залежить від частоти і коливається від майже несфокусованого на низьких частотах (з діаметром відбивача менше довжини акустичної хвилі) до вузької частки на високих частотах. АЧХ таких мікрофонів зростає до високих частот з нахилом близько 6 дБ на октаву, що зазвичай компенсується або електронним методом (наприклад, еквайзером), або спеціальною конструкцією ковпачка.

Діаграма спрямованості мікрофона 10°, посилення 70 дБ, що забезпечує перехоплення розмови на відкритому повітрі при низьких рівнях шуму до 100 м. Діапазон частот мікрофона від 100 до 14 000 Гц. Якість спрямованого мікрофона оцінюється призовим коефіцієнтом у відношенні «перешкода сигналу» за рахунок просторового відбору 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} - Квадрат відбивача мікрофона, кв.м; f - частота сигналу, Гц.

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

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

Мікрофони «бігової хвилі» (інтерференційні), які часто називають трубчастими мікрофонами, складаються з трубки з отворами або

вирізами, на задній частині якої знаходиться ненаправлене або односпрямоване тіло діафрагми (рис. 1.18).

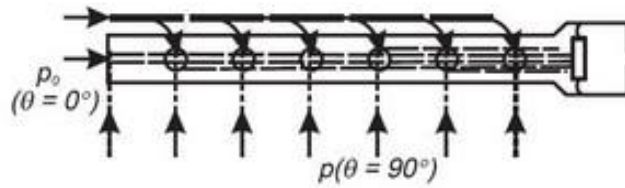


Рис. 1.18. Схема трубчастого (інтерференційного) мікрофона

Отвори (вирізані) 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 радіо рухається паралельно осі трубки, всі парціальні хвилі надходять у рухомий елемент одночасно, у фазі. При розподілі звуку під кутом до осі ці хвилі досягають ковпачка з різною затримкою, яка визначається відстанню від відповідного отвору до ковпачка, при цьому відбувається часткова або повна компенсація тиску діючи на рухомий елемент. Помітне погіршення НН в таких мікрофонах починається з частоти, коли довжина трубки більше половини довжини акустичної хвилі. Оскільки частота НН зростає ще більше. Тому навіть при значній довжині таких мікрофонів, яка може досягати метра і навіть більше НН на частотах нижче 150 - 200 Гц, визначається лише обмеженням і зазвичай наближається до кардіоїдного або суперкардіоїдного.

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

Для трубчастого мікрофона призовий коефіцієнт у відношенні «перешкода сигналу» за рахунок просторового відбору K_{tm} , дБ, розраховується за формулою:

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

де l - довжина труби, м.

Надзвичайний максимальний діапазон трубчастих мікрофонів трохи менший за параболічний. Але в місті їх можливості майже однакові.

Нещодавно з'явилися так звані «плоскі» спрямовані мікрофони, які представляють собою акустичну мікрофонну решітку, що включає кілька десятків мікрофонних кришок. Плоскі мікрофонні решітки також доступні в камуфляжному виконанні. Найчастіше їх маскують під футляр аташе, жилет або пояс.

Максимальний діапазон спрямованих мікрофонів у місті не перевищує 100 - 150 м, в країні з низьким рівнем шуму дальність дослідження може становити до 500 м і більше.

1.3 Визначення проблеми виявлення джерел радіовипромінювання.

Введення в експлуатацію, а також розробки новітніх джерел радіовипромінювання, з більш тихими двигунами внутрішнього згоряння, а також більш досконаліми електродвигунами нового покоління, актуальною є проблема пошуку нових методів підвищення точності визначення джерел радіовипромінювання пасивних засобів радіо моніторингу. на основі технічних та алгоритмічних інновацій

У розділі 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 та пасивній системах радіо моніторингу. Розглянуто технічні методи, метою яких є усунення проблем існуючих типів систем. Зроблено висновки щодо перспектив розвитку систем содарного стеження загалом.

Технічні особливості багатопозиційних пасивних комплексів, висотомір і трикоординатний активний содарна станція, розглянуто особливості їх використання.

На основі результатів аналізу уточнюються проблеми дослідження, вимоги до розроблених шляхів підвищення точності визначення координат джерел радіовипромінювання формуються інтегрованими комплексами радіо моніторингу.

1.4 Класифікація засобів радіо моніторингу методів виявлення

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

Відбулася перша в історії спроба бойового використання пасивних систем виявлення використовувати пеленгацію каналів з содарна станція з подальшим поєднанням інформації з різних содарних станцій на місці обробки. Метод отримав назву тріангуляції. Ідея тріангуляції досить проста: на випромінюючий об'єкт визначається напрямок з різних точок простору, а потім дальність до об'єкта визначається відомими кутами та відстанями між содарною станцією (рис. 1.19)..

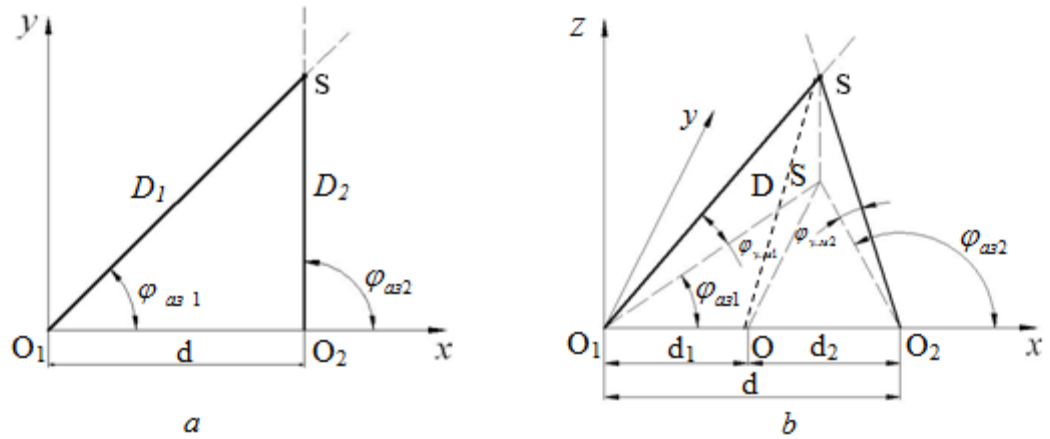


Рис. 1.19. Триангуляційний метод позиціонування БПЛА налітак (а),
в космосі (б)

Якщо джерело радіовипромінювання розташоване в горизонтальній або вертикальній площині, то для визначення його розташування достатньо виміряти два азимутальних кута: φ_{az1} і φ_{az2} або два кути місця: φ_{ym1} і φ_{ym2} . Розташування джерела випромінювання визначається точкою перетину $O1S$ і $O2S$ (дві лінії ситуації).

Для визначення місця розташування джерела в просторі вимірюються пеленжні кути φ_{az1} і φ_{az2} у двох проведених точках $O1$ і $O2$ і розташувати кут в одній з цих точок або, навпаки, розмістити кути φ_{ym1} і φ_{ym2} у двох пунктах прийому та а опорний кут в одному з них (рис. 1.19, б).

На виміряному пеленгація кути шляхом простих обчислень, використовуючи теорему синуса, можна визначити діапазони від точок прийому до джерела радіовипромінювання в літаку:

$$D_1 = \frac{d \sin(180 - \varphi_{az2})}{\sin(\varphi_{az2} - \varphi_{az1})}, \quad (1.6)$$

$$D_2 = \frac{d \sin \varphi_{az1}}{\sin(\varphi_{az2} - \varphi_{az1})} \quad (1.7)$$

і в космосі

$$D = \frac{d}{\cos \varphi_{ym1} (\cos \varphi_{az1} - \sin \varphi_{az1} \operatorname{ctg} \varphi_{az2})} \quad (1.8)$$

Перевага триангуляльного 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 в зоні покриття пеленгатора. Судячи з креслення, разом із визначенням координат трьох справжніх джерел $S1, S2, S3$ – знайдено також шість помилкових: $FS1, FS2, \dots, FS6$.

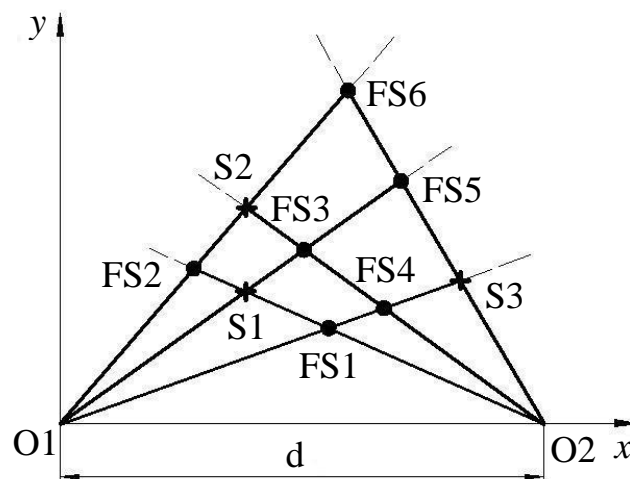


Рис. 1.20. Виявлення помилки при використанні триангуляльного методу

Використовуються штатні содарні станції, лінії зв'язку та пункт обробки. Проте недоліки трикутного методу стали майже непереборним бар'єром 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 пеленгування визначається кутом променя содарної станції, віднесеним до коефіцієнта «шум сигналу» і для існуючих содарних станцій досягає значення 0,25 - 0,5 градуса. Таке значення а пеленгація помилка призводить до неприпустимих похибок обчислення дальності триангуляльним методом. По суті і те, що триангуляційний метод працює на безперервному випромінюванні. Крім того, пеленгація канал содарної станції може знайти пеленг тільки в смузі частот станції - поза цією смугою

випромінювання не фіксується. А в результаті перевідображень від місцевих об'єктів нижня межа виявлення, залежно від довжини бази (відстані між пеленгаторами), досягає 200 - 4000 м.

Незважаючи на те, що триангуляльні алгоритми реалізовувалися і на командних пунктах радіотехнічних військ, вони працювали на єдине ціле лише на відстані між пеленгаторами близько 120 - 200 км і практично не використовувалися на практиці через принципову неможливість забезпечити точність і дозвіл, достатні для активного націлювання зенітної зброї. Але інтерес до пасивних локаційних систем був досить високим, а недоліки триангуляльного методу призвели до пошуку різних способів виявлення і вимірювання координат випромінюючих об'єктів.

Найбільшого поширення набула с метод диференціального і ранжування на основі вимірювання різниці ходу сигналів до позицій прийому. Цей метод дозволяє працювати як на імпульсних, так і на безперервних сигналах, в тому числі по шуму і шумовому типу. Це особливо ефективно у випадках, коли базова і кореляційна обробка застосовується для обчислення різниці ходу (див. нижче), при якій тип прийнятих сигналів не має значення.

Принципова відмінність диференціального та дальномірного методу від триангуляції полягає в гомодинному прийомі сигналів від джерела випромінювання на рознесених положеннях. Визначення координат джерела здійснюється по різниці надходження сигналів на кожну з позицій, а різниця приходу сигналу в одне положення щодо іншого визначається з надання максимуму взаємної кореляційної функції сигналів від ці положення або різниця приходу імпульсу до місць прийняття (рис. 1.21).

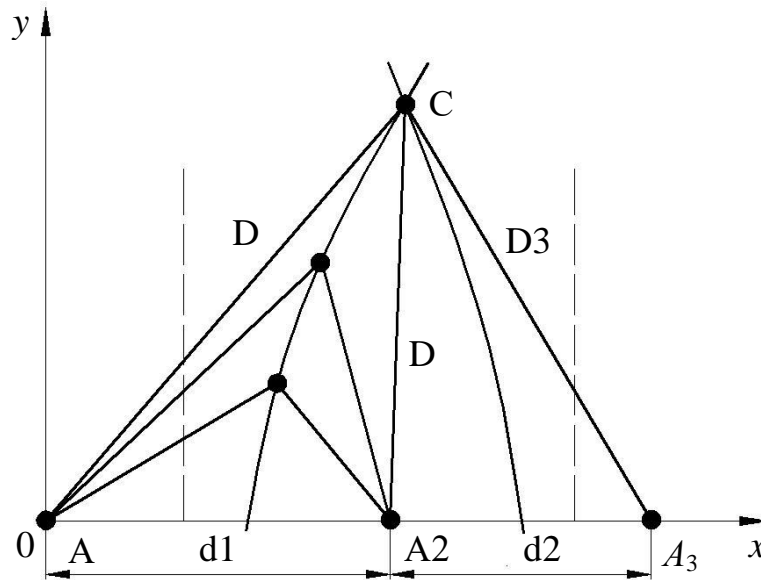


Рис. 1.21. Диференційно-дальний спосіб позиціонування БПЛА

Для знаходження координат джерела радіовипромінювання мати в просторі три точки спостереження (приймання): A_1 , A_2 , A_3 , що належать до різних баз A_1A_2 і A_2A_3 . Фокуси гіпербол збігаються з точками спостереження. Відмінності відстаней $d_{12} = D_1 - D_2$ і $d_{23} = D_2 - D_1$ є параметрами гіпербол, в яких здійснюється їх побудова. Просторове забезпечення джерела радіовипромінювання визначається трьома відмінностями діапазонів, виміряних у трьох-чотирьох місцях приймання. Розташування джерела – точка перетину трьох гіперболоїдів обертання. Точність позиціонування джерела радіовипромінювання за даним методом досить висока, помилки роблять близько десятків метрів. Розглянутий метод застосовується в пасивних імпульсних (тимчасових) і кореляційних і основних системах визначення Розташування джерела радіовипромінювання.

При використанні пасивних диференціальних і дальномерних систем виявлення хибних не існує джерела радіовипромінювання можливо також, коли джерело випромінює періодичні сигнали з малим періодом слідування (з малою пористістю). На інтервал часу, що дорівнює різниці часу

поширення сигналу від джерела до приймача, укладається кілька періодів випромінюваних сигналів.

В результаті система вимірює велику кількість відмінностей діапазонів і визначає відповідно велику кількість гіперболічних поверхонь. Багато з них помилкові.

Усунути подібну неоднозначність можна за допомогою а відокремлення джерел за кутовими координатами, тобто комбіноване використання диференціально-далонного та трикутного методів.

Поряд з розносом і дальністю в системах пасивної содар-локації використовується гоніометричний і диференціально-дальний метод визначення Розташування джерела радіовипромінювання який передбачає вимірювання різниці діапазонів від джерела радіовипромінювання до двох перенесених точок збору і також широко використовується вимірювання напрямку на джерело випромінювання в одній з цих точок.

Для визначення координат джерела на площині достатньо виміряти азимут β і відмінність діапазони $\Delta D = D_1 - D_2$ від джерело до пунктів прийому. Розташування джерела визначається точкою перетину гіперболи і прямої. Для визначення Розташування джерела в просторі необхідно знайти в одній з точок прийому кут місця в джерела радіовипромінювання в додаток. Розташування джерела є як точка перетину двох площин і поверхні гіперболоїда обертання.

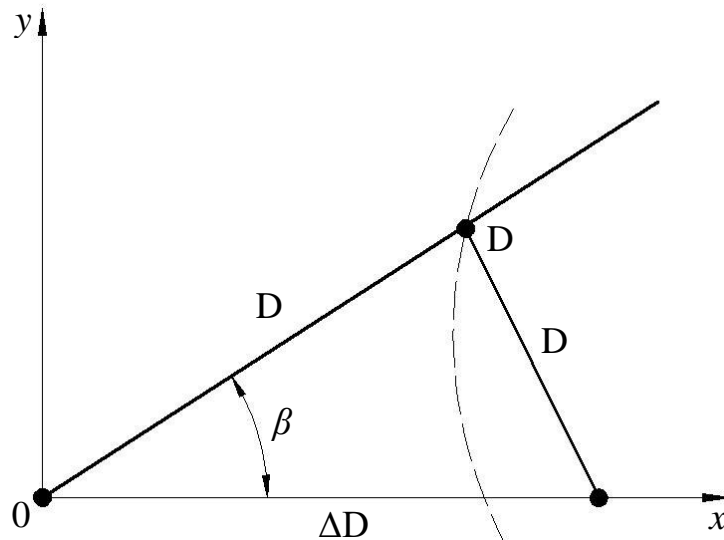


Рис. 1.22. Гоніометричний та диференціально-діапазонний метод

Слід зазначити, що названий вище базовий і кореляційний метод дозволяє отримати точність вимірювання кутів кілька кутових хвилин - результат, недосяжний для трикутних систем і активних содарних станцій. Похибка визначення кутових даних при такому методі визначається відношенням похибки вимірювання різниці ходу сигналів до довжини основи. Похибка вимірювання різниці ходу визначається відношенням інтервалу кореляції сигналу (значення, зворотна смуга частот обробленого сигналу) до порогового відношення сигнал/шум, можливості зміни якого достатньо обмежені. Реально похибка вимірювання перепаду курсу становить близько 5 - 10 м. Але довжина основи може цілком змінитися, і що більше вона буде, велику точність забезпечить тим методом. Так,

1.5 Виявлення джерела радіовипромінювання за допомогою звукового моніторингу, огляд системи

Використання станції, що працює лише на імпульсних сигналах, як засобу наведення суттєво звужує можливості систем содарного стеження. Наприклад, режисери активних шумів залишаються невидимими.

Розпізнавання сигналів, реалізованих для простих імпульсів, ускладнюється при спробах працювати над більш сукупними сигналами. Крім того, вже встановлена тенденція використання на бортових содарних станціях безперервних і квазібезперервних сигналів, що обіцяє зробити метод, який базується на вимірюванні затримок надходження імпульсів, абсолютно марним для цілей оборони. Тому в системах содарного стеження використання імпульсного каналу буде дуже коротким, а перспектива розвитку за основним і кореляційним методом виявлення, який не залежить від модуляції прийнятих сигналів і потенційно стійкий до шумів.

Реалізація методів пасивної локації пов'язана з необхідністю ідентифікації, тобто встановлення відповідності між сигналами, прийнятими в різних точках від одного джерела. Ідентифікація не може знадобитися, якщо є лише одне джерело випромінювання і можна знехтувати прийомом на бічних пелюстках діаграми спрямованості антени. У цьому випадку при трикутному вимірюванні джерело має бути в точці перетину відповідних ліній ситуації. Ідентифікація також не викликає труднощів, якщо випромінювання джерел можна розрізнити за формою сигналів (за несучою частотою, характером кодових цифр імпульсів тощо). Ідентифікація полегшується, якщо кількість вимірюваних параметрів перевищує кількість координат, мінімум необхідних для визначення, - цілі, наприклад, замість трьох параметрів $\beta_1^{(i)}$, $\varepsilon_1^{(i)}$, $\beta_2^{(i)}$ чотири вимірюються $\beta_1^{(i)}$, $\varepsilon_1^{(i)}$, $\beta_2^{(i)}$, $\varepsilon_2^{(i)}$.

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 тільки кореляції амплітуд (кореляція після виявлення), кореляції фаз (кореляції після обмеження) і кореляції сигналів в цілому з урахуванням амплітуд і фаз (кореляція сигналів на

проміжній частоті можлива і при досить великій динаміці діапазон приймачів).

Постдетекційна обробка зводиться до розрахунку кореляційної функції сигналів вигину, попереднє виявлення у великому динамічному діапазоні – до обчислення кореляційної функції сигналів. Практично зазвичай можна обчислити інтеграл від роботи напруги сигналів, прийнятих у двох точках, зміщених у часі, оскільки тимчасова зміна увійшла, наприклад, в одну з них

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

яку, як і раніше, будемо називати кореляцією. У нескінченно великий час інтеграції $T \rightarrow \infty$ відношення інтеграла кореляції до розміру T дає кореляційну функцію випадкових процесів $y_1(t)$ і $y_2(t)$. Якість підходу до кореляційної функції визначається роботою PT (робота ширини P частотні спектри флуктуацій за період інтегрування T) смуги частот обробленого сигналу за період інтегрування. Кореляційна функція стаціонарних сигналів має водночас імпульсний характер. Тривалість кореляційного імпульсу обернено пропорційна смузі обробленого P частоти. Забезпечення максимуму кореляційного імпульсу на осі τ відповідає різниці тимчасових затримок сигналу на шляху між джерелом і місцями приймання.

Для нестаціонарних випромінюваних сигналів (захибних, періодичних тощо) при подібній обробці можуть зустрічатися труднощі, пов'язані з пропуском 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

$$z_T(\tau) = \int_0^T y_{11}(t-\tau)y_{21}(t-\tau_1)dt + \int_0^T y_{12}(t-\tau)y_{22}(t-\tau_2)dt + \\ + \int_0^T y_{11}(t-\tau)y_{22}(t-\tau_2)dt + \int_0^T y_{12}(t-\tau)y_{21}(t-\tau_1)dt \quad (1.10)$$

і в разі великого часу інтеграції T два останніх інтеграла малі в порівнянні зі значенням першого при $\tau = \tau_1$ і зі значенням другого у $\tau = \tau_2$. Тому на виході корелятора на фоні невеликих залишків спостерігаються два кореляційних імпульси, які розв'язуються при

$$\tau_2 - \tau_1 \geq 1/P. \quad (1.11)$$

Якщо максимальна різниця тимчасових затримок становить рівний $\tau_{\max} = 2B/c$, так диференціал чисел і час (диференц діапазон, кореляція) елементи дозволу внесуть $n = P\tau_{\max}$. Рівняння $P\tau_{\max}$, залежно від методу вимірювання координати можуть змінюватися в дуже широких межах.

Нехай число розв'язаних елементів на різниці ходу $P\tau_{\max}$ більше, ніж по кутовій координаті $\theta_{rew} / \Delta\theta_{0,5P}$, где θ_{rew} - ширина сектора огляду, і $\Delta\theta_{0,5P}$ - дозвіл на кут. Тоді координати джерела випромінювання можуть бути визначені точніше при використанні диференціально-дальномірному або гоніометричного та диференціально-дальномерного методу, ніж при використанні трикутного. Системи базового розташування з диференціально-дальномірними та гоніометричними та диференціально-далонними методами вимірювання координат з використанням кореляційного методу обробки для визначення різниці відстаней називаються кореляційними та базовими.

У той же час гоніометричні та диференціально-дальні кореляційні та базові системи вирішують задачу ідентифікації дещо простіше, ніж диференціальні й ранжування, оскільки відпадає необхідність ідентифікувати результати кореляційних вимірювань за різними підставами.

Особливістю приладів кореляції та основного розташування є огляд на тимчасову затримку τ , що здійснюється за допомогою кореляторів і може бути паралельним, послідовним і комбінованим.

Паралельний огляд параметра τ в системі пасивного содар-трекера це здійснюється багатоканальним корелятором, що складається з лінії затримки з розгалуженнями, помножувачами та інтеграторами. Час затримки однієї ділянки лінії не повинен значно перевищувати роздільну здатність корелятора $1/P$ в параметрі τ , тобто кількість гілок має відповідати числу розв'язаних елементів кореляції. Сигнал з виходу першого входу подається на помножувач через лінію затримки з розгалуженнями, 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 огляд щодо тимчасової затримки τ здійснюється одноканальним корелятором, в якому безперервно змінюється затримка одного із сигналів. При плавній зміні затримки одного із сигналів на виході корелятора мають місце кореляційні імпульси напруги, пікові значення яких на осі τ відповідають оцінкам τ^* для різних джерел випромінювання також може бути считана з екрану індикатора за допомогою великомасштабних тегів.

Якщо огляд за часом затримки проводиться разом з послідовним оглядом за кутовими координатами (наприклад, по азимуту), то час інтегрування T зменшується. Нехай антена одного місця прийому спрямована слабо, іншого – різко спрямована. Потім тривалість прийнятого сигналу $t_{np} = \frac{\theta_{0,5P} t_{rew}}{\theta_{rew}}$ визначається шириною діаграми спрямованості різко спрямованої антени $\theta_{0,5P}$, проглянутий сектор θ_{rew} і період огляду t_{rew} . При

паралельному огляді за параметром τ можливий час інтеграції буде $T = t_{np}$. При послідовному огляді це в n менше разів, ніж при паралельному, де n - кількість вирішених елементів кореляції. Можливо комбіноване використання паралельного та послідовного огляду (або взаємна координація огляду за параметром τ і за кутовою координатою θ) з метою збільшення часу інтеграції.

Багатовідгуковий приймач, будучи найбільш поширеним типом приймального пристрою в системах пасивної содар-локації, заснований на розбивці діапазону розвідуваних частот на ряд піддіапазонів. Іншими словами, в ньому використовується набір одновідгукових приймачів, амплітудно-частотні характеристики яких, примикаючи один до одного, блокують заданий діапазон частот. Окремий канал прийому включає смуговий фільтр F_i з різкими зрізами, 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 малошумний підсилювач (LNA) можна увімкнути. Також записуючий пристрій, на який надходять сигнали з усіх каналів, є частиною приймача з множинною відповіддю. За допомогою реєструючого пристрою здійснюється виявлення вихідних сигналів кожного каналу та реєстрація частот знайдених сигналів.

За схемою супергетеродина також можна сконструювати приймачі з множинною відповіддю. 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 посилення на проміжній частоті, детектування та підсилення низькочастотних сигналів.

Багатовідповідні приймачі застосовують, як правило, на станціях загального огляду для приблизного визначення несучої частоти та типу розвідуваного джерела радіовипромінювання. Кількість каналів у них може досягати кількох десятків, а іноді й сотень. Основна перевага приймачів з кількома відгукками – їх простота та надійність. Використання мікроелектронної елементної бази дозволяє створювати багатоканальні структури з дуже великою кількістю каналів при малих розмірах, вазі та витраті енергії.

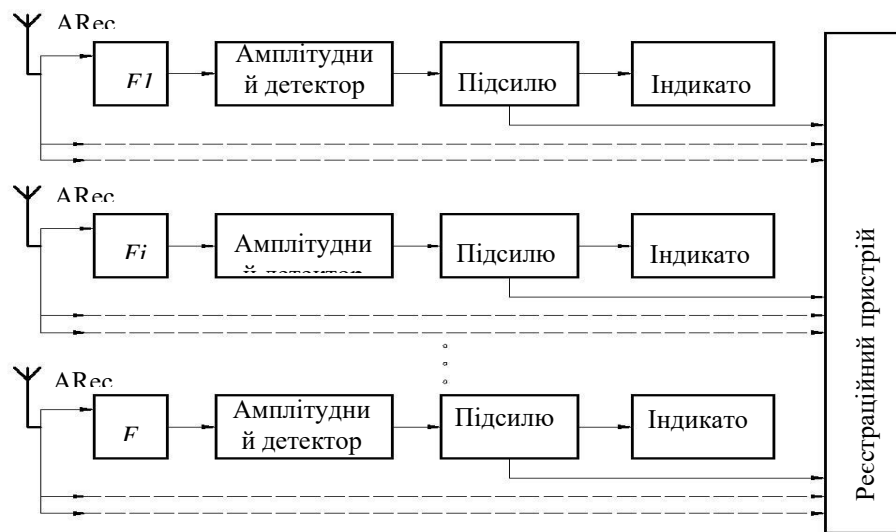


Рис. 1.23. Структурна схема багатоканального приймача прямого посилення

Наприклад, розглянуто принцип роботи та характеристика засобів акустичного спостереження моносигналу «Трембіта-М» (рис. 1.24) і стереосигналу «Трембіта-BISS» (рис. 1.25).

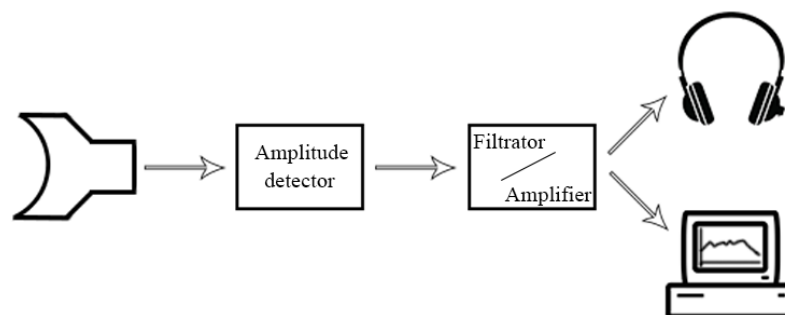


Рис. 1.24 Приблизна структурна схема роботи приладу акустичного спостереження «Трембіта-М»

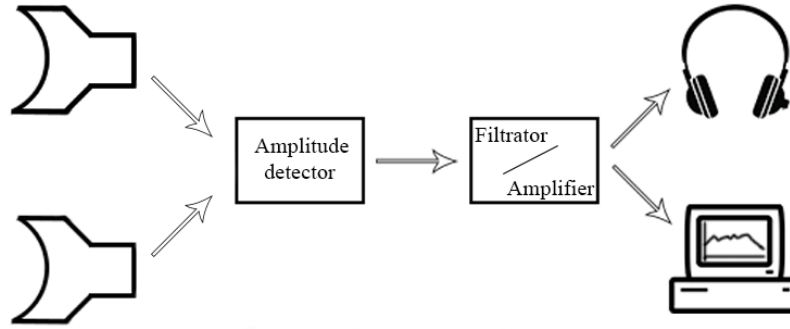


рис 1.25 Приблизна структурна схема роботи приладу акустичного спостереження «Трембіта-БІСС»

Characteristics	Microphone type	
	<u>Trembita-M</u>	<u>Trembita-BISS</u>
Size, mm	<u>420x200x250</u>	<u>450x1250x800</u>
Frequency response, kHz	80– 10000	50 – 12000
Sensitivity, mV/Pa	35	41
Weight, kg	1.65	6

Таблиця 1.26 Заявлені характеристики передбачуваних содарних станцій

2. Проблема виявлення джерела радіовипромінювання

1.2 Класифікація джерел радіовипромінювання. Акустичні характеристики та звуковий радіаційний аналіз існуючих прототипів джерел радіовипромінювання.

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

Пропелерний двигун в процесі роботи генерує радіо випромінювання, яке поширюється в навколишнє середовище через канали всмоктування і випуску, а також через стінки циліндрів (структурний шум). У зв'язку з цим у приглушеній камері було виконано дослідження акустичних характеристик джерела радіовипромінювання PTERO-G0, розробленого компанією AFM-Servers (фото 1.1, 1.2).

Фото 1.1, 1.2 джерело радіовипромінювання ПТЕРО-ГО



Поділ акустичних полів повітряного шнека і поршневого двигуна здійснено на основі аналізу вузькосмугових діапазонів рівнів радіо тиску. Необхідно було, щоб сумарне випромінювання поршневого двигуна визначалося випромінюванням на частотах, кратних частоті наступу спалахів у циліндрах двигуна.

Стандартний вузькосмуговий діапазон рівнів звукового тиску, отриманий при вимірюваннях акустичних характеристик малогабаритного джерела радіовипромінювання в приглушеній камері, представлений на рис. 1.3

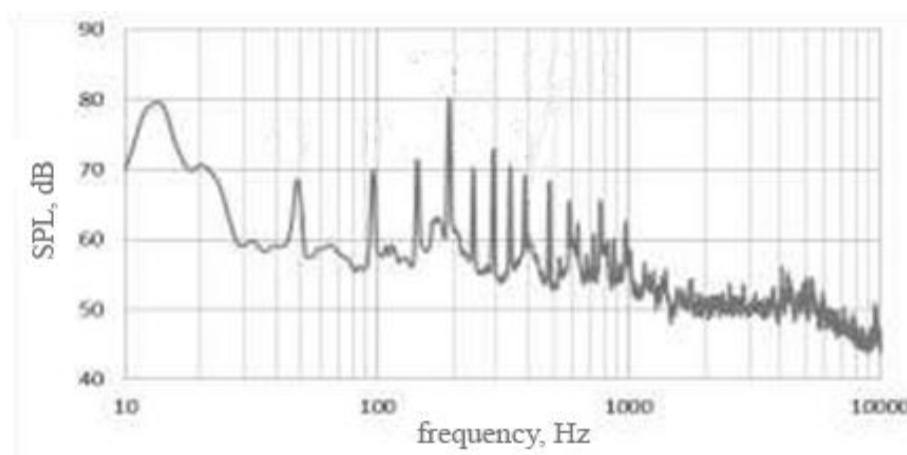


Рис. 1.3. Стандартний діапазон акустичного випромінювання двигуна джерела радіовипромінювання із смугами ширини 2 Гц (швидкість обертання колінчастого вала 5400 об/хв, на відстані 2 метри)

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

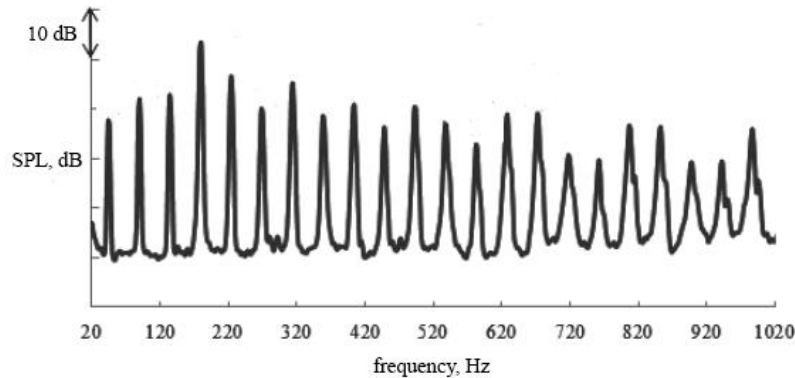


Рис. 1.4 Вузькосмуговий діапазон рівнів звукового тиску в діапазоні частот 20-1020 Гц з шириною смуги 2 Гц, частота обертання колінчастого вала двигуна (колінчастого вала двигуна) = 5400 об/хв, R = 2 м , статичні умови

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

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

де n – оберти гвинта; α , β – коефіцієнти тяги та потужності шнека, d , K_b , b_e – \bar{r}_e діаметр шнека, кількість лопатей, відносний радіус ефективного перерізу

лопаті і хорда лопаті в ефективному перерізі, m_r - число Маха кола швидкість, ρ – щільність повітря, S_0 – акустична швидкість, C_1 – коефіцієнт

пропорційності, M_{rel} – число Маха в відносній швидкості потоку в кінцевому перетині лопаті шнека.

