

Міністерство освіти і науки України
Національний аерокосмічний університет
ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Інкарбаєва Ольга Сергіївна

УДК 621.396.96

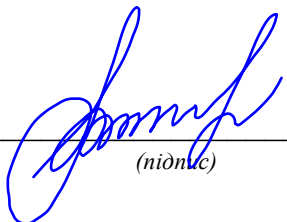
ДИСЕРТАЦІЯ

**ОПТИМІЗАЦІЯ МЕТОДУ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ
У РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ КАРТОГРАФУВАННЯ МІСЦЕВОСТІ
З БОРТА ВЕРТОЛЬОТУ**

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка
Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело



(підпис)

Ольга ІНКАРБАЄВА

Науковий керівник

Жила Семен Сергійович, завідувач кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем, доктор технічних наук

Харків – 2024

АНОТАЦІЯ

Инкарбаєва Ольга Сергіївна. Оптимізація методу оброблення сигналів у радіотехнічних системах картографування місцевості з борта вертольоту. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії з галузі знань 17 Електроніка та телекомунікації за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка. – Національний аерокосмічний університет ім. М.С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, 2024.

Дисертаційне дослідження спрямоване на розроблення та дослідження методу оброблення сигналів у радіоелектронних вертольотних системах вимірювання рельєфу ділянки місцевості, що обрана пілотом для безпечного приземлення, при поганих погодних умовах і з використанням власних зондуючих сигналів. Вказані системи пропонується використовувати у якості доповнення до класичних бортових систем, що встановлюються в кабіні пілота для оцінки висоти поверхні при здійсненні посадки. Таким чином, мета дослідження – підвищення точності оцінювання рельєфу місцевості при виборі майданчика для безпечного приземлення за несприятливих метеорологічних умов за рахунок використання бортової радіолокаційної системи з оптимальним обробленням сигналів.

Об'єктом дослідження є процес оброблення сигналів віддзеркалених підстильною поверхнею з метою оцінювання її рельєфу.

Предметом дослідження є методи та алгоритми оброблення радіолокаційних сигналів щодо вирішення задач картографування рельєфу місцевості в вертольотних радарах.

Необхідність проведення дослідження обумовлена тим, що під час виконання операцій зі застосуванням вертольотів необхідно виконувати посадку в небезпечних умовах на непідготовлений аеродром. Також під час приземлення можуть виникати курні вихри, які перешкоджають пілоту орієнтуватись у просторі та приймати вірні рішення щодо пілотування. Це супроводжується збільшеним ризиком для екіпажу та пасажирів. Перспективним варіантом вирішення проблеми є розроблення систем безпечної посадки з попередньою побудовою рельєфу. У світі

наразі ведуться дослідження щодо розроблення таких систем, проте більшість з них ґрунтуються на евристичних підходах, де використані готові технологічні рішення, а надалі оброблення даних проводиться на базі узагальненого інженерного досвіду. До того, їх ефективність в умовах низької видимості обмежена. Даний недолік пропонується вирішити з використанням двоантенного пеленгатору зі наскрізним обробленням сигналів у радіодіапазоні довжин хвиль, оскільки це дозволить проводити вимірювання з підвищеною точністю та забезпечить роботу в будь-яких погодних умовах, вдень та вночі. Задля досягнення мети дисертаційного дослідження було вирішено низку завдань.

Перш за все, у роботі розроблено математичні моделі просторово-часових стохастичних радіосигналів та функціонали правдоподібності для рівнянь спостереження для двоантенного вертольотного радару. За критерієм максимуму функціоналу правдоподібності синтезовано оптимальний алгоритм оброблення просторово-часових стохастичних сигналів у амплітудній сумарно-різницевій радіолокаційній системі вимірювання рельєфу, що розміщена на борту вертольоту. Особливість синтезованого алгоритму полягає в тому, що він може виконувати оцінювання дальності до кожної точки поверхні та її кутове положення, що дозволяє відновити рельєф поверхні вздовж напрямку польоту у межах перекриття діаграм спрямованості.

Перевірка отриманих алгоритмів вимірювання висоти поверхні виконана на двох імітаційних моделях – при ідеальних умовах вимірювання та з урахуванням розсіювання сигналів шорсткою поверхнею. У результаті продемонстровано їх загальну працездатність, а також ефективність отриманого алгоритму відновлення рельєфу. Водночас показано, що похибка системи вимірювання висоти рельєфу визначається роздільною здатністю та геометрією зондування радару.

Ключові слова: дистанційне зондування, оптимальний алгоритм, оцінювання рельєфу, вертольотний радар, структурна схема, діаграми спрямованості, стохастичний сигнал, амплітуда сигналу, гаусівський шум, якість сигналу, система виявлення, кореляційні функції.

Список публікацій здобувача за темою дисертації

1. Volosyuk, V., Zhyla, S., Pavlikov, V., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Kolesnikov, D., Inkarbaeva, O., Nezhalskaya, K. Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar with planar antenna array. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2021, no. 1, pp. 50-59. Doi: 10.32620/reks.2021.1.04.
2. V. Volosyuk, S. Zhyla, O. Inkarbaieva and D. Kolesnikov, "Optimization of the Surface Formation Algorithm by the Airborne Helicopter Radar," 2022 IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2022, pp. 398-403. doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9767068.
3. С. С. Жила, О. С. Інкарбаєва. Оптимізація алгоритму формування рельєфу поверхні бортовим вертолітним радаром // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2022. – № 3(179). – С. 66–74. Doi: 10.32620/aktt.2022.3.07.
4. Vlasenko D., Inkarbaieva O., Peretiatko M., Kovalchuk D., Sereda O. Helicopter radio system for low altitudes and flight speed measuring with pulsed ultra-wideband stochastic sounding signals and artificial intelligence elements. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2023, no 3, pp. 48-59. Doi: 10.32620/reks.2023.3.05.
5. O. Inkarbaieva, S. Zhyla, D. Vlasenko and G. Cherepnin, "Structure Optimization of Onboard Helicopter Radar for Surface Elevation Measurements," 2023 IEEE International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Kyiv, Ukraine, 2023, pp. 198-202. Doi: 10.1109/UkrMiCo61577.2023.10380341.
6. A. Popov, S. Zhyla, O. Inkarbaieva and M. Bortsova, "Simulation of Onboard Helicopter Radar Signals for Surface Elevation Measurements", 2023 Integrated Computer Technologies in Mechanical Engineering (ICTM), Kharkiv, Ukraine, 2023, pp. 1-15. Doi: 10.1007/978-3-031-61415-6_45.

ABSTRACT

Inkarbaieva Olha Serhiivna. Optimization of signal processing method in radio engineering systems of terrain mapping from the helicopter. – Qualification scientific work on the rights of manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy (PhD) in the field of knowledge 17 Electronics and Telecommunications, specialty 172 Telecommunications and Radio Engineering. – National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, 2024.

The dissertation research focuses on the development and study of a signal processing method in helicopter radio-electronic systems for measuring the terrain relief of the area selected by the pilot for a safe landing, under any weather conditions and using its sensor signals. These systems are proposed to be used as a complement to the classical onboard systems installed in the cockpit to estimate the surface height during landing. Thus, the aim of the research is to improve the accuracy of terrain assessment when selecting a safe landing platform under adverse meteorological conditions using optimal signal processing onboard radar.

The object of research is the process of signal processing of the reflected surface to estimate the relief.

The subject of the research is methods and algorithms for processing radar signals to solve problems of terrain mapping in helicopter radars.

This research was prompted by the fact that helicopter operations require landing on an unprepared airfield under hazardous conditions. In addition, during landing, dusty vortices can occur, which prevent the pilot from navigating in space and making the right decisions regarding the control. These increases the risk to the crew and passengers. A perspective solution to the problem is the development of safe landing systems with preliminary terrain detection. At present, research on the development of such systems are carried out all over the world, but most of them are based on heuristic approaches using ready-made technological solutions, and further data processing is based on

generalized engineering experience. Moreover, their effectiveness in low visibility conditions is limited.

This limitation is to be solved using a dual-antenna direction finder with end-to-end signal processing in the radio wavelength range, as this will allow measurements with increased accuracy and will ensure operation in all weather conditions, day and night. To achieve the goal of the dissertation research, some tasks are solved.

First, the mathematical models of spatio-temporal stochastic radio signals and the likelihood functions for the observation equations for a dual-antenna helicopter radar are developed. According to the criterion of the maximum likelihood function, an optimal algorithm is synthesized for the processing of spatio-temporal stochastic signals in an amplitude sum-and-difference radar system for measuring terrain that located onboard a helicopter. The peculiarity of the synthesized algorithm is that it can estimate the distance to each surface point and its angular position, which allows for recovery of the surface relief along the flight direction within the overlapping radiation patterns.

The resulting algorithms for surface height measurement are tested on two simulation models: under ideal measurement conditions and considering the scattering of signals by a rough surface. As a result, their overall performance and the effectiveness of the resulting terrain restoration algorithm are demonstrated. However, it is shown that the error of the terrain height measurement system is determined by the resolution and geometry of the radar sensor.

Keywords: remote sensing, optimal algorithm, terrain estimation, helicopter radar, block diagram, radiation patterns, stochastic signal, signal amplitude, Gaussian noise, signal quality, recognition system, correlation functions.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ	2
ABSTRACT	5
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	10
ВСТУП.....	11
РОЗДІЛ 1. ПРОБЛЕМА ПОСАДКИ ВЕРТОЛЬОТІВ НА НЕОБЛАДНАНИЙ МАЙДАНЧИК	19
1.1 Причини аварій при посадці вертольоту	20
1.2 Радіолокаційні методи посадки та обзору поверхні	25
1.2.1 Фазові інтерферометричні системи.....	27
1.2.2 Амплітудні моноімпульсні системи.....	41
1.3 Аналіз існуючих систем картографування місцевості.....	48
1.3.1 Розпізнавання рельєфу за допомогою технології синтетичного зору.....	49
1.3.2 Розпізнавання рельєфу за допомогою радарів W діапазону.....	53
1.3.3 Розпізнавання рельєфу за допомогою лідарів.....	58
1.4 Формулювання задач дослідження	63
Висновки до розділу	68
РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНИЙ АПАРАТ СТАТИСТИЧНОГО СИНТЕЗУ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ КАРТОГРАФУВАННЯ МІСЦЕВОСТІ.....	70
2.1 Моделі зондуючих та прийнятих сигналів двоантенною системою рельєфометрії.....	71
2.2 Основні положення теорії оптимального статистичного синтезу алгоритмів	78
2.2.1 Метод максимальної правдоподібності.....	78

2.2.2 Розрахунок граничних похибок вимірювання оцінюваних параметрів	81
Висновки до розділу	84
РОЗДІЛ 3. СТАТИСТИЧНИЙ СИНТЕЗ БОРТОВОЇ ВЕРТОЛЬОТНОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ РЕЛЬЄФУ МІСЦЕВОСТІ, ЩО НЕ ПІДГОТОВЛЕНА ДЛЯ ПОСАДКИ.....	85
3.1 Геометрія задачі і моделі сигналів, що спостерігаються в радарі	85
3.2 Постановка оптимізаційної задачі.....	96
3.3 Вирішення оптимізаційної задачі.....	96
3.3.1 Оцінка положення стробуючого імпульсу у часі $t_3(X_0)$	99
3.3.2 Оцінка дальності до кожної точки поверхні $R_h(x)$	107
3.3.3 Оцінка відхилення кожної точки поверхні від РСН $\Delta x(x, X_0)$	117
3.4 Структурна схема сумарно-різницевої системи вимірювання висоти з борта вертольоту	121
Висновки до розділу	123
РОЗДІЛ 4. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ МЕТОДУ КАРТОГРАФУВАННЯ МІСЦЕВОСТІ З БОРТА ВЕРТОЛЬОТУ	125
4.1 Імітаційне моделювання розробленого методу вимірювання рельєфу місцевості з борта вертольоту при ідеальних умовах вимірювання.....	125
4.1.1 Розробка алгоритму оцінювання висоти рельєфу місцевості	137
4.1.2 Аналіз розсіяних сигналів ідеальними поверхнями різної форми.....	145
4.1.3 Приклади імітаційного моделювання роботи системи при картографуванні різних за рельєфом поверхонь.....	151
4.2 Імітаційне моделювання віддзеркалених сигналів з урахуванням ЕПР та реальних ДС у вертольотному радарі картографування поверхні.....	155

4.2.1 Програмна реалізація та тестування алгоритму моделювання сигналів у двоканальній системі вимірювання висоти	166
4.3. Аналіз результатів оцінювання рельєфу поверхні в імітаційній моделі, що враховує ЕПР та реальні форми діаграм спрямованості.....	171
Висновки до розділу	177
ВИСНОВКИ.....	178
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	181
ДОДАТОК А.....	190

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

3D-LZ – Three-Dimensional Landing Zone;
ALHAT – Autonomous Landing Hazard Avoidance Technology;
BLAST – Brownout Landing Aid System Technology;
DARPA – Defense Advanced Research Projects Agency;
DEM – Digital Elevation Model;
GPS – Global Positioning System;
HALS – Helicopter Autonomous Landing System;
HDS – Hazard Detection System;
HSVT – Helicopter Synthetic Vision Technology;
ILS – Instrument Landing System;
LIDAR або LADAR – Light або Laser Detection and Ranging;
АП – антенний перемикач;
АПП – автоматичне регулювання посилення;
АСД – автоматичне супроводження цілі по дальності;
ДС – діаграма спрямованості;
ЕПР – ефективна площа розсіювання;
ІнРСА – інтерферометричний радар із синтезованою апертурою;
ІЧ – інфрачервоний діапазон;
ЛогП – логарифмічний підсилювач;
ПРД – передавач;
ПРМ – приймач;
РЛС – радіолокаційна станція;
РСА – радар з синтезованою апертурою;
РСН – рівносигнальний напрямок;
УНВ – умови недостатньої видимості

ВСТУП

Актуальність теми. Вертольоти відіграють важливу роль у виконанні різноманітних завдань цивільного та військового значення, починаючи від туристичних польотів та завершуючи аеромобільністю військ у зонах бойових дій. Однією з найскладніших та небезпечних операцій у пілотуванні вертольотів є посадка на непідготовлені поверхні, що супроводжується підвищеним ризиком для екіпажу та пасажирів [1, 2]. Статистика авіаційних пригод у світі показує, що найбільша частка аварій та катастроф відбувається саме під час посадки [3, 4]. Ще небезпечнішим маневром вважається приземлення під час дощу, снігопаду, щільного туману, задимленості місцевості чи вулканічної активності. Знизити ризики для пілота та екіпажу дозволяють бортові прилади, такі як GPS, інерційні навігаційні системи, гіроскоп, акселерометр [5, 6], доплерівський вимірювач швидкості та кута зносу [7], радіовисотомір, дальномірне обладнання [8] тощо. Робота вказаних систем у комплексі та досвід пілотів запобігають небезпечному приземленню в момент наближення землі. У той самий час більш актуальним є попередній аналіз підстильної поверхні навколо вертольоту, вимірювання її висоти та визначення безпечної ділянки для приземлення. Такого типу системи відомі для БПЛА, проте вони використовують ультразвукові сигнали, що неприйнятно для вертольотів через малу дальність зондування [9].

Системи безпечної посадки є перспективними і розробляються в всьому світі. Зокрема у [10] дослідження ґрунтуються на фотометричних і альтиметричних даних, але даний метод не може бути реалізований вночі та потребує вимірювання висоти, що не дає змогу завчасно визначити ділянку місцевості для приземлення. Результати роботи [11] мають високу точність за рахунок використання терагерцового діапазону хвиль, проте застосування такої системи вимірювання рельєфу в хмарну погоду та у пилових бурях майже неможливо через значне згасання в неоднорідній атмосфері. У статі [12] наведені результати практичного застосування вертольотних рельєфометричних систем, що базуються на

використанні радарів міліметрового діапазону хвиль. Однак більшість представлених розробок базуються на евристичних методах, що полягають у використанні готових технологічних рішень, а наступне оброблення реалізується на основі узагальнення інженерного досвіду. До того ж їх ефективність знижується при посадці в умовах поганої видимості.

При вирішенні задачі побудови рельєфу місцевості у наш час активно використовують інтерферометричні радіотехнічні системи [13]. Особливістю даних радарів є залучення двоелементних антенних систем, окремі елементи яких рознесені у просторі на деякі відстані, а також використання спеціальних алгоритмів обробки прийнятих сигналів. Такі системи дозволяють оперативно отримувати карту рельєфу місцевості з високою точністю. Водночас для коректної роботи вони потребують прямолінійної траєкторії руху носія, а для досягненні високої роздільності – використання антенних систем з великими базами. У зв'язку з цим такі системи реалізуються у вигляді угруповання супутників, адже траєкторії космічних об'єктів є прямолінійними та передбачуваними, а окремі супутники можуть знаходитись на значній відстані одне від одного. Проте ефективно реалізувати інтерферометричну систему на базі одного вертольоту неможливо з огляду на обмеження геометричних розмірів антенної системи та складність обробки сигналів внаслідок нелінійної траєкторії руху.

Виходячи з наведеного можна стверджувати, що на сьогодні постала актуальна наукова задача розробки нового методу, алгоритму та пристрою вимірювання висоти рельєфу поверхні для безпечної посадки вертольоту, що підвищить точність її визначення при використанні некогерентного оброблення та накопичення сигналів. Реалізація таких систем у радіодіапазоні дозволить вимірювати висоти поверхні, так як він може забезпечити роботу при будь-яких погодних умовах, вдень та вночі. Використання двоантенного пеленгатора зі наскрізною обробкою сигналів дозволить проводити вимірювання з підвищеною точністю завдяки високій крутизні пеленгаційної характеристики та точно визначати напрямок приходу сигналу через вимірювання різниці потужностей сигналів на виході каналів.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Робота виконувалася у межах наукових робіт кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем Національного аерокосмічного університету ім. М. Є. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», у яких автор був виконавцем, а саме:

- «Вітчизняний радіолокаційний комплекс малих висот і швидкостей польоту для вертольотів АТ "Мотор Січ"», №ДР 0122U200469, 2022-2023рр.;
- «Розроблення поляризаційно-двоканального радара для безпеки польотів вертольотів на малих висотах», №ДР 0123U104309, 2023-2024 рр..

Мета і завдання дослідження.

Мета – підвищення точності оцінювання рельєфу місцевості при виборі майданчика для безпечного приземлення за несприятливих метеорологічних умов за рахунок використання бортової радіолокаційної системи з оптимальним обробленням сигналів.

Для досягнення поставленої мети дослідження потрібно вирішити наступні завдання:

- 1) проаналізувати причини аварій вертольотів;
- 2) проаналізувати радіотехнічні методи картографування поверхні;
- 3) виконати огляд сучасних технологічних рішень безпечної посадки вертольотів на непідготовлений аеродром в умовах низької видимості;
- 4) виконати математичну формалізацію моделей зондуючих та віддзеркалених сигналів в суміші з шумами, що прийняті двоантенною системою рельєфометрії та розробити функціонали правдоподібності для рівнянь спостереження;
- 5) синтезувати оптимальний алгоритм оброблення просторово-часових стохастичних сигналів у амплітудних сумарно-різницевих радіолокаційних системах вимірювання рельєфу;
- 6) відповідно до синтезованого алгоритму розробити структурну схему рельєфометричної вертольотної системи;

7) дослідити працездатність отриманого алгоритму шляхом імітаційного моделювання.

Об'єкт дослідження – процес оброблення сигналів віддзеркалених підстильною поверхнею з метою оцінювання її рельєфу.

Предмет дослідження – методи та алгоритми оброблення радіолокаційних сигналів щодо вирішення задач картографування рельєфу місцевості в вертольотних радарх.

Методи дослідження:

- методи математичної статистики, методів вирішення оптимізаційних задач статистичного синтезу та оцінки параметрів ймовірнісних розподілів;
- методи аналізу радіотехнічних систем формування зображень;
- методи моделювання для підтвердження достовірності отриманих результатів та можливості їх реалізацій на практиці.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Отримала подальший розвиток теорія статистичної оптимізації радіотехнічних систем дистанційного зондування та радіолокації за рахунок вирішення варіаційної задачі оптимізації в рамках критерію максимуму функції правдоподібності методу оцінювання висоти рельєфу поверхні, як функції просторових координат.

2. Вперше синтезовано та досліджено метод оптимального оброблення сигналів у двоантенній сумарно-різницевій радіотехнічній системі оцінювання висоти рельєфу поверхні, який за рахунок використання двох каналів дозволяє підвищити показники точності вимірювань.

3. Удосконалено принципи побудови радіотехнічних вимірювальних систем, запропоновано нову структуру бортового вертольотного радару, яка відповідає новому синтезованому оптимальному методу оцінювання рельєфу місцевості дозволяє вимірювати рельєф з більш високими показниками точності.

4. Отримали подальшого розвитку імітаційні моделі апробації алгоритмів оцінювання параметрів поверхні за результатами прийому та оброблення розсіяних поверхнею сигналів, що на відміну від існуючих враховують наявність двох каналів

прийому, форми діаграм спрямованості антен у кожному каналі, електрофізичні властивості та геометричні характеристики поверхні, статистичні характеристики шумів приймачів, форми зондуючих сигналів та частоту дискретизації прийнятих сигналів.

Практичне значення одержаних результатів:

1. Зменшення фізичних розмірів антенної системи за рахунок використання двоантенної амплітудної сумарно-різницевої системи, яка працює в комплексі, як пеленгатор та радіодалекомір.
2. Зменшення обчислювальної складності алгоритму побудови висоти рельєфу, що обрана пілотом для посадки в умовах низької видимості за рахунок некогерентного оброблення сигналів.
3. Теоретичні результати та імітаційні моделі становлять підґрунтя для розробки вертольотних радіолокаційних систем, що забезпечать безпечне приземлення на необладнаний майданчик;
4. Теоретичні висновки та комп'ютерне моделювання можуть бути використанні в освітньому процесі у навчальних дисциплінах: «Антенні пристрої», «Авіоніка», «Інформаційно-вимірювальні радіотехнічні системи», «Статистична динаміка систем радіоавтоматики» (Додаток А).

Особистий внесок здобувача. Усі роботи виконано у співавторстві.

Автору належать наступні результати, які полягають у:

- конкретизація форми моделей зондуючих та прийнятих сигналів, характеристик внутрішніх шумів приймача та математичних моделей рівняння спостереження;
- синтезі оптимального алгоритму розрахунку кутового положення імпульсного об'єму зондувальних імпульсів, розробленні структурної схеми та імітаційному моделюванню його оцінювання;
- синтезі оптимального алгоритму оцінювання висоти рельєфу ділянки місцевості з борта вертольоту та розроблення структурної схеми системи;
- імітаційному моделюванні оцінювання висоти поверхні з урахуванням розсіювання сигналів від шорсткої поверхні бортовою двоантенною системою.

Апробація результатів дисертації. Результати дослідження апробовані на наступних міжнародних конференціях, праці яких індексуються у н.м.б.д. Scopus:

1) 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET 2022);

2) 2023 IEEE International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo 2023);

3) 2023 Integrated Computer Technologies in Mechanical Engineering (ICTM 2023).

Публікації. Основні результати дослідження опубліковані у трьох статтях (дві статті входять до м.н.б.д. Scopus, одна стаття у фаховому виданні категорії «Б») та у трьох збірниках доповідей у працях міжнародних конференцій, матеріали яких індексуються у н.м.б.д. Scopus. Загалом у н.м.б.д. Scopus відображено 9 робіт, а $h\text{-index}=2$ (Scopus ID: 57220833706). На основі результатів дисертаційної роботи отримано патент України на винахід.

Структура і об'єм дисертаційної роботи. Дисертація містить вступ, чотири розділи, висновки, список використаних джерел і додатку. Повний об'єм дисертації 190 сторінок, у тому числі 9 сторінок списку використаних джерел у кількості 70 найменувань та додаток на 1 сторінку.

Список публікацій здобувача

Статті:

1. Volosyuk, V., Zhyla, S., Pavlikov, V., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Kolesnikov, D., Inkarbaeva, O., Nezhalskaya, K. Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar with planar antenna array. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2021, no. 1, pp. 50-59. Doi: 10.32620/reks.2021.1.04. [індексується у н.м.б.д. Scopus, Q3]

2. С. С. Жила, О. С. Інкарбаєва. Оптимізація алгоритму формування рельєфу поверхні бортовим вертолітним радаром // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2022. – № 3(179). – С. 66–74. Doi: 10.32620/aktt.2022.3.07. [категорія «Б»]

3. Vlasenko D., Inkarbaieva O., Peretiatko M., Kovalchuk D., Sereda O. Helicopter radio system for low altitudes and flight speed measuring with pulsed ultra-wideband stochastic sounding signals and artificial intelligence elements. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2023, no 3, pp. 48-59. Doi: 10.32620/reks.2023.3.05. [індексується у н.м.б.д. Scopus, Q3]

Матеріали міжнародних конференцій:

4. V. Volosyuk, S. Zhyla, O. Inkarbaieva and D. Kolesnikov, "Optimization of the Surface Formation Algorithm by the Airborne Helicopter Radar," 2022 IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2022, pp. 398-403. Doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9767068.

5. O. Inkarbaieva, S. Zhyla, D. Vlasenko and G. Cherepnin, "Structure Optimization of Onboard Helicopter Radar for Surface Elevation Measurements," 2023 IEEE International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Kyiv, Ukraine, 2023, pp. 198-202, doi: 10.1109/UkrMiCo61577.2023.10380341.

6. A. Popov, S. Zhyla, O. Inkarbaieva and M. Bortsova, "Simulation of Onboard Helicopter Radar Signals for Surface Elevation Measurements", 2023 Integrated

Computer Technologies in Mechanical Engineering (ICTM), Kharkiv, Ukraine, 2023, pp. 1-15. Doi: 10.1007/978-3-031-61415-6_45.

Патент:

7. Аерокосмічний когнітивний радар з синтезуванням апертури. Патент України на винахід №. 127881. / Жила С. С., Волосяк В. К., Павліков В. В., Церне Е. О., Шматко О. О., Власенко Д. С., Собколов А. Д., Кошарський В.В., Одокієнко О.В., Інкарбаєва О. С., Попов А.В.; 31.01.2024

РОЗДІЛ 1

ПРОБЛЕМА ПОСАДКИ ВЕРТОЛЬОТІВ НА НЕОБЛАДНАНИЙ МАЙДАНЧИК

У всьому світі зростає використання вертольотів для різних цілей. Це зумовлено їх невеликими розмірами та маневреністю. Вертольоти мають багато переваг в порівнянні з літаками. Завдяки вертикальному підйому і зниженню, а також зависанню у повітрі без руху, вертольоти можуть виконувати посадку та маневрувати на обмеженій ділянці місцевості, уникаючи перешкоди. Це робить їх ідеальними для використання в найрізноманітніших умовах: міської забудівлі, у гірських або важкодоступних регіонах тощо.

Однак виконання посадки в непередбаченій місцевості являється однією з найскладніших та небезпечних операцій у пілотуванні вертольотів, що призводить до ситуацій пов'язаних з ризиком для екіпажу та пасажирів. Згідно до статистики авіаційних пригод в світі найбільша частка аварій та катастроф відбувається саме під час посадки [1, 2]. Ще небезпечнішим маневром вважається приземлення під час умов недостатньої видимості (УНВ) [3, 4]. Це означає низьку або нульову оптичну видимість зовнішнього середовища внаслідок будь-якого з наступних факторів або їх комбінації: слабе освітлення, несприятливі погодні умови (дощ, снігопад, щільний туман, хуртовина, вулканічні активності тощо), задимленості місцевості чи вихор твердих частинок, що піднімаються гвинтом вертольоту. Останній фактор особливо небезпечний.

При посадці на суху або засніжену поверхню повітряний потік від несучого гвинта вертольоту піднімає завісу, що критично знижує видимість і може призвести до неправильного визначення положення вертольоту відносно землі, крім того, можуть залишитися непоміченими перешкоди в зоні приземлення (рухомі або статичні об'єкти, наприклад, великі каміння, яри, ухили, пагорби тощо). При цьому нерівності висотою більше 0,5 м і посадочні майданчики з ухилом становлять небезпеку для посадки вертольоту, особливо при сильному вітрі [14]. Посадка

вертольоту в таких умовах небезпечна тим, що змушує пілота покладатися на власні відчуття та бортові навігаційні прилади (таких як GPS-системи, гіроскоп, акселерометр [5, 6], доплерівський вимірювач швидкості та кута зносу [7], радіовисотомір, дальномірне обладнання [8] тощо), даних від яких, найчастіше, виявляється недостатньо [15, 16].

1.1 Причини аварій при посадці вертольоту

Загальноприйнятою технікою посадки є вибір помітних об'єктів на місцевості (каміння, кущі, дерева, паркани тощо) для того, щоб виконати захід на посадку і приземлитися у визначеній зоні приземлення [14]. Ці наземні орієнтири надають пілоту необхідну інформацію для посадки.

В такому випадку джерелом інформації пілота слугує візуальний контакт з навколишнім середовищем. Центральний зір використовує близько 30 градусів поля зору, що відповідає за розпізнавання та ідентифікацію об'єктів [14]. Під час польотів у гарних метеорологічних умовах центральний зір дозволяє оцінювати відстань, визначати висоту та глибину. З іншого боку, периферичний зір охоплює ширші ділянки поля зору. Він забезпечує просторову орієнтацію та ідентифікацію та пов'язаний з положенням, рухом і відношенням людини/літака відносно навколишнього середовища (наприклад, щодо лінії горизонту). Таким чином, центральний зір орієнтує спостерігаємий об'єкт відносно людини, в той час як периферійний зір орієнтує людину відносно оточуючого середовища.

Однак раптове погіршення або втрата видимості призводить до втрати візуальних орієнтирів чи інших рухомих цілей, сприйняття відстані і висоти, які необхідні для керування літаком поблизу землі. Оскільки зміна умов видимості – це раптове явище, яке відбувається близько до землі, то існує похибка і затримка корекції, пов'язана з цим явищем. В момент виявлення бічного дрейфу коригувальні дії можуть бути виконані не вчасно. Посадка в темряві створює

аналогічну проблему для пілота вертольоту. Коли вертоліт наближається до землі, роторний потік перемішує частинки снігу чи пилу, які потрапляють в ротор, циркулюють та створюють завісу. Геометрію здймання ротором пилових часток показано на рисунку 1.1.

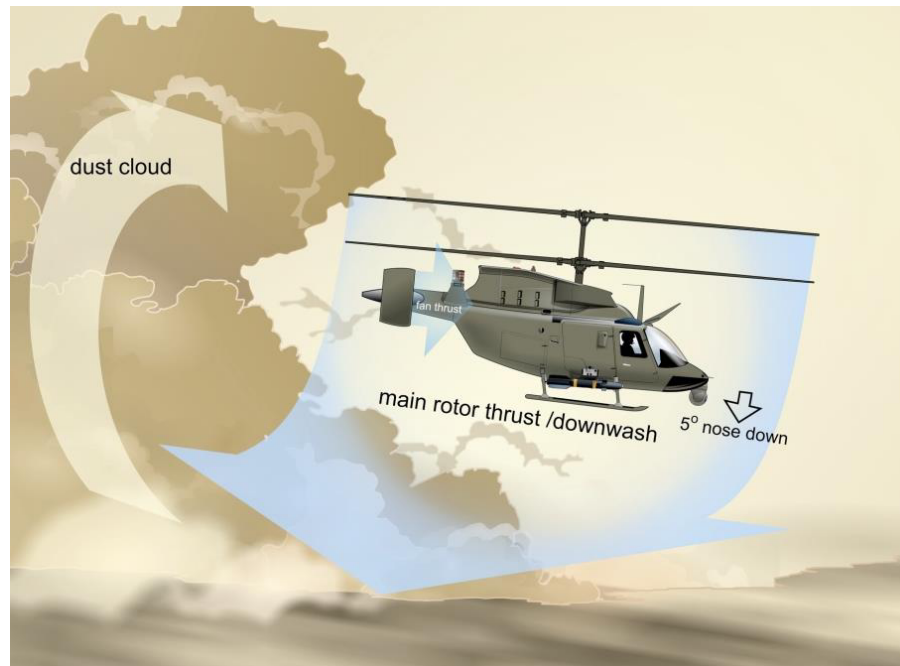


Рисунок 1.1 – Геометрія циркуляції повітря при польоті вертольоту (взято з [17])

Внаслідок здймання вихору під час посадки (наприклад, від піщаної, рисунок 1.2, чи засніженої поверхні, рисунок 1.3) пілот може відчувати короткочасну просторову дезорієнтацію. Просторова дезорієнтація в цьому випадку визначається як неможливість сприйняття, або неправильне сприйняття руху і просторового положення літака відносно даної системи координат, в якості якої виступає поверхня землі та гравітаційна вертикаль.

Інформація, що передається вестибулярним апаратом пілота, може неправильно тлумачитись мозком, це додає фізичного навантаження на пілота та потенційно штовхає на небезпечні дії та приймання невірних рішень. Маючи справу з недостатніми і (або) суперечливими фізичними відчуттями пілот може

прийти до висновку, що вертоліт рухається, має бічний нахил або виконує поворот, хоча насправді він перебуває у стані зависання. Відчуття руху може бути викликане через циркуляцію снігу/пилу за межами кабіни. Тобто виникає явище викривлення в напрямку протилежному напрямку руху, наприклад, якщо частки піску чи снігу циркулюють за годинниковою стрілкою – це може викликати відчуття власного руху в напрямку проти годинникової стрілки. Це призводить до того, що пілот може сприймати лінійні переміщення вздовж осей x , y і z , або обертання навколо будь-якої з трьох взаємно перпендикулярних осей (крену, тангажу, ролання), або їх комбінацію, як реальні рухи повітряного судна [14].



Рисунок 1.2 – Курний вихор, що підіймається гвинтом вертольоту при посадці на піщану місцевість (взято з [18])



Рисунок 1.3 – Вихор, що підіймається гвинтом вертольоту при посадці на поверхню, яка вкрита снігом (взято з [19])

Через відсутність візуального контакту з зовнішнім середовищем і незахищеність власних вестибулярних відчуттів, для безпечного маневрування (зависання, посадка, зліт) в умовах недостатньої видимості пілот змушений покладатися на показаннями навігаційних індикаторів, інформація з яких надходить від бортових датчиків.

Однак датчики, встановлені на сучасних вертольотах, не дають всієї необхідної інформації в складних погодних умовах, оскільки не здатні ефективно сканувати зону приземлення через піщану або снігову завісу [1415 – 16]. Крім того, бортові навігаційні пристрої не дають легко зчитаного зображення, тим самим додатково збільшуючи навантаження на пілота. Таким чином, аварії вертольотів під час посадки в умовах недостатньої видимості призводять до помилкових зорово-сенсорних відчуттів пілота та відсутності інформації від бортових датчиків.

У результаті посадки наосліп на непідготовлені майданчики виникає значний відсоток аварій [3]. За даними Ради Безпеки Транспорт Канади під час посадки

вертольотів зареєстровано 142 аварій (рисунок 1.4) з них 7 випадків з летальним результатом в період з 2012 по 2022 рр. [20].



Рисунок 1.4 – Аварія цивільного вертольоту поблизу Нью-Денвера, Канада із-за умов поганої видимості 16 березня 2022 (взято з [21])

Аналіз аварій вертольотів за допомогою авіаційної бази даних Національної ради транспортної безпеки США показує, що погода була фактором у 28% авіакатастроф в період з 2009 по 2018 рік, а приблизно 56% з них пов'язані з умовами поганої видимості – дощ, туман, хуртовина тощо [2].

З початком операцій НАТО на Близькому Сході пиловий вихор став причиною катастроф вертольотів приблизно в 75% випадків. За даними збройних сил США з 1990 по 2012 рр. більше 30 вертольотів спеціального призначення були виведені з ладу і 60 членів екіпажу загинули при посадці в курному вихорі в районах із сухим кліматом [1415], рисунок 1.5.



Рисунок 1.5 – Аварія вертольота збройних сил США АН-64 у результаті посадки при поганій видимості в Іраку у листопаді 2003 р (взято з [22])

1.2 Радіолокаційні методи посадки та обзору поверхні

Для здійснення посадки вертольоту на необладнаний майданчик в умовах недостатньої видимості чи поганих погодних умовах важливо використовувати системи безпечної посадки, які передбачають попередню побудову рельєфу місцевості. Існуючі системи побудови рельєфу за частотними діапазонами можна розділити на оптичні, акустичні, інфрачервоні та радіолокаційні.

Оптичні системи базуються на використанні видимого діапазону довжин хвиль для аналізу та візуалізації поверхні. Основною перевагою оптичних систем є висока роздільна здатність, що дозволяє отримати деталізовану карту місцевості. Це важливо для точного визначення рельєфу та уникнення перешкод. Однак основними недоліками таких систем є висока чутливість до погодних умов, таких як туман чи дощ, в умовах низької освітленості або вночі ефективність системи знижується.

Системи, що працюють в інфрачервоному діапазоні, використовують теплове випромінювання поверхні для отримання інформації про рельєф. Такі системи ефективні в умовах низької видимості й вночі. Однак інфрачервоні датчики мають обмежену здатність проникнення через туман чи інші атмосферні перешкоди, так як вони не виділяють перешкоди з фонового випромінювання, що знижує їх ефективність.

Акустичні системи використовують ультразвукові сигнали для визначення рельєфу місцевості. Вони мають високу точність та працюють у поганих погодних умовах. Однак такі системи мають обмежену дальність дії та характеризуються значним загасанням шуму від гвинтів і двигунів літального апарата, що перешкоджає побудові поверхні під час польоту.

Радіолокаційні системи використовують хвилі радіодіпазону для визначення об'єктів у просторі. Вони мають великий потенціал роботи в різних умовах. Такі системи працюють на великих відстанях, оскільки радіохвилі можуть проникати через атмосферу і менш вразливі до перешкод. Використання радіолокаційних систем при побудові рельєфу дозволяє швидко накопичувати інформацію, забезпечує незалежність від погодних умов та можливість отримання даних вночі або в умовах обмеженої видимості. Такі системи дозволяють ефективно створювати деталізовані топографічні карти для різних потреб. Однак слід враховувати, що вони можуть бути витратними у використанні та вимагати складних алгоритмів оброблення даних для досягнення найкращих результатів.

Кожен із зазначених методів має свої переваги і недоліки. Однак найбільш оптимальним для роботи систем побудови рельєфу з борта вертольоту є радіодіпазон, так як він є всепогодним, має проникаючі властивості крізь сніг, пилові хмари, димові завіси, тощо.

Вирішити проблему безпечної посадки вертольоту на необладнаний майданчик можна попередньо візуалізувавши зону посадки використовуючи радіолокаційні системи. Для цього необхідно визначити висоту рельєфу $h(x)$ шляхом розрахунку кута місця $\theta_h(x)$ та похилої дальності до поверхні $R_h(x)$.

Дальність до поверхні $R_h(x)$ визначається імпульсним методом, а для вирішення задачі оцінки кутових координат $\theta_h(x)$ прийнято використовувати пеленгаційні методи. Пеленгаційні методи дозволяють оцінити кут прийнятого сигналу за допомогою амплітуди або фази сигналу [23, 24]. Виділяють два типи таких систем – амплітудні моноімпульсні системи та фазові інтерферометричні системи. Розглянемо детально особливості та принцип роботи таких систем.

1.2.1 Фазові інтерферометричні системи

Фазові інтерферометричні системи стали невід'ємною частиною сучасної науково-технічної сфери, що здатні точно та надійно виконувати картографування місцевості. Фазовий пеленгатор дозволяє визначати кут місця $\theta_h(x)$ шляхом безпосереднього вимірювання різниці фаз між сигналами. Системи такого типу використовують для вирішення багатьох типів радіолокаційних задач: визначення напрямку на джерело випромінювання, дослідження віддалених об'єктів в радіоастрономії тощо [25 – 13]. Для картографування місцевості в наш час активно використовуються інтерферометричні радары із синтезованою апертурою, які дозволяють отримувати більш детальні зображення підстилюючої поверхні, мають можливість вимірювати висоту рельєфу та кращу завадостійкість.

Інтерферометричний радар із синтезованою апертурою (ІнРСА) – це радіолокаційний метод, який використовується для визначення висоти та зміщення земної поверхні. Він використовує інформацію про різницю фаз між двома когерентними радіолокаційними зображеннями радара з синтезованою апертурою (РСА), що були отриманими з різних позицій та/або в різний час [25, 26]. Через введену різницю фаз, що виникає внаслідок очевидних геометричних відмінностей між двома спостереженнями, з'являється смугаста картина, яка називається інтерферограмою. Інтерферограма містить точну інформацію про різницю фаз, яка

пов'язана з різницею діапазонів нахилу між ціллю і двома антенами [13]. Таким чином, спираючись на дані параметрів радара (включаючи висоту платформи, довжину хвилі радара, кут огляду і просторову базову лінію), ІнРСА може точно виміряти 3-вимірне положення будь-якої точки на Землі.

Геометрія побудови інтерферометричного РСА передбачають використання двох або більше приймально-передавальних антен. Геометрія однопрохідного інтерферометричного радара з 2 приймачами показана на рисунку 1.6.

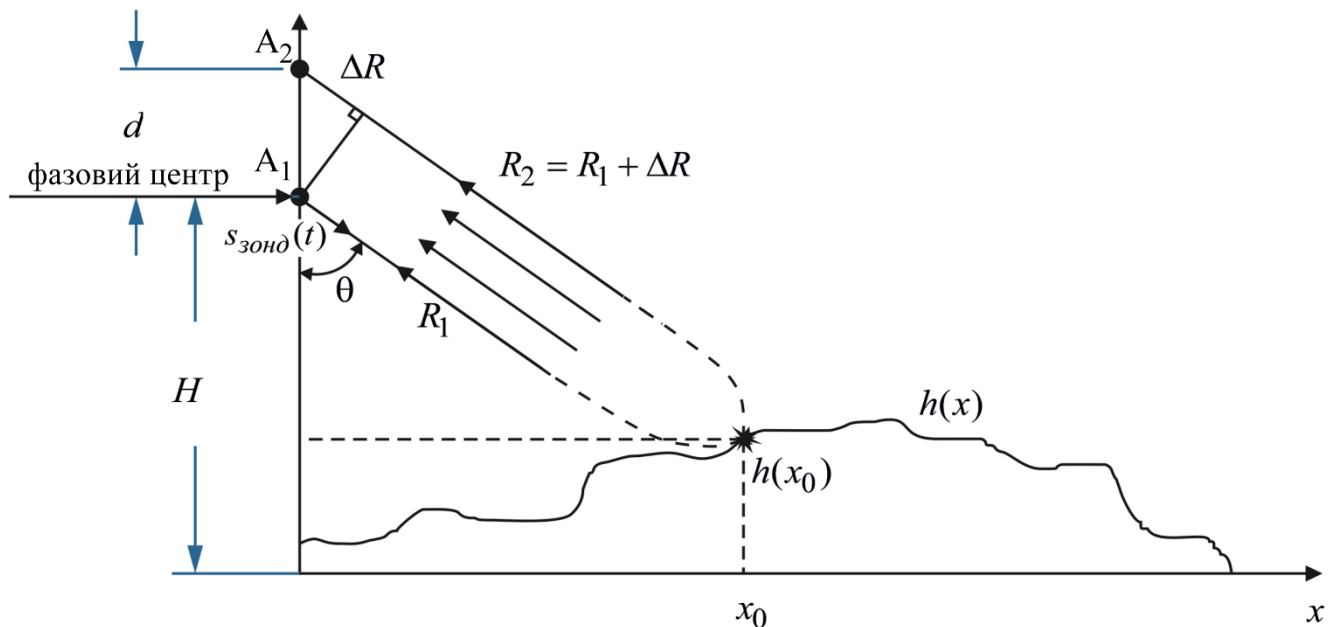


Рисунок 1.6 – Геометрична конфігурація ІнРСА

На рисунку 1.6 точка A_1 – розташування першої антени, а A_2 – розташування другої антени. Відстань між точками A_1 та A_2 є базою інтерферометра d , яка орієнтована під кутом до горизонту. Висота H визначається барометричним висотоміром (або висотою орбіти над рівнем моря для супутників) та вважається відомою. Сигнал радара з точки A_1 приходить у точку поверхні $h(x_0)$, що знаходиться на відстані R під кутом θ до надирного напрямку та місцевої вертикалі.

В основі методу лежить використання інформації про різницю фаз, зареєстрованих радіолокаційною системою від обраної ділянки місцевості з двох близьких точок у просторі. При цьому різниця фаз прийнятих сигналів залежить від різниці відстаней до цілі і несе інформацію про рельєф поверхні, а у двопрхідному варіанті ще й про зміну відстаней до цілі за час між зйомками.

Оброблення, яке використовується при вимірюванні поверхні, залежить від використовуваного програмного забезпечення та конкретного застосування, але зазвичай включає певну комбінацію наступних кроків.

1. Підготовка даних для інтерферометричного оброблення. Оброблення включає отримання двох цифрових радіолокаційних зображень однієї й тієї ж ділянки місцевості з двох рознесених у просторі антен та їх взаємну прив'язку.

2. Формування інтерферограми. Побудова здійснюється шляхом комплексного перемноження елементів роздільної здатності одного радіолокаційного зображення на аналогічні елементи роздільної здатності другого радіолокаційного зображення.

3. Фазова фільтрація. Інформація про висоту підстилюючої поверхні, міститься в різниці фаз сигналів, відбитих від кожного елемента роздільної здатності та прийнятих двома антенами інтерферометра. Фаза містить шуми (атмосфери та приймача, похибки вимірювання похилих дальностей від антен інтерферометра), тому потрібно компенсувати набіг фази (при віддзеркаленні сигналу від поверхні).

4. Розгортання фази. Отримана після фільтрації інтерферограма містить значення різницевої фази, що знаходиться в інтервалі $[-\pi; \pi]$, її ще називають відносна фаза ϕ . Реальна фаза або абсолютна фаза Φ міститься в різниці похилих дальностей та має різну кількість фазових циклів k (фазових стрибків від 0 до 2π), через що виникає неоднозначність визначення фази. Щоб отримати інформацію про висоту, необхідно знайти абсолютну фазу:

$$\Phi = \phi + 2\pi k. \quad (1.1)$$

Процес обчислення абсолютної фази за значенням її відносної фази називають розгортанням фази. Розгортання фази є найбільш ємним етапом інтерферометричного оброблення з огляду обчислювальних витрат.

5. Інтерпретація даних. Після розгортання фази отримані значення абсолютної фази перетворюють на топографічну висоту, прив'язану до місцевої системи координат, наприклад геодезичної.

Антенною в напрямку області спостереження випромінюється зондуючий сигнал:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) = \operatorname{Re}\{A(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi_0)}\} = \\ &= \operatorname{Re}\{e^{j(2\pi f_0 t)} A(t) e^{j\varphi_0}\} = \operatorname{Re}\{\dot{A}(t) e^{j(2\pi f_0 t)}\}, \end{aligned} \quad (1.2)$$

де $\dot{A}(t) = A(t) e^{j\phi}$ – комплексна обвідна зондуючого сингала, В;

$A(t)$ – амплітуда сигналу, В;

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – кругова частота, рад/с;

f_0 – резонансна частота, Гц;

ϕ – початкова фаза, рад.

Висоту поверхні рельєфу, згідно до геометрії можна визначити:

$$h = H - R \cos \theta. \quad (1.3)$$

Виходить, що для визначення висоти необхідно виміряти два параметри R та кут θ . Дальність R у таких системах зазвичай визначається класичним методом вимірювання часу запізнення імпульсу в першу антену, а кут θ визначають із фазової затримки сигналу в другій антені.

Сигнал, досягаючи кожної точки поверхні, відбивається та випромінюється у зворотному напрямку за принципом Гюйгенса-Френеля. Зазвичай для існуючих геометрій зондування з борту літального апарату або супутника відбиваюча точка

знаходиться в дальній зоні Фраунгофера. Це означає, що поле в рознесені антени є плоским фазовим фронтом (паралельно) з нахилом.

Після процесу фокусування антенами A_1 та A_2 , прийняті сигнали від однієї точки на поверхні x_0 матимуть наступний вигляд:

$$\dot{s}_{np1}(t) = \dot{A}(t - t_3(x_0)) e^{j2\pi f_0 [t - t_3(x_0)]} = \dot{A}\left(t - \frac{2R_1}{c}\right) e^{j2\pi f_0 \left[t - 2\frac{R_1}{c}\right]}, \quad (1.4)$$

$$\begin{aligned} \dot{s}_{np2}(t) &= \dot{A}(t - t_3(x_0)) e^{j2\pi f_0 [t - t_3(x_0)]} = \dot{A}\left(t - \frac{R_1 + R_2}{c}\right) e^{j2\pi f_0 \left[t - \frac{(R_1 + R_2)}{c}\right]} = \\ &= \dot{A}\left(t - \frac{2R_1 + \Delta r}{c}\right) e^{j2\pi f_0 \left[t - \frac{(2R_1 + \Delta r)}{c}\right]}. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Віддзеркалені від точки на поверхні сигнали приймаються антенами та обробляються окремо у двох каналах. У першому здійснюється виділення обвідної радіоімпульсу $\dot{A}(\cdot)$ та визначення часу затримки t_3 класичними методами. Тому, знаючи час затримки t_3 за допомогою імпульсного методу вимірювання дальності можна отримати відстань до об'єкту R .

У другому каналі системи виконується когерентне визначення фазової затримки, що виконується за наступним алгоритмом шляхом комплексного перемноження елементів роздільної здатності:

$$\begin{aligned} \dot{s}_x(t) &= \dot{s}_{np1}(t) \times \dot{s}_{np2}^*(t) = \dot{A}\left(t - \frac{2R_1}{c}\right) e^{j2\pi f_0 \left[t - \frac{2R_1}{c}\right]} \times \\ &\times \dot{A}^*\left(t - \frac{2(R_1 + \Delta r)}{c}\right) e^{-j2\pi f_0 \left[t - \frac{2(R_1 + \Delta r)}{c}\right]} = \\ &= \dot{A}\left(t - \frac{2R_1}{c}\right) \dot{A}^*\left(t - \frac{2(R_1 + \Delta r)}{c}\right) \times e^{j2\pi f_0 \left[\frac{t - 2R_1}{c} - t + \frac{2R_1}{c} + \frac{2\Delta r}{c}\right]}, \end{aligned} \quad (1.6)$$

де зсув обвідних сигналу $\dot{A}(\cdot)$ в рознесених антенах можна вважати незначним, тоді

$$\dot{s}_x(t) \approx \left| \dot{A}\left(t - \frac{2R_1}{c}\right) \right|^2 e^{j\left(2\pi f_0 \left[2\frac{\Delta r}{c}\right]\right)}. \quad (1.7)$$

Далі необхідно виконати нормування отриманої величини та детектування аргументу експоненти наступним чином:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Re} \left\{ e^{j\left(2\pi f_0 \left[2\frac{\Delta r}{c}\right]\right)} \right\} &= \cos\left(2\pi f_0 \left[2\frac{\Delta r}{c}\right]\right), \\ \operatorname{Im} \left\{ e^{j\left(2\pi f_0 \left[2\frac{\Delta r}{c}\right]\right)} \right\} &= \sin\left(2\pi f_0 \left[2\frac{\Delta r}{c}\right]\right). \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

Отриманий результат для косинуса дорівнюватиме деякому числу C в межах $-\pi \leq C \leq \pi$, що призводить до проблеми визначення Δr , що дорівнює:

$$2\pi f_0 \left[2\frac{\Delta r}{c}\right] = C. \quad (1.9)$$

Після оцінки фазової затримки Δr можна оцінити кут θ для заданої точки поверхні x_0

$$\theta = \arccos\left(\frac{\Delta r}{d}\right). \quad (1.10)$$

Усі розрахунки зроблено для однієї точки x_0 , проте діаграма спрямованості може захопити значну площу (з супутника до 750 км) і розділити всю ділянку, як і

у синтезі апертури, на лінії однозначного визначення дальності. Ширина ділянки залежить від роздільної здатності по дальності. У РСА роздільна здатність досягає одиниць метрів. У такому разі геометрія зондування деякої ділянки поверхні зображена на рисунку 1.7.

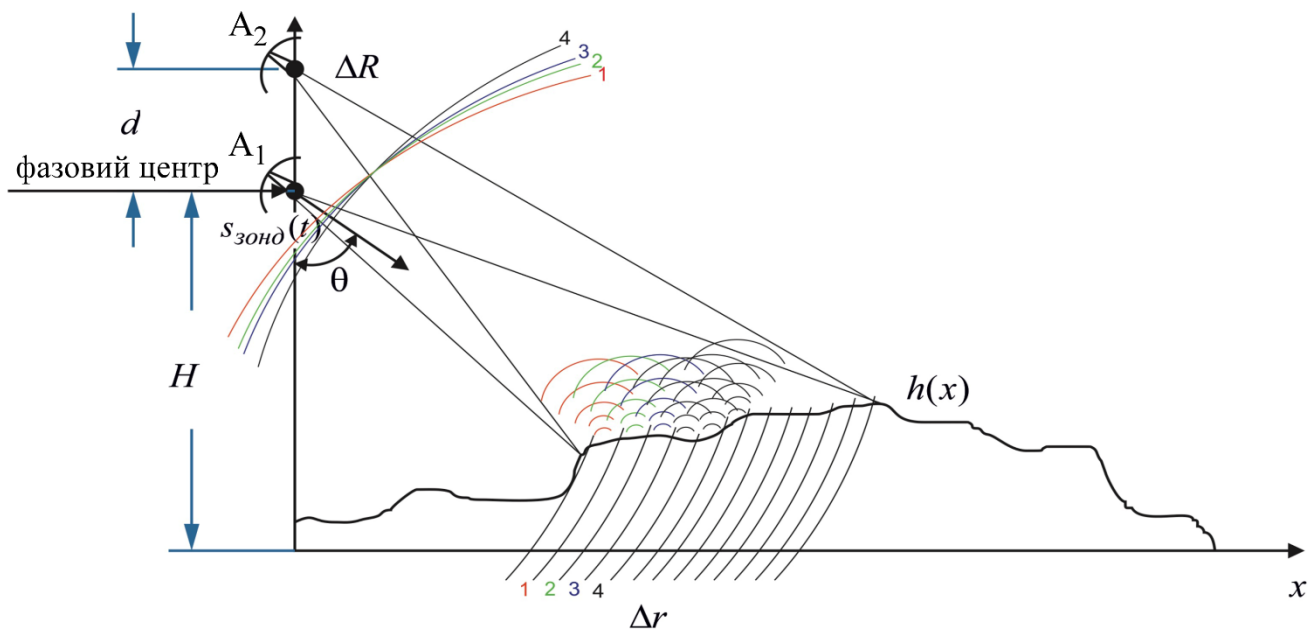


Рисунок 1.7 – Геометрія інтерферометричної зйомки рельєфу поверхні

Тоді, прийнятий сигнал від зондуючої поверхні матиме вигляд:

$$\dot{s}_{np1}(t, x) = \dot{A}(t - t_3(x)) e^{j(2\pi f_0[t - t_3(x)])} = \dot{A}\left(t - \frac{2R_1(x)}{c}\right) e^{j2\pi f_0\left[t - \frac{2R_1(x)}{c}\right]}, \quad (1.11)$$

$$\begin{aligned} \dot{s}_{np2}(t, x) &= \dot{A}(t - t_3(x)) e^{j(2\pi f_0[t - t_3(x)])} = \\ &= \dot{A}\left(t - \frac{2(R_1(x) + \Delta r(x))}{c}\right) e^{j2\pi f_0\left[t - \frac{2(R_1(x) + \Delta r(x))}{c}\right]}. \end{aligned} \quad (1.12)$$

У першому каналі, накладаючи на перший віддзеркалений від поверхні сигнал $\dot{s}_{np1}(t, x)$ лінійку фільтрів дальності з кроком $\Delta r(x)$ або згортаючи з

обвідною опорного сигналу, отримуємо оцінку дальностей $R(x)$ до кожної точки поверхні x .

Тоді, для визначення фазової затримки у другому каналі перезапишемо (1.6) наступним чином:

$$\begin{aligned}
 \dot{s}_x(t, x) &= \dot{s}_{1omp.}(t, x) \times \dot{s}_{2omp.}^*(t, x) = \dot{A} \left(t - \frac{2R_1(x)}{c} \right) e^{j2\pi f_0 \left[t - \frac{2R_1(x)}{c} \right]} \times \\
 &\times \dot{A}^* \left(t - \frac{2R_1(x) + 2\Delta r(x)}{c} \right) e^{-j2\pi f_0 \left[t - \left(\frac{2R_1(x) + 2\Delta r(x)}{c} \right) \right]} = \\
 &= \dot{A} \left(t - \frac{2R_1(x)}{c} \right) \dot{A}^* \left(t - \frac{2(R_1(x) + \Delta r(x))}{c} \right) \times e^{j2\pi f_0 \left[\frac{t - 2R_1(x)}{c} - \frac{t + 2R_1(x) + 2\Delta r(x)}{c} \right]} \approx \\
 &\approx \left| \dot{A} \left(t - \frac{2R_1(x)}{c} \right) \right|^2 e^{j \left(2\pi f_0 \left[2 \frac{\Delta r(x)}{c} \right] \right)}. \tag{1.13}
 \end{aligned}$$

При оцінці фазової затримки $\Delta r(x)$ від протяжної поверхні виникає проблема розгорнення фази:

$$\dot{s}_x(x) = e^{j \left(2\pi f_0 \left[\frac{2\Delta R(x)}{c} \right] \right)} = e^{j\varphi(x)}, \tag{1.14}$$

де

$$\varphi(x) = \arctg \left(\frac{\text{Im} \{ s_x(x) \}}{\text{Re} \{ s_x(x) \}} \right) \tag{1.15}$$

– фазовий сигнал.

Існує різноманітні методи оброблення цифрових сигналів, що використовують функцію арктангенса у чотирьох квадрантах для визначення фази сигналу. Розрахована амплітуда фази може набувати будь-якого значення і зазвичай перевищує діапазон $[-\pi, \pi]$, який повертає функція арктангенса. У

випадках, коли фаза перевищує цей діапазон, вона буде згорнута таким чином, щоб залишатися в межах припустимих значень $[-\pi, \pi]$. У таких ситуаціях згорнута фаза може містити один або кілька 2π -стрибків.

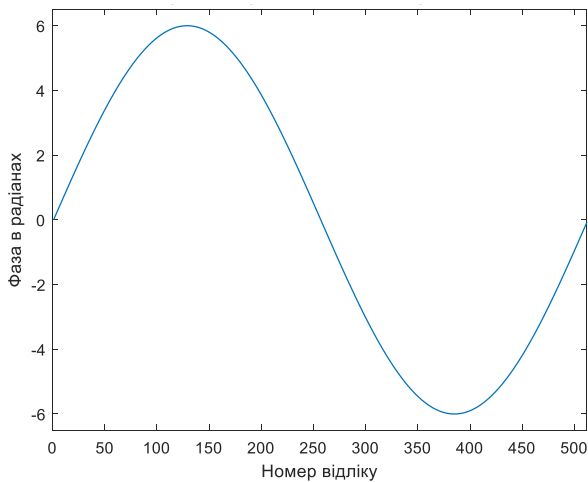
Функцію арктангенса чотирьох квадрантів можна обчислити, використовуючи таке рівняння [27]:

$$\operatorname{atan2}(a,b) = \begin{cases} \tan^{-1}\left[\frac{a}{b}\right], & a > 0 \text{ та } b > 0 - \text{перший квадрант}; \\ \tan^{-1}\left[\frac{a}{b}\right] + \pi, & a > 0 \text{ та } b < 0 - \text{другий квадрант}; \\ \tan^{-1}\left[\frac{a}{b}\right] - \pi, & a < 0 \text{ та } b < 0 - \text{третій квадрант}; \\ \tan^{-1}\left[\frac{a}{b}\right], & a < 0 \text{ та } b > 0 - \text{четвертий квадрант}, \end{cases} \quad (1.16)$$

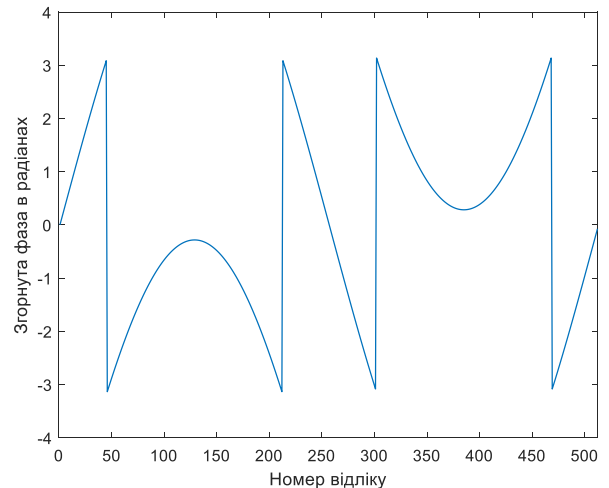
де a та b – дійсні числа.

Одномірний фазовий сигнал $\varphi(x)$, амплітуда якого перевищує діапазон $[-\pi, \pi]$ та згорнутий фазовий сигнал зображені на рисунку 1.8, a та b .

Так звані 2π -стрибки, які наявні у згорнутому фазовому сигналі $\varphi(x)$, повинні бути видалені так, щоб отриманий фазовий сигнал можна було використовувати для будь-якого аналізу або подальшого оброблення. Цей процес, який називають фазовим розгортанням, є наслідком перетворення згорнутого фазового сигналу на фазовий сигнал без 2π -стрибків.



а



б

Рисунок 1.8 – Фазовий сигнал:

a – неперервна фаза; *б* – згорнута фаза

Алгоритм розгортання фази виконується за наступними кроками [27]:

1. Оброблення починається з другого відліку згорнутого фазового сигналу $\varphi(x)$.
2. Обчислюється різниця між вибраним відліком у п. 1 та сусіднім відліком зліва (тобто від більшого віднімається менше).
3. Якщо різниця є більшою за $+\pi$, то від цього відліку віднімається 2π , а також від усіх відділків справа від нього.
4. Якщо різниця є меншою за $-\pi$, то до цього відліку додається 2π , а також до всіх відділків справа від нього.
5. Процедура повторюється у п. 2–4 доти, доки не будуть оброблені всі відділки згорнутого фазового сигналу $\varphi(x)$.

Поступовий процес розгортання фази показано на рисунку 1.8, *a–д*. Згорнутий фазовий сигнал $\varphi(x)$ містить чотири стрибка фази, як показано на рисунку 1.8, *a*. Видалення першого стрибка показано на рисунку 1.8, *б*, другого – на рисунку 1.8, *в*, третього – на рисунку 1.8, *г*. Після видалення четвертого та останнього стрибка сигнал повністю розгорнувся, як показано на рисунку 1.8, *д*.