Електродвигун в процесі роботи здатний генерувати електромагнітне випромінювання, менш чутні системи пасивного звукового моніторингу, через малу кількість рухомих частин.

У зв'язку з цим досліджуються електромагнітне випромінювання квадрокоптера DJI Phantom 2 та моноплана Skywalker Falcon 1340 mm EPO Flying Wing.

(фото 1.5, 1.6).



Фото 1.5, 1.6. Skywalker Falcon 1340 мм і EPO Flying Wing



Фото 1.7. Квадрокоптер DJI Phantom 2

Електромагнітне вимірювання для квадрокоптера проводилися в режимах підйому над радіо антеною, загородження на висоті 50 м і наступної посадки. На рис. 1.8 тимчасова реалізація запису радіо сигналу квадрокоптера тривалістю 20 мс на етапі загородження, а на рис. 1.9 – показана номінальна автокорельована функція (ACF) для цієї реалізації.

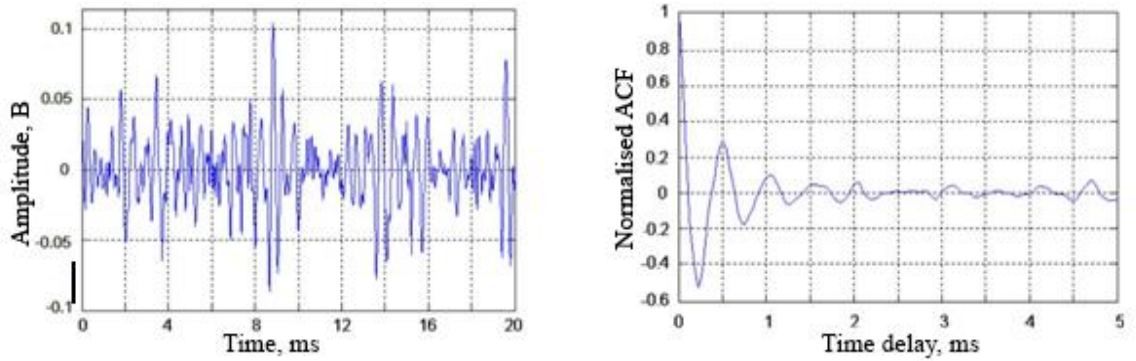


Рис. 1.8, 1.9. Тимчасова реалізація запису звукового сигналу квадрокоптера тривалістю 20 мс на етапі загородження з обробкою АСФ

На рис. 1.10 показаний амплітудний спектр звукового сигналу квадрокоптера, отриманого на відборі 8192 з підрахунком без накопичення. Діапазон сигналу містить широкосмугову шумову складову (очевидно виражений плоский максимум) і багатокомпонентну гармонійну структуру. Аналіз великої кількості реалізацій показує, що гармоніки з частотами до 10 кГц обов'язково зустрічаються. Амплітуди і фази гармонік випадкові і при відсутності руху квадрокоптера. Це пояснюється певною відмінністю режимів роботи двигунів у процесі компенсації автоматикою джерела радіовипромінювання впливу вітру.

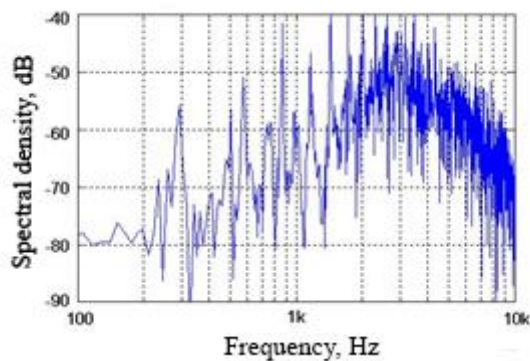


Рис 1.10. Амплітудний спектр звукового сигналу квадрокоптера DJI Phantom 2

Вимірювання для моноплана проводилися в режимі польоту над акустичною антеною на висоті близько 20 м. На рис.1.11 тимчасова реалізація запису радіо сигналу моноплана, а на рис. 1.12 – показаний його номінальний АСФ.

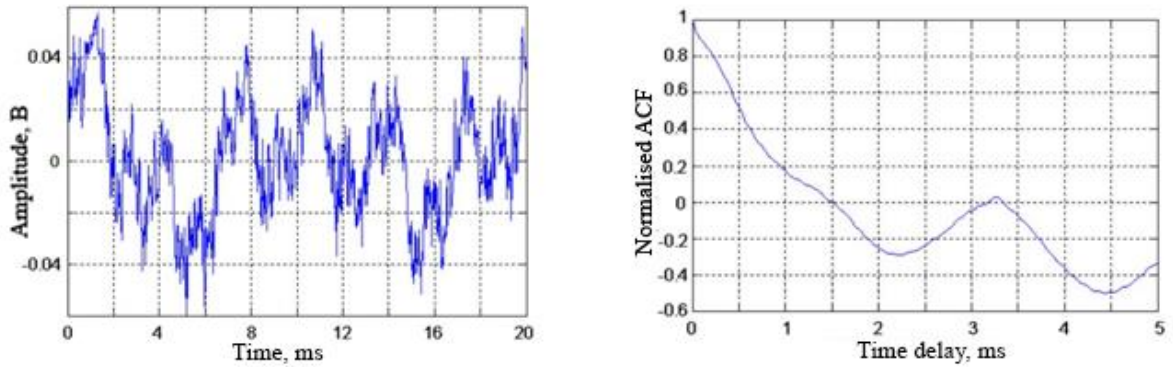


Рис. 1.11, 1.12 Тимчасова реалізація запису звукового сигналу моноплана Skywalker Falcon 1340 мм та EPO Flying Wing з номінальним ACF.

У цьому записі, на відміну від записів радіо сигналу квадрокоптера, є помітна низькочастотна складова на частотах до 200 - 250 Гц. Поява цієї складової викликано «задуванням» вітру в мікрофон вимірювальної установки. Це демонструє необхідність застосування спеціального вітрового скла мікрофона та низькочастотної фільтрації при створенні систем виявлення джерела радіовипромінювання.

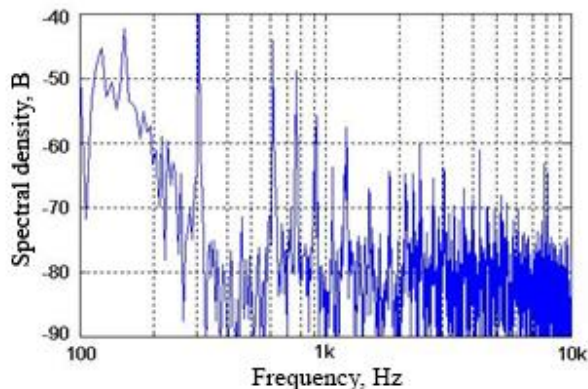


Рис. 1.13 Діапазон звукового сигналу моноплана Skywalker Falcon 1340 мм та EPO Flying Wing

Дальність радіо сигналу моноплана (рис. 1.13) також містить велику кількість гармонік аж до частот 8 – 10 кГц. Лінії спектру, на відміну від квадрокоптера, вузькі, що пояснюється наявністю одного двигуна в силовій установці. Співвідношення між амплітудами гармонік менш мінливе в часі, ніж у випадку квадрокоптер, а зміна частоти викликана

спільною дією двох факторів – ефекту Дронплера і зміни режиму роботи двигуна.

1.6 Фізичні основи радіо моніторингу

1.6.1 Основи поширення електромагнітного випромінювання

При подальшому вирішенні завдання визначення координат джерела радіовипромінювання, що включає аналіз технічних засобів, вибір потрібного місця та загальну компоновку всієї системи багатопозиційного комплексу моніторингу електромагнітного випромінювання, спочатку важливо проаналізувати та відзначити природний вплив різних природних умов на характер поширення і розсіювання звуку.

Загальна формула для розрахунку звуку така

$$c = \sqrt{\frac{1}{\beta\rho}}$$

(1.2)

Якщо торкнутися приватних змінних, то ця формула набуває

$$c = \sqrt{-v^2 \left(\frac{\partial p}{\partial v} \right)_s} = \sqrt{-v^2 \frac{C_p}{C_v} \left(\frac{\partial p}{\partial v} \right)_T},$$

схожого вигляду

(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.

Електромагнітне випромінювання коливання пропускають середовище як послідовність адіабатичного розрідження і стиснення. При адіабатичному стисненні газу частина енергії стиску переходить в енергію внутрішньомолекулярних рухів, при адіабатичному розрідженні вона повертається. Якщо час, необхідний для виконання вакууму і стиснення, дорівнює часу, необхідному для встановлення теплової рівноваги

(релаксації), то відома частка радіо 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 насамперед у поступальну енергію молекул, що рухаються паралельно напрямку стиснення. Певна частина поступальної енергії потім переходить у обертальну та коливальну енергію атомів у молекулах, але також може витрачатися на перехід атомних і молекулярних електронів на вищі енергетичні рівні.

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

Зміна температури повітря і швидкості вітру з висотою утворюють атмосферу з неоднорідним середовищем зі змінною швидкістю електромагнітного випромінювання. Це призводить до спотворення (заломлення) електромагнітних променів. Оскільки швидкість поширення електромагнітного випромінювання залежить від температури, то в різних шарах атмосфери, температура шарів якої різна, звук буде мати різну швидкість. У середовищі зі змінним показником заломлення електромагнітні хвилі будуть поширюватися вздовж кривих ліній. При

цьому, як показали численні досліді, промінь завжди згинається так, що відстань від точки до точки хвилі проходить за найкоротший час. Іншими словами, хвиля, що поширюється в неоднорідному середовищі, змінює напрямок, щоб продовжити вашу подорож у середовищі з більш швидким поширенням і зменшити його в шарах, де швидкість поширення нижча.

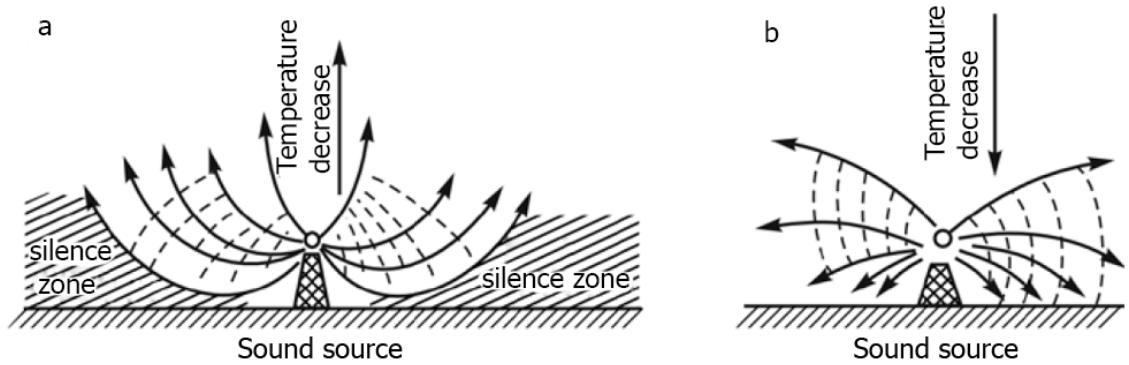


Рис. 1.14 Звукова поведінка при зниженні температури

Якщо температура падає з висотою, що зазвичай буває вдень, то електромагнітне промені загинаються вгору (рис. 1.14, а). В результаті на невеликій відстані від джерела електромагнітного випромінювання перестає бути чутним. Якщо температура зростає з висотою (температурна інверсія), звукові промені вигинаються вниз (рис. 1.14, б) і звук досягає більш віддалених точок земної поверхні. Це пояснює часто спостерігається факт, що вночі електромагнітне випромінювання чути на більшій відстані, ніж вдень. При великій температурній інверсії звукові промені, випробувавши значне заломлення, повертаються на поверхню землі, відбиваються від неї і знову піднімаються вгору (рис.1.15). Такі відображення можуть бути дещо, звукова енергія в цьому випадку зосереджена в якомусь шарі, який грає роль радіо каналу.

Дальність поширення за таких умов значно збільшується. Особливо це помітно в тиху ніч над річкою, завдяки слабкому поглинанню води поверхнею електромагнітного випромінювання хвиль.

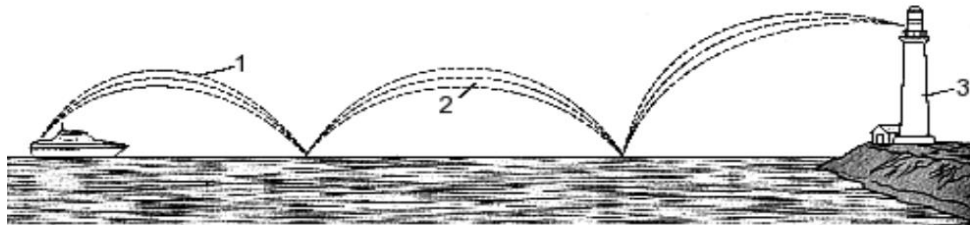


Рис. 1.15 Звукова поведінка у воді

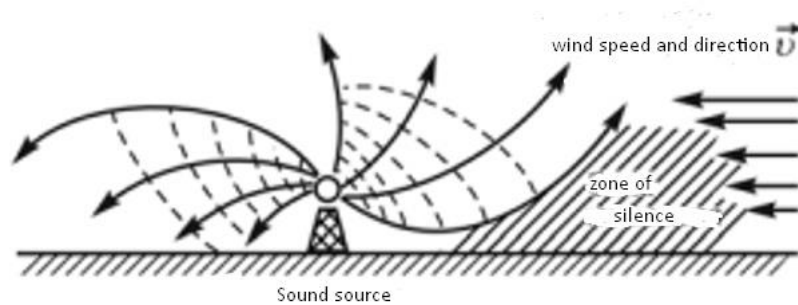


Рис. 1.16 Звукова поведінка за напрямком і швидкістю вітру

Якщо температура повітря з висотою змінюється незначно, а вітру немає, то звук від джерела поширюється, не відчуваючи помітного заломлення. При наявності вітру його швидкість і швидкість електромагнітне випромінювання хвилі складаються. Різний характер вигину звукових променів у цьому випадку (рис. 1.16) пояснює той факт, що на вітрі звук чути далі, ніж проти вітру.

1.6.2 Основи технічних засобів системи електромагнітного виявлення

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

Параболічний мікрофон (Малюнок 1.4) має параболічний відбивач, який фокусується на кріпленні мікрофона з всенаправленою або односпрямованою характеристикою орієнтації (СО). Ці мікрофони іноді називають рефлекторними.

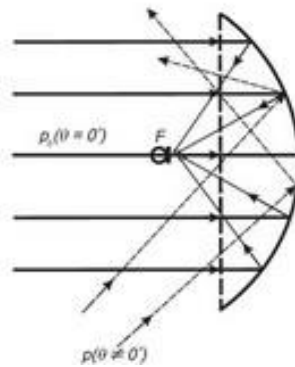


Рис. 1.17. Схема параболічного спрямованого мікрофона

Електромагнітні хвилі, що йдуть з осьового напрямку параболі, відбиваються від відбивача і завдяки властивостям параболі після відбиття концентруються у фазі в її фокусі, де розташоване тіло діафрагми.

Електромагнітні хвилі, що надходять під кутом до осі параболі, розсіюють відбивач, не потрапляючи на мікрофон. У системі HN-reflex він сильно залежить від частоти і коливається від майже несфокусованого на низьких частотах (з діаметром відбивача менше довжини акустичної хвилі) до вузької частки на високих частотах. АЧХ таких мікрофонів зростає до високих частот з нахилом близько 6 дБ на октаву, що зазвичай компенсується або електронним методом (наприклад, еквайзером), або спеціальною конструкцією ковпачка.

Діаграма спрямованості мікрофона 10°, посилення 70 дБ, що забезпечує перехоплення розмови на відкритому повітрі при низьких рівнях шуму до 100 м. Діапазон частот мікрофона від 100 до 14 000 Гц. Якість спрямованого мікрофона оцінюється призовим коефіцієнтом у відношенні «перешкода сигналу» за рахунок просторового відбору 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} - Квадрат відбивача мікрофона, кв.м; f - частота сигналу, Гц.

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

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

Мікрофони «бігової хвилі» (інтерференційні), які часто називають трубчастими мікрофонами, складаються з трубки з отворами або

вирізами, на задній частині якої знаходиться ненаправлене або односпрямоване тіло діафрагми (рис. 1.18).

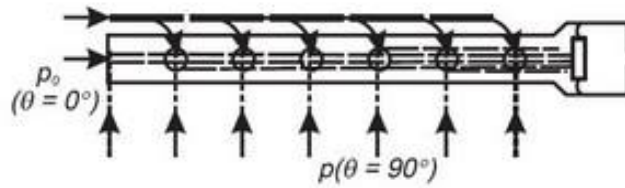


Рис. 1.18. Схема трубчастого (інтерференційного) мікрофона

Отвори (вирізані) 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 трубок. Коли фронт радіо рухається паралельно осі трубки, всі парціальні хвилі надходять у рухомий елемент одночасно, у фазі. При розподілі звуку під кутом до осі ці хвилі досягають ковпачка з різною затримкою, яка визначається відстанню від відповідного отвору до ковпачка, при цьому відбувається часткова або повна компенсація тиску діючи на рухомий елемент. Помітне погіршення НН в таких мікрофонах починається з частоти, коли довжина трубки більше половини довжини акустичної хвилі. Оскільки частота НН зростає ще більше. Тому навіть при значній довжині таких мікрофонів, яка може досягати метра і навіть більше НН на частотах нижче 150 - 200 Гц, визначається лише обмеженням і зазвичай наближається до кардіоїдного або суперкардіоїдного.

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

Для трубчастого мікрофона призовий коефіцієнт у відношенні «перешкода сигналу» за рахунок просторового відбору K_{tm} , дБ, розраховується за формулою:

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

де l - довжина труби, м.

Надзвичайний максимальний діапазон трубчастих мікрофонів трохи менший за параболічний. Але в місті їх можливості майже однакові.

Нещодавно з'явилися так звані «плоскі» спрямовані мікрофони, які представляють собою акустичну мікрофонну решітку, що включає кілька десятків мікрофонних кришок. Плоскі мікрофонні решітки також доступні в камуфляжному виконанні. Найчастіше їх маскують під футляр аташе, жилет або пояс.

Максимальний діапазон спрямованих мікрофонів у місті не перевищує 100 - 150 м, в країні з низьким рівнем шуму дальність дослідження може становити до 500 м і більше.

1.7 Визначення проблеми виявлення джерел радіовипромінювання.

Введення в експлуатацію, а також розробки новітніх джерел радіовипромінювання, з більш тихими двигунами внутрішнього згоряння, а також більш досконалими електродвигунами нового покоління, актуальною є проблема пошуку нових методів підвищення точності визначення джерел радіовипромінювання пасивних засобів радіо моніторингу. на основі технічних та алгоритмічних інновацій

У розділі 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 та пасивній системах радіо моніторингу. Розглянуто технічні методи, метою яких є усунення проблем існуючих типів систем. Зроблено висновки щодо перспектив розвитку систем содарного стеження загалом.

Технічні особливості багатопозиційних пасивних комплексів, висотомір і трикоординатний активний содарна станція, розглянуто особливості їх використання.

На основі результатів аналізу уточнюються проблеми дослідження, вимоги до розроблених шляхів підвищення точності визначення координат джерел радіовипромінювання формуються інтегрованими комплексами радіо моніторингу.

1.8 Класифікація засобів радіо моніторингу методів виявлення

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

Відбулася перша в історії спроба бойового використання пасивних систем виявлення використовувати пеленгацію каналів з содарна станція з подальшим поєднанням інформації з різних содарних станцій на місці обробки. Метод отримав назву тріангуляції. Ідея тріангуляції досить проста: на випромінюючий об'єкт визначається напрямок з різних точок простору, а потім дальність до об'єкта визначається відомими кутами та відстанями між содарною станцією (рис. 1.19)..

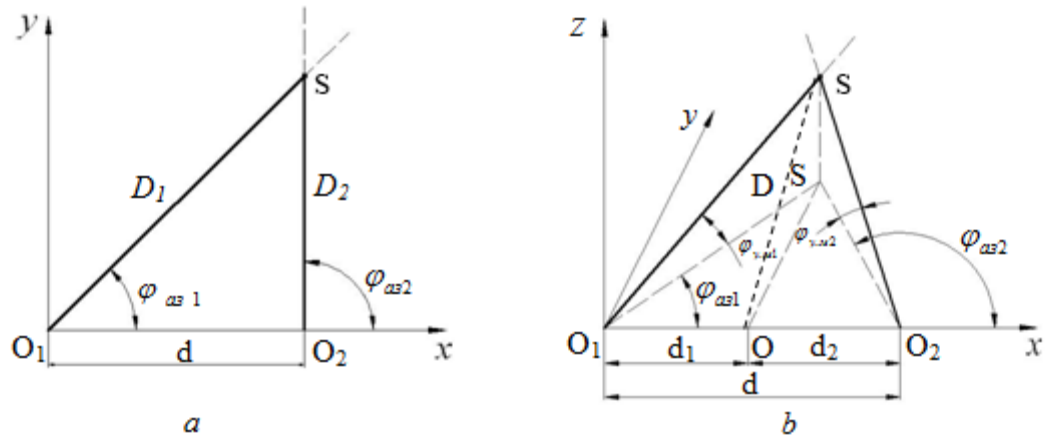


Рис. 1.19. Триангуляційний метод позиціонування БПЛА налітак (а),
в космосі (б)

Якщо джерело радіовипромінювання розташоване в горизонтальній або вертикальній площині, то для визначення його розташування достатньо виміряти два азимутальних кута: φ_{as1} і φ_{as2} або два кути місця: φ_{ym1} і φ_{ym2} . Розташування джерела випромінювання визначається точкою перетину $O1S$ і $O2S$ (дві лінії ситуації).

Для визначення місця розташування джерела в просторі вимірюються пеленжні кути φ_{as1} і φ_{as2} у двох проведених точках $O1$ і $O2$ і розташувати кут в одній з цих точок або, навпаки, розмістити кути φ_{ym1} і φ_{ym2} у двох пунктах прийому та а опорний кут в одному з них (рис. 1.19, б).

На виміряному пеленгація кути шляхом простих обчислень, використовуючи теорему синуса, можна визначити діапазони від точок прийому до джерела радіовипромінювання в літаку:

$$D_1 = \frac{d \sin(180 - \varphi_{as2})}{\sin(\varphi_{as2} - \varphi_{as1})}, \quad (1.6)$$

$$D_2 = \frac{d \sin \varphi_{as1}}{\sin(\varphi_{as2} - \varphi_{as1})} \quad (1.7)$$

і в космосі

$$D = \frac{d}{\cos \varphi_{ym1} (\cos \varphi_{as1} - \sin \varphi_{as1} \operatorname{ctg} \varphi_{as2})} \quad (1.8)$$

Перевага триангуляльного 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 в зоні покриття пеленгатора. Судячи з креслення, разом із визначенням координат трьох справжніх джерел $S1, S2, S3$ – знайдено також шість помилкових: $FS1, FS2, \dots, FS6$.

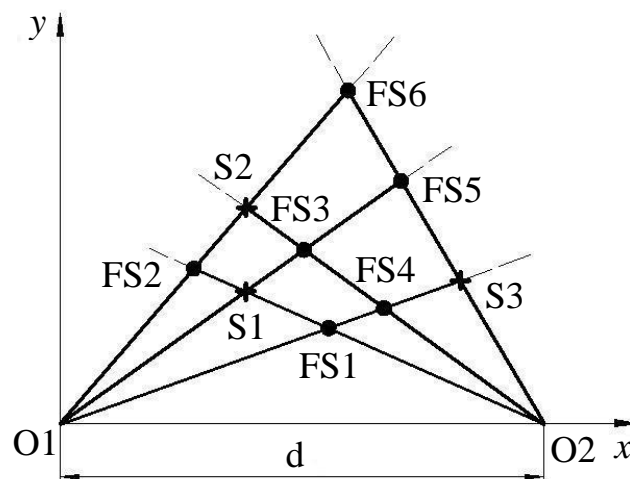


Рис. 1.20. Виявлення помилки при використанні триангуляльного методу

Використовуються штатні содарні станції, лінії зв'язку та пункт обробки. Проте недоліки трикутного методу стали майже непереборним бар'єром 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 пеленгування визначається кутом променя содарної станції, віднесеним до коефіцієнта «шум сигналу» і для існуючих содарних станцій досягає значення 0,25 - 0,5 градуса. Таке значення а пеленгація помилка призводить до неприпустимих похибок обчислення дальності триангуляльним методом. По суті і те, що триангуляційний метод працює на безперервному випромінюванні. Крім того, пеленгація канал содарної станції може знайти пеленг тільки в смузі частот станції - поза цією смугою

випромінювання не фіксується. А в результаті перевідображень від місцевих об'єктів нижня межа виявлення, залежно від довжини бази (відстані між пеленгаторами), досягає 200 - 4000 м.

Незважаючи на те, що триангуляльні алгоритми реалізовувалися і на командних пунктах радіотехнічних військ, вони працювали на єдине ціле лише на відстані між пеленгаторами близько 120 - 200 км і практично не використовувалися на практиці через принципову неможливість забезпечити точність і дозвіл, достатні для активного націлювання зенітної зброї. Але інтерес до пасивних локаційних систем був досить високим, а недоліки триангуляльного методу призвели до пошуку різних способів виявлення і вимірювання координат випромінюючих об'єктів.

Найбільшого поширення набула с метод диференціального і ранжування на основі вимірювання різниці ходу сигналів до позицій прийому. Цей метод дозволяє працювати як на імпульсних, так і на безперервних сигналах, в тому числі по шуму і шумовому типу. Це особливо ефективно у випадках, коли базова і кореляційна обробка застосовується для обчислення різниці ходу (див. нижче), при якій тип прийнятих сигналів не має значення.

Принципова відмінність диференціального та дальномірного методу від триангуляції полягає в гомодинному прийомі сигналів від джерела випромінювання на рознесених положеннях. Визначення координат джерела здійснюється по різниці надходження сигналів на кожну з позицій, а різниця приходу сигналу в одне положення щодо іншого визначається з надання максимуму взаємної кореляційної функції сигналів від ці положення або різниця приходу імпульсу до місць прийняття (рис. 1.21).

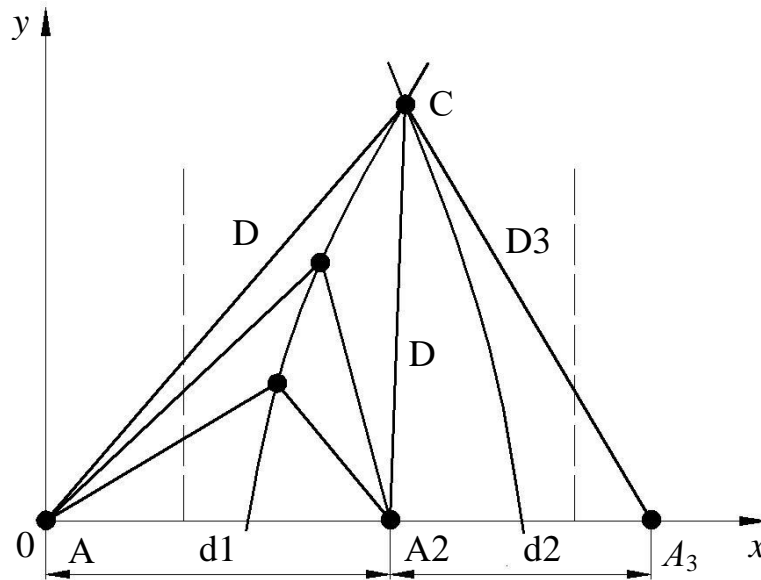


Рис. 1.21. Диференційно-дальний спосіб позиціонування БПЛА

Для знаходження координат джерела радіовипромінювання мати в просторі три точки спостереження (приймання): A_1 , A_2 , A_3 , що належать до різних баз A_1A_2 і A_2A_3 . Фокуси гіпербол збігаються з точками спостереження. Відмінності відстаней $d_{12} = D_1 - D_2$ і $d_{23} = D_2 - D_1$ є параметрами гіпербол, в яких здійснюється їх побудова. Просторове забезпечення джерела радіовипромінювання визначається трьома відмінностями діапазонів, виміряних у трьох-чотирьох місцях приймання. Розташування джерела – точка перетину трьох гіперболоїдів обертання. Точність позиціонування джерела радіовипромінювання за даним методом досить висока, помилки роблять близько десятків метрів. Розглянутий метод застосовується в пасивних імпульсних (тимчасових) і кореляційних і основних системах визначення Розташування джерела радіовипромінювання.

При використанні пасивних диференціальних і дальномерних систем виявлення хибних не існує джерела радіовипромінювання можливо також, коли джерело випромінює періодичні сигнали з малим періодом слідування (з малою пористістю). На інтервал часу, що дорівнює різниці часу

поширення сигналу від джерела до приймача, укладається кілька періодів випромінюваних сигналів.

В результаті система вимірює велику кількість відмінностей діапазонів і визначає відповідно велику кількість гіперболічних поверхонь. Багато з них помилкові.

Усунути подібну неоднозначність можна за допомогою а відокремлення джерел за кутовими координатами, тобто комбіноване використання диференціально-далонного та трикутного методів.

Поряд з розносом і дальністю в системах пасивної содар-локації використовується гоніометричний і диференціально-дальний метод визначення Розташування джерела радіовипромінювання який передбачає вимірювання різниці діапазонів від джерела радіовипромінювання до двох перенесених точок збору і також широко використовується вимірювання напрямку на джерело випромінювання в одній з цих точок.

Для визначення координат джерела на площині достатньо виміряти азимут β і відмінність діапазони $\Delta D = D_1 - D_2$ від джерело до пунктів прийому. Розташування джерела визначається точкою перетину гіперболи і прямої. Для визначення Розташування джерела в просторі необхідно знайти в одній з точок прийому кут місця в джерела радіовипромінювання в додаток. Розташування джерела є як точка перетину двох площин і поверхні гіперболоїда обертання.

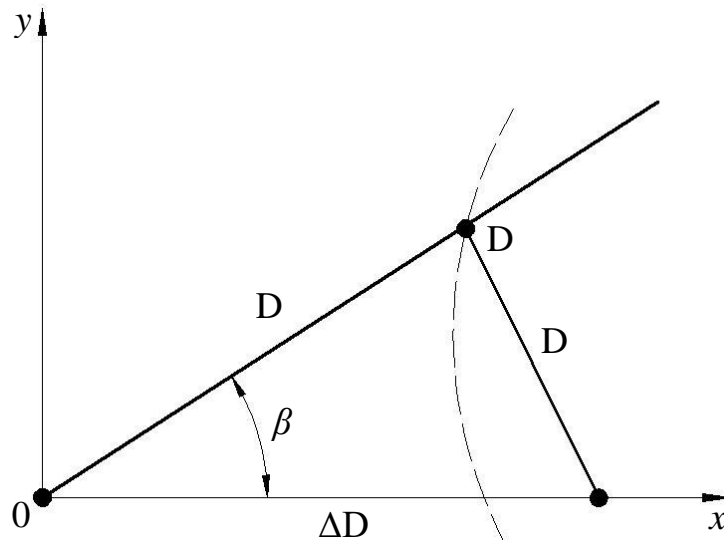


Рис. 1.22. Гоніометричний та диференціально-діапазонний метод

Слід зазначити, що названий вище базовий і кореляційний метод дозволяє отримати точність вимірювання кутів кілька кутових хвилин - результат, недосяжний для трикутних систем і активних содарних станцій. Похибка визначення кутових даних при такому методі визначається відношенням похибки вимірювання різниці ходу сигналів до довжини основи. Похибка вимірювання різниці ходу визначається відношенням інтервалу кореляції сигналу (значення, зворотна смуга частот обробленого сигналу) до порогового відношення сигнал/шум, можливості зміни якого достатньо обмежені. Реально похибка вимірювання перепаду курсу становить близько 5 - 10 м. Але довжина основи може цілком змінитися, і що більше вона буде, велику точність забезпечить тим методом. Так,

1.9 Виявлення джерела радіовипромінювання за допомогою звукового моніторингу, огляд системи

Використання станції, що працює лише на імпульсних сигналах, як засобу наведення суттєво звужує можливості систем содарного стеження. Наприклад, режисери активних шумів залишаються невидимими.