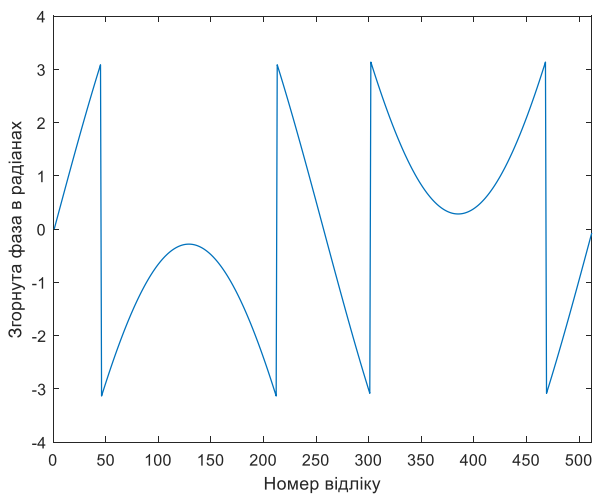
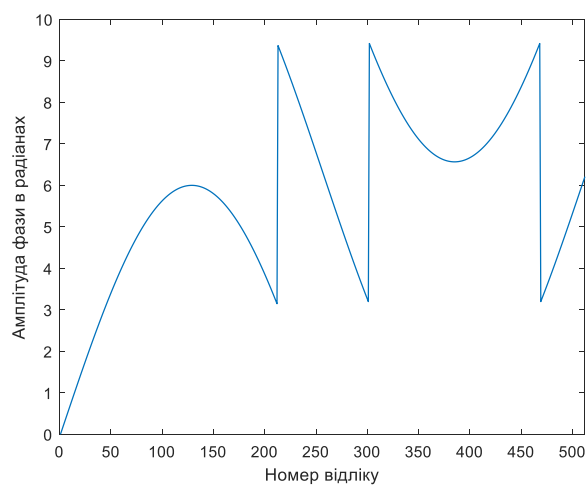
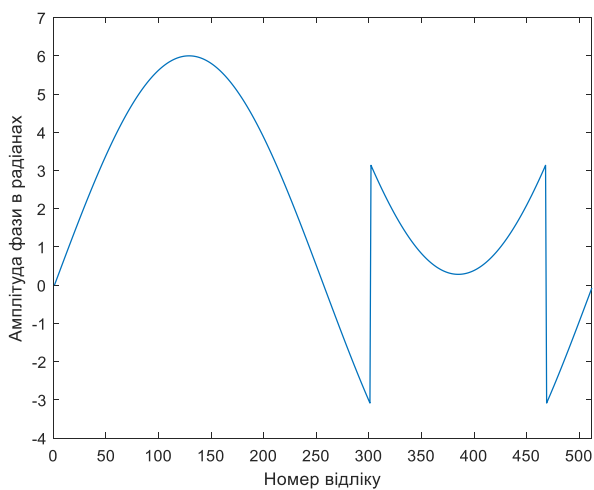
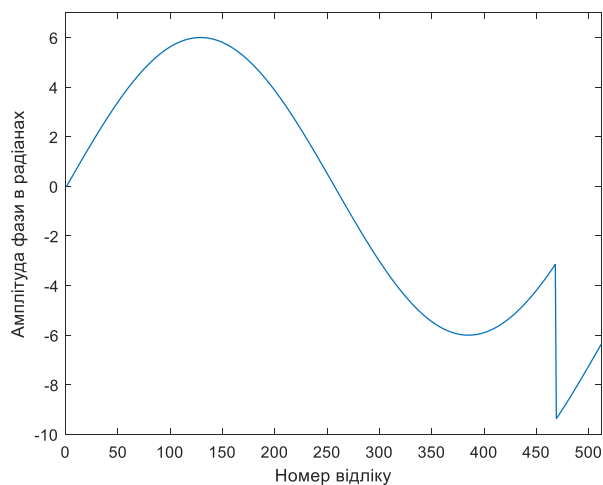
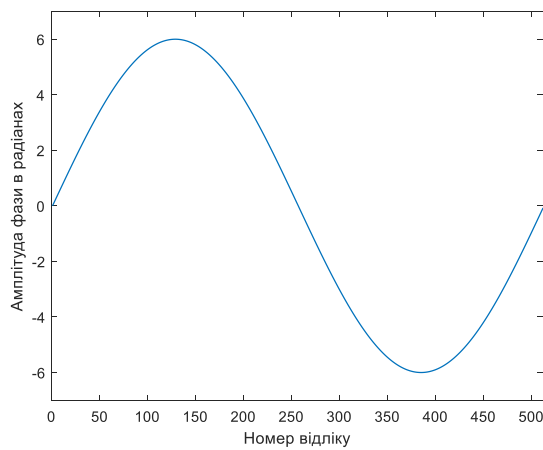
*a**б**в**г**д*

Рисунок 1.9 – Фазовий сигнал:

a – згорнута фаза; *б–г* – процес розгортання фази;*д* – повністю розгорнутий сигнал

Змодельований згорнутий фазовий сигнал – це простий приклад одномірного сигналу без додавання шуму. На практиці ми отримуємо великий масив даних, тому фазове розгортання неперервного фазового зображення, яке містить раптові зміни фази, може бути складним або навіть неможливим. Це відбувається, коли зміни фази більші за $+\pi$ або менші за $-\pi$. Такі великі й різкі зміни фази можуть здаватися справжніми 2π -стрибками, але насправді є фальшивими. Крім того, вони можуть також маскувати справжні фазові стрибки, спричиняючи їхнє зникнення.

Розглянемо змодельовані у MatLab комп'ютерне зображення неперервної фази, яке показано у вигляді візуального масиву інтенсивності й тривимірної поверхні, що показано на рисунках 1.10, *a* та *b* відповідно. Це фазове зображення містить раптові зміни фази в межах прямокутної області, що простягається від 100 до 412 рядків і від 200 до 300 стовпчика включно. Раптова зміна фази має величину 10 радіанів. Фазове зображення спочатку загортається, як показано на рисунку 1.10, *в* та *г*. Потім розгортається за допомогою функції двовимірного фазового розгортання Ітоха (англ. Itoh 2D phase unwrapper) в MatLab, який працює за зазначеним раніше алгоритмом розгортання фази двома методами. Перший метод передбачає послідовне розгортання зображення по рядкам та отримання проміжного зображення, що лише частково розгорнуто по фазі, а далі частково розгорнуте зображення розгортається по стовбцям [28]. Результат розгорнення першим методом зображений на рисунку 1.10, *д* та *е*. Другий метод передбачає розгорнення спочатку по стовбцям, а потім по рядкам, результат роботи методу зображено на рисунку 1.10, *є* та *ж*.

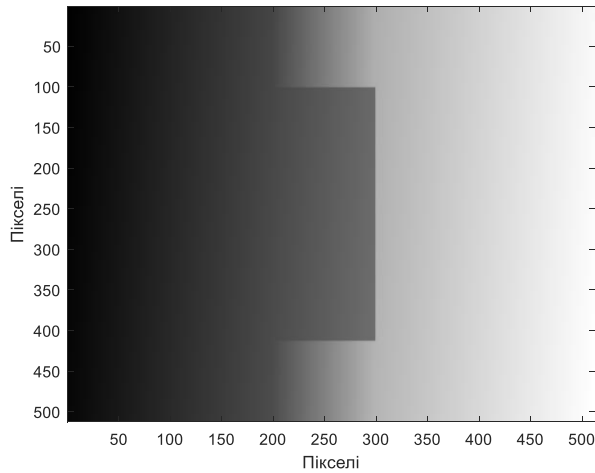
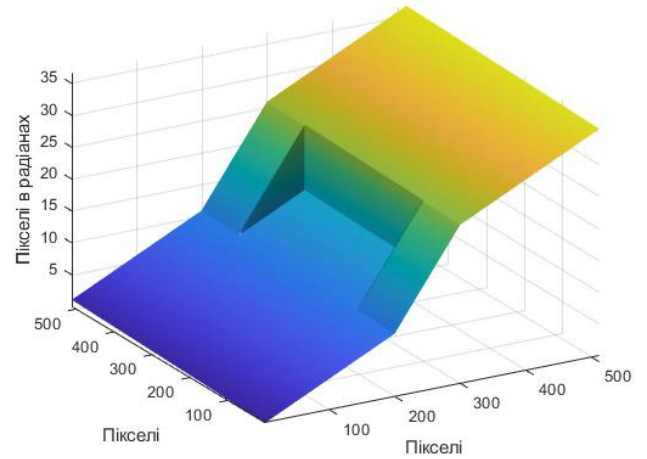
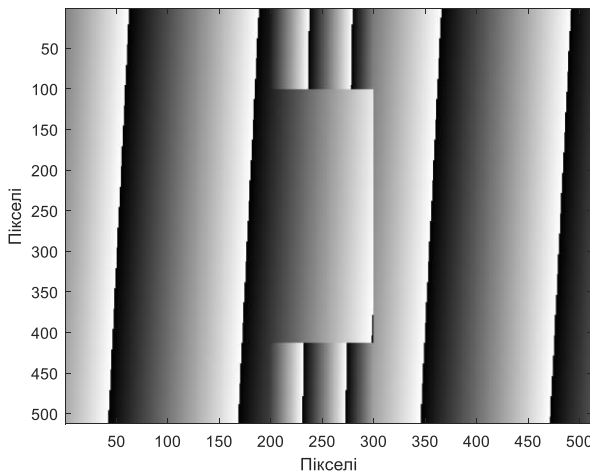
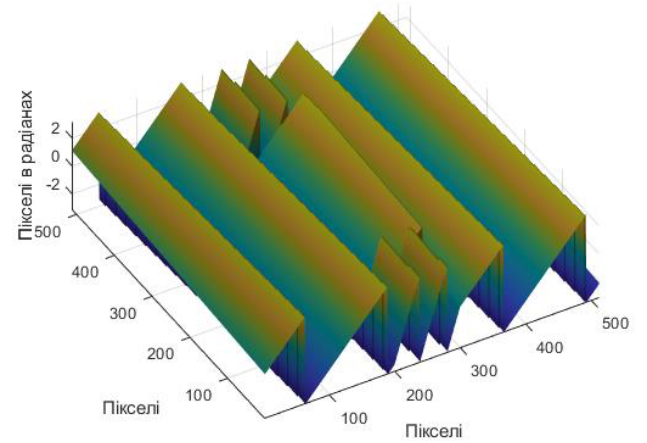
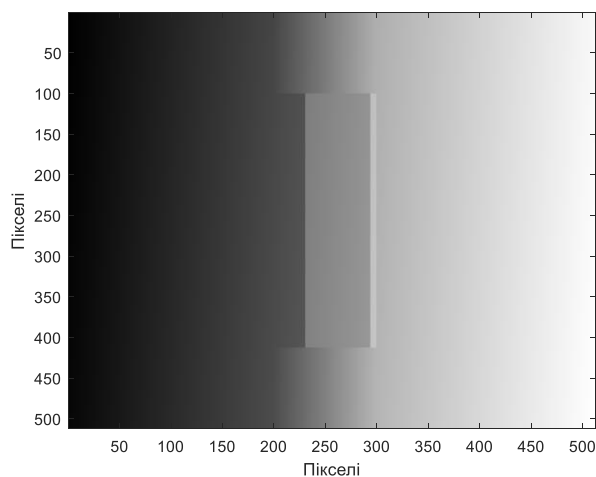
*a**б**в**г*

Рисунок 1.10 – Фазовий сигнал:

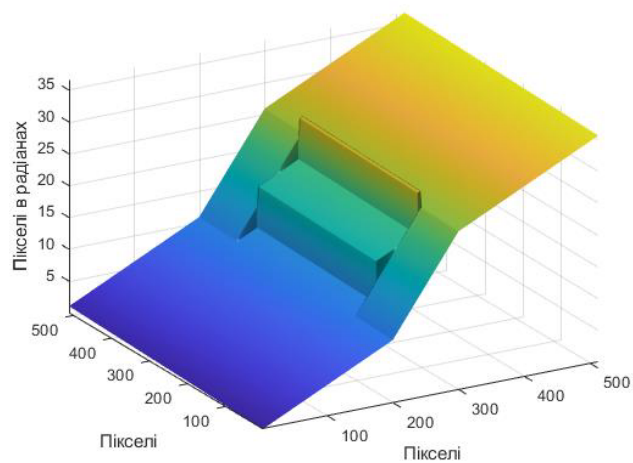
a – вхідне зображення візуального масиву інтенсивності; *б* – вхідне зображення у тривимірному вигляді; *в–г* – згорнута фаза

Більш детальний розгляд рисунка 1.10, *в*, показує, що існує декілька фальшивих фазових стрибків, наприклад, що розташовані в 100 і 412 рядках. Ці фальшиві фазові стрибки порушують правильну роботу алгоритму Ітоха, що видно на рисунку 1.11, *б* та *г*. Ці фальшиві стрибки з'являються через раптову зміну фази на 5 радіан, яка відбувається в цьому місці. Таким чином, це дуже простий алгоритм розгортання фази, який працює тільки у тих випадках, коли фазові зображення

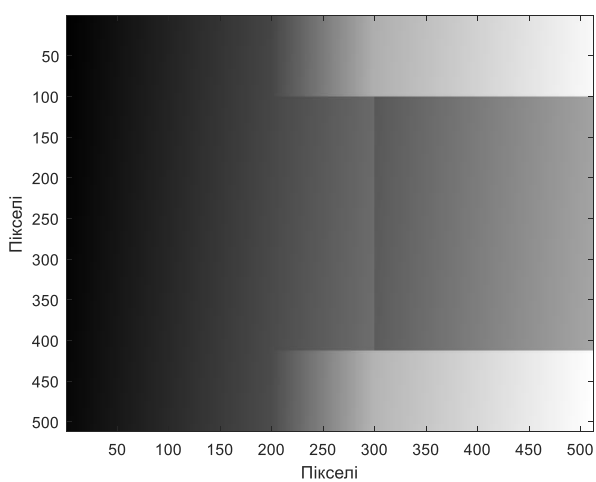
практично не містять помилок. Більшість реальних програм використовують складніші розгортки фаз, так як працюють з зображеннями, що містять велику кількість фазових стрибків та шуми. Це потребує значних обчислювальних потужностей.



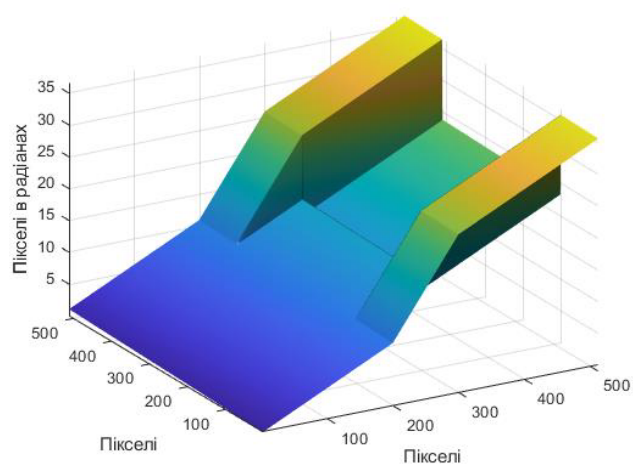
а



б



в



г

Рисунок 1.11 – Фазовий сигнал:

а–б –розгорнутий сигнал першим методом; *в–г* –розгорнутий сигнал другим методом

1.2.2 Амплітудні моноімпульсні системи

В амплітудних моноімпульсних системах інформація про кутове положення об'єкту отримується шляхом порівняння прийнятих сигналів, що отримані з однієї або декількох близько розташованих антен [26, 29, 30]. При такому порівнянні напруга на виході моноімпульсної кутовимірювальної системи не залежить від абсолютного значення амплітуд прийнятих сигналів, а визначається тільки кутом приходу сигналу. Пеленгаційна характеристика такої системи повинна вказувати на величину і знак кута приходу прийнятого сигналу, тобто повинна бути нерівномірною дійсною функцією кута приходу сигналу. Початкові дані про кут приходу містяться в парі сигналів, що формуються приймальною антеною.

Серед амплітудних методів пеленгації розрізняють методи максимуму, мінімуму, порівняння та рівносигнальний [31]. Три з вказаних методів потребують взаємного кутового переміщення антени і цілі. Це досягається скануванням антени заданої зони огляду. Сканування може бути механічним або електронним.

Пеленгація методом максимуму полягає у поєднанні максимуму пеленгаційної характеристики θ з напрямком на об'єкт θ_0 (рисунок 1.12, а). Це досягається шляхом плавного сканування діаграмою спрямованості (ДС) області дослідження. Пеленг фіксується у той момент, коли напруга на виході приймача досягає максимального значення, як показано на рисунку 1.12, б.

На рисунку 1.13 представлена структурна схема кутомірної радіолокаційної станції (РЛС), що використовує метод максимуму [31].

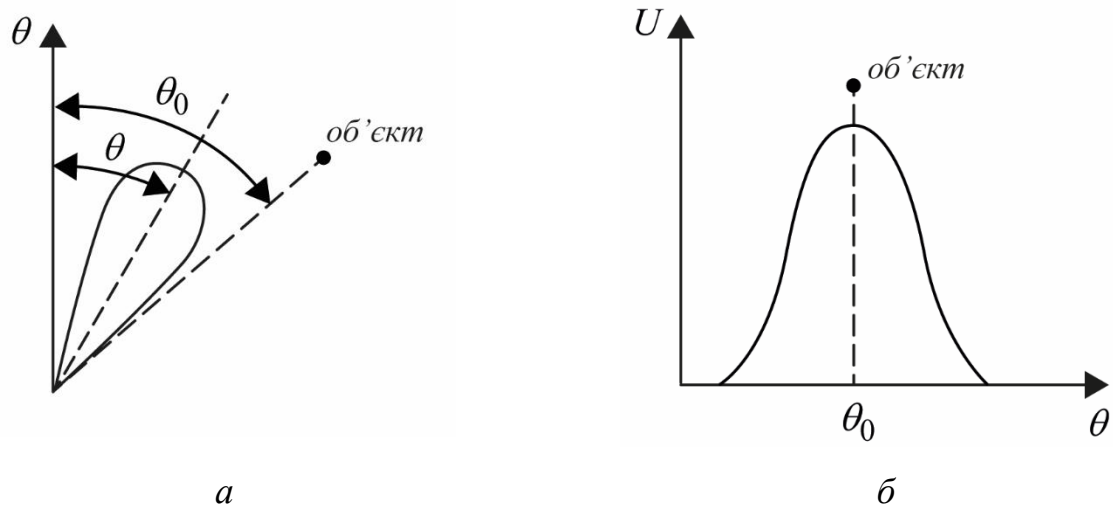


Рисунок 1.12 – Пеленгація методом максимуму:
 а – у сферичній системі координат; б – в одній площині

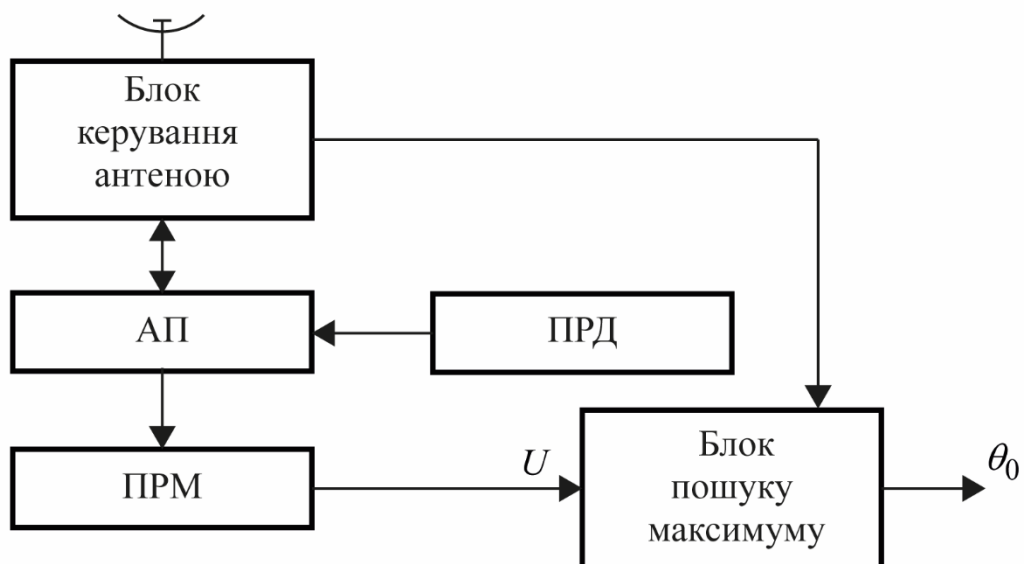


Рисунок 1.13 – Структурна схема кутомірної РЛС, що виконує пеленгацію об'єктів методом максимуму (взято з [31])

Робота цієї схеми описується наступним чином: сигнал від передавача (ПРД) проходить через антенний перемикач (АП) і випромінюється антеною у простір. Одночасно віддзеркалений сигнал через перемикач надходить до приймача (ПРМ). Напруга з виходу приймача, що пропорційна модулю діаграмі спрямованості та

містить інформацію про поточний кут сканування, надходить у блок пошуку максимуму, в який також подається інформація про поточний кут сканування з блоку керування антеною. У результаті чого формуються два масиви даних: про напрямок діаграми спрямованості та значення напруги на виході приймача. Надалі в блоці виконується процедура пошуку максимуму. Для досягнення високої точності вимірювання кутового положення необхідно крок по куту обирати якомога меншим. Проте це може призвести до збільшення часу сканування. Тому крок сканування слід вибирати з урахуванням заданої швидкості огляду простору.

Даний метод має простоту технічної реалізації, проте точність такої системи достатньо низька за рахунок невеликої крутизни пеленгаційної характеристики в області максимуму.

Для часткового коригування недоліку попереднього методу, що пов'язане з низькою крутизною пеленгаційної характеристики, можна використати *метод пеленгації за мінімумом*. Для цього використовують радіолокаційну систему з двома діаграмами спрямованості (рисунок 1.14, *а*), максимумами головних пелюсток яких рознесені на кут $\Delta\theta_0$, що дорівнює ширині головної пелюстки за першими нулями (рисунок 1.14, *б*). У цьому випадку для визначення напрямку на ціль береться кут, при якому спостерігається мінімум між двома глобальними максимумами.

На рисунку 1.15 зображено структурну схему радіолокаційної станції, яка використовує метод мінімуму для пеленгації об'єкту [31]. Принцип роботи полягає у тому, що передавач формує радіосигнал, який через антенний перемикач передається до подільника потужності. Подільник розподіляє потужність сигналу рівномірно на два випромінювачі однієї антени, максимумами яких рознесені у просторі на певний куті $\Delta\theta_0$. Далі сигнал випромінюється у простір. Віддзеркалений сигнал приходить через випромінювачі до суматора потужності і потім через антенний перемикач на вхід приймача, де напруга виділяється як функція кута спостереження. Далі напруга подається до блока пошуку мінімуму, де формується два масиви. Рішення про напрямок на ціль вибирається за кутом,

при якому пеленгаційна характеристика досягає мінімального значення між двома глобальними максимумами.

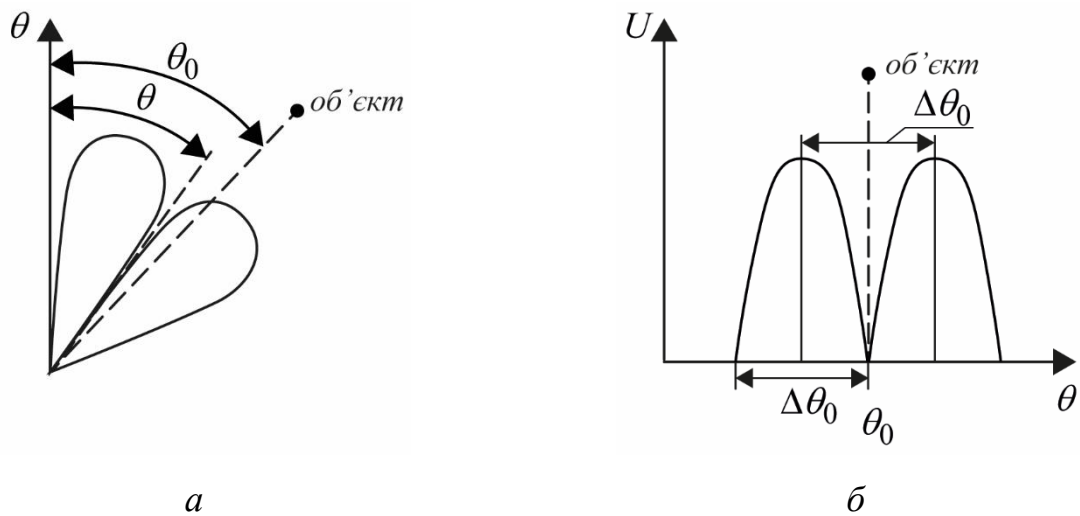


Рисунок 1.14 – Пеленгація методом мінімуму:

a – у сферичній системі координат; *б* – в одній площині

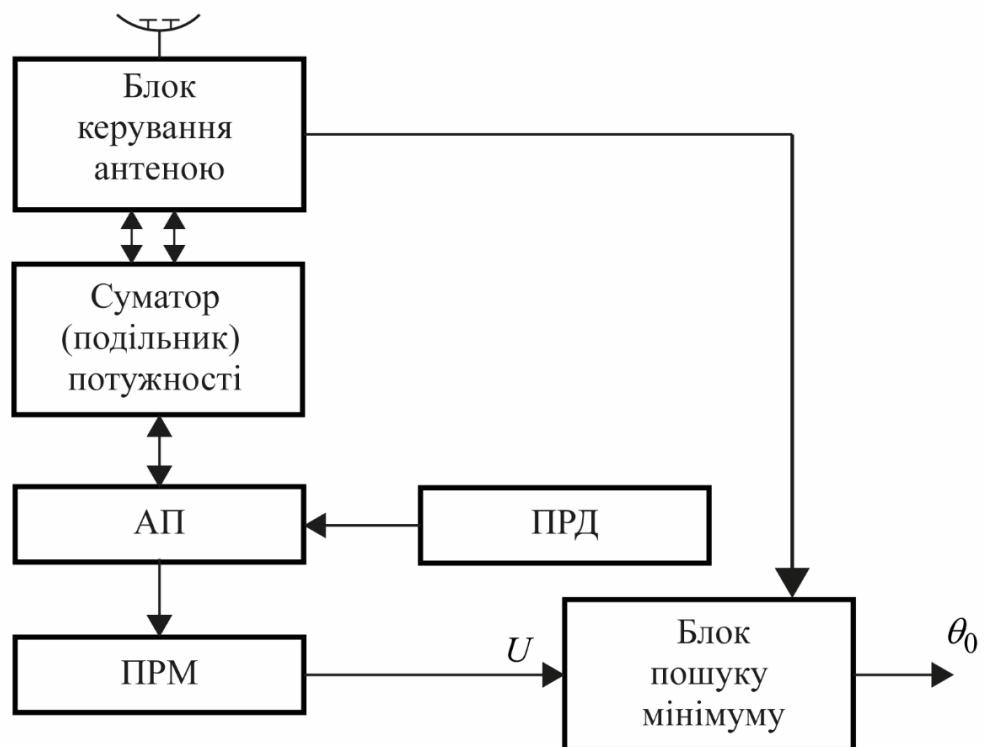


Рисунок 1.15 – Структурна схема кутомірної РЛС, що виконує пеленгацію об'єктів методом мінімуму (взято з [31])

Перевага такого методу полягає в тому, що вища крутизна пеленгаційної характеристики сприяє більш точному визначенню кутового положення. Проте, основний недолік у тому, що амплітуда навколо істинного кута об'єкта досить мала (ідеальний випадок, коли дорівнює нулю), тому цей метод використовують переважно при роботі з потужними сигналами власного випромінювання (радіонавігаційних маяків), проте у цьому випадку слід виключити передавач зі схеми, що показана на рисунку 3.15.

Кутове положення цілі можна отримати шляхом порівняння прийнятих сигналів. *Метод порівняння* – це простий метод оцінки кута, який визначається із співвідношення амплітуд сигналів, прийнятих одночасно двома антенами [32]. Порівняно з фазовими методами, цей підхід пропонує простішу конфігурацію та налаштування системи [33 – 36]. У таких системах прийом відбитих сигналів здійснюється за допомогою антенної системи, що формує у кожній координатній площині два промені, відхилені від рівносигнального напрямку (РСН) на кут $\Delta\theta_0$, як показано на рисунку 1.16.

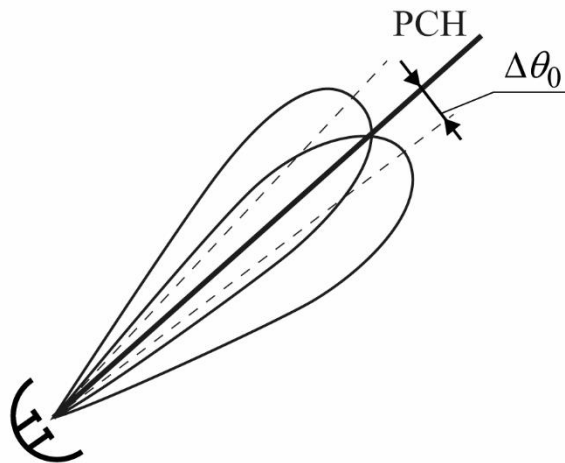


Рисунок 1.16 – Діаграми спрямованості відносно випромінювачів у сферичній системі координат

При порівнянні напруга на виході кутовимірювальної системи не залежить від абсолютного значення амплітуд прийнятих сигналів, а визначається тільки

кутом приходу сигналу. На рисунку 1.17 показано діаграми спрямованості двох антен, головні пелюстки яких рознесені на кут $0,5\Delta\theta_0$, та положення цілі в точці θ_0 .

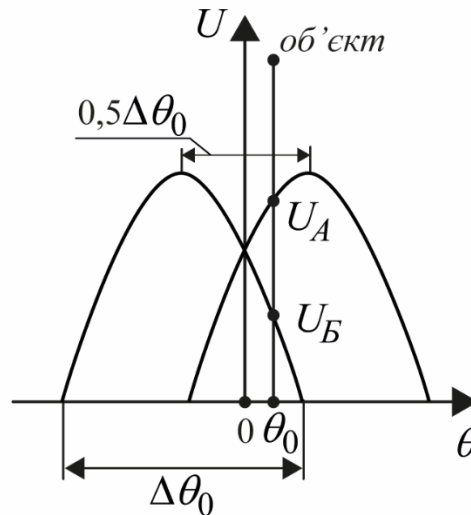


Рисунок 1.17 – Взаємоположення діаграм спрямованості антенної системи та об'єкта при реалізації методу порівняння

Структурна схема оцінки кутового положення методом порівняння зображена на рисунку 1.18. Сигнали, що надходять одночасно з антенн у приймачі, пропорційні амплітуді першої U_A та другої U_B діаграм спрямованостей. Потім ці напруги проходять через логарифмічні підсилювачі (ЛогП) та блок віднімання, в результаті чого формується деяке значення вихідної напруги. Далі у спецобчислювачі значення напруги однозначно перераховується у кутове положення цілі θ_0 на основі табличних значень зв'язку між кутовим положенням цілі й напругою на виході радіолокаційної системи.

Переваги цього методу полягають у тому, що кутове положення цілі можна визначити без сканування простору діаграмою спрямованості, а також можна однозначно визначити положення об'єкта відносно нульового напрямку (справа чи зліва). Проте, у випадку коли присутня незначна розбіжність між початковими

напряжками діаграм спрямованості антен з'являється певна похибка у вимірюванні кутових координат цілі, що є недоліком даного методу.

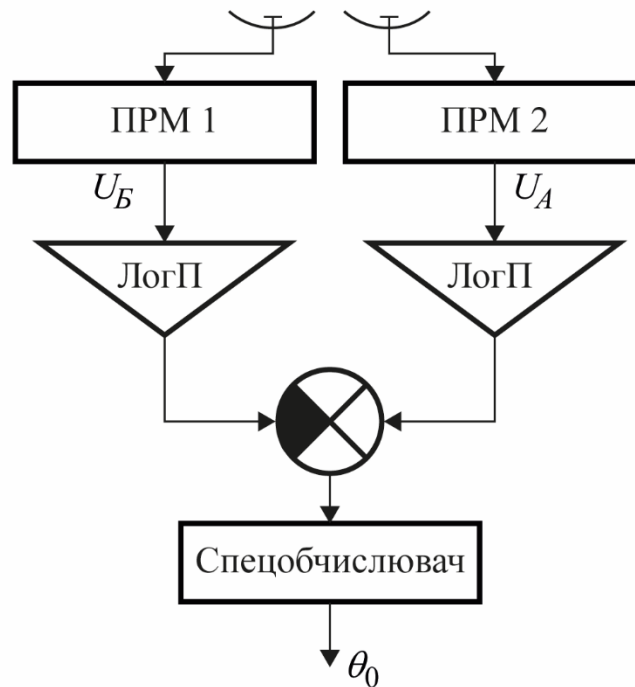


Рисунок 1.18 – Структурна схема радіолокаційної станції, яка реалізує метод порівняння для визначення кутового положення цілі (взято з [31])

Рівносигнальний метод має схожий алгоритм до методу порівняння при визначенню кутового положення об'єкту. Проте пеленгування об'єкту виконується шляхом сканування результуючою діаграмою спрямованості, у результаті чого досягають розміщення об'єкту в точці рівних значень (рівносигнального напрямка (РСН)) діаграм спрямованості θ_0 , як показано на рисунку 1.19. На виході приймачів при цьому досягається рівність напруги $U_A = U_B$.

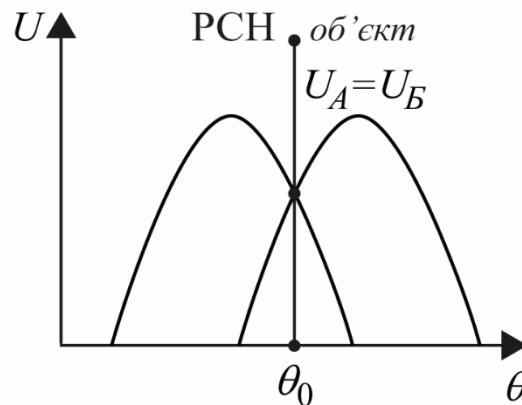


Рисунок 1.19 – Взаємоположення діаграм спрямованості антенної системи та об'єкта при реалізації рівносигнального методу

Переваги цього методу полягають у високій точності й чутливості. Напруги U_A і U_B не досягають нульового (мінімального) значення, що забезпечує підвищену чутливість, а нульове значення виникає лише після віднімання напруги у точці їх рівності. Також можливо реалізувати систему з автоматичним слідуванням, в якій сигнал розузгодження керує механізмом повороту антени.