Розпізнавання сигналів, реалізованих для простих імпульсів, ускладнюється при спробах працювати над більш сукупними сигналами. Крім того, вже встановлена тенденція використання на бортових содарних станціях безперервних і квазібезперервних сигналів, що обіцяє зробити метод, який базується на вимірюванні затримок надходження імпульсів, абсолютно марним для цілей оборони. Тому в системах содарного стеження використання імпульсного каналу буде дуже коротким, а перспектива розвитку за основним і кореляційним методом виявлення, який не залежить від модуляції прийнятих сигналів і потенційно стійкий до шумів.

Реалізація методів пасивної локації пов'язана з необхідністю ідентифікації, тобто встановлення відповідності між сигналами, прийнятими в різних точках від одного джерела. Ідентифікація не може знадобитися, якщо є лише одне джерело випромінювання і можна знехтувати прийомом на бічних пелюстках діаграми спрямованості антени. У цьому випадку при трикутному вимірюванні джерело має бути в точці перетину відповідних ліній ситуації. Ідентифікація також не викликає труднощів, якщо випромінювання джерел можна розрізнити за формою сигналів (за несучою частотою, характером кодових цифр імпульсів тощо). Ідентифікація полегшується, якщо кількість вимірюваних параметрів перевищує кількість координат, мінімум необхідних для визначення, - цілі, наприклад, замість трьох параметрів $\beta_1^{(i)}$, $\varepsilon_1^{(i)}$, $\beta_2^{(i)}$ чотири вимірюються $\beta_1^{(i)}$, $\varepsilon_1^{(i)}$, $\beta_2^{(i)}$, $\varepsilon_2^{(i)}$.

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 тільки кореляції амплітуд (кореляція після виявлення), кореляції фаз (кореляції після обмеження) і кореляції сигналів в цілому з урахуванням амплітуд і фаз (кореляція сигналів на

проміжній частоті можлива і при досить великій динаміці діапазон приймачів).

Постдетекційна обробка зводиться до розрахунку кореляційної функції сигналів вигину, попереднє виявлення у великому динамічному діапазоні – до обчислення кореляційної функції сигналів. Практично зазвичай можна обчислити інтеграл від роботи напруги сигналів, прийнятих у двох точках, зміщених у часі, оскільки тимчасова зміна увійшла, наприклад, в одну з них

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

яку, як і раніше, будемо називати кореляцією. У нескінченно великий час інтеграції $T \rightarrow \infty$ відношення інтеграла кореляції до розміру T дає кореляційну функцію випадкових процесів $y_1(t)$ і $y_2(t)$. Якість підходу до кореляційної функції визначається роботою PT (робота ширини Π частотні спектри флуктуацій за період інтегрування T) смуги частот обробленого сигналу за період інтегрування. Кореляційна функція стаціонарних сигналів має водночас імпульсний характер. Тривалість кореляційного імпульсу обернено пропорційна смузі обробленого Π частоти. Забезпечення максимуму кореляційного імпульсу на осі τ відповідає різниці тимчасових затримок сигналу на шляху між джерелом і місцями приймання.

Для нестаціонарних випромінюваних сигналів (захибних, періодичних тощо) при подібній обробці можуть зустрічатися труднощі, пов'язані з пропуском 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

$$z_T(\tau) = \int_0^T y_{11}(t-\tau)y_{21}(t-\tau_1)dt + \int_0^T y_{12}(t-\tau)y_{22}(t-\tau_2)dt + \\ + \int_0^T y_{11}(t-\tau)y_{22}(t-\tau_2)dt + \int_0^T y_{12}(t-\tau)y_{21}(t-\tau_1)dt \quad (1.10)$$

і в разі великого часу інтеграції T два останніх інтеграла малі в порівнянні зі значенням першого при $\tau = \tau_1$ і зі значенням другого у $\tau = \tau_2$. Тому на виході корелятора на фоні невеликих залишків спостерігаються два кореляційних імпульси, які розв'язуються при

$$\tau_2 - \tau_1 \geq 1/P. \quad (1.11)$$

Якщо максимальна різниця тимчасових затримок становить рівний $\tau_{\max} = 2B/c$, так диференціал чисел і час (диференц діапазон, кореляція) елементи дозволу внесуть $n = P\tau_{\max}$. Рівняння $P\tau_{\max}$, залежно від методу вимірювання координати можуть змінюватися в дуже широких межах.

Нехай число розв'язаних елементів на різниці ходу $P\tau_{\max}$ більше, ніж по кутовій координаті $\theta_{rew} / \Delta\theta_{0,5P}$, где θ_{rew} - ширина сектора огляду, і $\Delta\theta_{0,5P}$ - дозвіл на кут. Тоді координати джерела випромінювання можуть бути визначені точніше при використанні диференціально-дальномірною або гоніометричного та диференціально-дальномерного методу, ніж при використанні трикутного. Системи базового розташування з диференціально-дальномірними та гоніометричними та диференціально-далонними методами вимірювання координат з використанням кореляційного методу обробки для визначення різниці відстаней називаються кореляційними та базовими.

У той же час гоніометричні та диференціально-дальні кореляційні та базові системи вирішують задачу ідентифікації дещо простіше, ніж диференціальні й ранжування, оскільки відпадає необхідність ідентифікувати результати кореляційних вимірювань за різними підставами.

Особливістю приладів кореляції та основного розташування є огляд на тимчасову затримку τ , що здійснюється за допомогою кореляторів і може бути паралельним, послідовним і комбінованим.

Паралельний огляд параметра τ в системі пасивного содар-трекера це здійснюється багатоканальним корелятором, що складається з лінії затримки з розгалуженнями, помножувачами та інтеграторами. Час затримки однієї ділянки лінії не повинен значно перевищувати роздільну здатність корелятора $1/P$ в параметрі τ , тобто кількість гілок має відповідати числу розв'язаних елементів кореляції. Сигнал з виходу першого входу подається на помножувач через лінію затримки з розгалуженнями, 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 огляд щодо тимчасової затримки τ здійснюється одноканальним корелятором, в якому безперервно змінюється затримка одного із сигналів. При плавній зміні затримки одного із сигналів на виході корелятора мають місце кореляційні імпульси напруги, пікові значення яких на осі τ відповідають оцінкам τ^* для різних джерел випромінювання також може бути считана з екрану індикатора за допомогою великомасштабних тегів.

Якщо огляд за часом затримки проводиться разом з послідовним оглядом за кутовими координатами (наприклад, по азимуту), то час інтегрування T зменшується. Нехай антена одного місця прийому спрямована слабо, іншого – різко спрямована. Потім тривалість прийнятого сигналу $t_{np} = \frac{\theta_{0,5P} t_{rew}}{\theta_{rew}}$ визначається шириною діаграми спрямованості різко спрямованої антени $\theta_{0,5P}$, проглянутий сектор θ_{rew} і період огляду t_{rew} . При

паралельному огляді за параметром τ можливий час інтеграції буде $T = t_{np}$. При послідовному огляді це в n менше разів, ніж при паралельному, де n - кількість вирішених елементів кореляції. Можливо комбіноване використання паралельного та послідовного огляду (або взаємна координація огляду за параметром τ і за кутовою координатою θ) з метою збільшення часу інтеграції.

Багатовідгуковий приймач, будучи найбільш поширеним типом приймального пристрою в системах пасивної содар-локації, заснований на розбивці діапазону розвідуваних частот на ряд піддіапазонів. Іншими словами, в ньому використовується набір одновідгукових приймачів, амплітудно-частотні характеристики яких, примикаючи один до одного, блокують заданий діапазон частот. Окремий канал прийому включає смуговий фільтр F_i з різкими зрізами, 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 малошумний підсилювач (LNA) можна увімкнути. Також записуючий пристрій, на який надходять сигнали з усіх каналів, є частиною приймача з множинною відповіддю. За допомогою реєструючого пристрою здійснюється виявлення вихідних сигналів кожного каналу та реєстрація частот знайдених сигналів.

За схемою супергетеродина також можна сконструювати приймачі з множинною відповіддю. 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 посилення на проміжній частоті, детектування та підсилення низькочастотних сигналів.

Багатовідповідні приймачі застосовують, як правило, на станціях загального огляду для приблизного визначення несучої частоти та типу розвідуваного джерела радіовипромінювання. Кількість каналів у них може досягати кількох десятків, а іноді й сотень. Основна перевага приймачів з кількома відгукками – їх простота та надійність. Використання мікроелектронної елементної бази дозволяє створювати багатоканальні структури з дуже великою кількістю каналів при малих розмірах, вазі та витраті енергії.

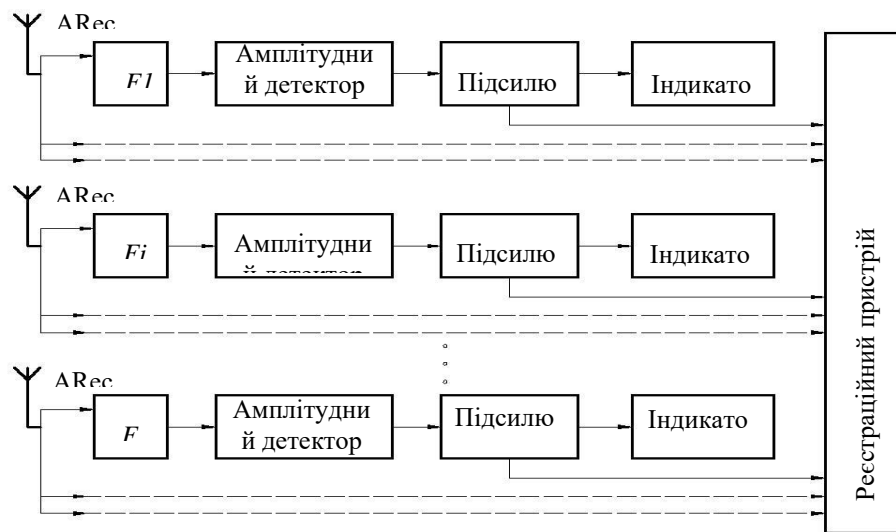


Рис. 1.23. Структурна схема багатоканального приймача прямого посилення

Наприклад, розглянуто принцип роботи та характеристика засобів акустичного спостереження моносигналу «Трембіта-М» (рис. 1.24) і стереосигналу «Трембіта-BISS» (рис. 1.25).

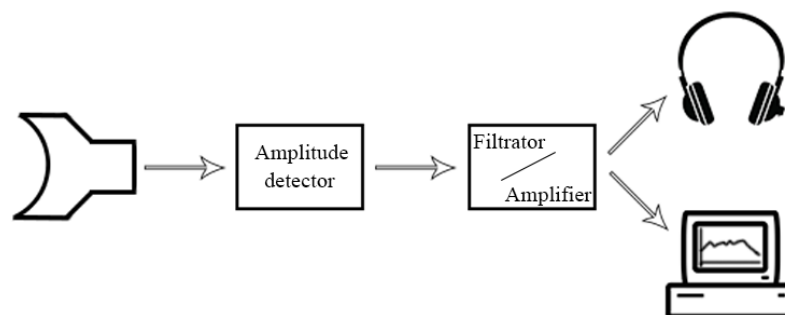


Рис. 1.24 Приблизна структурна схема роботи приладу акустичного спостереження «Трембіта-М»

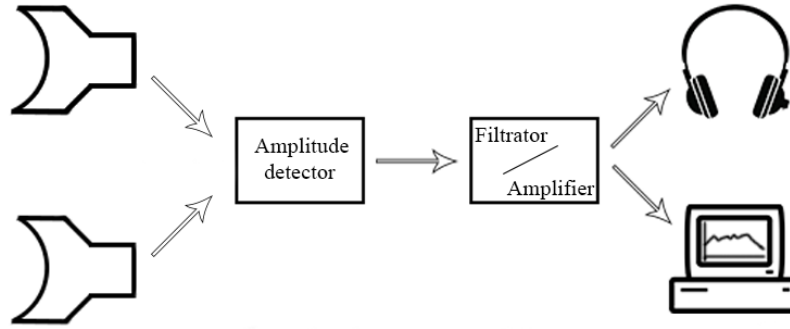


рис 1.25 Приблизна структурна схема роботи приладу акустичного спостереження «Трембіта-БІСС»

Characteristics	Microphone type	
	<u>Trembita-M</u>	<u>Trembita-BISS</u>
Size, mm	<u>420x200x250</u>	<u>450x1250x800</u>
Frequency response, kHz	80– 10000	50 – 12000
Sensitivity, mV/Pa	35	41
Weight, kg	1.65	6

Таблиця 1.26 Заявлені характеристики передбачуваних содарних станцій

3. Розробка алгоритмічного забезпечення

3.1 Постановка задачі 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, а матриці Якобі дозволяють розробити та реалізувати обчислювальний метод, що дозволяє прискорити процес обчислення координат комплексів звукового моніторингу БПЛА.

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 з 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 програмно-апаратні можливості аналізу прийнятих сигналів, а основним недоліком є досить висока, до 10%, похибка визначення координат БПЛА.

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

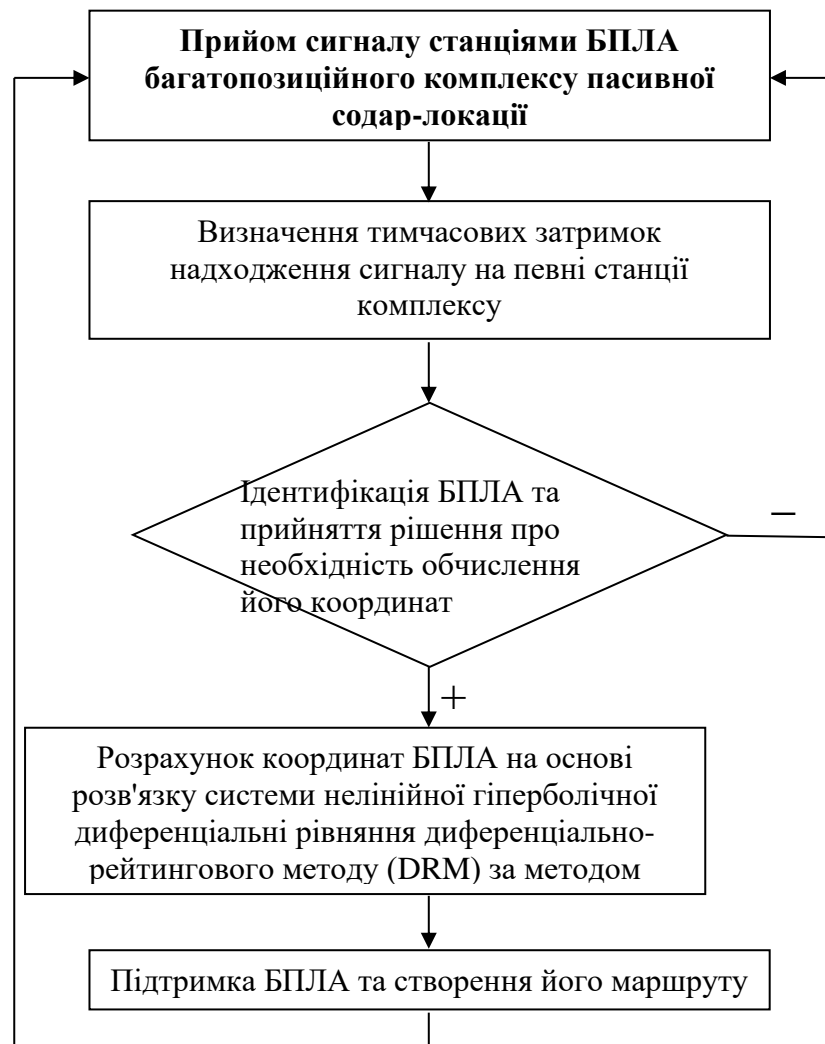


Рис. 3.1. Структурна схема визначення координат БПЛА системи пасивного звукового моніторингу на основі класичної TDOA

Точність визначення координат можна підвищити за допомогою пасивних засобів звукового моніторингу за рахунок іншого підходу до розв'язання системи рівнянь TDOA, заснованого на екстремальній постановці функціональності квадрата, що складається із суми незв'язаних рівнянь з ваговими коефіцієнтами, що враховують похибку визначення координат кожної зі станцій окремо (рис. 3.2).

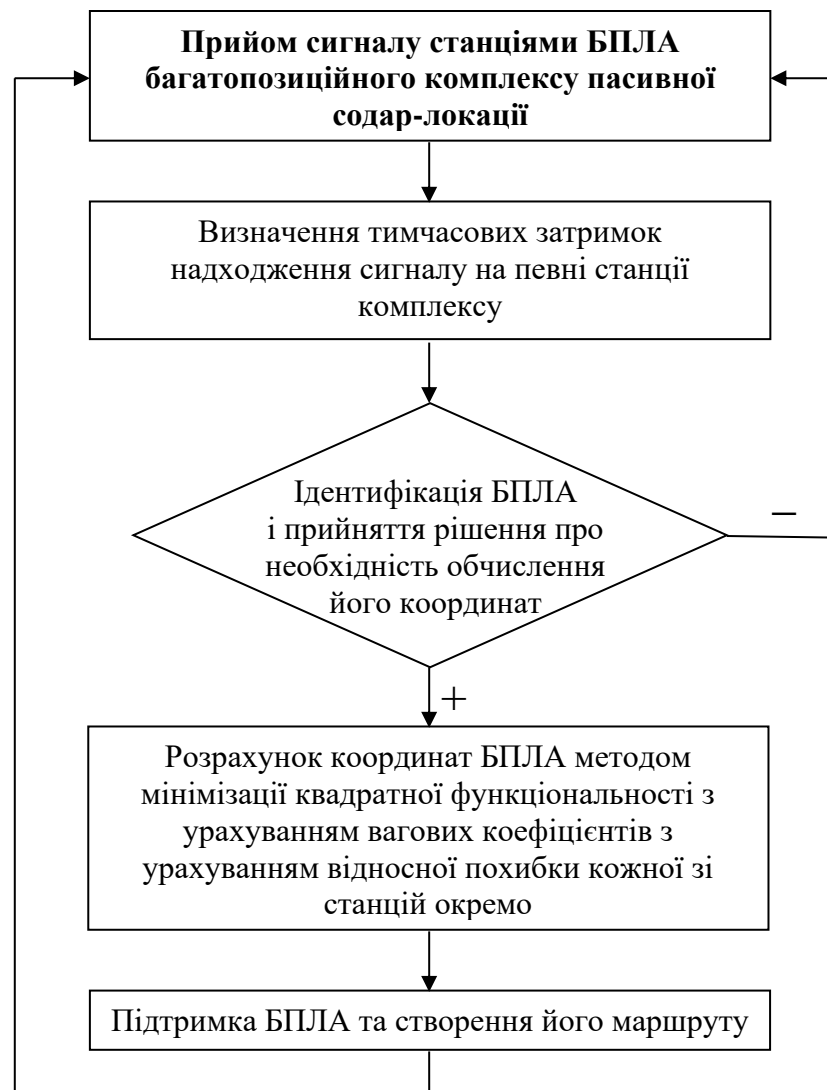


Рис. 3.2. Структурна схема визначення координат БПЛА системи пасивного звукового моніторингу за допомогою крайньої постановки TDOA

Для аналізу та ідентифікації можуть використовуватися частота, час і частотно-часові реакції сигналів SEO.

Серед частотних параметрів:

- значення частот випромінюваних коливань;
- межі ареалів 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 тимчасових параметрів:

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

Обробляйте часово-частотні параметри:

- характер зміни частоти випромінювання звуку в часі (незмінний, змінюється від імпульсу до імпульсу, змінюється в межах імпульсу);
- характер зміни миттєвої частоти звукового випромінювання в межах імпульсу (лінійний, переривчастий, псевдовипадковий, випадковий);
- характер зміни частоти слідування імпульсів звукового випромінювання (незмінний, що змінюється за заданим законом, 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 содарної локації за параметрами звукових викидів необхідно враховувати наступне:

1. 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, виключаються методи обробки з використанням гіпотез стаціонарності та ергодичності.

2. Нестационарність сигналів, що відображають звукове випромінювання содарної станції, викликає необхідність оцінки їх інформативних параметрів протягом усього часу спостереження за випромінюванням джерел. Зменшення цього часу або використання для таких оцінок обмежених тимчасових сегментів сигналів може істотно знизити їх інформативність, що призведе до погіршення надійності ідентифікації. Ця обставина свідчить про необхідність обробки повнорозмірної реалізації сигналів, що відображають звукове випромінювання, засобів отримання динамічних спектральних оцінок в реальному часі.

3. Складний характер зміни і нестационарність зондуючих сигналів, що відображають закон зміни часу випромінювань содарної станції, викликають необхідність використання послідовної процедури їх аналізу для інформаційно-вимірювальної системи, починаючи з виявлення звуку. випромінювання в деякому, досить широкому діапазоні, подальше уточнення параметрів звукового випромінювання в процесі його спостереження, отримання оцінок параметрів за результатами спостереження на досить тривалому (але не допускаючи втрати актуальності даних) інтервалі часу, і, нарешті, ідентифікація на цій основі джерел випромінювання.

4. З огляду на те, що діапазони можливих однойменних значень, інформативні параметри звукових випромінювань для різних содарних станцій можуть бути заблоковані, однозначна ідентифікація по одному параметру (наприклад, частоті) неможлива. Підвищення достовірності ідентифікації вимагає комплексного використання максимальної кількості

інформаційних 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 необхідно передбачити засоби для контрастного аналізу наступних посилок в інформаційно-вимірювальній системі.

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

- безперервний частотний аналіз поточного діапазону, розгорнутого у часі сигналу, з виявленням ділянок зміни його базової (центральної) частоти;
- виділення ділянок діапазону струму, де відбуваються аномальні частотно-часові явища (зміна базової частоти сигналу за безперервним законом, стрибки частоти тощо);
- режим часно-частотної лупи для детального вивчення закону зміни діапазону на виділених ділянках;
- система маркерів для виділення ділянок з аномальними часово-частотними явищами, а також засоби визначення їх протяжності на тимчасовій і частотній осі;

3.2.2 Прийняття рішень при ідентифікації БПЛА за параметрами утворених ними випромінювань

Проблема ідентифікації об'єкта БПЛА засобами пасивного содарлокації належить до динамічних, що вирішуються в безперервно мінливих умовах, що визначається кількома факторами, пов'язаними з особливостями

як ідентифікованих об'єктів, так і систем локації, віднесених до категорії спеціалізовані **IMS**:

- зміна умов прийому сигналів, що надходять від об'єктів при їх русі по відношенню до приймальних антен локаційної станції, маневрування об'єктом, зміна характеристик і параметрів випромінювання, що утворюється ним, у тому числі перешкоди;

- зміна властивостей приймальних каналів содарної станції в умовах безперервних змін характеристик, що надходять на входи сигналів, викликала насамперед перевантаження та дію перешкод;

- обмежений час перебування об'єкта в зоні спостереження;

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

Накопичення даних про радіаційні параметри під час сеансу спостереження за об'єктом дозволяє здійснювати безперервну конкретизацію прийнятих рішень до заданого моменту закінчення сеансу спостереження, надійність його ідентифікації була б достатньою для прийняття необхідних оперативних дій. Якщо розглядати проблему ідентифікації з урахуванням зазначеної специфіки, то в її структурі необхідно виділити кілька етапів прийняття рішення залежно від обсягу, наявного на розглянутий момент спостереження даних, умов їх отримання та обробки органом. **IMS** технічні засоби. У виробленні остаточного рішення про ідентифікацію найбільш доцільно виділити наступні етапи:

1. Виявлення звукового випромінювання в смузі частот спостереження та віднесення його до деякого частотного діапазону попередньої обробки сигналів – носіїв інформації про параметри випромінювання об'єкта.

2. Оцінка енергетичних характеристик спостережуваних розвідувальних сигналів та прийняття рішень щодо досягнення достатнього

рівня шуму сигналу для виконання вимірювання параметрів звукового випромінювання.

3. Оцінка рівня перешкод та прийняття рішень щодо застосування додаткових заходів підвищення завадостійкості вимірювальних каналів ІМС.

4. Оцінка значень інформативних параметрів звукового випромінювання, накопичення надходять даних про результати оцінки та прийняття рішень про приналежність істинних значень параметрів до діапазонів значень, що дозволяють здійснювати ідентифікацію об'єктів за сукупністю всіх вимірюваних параметрів з достатній ступінь надійності.

5. Комплексний аналіз отриманих результатів вимірювання інформативних параметрів випромінювання та прийняття рішень про належність об'єкта спостереження до заданого класу, типу, зразку тощо.

Система спостереження і контролю об'єктів звукового випромінювання являють собою складні звукотехнічні комплекси, в яких задіяні не тільки апаратні і програмне забезпечення, база знань і даних, а й інтелектуальні ресурси фахівців. Рішення різних рівнів у таких системах приймаються не тільки автоматично технічними засобами на основі формальних алгоритмів, а й операторами, на основі 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 пеленгаційних задач – виявлення випромінювання звуку в смузі частот звукового спостереження вирішується багатовідповідним приймачем, що містить однакові канали, кожен з яких забезпечує вивільнення енергії звуку в смузі частот. Δf_i , ($i = 1, 2, \dots, m$) і порівняння з деяким пороговим значенням E_i (рис. 3.3).

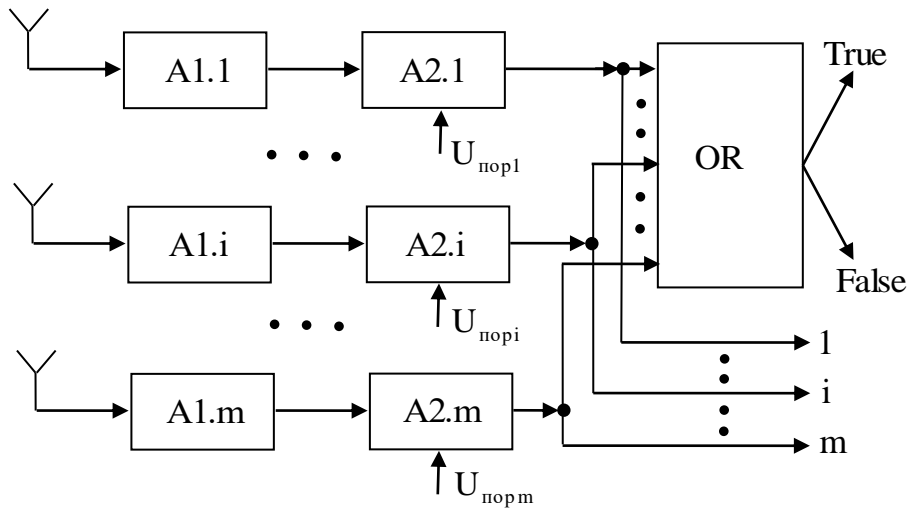


Рис. 3.3. Конструкція багатовідгукового приймача для виявлення звуку в шумі

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

Входить до складу m -канального каналу-приймача частотних каналів, кожен з яких включає $A1$ – пристрій відбору інформаційних ознак сигналу, $A2$ – схему рішення.

Оскільки в системах пасивного содар-локації не можна 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 надійності виявлення випромінювання, як правило, вирішуються цифровими одновідгуковими приймачами з умов прийому сигналу на адитивний шум у вигляді гаусового шуму. Вигин розподілу навколо вихідного шуму вузькосмугового фільтра відповідає закону Релея:

$$\omega(U_w) = \frac{U_w}{\sigma_w} \exp\left(-\frac{U_w^2}{2\sigma_w^2}\right) \quad (3.1)$$

де U_w і σ_w - миттєве та середньоквадратичне значення шуму на виході стрічкового фільтра.

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

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

Коли на приймач впливають як сигнал, так і шум, розподіл розподілу навколо отриманого розподілу на виході фільтра підпорядковується узагальненому закону Релея.

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

де U_c - максимальна амплітуда сигналу на виході фільтра, яка вважається відомим значенням, визначеним за допомогою середнього квадратичного значення шумів $\sigma_{ш}$ і допустиме співвідношення сигнального шуму $q_0 = U_c / \sigma_{ш}$; I_0 - функція Бесселя нульового порядку тут уявна до аргументу;

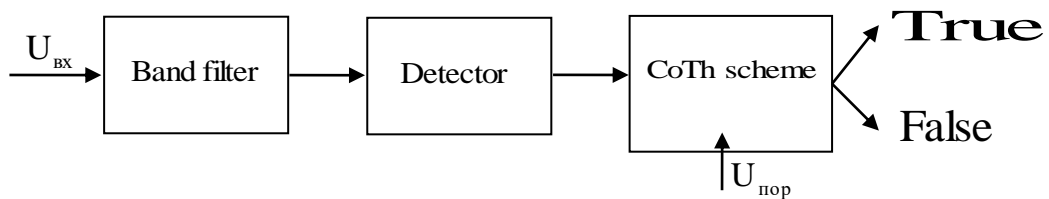


Рис. 3.4. Конструкція фільтрувального одновідукового приймача для виявлення випромінювання звуку в смузі частот Δf_i

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

$$P_{no} = \int_{\beta}^{\infty} \omega(U_{c+ш}) dU_{c+ш} = \int_{\beta}^{\infty} \frac{U_{c+ш}}{q_0} \cdot \exp\left(-\frac{U_{c+ш}^2 + q_0^2}{2q_0}\right) \cdot I_0(U_{c+ш}) dU_{c+ш} \quad (3.4)$$

Формули (2) – (4) можна інтегрувати, вважаючи відношення шумом сигналу. Для прийнятого $P_{лм} \leq 0,1$ і $P_{no} \geq 0,9$ цю залежність можна представити у спрощеному вигляді

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

При незмінному порозі прийняття рішення вимога до показників $P_{но}$ і $P_{лт}$ і по-різному впливають на необхідне значення шуму сигналу. Тож на $P_{но} = 0,99$ і $P_{лт} = 10^{-5}$, необхідне значення $q_0 = 53,6$, якщо $P_{лт} = 0,9$ і $P_{но} = 0,1$, то значення коефіцієнта 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 лише після нелінійної обробки сигналів, що вигинається детектором, оскільки на початковому погляді ці сигнали мають випадкову початкову фазу. З іншого боку, нелінійна обробка погіршує відношення сигнального шуму після вигину детектора. Якщо характеристика детектора апроксимується квадратною параболою виду $U_{вых} = a \cdot U_{вх}^2$, а коефіцієнт шуму сигналу на його вході дорівнює $U_c / \sigma_{ш} = \sqrt{q_0}$, то на його кінці відношення шум сигналу буде рівним

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

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

$$\frac{U_{вых.с}}{U_{вых.ш}} \approx \frac{U_c}{2\sigma_{ш}} \gg 1 \quad (3.7)$$

Якщо $q_0 \ll 1$ і $U_c \ll \sigma_{ш}$, то вихідний коефіцієнт сигналу шум набагато менше одиниці

$$\frac{U_{вых.с}}{U_{вых.ш}} \approx \left(\frac{U_c}{\sigma_{ш}} \right) \ll 1 \quad (3.8)$$

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

Якщо виявлення проводиться на пачці з N_c сигналів і вимагає досягнення необхідної надійності розпізнавання, щоб забезпечити співвідношення на його вході $q_{0\Sigma}$, потім з обліком коефіцієнта α_{dem} втрати в детекторі відношення має зробити сигнал шуму одного сигналу

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

З наведених результатів аналізу показників надійності виявлення звукопродукції одним каналом приймача випливає, що вирішальне значення має вихідне співвідношення по надійності сигналу - фільтра вхідного шуму. Погіршення зазначеного коефіцієнта багаторазово може погіршити співвідношення на вході пристрою, що приймає рішення. При малих співвідношеннях сигнал - шум несуча-приймач спроба покращити його на вході пристрою прийняття рішень за рахунок накопичення може бути неефективною. Враховуючи також, що за відсутності попередньої інформації про параметри знайденого сигналу визначення задачі створення оптимальної схеми фільтрації є невірним, необхідно 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 антеною пряма видимість, відсутня багатопроменеве поширення хвиль і об'єкт не рухливий. Насправді ці умови не виконуються і амплітуда сигналу, що надходить, змінюється випадковим чином. Як показують дослідження, проведені в (8), структура приймача та його алгоритм залишаються незмінними, однак для досягнення тих же показників надійності $P_{лм}$ і $P_{но}$ чим більше значення середньої величини коефіцієнта потрібно шум сигналу на його вході

$$q_{0cp} = 2 \left(\frac{\lg 1/P_{эл}}{\lg 1/P_{но}} - 1 \right) \quad (3.10)$$

Залежність (10) може бути використана для створення характеристик приймача. Їх аналіз свідчить про значний вплив незнання амплітуди на показники надійності виявлення. Зокрема, в тій області характеристик, де P_{no} великий, і P_{lm} невелика, незнання амплітуди призводить до значного збільшення (у сотні разів) необхідного значення шуму сигналу. У сфері малих значень P_{no} випадкові зміни амплітуди (її випромінювання) можуть полегшити виявлення, навпаки.

Для оцінки показників надійності виявлення багатовідповідного приймача, побудованого на основі використання однакових каналів, необхідно знайти залежність імовірнісних характеристик усієї системи від ймовірностей. $P_{no.i}$ і $P_{lm.i}$ ($i = 1, 2, \dots, m$) окремо i -й канал. Завдяки ідентичності схем обробки та незалежності шуму від ймовірності правильного виявлення та ймовірності помилкової тривоги, що діє в них у різних каналах, можна вважати однаковими $P_{lm.i} = P_{lm.j}$ і $P_{no.i} = P_{no.j}$ на $i \neq j$. Імовірність помилкового виявлення сигналу пов'язана системою з ймовірністю помилкового виявлення певними каналами співвідношення $P_{lm} = 1 - (1 - P_{lm.i})^m$. В $P_{lm.i} \ll 1$ в біноміальному ряду P_{lm} можливо, потім обмежиться першими двома компонентами

$$P_{lm} = m \cdot P_{lm.i} \quad (3.11)$$

Формула (11) показує, що ймовірність помилкової тривоги в m -канальній системі в m разів більше ймовірності помилкової тривоги в окремій схемі обробки.

Імовірність вступу P_{np} Сигнал багатоканального приймача дорівнює роботі ймовірностей $P_{np.i}$ допуск у відповідний канал за ймовірністю $[(1 - P_{lm.i})^{m-1}]$ Також виражено не перевищення шумової напругою порогу в усіх інших схемах $P_{np} = P_{np.i} \cdot [(1 - P_{lm.i})^{m-1}]$. Для випадку, коли $[(m-1) \cdot P_{lm.i}] \ll 1$, другий множник можна прийняти рівним 1, і, з огляду на те, що ймовірність

допуску і правильного виявлення однозначно визначають один одного $P_{np} = 1 - P_{no}$ і $P_{np.i} = 1 - P_{no.i}$, ми отримуємо

$$1 - P_{no} \approx 1 - P_{no.i}, \text{ або } P_{no} \approx P_{no.i} \quad (3.12)$$

тому ймовірність правильного виявлення від ідентичних приймачів приблизно дорівнює в системі ймовірності правильного виявлення певним каналом.

Поряд з помилковим виявленням і допуском сигналу в багатоканальний приймач можуть мати місце спотворення, що полягають у тому, що за наявності j -го сигналу буде перевищений поріг в j -му схемі і здається, що є j -й сигнал. Ймовірності спотворення $P_{иск}$ і правильна інструкція $P_{нус}$ однозначно визначають один одного $P_{иск} = 1 - P_{нус}$. Провівши подібні міркування, ми виявимо, що ймовірність правильної інструкції дорівнює $P_{нус} = P_{no.i} \cdot (1 - P_{лт.i})^{m-1}$. Враховуючи, що для $m \gg 1$, $(1 - P_{лт.i})^{m-1} \approx 1 - m \cdot P_{лт.i}$, отримуємо ймовірність спотворення $P_{иск} = 1 - P_{нус} = 1 - P_{no.i} + m \cdot P_{no.i} \cdot P_{лт.i}$, яке можна виразити через ймовірнісні характеристики всієї m -канальної системи, враховуючи формули (11) і (12):

$$P_{иск} = 1 - P_{no} + P_{no} \cdot P_{лт} \quad (3.13)$$

Формули (11) і (12) якраз і дозволяють перейти від наведених вище співвідношень (5) і (10) для даних про продуктивність одного каналу до даних про продуктивність багатоканального приймача. Для цього необхідно зробити заміну в формулах (5) і (10) що стоять там ймовірності правильного виявлення і помилкової тривоги для одного каналу, відповідні ймовірності для m -канальної системи, і, зробивши перетворення, отримаємо вирази даних продуктивності приймача для випадків виявлення сигналу з невідомою фазою

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

і невідомі фаза і амплітуда

$$q_{0cp} = 2 \left(\frac{\lg m + \lg 1/P_{\text{лм}}}{\lg 1/P_{\text{но}}} - 1 \right) \quad (3.15)$$

Співвідношення (14) і (15) показують, що якщо забезпечення сигналу на тимчасовій і частотній осях заздалегідь невідоме (випадок на практиці), то при виявленні m -каналу необхідне співвідношення шуму сигналу, що забезпечує необхідне, зростає $P_{\text{но}}$ і $P_{\text{лм}}$, досягається одноканальним приймачем. Однак це збільшення невелике, як і в усіх формулах, що визначають значення q_0 , входить логарифм кількості каналів m .

Другим етапом у переліку рішень при ідентифікації об'єкта є оцінка енергетичних характеристик спостережуваних сигналів і прийняття рішення про достатність співвідношення сигнального шуму для виконання вимірювання параметрів випромінювання. Оцінка проводиться по вихідній напрузі активного каналу приймача. Кінцевою метою оцінки є знаходження середнього значення вихідної напруги детектора, що вигинається. Для прийняття рішення про коефіцієнт струму шум сигналу необхідно знайти і середньоквадратичне значення відхилення вихідної напруги. Оскільки при ідентифікації об'єктів методом пасивного содар-локації попередніх даних про спостережуваний сигнал немає (на відміну від активної локації),

Розглянемо далі, що вихідна напруга приймача пропорційна функції достовірності. А оскільки максимум експонентів збігається з максимумом його показника, то задача оцінки буде полягати в пошуку максимуму вихідної напруги $U_{\text{вих}}(e)$, знайдене випромінювання в залежності від параметра потужності e , має вигляд зазначена залежність

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

де $S(e)$ - сигнал, і $H(e)$ - 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 в параметрі e .

У разі коли $q_0 \ll 1$, вихідна напруга приймача містить численні шумові викиди, що перевищують приріст, викликаний спостережуваним сигналом,

і однозначна оцінка в таких випадках неможлива, оскільки ймовірність помилки велосипеда.

В $q_0 \gg 1$ і $q_0 \gg \sqrt{q_0}$, приріст $U_{\text{вх}}$, викликаний спостережуваним сигналом, виділяється набагато більше шуму, що забезпечує малу ймовірність помилки. Чим більше e , тим менше спотворюється функція шумового сигналу, зсув максимуму вихідної напруги щодо енергії випромінювання та менша дисперсія оцінки \hat{e} і ϵ вище, ніж точність оцінки.

Сигнальна функція завжди парна і є симетричною відносно істинним значенням e_0 . Потім, о $q_0 \gg 1$ середнє за набором оцінок має бути однаково істинним значенням, тобто не передбачається зсув оцінки. Крім того, теорія показує, що при нормальному шумі і $q_0 \gg 1$ метод максимуму достовірності дає асимптотично ефективну оцінку. З іншого боку, із суті методу максимуму функції достовірності можна стверджувати, що дисперсія оцінки та ймовірності неправильного рішення (рис. 2.11) буде тим меншою, ніж вже пік сигнальної функції і вже автокореляційна функція вхідного сигналу у вимірюваному параметрі e .

Для знаходження оцінки \hat{e} справжнє значення параметра $e = e_0$, необхідно знайти значення \hat{e}_0 , що відповідає максимуму $U_{\text{вх}}(e)$.

Прирівнювання похідної від $U_{\text{вх}}(e)$ до нуля, отримуємо

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

В $q_0 \gg 1$ оцінка $\hat{e}_0 \cong e_0$, а якщо в другому складено замість \hat{e}_0 замінити e_0 , потім статистичні характеристики стохастичної функції $H(e)$ при стаціонарному вході процес практично не зміниться:

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

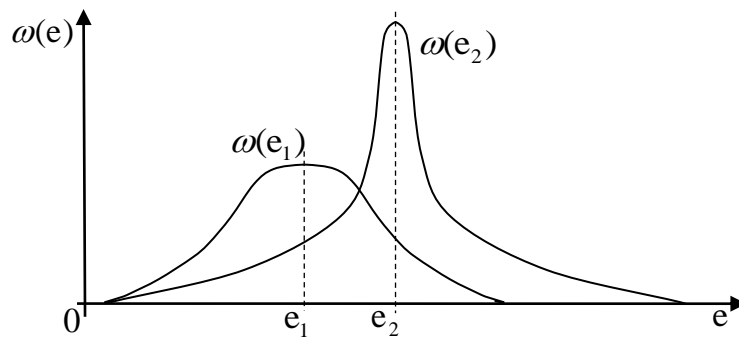


Рис. 3.5. ω щільність ймовірності для малих $\omega_1(e)$ і великий $\omega_2(e)$ відношення сигнал/шум

Давайте розповсюдимо функцію $S(e)$ підряд Тейлор в околиці точки e_0

$$S(e) = S(e_0) + (e - e_0) \cdot S'(e_0) + \frac{(e - e_0)^2}{2} \cdot S''(e_0) + \dots,$$

в якому перший складений – постійний компонент, другий, завдяки парності $S(e)$, дорівнює 0. Тому при диференціювання $S(e)$ у формулі (16) отримаємо співвідношення

$$(\hat{e}_0 - e_0) \cdot S''(e_0) + H'(e_0) = 0.$$

Припускаючи це $S''(e_0)$ - не випадковий розмір, ми отримаємо розсіювання оцінки

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

Представимо шумову функцію у вигляді $H(e) = \sqrt{q_0} \cdot h(e)$, де $h(e)$ - оцінений випадковий процес із середньоквадратичним значенням, рівним одиниці, і зробивши підстановку у формулу (17), будемо мати

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

Функція $h'(e_0)$ дорівнює значенню другої похідної кореляційної функції цього процесу зі знаком повернення при нульовому значенні аргументу, тому $\sigma^2[h'(e_0)] = -k''_{h_0}(0)$. Тоді нижнє значення дисперсії оцінки параметра e можна отримати, якщо припустити, що фільтр приймача узгоджується з

сигналом. У цьому випадку номінальна автокорельована функція шуму на виході фільтра збігається з номінальною 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 (19) і (20) в (18), отримаємо розсіювання оцінки:

$$\sigma^2(e) = -\frac{1}{q_0 \cdot k_0''(0)} \quad (3.23)$$

Фізичний зміст коефіцієнта (23) відображає зв'язок дисперсії оцінки, відношення шуму сигналу q_0 і параметр «вузькості» автокорельованої функції $k_0''(0)$ сигнал. Якщо збільшення відношення сигналу шум q_0 визначає розмір дисперсії, а, отже, і ймовірність помилки при прийнятті рішення на даному етапі ідентифікації відповідно до

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

що не можна розглядати вплив властивостей автокореляційної функції прийнятого сигналу на надійність прийнятих рішень, оскільки попередньої інформації про ці властивості немає.

Розглянуте вище це справедливо для випадку дії шумів у вигляді гауссового шуму. В якості таких шумів можуть виступати внутрішні шуми обладнання, космічний шум, шум атмосфери тощо. Якщо шуми з іншим розподілом, наприклад, цілеспрямовано створені, то формальні алгоритми прийняття рішень, на підставі зазначених вище причин, діють на вхід пасивної системи содар-локації, неефективні. Необхідний облік великої кількості ознак сигналу та облік властивостей реальних шумів. Залучення інтелектуального ресурсу людини-оператора в багатьох випадках може полегшити проблему орієнтації.

Проблеми прийняття рішень на наступних етапах ідентифікації об'єкта (з 3 на 5) ще важче піддаються формалізації, тому залучення оператора поряд з використанням баз даних і баз знань ще більш виправдане. Однак необхідно враховувати обмежені можливості людини як частини людино-машинних систем обробки інформації. Так кількість ознак, які здатна прийняти людина при ідентифікації об'єкта, не перевищує (7 ± 2) . Необхідний час ідентифікації для взаємопов'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 букв фрази N_B ; дискретні вимірювані розміри – з числа десяткових категорій N_Z .

Для зазначених випадків отримано наступні розміри необхідного часу ідентифікації:

- для аналогових пристроїв $t_{ia} = 0,1ld\left(\frac{50}{F} + 1\right)$ [с], де ld - динамічний логарифм за основою 2;
- для цифрових пристроїв $t_{iz} = 0,061(1 + 3,33N_z)$ [с], у $N_z \geq 1$, на $N_z = 0$, $t_{iz} = 0$
- для алфавітної інформації $t_{ib} = 0,1(1 + 1,25N_B)$ [с], at $N_B \geq 1$, на $N_B = 0$, $t_{ib} = 0$

За наведеними вище формулами розраховуються значення обмеження швидкості отримання інформації, прийнятні для людини-оператора, залежно від форми її подання: зв'язний текст – 19,3 біт/с; послідовності букв – 22,4 біт/с ($N_z = 4$); аналогові вимірювані розміри, які зчитуються з показуючих приладів при почергових вимірюваннях – 9,3 біт/с ($F=2,5$).

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

$$J_{ms_i} = 11,75 \frac{N_B + 0,7N_Z}{1 + 0,4N_B + 0,15N_Z} \text{ [bps]}, (N_z \neq 0, N_B \neq 0) \quad (3,25)$$

Мінімальний час ідентифікації повідомлення, що характеризує об'єкт, становить

$$t_i = 0,4(1 + 0,4N_B + 0,15N_Z) \text{ [s]} \quad (3,26)$$

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

Істотним обмеженням є також обмеження на час ідентифікації об'єкта за наборами ознак, а також значне погіршення ідентифікації при збоях в роботі технічних засобів системи, у тому числі викликаних дією перешкод і перевантажень інформаційних каналів системи. Все це свідчить про необхідність удосконалення структури засобів ідентифікації у складі спеціалізованих інформаційно-вимірювальних систем пасивного звукового моніторингу, а також удосконалення алгоритмів їх функціонування максимальної кількості завдань багатоетапної ідентифікації вирішено з мінімальною участю особи оператора.

3.3 Розробка алгоритмів визначення координат БПЛА в ДРС та їх аналіз

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

3.3.1.1 Розв'язання задачі вимірювання диференціальних і дальних координат за модифікованим методом Ньютона

Зараз пасивні комплекси автоматичного виявлення і створення маршрутів руху повітряних цілей, **безпошуковий** на космос, на випромінювання їх бортових звуково-електронних засобів на базі **TDOA** вимірювання координат отримали широке поширення.

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 L1, L2, L3, С (рис. 3.6). Це дозволяє забезпечити однозначне вирішення задачі вимірювання трьох координат повітряних цілей у круговому просторовому секторі.

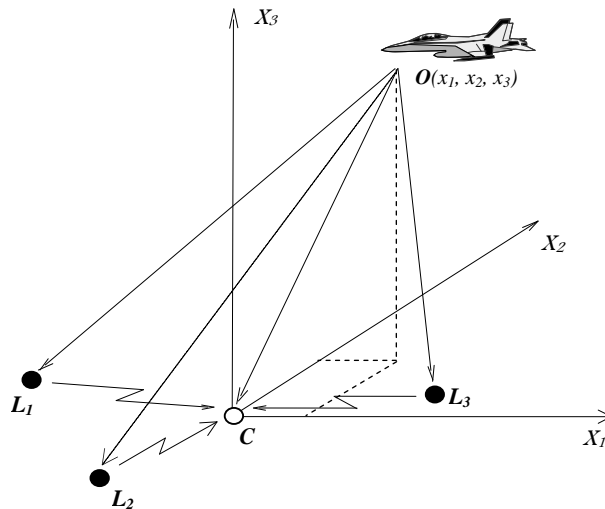


Рис. 3.6. Відносне позиціонування комплексу пасивної содар-локації іБПЛА

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

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{1}{c}(OL_1 + CL_1 - OC); \\ \tau_2 &= \frac{1}{c}(OL_2 + CL_2 - OC); \\ \tau_3 &= \frac{1}{c}(OL_3 + CL_3 - OC), \end{aligned} \quad (3,27)$$

Де $\tau_{1,2,3}$ - затримки часу надходження сигналу від мети на центральну станцію С через бічні станції L1, L2, L3.

- відстані між БПЛА та бічні станції;
- відстані між бічними станціями та центральними;
- відстань між БПЛА і центральний вокзал.

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

$$\begin{aligned} F_1(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^1)^2 + (x_2 - x_2^1)^2 + (x_3 - x_3^1)^2} + D_1 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - \tau_1 = 0; \\ F_2(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^2)^2 + (x_2 - x_2^2)^2 + (x_3 - x_3^2)^2} + D_2 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - \tau_2 = 0; \\ F_3(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^3)^2 + (x_2 - x_2^3)^2 + (x_3 - x_3^3)^2} + D_3 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - \tau_3 = 0, \end{aligned} \quad (3,28)$$

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 i -ї станції в тривимірному просторі R^3 .

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

Загалом, методи розв'язку систем нелінійних рівнянь $F(x) = 0$, що гарантує отримання прийняттого результату, не існує. За умови реалізації певних вимог до властивостей нелінійних рівнянь ефективним методом рішення 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

$$\frac{\partial F_j(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_i} = \frac{x_i - x_i^j}{\sqrt{\sum_{i=1}^3 (x_i - x_i^j)^2}} - \frac{x_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^3 x_i^2}}, \quad i = 1..3, j = 1..3. \quad (3,30)$$

На розглянутій території $\Omega \in \mathbb{R}^3$ тривимірний простір \mathbb{R}^3 векторна 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 рядок Тейлора в точку x^* лівої частини системи:

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

Припускаючи це x^* - існує розв'язок системи, права частина (2.3) буде прирівняна до нуля, і, нехтуючи залишковим членом $R(x^* - x_k)$, отримаємо схему Ньютона:

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

Розв'язування рівняння (2.6) досить нового підходу x_{k+1} , давайте 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 - не вироджена. Ефективність методу Ньютона полягає в тому, що проводиться оцінка [12]:

$$\|x_{k+1} - x^*\| \leq c \|x_k - x^*\|^2 \quad (3.34)$$

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

Включаючи в ряд членів Тейлора другого порядку, можна отримати обчислювальну схему, що має кубічну збіжність:

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

Для реалізації цієї схеми знадобиться знайти n^2 приватних похідних першого порядку і n^3 приватних похідних другого порядку. Крім того, виконати 2 адреси матриць. При такому обсязі обчислювальних операцій

навіть збільшення швидкості збіжності не дозволяє цій схемі конкурувати з ітераціями першого і другого порядку.

Менш дорогою схемою третього порядку є схема:

$$x_{k+1} = x_k - F'(x_k)^{-1} \left[F(x_k) + F(x_k - F'(x_k)^{-1} F(x_k)) \right], \quad (3,36)$$

який фактично 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 разі $\omega = 1$ і $\lambda = 0$, що (3.37) зводиться до класичного методу Ньютона.

Ітерація за формулою (3.35) не має надлінійної швидкості збіжності методу Ньютона.

Одна з вимог збіжності ітераційного процесу полягає в поетапному зменшенні деякої норми, тобто має бути виконана 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 вибирається таким чином, щоб виконувалася умова (37). Достатні умови проживання таких коефіцієнтів наведено в [14].

При поганій умовності матриці похідних $F'(x)$ підбір розміру λ на ітерації (2.9) можна досягти невиродженості результуючої матриці $F'(x) + \lambda I$.

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

3.3.1.2 Дослідження збіжності розв'язку задачі вимірювання диференціальних і дальних координат за методом Ньютона з одноразово підрахованою матрицею Якобі

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

$$F(x^k) + F'_x(x^k)(x^{k+1} - x^k) = 0. \quad (3,40)$$

Щоб знайти x^{k+1} , необхідно розв'язати систему лінійних алгебраїчних рівнянь (2.1), початкове представлення 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 (2.1) 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 має вигляд:

$$F'_x(x^k)x^{k+1} = F'_x(x^k)x^k - \omega^k F(x^k) = 0. \quad (3,42)$$

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

У цьому випадку можна використовувати 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 **діагональна доміантна** що дозволить покращити 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 рішення системи (2).

Після кількох ітерацій (2.18) і появи наближень x_{k+1} до області збіжності методу Ньютона можна повернутися до класичної схеми (2.13), збільшивши тим самим швидкість збіжності до точного рішення вихідної системи (2.2).

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

$$R = \rho\{I - [F'_x(x^*)]^{-1} F'_x(x^*)\} < 1, \quad (3,45)$$

Чим менший розмір R , тим швидша збіжність ітерацій (2.13).

Дозволяє $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ – власні значення матриці

$$G = I - [F'_x(x^*)]^{-1} F'_x(x^*). \quad (3,46)$$

Визначимо спектральний радіус матриці G as $\rho = \max_i \{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$

$$\rho = \max_i \{\operatorname{Re} \lambda_1, \dots, \operatorname{Re} \lambda_n\}, \quad (3,47)$$

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

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

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

- виняток 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-яка з координат надання БПЛА [17.18].

3.3.1.3 Аналіз точності визначення координат БПЛА розробленим методом за допомогою комп'ютерного моделювання

Рішення системи рівнянь (2.2) було прийнято методом Ньютона в середовищі комп'ютерного моделювання MATCAD, в результаті якого координати маршруту визначаються на основі експериментальних даних вимірювання та подальшої фільтрації затримок часу приходу 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.

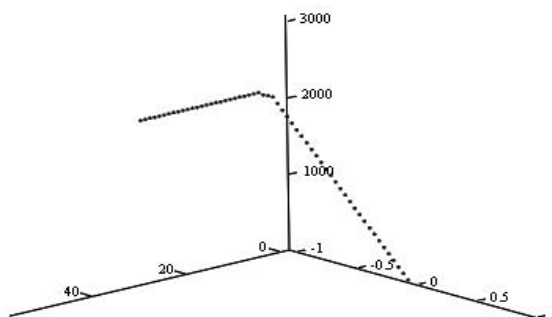


Рис. 3.7 Маршрут БПЛА будується при обчисленні матриці приватних похідних на кожному кроці ітерації

Крім того, було проведено аналіз можливості скорочення часу обчислень за рахунок використання матриці (2.3) без її перерахунку на кожному ітераційному кроці, тому встановлено, що використання однієї і тієї ж матриці для кількох кроків ітерації без можливе значне погіршення точності для фіксованої кількості ітерацій. Результати розрахунку наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1

Залежність точності визначення координат БПЛА про кількість ітерацій при перерахунку матриці Якобі

$\varepsilon = x_{k+1} - x_k,$ М	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

Так, у підрозділі 2.1 метод визначення координат с **БПЛА** чисельним розв'язком нелінійної задачі диференціала та ранжування **координатне вимірювання**, на основі модифікованого методу Ньютона розроблено.

Показано доцільність використання одного і того ж визначника матриці приватних похідних для двох-трьох кроків ітерації, що дозволяє скоротити в 2-3 рази час обчислень із задовільною точністю обчислень.

Запропонований метод дозволяє будувати безперервні сліди повітряних цілей при короткочасній втраті випромінюваних ними сигналів. Допустимий інтервал часу відсутності сигналів дорівнює 3-5 періодам сканування антенної системи, встановленої на борту цілі.

3.3.2 Аналіз нелінійної задачі диференціала та ранжування **координатне вимірювання** за допомогою функцій параметричної чутливості

3.3.2.1 Використання функцій параметричної чутливості для визначення абсолютної похибки визначення координат БПЛА

Важливим завданням при розробці систем пасивного содар-локації є проблема визначення похибки обчислення координат **БПЛА**. У разі виявлення **БПЛА** по різному виведенню з несеної системи пасивного содар-локації, одним з ефективних способів визначення абсолютної похибки вимірювання координат є метод функцій чутливості, пов'язаний з вивченням впливу зміни вхідних параметрів на зміну вихідних днів. . Вхідні параметри в системах пасивної содар-локації мають на увазі як тимчасові

затримки надходження сигналу БПЛА на станції комплексу, а у вихідні дні – координати с БПЛА [19] обчислюється комплексно.

При вивченні динамічних систем часто використовується поняття однозначної відповідності між векторами вхідних і вихідних параметрів, які можна визначити за допомогою диференціальних рівнянь, рівнянь стану чи 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 допущеннями. 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, що дає інформацію про чутливість системи до обурень.

До розглянутої системи входять чотири рознесені станції С, R, L і Q (рис. 3.8), а для визначення координат застосовується диференціальний і дальномерний метод, заснований на вимірюванні різниці часів приходу сигналу від БПЛА на бічних станціях по відношенню до центральних і побудові на них використовуються відповідні гіперболи. Розташування БПЛА – точка перетину трьох гіперболоїдів обертання.

Для визначення координат об'єкта в даний момент часу необхідно розв'язати систему гіперболічних рівнянь (2.1).

Система рівнянь (2.1) виражається через координати БПЛА та станції комплексу у вигляді:

$$\begin{aligned}
 F_L &= \frac{1}{c}(\sqrt{(x_1 - x_{1L})^2 + (x_2 - x_{2L})^2 + (x_3 - x_{3L})^2} + D_L - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2}) - \tau_L = 0; \\
 F_R &= \frac{1}{c}(\sqrt{(x_1 - x_{1R})^2 + (x_2 - x_{2R})^2 + (x_3 - x_{3R})^2} + D_R - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2}) - \tau_R = 0; \\
 F_Q &= \frac{1}{c}(\sqrt{(x_1 - x_{1Q})^2 + (x_2 - x_{2Q})^2 + (x_3 - x_{3Q})^2} + D_Q - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2}) - \tau_Q = 0; \\
 D_L &= \overline{LC}, D_R = \overline{RC}, D_Q = \overline{QC},
 \end{aligned}
 \tag{3,48}$$

де x_1, x_2, x_3 - координати призначення;

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 відомо σ_i^τ похибки вимірювання (за стандартним відхиленням) часів затримок $\tau_{L,R,Q}$ надходження сигналу на станцію.

Координати БПЛА обчислюються шляхом знаходження коренів системи рівнянь (3.48) [20]. За умови точного вимірювання часу τ_0 , отримаємо точне рішення системи (3.48) \vec{x}_0 . Необхідно отримати оцінку координат БПЛА при неправильних розмірах векторний компонент $\vec{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]$, где $\tau_1 = \tau_L$, $\tau_2 = \tau_Q$, $\tau_3 = \tau_R$. Для цього розкладемо вектор \vec{x} в ряду Тейлора в околиці точних координат БПЛА \vec{x}_0 , обмежувачись його лінійною частиною:

$$\vec{x}(\tau_0 + \Delta\tau) = \vec{x}(\tau_0) + \left. \frac{\partial \vec{x}}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} (\Delta\tau), \quad (3,49)$$

або

$$\vec{x}(\tau_0 + \Delta\tau) - \vec{x}(\tau_0) = \left. \frac{\partial \vec{x}}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} (\Delta\tau) \quad (3,50)$$

Значення зміщення Δx координати, викликані похибкою вимірювання часу затримки на розм $\Delta\tau$ визначається коефіцієнтами чутливості за таким співвідношенням [21]:

$$\Delta \vec{x}(\tau_0 + \Delta\tau) = \left. \frac{\partial \vec{x}}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} (\Delta\tau) \quad (3,51)$$

де

$$\left. \frac{\partial \vec{x}}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} = \begin{bmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial \tau_1} & \frac{\partial x_1}{\partial \tau_2} & \frac{\partial x_1}{\partial \tau_3} \\ \frac{\partial x_2}{\partial \tau_1} & \frac{\partial x_2}{\partial \tau_2} & \frac{\partial x_2}{\partial \tau_3} \\ \frac{\partial x_3}{\partial \tau_1} & \frac{\partial x_3}{\partial \tau_2} & \frac{\partial x_3}{\partial \tau_3} \end{bmatrix} \quad (3,52)$$

матриця координат першої похідної БПЛА час від часу затримки $\vec{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]$ (матриця Якобі) [22,23].

Кожна координата x_i вектора \vec{x} отримає відповідне відхилення у зв'язку з помилками вимірювання часу затримки, а саме:

$$x_i(t_0 + \Delta\tau) = x_i(t_0) + \sum_{j=1}^3 \frac{\partial x_i}{\partial \tau_j} \Delta\tau_j, \quad i=1\dots3 \quad (3,53)$$

Коефіцієнт (2.53) містить похибку вимірювання координати БПЛА пропорційна похибці вимірювання часу затримки $\Delta\tau_j$, коефіцієнт пропорційності при цьому є функцією чутливості $\frac{\partial x_i}{\partial \tau_j}$ координати x_i змінити час затримки. Знаючи функцію чутливості і виміряну тимчасову затримку, можна знайти значення абсолютної похибки обчисленої координати.

Розглянемо варіант симетричного розташування станцій та джерела звуку, що рухається по маршруту (рис. 3.8).

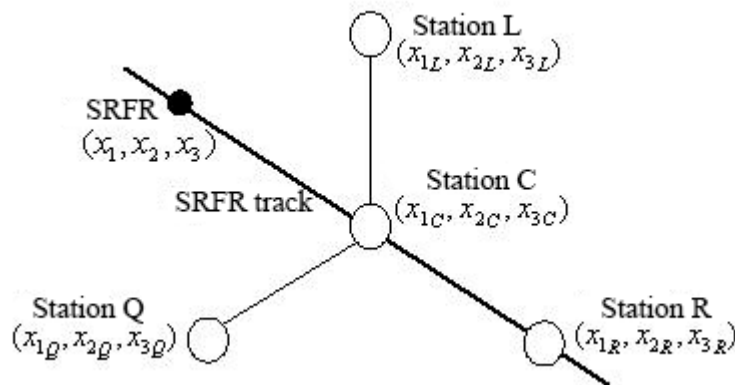


Рис. 3.8 Симетричне розташування станцій з маршрутом джерела звукового випромінювання

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

Таблиця 3.2

Матриці Якобі при наданні БПЛА над станціями L, Q, R, а також над станцією С і за станцією С симетрично до станції R, $\delta\tau_i = 15\%$, $i = \overline{1,3}$

Над станцією Л (вимірювання τ_1)			Над станцією Л (вимірювання τ_2)			Над станцією Р (вимірювання τ_3)			
	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_1}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_2}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_3}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_1}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_2}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_3}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_1}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_2}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_3}$
x_1	5676*103	5482*105	2309*105	2,107*104	6424*104	2088*105	3093*105	4167*105	1316*104
x_2	1703*104	1,76*106	2353*105	2661*105	2452*105	1567*105	1,2*105	2,17*105	1236*104
x_3	3867*105	3002*106	5212*104	3184*105	1116*105	1497*104	5852*105	3,89*105	3,07*105

Над станцією С			Симетрично до станції R щодо станції С			
	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_1}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_2}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_3}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_1}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_2}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_3}$
x_1	4218*104	1,25*103	1705*105	8495*104	6398*104	2316*105
x_2	1593*104	2201*105	1075*105	2,04*105	2828*105	1699*105
x_3	5223*105	5523*104	8,116*104	7,131*105	7628*105	9,04*105

Видно, що найменші значення мають коефіцієнти чутливості при знаходженні БПЛА над станцією С, тобто в центрі системи. У всіх інших випадках коефіцієнти чутливості мають великі значення, і це буде показано тим сильніше, ніж 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 порівнянні з допущеною помилкою в обчисленні координат іншими станціями.

Розташування станцій комплексу та відповідний випадку маршрут, як показано на рис. 3.8, наведені на рис. 3.9 і рис. 3.10.

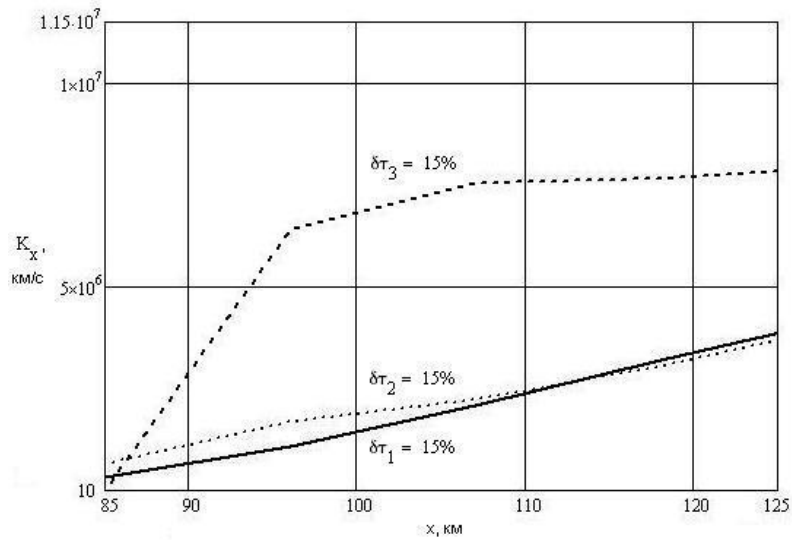


Рис. 3.9 Функції чутливості K_x координати x при русі по маршруту при $\delta\tau_{1,2,3} = 15\%$ (функції чутливості для $\delta\tau_3$ для комбінації розкладів збільшено на коефіцієнт 0,05)

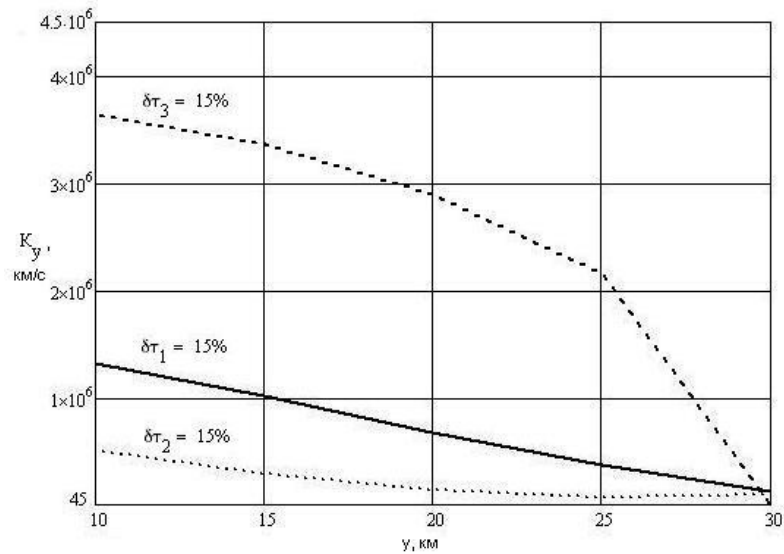


Рис. 3.10 Функції чутливості K_y координати y при русі по маршруту при $\delta\tau_{1,2,3}=15\%$ (функції чутливості для $\delta\tau_3$ для комбінації розкладів збільшено на коефіцієнт 0,2)

3.3.2.2 Застосування функцій параметричної чутливості для зменшення кількості рівнянь TDOA

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

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

- використання модифікованого методу Ньютона, пов'язаного зі зменшенням числа перерахунків матриці приватних похідних;
- виняток 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 надання БПЛА.