1.3 Аналіз існуючих систем картографування місцевості

Технологічні рішення безпечної посадки вертольота на непідготовлений майданчик в умовах обмеженої видимості знаходяться на різних етапах готовності. Наразі активно ведуться дослідження та розробки з цієї проблематики, проте наразі немає готового для масового виробництва комерційного рішення.

Найбільш розвинені технології розроблені на вже існуючі пілотажні застосування. У цій сфері використовуються такі датчики і сенсори, такі як GPS, інерціальний вимірювальний блок, доплерівський вимірювач швидкості, гіроскоп, радіовисотомір – для визначення просторого положення вертольоту; метеорадіолокаційні системи, теплові та інфрачервоні (ІЧ) камери,

лідари – визначення стану зони посадки. Для індикації пілота використовується традиційна символіка та нашоломні індикаторні модулі (денний індикатор та індикаторні окуляри нічного бачення).

Оптичні та теплові ІЧ камери, лідари дозволяють спостерігати за обраною зоною посадки з хорошою розділовою здатністю до початку пилового/сніжного вихору, але їх ефективність в умовах недостатньої видимості обмежена. Метеорадіолокаційні системи сантиметрового діапазону мають гарну проникну здатність в поганих погодних умовах, але їх недоліки включають низьку розділову здатність на малих відстанях, обмежену швидкість сканування через використання механічного приводу в більшості антен і велику «сліпу» зону через використання імпульсних сигналів. Усі ці фактори разом роблять метеорадіолокаційні системи неспроможними визначати стан зони посадки на невеликих відстанях з достатньою розділовою здатністю. Розглянемо існуючі технологічні рішення систем посадки вертольоту.

1.3.1 Розпізнавання рельєфу за допомогою технології синтетичного зору

Система синтетичного зору – це бортова система, яка об'єднує тривимірні дані в синтетичне тривимірне зображення для забезпечення кращої ситуаційної обізнаності екіпажу [37, 38]. Така технологія сприяє зменшенню навантаження на пілотів під час різних ситуацій і складних етапів польоту, наприклад, при заході на посадку. Система синтетичного зору накладає відповідну інформацію про місцевість з баз даних топографічних карт представлених у вигляді рухомого зображення, синхронізованого з GPS-позицією, аеронавігаційних даних, інформацію інших літаків, на символіку основного польотного дисплея [40, 41]. Тобто система відображає 3D-модель реального світу з інформацією про рельєф, перешкоди, погоду, траєкторії заходження на посадку, злітно-посадкової смуги і

зони маневрування на аеродромі, а також іншого трафіку. Приклад такої візуалізації показано на рисунку 1.20.



Рисунок 1.20 – Панель візуалізації синтетичного зору Honeywell, що встановлено на борту літального апарату (взято з [39])

Технологія синтетичного зору є складним процесом, що включає кілька етапів оброблення інформації для створення точної та детальної моделі досліджуваної поверхні [12]:

- 1) сканування ділянки за допомогою вузької діаграми спрямованості антени, що дозволяє збирати ехо-сигнали від об'єктів на поверхні землі;
- 2) оброблення отриманих радіолокаційних сигналів, що дозволяє отримати тривимірну модель рельєфу поверхні та перешкод;
- 3) дані радару об'єднуються з цифровими топографічними даними та знімками з супутників, у результаті створюється модель поверхні землі з протяжністю до горизонту, що включає якісну інформацію про ландшафт, рельєф та географічні особливості;

4) перетворення отриманої моделі поверхні у формат, який можна вивести на дисплей у кабіні пілота, а також додавання шар пілотажної символіки.

Серед таких технологій можна виділити спеціально адаптовану до потреб операторів вертольотів *технологію синтетичного зору* (англ. Helicopter Synthetic Vision Technology (HSVT)) від Garmin [42]. Вона надає унікальну та потужну графічну перспективу для приладів «скляної кабіни». Використовуючи складне комп'ютерне моделювання для відтворення віртуального топографічного ландшафту з бази даних системи, HSVT дає чітке зображення перешкод, руху, наземних і водних об'єктів, аеропортів і багато іншого – це відображається у 3-D перспективі на основному дисплеї пілота. Приклад отриманого зображення системою показано на рисунку 1.21.



Рисунок 1.21 – Технологія синтетичного зору для вертольотів HSVT™ від Garmin, що розміщується двоєкранному електронному польотному дисплеї G500H (взято з [42])

Ці системи використовують посилені сигнали GPS для забезпечення польотів та вертикального глісидирования на злітно-посадочних смугах і вертольотних майданчиках, що не обладнані радіомаячними системами інструментального заходу літаків на посадку (англ. Instrument Landing System (ILS)). Спеціальна авіаційна база даних дозволяє операторам легко орієнтуватися в більш ніж 7000 вертольотних майданчиків без необхідності створювати власні користувацькі маршрутні точки в цих місцях. Крім того, вбудована функція дозволяє зберігати в пам'яті часто використовувані радіочастоти для швидкого доступу до них під час польоту шляхом переключання їх на панелі керування [42]. На рисунку 1.22 зображена кабіна пілота з встановленою системою G500H.



Рисунок 1.22 – Двоекранний електронний польотний дисплей G500H, що розміщений в кабіні пілота (взято з [43])

На даний момент системи синтетичного зору мають деякі недоліки, які пов'язані з неправильними або пошкодженими завантаженими даними з супутників, оскільки від цього залежить ефективність оброблення отриманих даних і надійність методів створення зображень. Це може призводити до отримання неточної інформації, ускладнити процес прийняття рішень пілотом та підвищити ризик нещасних випадків [40, 41]. Крім того, неоднорідність у відображенні інформації також можуть стати проблемою, оскільки це може ускладнити

розуміння ситуації та вчасну реакцію на небезпечні ситуації. Тому, системи синтетичного бачення вимагають подальшого вдосконалення та розвитку, зокрема у забезпеченні надійності та ефективності їхньої роботи в різних умовах польоту.

1.3.2 Розпізнавання рельєфу за допомогою радарів W діапазону

Системи активної радіолокації міліметрового діапазону з робочою частотою 77...94 ГГц ефективні при проникненні крізь пилові вихори. У сучасних західних зразках вони використовують технології, які розроблені для радарів головок самонаведення ракет, адаптуючи їх до своїх потреб. Інформація, що зібрана радіолокаційними системами, накладають на базу даних поверхні, а потім відображається у вигляді синтетичного зображення зони посадки на бортовому або нашоломному дисплеї, де кольоровими маркерами позначаються перешкоди. Розглянемо більш детально приклади таких систем.

Розробка *системи Sandblaster* велася з 2007 по 2009 роки у рамках програми, спонсорованої агентством передових оборонних дослідницьких проєктів США (англ. Defense Advanced Research Projects Agency (DARPA)), з метою зменшення ризиків при посадці вертольотів в умовах нульової видимості [14]. Дослідження проводились спільно з компаніями Sikorsky Aircraft, Honeywell International і Sierra Nevada Corporation. Система була зосереджена на вдосконаленні датчиків для візуалізації даних про зону посадки під час цих критичних фаз польоту. У результаті створена архітектура була використана для інтеграції отриманої інформації з датчиків із базами цифрових даних про висоту рельєфу місцевості й пілотною символікою. Отримане синтетичне зображення, що відображалась на екранах пілота показано на рисунку 1.23.



Рисунок 1.23 – Пілотний дисплей системи Sandblaster [44]

У якості датчика команда використовувала радар міліметрового діапазону хвиль (на частоті 94 ГГц) компанії Sierra Nevada Corp, що забезпечував можливість проникнення скрізь курний вихор та в умовах низької видимості [44]. Проте слід зазначити, що зображення, отримані за допомогою цього радара, мали значно нижчу роздільну здатність і не забезпечували достатньої деталізації для розпізнавання багатьох наземних перешкод. Датчик використовувався для заповнення сітки зовнішніх даних на основі ймовірності того, що об'єкт займає певний сегмент сітки. Це було виконано за рахунок інтегрування з бортовою картою місцевості для створення карт перешкод.

Остаточна версія системи Sandblaster була успішно випробувана в польоті в лютому 2009 року на випробувальному багатоцільовому вертольоті UH-60 та показала роботу системи без жодних збоїв при маневрах зльоту і посадки в 3 різних зонах з різноманітним рельєфом і близькими перешкодами. Проте модернізація UH-60M була скасована і система Sandblaster не була розгорнута умовах реального застосування [14, 44].

Система автономної посадки вертольотів (англ. Helicopter Autonomous Landing System (HALS)) розробляється Sierra Nevada Corporation з 2005 року.

Система HALS використовує імпульсний радар з частотою 94 ГГц та діаграмою спрямованості 1 градус, якою виконується механічне сканування у ділянки. Антенна конструкція, що надрукована на рухомому циліндричному барабані, забезпечує допустиму швидкість сканування. Просторова роздільна здатність сканування системи становить 20 см, радіус огляду – понад 1000 м. На рисунку 1.24 показана фотографія радіолокаційної системи та її конфігурація [12, 14, 44].

Отримані сигнали від датчика потім об'єднуються із цифровими даними рельєфу місцевості для створення зображення, що відображається на екрані пілота. Приклади зображень, що отримані з радіолокатора у порівнянні з фотографіями тієї ж місцевості наведені на рисунку 1.25.

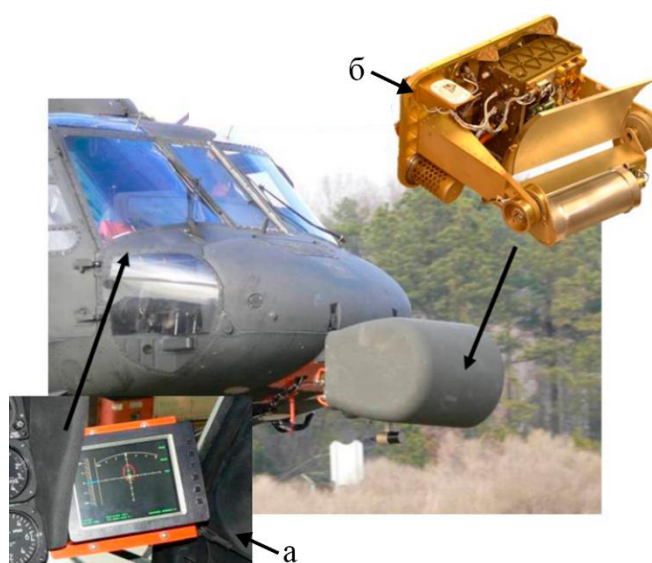


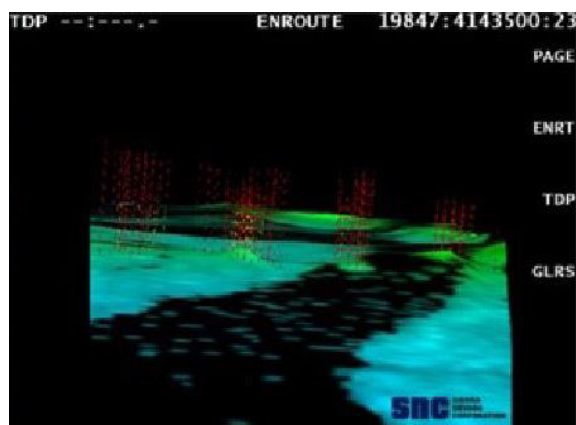
Рисунок 1.24 – Радіолокаційна система, що встановлена на вертольоті UH-60 (взято з [44]):
а – радар HALS; б – дисплей пілота

Система HALS дозволяє отримувати зображення навколишнього середовища навіть при нульовій оптичній видимості, оскільки радар прозорий для дрібних частинок, таких як пил і сухий сніг. Як наслідок, формації з декількох кораблів

можуть виконати посадку в одній і тій же зоні за допомогою такої системи. Тому, вертоліт, що першим здійснює посадку та створює хмару пилу, що обмежує видимість, і вертольоти, що вже виконали посадку та слугують додатковими перешкодами в зоні приземлення, не являються проблемою при використанні системи автономної посадки вертольотів.



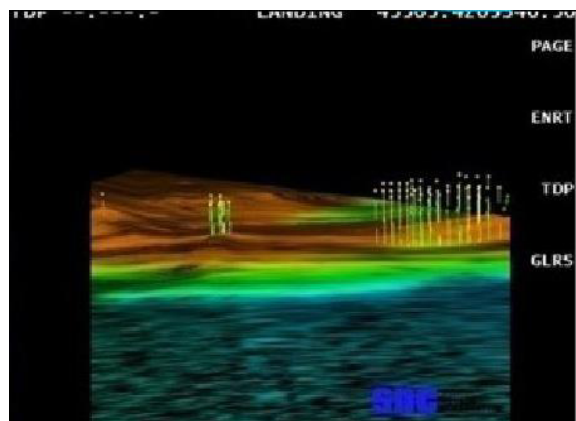
а



б



в



г

Рисунок 1.25 – Фото (а, в) у порівнянні з отриманими радіолокаційними зображеннями системою HALS (б, г) (взято з [44])

Система HALS успішно пройшла льотні випробування на вертольоті EH-60L. Льотні випробування показали, що система HALS може добре працювати в різних ситуаціях, починаючи від посадки умов недостатньої

видимості до польоту на низькому рівні над гірською місцевістю. Крім того, система змогла виявити дротяні/кабельні перешкоди під час польотів на низькій висоті [12].

Система посадки в умовах низької видимості (англ. Brownout Landing Aid System Technology (BLAST)) була розроблена під керівництвом BAE Systems з метою надання можливості виявлення перешкод у складних умовах без додаткового збільшення ваги для важких вертольотів. Технологія в якості радару використовує комерційний моноімпульсний радар з частотною модуляцією на частоті 94 ГГц [14, 44, 45], що показаний на рисунку 1.26. Подібно до радарів Sandblaster і HALS, датчик може розпізнавати рельєф місцевості й перешкоди крізь пил, дим і туман. Основною перевагою радару є його компактний і легкий корпус вагою всього 10 фунтів (4,5 кг). Радар використовує двовісну моноімпульсну антену з вузькою діаграмою спрямованості шириною 1 градус з механічним скануванням у двох площинах (± 34 градуси в обох осях). Система BLAST взаємодіє з бортовою інерціальною навігаційною системою GPS для географічної прив'язки радіолокаційних сигналів до бази даних рельєфу місцевості, що зберігається у цифровому форматі. Результат тривимірного синтетичного зображення місцевості виводиться на багатофункціональні або шоломні дисплеї в кабіні пілота. Завдяки покращеній просторовій точності радар BLAST надає добре визначене уявлення про перешкоди та їх форми. На рисунку 1.27 показано приклад зображення без символіки

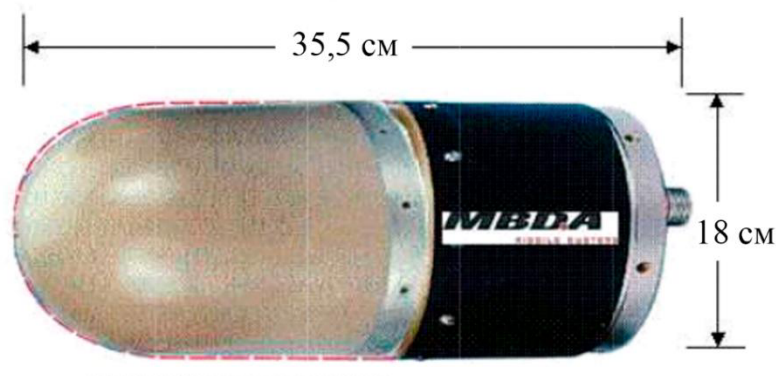


Рисунок 1.26 – Радіолокатор міліметрового діапазону (взято з [45])

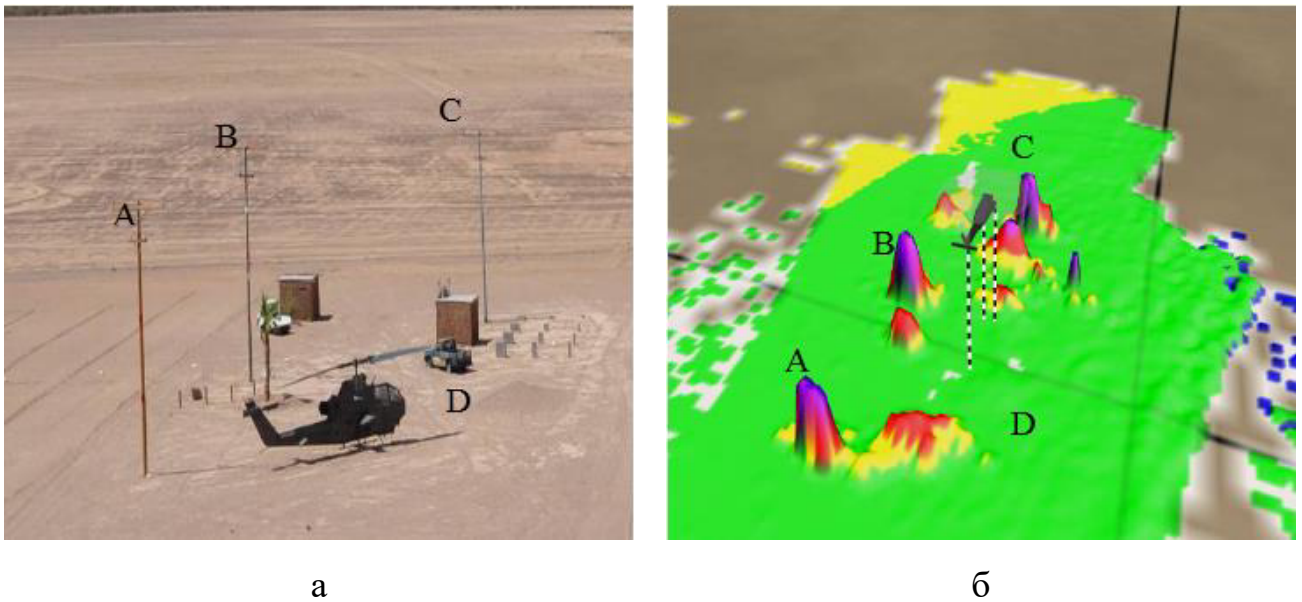


Рисунок 1.27 – Приклад роботи радару (взято з [45]):

а – фотографія реальної сцени; б – візуалізація місцевості радаром BLAST

Систему BLAST випробували в умовах недостатньої видимості на вертольоті Bell UH-1 у квітні 2011 року на полігоні. Результати польового тесту показали, що система може виявляти земельні перешкоди у складних умовах, а символіка може надати всю необхідну інформацію про безпечне пілотування та посадку судна [44].

1.3.3 Розпізнавання рельєфу за допомогою лідарів

Лідари (англ. Light/Laser Detection and Ranging (LIDAR або LADAR)) – це активна система побудови рельєфу місцевості, яка працює в оптичному діапазоні довжин хвиль [46], що використовується для створення карт високої роздільної здатності й тривимірних моделей земної поверхні. Такі технології відіграють ключову роль у забезпеченні безпеки при посадці вертольотів. Лідари мають більш високе затухання в пилових вихорах, дощі й тумані порівняно з радіолокаційними системами W-діапазону, проте забезпечують значно краще просторову роздільну

здатність при скануванні зони посадки на предмет перешкод. Це дозволяє лідарним сенсорам отримати інформацію про зону посадки перед початком пилового вихору, які використовуються для оновлення динамічної навігаційної бази даних та опісля виводяться на індикаторі пілота з відображенням перешкод різними кольорами. Лідари зазвичай можуть виявляти об'єкти, такі як рельєф, будівлі та дерева, на відстані понад 1000 метрів, тоді як здатність виявляти дроти середнього діаметра 5 мм має дальність близько 600 метрів.

Одним з основних недоліків використання лідарів є їх висока вартість. Потреба у дорогих компонентах і датчиках можуть призвести до значних витрат, що оцінюються у сотні тисяч доларів. Використання кількох датчиків і інформації, яка не завжди доступна без додаткового оброблення, отримання необхідних даних ускладнюються. Крім того, ще вагомим недоліком системи є неможливість виконувати вимірювання при поганих погодних умовах, в пилових бурях, снігових хуртовинах та задимлених ділянках. Розглянемо приклади таких систем.

Система виявлення небезпек (англ. Hazard Detection System (HDS)) складається з лідарного датчика з об'єктивом з кутом огляду 1° і матрицею датчиків 128×128 пікселів, встановленого на карданному підвісі з можливістю швидкого обертання [47, 48]. Зображення лідарної системи, що встановлена на вертольоті показано на рисунку 1.28. Лідар працює з частотою 20 Гц, що дозволяє збирати 100 кадрів протягом п'яти секунд, які відповідають вимогами для збору даних про місцевість та створення цифрової моделі місцевості (англ. Digital Elevation Model (DEM)).

Система використовувала для оброблення багатоядерний процесор Tiler TILE64 і розпаралелене програмне забезпечення для максимізації пропускної здатності даних. Максимальний розмір зони сканування був обмежений до 60×60 метрів під час вертольотного випробування через жорстко закодовані обмеження розміру буфера [47]. Результат сканування ділянки поверхні таким лідаром показано на рисунку 1.29. Під час вертольотних випробувань обробка

даних мала певні обмеження щодо швидкості, з якою можна було обробити великий обсяг даних лідара, зібраних під час сканування.



Рисунок 1.28 – Лідар, що встановлений на вертольоті LaRC Huey UH-1H (взято з [47])

Також поточна система HDS має деякі обмеження, які заважають їй відповідати вимогам технології запобігання небезпеки автономної посадки (англ. Autonomous Landing Hazard Avoidance Technology (ALHAT)). Лідар може послідовно вимірювати зміни висоти поверхні з точністю приблизно 40 сантиметрів, що більше від необхідних 30 сантиметрів [47]. Також він має значні обмеження динамічного діапазону і повинен використовувати програмне забезпечення автоматичного регулювання посиленням (АРП), щоб адаптуватися до коливань інтенсивності відбитого ближнього інфрачервоного випромінювання, однак АРП не може компенсувати великі зміни коефіцієнта віддзеркалення в межах заданого кадру. Хоча сучасні технології виробництва можуть створити більші матриці лідарів з вищою чутливістю, значно більшим динамічним діапазоном і покращеною точністю вимірювання дальності, проте такі системи значно дорожчі, тому обмеження в фінансуванні перешкоджають проекту у вдосконаленні лідарного датчика й команда продовжує використовувати старий

лідар для вивчення і демонстрації безпечного та точного підходу до посадки, а також для отримання покращеного розуміння факторів, що впливають на загальну продуктивність системи.

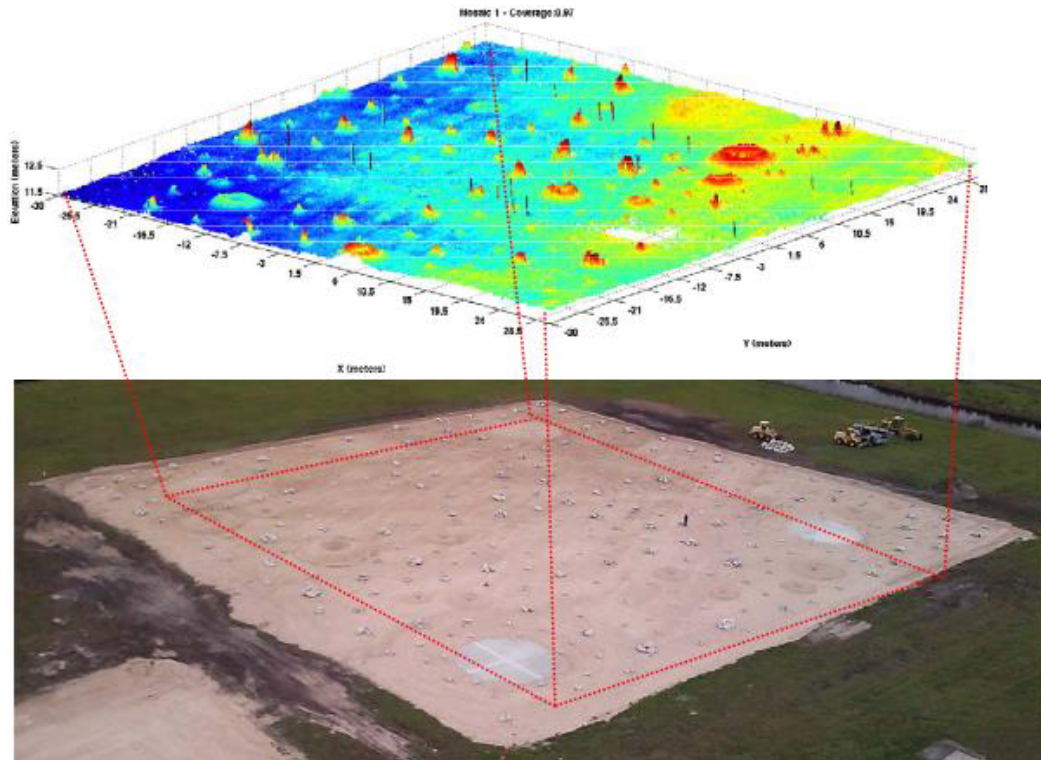
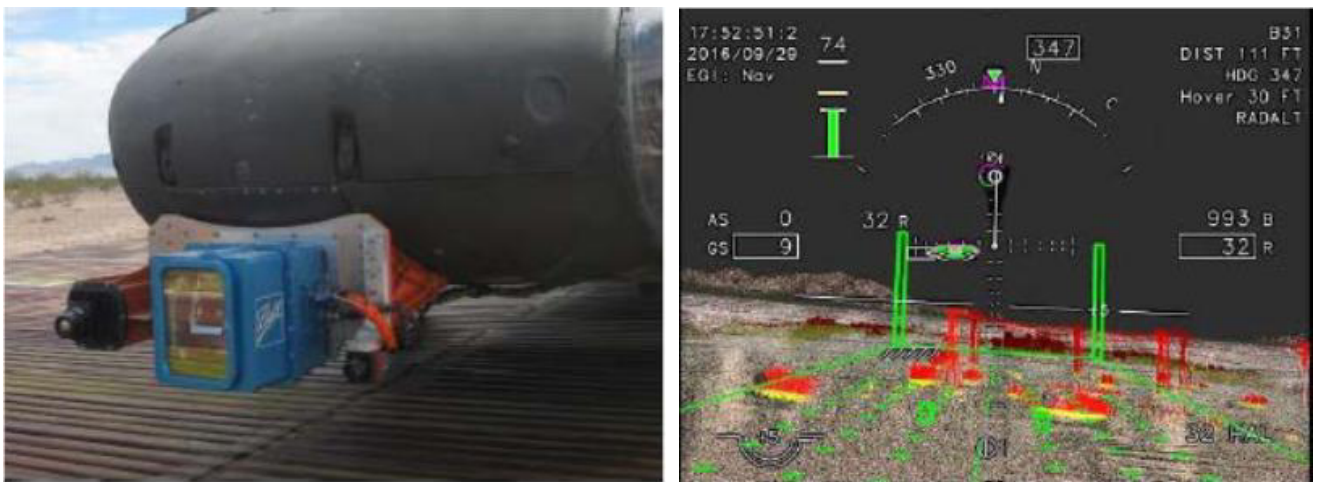


Рисунок 1.29 – Зображення з лідара (зверху), яке співвідноситься з зображенням тестової зони дослідження (знизу) (взято з [47])

Науково-дослідною лабораторією ВПС США у 2005 році розпочала програму розробки вискоєфективної лідарної системи *тривимірної зони приземлення* (англ. Three-Dimensional Landing Zone (3D-LZ)) для вертольотів UH-60. Сенсор системи та супутня архітектура була розроблена корпорацією Burns Engineering. Розроблена система 3D-LZ складалася з лідара, бази даних, що інтегрує навігаційні цифрові дані рельєфу місцевості зі зібраними лідаром даними, потужного процесора оброблення і відтворення зображень на дисплеї пілота, а також набору пілотажної символіки [14, 44, 49]. Така система показана на рисунку 1.30, а. Оскільки лідар є оптичною системою, то він не може

проникати через пилової завіси, що здіймаються гвинтом вертольоту. Тому система має власні алгоритми видалення пилових часток, за рахунок зберігання даних в цифровій базі даних на борту та відображення місцевості до появи видимих перешкод та одночасного отримування деяких сигналів з лідару від твердих об'єктів.

У 2013 та 2016 роках були проведені льотні випробування в умовах низької видимості на полігоні, які показали, що пілоти можуть безпечно приземлитися на низьких швидкостях. Крім того, пілоти приземлилися у межах 7 метрів від запланованої точки приземлення [49]. На рисунку 1.30, б показано побудоване зображення зони посадки. Впровадження і виробництво технології 3D-LZ залежить від прийняття системи на озброєння в США, проте звіт про оцінку військової корисності США було зазначення, що система не має «жодної військової корисності».



a

б

Рисунок 1.30 – Сенсорна система 3D-LZ (а) та отримане зображення поверхні (б) під час льотних випробувань у 2016 року (взято з [44])

Основний недолік лідарної системи – це його вартість. Через більшу експлуатаційну складність (необхідність у складних компонентах і датчиках) можна витратити сотні тисяч доларів для повної комплектації для дослідження

поверхні. З кількома датчиками та інформацією, що не завжди доступна без оброблення, отримання необхідних даних про поверхню займає значних обчислювальних витрат.

1.4 Формулювання задач дослідження

На основі проведеного аналізу слідує, що задача попереднього вимірювання рельєфу при посадці вертольоту на непідготовлену площадку в умовах низької видимості є актуальною. Технологічні рішення проблеми безпечної посадки вертольоту знаходяться на різних етапах готовності. У світі активно ведуться дослідження та розробки зі створення радіолокаційних та оптичних систем безпечного приземлення, які допомагають пілотам уникнути аварій. Можна стверджувати, що більшість розроблених систем є перспективними, а отримані результати показують їх працездатність. До недоліків наведених систем можна віднести евристичність їх побудови, що полягає у використанні радару лише як датчику, а наступне оброблення реалізується на основі узагальнення інженерного досвіду. До того розглянуті радіолокаційні методи побудови рельєфу потребують значних технічних рішень з обробки когерентних сигналів або використання антенних решіток зі значними масогабаритними розмірами, що знижують аеродинамічні властивості літального апарату. Також необхідно зазначити, що на даний момент немає готового для масового виробництва автономного та всепогодного вимірювача висоти рельєфу з борта вертольоту.

З представлених систем у якості найближчого прототипу до всепогодної вертольотної системи вимірювання рельєфу місцевості, що має простоту реалізації та геометричні розміри, придатні для розміщення на борту, доцільно обрати радар HALS. Дана система працює за геометрією, щоказана на рисунку 1.31. Короткі імпульси випромінюються у напрямку підстильної поверхні, віддзеркалюються від неї і приймаються знову радаром. За затримкою імпульсу визначається дальність

до ділянки місцевості, що опромінюється діаграмою спрямованості. Кут візування підстильної поверхні фіксований і постійно підтримується однаковим при маневрах вертольоту за допомогою гіростабілізованого підвісу. Використовуючи нескладні розрахунки геометрії задачі, висота рельєфу у межах плями діаграми спрямованості на поверхні розраховується за формулою:

$$h = H - R_0 \cos(\theta_0), \quad (1.17)$$

де H – барометрична висота, м;

R_0 – похила дальність від вертольоту точки поверхні, що розміщена в центрі плями діаграми спрямованості, м;

θ_0 – кут місця максимуму діаграми спрямованості, що відраховується від осі Z , град.