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

При незмінній висоті (третя координата) для скорочення часу обчислювального процесу необхідно виключити таку станцію, для якої величина сумарної чутливості координат БПЛА $\sum_{i=1}^3 \frac{\partial x_i(t)}{\partial \tau_j}$ до помилки визначення часу затримки τ_j буде найбільшим. З таблиці 3.2 і рисунків 3.9, 3.10 видно, що під час зняття сБПЛА від станцій комплексу на маршруті,

заданому на рис. 3.8, найбільші значення матимуть коефіцієнти чутливості при зміні $\delta\tau_3$, який вимірюється на станції R і, відповідно, його можна виключити з процесу обчислення координат, що матиме дві переваги: дозволить перейти від системи від трьох рівнянь до системи з двох рівнянь, що зменшить обсяг обчислень а також підвищить точність визначення координат за рахунок виключення процесу розрахунків станції, яка має найбільший коефіцієнт чутливості, а, отже, принесе найбільшу похибку в розрахунках.

3.3.3 Розробка методики визначення координат **БПЛА в системі TDOA** на основі критерію мінімуму зваженої суми квадратів помилок та його аналізу

3.3.3.1 Визначення екстремальної задачі визначення координат **БПЛА** в системі TDOA та її вирішення

Одним із ключових показників загальної продуктивності пасивних комплексів керування звуково-електронною обстановкою є точність визначення координат **БПЛА**. На практиці суттєво впливає на точність вимірювання координат при використанні **TDOA**, видається похибками вимірювання часу надходження сигналу на кожну зі станцій, що входять до складу комплексу. Тому актуальною є проблема мінімізації впливу похибки вимірювання часів надходження сигналу на станції комплексу на точність визначення координат .

Для оцінки впливу похибок вимірювання часів надходження сигналу на точність визначення координат **БПЛА**, розглянемо комплекс, частиною якого є 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).

Задача знаходження координат на основі **TDOA** можна сформулювати як екстремальне завдання на основі критерію мінімуму зваженої суми квадратів похибок рівнянь **TDOA**.

Прийmemo: $\tau_1 = \tau_L$, $\tau_2 = \tau_Q$, $\tau_3 = \tau_R$, $\vec{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]$, $\vec{x} = [x_1, x_2, x_3]$, то функціональність квадрата, що оцінює розмір зваженої суми квадратів помилок, можна записати у вигляді:

$$\text{хв } Дж(x_1, x_2, x_3) = \sum_{i=1}^3 \left[\frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_1 - x_1^i)^2 + (x_2 - x_2^i)^2 + (x_3 - x_3^i)^2} + D_i - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - \tau_i \right]^2 \rho_i \quad (3,54)$$

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

Використовуючи позначення системи (2.2), перепишемо квадратний функціонал (3.54) у більш компактному вигляді:

$$\text{хв } Дж(x_1, x_2, x_3) = \sum_{i=1}^3 \rho_i F_i^2 \quad (3,55)$$

Функція $Дж(x_1, x_2, x_3)$ складається із суми зважених квадратних 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 (2.29) у більш компонентному представленні [27]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial J(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_1} = 0 \\ \frac{\partial J(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_2} = 0 \\ \frac{\partial J(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_3} = 0 \end{array} \right. \quad (3,56)$$

де

$$\frac{\partial J(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_i} = 2 \left\{ \sum_{j=1}^3 F_j(x) \cdot \rho_j \cdot \frac{\partial F_j(x)}{\partial x_i} \right\} = 0 \quad i = 1..3 \quad (3,57)$$

або

$$\begin{aligned} \frac{\partial J(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_i} = & 2 \left(\frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_1 - x_1^1)^2 + (x_2 - x_2^1)^2 + (x_3 - x_3^1)^2} + D_1 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} - \tau_1 \right) \cdot \rho_1 \cdot \frac{\partial F_1(x)}{\partial x_i} \right) + \\ & + \left(\frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_1 - x_1^2)^2 + (x_2 - x_2^2)^2 + (x_3 - x_3^2)^2} + D_2 + \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} - \tau_2 \right) \cdot \rho_2 \cdot \frac{\partial F_2(x)}{\partial x_i} \right) + \\ & + \left(\frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_1 - x_1^3)^2 + (x_2 - x_2^3)^2 + (x_3 - x_3^3)^2} + D_3 + \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} - \tau_3 \right) \cdot \rho_3 \cdot \frac{\partial F_3(x)}{\partial x_i} \right) \end{aligned}$$

$$i = 1..3$$

3.3.3.2 Аналіз розробленої методики визначення координат БПЛА

в Система TDOA при неоднорідно точних вимірюваннях різниць часів затримок надходження сигналів

Для оцінки ефективності запропонованого методу проведемо порівняння результатів обчислення координат рівнянь (2.2) (класичний метод), виконаних розв'язком системи та методу на основі пошуку мінімуму функціональності квадрата. (3,54).

Проведемо розрахунки для двох випадків: коли одна зі станцій має похибку вимірювання затримки часу приходу сигналу більшу, ніж інші і коли дві станції одночасно мають похибку вимірювання затримки час надходження сигналу. Відносно розташування станцій і БПЛА для першого варіанту представлено на рис. 3.11 і., а для другого варіанту на рис. 3.11 б. Результати розрахунків наведені в таблицях 3.3 і 3.4. У таблицях приймаються такі позначення: $x_{1J}, x_{2J}, x_{3J}, D_J, x_{1N}, x_{2N}, x_{3N}, D_N$ - координати та діапазон до БПЛА розраховано методом мінімізації квадратної функціональності та класичним TDOA $\delta x_{1J}, \delta x_{2J}, \delta x_{3J}, \delta D_J, \delta x_{1N}, \delta x_{2N}, \delta x_{3N}, \delta D_N$ - відносні похибки обчислення координат і дальності до БПЛА.

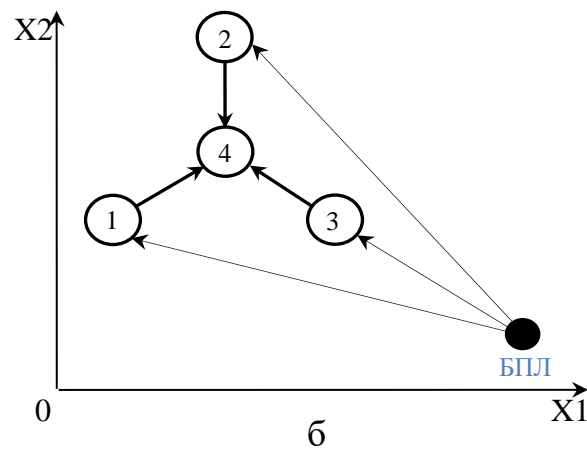
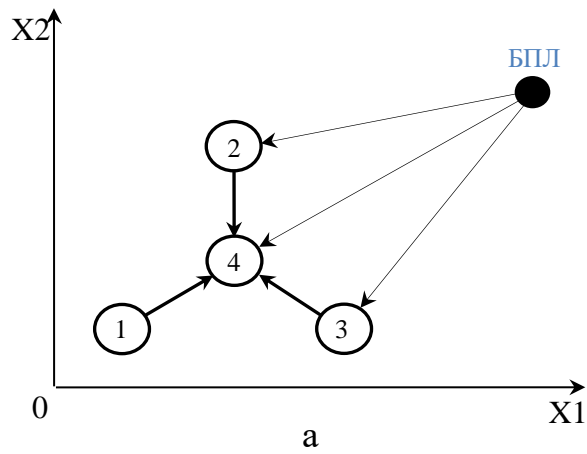


Рис. 3.11 Відносне розташування станцій і БПЛА

Таблиця 3.3

Результати розрахунку при послідовному внесенні помилки в одну зі станцій

<u>Умови обчислювального експерименту</u>								
Ваговий коефіцієнт <i>i</i> -th станції: $\rho_i = 0,0000001$								
Справжні координати БПЛА, км: $x=100$ $y=55$ $z=30$								
Відстань від початку координат до БПЛА, км: $D=118,004$								
$\delta\tau_i = 10\%$								
<i>i</i>	$\frac{x_{1J}}{x_{1N}}$	$\frac{x_{2J}}{y_N}$	$\frac{x_{3J}}{x_{3N}}$	$\frac{\delta x_{1J}}{\delta x_{1N}}$	$\frac{\delta x_{2J}}{\delta x_{2N}}$	$\frac{\delta x_{3J}}{\delta x_{3N}}$	$\frac{D_J}{D_N}$	$\frac{\delta D_J}{\delta D_N}$
1	95,475 81,985	52,873 46,533	25,675 7,481	4,525 18,015	3,867 15,395	14,417 75,063	112,117 94,567	4,989 19,862

2	<u>99,509</u> 117,472	<u>54,444</u> 74,756	<u>29,637</u> 41,459	<u>0,491</u> 17,472	<u>1,011</u> 35,92	<u>1,21</u> 38.197	<u>117,237</u> 145,282	<u>0,65</u> 23.117
3	<u>102,158</u> 115,379	<u>54,848</u> 53,919	<u>30,264</u> 30,908	<u>2,158</u> 15,379	<u>0,276</u> 1,965	<u>0,88</u> 3,027	<u>119,835</u> 131,053	<u>1,552</u> 11.058
$\delta\tau_i = 5\%$								
1	<u>95,486</u> 88,937	<u>52,879</u> 49,798	<u>25,686</u> 18,579	<u>4,514</u> 11.063	<u>3,856</u> 9,458	<u>14,38</u> 38.07	<u>112,132</u> 103,609	<u>4,976</u> 12.199
2	<u>99,521</u> 106,858	<u>54,459</u> 62,754	<u>29,647</u> 34,782	<u>0,479</u> 6,858	<u>0,984</u> 14.098	<u>1,177</u> 15.94	<u>117,257</u> 128,711	<u>0,633</u> 9,073
3	<u>101,401</u> 106,817	<u>54,901</u> 54,521	<u>30,176</u> 30,678	<u>1,401</u> 6,817	<u>0,18</u> 0,871	<u>0,587</u> 2.26	<u>119,193</u> 123,788	<u>1,007</u> 4,902
$\delta\tau_i = 1\%$								
1	<u>95,493</u> 97,302	<u>52,882</u> 53,732	<u>25,693</u> 27,461	<u>4,507</u> 2,698	<u>3,851</u> 2,305	<u>14,357</u> 8,463	<u>112,141</u> 114,494	<u>4,969</u> 2,974
2	<u>99,531</u> 101.179	<u>54,47</u> 56,333	<u>29,654</u> 30,858	<u>0,469</u> 1,179	<u>0,964</u> 2,424	<u>1,153</u> 2,859	<u>117,272</u> 119,845	<u>0,62</u> 1.56
3	<u>100,321</u> 101.256	<u>54,977</u> 54,912	<u>30,042</u> 30.159	<u>0,321</u> 1,256	<u>0,042</u> 0,16	<u>0,14</u> 0,53	<u>118,276</u> 119.07	<u>0,231</u> 0,903

В результаті проведеного дослідження встановлено, що ваговий коефіцієнт порядку розміру ρ_i , при якому виходить найкращий результат обчислення координат станцій, є 10^{-7} , що відповідає порядку похибки, внесеної в вимірювання часів затримок надходження сигналу. Крім того, при великих значеннях вагового коефіцієнта результати розрахунків виходять значно гіршими, а скорочення нижче його величини 10^{-7} не звільняє приз за точність. Тому результати розрахунку лише для цього значення вагового коефіцієнта наведені в таблиці 3.3.

З таблиці 3.3 видно, що при помилці $\delta\tau_i = 10\%$ обчислені координати та діапазон (виділяються в таблиці) методом мінімізації функціональності квадрата значно ближчі до істинних значень у порівнянні з розрахунком з

класичними TDOA. У разі $\delta\tau_2$ і $\delta\tau_3$ 10% також послідовно рівні, результати розрахунків мають ту саму картину: координати і діапазон, розраховані за допомогою мінімізації функціональності квадрата, значно перевершують за точністю обчислення класичними TDOA. Таким чином, за допомогою введення вагового коефіцієнта перед відповідною функцією квадрата можна істотно компенсувати похибку вимірювання тимчасової затримки приходу сигналу i , на відміну від класичної TDOA, щоб отримати прийнятні результати, придатні для позиціонування БПЛА.

Розрахунки таблиці 3.3 також показують, що при зменшенні похибки вимірювання затримки часу приходу сигналу $\delta\tau_i$, $i = 1..3$ кожна зі станцій послідовно до 5% метод мінімізації квадратної функціональності також має перевагу в розрахунках порівняно з класичним TDOA оскільки похибка визначення координат і дальності в першому випадку значно нижча.

У разі зменшення похибки вимірювання затримки часу приходу сигналу так само до 1% точності обчислення відрізняються методом мінімізації квадратної функціональності та класичним TDOA незначно і, в даному випадку, різниця використання того чи іншого методу відсутня. Класичний TDOA в даному випадку ще краще 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 станції, які швидше відповідають цим затримкам, тобто симетричний випадок (див. рис. 3.11 б). В результаті проведеного обчислювального експерименту (таблиця 3.3) було 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 в вимірювання часів затримок приходу сигналу.

З таблиці 3.3 також видно, що у разі зменшення похибки вимірювання затримки часу приходу сигналу двома станціями до 5%, а потім і до 1% тенденція зміни результатів розрахунку схожій на випадок внесення похибки вимірювання тільки в одну зі станцій. При 5% похибки вимірювання тимчасової затримки одночасно двох станцій 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

<u>Умови обчислювального експерименту</u>								
Ваговий коефіцієнт 1-ї та 2-ї станцій: $\rho_1, \rho_2 = 0,0000001$								
Справжні координати БПЛА, км: $x = 96 \quad y = 25 \quad z = 8$								
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	<u>93,894</u> 85,736	<u>24,516</u> 31,097	<u>6,327</u> 6,244	<u>2,194</u> 10,692	<u>1,936</u> 24,388	<u>20,913</u> 21,95	<u>97,248</u> 91,415	<u>2,287</u> 8,148
$\delta\tau_i = 5\%$								
1,2	<u>93,893</u> 90,395	<u>24,516</u> 28,369	<u>6,327</u> 8,353	<u>2,195</u> 5,839	<u>1,936</u> 13,476	<u>20,913</u> 4,412	<u>97,247</u> 95,11	<u>2,288</u> 4,436
$\delta\tau_i = 1\%$								
1,2	<u>93,891</u> 94,792	<u>24,517</u> 25,732	<u>6,327</u> 8,324	<u>2,197</u> 1,258	<u>1,932</u> 2,928	<u>20,913</u> 4,05	<u>97,245</u> 98,575	<u>2,29</u> 0,954

Розв'язання задачі на визначення координат БПЛА диференціальним і дальномерним методом в системах пасивної содар-локації на основі екстремальної постановки розглянуто і проведено порівняльний аналіз точності з класичним методом - розв'язком гіперболічної системи рівнянь.

На основі проведених обчислювальних експериментів можна зробити висновок, що метод мінімізації квадратної функціональності є більш ефективним інструментом розв'язання задачі визначення координат БПЛА методом диференціального та ранжування. Такий підхід дозволяє врахувати похибку вимірювання часу затримки надходження сигналу кожної зі станцій комплексу, що неможливо зробити при класичному розв'язанні системи гіперболічних рівнянь.

Як показують розрахунки, при похибці вимірювань часу приходу сигналу 5% і вище, класичний підхід дає високу похибку обчислення координат БПЛА. На відміну від цього, метод мінімізації квадратної функціональності дозволяє і отримувати в цьому випадку допустимі похибки обчислення координат БПЛА. Ефективне застосування методу можливе також при наявності істотних похибок вимірювання часу надходження сигналу двома станціями комплексу.

3. Розробка алгоритмічного забезпечення

3.1 Постановка задачі 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, а матриці Якобі дозволяють розробити та реалізувати обчислювальний метод, що дозволяє прискорити процес обчислення координат комплексів звукового моніторингу БПЛА.

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 з 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 програмно-апаратні можливості аналізу прийнятих сигналів, а основним недоліком є досить висока, до 10%, похибка визначення координат БПЛА.

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

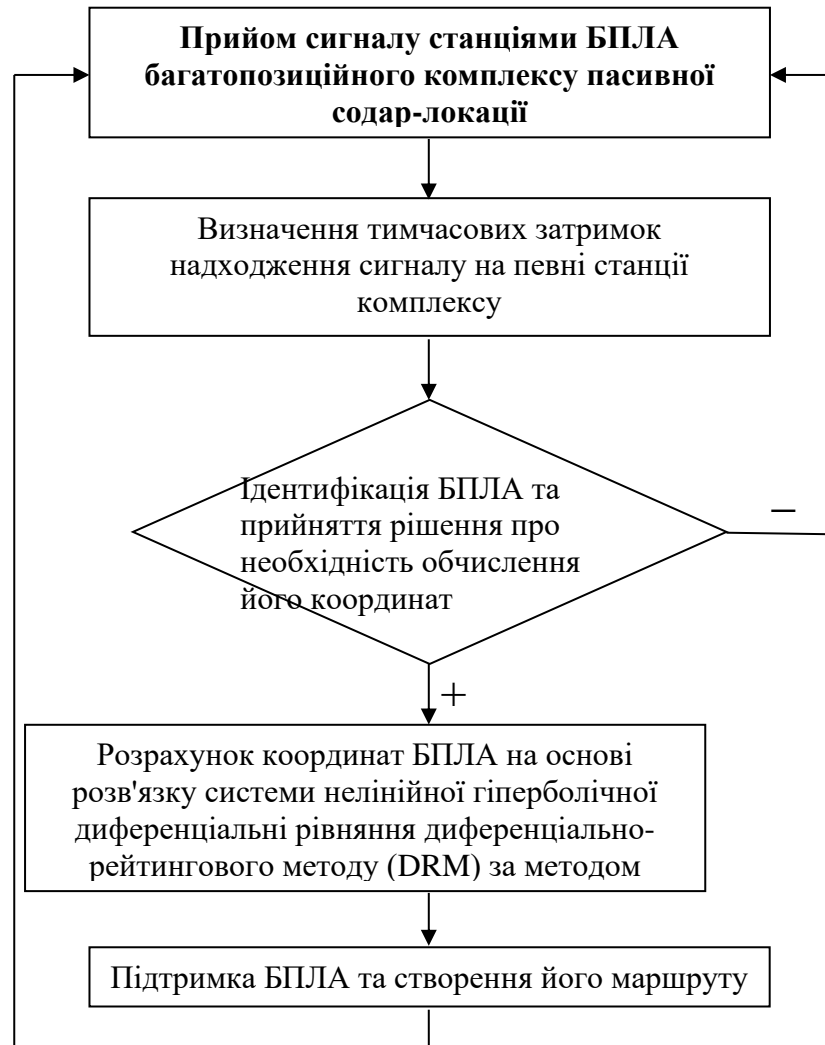


Рис. 3.1. Структурна схема визначення координат БПЛА системи пасивного звукового моніторингу на основі класичної TDOA

Точність визначення координат можна підвищити за допомогою пасивних засобів звукового моніторингу за рахунок іншого підходу до розв'язання системи рівнянь TDOA, заснованого на екстремальній постановці функціональності квадрата, що складається із суми незв'язаних цих рівнянь. з ваговими коефіцієнтами, що враховують похибку визначення координат кожної зі станцій окремо (рис. 3.2).

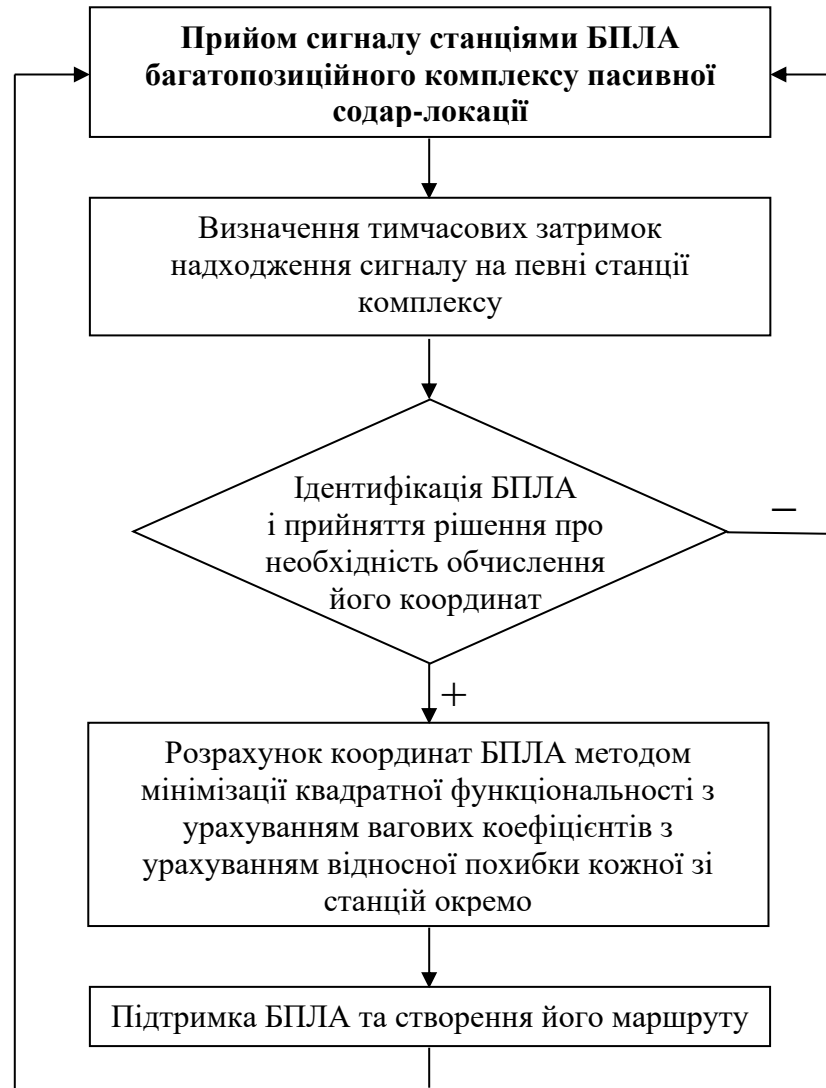


Рис. 3.2. Структурна схема визначення координат БПЛА системи пасивного звукового моніторингу за допомогою крайньої постановки TDOA

Для аналізу та ідентифікації можуть використовуватися частота, час і частотно-часові реакції сигналів SEO.

Серед частотних параметрів:

- значення частот випромінюваних коливань;
- межі ареалів 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 тимчасових параметрів:

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

Обробляйте часово-частотні параметри:

- характер зміни частоти випромінювання звуку в часі (незмінний, змінюється від імпульсу до імпульсу, змінюється в межах імпульсу);
- характер зміни миттєвої частоти звукового випромінювання в межах імпульсу (лінійний, переривчастий, псевдовипадковий, випадковий);
- характер зміни частоти слідування імпульсів звукового випромінювання (незмінний, що змінюється за заданим законом, 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 содарної локації за параметрами звукових викидів необхідно враховувати наступне:

1. 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, виключаються методи обробки з використанням гіпотез стаціонарності та ергодичності.

2. Нестационарність сигналів, що відображають звукове випромінювання содарної станції, викликає необхідність оцінки їх інформативних параметрів протягом усього часу спостереження за

випромінюванням джерел. Зменшення цього часу або використання для таких оцінок обмежених тимчасових сегментів сигналів може істотно знизити їх інформативність, що призведе до погіршення надійності ідентифікації. Ця обставина свідчить про необхідність обробки повнорозмірної реалізації сигналів, що відображають звукове випромінювання, засобів отримання динамічних спектральних оцінок в реальному часі.

3. Складний характер зміни і нестационарність зондуючих сигналів, що відображають закон зміни часу випромінювань содарної станції, викликають необхідність використання послідовної процедури їх аналізу для інформаційно-вимірювальної системи, починаючи з виявлення звуку. випромінювання в деякому, досить широкому діапазоні, подальше уточнення параметрів звукового випромінювання в процесі його спостереження, отримання оцінок параметрів за результатами спостереження на досить тривалому (але не допускаючи втрати актуальності даних) інтервалі часу, і, нарешті, ідентифікація на цій основі джерел випромінювання.

4. З огляду на те, що діапазони можливих однойменних значень, інформативні параметри звукових випромінювань для різних содарних станцій можуть бути заблоковані, однозначна ідентифікація по одному параметру (наприклад, частоті) неможлива. Підвищення достовірності ідентифікації вимагає комплексного використання максимальної кількості інформаційних 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 необхідно передбачити засоби для контрастного аналізу наступних посилок в інформаційно-вимірювальній системі.

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

- безперервний частотний аналіз поточного діапазону, розгорнутого у часі сигналу, з виявленням ділянок зміни його базової (центральної) частоти;
- виділення ділянок діапазону струму, де відбуваються аномальні частотно-часові явища (зміна базової частоти сигналу за безперервним законом, стрибки частоти тощо);
- режим часно-частотної лупи для детального вивчення закону зміни діапазону на виділених ділянках;
- система маркерів для виділення ділянок з аномальними часово-частотними явищами, а також засоби визначення їх протяжності на тимчасовій і частотній осі;

3.2.2 Прийняття рішень при ідентифікації БПЛА за параметрами утворених ними випромінювань

Проблема ідентифікації об'єкта БПЛА засобами пасивного содарлокації належить до динамічних, що вирішуються в безперервно мінливих умовах, що визначається кількома факторами, пов'язаними з особливостями як ідентифікованих об'єктів, так і систем локації, віднесених до категорії спеціалізовані **IMS**:

- зміна умов прийому сигналів, що надходять від об'єктів при їх русі по відношенню до приймальних антен локаційної станції, маневрування об'єктом, зміна характеристик і параметрів випромінювання, що утворюється ним, у тому числі перешкоди;

- зміна властивостей приймальних каналів содарної станції в умовах безперервних змін характеристик, що надходять на входи сигналів, викликає насамперед перевантаження та дію перешкод;

- обмежений час перебування об'єкта в зоні спостереження;

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

Накопичення даних про радіаційні параметри під час сеансу спостереження за об'єктом дозволяє здійснювати безперервну конкретизацію прийнятих рішень до заданого моменту закінчення сеансу спостереження, надійність його ідентифікації була б достатньою для прийняття необхідних оперативних дій. Якщо розглядати проблему ідентифікації з урахуванням зазначеної специфіки, то в її структурі необхідно виділити кілька етапів прийняття рішення залежно від обсягу, наявного на розглянутий момент спостереження даних, умов їх отримання та обробки органом. **IMS** технічні засоби. У виробленні остаточного рішення про ідентифікацію найбільш доцільно виділити наступні етапи:

1. Виявлення звукового випромінювання в смузі частот спостереження та віднесення його до деякого частотного діапазону попередньої обробки сигналів – носіїв інформації про параметри випромінювання об'єкта.

2. Оцінка енергетичних характеристик спостережуваних розвідувальних сигналів та прийняття рішень щодо досягнення достатнього рівня шуму сигналу для виконання вимірювання параметрів звукового випромінювання.

3. Оцінка рівня перешкод та прийняття рішень щодо застосування додаткових заходів підвищення завадостійкості вимірювальних каналів ІМС.

4. Оцінка значень інформативних параметрів звукового випромінювання, накопичення надходять даних про результати оцінки та прийняття рішень про приналежність істинних значень параметрів до діапазонів значень, що дозволяють здійснювати ідентифікацію об'єктів за сукупністю всіх вимірюваних параметрів з достатній ступінь надійності.

5. Комплексний аналіз отриманих результатів вимірювання інформативних параметрів випромінювання та прийняття рішень про належність об'єкта спостереження до заданого класу, типу, зразку тощо.

Система спостереження і контролю об'єктів звукового випромінювання являють собою складні звукотехнічні комплекси, в яких задіяні не тільки апаратні і програмне забезпечення, база знань і даних, а й інтелектуальні ресурси фахівців. Рішення різних рівнів у таких системах приймаються не тільки автоматично технічними засобами на основі формальних алгоритмів, а й операторами, на основі 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 пеленгаційних задач – виявлення випромінювання звуку в смузі частот звукового спостереження вирішується багатовідповідним приймачем, що містить однакові канали, кожен з яких забезпечує вивільнення енергії звуку в смузі частот. Δf_i , ($i = 1, 2, \dots, m$) і порівняння з деяким пороговим значенням E_i (рис. 3.3).

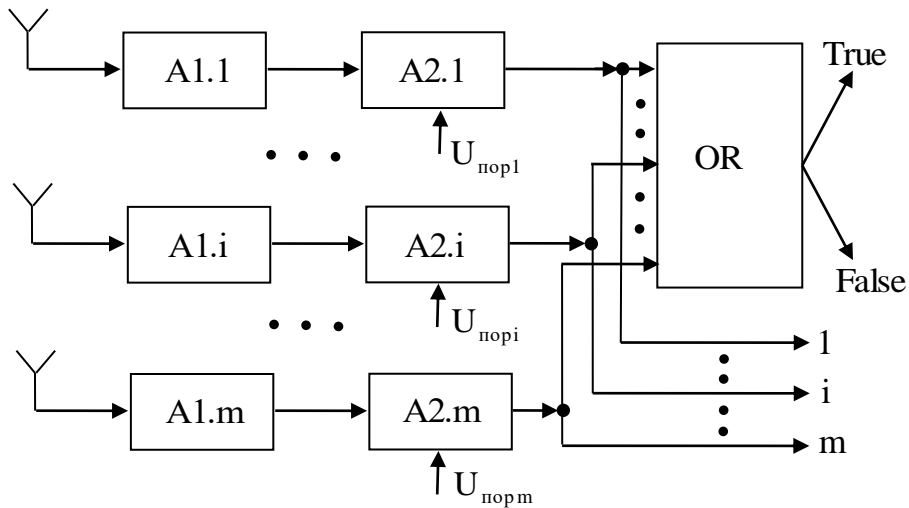


Рис. 3.3. Конструкція багатовідгукового приймача для виявлення звуку в шумі

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

Входить до складу m -канального каналу-приймача частотних каналів, кожен з яких включає $A1$ – пристрій відбору інформаційних ознак сигналу, $A2$ – схему рішення.

Оскільки в системах пасивного содар-локації не можна 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 надійності виявлення випромінювання, як правило, вирішуються цифровими одновідгуковими приймачами з умов прийому сигналу на адитивний шум у вигляді гаусового шуму. Вигин розподілу навколо вихідного шуму вузькосмугового фільтра відповідає закону Релея:

$$\omega(U_w) = \frac{U_w}{\sigma_w} \exp\left(-\frac{U_w^2}{2\sigma_w^2}\right) \quad (3.1)$$

де U_w і σ_w - миттєве та середньоквадратичне значення шуму на виході стрічкового фільтра.

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

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

Коли на приймач впливають як сигнал, так і шум, розподіл розподілу навколо отриманого розподілу на виході фільтра підпорядковується узагальненому закону Релея.