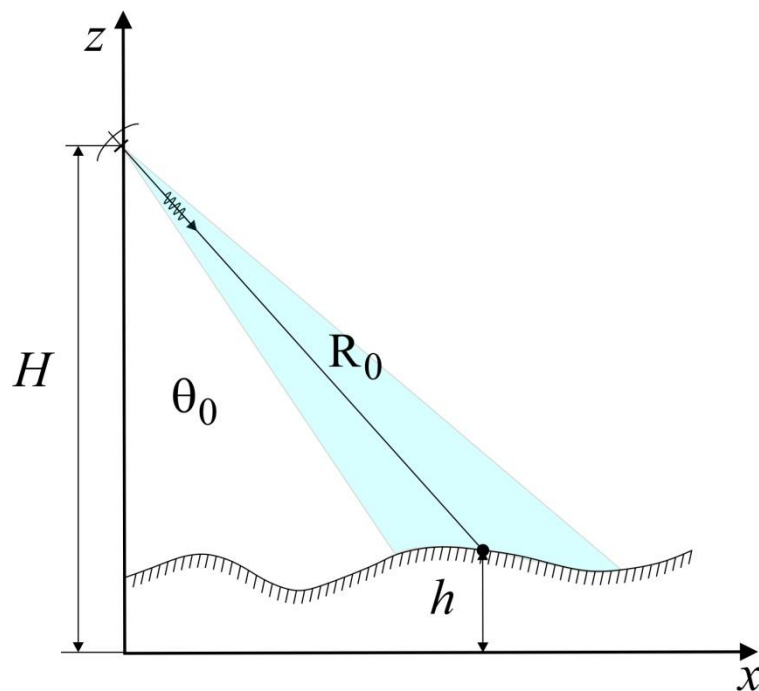


Рисунок 1.31 – Геометрія вимірювання поверхні однопроменевим методом

Якщо подивитися на карту рельєфу місцевості, що отримана послідовним скануванням антени за азимутом та кутом місця і показана на рисунку 1.32, то впливає, що вона має низьку роздільну здатність через використання одного кутового положення для всіх точок, що потрапили в діаграму спрямованості. Можна стверджувати, що рельєф місцевості усереднюється просторовим фільтром, що має імпульсну характеристику у вигляді діаграми спрямованості. Лінійні розміри ділянки рельєфу, що можуть бути розрізнені на карті, прямо пропорційні довжині випромінених електромагнітних хвиль λ і дальності R до підстильної поверхні, а також обернено пропорційні до лінійних розмірів бортової антени D , тобто

$$\Delta X = \frac{R\lambda}{D} \quad (1.18)$$

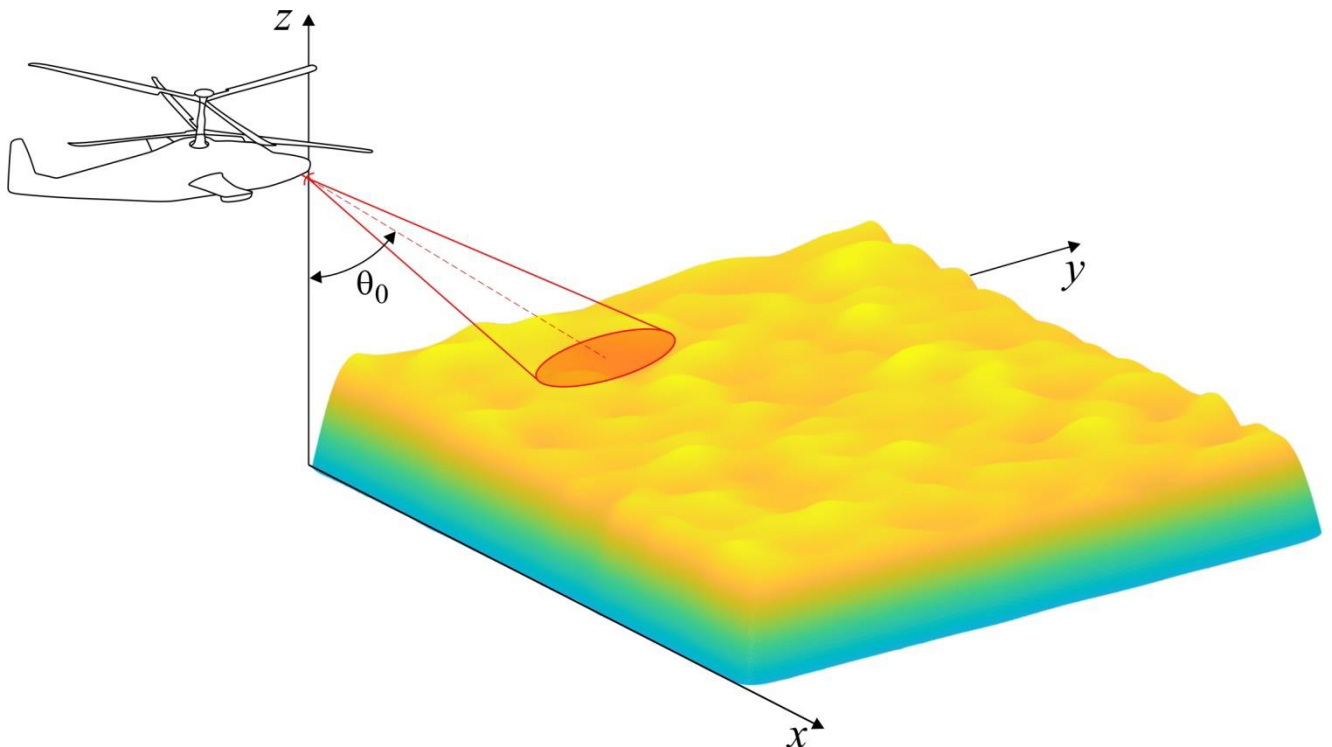


Рисунок 1.32 – Приклад результату моделювання карти місцевості з роздільною здатністю, що пропорційна плями діаграми спрямованості на поверхні

Так для похилої дальності в 1,5 км, довжини хвилі 3 мм, лінійному розмірі бортової антени в 1 м матимемо усереднення висоти у плямі діаграми спрямованості з розміром в 4,5 метри вздовж траси польоту. Точність вимірювання висоти також не буде перевищувати цього значення, так як всі точки в межах опроміненої ділянки розраховуються за єдиною формулою (1.17). З аналізу точності роботи обраного прототипу слідує, що наразі не існує системи вимірювання висоти ділянки поверхні, що обрана для безпечної посадки, з прийнятною точністю. У якості прийнятої точності необхідно обирати нерівність поверхні для приземлення в полі, що вказується в технічній документації з експлуатації повітряного судна. Для прикладу за технічною документацією вертоліт Мі-28 може виконувати приземлення на пересічній місцевості, коли нерівність поверхні не перевищує 30 см.

Окрім наведених обмежень потенціалу алгоритму через широку діаграму спрямованості, проблемним також є вимірювання дальності до деякої центральної точки в межах плями діаграми спрямованості. Це пов'язано з наявністю в прийнятому сигналі випадкових флуктуацій амплітуди через шорсткість поверхні та варіацію рельєфу у межах широкої плями діаграми спрямованості. На рис. 1.33 показано приклад розсіяного сигналу від поверхні при її опромінювання гаусівською діаграмою спрямованості. Амплітуди в кожний момент часу змінюються випадково і визначити положення максимуму даного імпульсу можливо лише з деякою ймовірністю після усереднення декількох імпульсів. Усереднення призведе до значної втрати точності вимірювання дальності.

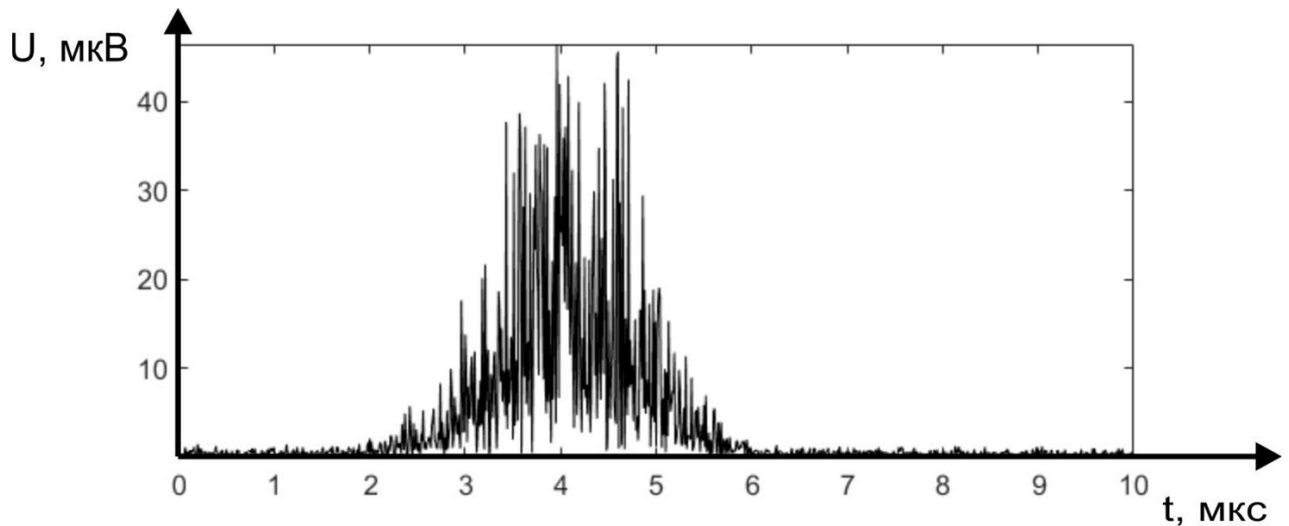


Рисунок 1.33 – Приклад зареєстрованого приймачем віддзеркаленого імпульсі від ділянки поверхні, що опромінена гаусівською діаграмою спрямованості

Перспективним варіантом вирішення проблеми всепогодного та високоточного вимірювання рельєфу є використання двоантенного амплітудного сумарно-різницевого пеленгатору та радіодалекоміру, що працюють у комплексі. Такий пеленгатор за рахунок використання двох каналів прийому сигналів дозволяє усунути випадкові флуктуації залежності висоти рельєфу від дальності до його елементів і відповідно забезпечити необхідні показники точності вимірювання рельєфу. Дана ідея та запропонований метод є точним та може бути легко реалізований у вигляді бортового вертольотного обладнання. В той самий час він має і недоліки – необхідність двовимірною сканування поверхні (за азимутом та кутом місця), так як вимірювання в двоантенному амплітудному сумарно-різницевому пеленгаторі виконуються для однієї точки на поверхні, що потрапила в рівносигнальний напрямок, і евристичність підходу до розроблення методу, що ґрунтується на узагальнені інженерного досвіду експлуатації радіосистем, а не на статистичній оптимізації основних операцій обробки сигналів.

У зв'язку з наведеним, актуальною для дисертаційного дослідження є задача статистичного синтезу методу та алгоритму високоточного та всепогодного

вимірювання висоти рельєфу ділянки місцевості, що обрана для посадки вертольоту, за допомогою бортової двоантенної радіолокаційної системи.

Мета дисертаційного дослідження – підвищення точності оцінювання рельєфу місцевості при виборі майданчика для безпечного приземлення за несприятливих метеорологічних умов за рахунок використання бортової радіолокаційної системи з оптимальним обробленням сигналів.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні окремі задачі:

1) формалізувати математичні моделі просторово-часових стохастичних радіосигналів та розробити функціонали правдоподібності для рівнянь спостереження, в яких корисний сигнал, внутрішні шуми є випадковими процесами;

2) синтезувати алгоритм оптимальної оброблення просторово-часових стохастичних сигналів у амплітудних сумарно-різницевих радіолокаційних системі вимірювання рельєфу, що розміщена на борту вертольоту;

3) відповідно до синтезованого методу обґрунтувати структурну схему його реалізації;

4) підтвердити теоретичні результати методами імітаційного моделювання, у яких розкрити особливості технічної реалізації вертольотних сумарно-різницевих систем вимірювання рельєфу поверхні, та підтвердити їх загальну працездатність.

Висновки до розділу

У розділі проаналізовані особливості приземлення вертольотів та причини їх аварій. Це показало, що найбільш ризиковими сценаріями пілотування є погані погодні умови, курні вихорі або задимленості місцевості. У результаті цього пілот може орієнтуватись у просторі використовуючи бортові системи чи спираючись на власні відчуття, які не завжди надають достовірну інформацію. Тому необхідні

системи безпечної посадки, які мають проникаючу спроможність скрізь пил, дощ, туман тощо. Тому були розглянуті амплітудні та фазові радіолокаційні системи. Виходячи з аналізу обох типів систем було виявлені їх основні недоліки. Системи, що використовують фазу, як інформаційний параметр, використовують когерентне оброблення, яка потребує значних обсягів обчислювальних ресурсів. На противагу амплітудні системи можуть тільки пеленгувати кутове положення об'єкту, тому у цьому випадку для побудови поверхні необхідно використовувати додатковий пристрій для визначення висоти рельєфу.

Також задля розуміння стану технологічного розвитку систем безпечної посадки було проаналізовані існуючі вертольотні системи картографування місцевості. Наразі найбільш відомі системи, що працюють за принципом синтетичного зору. Тобто інформація, що надходить з сенсору, комбінується з цифровими картами місцевості та зображеннями, отриманими з супутників. Це дозволяє створити віртуальну модель поверхні Землі. Проте, отримана інформація з супутників може надходити з помилками, у цьому разі надійність побудованої моделі знижується. До того такий масив інформації потребує великі об'єми пам'яті та потребує великих комп'ютерних ресурсів.

У цьому контексті необхідно розробити систему, яка забезпечувала попередню побудову поверхні для безпечної посадки вертольоту на необладнаний майданчик в умовах низької видимості. Тому у цьому розділі визначено основні завдання, вирішення яких необхідне для досягнення основної мети дослідження.

РОЗДІЛ 2

МАТЕМАТИЧНИЙ АПАРАТ СТАТИСТИЧНОГО СИНТЕЗУ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ КАРТОГРАФУВАННЯ МІСЦЕВОСТІ

Принципи дії більшості класичних моноімпульсних систем ґрунтуються на порівнянні одиничних прийнятих імпульсів (моноімпульсів) з метою отримання інформації про кутове положення підстилюючої поверхні. Серед усіх наявних моноімпульсних систем найбільшого поширення набули сумарно-різницеві системи з амплітудним, фазовим і комбінованим порівнянням сигналів [26]. Основною перевагою сумарно-різницевих систем є значно менший вплив на точність вимірювань координат амплітуди, що змінюється, і початкової фази прийнятих сигналів.

Існуючі методи й системи моноімпульсного порівняння [32] сигналів нині використовують далеко не всі їхні потенційні можливості. Зокрема, не завжди використовують можливості когерентного і некогерентного накопичення сигналів. Зазвичай розглядаються можливості внутрішньоперіодної обробки сигналів, тобто оброблення одиничних моноімпульсів усередині кожного періоду. У разі використання додаткових резервів можна істотно підвищити потенціал моноімпульсних радіолокаторів і точність вимірювання кутових координат. Усі вказані недоліки відносяться і до запропонованого у підрозділі 1.4 евристичного методу вимірювання рельєфу.

Методиці розробки оптимальних алгоритмів оброблення сигналів у моноімпульсних системах сумарно-різницевого типу присвячено цей розділ.

2.1 Моделі зондуючих та прийнятих сигналів двоантенною системою рельєфометрії

Здебільшого в сумарно-різницевих схемах після формування сумарного та різницевого сигналів обмежуються класичною побудовою приймальних каналів, які містять змішувачі, підсилювачі проміжної частоти (які мають або логарифмічне посилення, або охоплені автоматичним регулюванням посилення) та фазові детектори, в яких порівнюються моноімпульси сумарного та різницевого каналів [29]. Є низка розробок із зазначенням можливості використання складних сигналів з лінійно-частотною, фазовою і кодово-частотною внутрішньоімпульсною модуляцією, що дає змогу здійснити стиснення і домогтися вищої завадостійкості систем. Однак, це лише рівень внутрішньоімпульсного і внутрішньоперіодного оброблення. Для подальшого підвищення завадостійкості й точності за кутовими координатами і, зокрема, для здійснення селекції поверхні на тлі активних і пасивних завад необхідно переходити на рівень міжперіодного оброблення сигналів, тобто когерентного накопичення корисних сигналів і черезперіодної компенсації завад.

У лінійній системі ці види обробки можуть здійснюватися незалежно [50]. Тому розглянемо алгоритми оптимального оброблення прийнятих сигналів на тлі адитивних дельта-корельованих шумів.

Рівняння спостереження запишемо у векторному вигляді:

$$u(t) = \|u_+(t), u_-(t)\|, \quad (2.1)$$

де

$$\begin{aligned} u_+(t) &= \operatorname{Re} \dot{s}_+(t, \vec{\lambda}) + n_+(t); \\ u_-(t) &= \operatorname{Re} \dot{s}_-(t, \vec{\lambda}) + n_-(t); \\ \dot{s}_\pm(t, \vec{\lambda}) &= \dot{s}_0(t) \left[\dot{G} \left(\theta_{o\delta} - \theta_0 - \frac{\theta_\delta}{2} \right) \pm \dot{G} \left(\theta_{o\delta} - \theta_0 + \frac{\theta_\delta}{2} \right) \right], \end{aligned} \quad (2.2)$$

$\dot{s}_+(t, \vec{\lambda})$, $\dot{s}_-(t, \vec{\lambda})$ – корисний сигнал в сумарному та різницевому каналах;

$n_+(t), n_-(t)$ – внутрішні шуми приймачів у сумарному та різницевому каналах;
 $\dot{s}_0(t)$ – комплексний сигнал, форма якого визначається формою зондувального сигналу з часом затримки t_3 при відбитті від поверхні;

$\vec{\lambda} = (\lambda_1, \lambda_2) = (t_3, \Delta\theta_{об}(\chi))$ – оцінювані параметри;

$R_{об}$ – дальність до об'єкту, м;

t_3 – час затримки, який визначається з виразу $t_3 = \frac{2R_{об}}{c}$, с;

c – швидкість світла, яка дорівнює $3 \cdot 10^8$ м/с;

$\Delta\theta_{об}$ – кутове відхилення цілі $\theta_{об}$ від рівносигнального напрямку θ_0 , яке визначається $\Delta\theta_{об} = \theta_{об} - \theta_0$, град;

$\theta_{об}$ – кут, відповідний напрямку на ціль, град;

θ_0 – кут, відповідний рівносигнальному напрямку на ціль, який зазвичай збігається з напрямком осі антени, град;

θ_δ – розділ між напрямками максимумів двох ДС, зумовлений наявністю двох опромінювачів антени, зміщених відносно фокуса у фокальній площині антени, град;

χ – лінійне відхилення цілі від рівносигнального напрямку, м;

$G(\theta)$ – функція, що описує ДС антени для однієї з взаємно-перпендикулярних площин (наприклад, кутомісної).

Операції додавання і віднімання виконують до змішувальних трактів приймачів у хвилеводних або мікросмугових пристроях, тому доцільно внутрішні шуми, що зумовлені шумами змішувачів і гетеродина, розглядати окремо в тракті оброблення сумарного й різницевого сигналів [50].

Сумарний і різницевий канали ідентичні, тому мають статистично незалежні внутрішні шуми $n_+(t)$ і $n_-(t)$, що мають однакову спектральну щільність потужності $\frac{N_0}{2}$. Оскільки зазвичай ширина спектра таких шумів значно більша за

смугу пропускання приймальних пристроїв, їх можна вважати дельта-корельованими з кореляційними функціями

$$R_{n_-}(t_1 - t_2) = R_{n_+}(t_1 - t_2) = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2). \quad (2.3)$$

При моноімпульсному порівнянні сигналів у сумарному та різницевому каналах пеленгатора за час, що дорівнює тривалості імпульсу, кутове положення об'єкту практично не змінюється. Керувальні сигнали, що отримуються від імпульсу до імпульсу, інтегруються і після відповідної фільтрації надходять у пристрій керування, що змінює положення рівносигнального напрямку, поєднуючи його з напрямком на об'єкт [50]. Однак безпосередньо в момент порівняння імпульсів кутове положення об'єкту є практично постійним. Якщо ж здійснювати міжперіодне оброблення сигналів, то за порівняно тривалий проміжок часу в міру наближення радіолокатора до об'єкту (або в міру віддалення) кутове положення об'єкту змінюватиметься навіть у тому разі, якщо об'єкт не змінюватиме свого просторового положення. Тому надалі доцільно буде перейти від кутової координати об'єкта до її лінійної координати χ , що характеризує відхилення об'єкту від рівносигнального напрямку.

У запропонованому евристичному алгоритмі, що включає у структуру бортового радару амплітудний сумарно-різницевий радіопеленгатор, інформація про кутове положення об'єкту або про лінійне відхилення від рівносигнального напрямку міститься в амплітудному множнику

$$\left| \dot{G} \left(\theta_{об} - \theta_0 - \frac{\theta_\delta}{2} \right) \right| \pm \left| \dot{G} \left(\theta_{об} - \theta_0 + \frac{\theta_\delta}{2} \right) \right|, \quad (2.4)$$

який впливає на крутизну дискримінаційної характеристики кутового дискримінатора.

Розглянемо ДС двох променів у площині θ в полярній і декартовій системах координат, які показано на рисунку 2.1.

Для простоти ДС вважатимемо дійсними функціями, розкладемо їх в околицях рівносигнального напрямку θ_0 в ряд Тейлора й обмежимося лінійним наближенням, вважаючи, що величина $\Delta\theta_{o\bar{o}} = \theta_{o\bar{o}} - \theta_0$ невелика

$$G\left(\theta_{o\bar{o}} - \theta_0 - \frac{\theta_\delta}{2}\right) \approx G(\theta_0) + G^{(1)}(\theta_0)\Delta\theta_{o\bar{o}}(t), \quad (2.5)$$

$$G\left(\theta_{o\bar{o}} - \theta_0 + \frac{\theta_\delta}{2}\right) \approx G(\theta_0) - G^{(1)}(\theta_0)\Delta\theta_{o\bar{o}}(t). \quad (2.6)$$

Оскільки $\Delta\theta_{o\bar{o}} = \chi R_{o\bar{o}}(t)$ залежить від відстані $R_{o\bar{o}}(t)$ і є функцією часу, то доцільно перерахувати діаграму спрямованості $G(\theta)$, як функції кутів θ у функції лінійних відхилень χ , тобто

$$G\left(\Delta x_{o\bar{o}} - x_0 - \frac{x_\delta}{2}\right) \approx G(x_0) + G^{(1)}(x_0, t)\chi = G_0(1 + g_x(t)\chi), \quad (2.7)$$

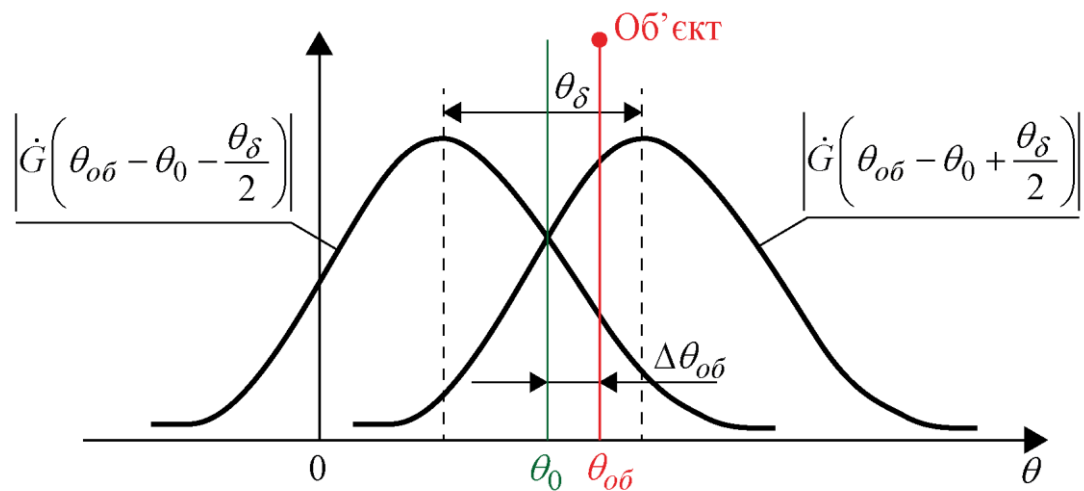
$$G\left(\Delta x_{o\bar{o}} - x_0 + \frac{x_\delta}{2}\right) \approx G(x_0) - G^{(1)}(x_0, t)\chi = G_0(1 - g_x(t)\chi), \quad (2.8)$$

де $G_0 = G(x_0)$;

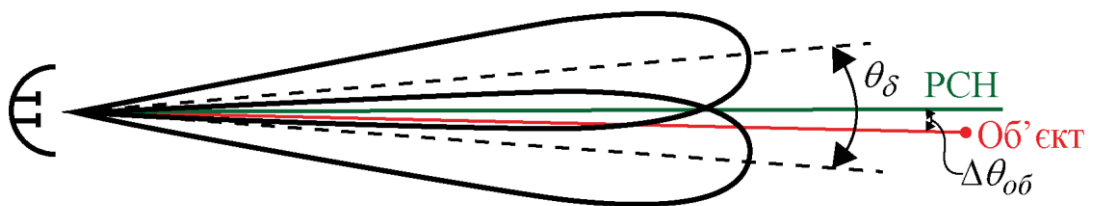
$G^{(1)}(x_0, t)$ – похідна від ДС в околиці точки x_0 ;

$g_x(t)$ – крутизна ДС, як функції змінної x , нормованої на величину G_0 , тобто

$$g_x(t) = \frac{G^{(1)}}{G_0}.$$



a)



б)

Рисунок 2.1 – Діаграми спрямованості двох променів:

а – в декартовій системі координат; б – в полярній системі координат

Крутизна є функцією часу, оскільки діаграма спрямованості $G(x_0)$ звужується в міру наближення РЛС до лінії x . Тоді

$$G\left(\Delta x_{об} - x_0 - \frac{x_\delta}{2}\right) - G\left(\Delta x_{об} - x_0 + \frac{x_\delta}{2}\right) \approx 2G_0 g_x(t) \chi, \quad (2.9)$$

$$G\left(\Delta x_{об} - x_0 - \frac{x_\delta}{2}\right) + G\left(\Delta x_{об} - x_0 + \frac{x_\delta}{2}\right) \approx 2G_0. \quad (2.10)$$

Враховуючи (2.2) знаходимо, що відношення

$$\frac{\dot{s}_-(t, \bar{\lambda})}{\dot{s}_+(t, \bar{\lambda})} = g_x(t) \chi. \quad (2.11)$$

Таким чином, інформація про лінійне відхилення однієї точки на поверхні від рівносигнального напрямку міститься у відношеннях сигналів \dot{s}_- і \dot{s}_+ . Це відношення відображає евристичний принцип пеленгації в амплітудній моноімпульсній сумарно-різницевій системі вимірювання рельєфу. Тут нормована крутизна $g_x(t)$ має розмірність $\dim g_x = \frac{1}{L}$, де L – має розмірність довжини.

З урахуванням отриманих виразів рівняння спостереження можна переписати у вигляді

$$u_+(t) = \operatorname{Re} 2G_0 \dot{s}_0(t) + n_+(t), \quad (2.12)$$

$$u_-(t) = \operatorname{Re} 2G_0 g(t) \chi \dot{s}_0(t) + n_-(t). \quad (2.13)$$

Ці два рівняння спостереження, крім групи невідомих параметрів $\bar{\lambda}$ (зазвичай це дальність або лінійне відхилення χ), містять ще групу множників діаграм спрямованості, які є параметрами амплітуд прийнятих сигналів A_1 та A_2 , тому

$$u_+(t) = \operatorname{Re} A_1 \dot{s}_0(t) + n_+(t), \quad (2.14)$$

$$u_-(t) = \operatorname{Re} A_2 \dot{s}_0(t) + n_-(t). \quad (2.15)$$

Амплітуди A_1 та A_2 іноді зручно представляти в дигляді

$$A_1 = A_{01}(\chi), \quad A_2 = A_{02}(\chi). \quad (2.16)$$

Параметр χ або пов'язаний з ним параметр $\Delta\theta_{об}$, є основним параметром для визначення в розглянутому радіопеленгаторі.

Спочатку будемо вважати, що параметр χ не залежить від часу. У протилежному випадку оптимізація оброблення сигналу з параметром, що є функцією часу, потребуватиме застосування апарату нелінійної динамічної фільтрації [50]. У такому випадку задачу доцільно розбити на два етапи: первинне та вторинне оброблення. Завдання динамічної фільтрації доцільно розв'язувати на рівні вторинного оброблення після синтезу оптимального кутового дискримінатора. Однак кутовий дискримінатор у сумарно-різницевому радіопеленгаторі значною мірою задано вибором розташування опромінювачів антени та самої антени, а також вибором методу, згідно з яким формують сумарний і різницевий сигнали. Тому оптимізацію оброблення спочатку доцільно проводити в рамках методу максимальної правдоподібності як первинне оброблення сумарного й різницевого сигналів у сумарно-різницевому радіошукачі. у припущенні, що параметри χ або $\Delta\theta_{об}$ постійні на заданому інтервалі часу. Вторинне оброблення доцільно здійснювати оптимальними або квазіоптимальними лінійними алгоритмами фільтрації параметрів $\Delta\theta_{об}(t)$ та $\chi(t)$, функції часу, вважаючи, що структура кутового дискримінатора частково задана кутовим рознесенням ДС, що мають вигляд $\dot{G}\left(\theta_{об} - \theta_0 - \frac{\theta_\delta}{2}\right)$, $\dot{G}\left(\theta_{об} - \theta_0 + \frac{\theta_\delta}{2}\right)$, а також їхньою сумою і різницею.

Використовуючи такий підхід на етапі оптимізації первинного оброблення у межах методу максимальної правдоподібності можна визначити відповідні оптимальні алгоритми первинного оброблення та структуру радіолокаційної системи, що реалізує алгоритми. А також визначити ступінь збільшення крутизни дискримінаційної характеристики дискримінатора за рахунок когерентного накопичення сигналів, а також визначити основні помилки пеленгації цілі.

2.2 Основні положення теорії оптимального статистичного синтезу алгоритмів

2.2.1 Метод максимальної правдоподібності

Як основне рівняння спостереження візьмемо рівняння (2.14) та (2.15). Параметри $\vec{\lambda}$ включаємо в число оцінюваних як невідомі змінні в цій системі рівнянь. Крутизна $g_x(t)$ нормованої ДС вважається відомою. У міру наближення РЛС до об'єкту вона збільшується. Під час розрахунків візьмемо найгірший варіант, вважаючи її найменшою і постійною, відповідною моменту початку наближення до об'єкту.

Рівняння спостереження (2.14) та (2.15) повністю визначені своїми математичними зв'язками з невідомими параметрами. Такі рівняння заведено називати функціонально-детермінованими моделями прийнятого сигналу (повністю відомими сигналами [50], сигналами з повністю відомими параметрами).

Функціонал правдоподібності для такої функціонально детермінованої моделі сигналів, що приймаються, є добутком двох умовних щільностей імовірностей [50, 51]:

$$\begin{aligned}
 P(u | \vec{\lambda}) &= P(u_+(t) | \vec{\lambda})P(u_-(t) | \vec{\lambda}) \\
 &= k \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^2 \int_0^T [u_k(t) - \operatorname{Re} \dot{s}_k(t, \vec{\lambda})]^2 dt \right\}, \quad (2.17)
 \end{aligned}$$

де $k = \overline{1, 2}$;

$t \in (0, T)$;

$\vec{u}^T \|u_1, u_2\| = \|u_+, u_-\|$;

$\vec{s} = \|s_k\| = \|\dot{s}_+, \dot{s}_-\|$.

Піднесемо до квадрата підінтегральний вираз (2.17), інтегруючи його й урахувуючи, що в явному вигляді $u_+(t)$ та $u_-(t)$ не залежать від параметрів $\vec{\lambda}$, отримаємо

$$P(\vec{u} | \vec{\lambda}) = k \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^2 [\operatorname{Re} \dot{Q}_k(\vec{\lambda}) - \mu_k] \right\}, \quad (2.18)$$

де

$$\dot{Q}_k(\vec{\lambda}) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u_k(t) \dot{s}_k(t, \vec{\lambda}) dt \quad (2.19)$$

– кореляційний інтеграл;

$$\mu_k = \frac{1}{N_0} \int_0^T [\operatorname{Re} \dot{s}_k(t, \vec{\lambda})]^2 dt \quad (2.20)$$

– енергетичне відношення сигнал/шум.

Від параметрів $\vec{\lambda} = (t_3, \Delta\theta_{o\sigma}(\chi))$ відношення сигнал/шум не залежить, оскільки це неенергетичні параметри.

Останні два вирази з урахуванням (2.12) – (2.16) доцільно переписати у вигляді

$$\dot{Q}_k(\vec{\lambda}) = A_k \dot{Q}_{0k}(\vec{\lambda}) = A_{0k}(\chi) \dot{Q}_{0k}(\vec{\lambda}) \quad (2.21)$$

$$\mu_k = A_k^2 \mu_0 = A_{0k}^2(\chi) \mu_0 \quad (2.22)$$

де

$$\dot{Q}_{0k} = \frac{2}{N_0} \int_0^T u_k \dot{s}_0(t, \vec{\lambda}) dt, \quad (2.23)$$

$$\mu_0 = \frac{1}{N_0} \int_0^T \operatorname{Re} \dot{s}_0(t) dt \quad (2.24)$$

За раніше наведених припущень та пропозицій про допустимість розв'язання задачі в рамках методу максимальної правдоподібності оптимальні алгоритми оцінювання параметрів знаходимо з умови максимуму функціоналу щільності ймовірностей $P(\vec{u} | \vec{\lambda})$, прирівнюючи нулю часткові похідні за параметрами $\vec{\lambda}$, тобто з умови

$$\frac{\partial P(\vec{u}(t) | \vec{\lambda})}{\partial \vec{\lambda}} = 0.$$

Після диференціювання функції $P(\vec{u}(t) | \vec{\lambda})$ отримаємо

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial \vec{\lambda}} \left\{ k \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^2 \left[\operatorname{Re} A_k \dot{Q}_{0k}(\vec{\lambda}) - A_k^2 \mu_0 \right] \right\} \right\} = \\ & = -k \exp \{ \bullet \} \frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{\partial A_k}{\partial \vec{\lambda}} \dot{Q}_{0k}(\vec{\lambda}) - 2 \frac{\partial A_k}{\partial \vec{\lambda}} A_k \mu_0 + \right. \\ & \quad \left. + A_k \frac{\partial \dot{Q}_{0k}(\vec{\lambda})}{\partial \vec{\lambda}} \right\} = 0. \end{aligned}$$

Тоді, враховуючи, що в загальному випадку $\frac{\partial A_k}{\partial \vec{\lambda}} \neq 0$, приходимо висновку,

що рівність нулю може бути виконана за таких умов:

$$\operatorname{Re} \sum_{k=1}^2 A_k \frac{\partial \dot{Q}_{0k}(\vec{\lambda})}{\partial \vec{\lambda}} = 0, \quad (2.25)$$

$$\dot{Q}_{0k}(\vec{\lambda}) - 2 A_k \mu_0 = 0, \quad (2.26)$$

$$A_k = \frac{\dot{Q}_{0k}(\vec{\lambda})}{2 \mu_0} \quad (2.27)$$

Необхідно зазначити, що, незважаючи на простоту цих виразів, у них містяться когерентні операції внутрішньоперіодного та міжперіодного оброблення сигналів, що відрізняються від спрощених операцій у класичних сумарно-різницевих амплітудних радіопеленгаторах. Для реалізації знайдених алгоритмів класичні моноімпульсні системи цього класу мають бути доповнені каналами фазування сигналів, системами оцінок дальності та системами когерентного накопичення окремих імпульсів. Причому для когерентного накопичення сигналів опорні сигнали $s_0(t, \vec{\lambda})$ мають формуватися за даними оцінок параметрів $\vec{\lambda}$, наприклад, з використанням вимірювачів дальності об'єкта.

Ці параметри повинні вводитися в опорний сигнал, а сам опорний сигнал повинен вводитися в систему когерентного порівняння і накопичення сигналів, відбитих від поверхні. Надалі отримані загальні вирази необхідно конкретизувати до конкретної геометрії вертольотної радіолокаційної системи та умов задачі, що поставлена в розділі 1.4.

2.2.2 Розрахунок граничних похибок вимірювання оцінюваних параметрів

Потенційні точності вимірювань параметрів сигналу визначаються діагональними елементами матриці, оберненої до інформаційної матриці Фішера. На головній діагоналі цієї матриці розташовані дисперсії граничних похибок оцінок параметрів.

Елементи матриці Фішера визначаються таким виразом [50]:

$$B_{\mu\nu} = - \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \ln P(\vec{u}(t) | \vec{\lambda}_{icm}) \right\rangle, \quad (2.28)$$

де $\vec{\lambda}_{icm}$ – сукупності істинних значень параметрів сигналу.

При великому відношенні сигнал/шум можна скористатися параболічною апроксимацією функції правдоподібності $P(\bar{u} | \bar{\lambda})$ в околиці її максимального значення $\bar{\lambda}_m$. Тоді елементи цієї матриці можна визначити в такому вигляді [50]:

$$B_{\mu\nu} = -\frac{\partial^2}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \ln P(\bar{u}(t) | \bar{\lambda}_m), \quad (2.29)$$

де $\bar{\lambda}_m$ – значення параметрів $\bar{\lambda}$, за яких функція правдоподібності набуває максимального значення.

Диференціюючи функцію правдоподібності (2.17), знаходимо її другу змішану похідну:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \ln P(\bar{u}(t) | \bar{\lambda}_m)}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} = & -2 \operatorname{Re} \sum_{k=1}^2 \left\{ \frac{\partial^2 A_k}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \left[\dot{Q}_{0k}(\bar{\lambda}) - 2A_k \mu_{0k} \right] - \right. \\ & \left. -2 \frac{\partial A_k}{\partial \lambda_\mu} \frac{\partial A_k}{\partial \lambda_\nu} \mu_{0k} + \frac{\partial A_k}{\partial \lambda_\mu} \frac{\partial \dot{Q}_{0k}(\bar{\lambda})}{\partial \lambda_\nu} + A_k \frac{\partial^2 \dot{Q}_{0k}(\bar{\lambda})}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \right\}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

У квадратних дужках стоїть рівняння правдоподібності, яке при $\lambda = \lambda_m$ дорівнює нулю. Крім того, $\frac{\partial \langle \dot{Q}_{0k}(\bar{\lambda}) \rangle}{\partial \lambda_\nu} = 0$, $\lambda_\nu \in \bar{\lambda}$.

Тоді

$$\begin{aligned} \left\langle \frac{\partial^2 \ln P(\bar{u}(t) | \bar{\lambda}_m)}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \right\rangle & \approx \\ & \approx -2 \operatorname{Re} \sum_{k=1}^2 \frac{\partial A_k}{\partial \lambda_\mu} \frac{\partial A_k}{\partial \lambda_\nu} \mu_{0k} + \operatorname{Re} A_k \frac{\partial^2 \dot{Q}_{0kc}(\bar{\lambda})}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} = \\ & = -2 \sum_{k=1}^2 \frac{\partial A_k}{\partial \lambda_\mu} \frac{\partial A_k}{\partial \lambda_\nu} \mu_{0k} + A_k \operatorname{Re} \frac{\partial^2 \dot{\Psi}(\bar{\lambda})}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} 2\mu_{0k}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

де $\dot{Q}_{0k}(\vec{\lambda})$ – сигнальна частина кореляційного інтеграла, що визначається виразом (2.3);

$\dot{\Psi}(\vec{\lambda})$ – функція невизначеності.

У виразі (2.31) функція невизначеності $\dot{\Psi}(\vec{\lambda})$ має вигляд:

$$\dot{\Psi} = \frac{\dot{Q}_{0k}}{A_k 2\mu_0} = \frac{\int_0^T \dot{S}_0^*(t, \vec{\lambda}) \dot{S}_0(t, \vec{\lambda}) dt}{\int_0^T |\dot{S}_0(t, \vec{\lambda})|^2 dt}.$$

Конкретизація виразу (2.31) та зворотної матриці Фішера (2.28) призведе до визначення граничних похибок, тобто

$$\left\| \sigma_{\mu\nu}^2 | \lambda \right\| = \left\langle (\lambda - \lambda)(\lambda - \lambda)^T \right\rangle \Big|_{\lambda = \lambda_{icm}} \geq \underline{B}^{-1}, \quad (2.32)$$

де $\underline{B} = \|B_{\mu\nu}\|$ – інформаційна матриця Фішера.

Умова (2.32) означає, що еліпсоїд розсіювання, що відповідає до матриці \underline{B}^{-1} , цілком лежить усередині еліпсоїдів розсіювання будь-яких інших незміщених оцінок λ . Діагональні елементи матриці \underline{B}^{-1} , оберненої до інформаційної матриці Фішера, являють собою нижні межі дисперсії оцінок параметрів λ , що називають граничними похибками [50]. Вони відповідають теоретично граничним або потенційним точностям вимірювань і вказують на ту межу, до якої слід прагнути під час організації практичних вимірювань. Дослідження граничних похибок оцінювання параметрів природних середовищ у задачах дистанційного зондування мають важливе значення для оптимального вибору умов проведення вимірювань і

відповідних експериментів. Це стосується вибору діапазонів частот, напрямків опромінення та напрямків приймання розсіяного або власного радіотеплового випромінювання досліджуваного середовища, вибору поляризації тощо. Аналіз цих похибок дає змогу вибрати такі умови проведення вимірювань, за яких очікувані реальні похибки вимірювань будуть мінімальними.

Висновки до розділу

У цьому розділі розглянуто математичний апарат статистичного синтезу оптимальних методів оброблення сигналів у моноімпульсних системах з використанням сумарно-різницевого оброблення задля подальшого синтезу бортової радіолокаційної системи. Зокрема розглянуті моделі зондуючих та прийнятих сигналів, рівняння спостереження з урахуванням активних і пасивних завад, операції оброблення в сумарному та різницевому каналах. Зазначено, що оптимізацію оброблення сигналів у сумарно-різницевих радіопеленгаторах доцільно проводити використовуючи метод максимальної правдоподібності. Використовуючи вказаний підхід, можна визначити оптимальні алгоритми первинного оброблення та структуру радіолокаційної системи, а також оцінити вплив когерентного накопичення сигналів на крутизну дискримінаційної характеристики дискримінатора та основні помилки пеленгації цілі. У подальших розділах дисертації необхідно конкретизувати надані виклади відповідно до мети та задач, що поставлені в дисертаційному дослідженні.

РОЗДІЛ 3

СТАТИСТИЧНИЙ СИНТЕЗ БОРТОВОЇ ВЕРТОЛЬОТНОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ РЕЛЬЄФУ МІСЦЕВОСТІ, ЩО НЕ ПІДГОТОВЛЕНА ДЛЯ ПОСАДКИ

При посадці на непідготовлений майданчик виникає потреба в точному визначенні типу рельєфу та характеристик підстилюючої поверхні ще на етапі підльоту, особливо за умов низької видимості [1, 8, 14]. Під час посадки на сніжно-льодовий ґрунт важливо знати склад, товщину та щільність льодового покриву, щоб уникнути потрапляння вертольоту під лід. Тому пілоту необхідно використовувати системи безпечної посадки, які передбачають попереднє вимірювання рельєфу місцевості та оцінювання його характеристик.

Системи, засновані на використанні радіохвиль, забезпечують хорошу видимість незалежно від метеорологічних умов та часу доби. Необхідно відзначити, що дані системи є перспективними і удосконалюються по всьому світу [7 – 11], але більшість будуються на основі узагальнення інженерного досвіду, а не в результаті розв'язання оптимізаційних задач наскрізного синтезу на основі статистичної теорії прийняття оптимальних рішень.

У якості прототипу радіотехнічної системи було обрано двоантенну сумарно-різницеву вертольотну систему з евристичним алгоритмом відновлення рельєфу місцевості.

3.1 Геометрія задачі і моделі сигналів, що спостерігаються в радарі

Однією з істотних відмінних рис постановки задачі є те, що основна інформація про висоти рельєфу поверхні міститься не в електродинамічних характеристиках поверхні, а у величинах запізнювань відбитих сигналів і їхній

амплітудній структурі в ділянці розкриття антенної системи. За вимірюванням часу запізнювання можна оцінити дальності до елементів рельєфу. За вимірюваннями різниць фаз або повних фаз можна оцінити їхні кутові координати. Припускаємо нижче, що висоти поверхні оцінюються в режимі картографування при безпосередніх вимірах похилих дальностей та кутових координат елементів рельєфу. На відміну від евристичного алгоритму, в оптимізаційній задачі висоту рельєфу необхідно оцінити одразу на деякій ділянці поверхні, що потрапляє у межі лінійної частини різницевої діаграми.

Розглянемо на рисунку 3.1 геометрію вимірювання висоти рельєфу $h(x)$ з борта вертольоту [52, 53], в основі якої лежить наступне рівняння:

$$h(x) = H - R_h(x) \cos(\theta_h(x)), \quad (3.1)$$

де H – барометрична висота, м;

$R_h(x)$ – похила дальність від вертольоту до кожної точки поверхні, м;

$\theta_h(x)$ – кут місця кожної точки на поверхні, що відраховується від осі z .

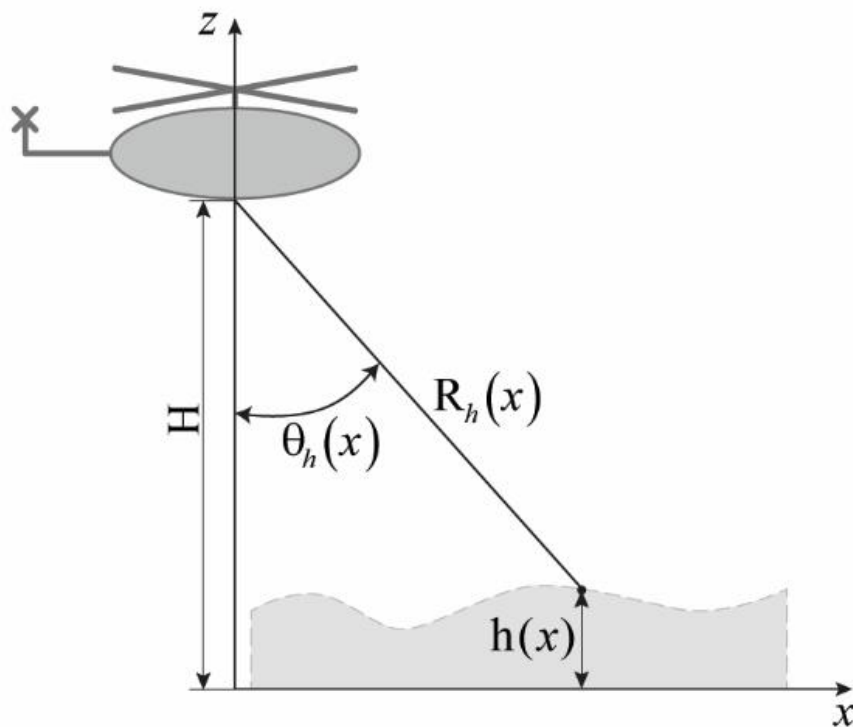


Рисунок 3.1 – Геометрія вимірювання висоти рельєфу

З аналізу виразу (3.1) слідує, що необхідно оцінити дальність $R_h(x)$ і кут місця $\theta_h(x)$ до кожної точки поверхні для вимірювання $h(x)$. З практики радіолокаційних вимірювань відомо, що дальність можливо оцінити імпульсним методом, кут місця моноімпульсними сумарно-різницевиими системами. Існують й інші алгоритми оцінювання зазначених параметрів, проте запропоновані є найпростішими та не потребують особливих вимог до радіоапаратури, таких як наявність фазованої антенної решітки, когерентної оброблення та розгортки фази.

У такому випадку приймемо за основу запропоновану на рисунку 3.2 геометрію вимірювання висоти за допомогою двоантенного амплітудного сумарно-різницевого пеленгатору та радіодалекоміру, що працюють у комплексі.

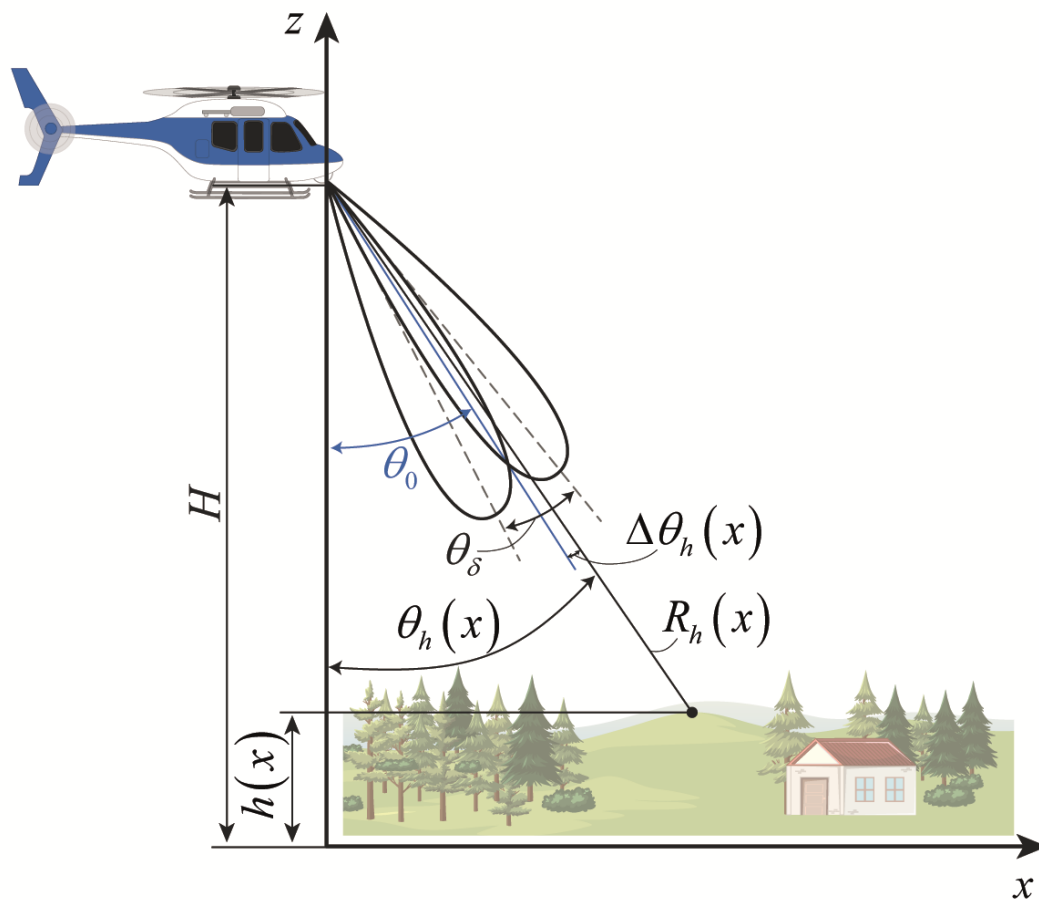


Рисунок 3.2 – Геометрія зондування поверхні з борта вертольота двоантенним амплітудним сумарно-різницевим радаром

Розглянемо на рисунку 3.2 геометрію зондування поверхні з борта вертольоту, що знаходиться на висоті H і переміщується уздовж осі x з постійною швидкістю V . Висота H виміряна барометричним висотоміром над рівнем моря. Параметри H та V відомі. Передбачається, що в просторі сформовані дві однакові діаграми спрямованості $\dot{\Psi}_1(\theta)$ і $\dot{\Psi}_2(\theta)$, напрямки максимумів θ_{01} і θ_{02} яких зміщені на деякий кут θ_δ щодо заданого рівносигнального напрямку, тобто $\theta_{01} = \theta_0 - \frac{\theta_\delta}{2}$ і $\theta_{02} = \theta_0 + \frac{\theta_\delta}{2}$. ДС перекриваються у просторі деяку площу за рахунок близького розташування антен. Рівносигнальний напрямок передбачається відомим і задається кутом θ_0 , який може змінюватися в часі у процесі польоту, виконуючи послідовний огляд поверхні вздовж координати x . Переміщення РСН вздовж траси польоту виконується системою стабілізації та наведення, пов'язаної з кардановим підвісом антенної системи [52 – 55].

Будемо вважати, що кожною антенною в напрямку області спостереження у межах діаграми спрямованості випромінюється зондуючий сигнал:

$$\begin{aligned} s_{\text{зонд}}(t) &= A(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)) = A(t) \operatorname{Re} e^{j(2\pi f_0 t + \phi(t))} = \\ &= \operatorname{Re} \{ A(t) e^{j(2\pi f_0 t + \phi(t))} \} = \operatorname{Re} \{ A(t) e^{j\phi(t)} e^{j2\pi f_0 t} \} = \operatorname{Re} \{ \dot{A}(t) e^{j2\pi f_0 t} \}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

де $\dot{A}(t) = A(t) e^{j\phi}$ – комплексна обвідна зондуючого сигналу, В;

f_0 – резонансна частота, Гц;

ω_0 – кругова частота, що дорівнює $2\pi f_0$, рад/с;

ϕ – початкова фаза, рад;

$A(t)$ – амплітуда сигналу, В.

У виразі (3.2) не враховано вплив діаграм спрямованості антен $\dot{\Psi}_{1(2)}(\theta - \theta_{01(2)})$, коли вони працюють на передачу.

З урахуванням просторової вибірковості зондуючий сигнал прийме вигляд:

$$s_{\text{зонд1(2)}}(t, \theta, \theta_{01(2)}) = \text{Re} \left\{ \dot{\Psi}_{1(2)}(\theta - \theta_{01(2)}) \dot{A}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right\}. \quad (3.3)$$

У виразі (3.3) кути θ можуть бути перераховані у координати поверхні x при фіксованій висоті розміщення антени. Представляючи діаграми спрямованості першої та другої антен у координатах поверхні, перепишемо (3.3) наступним чином:

$$s_{\text{зонд1(2)}}(t, x, X_{01(2)}) = \text{Re} \left\{ \dot{\Psi}_{1(2)}(x - X_{01(2)}) \dot{A}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right\}. \quad (3.4)$$

Випромінений сигнал досягає певної області на поверхні з координатами x і віддзеркалюється від неї. Прийнятий розсіяний сигнал, відповідно до результатів досліджень [56, 57], в кожній антені можна представити у комплексній формі

$$\dot{s}_{\text{np1(2)}}(t, X_{01(2)}) = \int_X \dot{\Psi}_{1(2)}^2(x - X_{01(2)}) \dot{F}(x) \dot{s}_0(t, x) dx \quad (3.5)$$

де $\dot{F}(x)$ – комплексний коефіцієнт розсіювання зондованої поверхні;

x – координата, що пов'язана підстильною поверхнею, м;

$\dot{\Psi}_{1(2)}(x)$ – діаграми спрямованості елементів антенної системи, що перераховані до координат підстильної поверхні, м;

$\dot{s}_0(t, x)$ – одиничний сигнал;

$t_3(x)$ – час затримки, що знаходиться з виразу $t_3(x) = \frac{2R_h(x)}{c}$, с.

Одиничний сигнал має вигляд:

$$\dot{s}_0(t, x) = \dot{A}(t - t_3(x)) e^{-j2\pi f_0(t - t_3(x))}. \quad (3.6)$$

Задача поєднана з визначенням кутового положення імпульсного об'єму на практиці вирішується за допомогою пеленгаторів [29 – 33], які були розглянуті в розділі 1, зокрема з використанням сумарно-різницевих систем з рознесеними в просторі діаграмами спрямованості. Даний тип пеленгаторів знайшов найширшого застосування за рахунок високого співвідношення сигнал-завада та автоматичного компенсування синхронних флуктуацій амплітуд у різних каналах.

Сигнали на виході сумарного та різницевого каналу можна записати наступним чином:

$$\begin{aligned} \dot{s}_{np \Sigma}(t, X_0) &= \int_X \left[\dot{G}_1(x - X_{01}) + \dot{G}_2(x - X_{02}) \right] \dot{F}(x) \dot{s}_0(t, x) dx = \\ &= \int_X \left[\dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right) + \dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X_\delta}{2}\right) \right] \dot{F}(x) \dot{s}_0(t, x) dx, \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned} \dot{s}_{np \Delta}(t, X_0) &= \int_X \left[\dot{G}_1(x - X_{01}) - \dot{G}_2(x - X_{02}) \right] \dot{F}(x) \dot{s}_0(t, x) dx = \\ &= \int_X \left[\dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right) - \dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X_\delta}{2}\right) \right] \dot{F}(x) \dot{s}_0(t, x) dx, \end{aligned} \quad (3.8)$$

де $\dot{G}_1(x - X_{01}) = \dot{\Psi}_1^2(x - X_{01})$;

$\dot{G}_2(x - X_{02}) = \dot{\Psi}_2^2(x - X_{02})$;

X_0 – точка РСН на поверхні;

$\frac{X_\delta}{2}$ – деяке відхилення від РСН.

Для спрощення аналізу приймемо форму діаграм спрямованості антен у вигляді гаусівських кривих без урахування побічних пелюсток, як показано на рисунку 3.3, на якому зображено перша та друга діаграми спрямованості антени, а також діаграми спрямованості в результаті оброблення в сумарному та різницевому каналах.

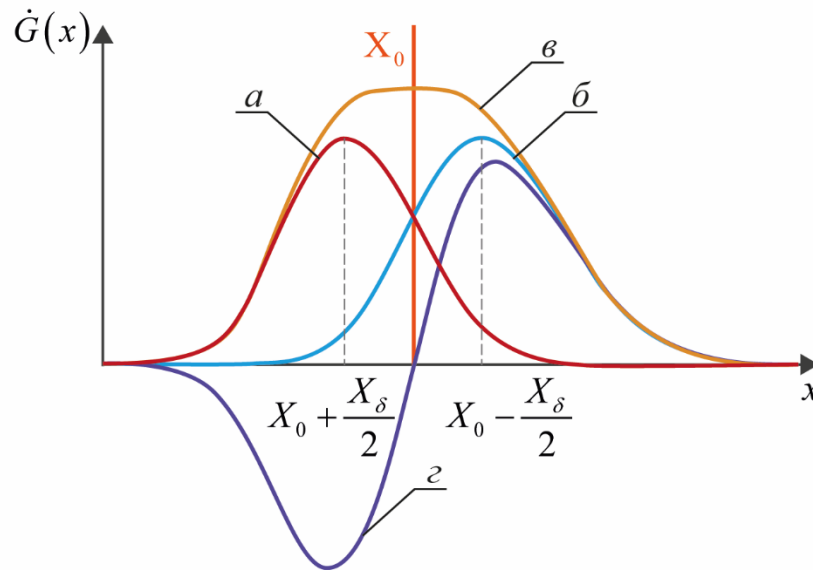


Рисунок 3.3 – Діаграми спрямованості антен:

a – перша діаграма спрямованості $\dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right)$, b – друга діаграма спрямованості $\dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X_\delta}{2}\right)$, v – сумарний канал, z – різницевий канал

Рівносигнальний напрямок у таких системах зазвичай обирається в середині лінійної ділянки різницевої діаграми спрямованості й усі вимірювання кутових положень у пеленгаторах також виконуються на лінійних ділянках. У такому випадку доцільно розкласти ДС в околицях точки РСН X_0 у ряд Тейлора. Для прикладу, довільна функція $f(x)$ розкладається у ряд Тейлора в околицях точки a наступним чином:

$$\begin{aligned}
 f(x) &= \\
 &= f(x)|_{x=a} + \frac{df(x)}{dx}\bigg|_{x=a} (x-a) + \frac{1}{2!} \frac{d^2f(x)}{dx^2}\bigg|_{x=a} (x-a)^2 + \dots + \frac{1}{k!} \frac{d^k f(x)}{dx^k}\bigg|_{x=a} (x-a)^k = \\
 &= f(a) + f'(a)(x-a) + \frac{f''(a)}{2!} (x-a)^2 + \dots + \frac{f^{(k)}(a)}{k!} (x-a)^k. \quad (3.9)
 \end{aligned}$$

Водночас лінійна функція $f(x)$ потребує лише перших двох членів у (3.9).

Використовуючи (3.9) розкладемо ДС $\dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right)$ та $\dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X_\delta}{2}\right)$ у ряд Тейлора, передбачаючи, що всі вимірювання проводяться на лінійній ділянці

$$\begin{aligned} \dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right) &= \dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right)\Big|_{x=X_0} + \frac{d\dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right)}{dx}\Big|_{x=X_0} (x - X_0) = \\ &= \dot{G}_1(X_0) + \frac{d\dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right)}{dx}\Big|_{x=X_0} (x - X_0), \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} \dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X_\delta}{2}\right) &= \dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X_\delta}{2}\right)\Big|_{x=X_0} + \frac{d\dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X_\delta}{2}\right)}{dx}\Big|_{x=X_0} (x - X_0) = \\ &= \dot{G}_2(X_0) + \frac{d\dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X_\delta}{2}\right)}{dx}\Big|_{x=X_0} (x - X_0). \end{aligned} \quad (3.11)$$

Результати імітаційного моделювання гаусівських діаграм $\dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right)$, $\dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X_\delta}{2}\right)$ і їх розкладання (3.10) і (3.11) показані на рисунку 3.4. З аналізу отриманих графіків слідує, що результат розкладання – це лінійні симетричні відносно точки РСН функції. Враховуючи це, введемо множники, що мають фізичний сенс крутизни лінійних функцій:

$$k_{\theta_1} = \left. \frac{d\dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right)}{dx} \right|_{x=X_0}, \quad k_{\theta_2} = \left. \frac{d\dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X_\delta}{2}\right)}{dx} \right|_{x=X_0}. \quad (3.12)$$

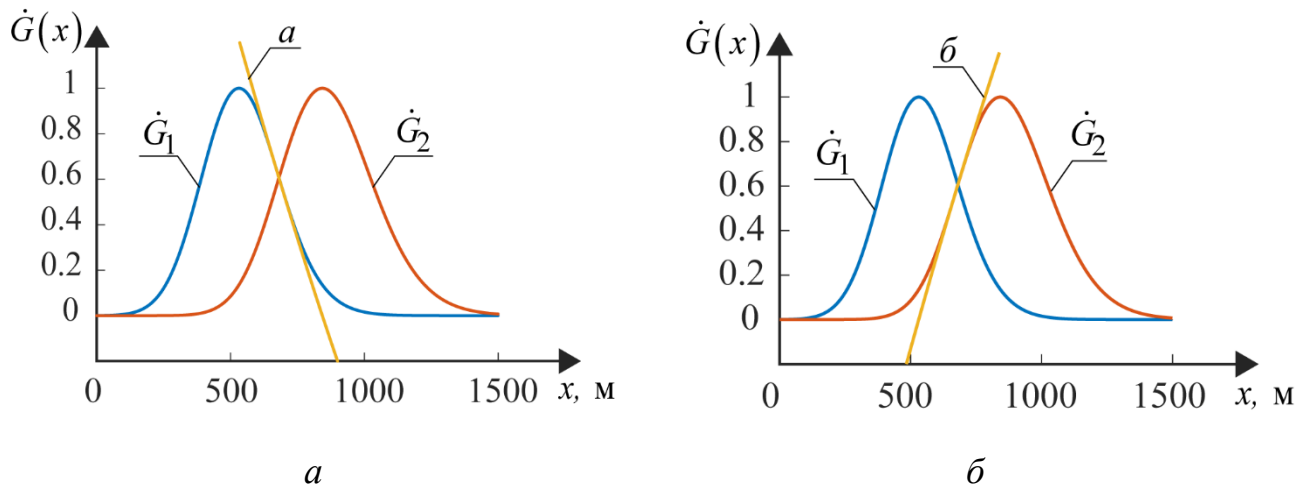


Рисунок 3.4 – Розкладання ДС за першими двома членами ряду Тейлора:

a – розкладання першої діаграми спрямованості $\dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right)$,

б – розкладання другої діаграми спрямованості $\dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X_\delta}{2}\right)$

Виходячи з імітаційного моделювання, можна відмітити, що коефіцієнти k_{θ_1} і k_{θ_2} відрізняється тільки знаком. Враховуючи це, можна стверджувати, що для симетричних відносно РСН діаграм $k_{\theta_1} = -k_{\theta_2}$, тоді (3.10) і (3.11) приймуть наступний вигляд

$$\begin{aligned} \dot{G}_1\left(x - X_0 + \frac{X_\delta}{2}\right) &= \dot{G}_1(x, X_0) = \dot{G}(X_0) + k_x \Delta x(x, X_0) = \\ &= \dot{G}(X_0)\left(1 + k_{xH} \Delta x(x, X_0)\right), \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\dot{G}_2\left(x - X_0 - \frac{X\delta}{2}\right) = \dot{G}_2(x, X_0) = \dot{G}(X_0) - k_x \Delta x = \dot{G}(X_0)(1 - k_{xH} \Delta x), \quad (3.14)$$

де $\Delta x(x, X_0) = x - X_0$ – відхилення від РСН, що може бути перераховано в

$$\Delta\theta_h(x) = \theta_h(x) - \theta_0;$$

k_{xH} – крутизна нормованої ДС.