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

де U_c - максимальна амплітуда сигналу на виході фільтра, яка вважається відомим значенням, визначеним за допомогою середнього квадратичного значення шумів $\sigma_{ш}$ і допустиме співвідношення сигнального шуму $q_0 = U_c / \sigma_{ш}$; I_0 - функція Бесселя нульового порядку тут уявна до аргументу;

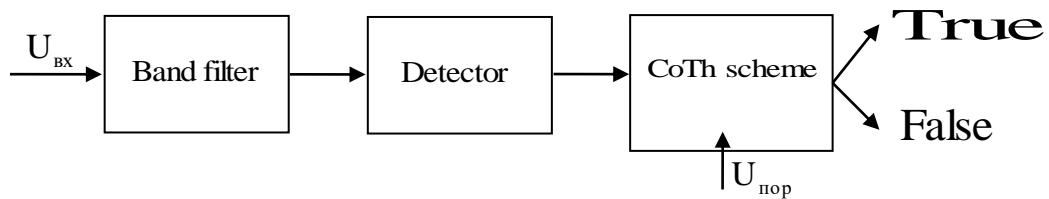


Рис. 3.4. Конструкція фільтрувального одновідукового приймача для виявлення випромінювання звуку в смузі частот Δf_i

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

$$P_{no} = \int_{\beta}^{\infty} \omega(U_{c+ш}) dU_{c+ш} = \int_{\beta}^{\infty} \frac{U_{c+ш}}{q_0} \cdot \exp\left(-\frac{U_{c+ш}^2 + q_0^2}{2q_0}\right) \cdot I_0(U_{c+ш}) dU_{c+ш} \quad (3.4)$$

Формули (2) – (4) можна інтегрувати, вважаючи відношення шумом сигналу. Для прийнятого $P_{лм} \leq 0,1$ і $P_{no} \geq 0,9$ цю залежність можна представити у спрощеному вигляді

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

При незмінному порозі прийняття рішення вимога до показників $P_{но}$ і $P_{лт}$ і по-різному впливають на необхідне значення шуму сигналу. Тож на $P_{но} = 0,99$ і $P_{лт} = 10^{-5}$, необхідне значення $q_0 = 53,6$, якщо $P_{лт} = 0,9$ і $P_{но} = 0,1$, то значення коефіцієнта 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 лише після нелінійної обробки сигналів, що вигинається детектором, оскільки на початковому погляді ці сигнали мають випадкову початкову фазу. З іншого боку, нелінійна обробка погіршує відношення сигнального шуму після вигину детектора. Якщо характеристика детектора апроксимується квадратною параболою виду $U_{вых} = a \cdot U_{вх}^2$, а коефіцієнт шуму сигналу на його вході дорівнює $U_c / \sigma_{ш} = \sqrt{q_0}$, то на його кінці відношення шум сигналу буде рівним

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

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

$$\frac{U_{вых.с}}{U_{вых.ш}} \approx \frac{U_c}{2\sigma_{ш}} \gg 1 \quad (3.7)$$

Якщо $q_0 \ll 1$ і $U_c \ll \sigma_{ш}$, то вихідний коефіцієнт сигналу шум набагато менше одиниці

$$\frac{U_{вых.с}}{U_{вых.ш}} \approx \left(\frac{U_c}{\sigma_{ш}} \right) \ll 1 \quad (3.8)$$

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

Якщо виявлення проводиться на пачці з N_c сигналів і вимагає досягнення необхідної надійності розпізнавання, щоб забезпечити співвідношення на його вході $q_{0\Sigma}$, потім з обліком коефіцієнта α_{dem} втрати в детекторі відношення має зробити сигнал шуму одного сигналу

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

З наведених результатів аналізу показників надійності виявлення звукопродукції одним каналом приймача випливає, що вирішальне значення має вихідне співвідношення по надійності сигналу - фільтра вхідного шуму. Погіршення зазначеного коефіцієнта багаторазово може погіршити співвідношення на вході пристрою, що приймає рішення. При малих співвідношеннях сигнал - шум несуча-приймач спроба покращити його на вході пристрою прийняття рішень за рахунок накопичення може бути неефективною. Враховуючи також, що за відсутності попередньої інформації про параметри знайденого сигналу визначення задачі створення оптимальної схеми фільтрації є невірним, необхідно 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 антеною пряма видимість, відсутня багатопроменеве поширення хвиль і об'єкт не рухливий. Насправді ці умови не виконуються і амплітуда сигналу, що надходить, змінюється випадковим чином. Як показують дослідження, проведені в (8), структура приймача та його алгоритм залишаються незмінними, однак для досягнення тих же показників надійності $P_{лм}$ і $P_{но}$ чим більше значення середньої величини коефіцієнта потрібно шум сигналу на його вході

$$q_{0cp} = 2 \left(\frac{\lg 1/P_{эл}}{\lg 1/P_{но}} - 1 \right) \quad (3.10)$$

Залежність (10) може бути використана для створення характеристик приймача. Їх аналіз свідчить про значний вплив незнання амплітуди на показники надійності виявлення. Зокрема, в тій області характеристик, де P_{no} великий, і P_{lm} невелика, незнання амплітуди призводить до значного збільшення (у сотні разів) необхідного значення шуму сигналу. У сфері малих значень P_{no} випадкові зміни амплітуди (її випромінювання) можуть полегшити виявлення, навпаки.

Для оцінки показників надійності виявлення багатовідповідного приймача, побудованого на основі використання однакових каналів, необхідно знайти залежність імовірнісних характеристик усієї системи від ймовірностей. $P_{no.i}$ і $P_{lm.i}$ ($i = 1, 2, \dots, m$) окремо i -й канал. Завдяки ідентичності схем обробки та незалежності шуму від ймовірності правильного виявлення та ймовірності помилкової тривоги, що діє в них у різних каналах, можна вважати однаковими $P_{lm.i} = P_{lm.j}$ і $P_{no.i} = P_{no.j}$ на $i \neq j$. Імовірність помилкового виявлення сигналу пов'язана системою з ймовірністю помилкового виявлення певними каналами співвідношення $P_{lm} = 1 - (1 - P_{lm.i})^m$. В $P_{lm.i} \ll 1$ в біноміальному ряду P_{lm} можливо, потім обмежиться першими двома компонентами

$$P_{lm} = m \cdot P_{lm.i} \quad (3.11)$$

Формула (11) показує, що ймовірність помилкової тривоги в m -канальній системі в m разів більше ймовірності помилкової тривоги в окремій схемі обробки.

Імовірність вступу P_{np} Сигнал багатоканального приймача дорівнює роботі ймовірностей $P_{np.i}$ допуск у відповідний канал за ймовірністю $[(1 - P_{lm.i})^{m-1}]$ Також виражено не перевищення шумової напругою порогу в усіх інших схемах $P_{np} = P_{np.i} \cdot [(1 - P_{lm.i})^{m-1}]$. Для випадку, коли $[(m-1) \cdot P_{lm.i}] \ll 1$, другий множник можна прийняти рівним 1, і, з огляду на те, що ймовірність

допуску і правильного виявлення однозначно визначають один одного $P_{np} = 1 - P_{no}$ і $P_{np,i} = 1 - P_{no,i}$, ми отримуємо

$$1 - P_{no} \approx 1 - P_{no,i}, \text{ або } P_{no} \approx P_{no,i} \quad (3.12)$$

тому ймовірність правильного виявлення від ідентичних приймачів приблизно дорівнює в системі ймовірності правильного виявлення певним каналом.

Поряд з помилковим виявленням і допуском сигналу в багатоканальний приймач можуть мати місце спотворення, що полягають у тому, що за наявності j -го сигналу буде перевищений поріг в j -му схемі і здається, що є j -й сигнал. Ймовірності спотворення $P_{иск}$ і правильна інструкція $P_{нус}$ однозначно визначають один одного $P_{иск} = 1 - P_{нус}$. Провівши подібні міркування, ми виявимо, що ймовірність правильної інструкції дорівнює $P_{нус} = P_{no,i} \cdot (1 - P_{лт,i})^{m-1}$. Враховуючи, що для $m \gg 1$, $(1 - P_{лт,i})^{m-1} \approx 1 - m \cdot P_{лт,i}$, отримуємо ймовірність спотворення $P_{иск} = 1 - P_{нус} = 1 - P_{no,i} + m \cdot P_{no,i} \cdot P_{лт,i}$, яке можна виразити через ймовірнісні характеристики всієї m -канальної системи, враховуючи формули (11) і (12):

$$P_{иск} = 1 - P_{no} + P_{no} \cdot P_{лт} \quad (3.13)$$

Формули (11) і (12) якраз і дозволяють перейти від наведених вище співвідношень (5) і (10) для даних про продуктивність одного каналу до даних про продуктивність багатоканального приймача. Для цього необхідно зробити заміну в формулах (5) і (10) що стоять там ймовірності правильного виявлення і помилкової тривоги для одного каналу, відповідні ймовірності для m -канальної системи, і, зробивши перетворення, отримаємо вирази даних продуктивності приймача для випадків виявлення сигналу з невідомою фазою

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

і невідомі фаза і амплітуда

$$q_{0cp} = 2 \left(\frac{\lg m + \lg 1/P_{\text{лм}}}{\lg 1/P_{\text{но}}} - 1 \right) \quad (3.15)$$

Співвідношення (14) і (15) показують, що якщо забезпечення сигналу на тимчасовій і частотній осях заздалегідь невідоме (випадок на практиці), то при виявленні m -каналу необхідне співвідношення шуму сигналу, що забезпечує необхідне, зростає $P_{\text{но}}$ і $P_{\text{лм}}$, досягається одноканальним приймачем. Однак це збільшення невелике, як і в усіх формулах, що визначають значення q_0 , входить логарифм кількості каналів m .

Другим етапом у переліку рішень при ідентифікації об'єкта є оцінка енергетичних характеристик спостережуваних сигналів і прийняття рішення про достатність співвідношення сигнального шуму для виконання вимірювання параметрів випромінювання. Оцінка проводиться по вихідній напрузі активного каналу приймача. Кінцевою метою оцінки є знаходження середнього значення вихідної напруги детектора, що вигинається. Для прийняття рішення про коефіцієнт струму шум сигналу необхідно знайти і середньоквадратичне значення відхилення вихідної напруги. Оскільки при ідентифікації об'єктів методом пасивного содар-локації попередніх даних про спостережуваний сигнал немає (на відміну від активної локації),

Розглянемо далі, що вихідна напруга приймача пропорційна функції достовірності. А оскільки максимум експонентів збігається з максимумом його показника, то задача оцінки буде полягати в пошуку максимуму вихідної напруги $U_{\text{вих}}(e)$, знайдене випромінювання в залежності від параметра потужності e , має вигляд зазначена залежність

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

де $S(e)$ - сигнал, і $H(e)$ - 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 в параметрі e .

У разі коли $q_0 \ll 1$, вихідна напруга приймача містить численні шумові викиди, що перевищують приріст, викликаний спостережуваним сигналом,

і однозначна оцінка в таких випадках неможлива, оскільки ймовірність помилки велосипеда.

В $q_0 \gg 1$ і $q_0 \gg \sqrt{q_0}$, приріст $U_{\text{вх}}$, викликаний спостережуваним сигналом, виділяється набагато більше шуму, що забезпечує малу ймовірність помилки. Чим більше e , тим менше спотворюється функція шумового сигналу, зсув максимуму вихідної напруги щодо енергії випромінювання та менша дисперсія оцінки \hat{e} і ϵ вище, ніж точність оцінки.

Сигнальна функція завжди парна і є симетричною відносно істинним значенням e_0 . Потім, о $q_0 \gg 1$ середнє за набором оцінок має бути однаково істинним значенням, тобто не передбачається зсув оцінки. Крім того, теорія показує, що при нормальному шумі і $q_0 \gg 1$ метод максимуму достовірності дає асимптотично ефективну оцінку. З іншого боку, із суті методу максимуму функції достовірності можна стверджувати, що дисперсія оцінки та ймовірності неправильного рішення (рис. 2.11) буде тим меншою, ніж вже пік сигнальної функції і вже автокореляційна функція вхідного сигналу у вимірюваному параметрі e .

Для знаходження оцінки \hat{e} справжнє значення параметра $e = e_0$, необхідно знайти значення \hat{e}_0 , що відповідає максимуму $U_{\text{вх}}(e)$.

Прирівнювання похідної від $U_{\text{вх}}(e)$ до нуля, отримуємо

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

В $q_0 \gg 1$ оцінка $\hat{e}_0 \cong e_0$, а якщо в другому складено замість \hat{e}_0 замінити e_0 , потім статистичні характеристики стохастичної функції $H(e)$ при стаціонарному вході процес практично не зміниться:

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

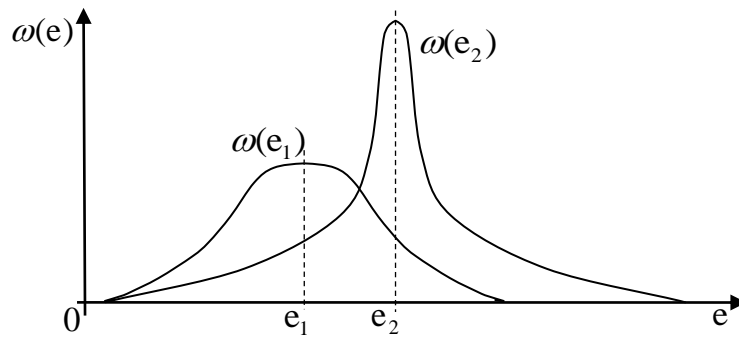


Рис. 3.5. ω щільність ймовірності для малих $\omega_1(e)$ і великий $\omega_2(e)$ відношення сигнал/шум

Давайте розповсюдимо функцію $S(e)$ підряд Тейлор в околиці точки e_0

$$S(e) = S(e_0) + (e - e_0) \cdot S'(e_0) + \frac{(e - e_0)^2}{2} \cdot S''(e_0) + \dots,$$

в якому перший складений – постійний компонент, другий, завдяки парності $S(e)$, дорівнює 0. Тому при диференціювання $S(e)$ у формулі (16) отримаємо співвідношення

$$(\hat{e}_0 - e_0) \cdot S''(e_0) + H'(e_0) = 0.$$

Припускаючи це $S''(e_0)$ - не випадковий розмір, ми отримаємо розсіювання оцінки

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

Представимо шумову функцію у вигляді $H(e) = \sqrt{q_0} \cdot h(e)$, де $h(e)$ - оцінений випадковий процес із середньоквадратичним значенням, рівним одиниці, і зробивши підстановку у формулу (17), будемо мати

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

Функція $h'(e_0)$ дорівнює значенню другої похідної кореляційної функції цього процесу зі знаком повернення при нульовому значенні аргументу, тому $\sigma^2[h'(e_0)] = -k''_{h_0}(0)$. Тоді нижнє значення дисперсії оцінки параметра e можна отримати, якщо припустити, що фільтр приймача узгоджується з

сигналом. У цьому випадку номінальна автокорельована функція шуму на виході фільтра збігається з номінальною 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 (19) і (20) в (18), отримаємо розсіювання оцінки:

$$\sigma^2(e) = -\frac{1}{q_0 \cdot k_0''(0)} \quad (3.23)$$

Фізичний зміст коефіцієнта (23) відображає зв'язок дисперсії оцінки, відношення шуму сигналу q_0 і параметр «вузькості» автокорельованої функції $k_0''(0)$ сигнал. Якщо збільшення відношення сигналу шум q_0 визначає розмір дисперсії, а, отже, і ймовірність помилки при прийнятті рішення на даному етапі ідентифікації відповідно до

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

що не можна розглядати вплив властивостей автокореляційної функції прийнятого сигналу на надійність прийнятих рішень, оскільки попередньої інформації про ці властивості немає.

Розглянуте вище це справедливо для випадку дії шумів у вигляді гауссового шуму. В якості таких шумів можуть виступати внутрішні шуми обладнання, космічний шум, шум атмосфери тощо. Якщо шуми з іншим розподілом, наприклад, цілеспрямовано створені, то формальні алгоритми прийняття рішень, на підставі зазначених вище причин, діють на вхід пасивної системи содар-локації, неефективні. Необхідний облік великої кількості ознак сигналу та облік властивостей реальних шумів. Залучення інтелектуального ресурсу людини-оператора в багатьох випадках може полегшити проблему орієнтації.

Проблеми прийняття рішень на наступних етапах ідентифікації об'єкта (з 3 на 5) ще важче піддаються формалізації, тому залучення оператора поряд з використанням баз даних і баз знань ще більш виправдане. Однак необхідно враховувати обмежені можливості людини як частини людино-машинних систем обробки інформації. Так кількість ознак, які здатна прийняти людина при ідентифікації об'єкта, не перевищує (7 ± 2) . Необхідний час ідентифікації для взаємопов'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 букв фрази N_B ; дискретні вимірювані розміри – з числа десяткових категорій N_Z .

Для зазначених випадків отримано наступні розміри необхідного часу ідентифікації:

- для аналогових пристроїв $t_{ia} = 0,1ld\left(\frac{50}{F} + 1\right)$ [с], де ld - динамічний логарифм за основою 2;

- для цифрових пристроїв $t_{iz} = 0,061(1 + 3,33N_z)$ [с], у $N_z \geq 1$, на $N_z = 0$, $t_{iz} = 0$

- для алфавітної інформації $t_{ib} = 0,1(1 + 1,25N_B)$ [с], at $N_B \geq 1$, на $N_B = 0$, $t_{ib} = 0$

За наведеними вище формулами розраховуються значення обмеження швидкості отримання інформації, прийнятні для людини-оператора, залежно від форми її подання: зв'язний текст – 19,3 біт/с; послідовності букв – 22,4 біт/с ($N_z = 4$); аналогові вимірювані розміри, які зчитуються з показуючих приладів при почергових вимірюваннях – 9,3 біт/с ($F=2,5$).

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

$$J_{ms_i} = 11,75 \frac{N_B + 0,7N_Z}{1 + 0,4N_B + 0,15N_Z} \text{ [bps]}, (N_z \neq 0, N_B \neq 0) \quad (3,25)$$

Мінімальний час ідентифікації повідомлення, що характеризує об'єкт, становить

$$t_i = 0,4(1 + 0,4N_B + 0,15N_Z) \text{ [s]} \quad (3,26)$$

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

Істотним обмеженням є також обмеження на час ідентифікації об'єкта за наборами ознак, а також значне погіршення ідентифікації при збоях в роботі технічних засобів системи, у тому числі викликаних дією перешкод і перевантажень інформаційних каналів системи. Все це свідчить про необхідність удосконалення структури засобів ідентифікації у складі спеціалізованих інформаційно-вимірювальних систем пасивного звукового моніторингу, а також удосконалення алгоритмів їх функціонування максимальної кількості завдань багатоетапної ідентифікації вирішено з мінімальною участю особи оператора.

3.3 Розробка алгоритмів визначення координат БПЛА в ДРС та їх аналіз

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

3.3.1.1 Розв'язання задачі вимірювання диференціальних і дальних координат за модифікованим методом Ньютона

Зараз пасивні комплекси автоматичного виявлення і створення маршрутів руху повітряних цілей, **безпошуковий** на космос, на випромінювання їх бортових звуково-електронних засобів на базі **TDOA** вимірювання координат отримали широке поширення.

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 L1, L2, L3, С (рис. 3.6). Це дозволяє забезпечити однозначне вирішення задачі вимірювання трьох координат повітряних цілей у круговому просторовому секторі.

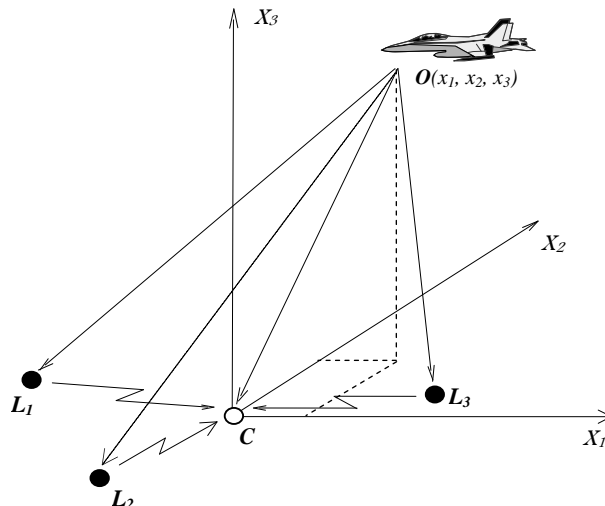


Рис. 3.6. Відносне позиціонування комплексу пасивної содар-локації іБПЛА

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

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{1}{c}(OL_1 + CL_1 - OC); \\ \tau_2 &= \frac{1}{c}(OL_2 + CL_2 - OC); \\ \tau_3 &= \frac{1}{c}(OL_3 + CL_3 - OC), \end{aligned} \quad (3,27)$$

Де $\tau_{1,2,3}$ - затримки часу надходження сигналу від мети на центральну станцію С через бічні станції L1, L2, L3.

- відстані між БПЛА та бічні станції;
- відстані між бічними станціями та центральними;
- відстань між БПЛА і центральний вокзал.

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

$$\begin{aligned} F_1(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^1)^2 + (x_2 - x_2^1)^2 + (x_3 - x_3^1)^2} + D_1 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - \tau_1 = 0; \\ F_2(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^2)^2 + (x_2 - x_2^2)^2 + (x_3 - x_3^2)^2} + D_2 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - \tau_2 = 0; \\ F_3(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^3)^2 + (x_2 - x_2^3)^2 + (x_3 - x_3^3)^2} + D_3 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - \tau_3 = 0, \end{aligned} \quad (3,28)$$

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 i -ї станції в тривимірному просторі R^3 .

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

Загалом, методи розв'язку систем нелінійних рівнянь $F(x) = 0$, що гарантує отримання прийняттого результату, не існує. За умови реалізації певних вимог до властивостей нелінійних рівнянь ефективним методом рішення 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

$$\frac{\partial F_j(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_i} = \frac{x_i - x_i^j}{\sqrt{\sum_{i=1}^3 (x_i - x_i^j)^2}} - \frac{x_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^3 x_i^2}}, \quad i = 1..3, j = 1..3. \quad (3,30)$$

На розглянутій території $\Omega \in \mathbb{R}^3$ тривимірний простір \mathbb{R}^3 векторна 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 рядок Тейлора в точку x^* лівої частини системи:

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

Припускаючи це x^* - існує розв'язок системи, права частина (2.3) буде прирівняна до нуля, і, нехтуючи залишковим членом $R(x^* - x_k)$, отримаємо схему Ньютона:

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

Розв'язування рівняння (2.6) досить нового підходу x_{k+1} , давайте 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 - не вироджена. Ефективність методу Ньютона полягає в тому, що проводиться оцінка [12]:

$$\|x_{k+1} - x^*\| \leq c \|x_k - x^*\|^2 \quad (3.34)$$

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

Включаючи в ряд членів Тейлора другого порядку, можна отримати обчислювальну схему, що має кубічну збіжність:

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

Для реалізації цієї схеми знадобиться знайти n^2 приватних похідних першого порядку і n^3 приватних похідних другого порядку. Крім того, виконати 2 адреси матриць. При такому обсязі обчислювальних операцій

навіть збільшення швидкості збіжності не дозволяє цій схемі конкурувати з ітераціями першого і другого порядку.

Менш дорогою схемою третього порядку є схема:

$$x_{k+1} = x_k - F'(x_k)^{-1} \left[F(x_k) + F(x_k - F'(x_k)^{-1} F(x_k)) \right], \quad (3,36)$$

який фактично 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 разі $\omega = 1$ і $\lambda = 0$, що (3.37) зводиться до класичного методу Ньютона.

Ітерація за формулою (3.35) не має надлінійної швидкості збіжності методу Ньютона.

Одна з вимог збіжності ітераційного процесу полягає в поетапному зменшенні деякої норми, тобто має бути виконана 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 вибирається таким чином, щоб виконувалася умова (37). Достатні умови проживання таких коефіцієнтів наведено в [14].

При поганій умовності матриці похідних $F'(x)$ підбір розміру λ на ітерації (2.9) можна досягти невиродженості результуючої матриці $F'(x) + \lambda I$.

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

3.3.1.2 Дослідження збіжності розв'язку задачі вимірювання диференціальних і дальних координат за методом Ньютона з одноразово підрахованою матрицею Якобі

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

$$F(x^k) + F'_x(x^k)(x^{k+1} - x^k) = 0. \quad (3,40)$$

Щоб знайти x^{k+1} , необхідно розв'язати систему лінійних алгебраїчних рівнянь (2.1), початкове представлення 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 (2.1) 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 має вигляд:

$$F'_x(x^k)x^{k+1} = F'_x(x^k)x^k - \omega^k F(x^k) = 0. \quad (3,42)$$

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

У цьому випадку можна використовувати 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 **діагональна доміантна** що дозволить покращити 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 рішення системи (2).

Після кількох ітерацій (2.18) і появи наближень x_{k+1} до області збіжності методу Ньютона можна повернутися до класичної схеми (2.13), збільшивши тим самим швидкість збіжності до точного рішення вихідної системи (2.2).

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

$$R = \rho\{I - [F'_x(x^*)]^{-1} F'_x(x^*)\} < 1, \quad (3,45)$$

Чим менший розмір R , тим швидша збіжність ітерацій (2.13).

Дозволяє $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ – власні значення матриці

$$G = I - [F'_x(x^*)]^{-1} F'_x(x^*). \quad (3,46)$$

Визначимо спектральний радіус матриці G as $\rho = \max_i \{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$

$$\rho = \max_i \{\operatorname{Re} \lambda_1, \dots, \operatorname{Re} \lambda_n\}, \quad (3,47)$$

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

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

- використання модифікованого методу Ньютона, пов'язаного зі зменшенням числа перерахунків матриці приватних похідних [16];
- виняток 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-яка з координат надання **БПЛА** [17.18].

3.3.1.3 Аналіз точності визначення координат БПЛА розробленим методом за допомогою комп'ютерного моделювання

Рішення системи рівнянь (2.2) було прийнято методом Ньютона в середовищі комп'ютерного моделювання MATCAD, в результаті якого координати маршруту визначаються на основі експериментальних даних вимірювання та подальшої фільтрації затримок часу приходу 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.

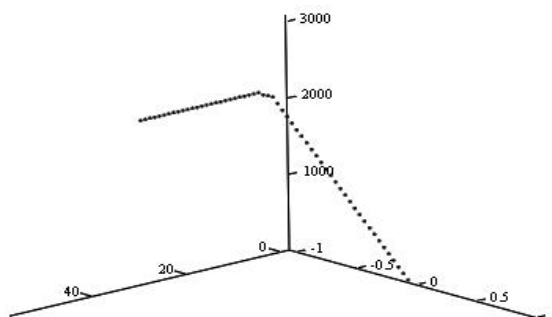


Рис. 3.7 Маршрут БПЛА будується при обчисленні матриці приватних похідних на кожному кроці ітерації

Крім того, було проведено аналіз можливості скорочення часу обчислень за рахунок використання матриці (2.3) без її перерахунку на кожному ітераційному кроці, тому встановлено, що використання однієї і тієї ж матриці для кількох кроків ітерації без можливе значне погіршення точності для фіксованої кількості ітерацій. Результати розрахунку наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1

Залежність точності визначення координат БПЛА про кількість ітерацій при перерахунку матриці Якобі

$\varepsilon = x_{k+1} - x_k,$ М	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

Так, у підрозділі 2.1 метод визначення координат с **БПЛА** чисельним розв'язком нелінійної задачі диференціала та ранжування **координатне вимірювання**, на основі модифікованого методу Ньютона розроблено.

Показано доцільність використання одного і того ж визначника матриці приватних похідних для двох-трьох кроків ітерації, що дозволяє скоротити в 2-3 рази час обчислень із задовільною точністю обчислень.

Запропонований метод дозволяє будувати безперервні сліди повітряних цілей при короткочасній втраті випромінюваних ними сигналів. Допустимий інтервал часу відсутності сигналів дорівнює 3-5 періодам сканування антенної системи, встановленої на борту цілі.

3.3.2 Аналіз нелінійної задачі диференціала та ранжування **координатне вимірювання** за допомогою функцій параметричної чутливості

3.3.2.1 Використання функцій параметричної чутливості для визначення абсолютної похибки визначення координат БПЛА

Важливим завданням при розробці систем пасивного содар-локації є проблема визначення похибки обчислення координат **БПЛА**. У разі виявлення **БПЛА** по різному виведенню з несеної системи пасивного содар-локації, одним з ефективних способів визначення абсолютної похибки вимірювання координат є метод функцій чутливості, пов'язаний з вивченням впливу зміни вхідних параметрів на зміну вихідних днів. . Вхідні параметри в системах пасивної содар-локації мають на увазі як тимчасові

затримки надходження сигналу БПЛА на станції комплексу, а у вихідні дні – координати с БПЛА [19] обчислюється комплексно.

При вивченні динамічних систем часто використовується поняття однозначної відповідності між векторами вхідних і вихідних параметрів, які можна визначити за допомогою диференціальних рівнянь, рівнянь стану чи 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 допущеннями. 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, що дає інформацію про чутливість системи до обурень.

До розглянутої системи входять чотири рознесені станції С, R, L і Q (рис. 3.8), а для визначення координат застосовується диференціальний і дальномерний метод, заснований на вимірюванні різниці часів приходу сигналу від БПЛА на бічних станціях по відношенню до центральних і побудові на них використовуються відповідні гіперболи. Розташування БПЛА – точка перетину трьох гіперболоїдів обертання.

Для визначення координат об'єкта в даний момент часу необхідно розв'язати систему гіперболічних рівнянь (2.1).

Система рівнянь (2.1) виражається через координати БПЛА та станції комплексу у вигляді:

$$\begin{aligned}
 F_L &= \frac{1}{c}(\sqrt{(x_1 - x_{1L})^2 + (x_2 - x_{2L})^2 + (x_3 - x_{3L})^2} + D_L - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2}) - \tau_L = 0; \\
 F_R &= \frac{1}{c}(\sqrt{(x_1 - x_{1R})^2 + (x_2 - x_{2R})^2 + (x_3 - x_{3R})^2} + D_R - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2}) - \tau_R = 0; \\
 F_Q &= \frac{1}{c}(\sqrt{(x_1 - x_{1Q})^2 + (x_2 - x_{2Q})^2 + (x_3 - x_{3Q})^2} + D_Q - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2}) - \tau_Q = 0; \\
 D_L &= \overline{LC}, D_R = \overline{RC}, D_Q = \overline{QC},
 \end{aligned}
 \tag{3,48}$$

де x_1, x_2, x_3 - координати призначення;

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 відомо σ_i^{τ} похибки вимірювання (за стандартним відхиленням) часів затримок $\tau_{L,R,Q}$ надходження сигналу на станцію.

Координати БПЛА обчислюються шляхом знаходження коренів системи рівнянь (3.48) [20]. За умови точного вимірювання часу τ_0 , отримаємо точне рішення системи (3.48) \vec{x}_0 . Необхідно отримати оцінку координат БПЛА при неправильних розмірах векторний компонент $\vec{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]$, где $\tau_1 = \tau_L$, $\tau_2 = \tau_Q$, $\tau_3 = \tau_R$. Для цього розкладемо вектор \vec{x} в ряду Тейлора в околиці точних координат БПЛА \vec{x}_0 , обмежувачись його лінійною частиною:

$$\vec{x}(\tau_0 + \Delta\tau) = \vec{x}(\tau_0) + \left. \frac{\partial \vec{x}}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} (\Delta\tau), \quad (3,49)$$

або

$$\vec{x}(\tau_0 + \Delta\tau) - \vec{x}(\tau_0) = \left. \frac{\partial \vec{x}}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} (\Delta\tau) \quad (3,50)$$

Значення зміщення Δx координати, викликані похибкою вимірювання часу затримки на розм $\Delta\tau$ визначається коефіцієнтами чутливості за таким співвідношенням [21]:

$$\Delta \vec{x}(\tau_0 + \Delta\tau) = \left. \frac{\partial \vec{x}}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} (\Delta\tau) \quad (3,51)$$

де

$$\left. \frac{\partial \vec{x}}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} = \begin{bmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial \tau_1} & \frac{\partial x_1}{\partial \tau_2} & \frac{\partial x_1}{\partial \tau_3} \\ \frac{\partial x_2}{\partial \tau_1} & \frac{\partial x_2}{\partial \tau_2} & \frac{\partial x_2}{\partial \tau_3} \\ \frac{\partial x_3}{\partial \tau_1} & \frac{\partial x_3}{\partial \tau_2} & \frac{\partial x_3}{\partial \tau_3} \end{bmatrix} \quad (3,52)$$

матриця координат першої похідної БПЛА час від часу затримки $\vec{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]$ (матриця Якобі) [22,23].

Кожна координата x_i вектора \vec{x} отримає відповідне відхилення у зв'язку з помилками вимірювання часу затримки, а саме:

$$x_i(t_0 + \Delta\tau) = x_i(t_0) + \sum_{j=1}^3 \frac{\partial x_i}{\partial \tau_j} \Delta\tau_j, \quad i=1\dots3 \quad (3.53)$$

Коефіцієнт (2.53) містить похибку вимірювання координати БПЛА пропорційна похибці вимірювання часу затримки $\Delta\tau_j$, коефіцієнт пропорційності при цьому є функцією чутливості $\frac{\partial x_i}{\partial \tau_j}$ координати x_i змінити час затримки. Знаючи функцію чутливості і виміряну тимчасову затримку, можна знайти значення абсолютної похибки обчисленої координати.

Розглянемо варіант симетричного розташування станцій та джерела звуку, що рухається по маршруту (рис. 3.8).

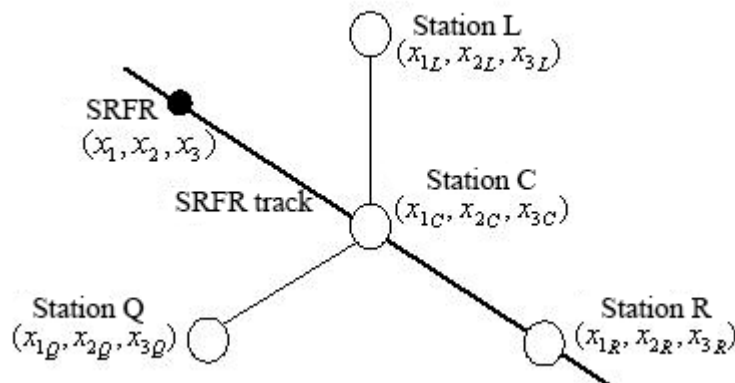


Рис. 3.8 Симетричне розташування станцій з маршрутом джерела звукового випромінювання

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

Таблиця 3.2

Матриці Якобі при наданні БПЛА над станціями L, Q, R, а також над станцією С і за станцією С симетрично до станції R, $\delta\tau_i = 15\%$, $i = \overline{1,3}$

Над станцією Л (вимірювання τ_1)			Над станцією Л (вимірювання τ_2)			Над станцією Р (вимірювання τ_3)			
	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_1}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_2}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_3}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_1}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_2}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_3}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_1}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_2}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_3}$
x_1	5676*103	5482*105	2309*105	2,107*104	6424*104	2088*105	3093*105	4167*105	1316*104
x_2	1703*104	1,76*106	2353*105	2661*105	2452*105	1567*105	1,2*105	2,17*105	1236*104
x_3	3867*105	3002*106	5212*104	3184*105	1116*105	1497*104	5852*105	3,89*105	3,07*105

Над станцією С			Симетрично до станції R щодо станції С			
	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_1}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_2}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_3}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_1}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_2}$	$\frac{\partial x_i}{\partial \tau_3}$
x_1	4218*104	1,25*103	1705*105	8495*104	6398*104	2316*105
x_2	1593*104	2201*105	1075*105	2,04*105	2828*105	1699*105
x_3	5223*105	5523*104	8,116*104	7,131*105	7628*105	9,04*105

Видно, що найменші значення мають коефіцієнти чутливості при знаходженні БПЛА над станцією С, тобто в центрі системи. У всіх інших випадках коефіцієнти чутливості мають великі значення, і це буде показано тим сильніше, ніж 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 порівнянні з допущеною помилкою в обчисленні координат іншими станціями.

Розташування станцій комплексу та відповідний випадку маршрут, як показано на рис. 3.8, наведені на рис. 3.9 і рис. 3.10.

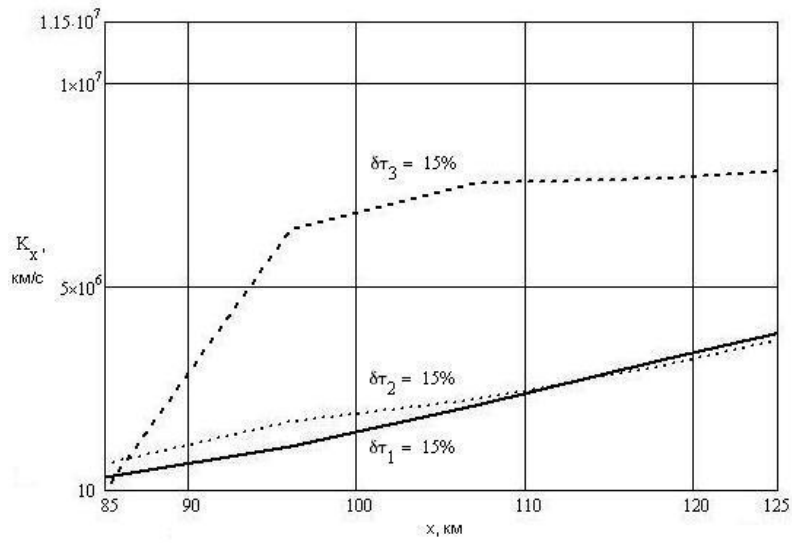


Рис. 3.9 Функції чутливості K_x координати x при русі по маршруту при $\delta\tau_{1,2,3} = 15\%$ (функції чутливості для $\delta\tau_3$ для комбінації розкладів збільшено на коефіцієнт 0,05)

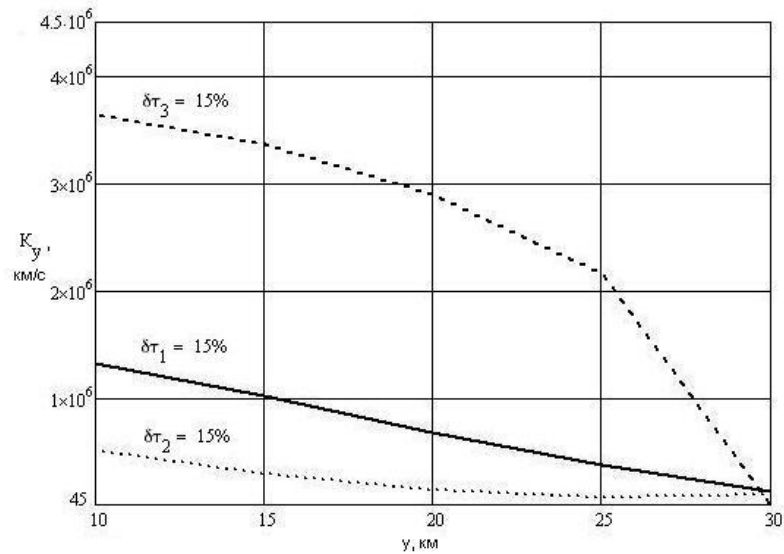


Рис. 3.10 Функції чутливості K_y координати y при русі по маршруту при $\delta\tau_{1,2,3} = 15\%$ (функції чутливості для $\delta\tau_3$ для комбінації розкладів збільшено на коефіцієнт 0,2)

3.3.2.2 Застосування функцій параметричної чутливості для зменшення кількості рівнянь TDOA

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

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

- використання модифікованого методу Ньютона, пов'язаного зі зменшенням числа перерахунків матриці приватних похідних;
- виняток 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 надання БПЛА.

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

При незмінній висоті (третья координата) для скорочення часу обчислювального процесу необхідно виключити таку станцію, для якої величина сумарної чутливості координат БПЛА $\sum_{i=1}^3 \frac{\partial x_i(t)}{\partial \tau_j}$ до помилки визначення часу затримки τ_j буде найбільшим. З таблиці 3.2 і рисунків 3.9, 3.10 видно, що під час зняття сБПЛА від станцій комплексу на маршруті,

заданому на рис. 3.8, найбільші значення матимуть коефіцієнти чутливості при зміні $\delta\tau_3$, який вимірюється на станції R і, відповідно, його можна виключити з процесу обчислення координат, що матиме дві переваги: дозволить перейти від системи від трьох рівнянь до системи з двох рівнянь, що зменшить обсяг обчислень а також підвищить точність визначення координат за рахунок виключення процесу розрахунків станції, яка має найбільший коефіцієнт чутливості, а, отже, принесе найбільшу похибку в розрахунках.

3.3.3 Розробка методики визначення координат **БПЛА в системі TDOA** на основі критерію мінімуму зваженої суми квадратів помилок та його аналізу

3.3.3.1 Визначення екстремальної задачі визначення координат **БПЛА** в системі TDOA та її вирішення

Одним із ключових показників загальної продуктивності пасивних комплексів керування звуково-електронною обстановкою є точність визначення координат **БПЛА**. На практиці суттєво впливає на точність вимірювання координат при використанні **TDOA**, видається похибками вимірювання часу надходження сигналу на кожен зі станцій, що входять до складу комплексу. Тому актуальною є проблема мінімізації впливу похибки вимірювання часів надходження сигналу на станції комплексу на точність визначення координат .

Для оцінки впливу похибок вимірювання часів надходження сигналу на точність визначення координат **БПЛА**, розглянемо комплекс, частиною якого є 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).

Задача знаходження координат на основі **TDOA** можна сформулювати як екстремальне завдання на основі критерію мінімуму зваженої суми квадратів похибок рівнянь **TDOA**.

Прийmemo: $\tau_1 = \tau_L$, $\tau_2 = \tau_Q$, $\tau_3 = \tau_R$, $\vec{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]$, $\vec{x} = [x_1, x_2, x_3]$, то функціональність квадрата, що оцінює розмір зваженої суми квадратів помилок, можна записати у вигляді:

$$\text{хв } Дж(x_1, x_2, x_3) = \sum_{i=1}^3 \left[\frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_1 - x_1^i)^2 + (x_2 - x_2^i)^2 + (x_3 - x_3^i)^2} + D_i - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - \tau_i \right]^2 \rho_i \quad (3,54)$$

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

Використовуючи позначення системи (2.2), перепишемо квадратний функціонал (3.54) у більш компактному вигляді:

$$\text{хв } Дж(x_1, x_2, x_3) = \sum_{i=1}^3 \rho_i F_i^2 \quad (3,55)$$

Функція $Дж(x_1, x_2, x_3)$ складається із суми зважених квадратних 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 (2.29) у більш компонентному представленні [27]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial J(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_1} = 0 \\ \frac{\partial J(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_2} = 0 \\ \frac{\partial J(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_3} = 0 \end{array} \right. \quad (3,56)$$

де

$$\frac{\partial J(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_i} = 2 \left\{ \sum_{j=1}^3 F_j(x) \cdot \rho_j \cdot \frac{\partial F_j(x)}{\partial x_i} \right\} = 0 \quad i = 1..3 \quad (3,57)$$

або

$$\begin{aligned} \frac{\partial J(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_i} = & 2 \left(\frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_1 - x_1^1)^2 + (x_2 - x_2^1)^2 + (x_3 - x_3^1)^2} + D_1 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} - \tau_1 \right) \cdot \rho_1 \cdot \frac{\partial F_1(x)}{\partial x_i} \right) + \\ & + \left(\frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_1 - x_1^2)^2 + (x_2 - x_2^2)^2 + (x_3 - x_3^2)^2} + D_2 + \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} - \tau_2 \right) \cdot \rho_2 \cdot \frac{\partial F_2(x)}{\partial x_i} \right) + \\ & + \left(\frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_1 - x_1^3)^2 + (x_2 - x_2^3)^2 + (x_3 - x_3^3)^2} + D_3 + \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} - \tau_3 \right) \cdot \rho_3 \cdot \frac{\partial F_3(x)}{\partial x_i} \right) \end{aligned}$$

$$i = 1..3$$

3.3.3.2 Аналіз розробленої методики визначення координат БПЛА

в Система TDOA при неоднорідно точних вимірюваннях різниць часів затримок надходження сигналів

Для оцінки ефективності запропонованого методу проведемо порівняння результатів обчислення координат рівнянь (2.2) (класичний метод), виконаних розв'язком системи та методу на основі пошуку мінімуму функціональності квадрата. (3,54).

Проведемо розрахунки для двох випадків: коли одна зі станцій має похибку вимірювання затримки часу приходу сигналу більшу, ніж інші і коли дві станції одночасно мають похибку вимірювання затримки час надходження сигналу. Відносно розташування станцій і БПЛА для першого варіанту представлено на рис. 3.11 і., а для другого варіанту на рис. 3.11 б. Результати розрахунків наведені в таблицях 3.3 і 3.4. У таблицях приймаються такі позначення: $x_{1J}, x_{2J}, x_{3J}, D_J, x_{1N}, x_{2N}, x_{3N}, D_N$ - координати та діапазон до БПЛА розраховано методом мінімізації квадратної функціональності та класичним TDOA $\delta x_{1J}, \delta x_{2J}, \delta x_{3J}, \delta D_J, \delta x_{1N}, \delta x_{2N}, \delta x_{3N}, \delta D_N$ - відносні похибки обчислення координат і дальності до БПЛА.

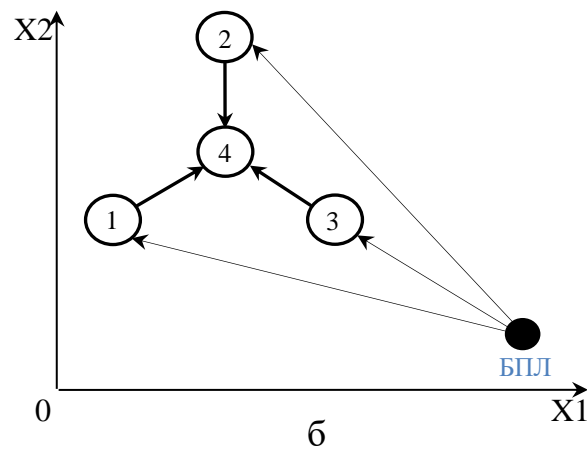
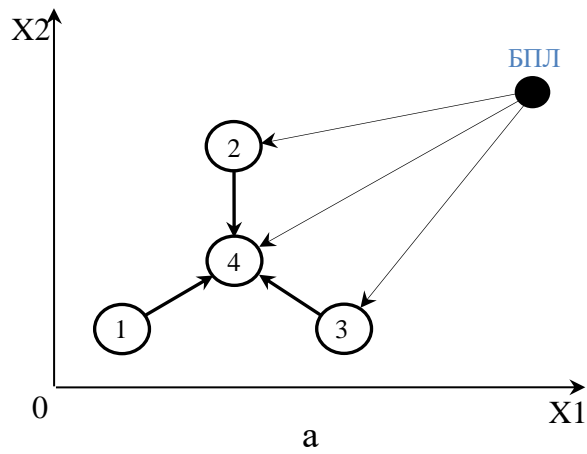


Рис. 3.11 Відносне розташування станцій і БПЛА

Таблиця 3.3

Результати розрахунку при послідовному внесенні помилки в одну зі станцій

<u>Умови обчислювального експерименту</u>								
Ваговий коефіцієнт <i>i</i> -th станції: $\rho_i = 0,0000001$								
Справжні координати БПЛА, км: $x=100$ $y=55$ $z=30$								
Відстань від початку координат до БПЛА, км: $D=118,004$								
$\delta\tau_i = 10\%$								
<i>i</i>	$\frac{x_{1J}}{x_{1N}}$	$\frac{x_{2J}}{y_N}$	$\frac{x_{3J}}{x_{3N}}$	$\frac{\delta x_{1J}}{\delta x_{1N}}$	$\frac{\delta x_{2J}}{\delta x_{2N}}$	$\frac{\delta x_{3J}}{\delta x_{3N}}$	$\frac{D_J}{D_N}$	$\frac{\delta D_J}{\delta D_N}$
1	95,475 81,985	52,873 46,533	25,675 7,481	4,525 18,015	3,867 15,395	14,417 75,063	112,117 94,567	4,989 19,862

2	<u>99,509</u> 117,472	<u>54,444</u> 74,756	<u>29,637</u> 41,459	<u>0,491</u> 17,472	<u>1,011</u> 35,92	<u>1,21</u> 38.197	<u>117,237</u> 145,282	<u>0,65</u> 23.117
3	<u>102,158</u> 115,379	<u>54,848</u> 53,919	<u>30,264</u> 30,908	<u>2,158</u> 15,379	<u>0,276</u> 1,965	<u>0,88</u> 3,027	<u>119,835</u> 131,053	<u>1,552</u> 11.058
$\delta\tau_i = 5\%$								
1	<u>95,486</u> 88,937	<u>52,879</u> 49,798	<u>25,686</u> 18,579	<u>4,514</u> 11.063	<u>3,856</u> 9,458	<u>14,38</u> 38.07	<u>112,132</u> 103,609	<u>4,976</u> 12.199
2	<u>99,521</u> 106,858	<u>54,459</u> 62,754	<u>29,647</u> 34,782	<u>0,479</u> 6,858	<u>0,984</u> 14.098	<u>1,177</u> 15.94	<u>117,257</u> 128,711	<u>0,633</u> 9,073
3	<u>101,401</u> 106,817	<u>54,901</u> 54,521	<u>30,176</u> 30,678	<u>1,401</u> 6,817	<u>0,18</u> 0,871	<u>0,587</u> 2.26	<u>119,193</u> 123,788	<u>1,007</u> 4,902
$\delta\tau_i = 1\%$								
1	<u>95,493</u> 97,302	<u>52,882</u> 53,732	<u>25,693</u> 27,461	<u>4,507</u> 2,698	<u>3,851</u> 2,305	<u>14,357</u> 8,463	<u>112,141</u> 114,494	<u>4,969</u> 2,974
2	<u>99,531</u> 101.179	<u>54,47</u> 56,333	<u>29,654</u> 30,858	<u>0,469</u> 1,179	<u>0,964</u> 2,424	<u>1,153</u> 2,859	<u>117,272</u> 119,845	<u>0,62</u> 1.56
3	<u>100,321</u> 101.256	<u>54,977</u> 54,912	<u>30,042</u> 30.159	<u>0,321</u> 1,256	<u>0,042</u> 0,16	<u>0,14</u> 0,53	<u>118,276</u> 119.07	<u>0,231</u> 0,903

В результаті проведеного дослідження встановлено, що ваговий коефіцієнт порядку розміру ρ_i , при якому виходить найкращий результат обчислення координат станцій, є 10^{-7} , що відповідає порядку похибки, внесеної в вимірювання часів затримок надходження сигналу. Крім того, при великих значеннях вагового коефіцієнта результати розрахунків виходять значно гіршими, а скорочення нижче його величини 10^{-7} не звільняє приз за точність. Тому результати розрахунку лише для цього значення вагового коефіцієнта наведені в таблиці 3.3.

З таблиці 3.3 видно, що при помилці $\delta\tau_i = 10\%$ обчислені координати та діапазон (виділяються в таблиці) методом мінімізації функціональності квадрата значно ближчі до істинних значень у порівнянні з розрахунком з

класичними TDOA. У разі $\delta\tau_2$ і $\delta\tau_3$ 10% також послідовно рівні, результати розрахунків мають ту саму картину: координати і діапазон, розраховані за допомогою мінімізації функціональності квадрата, значно перевершують за точністю обчислення класичними TDOA. Таким чином, за допомогою введення вагового коефіцієнта перед відповідною функцією квадрата можна істотно компенсувати похибку вимірювання тимчасової затримки приходу сигналу i , на відміну від класичної TDOA, щоб отримати прийнятні результати, придатні для позиціонування БПЛА.

Розрахунки таблиці 3.3 також показують, що при зменшенні похибки вимірювання затримки часу приходу сигналу $\delta\tau_i$, $i = 1..3$ кожна зі станцій послідовно до 5% метод мінімізації квадратної функціональності також має перевагу в розрахунках порівняно з класичним TDOA оскільки похибка визначення координат і дальності в першому випадку значно нижча.

У разі зменшення похибки вимірювання затримки часу приходу сигналу так само до 1% точності обчислення відрізняються методом мінімізації квадратної функціональності та класичним TDOA незначно і, в даному випадку, різниця використання того чи іншого методу відсутня. Класичний TDOA в даному випадку ще краще 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 станції, які швидше відповідають цим затримкам, тобто симетричний випадок (див. рис. 3.11 б). В результаті проведеного обчислювального експерименту (таблиця 3.3) було 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 в вимірювання часів затримок приходу сигналу.

З таблиці 3.3 також видно, що у разі зменшення похибки вимірювання затримки часу приходу сигналу двома станціями до 5%, а потім і до 1% тенденція зміни результатів розрахунку схожій на випадок внесення похибки вимірювання тільки в одну зі станцій. При 5% похибки вимірювання тимчасової затримки одночасно двох станцій 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								
Ваговий коефіцієнт 1-ї та 2-ї станцій: $\rho_1, \rho_2 = 0,0000001$								
Справжні координати БПЛА, км: $x = 96 \quad y = 25 \quad z = 8$								
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	<u>93,894</u> 85,736	<u>24,516</u> 31,097	<u>6,327</u> 6,244	<u>2,194</u> 10,692	<u>1,936</u> 24,388	<u>20,913</u> 21,95	<u>97,248</u> 91,415	<u>2,287</u> 8,148
$\delta\tau_i = 5\%$								
1,2	<u>93,893</u> 90,395	<u>24,516</u> 28,369	<u>6,327</u> 8,353	<u>2,195</u> 5,839	<u>1,936</u> 13,476	<u>20,913</u> 4,412	<u>97,247</u> 95,11	<u>2,288</u> 4,436
$\delta\tau_i = 1\%$								
1,2	<u>93,891</u> 94,792	<u>24,517</u> 25,732	<u>6,327</u> 8,324	<u>2,197</u> 1,258	<u>1,932</u> 2,928	<u>20,913</u> 4,05	<u>97,245</u> 98,575	<u>2,29</u> 0,954

Розв'язання задачі на визначення координат БПЛА диференціальним і дальномерним методом в системах пасивної содар-локації на основі екстремальної постановки розглянуто і проведено порівняльний аналіз точності з класичним методом - розв'язком гіперболічної системи рівнянь.

На основі проведених обчислювальних експериментів можна зробити висновок, що метод мінімізації квадратної функціональності є більш ефективним інструментом розв'язання задачі визначення координат БПЛА методом диференціального та ранжування. Такий підхід дозволяє врахувати похибку вимірювання часу затримки надходження сигналу кожної зі станцій комплексу, що неможливо зробити при класичному розв'язанні системи гіперболічних рівнянь.

Як показують розрахунки, при похибці вимірювань часу приходу сигналу 5% і вище, класичний підхід дає високу похибку обчислення координат БПЛА. На відміну від цього, метод мінімізації квадратної функціональності дозволяє і отримувати в цьому випадку допустимі похибки обчислення координат БПЛА. Ефективне застосування методу можливе також при наявності істотних похибок вимірювання часу надходження сигналу двома станціями комплексу.

5. БЕЗПЕКА ПРАЦІ

Структура розділу:

1. Аналіз шкідливих і небезпечних виробничих факторів
2. Заходи щодо зменшення впливу шкідливих і небезпечних виробничих факторів
3. Інструкція з охорони праці

У цій главі описані основні питання, які необхідно враховувати для забезпечення безпеки людей під час встановлення, підключення та надання автоматичної системи координат на основі звукової інформації, її активних і пасивних вузлів моніторингу звуку, а також усіх вузлів, пов'язаних з роботою система.

Метою цього розділу є збір інформації про широкий спектр небезпек, пов'язаних з безпекою людей, які працюють під час встановлення та експлуатації автоматичних систем звукового моніторингу.

У цій главі підсумовуються основні категорії продуктивності, пов'язані з встановленням та наданням систем автоматичного аудіоконтролю, а також визначено конкретні небезпеки, які слід враховувати. Аналіз шкідливих і небезпечних виробничих факторів

Трудовий процес здійснюється у спеціально відведеному для оператора місці, яке характеризується поєднанням елементів і факторів матеріально-виробничого середовища. Розглянемо умови роботи оператора комплексу звукового моніторингу, який контролює інформацію, що надходить на екран від вузлів моніторингу звуку.

Оператор пасивної системи моніторингу звуку повинен встановлювати та контролювати спрямовані мікрофони та спрямовані мікрофони, які перетворюють акустичний сигнал в електричний. Монтажник блоків прийому акустичного сигналу повинен встановити самі блоки на заздалегідь відрегульованій відстані один від одного, а також на заздалегідь відведеній для цього території. Оскільки мікрофони найкраще працюють на плоских поверхнях, їх зазвичай розміщують уздовж рівнин або прибережних зон. Співробітник використовує пристрій для відображення корисної інформації на екрані, на який неможливо залісти руками при включенні мережі, розібрати його (як і будь-який інший вузол комплексу) без відома влади, і він варто захистити обладнання від короткого замикання.

1. Класифікація небезпечних і шкідливих виробничих факторів

1.1. Небезпечні та шкідливі виробничі фактори за характером дії підрозділяються на такі групи:

- фізичні;
- хімічні;
- біологічні;
- психофізіологічний.

1.1.1. Фізичні небезпечні та шкідливі виробничі фактори поділяються на:

рухомі машини та механізми; рухомі частини виробничого обладнання; переміщення виробів, заготовок, матеріалів; руйнуються конструкції; обвалення гірських порід;

- підвищена запиленість і загазованість повітря робочої зони;
- підвищена або знижена температура поверхонь обладнання, матеріалів;
- підвищена або знижена температура повітря робочої зони;
- підвищений шум на робочому місці;
- підвищений рівень вібрації;
- підвищений рівень інфразвукових коливань;
- підвищений рівень ультразвуку;
- підвищення або зниження барометричного тиску в робочій зоні та його різка зміна;
- висока або низька вологість;
- підвищена або знижена рухливість повітря;
- підвищена або знижена іонізація повітря;
- підвищений рівень іонізуючого випромінювання в робочій зоні;
- підвищена напруга в електричному ланцюзі, коротке замикання якого може статися через тіло людини;
- підвищений рівень статичної електрики;
- підвищений рівень електромагнітного випромінювання;

КАФЕДРА АКИК

НАУ 22 40 08 000 ПЗ

Виконано	Голдовський			Автоматична система ідентифікації джерел радіовипромінювання.	Н.	Сторінк	Сторінки
Наглядач	Р. Л. Пантєєв						
	А.Э. Гай				151-2 603		
Керівник	М. Ф. Тупіцина						
Деп. голова	В.М.Сінеглазов						

- підвищена напруженість магнітного поля;
- нестача або відсутність природного освітлення;
- недостатнє освітлення робочої зони;
- підвищена яскравість світла;
- знижена контрастність;
- прямий і відбитий блиск;
- посилення пульсації світлового потоку;
- підвищений рівень ультрафіолетового випромінювання;
- підвищений рівень інфрачервоного випромінювання;
- гострі краї, задирки та шорсткості на поверхнях заготовок, інструментів та обладнання;
- розташування робочого місця на значній висоті відносно землі (підлоги);
- невагомість.

1.1.2. Хімічні небезпечні та шкідливі виробничі фактори поділяються на:
за характером впливу на організм людини на:

- токсичні;
- дратівливий;
- сенсibiliзуюча;
- канцерогенний;
- мутагенний;
- впливають на репродуктивну функцію;

шляхом проникнення в організм людини через:

- органи дихання;
- шлунково-кишкового тракту;
- шкіри та слизових оболонок.

1.1.3. До біологічно небезпечних і шкідливих факторів виробництва належать такі біологічні об'єкти:

- патогенні мікроорганізми (бактерії, віруси, спірохети, гриби, найпростіші) та продукти їх життєдіяльності.

1.1.4. Психофізіологічні небезпечні та шкідливі виробничі фактори за характером дії поділяються на такі:

- фізичні перевантаження;
- нервово-психічні перевантаження.

1.1.4.1. Фізичні перевантаження поділяють на:

- статичні;
- динамічний.

1.1.1-1.1.4.1 (Переглянутий, змінений № 1)

1.1.4.2. Нервово-психічне перевантаження поділяється на:

- розумове перенапруження;
- перенапруга аналізатора;
- монотонність роботи;
- емоційні перевантаження.

1.2. Один і той самий небезпечний і шкідливий виробничий фактор за характером своєї дії може застосовуватися одночасно до різних груп, перелічених у пункті 1.1.

1. Шкідливі та небезпечні виробничі фактори:

Фізичний:

- підвищений рівень ультразвуку поблизу вузлів зчитування акустичної хвилі, особливо активних мікрофонів, враховуючи їх властивості посилати звуковий сигнал для виявлення за допомогою звукової спільності за допомогою потужного звукового імпульсу
- підвищена напруга в електричному ланцюзі, коротке замикання якого може статися через тіло людини, оскільки під час роботи з системою оператор знаходиться поблизу електроприладів, напруга яких може бути смертельною для оператора
- підвищений рівень статичної електрики;

2. Заходи щодо зменшення впливу шкідливих і небезпечних виробничих факторів

Програма навчання повинна бути розроблена та проведена відповідними навчальними організаціями для інформування та навчання відповідного персоналу щодо небезпек та заходів захисту під час встановлення фотоелектричної станції, яка охоплює більш широкий спектр тем (наприклад, проектування, встановлення, випробування і введення в експлуатацію, експлуатацію та технічне обслуговування).

Заявник/Підрядник повинен забезпечити, щоб весь відповідний персонал був добре поінформований та навчений щодо ризиків для здоров'я та безпеки та заходів для будь-якого конкретного проекту.

Також для мінімізації шумового забруднення навколишнього середовища необхідно розміщувати такі системи подалі від постійного проживання людей, у зв'язку з положенням про допустимий рівень шуму ДСТУ ISO 11204:2008. У разі примусового використання таких систем поблизу місця проживання використовуйте звук, значення якого не перевищує допустимих меж. Для розрахунку допустимих меж шуму ми використали формулу для розрахунку середнього значення рівня звукового тиску

$$L_{pA} = 10 \lg \left[\frac{1}{T} \sum_{i=1}^N T_i 10^{0,1L_{pA,T(i)}} \right],$$

де T – загальна кількість тестів

Дослідження шумового режиму житлових територій проведено завдяки побудові карт шуму, а також з урахуванням положень ДСТУ ISO 11204:2008 та ДСТУ 2325-93 і включає:

- 40 ДБа біля житлових будинків у денний час (макс. 55 ДБа)
- 30 ДБа біля житлових будинків вночі (макс. 45 ДБа)
- 50 ДБа поблизу промислових районів та офісних будинків (макс. 65 ДБа)

Для запобігання підвищеного рівня статичної електрики необхідно правильно розрахувати захисне заземлення - електричне з'єднання із землею або еквівалентними металевими не струмопровідними частинами, які можуть бути під напругою.

Метою захисного заземлення є зменшення струму, що протікає через людину (ІЗ) при дотику до заземленого корпусу діагностичного приладу, коли там

є U_{cont} (напруга контакту) в результаті пошкодження або пробою ізоляції струмопровідних частин.

Розрахунок схеми в лабораторії полягає у визначенні кількості вертикальних заземлювачів і довжини сполучної смуги. За правилами опір заземлювального кола не повинен перевищувати 4 Ом для напруги живлення до 1000 В. У найбільш несприятливих умовах опір окремого заземлення визначається за формулою

$$R_g = 0,366 \frac{\rho}{\ell} \left(\lg \frac{2\ell}{d} + \frac{1}{2} \lg \frac{4H + \ell}{4H - \ell} \right)$$

В якості заземлювача виберіть стрижень:

- довжина $\ell = 1,5$ м
- діаметр $d = 0,016$ м
- відстань від поверхні землі до половини довжини стержня $H = 0,85$ м
- ρ - питомий опір ґрунту; $\rho = 102$ Ом • м

$$R_g = 0,366 \frac{10^2}{1,5} \left(\lg \frac{2 \cdot 1,5}{0,016} + \frac{1}{2} \lg \frac{4 \cdot 0,85 + 1,5}{4 \cdot 0,85 - 1,5} \right) = 60 \text{ Ohms}$$

Кількість одиничних заземлювачів n розраховується за формулою

$$n = \frac{R_g}{r_{н.з} \cdot \eta_g}$$

Де $r_{н.з} = 4$ Ом, згідно ПУЕ-86

η_g - коефіцієнт використання одиничного заземлення для вудилищ; $\eta_g = 0,66$

$$n = \frac{60}{4 \cdot 0,66} = 22$$

Опір сполучної смуги, що з'єднує поодинокі заземлювачі, визначається за формулою

$$R_{str} = 0,366 \frac{\rho}{\ell} \lg \frac{2 \cdot \ell^2}{b \cdot H}$$

де ℓ - довжина смуги; $\ell = a \cdot n = 79,2$ м

a - відстань між стрижнями; $a = 3,6$ м

H - глибина закладання смуги; $H = 0,1$ м

$$R_{str} = 0,366 \frac{10^2}{79,2} \lg \frac{2 \cdot 79,2^2}{0,04 \cdot 0,1} = 3 \text{ Ohms}$$

Опір заземлення штучного кола визначається за формулою

$$R_{c.g} = \frac{R_g \cdot R_{str}}{R_g \cdot \eta_{str} + n \cdot R_{str} \cdot \eta_g}$$

де $\eta_{str} = 0,4$ - коефіцієнт використання сполучної смуги в ланцюзі вертикальних електродів;

$$R_{c.g} = \frac{60 \cdot 3}{60 \cdot 0,4 + 22 \cdot 3 \cdot 0,66} = 2,66 \text{ Ohms}$$

Розрахункове значення опору контуру заземлення відповідає вимогам електробезпеки.

3. Інструкції з охорони праці

Загальні вимоги з охорони праці

П Особи, які досягли 18 років, пройшли обов'язковий медичний огляд, вступний інструктаж, первинний інструктаж на робочому місці, допускаються до самостійної роботи та обслуговування комплексу автоматичної системи розпізнавання координат на основі звукової інформації.

І.П. При роботі з комплексом системи автоматичного розпізнавання координат на основі звукової інформації працівник повинен:

І.П.І. Виконувати тільки роботу, визначену трудовою інструкцією, затвердженою адміністрацією підприємства, за умови, що працівник добре обізнаний з безпечними способами її виконання.

І.П.ІІ. Дотримуватися правил внутрішнього трудового розпорядку.

І.П.ІІІ. Користуйтеся засобами індивідуального та колективного захисту правильно.

І.П.ІV. Дотримуватись вимог безпеки.

І.П.V. Про будь-які ситуації, що загрожують життю і здоров'ю людей, про всі нещасні випадки на виробництві або про погіршення стану здоров'я, у тому числі про прояв ознак гострого професійного захворювання (шум у вухах, сильний головний біль) негайно повідомляти свого безпосереднього або вищестоящего керівника.

I.П.VI. Навчання безпечним методам і прийомам виконання робіт та надання першої медичної допомоги потерпілим на виробництві, інструктаж з охорони праці, перевірка знань вимог охорони праці.

I.П.VII. Проходити обов'язкові періодичні (при прийомі на роботу) медичні огляди (огляди), а також позачергові медичні огляди (огляди) за направленням роботодавця у випадках, передбачених КЗпП та іншими федеральними законами.

I.П.VIII. Працівник повинен вміти надавати першу допомогу потерпілим від електричного струму та інших нещасних випадків.

I.П.IX. Вміти користуватися первинними засобами пожежогасіння.

I.Ш. Містять інструменти та робочу зону в сухому стані.