Перепишемо (3.7) і (3.8) наступним чином

$$\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0) = \int_X 2\dot{G}(X_0)\dot{F}(x)\dot{s}_0(t, x)dx, \quad (3.15)$$

$$\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0) = \int_X 2\dot{G}(X_0)k_{xH}\Delta x(x, X_0)\dot{F}(x)\dot{s}_0(t, x)dx. \quad (3.16)$$

Отримані вирази (3.15) і (3.16) відповідають ситуації прийому розсіяних на поверхні сигналів антенами з діаграмами спрямованості у вигляді ліній. Дана ситуація дуже відрізняється від практики радіолокаційних вимірювань. Для більш практичного опису прийнятих коливань будемо вважати, що $\dot{s}_{np\Sigma(\Delta)}(t, X_0)$ обмежені у часі стробуючим вікном $P\left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)$, що співпадає положенням у часі з положенням центру віддзеркаленого імпульсу в точці $t_3(X_0)$ РСН та має ширину пропорційну тривалості імпульсу $\tau(H)$ у межах лінійної ділянки різницевої діаграми. Залежність ширини стробуючого вікна від висоти H обумовлена залежністю ширини віддзеркалених імпульсів від розміру плям діаграм спрямованості антен на поверхні, що змінюються зі збільшенням або зменшенням висоти польоту. Таким чином вирази (3.15) і (3.16) матимуть вигляд

$$\dot{s}_{np1}(t, X_0) = P\left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0) =$$

$$= P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \int_X 2 \dot{G}(X_0) \dot{F}(x) \dot{s}_0(t, x) dx, \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} \dot{s}_{np2}(t, X_0) &= P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \dot{s}_{np\Delta}(t, X_0) = \\ &= P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \int_X 2 \dot{G}(X_0) k_{xh} \Delta x(x, X_0) \dot{F}(x) \dot{s}_0(t, x) dx. \end{aligned} \quad (3.18)$$

Після сумарно-різницевої оброблення сигнали подаються в приймач, де додаються внутрішні шуми [50]. Рівняння спостереження, що підлягає подальшому обробленню має наступний вигляд:

$$\begin{cases} u_1(t, X_0) = \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np1}(t, X_0, \vec{\lambda}(x)) \right\} + n_1(t), \\ u_2(t, X_0) = \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np2}(t, X_0, \vec{\lambda}(x)) \right\} + n_2(t), \end{cases} \quad (3.19)$$

де індекс 1 відповідає сумарному каналу, 2 – різницевому каналу,

$n_{1(2)}(t)$ - дельта-корельовані та взаємно-незалежні внутрішні шуми сумарного та різницевого каналів;

$\vec{\lambda}(x)$ – оцінювальні параметри.

Передбачається, що спектральна щільність потужності внутрішніх шумів $\frac{N_0}{2}$ у кожному каналі однакова [50]. У (3.19)

$\vec{\lambda}(x) = \|t_3(X_0), R_h(x), \Delta x(x, X_0)\|$ – вектор параметрів, що необхідно оцінити для вимірювання $h(x)$.

3.2 Постановка оптимізаційної задачі

За результатами спостереження необхідно оцінити положення центру лінійної ділянки різницевої діаграми, що відповідає часу затримки $t_3(X_0)$, дальності до кожної точки поверхні $R_h(x)$, відхилення від РСН $\Delta x(x, X_0)$, що буде перераховано в кути візування $\Delta\theta_h(x) = \theta_h(x) - \theta_0$ у межах лінійної ділянки різницевої діаграми спрямованості за результатом прийому сумарного і різницевого сигналів $\dot{s}_{np\Sigma(\Delta)}(t, X_0)$ в адитивній суміші з шумами $n_{\Sigma(\Delta)}(t)$ сумарного і різницевого каналів приймача, за умови, що інші параметри прийнятих сигналів і кореляційні характеристики внутрішніх шумів відомі. Результати вимірювання дальностей і кутових положень необхідно перераховувати в висоту рельєфу поверхні, що обрана пілотом для приземлення.

3.3 Вирішення оптимізаційної задачі

Для отримання оптимального алгоритму оцінки параметрів $\vec{\lambda}(x)$ будемо використовувати метод максимальної правдоподібності [50]. Запишемо функціонал правдоподібності для статистично між собою незалежних рівнянь спостереження у сумарному та різницевому каналах (3.19) у такому вигляді:

$$\begin{aligned} P[\vec{u}(t, X_0) | \vec{\lambda}(x)] &= P[u_1(t, X_0) | \vec{\lambda}(x)] P[u_2(t, X_0) | \vec{\lambda}(x)] = \\ &= \kappa \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^2 \int_T \left[u_i(t, X_0) - \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{npi}(t, X_0, \vec{\lambda}(x)) \right\} \right]^2 dt \right\}, \end{aligned} \quad (3.20)$$

де $\vec{\lambda}(x) = \|t_3(X_0), R_h(x), \Delta x(x, X_0)\|$;

κ – коефіцієнт, що не залежить від шуканих параметрів;

T – час спостереження.

Параметр $t_3(X_0)$ є постійною величиною, а $R_h(x)$ і $\Delta x(x, X_0)$ – функціями просторових координат. Максимум функціоналу (3.20) знаходимо з умови рівності нулю його першої частинної похідної за параметром $t_3(X_0)$ і варіаційних похідних за $R_h(x)$ і $\Delta x(x, X_0)$. Варіацію параметрів $\vec{\lambda}(x)$ можна подати у вигляді суми [50]

$$\vec{\lambda}(x) = \hat{\vec{\lambda}}_{opt}(x) + \delta\vec{\lambda}(x), \quad (3.21)$$

де $\hat{\vec{\lambda}}_{opt}(x)$ – оптимальна оцінка;

$\delta\vec{\lambda}(x)$ – варіація параметрів $\vec{\lambda}(x)$, яка є деяким їх довільними малим відхиленням від оптимального значення.

Варіацію $\delta\vec{\lambda}(x)$ можна записати у вигляді добутку:

$$\delta\vec{\lambda}(x) = \underline{\gamma} \vec{\chi}(x), \quad (3.22)$$

$$\underline{\gamma} = \begin{vmatrix} \gamma_1 & 0 \\ 0 & \gamma_2 \end{vmatrix}, \quad (3.23)$$

де $\underline{\gamma}$ – діагональна матриця малих чисел γ_i , що забезпечують незначне відхилення варіації $\delta\vec{\lambda}(x)$;

$\vec{\chi}(x)$ – сукупність деяких довільних функцій $\chi_i(x)$, що мають додатні та від'ємні значення.

Замість варіаційної похідної за $\vec{\lambda}(x)$ шукатимемо часткову похідну за ступенями відхилення $\underline{\gamma}$.

Так як експонента та її показник пов'язані монотонно один з одним, то замість функціоналу правдоподібності (3.20) будемо диференціювати його логарифм та отриманий результат прирівнюємо до нуля [50]:

$$\left. \frac{\partial \ln P[\bar{u}(t, X_0) | \bar{\lambda}(x)]}{\partial t_3(X_0)} \right|_{t_3(X_0)=t_{3\ onm}(X_0)} = 0, \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} & \left. \frac{\delta \ln P[\bar{u}(t, X_0) | \bar{\lambda}(x)]}{\delta \bar{\lambda}(x)} \right|_{\bar{\lambda}(x)=\bar{\lambda}_{onm}(x)} = \\ & = \left. \frac{\partial \ln P[\bar{u}(t, X_0) | \bar{\lambda}(x) = \hat{\bar{\lambda}}_{onm}(x) + \gamma \bar{\chi}(x)]}{\partial \gamma_i} \right|_{\gamma_i=0} = 0, \quad (3.25) \end{aligned}$$

де δ – символ варіаційної похідної;

∂ – символ часткової похідної.

Підставляючи (3.20) у (3.24) і (3.25), отримаємо систему рівнянь правдоподібності

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial}{\partial t_3(X_0)} \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^2 \int_T \left[u_i(t, X_0) - \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{npi}(t, X_0, \bar{\lambda}(x)) \right\} \right]^2 dt \right\} \right|_{t_3(X_0)=t_{3\ onm}(X_0)} = 0, \\ \left. \frac{\partial}{\partial \gamma_1} \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^2 \int_T \left[u_i(t, X_0) - \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{npi}(t, X_0, \bar{\lambda}(x)) \right\} \right]^2 dt \right\} \right|_{\gamma_1=0} = 0, \\ \left. \frac{\partial}{\partial \gamma_2} \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^2 \int_T \left[u_i(t, X_0) - \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{npi}(t, X_0, \bar{\lambda}(x)) \right\} \right]^2 dt \right\} \right|_{\gamma_2=0} = 0. \end{cases} \quad (3.26)$$

Розглянемо вирішення рівнянь правдоподібності відокремлено для кожного параметру [54].

Вирішення системи рівнянь (3.26) у загальному випадку потребує врахувати всі зміни амплітуд і фаз одиничного сигналу (3.6). У результаті таких розрахунків буде отримано алгоритм, що обробляє прийняті коливання $u_i(t, X_0)$ з точністю до

фази. У той самий час розробка когерентних систем пов'язана зі значними фінансовими труднощами та вимагає значних технічних ускладнень схем слідування за фазою, розробкою додаткових каналів формування опорних сигналів, усунень температурних та енергетичних впливів, тощо. Розробляючи дешевші та менш технічно складні приймально-передавальні тракти інженери приходять до схем некогерентного оброблення сигналів, де необхідно реалізувати узгоджене оброблення з точністю до комплексної обвідної. У цьому розділі буде синтезовано саме некогерентні системи у зв'язку з тим, що у якості прототипу обрано систему амплітудної сумарно-різницевого оброблення. Для випадку синтезу когерентної системи більш доцільно синтезувати інтерферометричні системи, де інформація про висоту знаходиться у фазі сигналів. З огляду на зазначене, перепишемо (3.6) для наступних розрахунків таким чином:

$$\dot{s}_0(t, x) = \dot{A}(t - t_3(x)). \quad (3.27)$$

3.3.1 Оцінка положення стробуючого імпульсу у часі $t_3(X_0)$

Підставляючи (3.17) і (3.18) в перше рівняння системи (3.26), отримаємо

$$-\frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^2 \int_T \left[u_i(t, X_0) - \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{npi}(t, X_0, \vec{\lambda}(x)) \right\} \right] \times \\ \times (-1) \operatorname{Re} \left\{ \frac{\partial \dot{s}_{npi}(t, X_0, \vec{\lambda}(x))}{\partial t_3(X_0)} \right\} dt = 0. \quad (3.28)$$

Розкриваючи форму прийнятого сигналу отримаємо

$$\begin{aligned}
& -\frac{2}{N_0} \int_T \left[u_1(t, X_0) - \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np1} \left(t, X_0, \bar{\lambda}(x) \right) \right\} \right] \times \\
& \times (-1) \operatorname{Re} \left\{ \int_X 2 \dot{G}(X_0) \dot{F}(x) \dot{s}_0(t, x) dx \right\} \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} dt - \\
& -\frac{2}{N_0} \int_T \left[u_2(t, X_0) - \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np2} \left(t, X_0, \bar{\lambda}(x) \right) \right\} \right] \times \\
& \times (-1) \operatorname{Re} \left\{ \int_X 2 \dot{G}(X_0) k_{xH} \Delta x(x, X_0) \dot{F}(x) \dot{s}_0(t, x) dx \right\} \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} dt = 0, \quad (3.29)
\end{aligned}$$

або (поділимо ліву і праву частину на $\frac{2}{N_0}$)

$$\begin{aligned}
& \int_T u_1(t, X_0) \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np \Sigma} \left(t, X_0 \right) \right\} \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} dt - \\
& - \int_T \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np1} \left(t, X_0, \bar{\lambda}(x) \right) \right\} \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np \Sigma} \left(t, X_0 \right) \right\} \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} dt + \\
& + \int_T u_2(t, X_0) \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np \Delta} \left(t, X_0 \right) \right\} \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} dt - \\
& - \int_T \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np2} \left(t, X_0, \bar{\lambda}(x) \right) \right\} \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np \Delta} \left(t, X_0 \right) \right\} \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} dt = 0,
\end{aligned}$$

або

$$\begin{aligned}
& \int_T u_1(t, X_0) \operatorname{Re}\{\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0)\} \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt - \\
& - \int_T \operatorname{Re}\{\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0)\} \operatorname{Re}\{\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0)\} P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt + \\
& + \int_T u_2(t, X_0) \operatorname{Re}\{\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0)\} \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt - \\
& - \int_T \operatorname{Re}\{\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0)\} \operatorname{Re}\{\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0)\} P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt = 0,
\end{aligned}$$

або

$$\begin{aligned}
& 2\dot{G}(X_0) \operatorname{Re} \int_T u_1(t, X_0) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \int_X \dot{F}(x) \dot{A}(t-t_3(x)) dx dt + \\
& + 2\dot{G}(X_0) \operatorname{Re} \int_T u_2(t, X_0) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \left\{ \int_X k_{xH} \Delta x(x, X_0) \dot{F}(x) \dot{A}(t-t_3(x)) dx \right\} dt = \\
& = \int_T \operatorname{Re}\{\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0)\} \operatorname{Re}\{\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0)\} P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt + \\
& + \int_T \operatorname{Re}\{\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0)\} \operatorname{Re}\{\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0)\} P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt.
\end{aligned}$$

Приймаючи до уваги, що для високочастотного сигналу

$$\operatorname{Re} \dot{A} \operatorname{Re} \dot{B} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \dot{A} \dot{B} + \frac{1}{2} \operatorname{Re} \dot{A} \dot{B}^* \approx \frac{1}{2} \operatorname{Re} \dot{A} \dot{B}^*, \quad (3.30)$$

перепишемо рівняння наступним чином

$$\begin{aligned} & 2\dot{G}(X_0) \operatorname{Re} \int_T u_1(t, X_0) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \left\{ \int_X \dot{F}(x) \dot{A}(t-t_3(x)) dx \right\} dt + \\ & + 2\dot{G}(X_0) \operatorname{Re} \int_T u_2(t, X_0) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \left\{ \int_X k_{xH} \Delta x(x, X_0) \dot{F}(x) \dot{A}(t-t_3(x)) dx \right\} dt = \\ & = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_T |\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0)|^2 P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt + \\ & + \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_T |\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0)|^2 P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt. \end{aligned}$$

або

$$\operatorname{Re} \left(\int_T u_1(t, X_0) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \left\{ \int_X 2\dot{G}(X_0) \dot{F}(x) \dot{A}(t-t_3(x)) dx \right\} dt + \right. \\ \left. + \int_T u_2(t, X_0) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \times \right. \\ \left. \times \left\{ \int_X 2\dot{G}(X_0) k_{xH} \Delta x(x, X_0) \dot{F}(x) \dot{A}(t-t_3(x)) dx \right\} dt \right) =$$

$$= \operatorname{Re} \left(\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int_T |\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0)|^2 P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} dt + \\ & + \frac{1}{2} \int_T |\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0)|^2 P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} dt \end{aligned} \right)$$

або

$$\operatorname{Re} \left(\begin{aligned} & \int_T u_1(t, X_0) \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} \left\{ \int_X 2\dot{G}(X_0) \dot{F}(x) \dot{A}(t-t_3(x)) dx \right\} dt + \\ & + \int_T u_2(t, X_0) \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} \times \\ & \times \left\{ \int_X 2\dot{G}(X_0) k_{xH} \Delta x(x, X_0) \dot{F}(x) \dot{A}(t-t_3(x)) dx \right\} dt \end{aligned} \right) -$$

$$- \operatorname{Re} \left(\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int_T |\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0)|^2 P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} dt + \\ & + \frac{1}{2} \int_T |\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0)|^2 P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \frac{\partial P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right)}{\partial t_3(X_0)} dt \end{aligned} \right) = 0$$

або

$$\begin{aligned}
& \left. \left(\int_T u_1(t, X_0) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \left\{ \int_X 2\dot{G}(X_0)\dot{F}(x)\dot{A}(t-t_3(x))dx \right\} dt + \right. \right. \\
& \quad \left. \left. + \int_T u_2(t, X_0) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \times \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \times \left\{ \int_X 2\dot{G}(X_0)k_{xH} \Delta x(x, X_0)\dot{F}(x)\dot{A}(t-t_3(x))dx \right\} dt \right. \right) \\
& - \left. \left(\frac{1}{2} \int_T |\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0)|^2 P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t_1-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt + \right. \right. \\
& \quad \left. \left. + \frac{1}{2} \int_T |\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0)|^2 P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t_1-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt \right) = 0.
\end{aligned}$$

Отримана нерівність точно буде дорівнювати нулю, якщо

$$\left(\int_T u_1(t, X_0) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \left\{ \int_X 2\dot{G}(X_0)\dot{F}(x)\dot{A}(t-t_3(x))dx \right\} dt + \right. \\
\quad \left. + \int_T u_2(t, X_0) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \times \right. \\
\quad \left. \times \left\{ \int_X 2\dot{G}(X_0)k_{xH} \Delta x(x, X_0)\dot{F}(x)\dot{A}(t-t_3(x))dx \right\} dt \right) =$$

$$= \left(\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int_T |\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0)|^2 P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt + \\ & + \frac{1}{2} \int_T |\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0)|^2 P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt \end{aligned} \right).$$

Перепишемо отримане рівняння у вигляді вихідного ефекту оптимальної системи первинного оброблення сигналів $u_1(t, X_0)$ і $u_2(t, X_0)$ при оцінювання $t_3(X_0)$

$$\begin{aligned} Y(t_3(X_0)) &= \int_T u_1(t, X_0) \dot{K}_\Sigma(t-t_3(X_0)) dt + \\ &+ \int_T u_2(t, X_0) \dot{K}_\Delta(t-t_3(X_0)) dt, \end{aligned} \quad (3.31)$$

і функції невизначеності оптимальної системи фільтрації прийнятих сигналів

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}(t_3(X_0)) &= \frac{1}{2} \int_T |\dot{s}_{np\Sigma}(t, X_0)|^2 P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt + \\ &+ \frac{1}{2} \int_T |\dot{s}_{np\Delta}(t, X_0)|^2 P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} dt, \end{aligned} \quad (3.32)$$

де $\dot{K}_\Sigma(t-t_3(X_0))$, $\dot{K}_\Delta(t-t_3(X_0))$ – оптимальні фільтри сумарного та різницевого каналу.

Оптимальні фільтри мають вигляд:

$$\dot{K}_{\Sigma}(t-t_3(X_0)) = \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \int_X 2\dot{G}(X_0)\dot{F}(x)\dot{A}(t-t_3(x))dx, \quad (3.33)$$

$$\dot{K}_{\Delta}(t-t_3(X_0)) = \frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)} \int_X 2\dot{G}(X_0)k_{xH} \Delta x(x, X_0)\dot{F}(x)\dot{A}(t-t_3(x))dx, \quad (3.34)$$

Вирази (3.33) та (3.34) передбачають операції формування прямого і квадратурного каналів, множення на очікувані віддзеркалені поверхнею сигнал $\int_X 2\dot{G}(X_0)\dot{F}(x)\dot{A}(t-t_3(x))$, $\int_X 2\dot{G}(X_0)k_{xH} \Delta x(x, X_0)\dot{F}(x)\dot{A}(t-t_3(x))dx$ і множення

на затримане у часі стробуюче вікно $\frac{\partial P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)}{\partial t_3(X_0)}$, що змінює своє положення у часі відповідно до очікуваного значення $t_3(X_0)$.

Отримані оптимальні фільтри визначають структуру приймача при оцінюванні $t_3(X_0)$. Функція невизначеності (3.32) характеризує точність вимірювання $t_3(X_0)$. Отримані результати описують результати фільтрації сигналів у часі й можуть бути використанні на практиці, проте оцінюванню підлягає не процес, а постійний параметр $t_3(X_0)$. Для оцінки параметру необхідно відзначити, що максимуму функціоналу правдоподібності знаходився в точці $t_3(X_0) = t_{3\text{ опт}}(X_0)$. У такому випадку $Y(t_3(X_0))$ буде певним значенням, що приймається за істинне, якщо результати вимірювання дорівнює максимальному значенню $\dot{\Psi}(t_3(X_0))$.

Операція стробування вхідного тракту приймача вже відома в системах АСД [58 – 60]. Її використання завжди пов'язане з визначенням положення у часі віддзеркалених імпульсів. Використання цієї операції в цьому дослідженні підвищує

завадозахищеність приймача та забезпечує роботу алгоритму вимірювання кутового положення прийнятих імпульсів на лінійній ділянці різницевої діаграми.

3.3.2 Оцінка дальності до кожної точки поверхні $R_h(x)$

Визначивши положення стробуючого імпульсу доцільно визначити дальність до кожної точки поверхні, що знаходяться у межах лінійної ділянки різницевої діаграми спрямованості. Підставляючи варіацію (3.21) в друге рівняння (3.26), отримаємо

$$\begin{aligned}
 & -\frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^2 \int_T \left[u_i(t, X_0) - \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{npi} \left(t, X_0, \hat{R}_{h\ onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x) \right) \right\} \right] \times \\
 & \times \operatorname{Re} \left\{ \frac{\partial \dot{s}_{npi} \left(t, X_0, \hat{R}_{h\ onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x) \right)}{\partial \gamma_1} \right\} dt = 0. \quad (3.35)
 \end{aligned}$$

Розкриваючи форму прийнятого сигналу

$$\begin{aligned}
 & \int_T u_1(t, X_0) \times \\
 & \times \operatorname{Re} \left\{ P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \int_X 2\dot{G}(X_0) \dot{F}(x) \frac{\partial \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h\ onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)}{\partial \gamma_1} dx \right\} dt +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_T u_2(t, X_0) \times \operatorname{Re} \left\{ P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \times \right. \\
& \left. \times \int_X 2 \dot{G}(X_0) k_{xH} \Delta x(x, X_0) \dot{F}(x) \frac{\partial \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)}{\partial \gamma_1} dx \right\} dt - \\
& - \int_T \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np1} \left(t, X_0, (\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x)) \right) \right\} \times \\
& \times \operatorname{Re} \left\{ P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \int_X 2 \dot{G}(X_0) \dot{F}(x) \frac{\partial \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)}{\partial \gamma_1} dx \right\} dt - \\
& - \int_T \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np2} \left(t, X_0, (\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x)) \right) \right\} \times \\
& \times \operatorname{Re} \left\{ P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \int_X 2 \dot{G}(X_0) \dot{F}(x) \frac{\partial \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)}{\partial \gamma_1} dx \right\} dt = 0. \quad (3.36)
\end{aligned}$$

Похідну від комплексної огинаючої представимо у вигляді похідної від складної функції

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)}{\partial \gamma_1} = \\
& = \frac{\partial \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)}{\partial \gamma_1} \frac{\partial \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)}{\partial \gamma_1} = \\
& = \frac{\partial \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)}{\partial \gamma_1} \left(-\frac{2}{c} \chi_1(x) \right), \tag{3.37}
\end{aligned}$$

де $\frac{\partial \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)}{\partial \gamma_1}$ – похідна від зовнішньої функції;

$\frac{\partial \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)}{\partial \gamma_1}$ – похідна від внутрішньої функції.

Підставляючи (3.37) в рівняння (3.36), приймаючи до уваги вираз (3.30) і підводячи все під один інтеграл за координатою x , отримаємо

$$\begin{aligned}
& \int_T u_1(t, X_0) \times \\
& \times \operatorname{Re} \left\{ P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \int_X \dot{F}(x) \frac{\partial \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)}{\partial \gamma_1} \left(-\frac{2}{c} \chi_1(x) \right) dx \right\} dt +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_T u_2(t, X_0) \times \\
& \times \operatorname{Re} \left\{ P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \int_X k_{xH} \Delta x(x, X_0) \dot{F}(x) \times \right. \\
& \left. \times \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}h_{onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) \left(-\frac{2}{c} \chi_1(x) \right) dx \right\} dt - \\
& - \int_T \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np1} \left(t, X_0, (\hat{R}h_{onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x)) \right) \right\} \times \\
& \times \operatorname{Re} \left\{ P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \int_X \dot{F}(x) \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}h_{onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) \left(-\frac{2}{c} \chi_1(x) \right) dx \right\} dt - \\
& - \int_T \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np2} \left(t, X_0, (\hat{R}h_{onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x)) \right) \right\} \times \\
& \times \operatorname{Re} \left\{ P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \int_X \dot{F}(x) \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}h_{onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) \left(-\frac{2}{c} \chi_1(x) \right) dx \right\} dt = 0.
\end{aligned}$$

або

$$\begin{aligned}
& \operatorname{Re} \int_X \chi_1(x) \left(\dot{F}(x) \int_T u_1(t, X_0) \times \right. \\
& \times P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}h_{onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt + \\
& + k_{xH} \Delta x(x, X_0) \dot{F}(x) \int_T u_2(t, X_0) P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \times \\
& \left. \times \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}h_{onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt - \right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{\dot{F}^*(x)}{2} \int_T \dot{s}_{np1} \left(t, X_0, (\hat{R}_{h onm}(x_1) + \gamma_1 \chi_1(x_1)) \right) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \times \\
& \quad \times \frac{\partial \dot{A}^*}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt - \\
& -\frac{\dot{F}^*(x)}{2} \int_T \dot{s}_{np2} \left(t, X_0, (\hat{R}_{h onm}(x_1) + \gamma_1 \chi_1(x_1)) \right) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \times \\
& \quad \times \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt \Big) dx = 0. \tag{3.38}
\end{aligned}$$

Рівняння (3.38) буде дорівнювати нулю, якщо наступна підінтегральна нерівність буде виконана:

$$\begin{aligned}
& \dot{F}^*(x) \left(\int_T u_1(t, X_0) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt + \right. \\
& \left. + k_{xH} \Delta x(x, X_0) \int_T u_2(t, X_0) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt \right) = \\
& = \frac{\dot{F}^*(x)}{2} \left(\int_T \dot{s}_{np1} \left(t, X_0, (\hat{R}_{h onm}(x_1) + \gamma_1 \chi_1(x_1)) \right) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \times \right. \\
& \quad \times \frac{\partial \dot{A}^*}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt + \\
& \quad + \int_T \dot{s}_{np2} \left(t, X_0, (\hat{R}_{h onm}(x_1) + \gamma_1 \chi_1(x_1)) \right) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \times \\
& \quad \times \frac{\partial \dot{A}^*}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt \Big) \tag{3.39}
\end{aligned}$$

або

$$\begin{aligned}
& \dot{F}(x) \left(\int_T u_1(t, X_0) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt + \right. \\
& \left. + k_{xH} \Delta x(x, X_0) \int_T u_2(t, X_0) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt \right) = \\
& = \frac{\dot{F}^*(x)}{2} 2\dot{G}(X_0) \left(\int_X \dot{F}(x_1) \int_T P^2 \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x_1) + \gamma_1 \chi_1(x_1))}{c} \right) \times \right. \\
& \quad \times \frac{\partial \dot{A}^*}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt dx_1 + \\
& \quad \left. + \int_X k_{xH} \Delta x(x_1, X_0) \dot{F}(x_1) \int_T P^2 \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x_1) + \gamma_1 \chi_1(x_1))}{c} \right) \times \right. \\
& \quad \left. \times \frac{\partial \dot{A}^*}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt dx_1 \right). \tag{3.40}
\end{aligned}$$

Приймаючи до уваги, що отриманий вираз (3.39) розраховувався при умові $\gamma_1 = 0$, отримаємо

$$\begin{aligned}
& \int_T u_1(t, X_0) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt + \\
& + k_{xH} \Delta x(x, X_0) \int_T u_2(t, X_0) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt =
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{[\dot{F}^*(x)]^2}{2|\dot{F}(x)|} 2\dot{G}(X_0) \left(\int_X \dot{F}(x_1) \int_T P^2 \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \times \right. \\
&\times \dot{A} \left(t - \frac{\hat{R}_{h\ onm}(x_1)}{c} \right) \frac{\partial \dot{A}^*}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{\hat{R}_{h\ onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x)}{c} \right) dt dx_1 + \\
&\quad \left. + \int_X k_{xH} \Delta x(x_1, X_0) \dot{F}(x_1) \int_T P^2 \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \times \right. \\
&\quad \left. \times \dot{A} \left(t - \frac{\hat{R}_{h\ onm}(x_1)}{c} \right) \frac{\partial \dot{A}^*}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{\hat{R}_{h\ onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x)}{c} \right) dt dx_1 \right). \quad (3.41)
\end{aligned}$$

Ліва частина нерівності (3.41) відповідає оптимальним операціям первинного оброблення прийнятих сигналів з метою оцінювання дальності до кожної точки поверхні. Спочатку прийняті коливаннями $u_1(t, X_0)$ і $u_2(t, X_0)$ обмежуються у часі стробуючою функцією, що зсунута у часі на величину $t_3(X_0)$. Виділені сигнали, що відповідають лінійній ділянці різницевої діаграми, піддаються операції згортки з похідною від комплексної амплітуди зондуючого сигналу. Згортка виконується за варіацією параметра $\hat{R}_{h\ onm}(x)$, що по чергово підбирається з умов геометрії задачі. Похідна від амплітуди зондуючого сигналу представляє собою фільтр з певною частотною характеристикою, що повністю узгоджена з геометрією задачі. Результати згортки в першому (сумарному) каналі додаються до результатів в другому (різницевому) каналі з ваговою функцією $k_{xH} \Delta x(x, X_0)$. Приймаючи до уваги, різницевий сигнал має додатні та від'ємні амплітуди, то дана функція їх корегує лише в позитивні значення. Результати додавання порівнюються з правою частиною, що представляє згортку $\dot{F}(x_1)$ з функцією невизначеності системи

$$\begin{aligned} & \dot{\Psi}(x_1, x) = \\ & = \int_T P^2 \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \dot{A} \left(t - \frac{2\hat{R}_{h\ onm}(x_1)}{c} \right) \frac{\partial \dot{A}^*}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h\ onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) dt. \end{aligned} \quad (3.42)$$

При досягненні рівності лівої та правої частини (3.42) отримаємо оптимальну оцінку дальності до кожної точки поверхні у межах лінійної ділянки різницевої діаграми.

Розглянемо приклад, коли у якості комплексної амплітуди зондуючого сигналу використовується гаусівський імпульс

$$\begin{aligned} & \dot{A} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h\ onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) = A \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h\ onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) = \\ & = e^{-\frac{\left(t - \frac{2(\hat{R}_{h\ onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)^2}{\sigma_\tau}}, \end{aligned} \quad (3.43)$$

де σ_τ – параметр, що визначає ширину обвідної зондуючого імпульсу тривалістю τ .

Похідна від зовнішньої функції (3.43) має вигляд

$$\frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}_{h\ onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) = \frac{\frac{\left(t - \frac{2(\hat{R}_{h\ onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right)^2}{\sigma_\tau}}{\partial \gamma_1} =$$

$$\begin{aligned}
&= e \frac{\left(\frac{t - \frac{2(\hat{R}h_{onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c}}{\sigma_\tau} \right)^2}{\sigma_\tau} \frac{\partial}{\partial \gamma_1} \left(\frac{\left(\frac{t - \frac{2(\hat{R}h_{onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c}}{\sigma_\tau} \right)^2}{\sigma_\tau} \right) = \\
&= e \frac{\left(\frac{t - \frac{2(\hat{R}h_{onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c}}{\sigma_\tau} \right)^2}{\sigma_\tau} \left(-\frac{2}{\sigma_\tau} \right),
\end{aligned}$$

що при умові $\gamma_1 = 0$ дорівнює

$$\left. \frac{\partial \dot{A}}{\partial \gamma_1} \left(t - \frac{2(\hat{R}h_{onm}(x) + \gamma_1 \chi_1(x))}{c} \right) \right|_{\gamma_1=0} = A \left(t - \frac{2\hat{R}h_{onm}(x)}{c} \right) \left(-\frac{2}{\sigma_\tau} \right), \quad (3.44)$$

Підставляючи (3.44) у (3.41), отримаємо

$$\begin{aligned}
&\int_T u_1(t, X_0) P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}h_{onm}(x)}{c} \right) \left(-\frac{2}{\sigma_\tau} \right) dt + \\
&+ k_{xH} \Delta x(x, X_0) \int_T u_2(t, X_0) P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}h_{onm}(x)}{c} \right) \left(-\frac{2}{\sigma_\tau} \right) dt = \\
&= \frac{[\dot{F}^*(x)]^2}{2|\dot{F}(x)|} 2\dot{G}(X_0) \left(\int_X \dot{F}(x_1) \times
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times \int_T P^2 \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}_{h\ onm}(x_1)}{c} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}_{h\ onm}(x)}{c} \right) \left(-\frac{2}{\sigma_\tau} \right) dt dx_1 + \\ & \quad + \int_X k_{xH} \Delta x(x_1, X_0) \dot{F}(x_1) \times \\ & \times \int_T P^2 \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}_{h\ onm}(x_1)}{c} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}_{h\ onm}(x)}{c} \right) \left(-\frac{2}{\sigma_\tau} \right) dt dx_1 \end{aligned}$$

або

$$\begin{aligned} & \int_T u_1(t, X_0) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}_{h\ onm}(x)}{c} \right) dt + \\ & + k_{xH} \Delta x(x, X_0) \int_T u_2(t, X_0) P \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}_{h\ onm}(x)}{c} \right) dt = \\ & = \frac{[\dot{F}^*(x)]^2}{2|\dot{F}(x)|} 2\dot{G}(X_0) \left(\int_X \dot{F}(x_1) \times \right. \\ & \times \int_T P^2 \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}_{h\ onm}(x_1)}{c} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}_{h\ onm}(x)}{c} \right) dt dx_1 + \\ & \quad \left. + \int_X k_{xH} \Delta x(x_1, X_0) \dot{F}(x_1) \times \right. \\ & \left. \times \int_T P^2 \left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}_{h\ onm}(x_1)}{c} \right) A \left(t - \frac{2\hat{R}_{h\ onm}(x)}{c} \right) dt dx_1 \right), \end{aligned} \quad (3.45)$$

У виразі (3.45) де ліва частина це алгоритмом оцінки $R_h(x)$:

$$\begin{aligned}
Y(R_h(x)) = & \int_T u_1(t, X_0) P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) A \left(t - \frac{2 \hat{R}_{h\ onm}(x)}{c} \right) dt + \\
& + k_{xH} \Delta x(x, X_0) \int_T u_2(t, X_0) P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) A \left(t - \frac{2 \hat{R}_{h\ onm}(x)}{c} \right) dt. \quad (3.46)
\end{aligned}$$

Отриманий алгоритм є новим та оптимальним по відношенню до оцінювання дальності до кожної точки поверхні в радарах з сумарно-різницеvim обробленням. Разом порядок операцій визначає новизну, проте відокремлено отримані етапи оброблення прийнятих сигналів вже відомі. Наприклад, перший доданок в правій частині (3.45) показує, що вхідні сигнали необхідно пропустити через стробуючий імпульс, що відкриває приймач в момент прийому віддзеркаленого імпульсу, і виконати узгоджену фільтрацію в фільтрі, що повторює обвідну зондуючого імпульсу. Другий доданок має такі самі операції, проте з корекцією амплітуд, що узгоджене з формою різницевої діаграми спрямованості. В правій частині (3.45) функція невизначеності відповідає класичній функції невизначеності Вудворта при зсуві за частотою $\Delta f = 0$.