I.IV. При роботі з системою пасивного звукового контролю працівнику забороняється:

I.IV.I. працювати без попереднього інструктажу до роботи;

I.IV.II. вставляти в роз'єми електропровідні предмети;

I.IV.III. Розібрати компоненти системи звукового контролю;

I.IV.IV. Піддавати панелі впливу штучно сфокусованого випромінювання.

I.IV.V. без дозволу виходити за межі приміщення, відведеного під робоче місце

I.IV.VI. зняти бар'єри небезпечних зон працюючого обладнання

IV У разі травми або дискомфорту необхідно припинити роботу, повідомити керівника та звернутися до медичного закладу.

II. Вимоги безпеки перед початком роботи:

II.I. Перевірте та переконайтеся, що стаціонарне обладнання, інструменти, приладдя та захисні пристрої в справному робочому стані. Розташуйте інструмент для максимально зручного використання, уникаючи непотрібних предметів у робочій зоні.

II.II. Переконайтеся, що інструменти та робоча поверхня сухі.

II.III. Від'єднайте інвертор від мережі.

II.IV. Працівник не повинен:

II.IV.I. використовувати невідповідні та неналежно заточені інструменти та приладдя;

II.IV.II. торкатися струмоведучих частин електрообладнання, відкривати дверцята електрошафи. При необхідності зверніться до обслуговуючого персоналу.

II.V. Про виявлені під час огляду дефекти та несправності інструментів, приладдя та захисних засобів необхідно повідомляти керівника робіт для вжиття заходів щодо їх усунення.

III. Вимоги безпеки праці:

III.I. Встановлюйте та знімайте деталі лише при вимкненому живленні

III.II. Працюючи з комплексом звукоконтролю, працівник повинен:

III.II.I. надійно і правильно кріпити всі вузли і пристрої в системі, щоб запобігти їх виліт під час вібрації;

III. II. II. Перевірте параметри рівня механічного навантаження.

III. II. III. Перевірте модулі на наявність заземлення

III. II. IV. Дійте відповідно до інструкцій з експлуатації та ремонту

III. III. Працівникові забороняється:

III. III. II Деталі конструкції крапель.

III. III. II. Розберіть самостійно будь-який з вузлів системи

IV. Вимоги безпеки в надзвичайних ситуаціях

IV. I. Під наглядом відповідального за роботу невідкладно вживати заходів щодо усунення причин нещасних випадків або ситуацій, які можуть призвести до нещасних випадків чи нещасних випадків.

IV. II. негайно повідомити пожежну охорону за телефоном «101», повідомити працівників, повідомити керівника підрозділу, повідомити про пожежу пост охорони.

IV. III. Знеструмити установку, закрити вікна та двері.

IV. IV. Розпочати гасіння пожежі первинними засобами пожежогасіння, якщо це не пов'язано з небезпекою для життя.

IV. V. Відійти на безпечну відстань від комплексу звукового моніторингу.

IV. VI. негайно надати першу медичну допомогу потерпілому і при необхідності доставити його до медичної організації;

IV. VII. Вживати невідкладних заходів для запобігання розвитку надзвичайної чи іншої надзвичайної ситуації та впливу травмуючих факторів на оточуючих;

IV. VIII. До початку розслідування нещасного випадку зберегти обстановку, яка була під час аварії, якщо це не загрожує життю та здоров'ю оточуючих і не призводить до лиха, аварії чи іншої надзвичайної ситуації, а якщо неможливо врятувати, виправити поточну ситуацію (скласти схеми, провести інші заходи).

V. Вимоги охорони праці після закінчення роботи.

VI Переконайтеся, що всі елементи правильно з'єднані та закріплені.

V. II. Прибрати робочий центр

V. III. Відключіть систему від мережі

V. IV. Повідомити керівника про всі виявлені в процесі роботи недоліки та вжиті заходи щодо їх усунення.

6. ОХОРОНА НАВКОЛИШНЯ

6.1 Вступ.

Кінцевим результатом дипломного проекту є розробка автоматичної системи визначення координат БПЛА в багатопозиційних системах моніторингу звуку, що за своєю суттю вимагає не лише знань і навичок підбору правильних технічних засобів та алгоритмічного забезпечення, а й аналіз існуючих технічних рішень у конструкції самих БПЛА. Також будівництво таких систем вважається доцільним через широкую популярність самих систем БПЛА, з огляду на їх ресурсну ефективність, а отже і екологічність. У цьому розділі буде розглянуто роль БПЛА в екології та захисті навколишнього середовища.

6.2 Екологічність БПЛА

Оцінку екологічності мультикоптерів для доставки вантажів проводили за допомогою методу розрахунку вуглекислого сліду – кількості вуглекислого газу, що утворюється при виробництві електроенергії, споживаної безпілотними літальними апаратами на всіх етапах транспортування та необхідної для забезпечення його функціонування. Автори роботи зазначають, що при такому розрахунку слід враховувати тип джерел енергії, які використовуються в даному регіоні. Якщо енергія надходить з відновлюваних джерел (зокрема, від сонячних або вітрових електростанцій), то кількість вуглекислого газу, що утворюється при цьому, значно нижча, ніж якщо енергію отримують, наприклад, спалюванням вугілля. Виявилось, що доставка легких пакетів на маленьких квадрокоптерах в будь-якому випадку екологічно ефективніша, ніж традиційна наземна доставка,

Останнім часом дрони все частіше використовуються для доставки відносно невеликих вантажів. Маленькі дрони вже доставляють пошту, покупки, їжу і навіть гроші. Цей спосіб доставки зручний для перевезення на короткі відстані та у випадку, коли наземна доставка утруднена: зокрема, якщо потрібно подолати якусь перешкоду (наприклад, річку чи протоку) або доставити вантаж в район з неякісними дорогами. Деякі дрони можуть доставляти невеликий вантаж безпосередньо в руки одержувача. Щоб вивчити, наскільки екологічно безпечною буде доставка вантажів на короткі відстані за допомогою різноманітних мультикоптерів, ми розрахували витрати енергії, необхідні дронам для доставки вантажу, оцінили кількість викидів парникових газів і порівняли ці цифри з подібними значеннями для традиційних наземних методів доставки. (рис. 6.1). У рамках дослідження

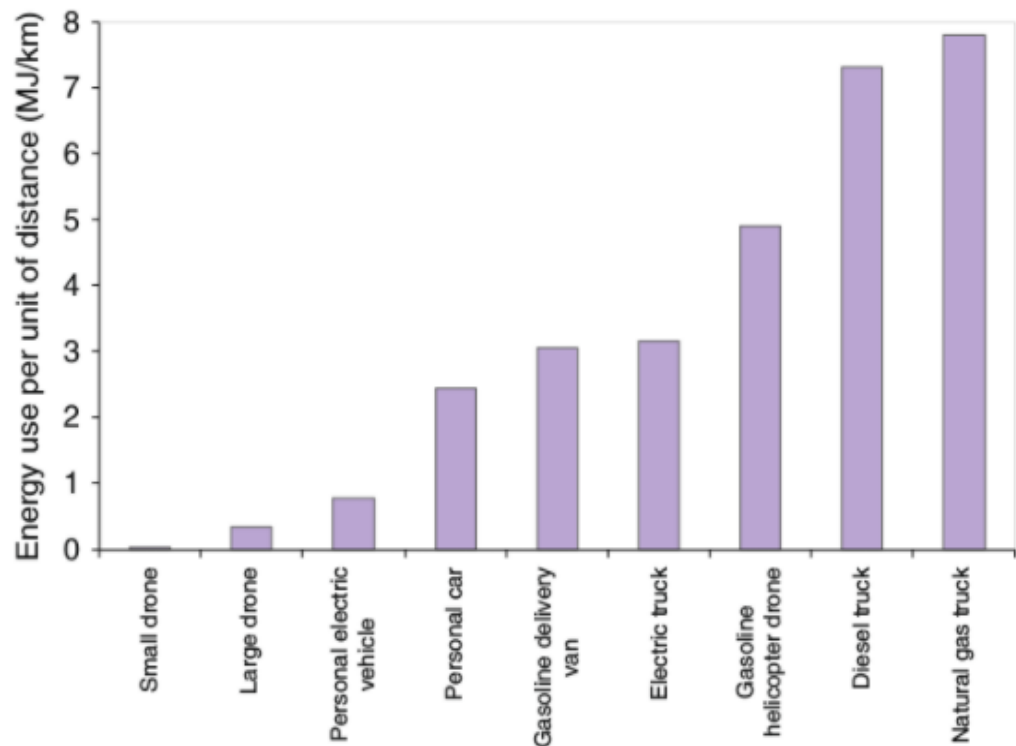


Рисунок 6.1. Рівень використання енергії популярними способами транспортування

Використання квадрокоптерів для доставки невеликих вантажів виявилось набагато вигіднішим з точки зору зменшення викидів парникових газів в атмосферу – їх «вуглецевий слід» був значно меншим, ніж у звичайних вантажівок з такою ж загальною масою вантажу.

Доставка легких пакетів невеликими квадрокоптерами в будь-якому випадку екологічно ефективніша, ніж традиційна наземна доставка, наприклад, за допомогою вантажівок. Однак дослідники відзначають, що

наявні на даний момент акумулятори для квадрокоптерів можуть доставляти вантаж на відстань не більше 4 кілометрів. Тому для створення нормально функціонуючої транспортної мережі необхідно створити цілу систему станцій і складів, витрати енергії на які також необхідно враховувати при розрахунках.

Size	Nomenclature	Specifics	Operational requirements	Application areas	Examples
Very large (3–8 tons)	HALE (High Altitude, Long Endurance)	Fly at the highest altitude (> 20 Km) with huge operating range that extend thousands of km, long flight time (over 2 days), very heavy payload capacity (more than 900 kg in under-wing pods)	Prohibitively expensive for most users (high maintenance, sensors, crew training costs), long runway for takeoff and landing, ground-station support, and continuous air-traffic control issues, challenging deployment/recovery and transport	Assessments of climate variable impacts at global scales, remote sensing collection, and earth/atmospheric science investigations	Global Hawk, Qinetiq Zephyr, NASA PathFinder
Large (1–3 tons)	MALE (Medium Altitude, Long Endurance)	Medium altitude (3–9 Km), over 12 h flight time with broad operating range (> 500 km), heavy payload capacity (~100 kg internally, external loads of 45 up to 900 kg)	Similar requirements as for HALE but with reduced overall costs	Near-real-time wildfire mapping and surveillance, investigation of storm electrical activity and storm morphology, remote sensing and atmospheric sampling, arctic surveys, atmospheric composition and chemistry	NASA Altus II, NASA Altair, NASA Ikhana, MQ-9 Reaper (Predator B), Heron 2, NASA SIERRA

Medium (25–150 kg)	LALE (Low Altitude, Long Endurance), LASE (Low Altitude, Short Endurance)	Fly at moderate altitude (1–3 Km) with operating ranges that extend from 5 to 150 km), flight time (over 10 hours), moderate payload capacity (10–50 kg)	Reduced costs and requirements for takeoff and landing compared to MALE (hand-launched platforms and catapult-launch platforms), simplified ground-control stations	Remote sensing, mapping, surveillance and security, land cover characterization, agriculture and ecosystem assessment, disaster response and assessment	ScanEagle, Heron 1, RQ-11 Raven, RQ-2 Pioneer, RQ-14 Dragon Eye, NASA J-FLiC, Arcturus T-20
Small, mini, and nano (Less than 25 kg for small AUVs, up to 5 Kg for mini and less than 5 Kg for nano)	MAV (Micro) or NAV (Nano) Air Vehicles	Fly at low altitude (< 300 m), with short duration of flight (5–30 min) and range (< 10 Km), small payload capacity (< 5 kg)	Low costs and minimal take off/landing requirements (Hand-launched), often are accompanied by ground-control stations consisting of laptop computers, flown by flight planning software or by direct RC (Visual Line Of Sight or Beyond Visual Line Of Sight when allowed), usually fixed-wing (small AUVs) and copter-type (mini and nano AUVs)	Aerial photography and video, remote sensing, vegetation dynamics, disaster response and assessment, precision agriculture, forestry monitoring, geophysical surveying, photogrammetry, archeological research, environmental monitoring	AR-Parrot, BAT-3, SenseFly eBee, DJI Inspire 3, DJI Phantom 4, Draganflyer X6, Walkera Voyager 4

Рисунок 6.2. Вагова класифікація БПЛА та приклади

Для більш потужних октокоптерів і більш важких вантажів збільшення викидів набагато менш очевидне. Отже, якщо дрон-доставник працює в регіонах, для яких основним джерелом електроенергії є викопні ресурси, то при доставці вантажу такої ж маси на таку ж відстань дрон вироблятиме на 50 відсотків більше вуглекислого газу, ніж вантажівка. Якщо для виробництва електроенергії використовувати відновлювані джерела, то мультикоптер вже буде у вигірній позиції, але різниця складе лише 9 відсотків.

Роль БПЛА в охороні навколишнього середовища

Дрони або безпілотні літальні апарати (БПЛА) стають все більш популярними не тільки на ринку відпочинку, але і для моніторингу навколишнього середовища. Технологія дронів увійшла в багато сфер, включаючи спостереження, пошуково-рятувальні операції, аерофотозйомку, цифровий зв'язок – і, звичайно, відпочинок. Безпілотники недорогі,

вимагають малої підготовки та інфраструктури, а також не мають палива (крім батарей), тому не дивно, що вони завоювали ринок. Крім того, вони можуть бути оснащені будь-якою кількістю датчиків або камер, що робить їх ідеальними для моніторингу навколишнього середовища.

Вибір того чи іншого типу БПЛА залежить від особливостей досліджуваного об'єкта, потреби в передачі даних у реальному часі та типу даних, що визначається поставленим завданням. Зокрема, для повітряного моніторингу технічного стану та безпеки нафто-, газо- та продуктопроводів великої довжини ефективніше використовувати БПЛА авіаційного типу середньої та великої дальності. Висока стабільність і хороша керованість дозволяють використовувати БПЛА в несприятливих погодних умовах і з обмежених місць.

Моніторинг навколишнього середовища

Нині одним із перспективних напрямків застосування БПЛА є гірметеорологічний моніторинг води та повітря. Тут актуальним є контроль за забрудненням повітря, ґрунту, водних джерел відходами тваринного походження, нераціональним використанням добрив та обладнання. Аерофотозйомка та відеозйомка – це одна з областей, де дрони відіграють життєво важливу роль: маленький дрон може літати кілька годин, записуючи зображення з роздільною здатністю 1 м, що означає, що вони підходять для аерофотокартографування та моніторингу природи. Перебуваючи на висоті близько 200 метрів, дрони здатні робити кришталево чисті зображення будь-якого середовища в будь-який день року, не обмежені хмарами. Вони також можуть бути озброєні метеорологічними приладами, такими як вітрометри, термометри та датчики вологості чи тиску, що дозволяє їм збирати кліматичні дані.

БПЛА також можуть перевозити метеорологічне обладнання, таке як вітрометри, термометри, датчики вологості та тиску, щоб збирати кліматичні дані з регіонів по всьому світу. Таким чином, ця технологія в даний час використовується для картографування недоступних тропічних лісів Конго та Суринаму, щоб вирішити складні проблеми збереження, які лежать на поєднанні екології та соціальних змін. Вони можуть виявити, як місцевість змінюється з часом, аж до найдрібніших деталей, і були використані для моделювання льодовикових особливостей, моніторингу ерозії, в управлінні узбережжям, моделюванні місцевості, лісовому господарстві та при оцінці річок і повеней.

Крім того, БПЛА можуть успішно використовуватися для моніторингу об'єктів паливно-енергетичного комплексу, трубопроводних систем транспортування вуглеводнів, розливів нафти, стану та цілісності об'єктів ядерного паливно-енергетичного комплексу, ліній електропередачі тощо.

вигідно і безпечно. БПЛА для аеророзвідки надзвичайних ситуацій природного та техногенного характеру, у тому числі моніторингу довкілля після радіаційних аварій на атомних та промислових об'єктах.

Допомога при катастрофах

Дрони ідеально підходять для польотів у важкодоступні або небезпечні райони, щоб оцінити та запобігти екологічним катаклізмам. Вони збирають інформацію з місць, до яких люди не можуть дістатися, щоб створити моментальний знімок ситуації, що дозволяє чиновникам визначати, як найкраще розгорнути ресурси, мінімізувати шкоду та врятувати життя. Дрони американської компанії senseFly були використані після тайфуну Хайян вздовж південно-східного узбережжя Філіппін у 2013 році, вони створили 2D базові карти та 3D моделі місцевості, щоб оцінити пошкодження та спланувати реконструкцію укриття, надаючи поточні та точні дані для надання допомоги.

Повітряні дрони є однією з найперспективніших та найпотужніших нових технологій для покращення реагування на катастрофи та надання допомоги. Безпілотники природно доповнюють традиційні пілотовані операції з надання допомоги, допомагаючи гарантувати, що операції можна проводити безпечніше, швидше та ефективніше.

Коли відбувається катастрофа, безпілотники можуть використовуватися для надання допомоги працівникам кращої обізнаності про ситуацію, визначення місця розташування тих, хто вижив серед завалів, виконання структурного аналізу пошкодженої інфраструктури, доставки необхідних матеріалів та обладнання, евакуації постраждалих та допомоги в гасінні пожеж — серед багатьох інших потенційних застосувань. .

Напередодні надзвичайних ситуацій дрони можуть допомогти в оцінці ризику, картографуванні та плануванні. Коли окремі особи, підприємства та спільноти можуть розуміти ризики та ефективно планувати їх, вони зменшують загальну шкоду та збитки. Відновлення та відновлення можуть початися швидше і в кінцевому підсумку посилити стійкість громад.

Дрони вже давно описуються як оптимально підходять для виконання 3-D місій, які часто називають брудними, нудними та небезпечними. Вони можуть надавати необхідні аерофотодані в районах, які вважаються занадто небезпечними для людей на землі або для експлуатації пілотованих літаків, наприклад, на місцях із забрудненням ядерним випромінюванням або в безпосередній близькості від лісових пожеж. Дрони також можуть доставляти необхідні матеріали та передавати послуги Wi-Fi та стільникового телефону, коли комунікація потрібна найбільше.

Пожежна безпека

Відеоаналітика пожежної безпеки територій та небезпечних виробничих об'єктів. Важливою проблемою забезпечення виробничо-екологічної безпеки є протипожежний захист різних об'єктів і територій; забезпечення автоматизованого оперативного виявлення пожеж за допомогою технологій БПЛА. Сучасною тенденцією є розширення використання відеотехнологій у задачах забезпечення пожежної безпеки, що все частіше характеризується як «відеоаналітика».

Відеодетектори, що розробляються, можуть автоматично виявляти пожежу в приміщенні та на вулиці на основі конкретних характеристик зображення, що дає змогу оцінити ситуацію на виробничому об'єкті. Більшість автоматичних систем відеоаналітики засновані на комп'ютерній обробці зображень і аналізі їх змін. У цьому випадку відеосповіщувачі можуть бути використані в тому випадку, якщо звичайні пожежні сигналізації не застосовуються.

Розробники наводять дані, згідно з якими ймовірність помилкової тривоги становить <1%, а дальність розпізнавання становить 10 км при задимленості 10x10 м. Набагато дешевшою альтернативою тепловізорам є відеосистеми зі спеціальним програмним забезпеченням, які, в принципі, здатні виявляти теплові об'єкти на відстані 10-15 км, у тому числі вночі, але через високу ціну вони зазвичай не використовуються. Для виявлення пожеж.

Можна запропонувати адаптивну модель фону спостережуваної відеокамерою області та узагальнену колірну модель пожежі на основі статистичного аналізу вибірки зображень, що містять пікселі пожежі, з подальшою передачею по радіо- або оптоелектронним каналам до ЦОД. для моніторингу та виявлення вогнищ пожежі та вогню на відеозображенні. У майбутньому відеозображення можна буде обробляти за допомогою технологій Big Data для розпізнавання образів, щоб ідентифікувати потенційні пожежі або фактично виявлені пожежі та пожежі. При цьому можуть використовуватися як ресурсомісткі високошвидкісні канали передачі даних, так і економічні низькошвидкісні канали зв'язку, для яких потрібна значно менша ширина каналу, оскільки первинна обробка потоків переданих поточних даних у «на-рядок" і "у режимі реального часу" режим здійснюється мікрокомп'ютерною системою БПЛА. У той же час попередні записи можуть бути збережені за допомогою кругового буфера, а потім відправлені в центр обробки даних і автоматично збережені протягом тривалого часу.

Багато завдань екологічного біомоніторингу можна успішно вирішувати за допомогою спеціалізованих безпілотних систем. Безпілотний

літальний комплекс, призначений для цілей екологічного біомоніторингу, містить:

- 1) стаціонарні, або один або кілька мобільних центрів управління польотами БПЛА;
- 2) кілька спеціалізованих БПЛА, оснащених датчиками та пробовідбірниками для аналізу твердих, рідких та газоподібних проб із навколишнього середовища, наприклад, повітря, води та ґрунту;
- 3) розподілена система управління польотом, елементи якої розташовані як на борту БПЛА, так і на борту мобільних пунктів управління, або в стаціонарному центрі управління польотом;
- 4) інформаційна система відеоогляду, яка може включати модулі з можливостями радіолокаційного, оптико-спектрального, лідарного, телевізійного та тепловізійного (інфрачервоного - ІЧ) сканування земної поверхні та навколишнього середовища;
- 5) комплекс датчиків для експрес-аналізу стану навколишнього середовища;
- 6) мікропроцесорний комплекс для обробки та зберігання інформації;
- 7) комунікаційний комплекс для інтенсивної передачі великого обсягу інформації до центру
обробка даних (ЦОД) по радіо або оптико-електронному каналу;
- 8) комплекс групових навігаційних засобів БПЛА на основі позиціонування за допомогою системи GPS-ГЛОНАСС;
- 9) робочі та запасні бортові джерела живлення, або електрогенератори.

Подібну систему екологічного біомоніторингу на базі безпілотного авіаційного комплексу з використанням групи спеціалізованих БПЛА показано на рисунку 6.3. Так, якщо об'єктом екологічного біомоніторингу є територія складного рельєфу зі складками рельєфу, тимчасовими водосховищами, то БПЛА можна додатково встановити із зондами 5, 6, 7 для відбору рідких, твердих і газоподібних проб навколишнього середовища. Причому кожен БПЛА оснащений 8 поплавками для можливості приземлення на водну або болотисту поверхню.

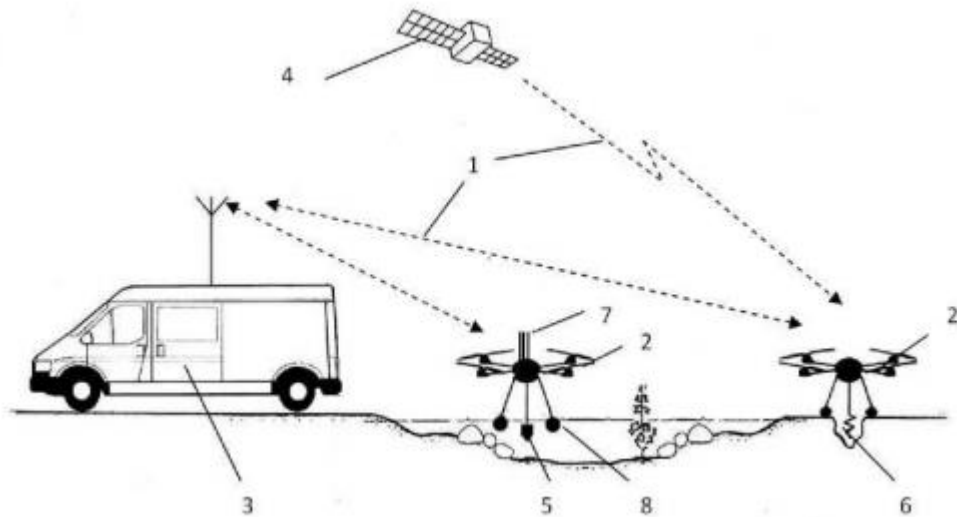


Рисунок 6.3 Схема системи біомоніторингу навколишнього середовища з використанням БПЛА

1) канал радіозв'язку; 2) БПЛА; 3) мобільний пункт управління польотом БПЛА; 4) супутникова навігаційна система GPS-ГЛОНАСС; 5) зонд для відбору проб рідких середовищ; 6) зонд для відбору проб твердих середовищ; 7) зонд для відбору проб газоподібних середовищ; 8) плавати

У режимі повного екобіомоніторингу території така система працює автоматично наступним чином. БПЛА вертикального зльоту та посадки злітає з території стаціонарної екологічно-біологічної лабораторії через заданий інтервал часу і за програмою польоту, наявною в системі керування польотом, облітає обстежувану територію на основі позиціонування за допомогою GPS- Система ГЛОНАСС.

Оператор направляє БПЛА на об'єкт екобіомоніторингу, робить відеоогляд космосу та сканує земну поверхню, вимірює параметри навколишнього середовища за допомогою зондів за допомогою датчиків експрес-аналізу, а результати досліджень передає по радіо в мобільний центр управління або передається на пристрій для обробки та зберігання. Після підйому БПЛА оператор виконує відеоогляд і сканування земної поверхні, використовуючи датчики експрес-аналізу, вимірює параметри навколишнього середовища з подальшою трансляцією результатів екобіомоніторингу по радіоканалу в центр обробки даних, підключений до центру управління польотом, або до зовнішніх інформаційних баз для обробки та зберігання. При необхідності використовуйте зонди для збору рідини, тверді або газоподібні середовища для відбору проб і доставки в мобільний центр управління для поглибленого аналізу. Щоб збільшити дальність дії БПЛА та ефективніше використовувати час польоту в процесі

екобіомоніторингу, БПЛА можуть автоматично приземлятися в точки підзарядки джерел живлення, позначені радіомаяками, і заряджатися

Висновки

У цій главі БПЛА розглянуто з точки зору екологічності, вивчено та презентовано їх роль у захисті навколишнього середовища. Крім того, наведено схему та принцип дії однієї із запропонованих систем охорони навколишнього середовища за участю БПЛА як активної ланки.

Різні типи БПЛА були розглянуті з точки зору економії споживання ресурсів, оскільки ця характеристика безпосередньо впливає на забруднення навколишнього середовища, а також на виснаження доступних паливних розчинів. Виявилось, що малі дрони найбільш ефективні в цьому випадку для перевірки навколишнього середовища. Дрони середнього та більшого розміру споживають трохи менше енергії від традиційних наземних методів екологічної інспекції.

Розглянуто ключові можливості використання БПЛА для виконання завдання захисту навколишнього середовища, розглянуто ключові особливості кожного із випадків, які конкретно типи БПЛА використовуються. Також було розглянуто запропоновану систему моніторингу та захисту навколишнього середовища з використанням БПЛА як активної ланки.

ВИСНОВКИ

Дана робота була присвячена розв'язанню актуальної проблеми підвищення точності визначення координат джерела радіовипромінювання інтегрованими багатопозиційними комплексами звукового моніторингу.

Основними науково-практичними результатами дипломної роботи є:

1. Розроблено метод визначення координат джерело радіовипромінювання, який базується на розв'язанні системи нелінійних рівнянь, що описують похибки вимірювань за критерієм найменших квадратів. Такий метод дозволяє врахувати похибку вимірювання затримки часу надходження сигналу для кожної зі станцій окремо за рахунок введення вагових коефіцієнтів.

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

3. Спосіб визначення станції, розроблений за допомогою теорії параметричної чутливості, що приносить найбільшу похибку, дозволяє виключити її з розрахунків у разі, якщо одна з координат джерело радіовипромінювання залишається незмінною.

4. Розглянуто рекомендації щодо впровадження та використання розроблених методів у складі комплексного радіо моніторингу. Детально розглянуто структуру та алгоритми керування інтегрованим комплексом.

5. Розглянуто приклади існуючих примірників джерело радіовипромінювання з різними типами енергоблоків, проаналізовано їх акустичні дані, зокрема характер радіо випромінювання енергоблоку. Надано огляд існуючих відповідних систем засобів акустичного дослідження, а також їх характеристик виявлення цілей.

\

Посилання

1. Хорев. А. А. Теоретичні основи оцінки можливостей технічних засобів дослідження. – М.: Міністерство оборони РФ, 2000. (рос.)
2. Фігуровський Д. Про вдосконалення системи спостереження повітряного простору в НАТО//За кордоном. солдат. Огляд. 1988. № 8. (рос.)
3. Фіолентов А. Нові технічні системи дослідження повітряних цілей//За кордоном. солдат. огляд. 2000. № 4. (рос.)
4. Фізичний енциклопедичний словник. – М.: Сов. Енциклопедія, 1983. (рос.)
5. Ярочкін В. А. Технічні канали витоку інформації. – М.: Сов. Енциклопедія, 1983. (рос.)
6. Мельников Ю. П., Попов С. В. Методи оцінки похибок параметрів руху об'єкта за його активним і пасивним розташуванням в умовах ПДП. – Звукотехніка, 1998, № 3. (рос.)
7. Ягольников С. В. Диференційний метод визначення координат ЛА за сигналами їх висотомірів одним бортовим засобом дослідження. – Звукотехніка, 1997, № 5. (рос.)
8. Пагурек Б. Чутливість оптимальних систем регулювання до змін параметрів об'єкта. У сб. «Чутливість автоматичних систем». видавництво «Наука», 1968, с. 209 – 216. (рос.)
9. Kokotovic P., Cruz J. V. Jr., Heller J. E. та Sannuti P. Синтез оптимально чутливих систем. Proc. IEEE, 1968, вип. 56, № 8.
10. Томович Р. Загальна теорія чутливості / Томович Р. Вуобратович М. – М.: Сов. звук, 1972. – 240 с. (рос.)
11. Ворочилін В. В., Слукін Г. П., Федоров І. Б. Синтез алгоритмів спільного виявлення – оцінка траєкторій рухомих об'єктів на основі теорії випадкових потоків//Праці МВТУ Н.Е. Баумана. № 540. 1989. (рос.)
12. Колодяжний А. Н. Методи та алгоритми калібрування математичної моделі похибки засобів траєкторних вимірювань / Колодяжний А. Н.//Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (13.05.18). СПб., 2008. (рос.)
13. Ліннік Ю. В. Метод найменших квадратів та основа теорії обробки спостережень / Ліннік Ю.В. В. – М.: Физматгиз, 1962. – 350 с. (рос.)
14. Махонькін Ю. Є. Автоматизована обробка результатів вимірювань на льотних випробуваннях / Махонькін Ю.В. Є., Павлов З. А., Фальков А. І., Корачков В.І. – М.: Машинобудування, 1983. – 112 с. (рос.)
15. Мілохов Ю. Н. Алгоритм поєднання інформації двох пеленгаторів оглядового типу при твердих готівкових перешкодах. – Праці ЦНДІ – 30 МО 1966 р., вип. 137 (207). (російською)
16. Holsapple C. W., Winston J. E. Системи підтримки прийняття рішень. – Нью-Джерсі: Прентіс Хол, 2001. – 865 с.
17. Андреев А. В., Воронін А. В., Замарін А. І., Медведєв В. М., Тараненко П. Г. Виявлення та аналіз сигналів складної структури. – М.: Вип. Міністерство оборони Російської Федерації, 1996. (рос.)

18. Сигнали шумового типу в системах передачі інформації / В.Б. Пестряков, В.П. Афанасьєв, В.Л. Гурвіць та ін.; Вхід видання В.Б. Пестряков. М.: Сов. Звук, 1973. (рос.)
19. Стратонович Р. Л. Умовний розподіл корельованих випадкових точок і використання кореляцій для оптимального виділення імпульсного сигналу від шуму // Изв. АН УРСР. сер Силове та автоматичне обладнання. 1961. № 2. (рос.)
20. Пантєєв Р. Л. Модифікація методу Ньютона щодо вирішення координатно-маршрутних завдань пасивних автоматичних комплексів обслуговування повітряних цілей / Ткаченко В. М., Коротков В. В., Пантєєв Р. Л. // Журнал «Звукова техніка». - 2012. - № 170, С. 157-161. (рос.)
21. Пантєєв Р.Л. Параметризація задачі визначення координат джерела звукового випромінювання комплексів пасивної содар-локації / Ткаченко В.М., Мануйленко Р.І., Гашан Р.І., Пантєєв Р.Л. журнал. - 2012. - № 3 (9), С. 84-88. (російською)
22. Пантєєв Р. Л. Дослідження просторово-часових моделей пасивних пеленгаційних джерел звукові випромінювання / Ткаченко В. М., Мануйленко Р. І., Гашан Т. С., Пантєєв Р. Л. // Журнал «Робота східноукраїнського університету». – 2012. – №2, С. 52-59. (російською)
23. Пантєєв Р. Л. Використання методів теорії чутливості для оптимізації процедур обчислення та визначення похибки обчислення пасивних систем координат Судар-локація / Ткаченко В. М., Коротков В. В., Пантєєв Г. Л., Вісті південно-західного державного університету. – 2014. – № 3, С. 35-41. (російською)
24. Пантєєв Р. Л. Екстремальна постановка та аналіз задачі визначення координат джерел звукового випромінювання різницево методом ранжування / Ткаченко В. М., Коротков В. В., Пантєєв Р. Л. // Журнал «Система обробки інформації». - 2014. - № 4 (120), С. 64-68. (рос.)