3.3.3 Оцінка відхилення кожної точки поверхні від РСН $\Delta x(x, X_0)$

Підставляючи варіацію (3.21) у третє рівняння (3.26), отримаємо

$$-\frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^2 \int_T \left[u_i(t, X_0) - \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{npi} \left(t, X_0, \Delta \hat{x}_{onm}(x, X_0) + \gamma_2 \chi_2(x) \right) \right\} \right] \times$$

$$\times - \operatorname{Re} \left\{ \frac{\partial \dot{s}_{np1} \left(t, X_0, \Delta \hat{x}_{onm}(x, X_0) + \gamma_2 \chi_2(x) \right)}{\partial \gamma_2} \right\} dt = 0. \quad (3.47)$$

Підставляючи $\dot{s}_{np1}(\cdot)$ і $\dot{s}_{np2}(\cdot)$ у (3.47), отримаємо наступний вираз

$$\begin{aligned} & \int_T u_2(t, X_0) \operatorname{Re} \left\{ P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \int_X 2 \dot{G}(X_0) k_{xH} \chi_2(x) \dot{F}(x) \dot{s}_0(t, x) dx \right\} dt - \\ & - \int_T \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{np2} \left(t, X_0, \left(\Delta \hat{x}_{onm}(x, X_0) + \gamma_2 \chi_2(x) \right) \right) \right\} \times \\ & \times \operatorname{Re} \left\{ P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \int_X 2 \dot{G}(X_0) k_{xH} \chi_2(x) \dot{F}(x) \dot{s}_0(t, x) dx \right\} dt = 0. \quad (3.48) \end{aligned}$$

З рівняння (3.48) слідує, що при оцінюванні просторового або кутового відхилення кожної точки поверхні від РСН оброблення ведеться лише у різницевому каналі, в сумарному каналі така інформація повністю відсутня.

Перепишемо отриманий вираз під інтегралом по координатам поверхні

$$\begin{aligned} & \operatorname{Re} \int_X 2 \dot{G}(X_0) k_{xH} \chi_2(x) \dot{F}(x) \times \\ & \times \left(\int_T u_2(t, X_0) P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \dot{s}_0(t, x) dt - \right. \\ & \left. - \frac{1}{2} \int_T \dot{s}_{np2} \left(t, X_0, \left(\Delta \hat{x}_{onm}(x_1, X_0) + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + \gamma_2 \chi_2(x_1) \right) \right) P \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \dot{s}_0^*(t, x) dt \right) dx = 0. \quad (3.49) \end{aligned}$$

Ліва частина нерівності (3.49) дорівнює нулю, якщо виконується наступна умова

$$\begin{aligned}
& \int_T u_2(t, X_0) P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \dot{s}_0(t, x) dt = \\
& = \int_X \dot{G}(X_0) k_{xH} \left(\Delta \hat{x}_{onm}(x_1, X_0) + \gamma_2 \chi_2(x_1) \right) \dot{F}(x_1) \times \\
& \quad \times \int_T P^2\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \dot{s}_0(t, x_1) \dot{s}_0^*(t, x) dt dx_1. \tag{3.50}
\end{aligned}$$

Приймаючи до уваги, що рівняння правдоподібності вирішується за умови $\gamma_2 = 0$, отримаємо

$$\begin{aligned}
& \int_T u_2(t, X_0) P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \dot{A}(t-t_3(x)) dt = \\
& = k_{xH} \dot{G}(X_0) \int_X \Delta \hat{x}_{onm}(x_1, X_0) \dot{F}(x_1) \times \\
& \quad \times \int_T P^2\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \dot{A}(t-t_3(x_1)) \dot{A}^*(t-t_3(x)) dt dx_1, \tag{3.51}
\end{aligned}$$

або

$$Y(\Delta x(x, X_0)) = k_{xH} \dot{G}(X_0) \int_X \Delta \hat{x}_{onm}(x_1, X_0) \dot{F}(x_1) \dot{\Psi}(x_1, x) dx_1. \tag{3.52}$$

де у лівій частині

$$Y(\Delta x(x, X_0)) = \int_T u_2(t, X_0) P\left(\frac{t-t_3(X_0)}{\tau(H)}\right) \dot{A}(t-t_3(x)) dt \tag{3.53}$$

– оптимальний вихідний ефект системи оброблення прийнятих сигналів при оцінюванні відхилення кожної точки поверхні від РСН, кожна точка якого порівнюється до правої частини рівняння.

У правій частині (3.52) спостерігається згортка оцінки $\hat{\Delta x_{onm}}(x_1, X_0)$ з функцією невизначеності

$$\dot{\Psi}(x_1, x) = \int_T P^2 \left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)} \right) \dot{A}(t - t_3(x_1)) \dot{A}^*(t - t_3(x)) dt, \quad (3.54)$$

що, при переході до кутових координат, визначає роздільну здатність за кутовими координатами. Роздільна здатність в (3.54) повністю визначається зондуючими сигналами і шириною стробуючого імпульсу. Також оцінка $\hat{\Delta x_{onm}}(x_1, X_0)$ спотворена впливом стохастичного комплексного коефіцієнту віддзеркалення поверхні $\dot{F}(x_1)$.

Права сторона (3.52) також може бути описана, як дискримінаційна характеристика, що має бути побудована для обраної геометрії зондування заздалегідь для оцінювання $\hat{\Delta x_{onm}}(x_1, X_0)$. Підставляючи різні значення $\hat{\Delta x_{onm}}(x_1, X_0)$ від найменшого до найбільшого визначаються опорні напруги на виході оптимального вимірювача, що потім будуть використані для відтворення $\hat{\Delta x_{onm}}(x_1, X_0)$.

Проаналізувавши отримані оптимальні операції, доцільно розробити структурну схему оптимального вимірювача висоти.

3.4 Структурна схема сумарно-різницевої системи вимірювання висоти з борта вертольоту

На рисунку 3.5 представлена структурна схема основних складових бортового радару, що вимірює висоту поверхні під вертольотом.

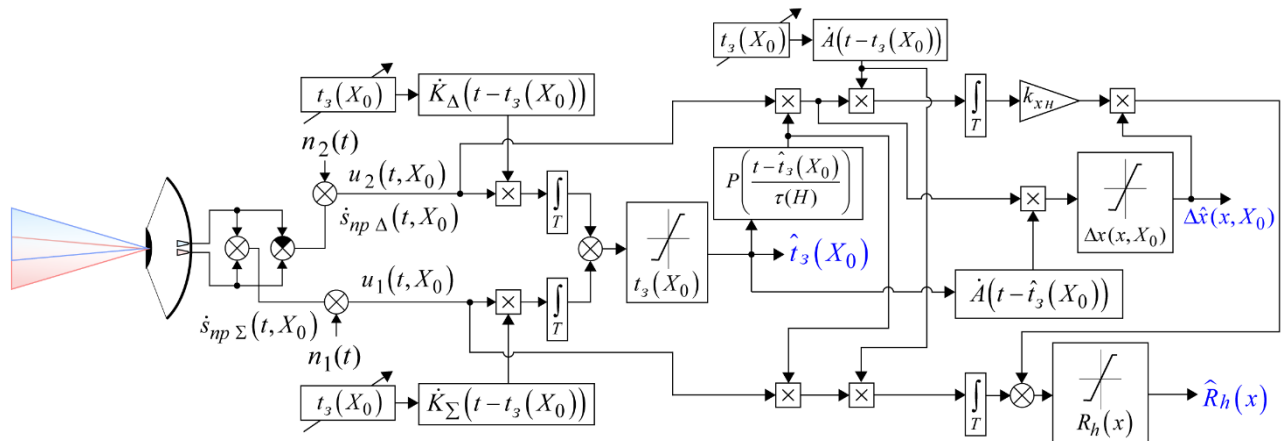


Рисунок 3.5 – Структурна схема бортового радару

Схема відображає роботу оптимального алгоритму оцінки положення стробуючого імпульсу у часі $t_3(X_0)$, оцінки дальності до кожної точки поверхні $R_h(x)$ та оцінки кутового відхилення кожної точки поверхні від РСН $\Delta x(x, X_0)$ [54]. Вона працює наступним чином. Зондуєчий сигнал $s_{зонд}(t)$ формується передавачем та випромінюється антеною у напрямку досліджуваної поверхні. Відбитий від поверхні сигнал, затриманий у часі на t_3 , надходить на приймальну антену радару, яка містить два опромінювача зміщених відносно її фокальної площини. Прийняті процеси $\dot{s}_{np 1(2)}(t, X_{0 1(2)})$ з виходів антени надходять на блок сумарно-різницевого оброблення, у результаті чого формуються сумарний $\dot{s}_{np \Sigma}(t, X_0)$ й різницевий $\dot{s}_{np \Delta}(t, X_0)$ сигнали, які змішуються з внутрішніми шумами приймача $n_{1(2)}(t)$. У результаті формуються рівняння спостереження $u_{1(2)}(t, X_0)$.

Оцінка часу затримки виконується за алгоритмом зазначеним у виразі (3.31). Спостереження $u_1(t, X_0)$ та $u_2(t, X_0)$ згортаються з коефіцієнтами оптимальних фільтрів сумарного $\dot{K}_\Sigma(t - t_3(X_0))$ та різницевого $\dot{K}_\Delta(t - t_3(X_0))$ каналів відповідно. Коефіцієнти фільтрів є адаптивними, залежать від параметру $t_3(X_0)$, який змінюється протягом вимірювання. Далі фільтровані процеси усереднюються в інтеграторах та підсумовуються. У обчислювальному блоці на основі апріорних даних отримана сума перераховується в час затримки $\hat{t}_3(X_0)$.

Оскільки задача полягає в оцінці дальності $R_h(x)$ та кутового положення $\Delta x(x, X_0)$, для пеленгації відбитих сигналів необхідно працювати на лінійній ділянці дискримінаційної характеристики. Тому в схемі введено блок зі стробуючим імпульсом $P\left(\frac{t - \hat{t}_3(X_0)}{\tau(H)}\right)$, зсунутим у часі на величину $t_3(X_0)$, який обмежує оброблення прийнятої інформації тільки лінійною ділянкою.

Оцінка кутового відхилення кожної точки поверхні від рівносигнального напрямку виконується за алгоритмом (3.53). Спостереження $u_2(t, X_0)$ перемножується зі стробуючим імпульсом $P\left(\frac{t - \hat{t}_3(X_0)}{\tau(H)}\right)$, в якому виділяється лінійна ділянка дискримінаційної характеристики, та надалі згортається з комплексною обвідною зондувального імпульсу $\dot{A}(t - \hat{t}_3(X_0))$, у якій враховано оцінений час затримки $\hat{t}_3(X_0)$. Далі обчислювальний блок з залученням апріорних даних перераховує сформований сигнал у кутове положення досліджуваної поверхні $\Delta \hat{x}(x, X_0)$.

Оцінка дальності до кожної точки поверхні виконується за алгоритмом (3.46). Спостереження $u_1(t, X_0)$ сумарного каналу та $u_2(t, X_0)$ різницевого каналу перемножуються з стробуючим сигналом $P\left(\frac{t - \hat{t}_3(X_0)}{\tau(H)}\right)$ та

згортаються з комплексною обвідною зондувального імпульсу $\dot{A}(t - t_3(X_0))$, яка враховує всі прийняті коливання з часом затримки $t_3(X_0)$. Отримані процеси усереднюються в інтеграторі. Додатково у різницевому каналі сигнал підсилюється на вагову функцію k_{xh} та множиться на оцінку кутового положення кожної точки поверхні $\Delta\hat{x}(x, X_0)$. Далі сигнали сумарного й різницевого каналів підсумовуються. З врахуванням апріорних даних обчислювальний блок перераховує результат суми у дальності до кожної точки поверхні $R_h(x)$.

Таким чином, синтезований оптимальний алгоритм дозволяє оцінити дальність до кожної точки поверхні $R_h(x)$ та кутове відхилення від РСН $\Delta\hat{x}(x, X_0)$, яке надалі перераховується у кутове положення кожного прийнятого імпульсу $\theta_h(x)$. Надалі, підставивши вимірювання у рівняння (3.1), можна оцінити висоту рельєфу $\hat{h}(x)$. Це дозволяє відновити рельєф поверхні вздовж напрямку польоту у межах перекриття ДС. Для побудови рельєфу більшої області необхідно здійснювати додаткове сканування з борту вертольоту.

Висновки до розділу

У третьому розділі було запропоновано геометрію зондування поверхні бортовою двоантенною радіолокаційною системою. Показано моделі зондуючих і прийнятих сигналів, враховано оброблення сигналів у високочастотній частині та записані сигнали на виході сумарного та різницевого каналу. Під час аналізу форма діаграм спрямованості антен була взята у вигляді гаусівських кривих без урахування бічних пелюсток. Для визначення розсіяних сигналів у межах лінійної ділянки різницевої діаграми у прийняті сигнали було додано стробуючі вікна $P\left(\frac{t - t_3(X_0)}{\tau(H)}\right)$ у положенні їх центру в рівносигнальному напрямку X_0 . Ширина

стробуючого вікна залежить від висоти польоту H , що обумовлена різною

шириною віддзеркалених імпульсів на різній висоті. Враховані внутрішні шуми приймача та записано рівняння спостереження, що підлягає подальшому обробленню.

Методом максимальної правдоподібності синтезовано оптимальний алгоритм оцінювання параметрів $\vec{\lambda}(x)$. Було сконструйовано функціонал правдоподібності та отримана система рівнянь правдоподібності. Особливістю цієї системи є те, що під час вирішення було використано математичний апарат розрахунку варіаційної похідної так як параметр дальності та кута є функціями координат.

У результаті вирішення оптимізаційної задачі було отримано 3 алгоритми: оцінювання положення стробуючого імпульсу у часі $t_3(X_0)$, дальності до кожної точки поверхні $R_h(x)$ та кутового відхилення від РСН $\Delta x(x, X_0)$. Перший алгоритм оцінює положення стробуючого імпульсу в часі, що є сумою результатів узгодженої фільтрації рівнянь спостереження в оптимальних фільтрах \dot{K}_Σ та \dot{K}_Δ . Ці фільтри передбачають операції формування прямого і квадратурного каналів, множення на очікувані віддзеркалені поверхнею сигнали. Надалі, знаючи положення центру стробуючого імпульсу, виконується оцінювання дальності до кожної точки поверхні за другим алгоритмом. Основною операцією над прийнятими імпульсами, що спостерігаються у межах лінійної ділянки різницевої діаграми, є їх згортка з опорною функцією у вигляді амплітуди зондуючого

сигналу, що затримано у часі на величину $\frac{\hat{2} R_{h\ onn}(x)}{c}$. Для оцінювання кутового

положення точок на поверхні за допомогою третього алгоритму використовується лише сигнал різницевого каналу, де виконується операція згортки з опорною функцією.

На основі синтезованої математичної моделі оптимального алгоритму розроблена структурна схема запропонованої борової двоантенної системи побудови рельєфу поверхні та визначено особливості її реалізації.

РОЗДІЛ 4

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ МЕТОДУ КАРТОГРАФУВАННЯ МІСЦЕВОСТІ З БОРТА ВЕРТОЛЬОТУ

Розділ присвячено апробації запропонованого методу вимірювання рельєфу поверхні з борта вертольоту, що передбачає вимірювання дальності імпульсним методом, а вимірювання кута спостереження кожної точки амплітудним сумарно-різницеvim методом. Дослідження працездатності методу та відповідної вертольотної системи виконано на двох імітаційних моделях. Перша виконана в програмі MatLab і передбачала ідеальні умови вимірювань – плоска модель поверхні, постійне значення коефіцієнту віддзеркалення і ефективної площі розсіювання (ЕПР) поверхні у всіх напрямках та за всіма координатами, ідеальні діаграми спрямованості, що формують ідеально лінійні ділянки пеленгаційної характеристики. Друга імітаційна модель була розроблена особисто здобувачем на мові Fortran 2023 враховує розсіювання сигналів шорсткою поверхнею, формування віддзеркалених полів за принципом Гюйгенса-Френеля, вплив неоднородності ЕПР та дійсні просторові характеристики антени за азимутом та кутом місця.

4.1 Імітаційне моделювання розробленого методу вимірювання рельєфу місцевості з борта вертольоту при ідеальних умовах вимірювання

Геометрія зондування, яка показана на рисунку 3.2, припускає, що на борту літального апарату розташовано дві антени. У напрямку спостереження діаграми спрямованості формують рівносигнальну зону за рахунок зміщення максимумів на деякий кут θ_{δ} . Антени випромінюють сигнал, він досягає поверхні в межах діаграм спрямованості, в області їх перекриття сигнали віддзеркалюються від

кожної точки рельєфу та повертаються назад з деяким часом затримки. Так як кожна точка знаходиться на різних відстанях відносно літального апарату та має різні кути візування відносно напрямку θ_0 , то прийняті сигнали можна розділити по дальностям і можна визначити кутове положення точки відносно осі z . Кутове положення θ_h та дальність R_h можуть бути перераховані у висоту рельєфу за допомогою виразу (3.1).

Так як зміна амплітуди у часі може бути представлена в вигляді амплітудної модуляції, будемо вважати, що послідовність радіоімпульсів випромінюється з борта вертольоту в напрямку досліджуваної поверхні, тоді

$$A(t) = \sum_i S_i(t - iT_n), \quad (4.1)$$

де $S_i(t)$ – обвідна одного імпульсу, В;

T_n – період повторення імпульсів, с.

Змодельована послідовність зондуючих радіоімпульсів $A(t)$ з періодом повторення 1 мс показано на рисунку 4.1.

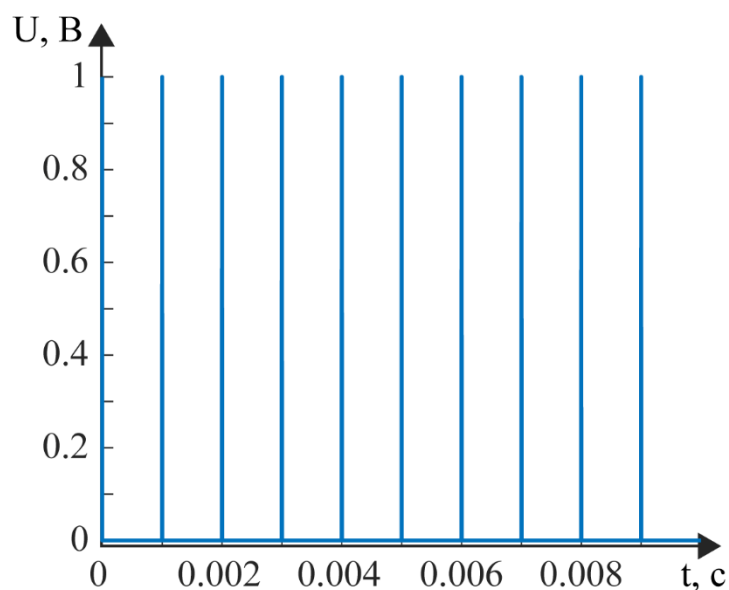


Рисунок 4.1 – Графік послідовності зондуючих імпульсів

Обвідна одного зонduючого імпульсу $S_1(t)$ тривалістю 10 нс показано на рисунку 4.2.

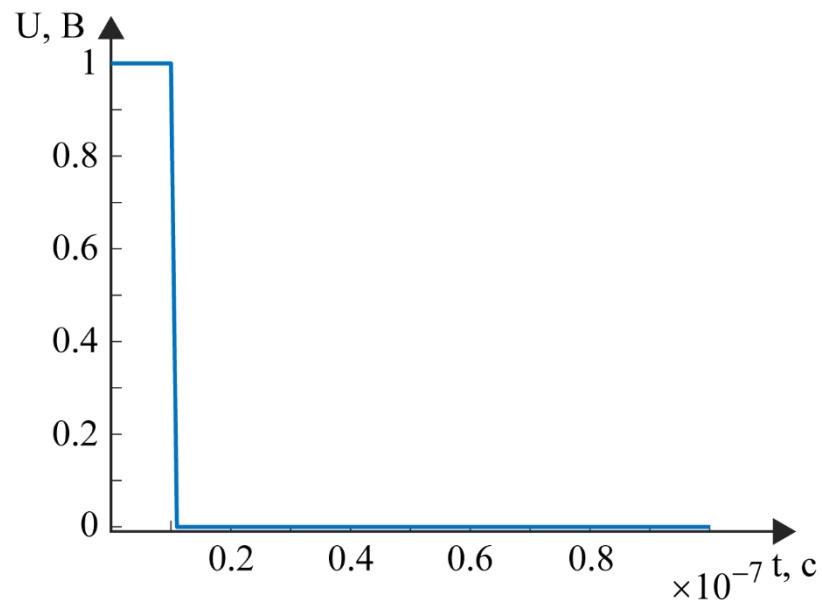


Рисунок 4.2 – Графік одного імпульсу $S_1(t)$

Передбачається, що випромінений кожною антенною сигнал поширюється у просторі, досягає деякої області в межах діаграм спрямованості $\Psi_{1(2)}$. Після досягнення поверхні кожна її точка віддзеркалює зонduючі сигнали, тоді прийнятий сигнал у комплексній формі матиме вигляд (3.5). Усі перетворення сигналу (його комплексна амплітуда, частота та час затримки) містяться в одиничному сигналі \dot{s}_0 (3.6).

Для визначення дальності до кожної точки поверхні перепишемо вираз (3.1):

$$R_h(x) = \frac{H - h(x)}{\cos(\theta_h(x))}, \quad (4.2)$$

У виразі (4.2) визначення дальності точки на поверхні $R_h(x)$ залежить від її кута спостереження $\theta_h(x)$, барометричної висоти польоту H та висоти рельєфу $h(x)$. Тому, для представлення прийнятого сигналу $\dot{s}_{np1(2)}(t)$ для початку доцільно розглянути ідеальний випадок плоского рельєфу з заданною висотою 40 м над рівнем моря, як показано на рисунку 4.3.

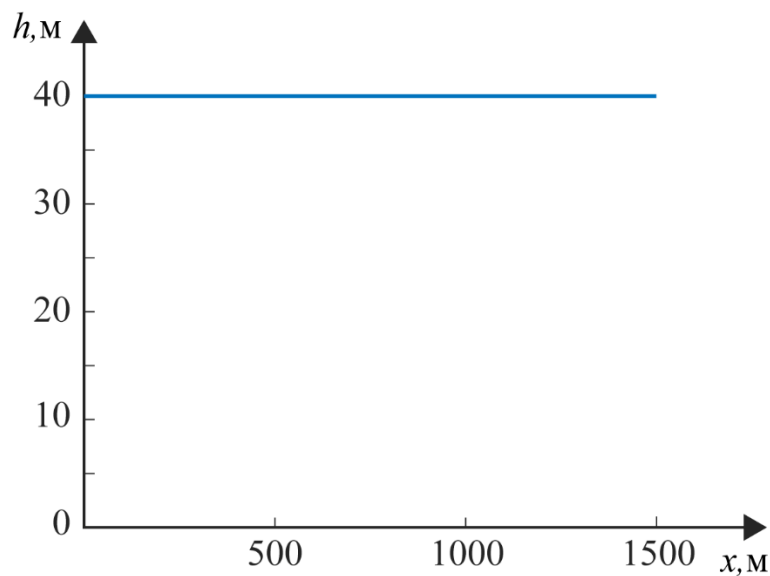


Рисунок 4.3 – Графік моделі плоскої поверхні

Для даної моделі рельєфу відстань $R_h(x)$ до кожної точки з борта вертольоту, який знаходиться на висоті 1,5 км, буде мати вигляд, що зображено на рисунку 4.4. Кути візування $\theta_h(x)$ до кожної точки в градусах показано на рисунку 4.5.

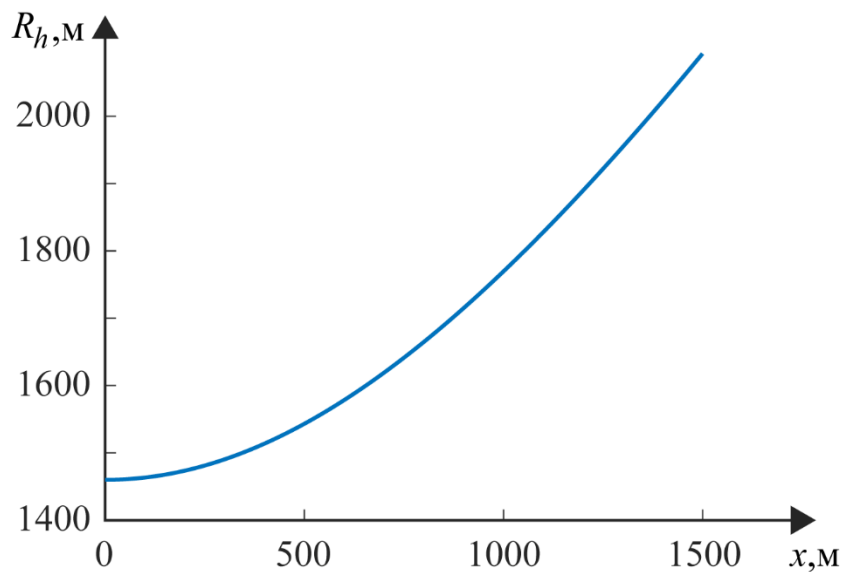


Рисунок 4.4 – Графік похилої дальності до кожної точки поверхні з урахування висоти польоту вертольоту

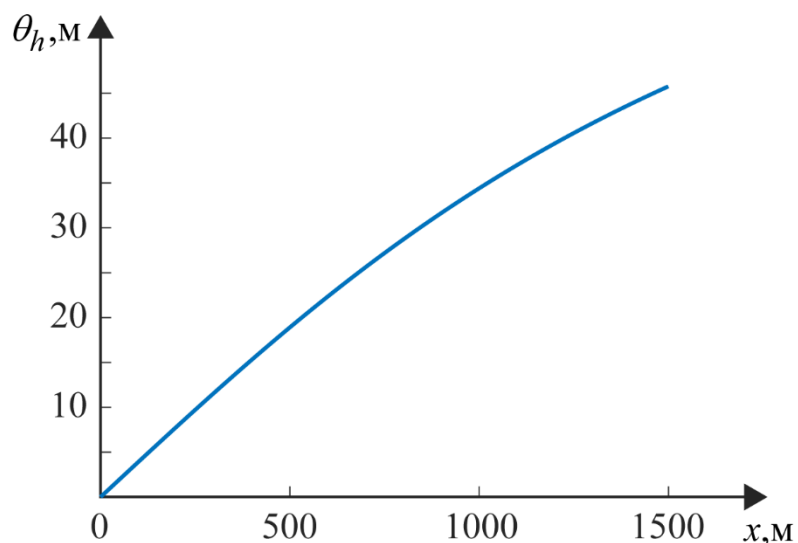


Рисунок 4.5 – Графік кутів візування до кожної точки поверхні з урахування висоти польоту вертольоту

Як правило, під час моделювання діаграми спрямованості задаються у вигляді гаусівських кривих. Графік діаграм спрямованості, які орієнтовані під кутами 20 та 30 градусів показні на рисунку 4.6. Після перерахування кутових

координат у координати поверхні, діаграми спрямованості матимуть вигляд показаний на рисунку 4.7.

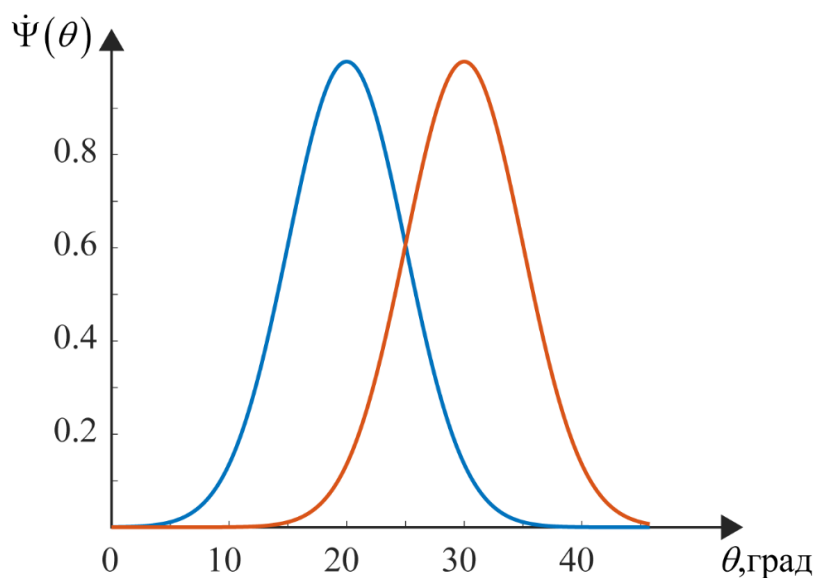


Рисунок 4.6 – Графічне представлення діаграм спрямованості антен

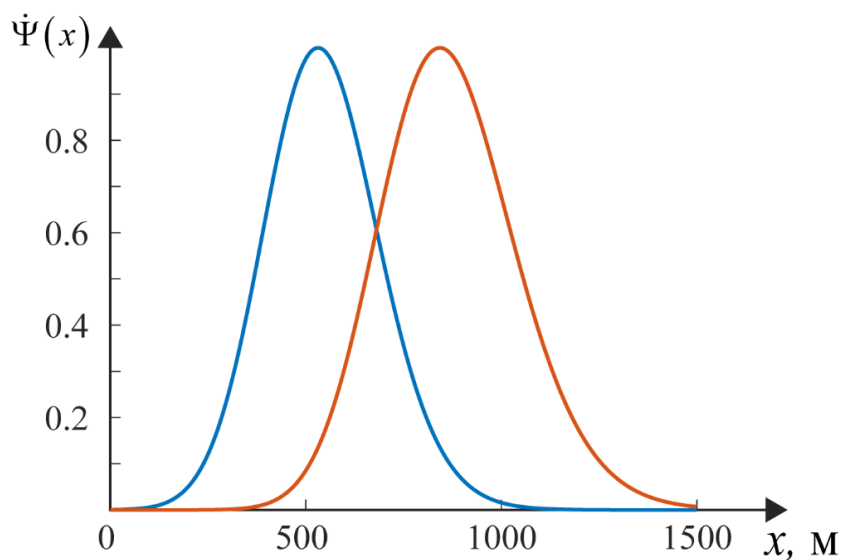


Рисунок 4.7 – Графічне представлення діаграм спрямованості антен у координатах поверхні

У випадку коли комплексний коефіцієнт розсіювання $\dot{F}(x)$ дорівнює 1, модулі комплексних сигналів $\dot{s}_{np1(2)}(t)$ з першої та другої антени після детектування будуть мати вигляд, як показано на рисунку 4.8.

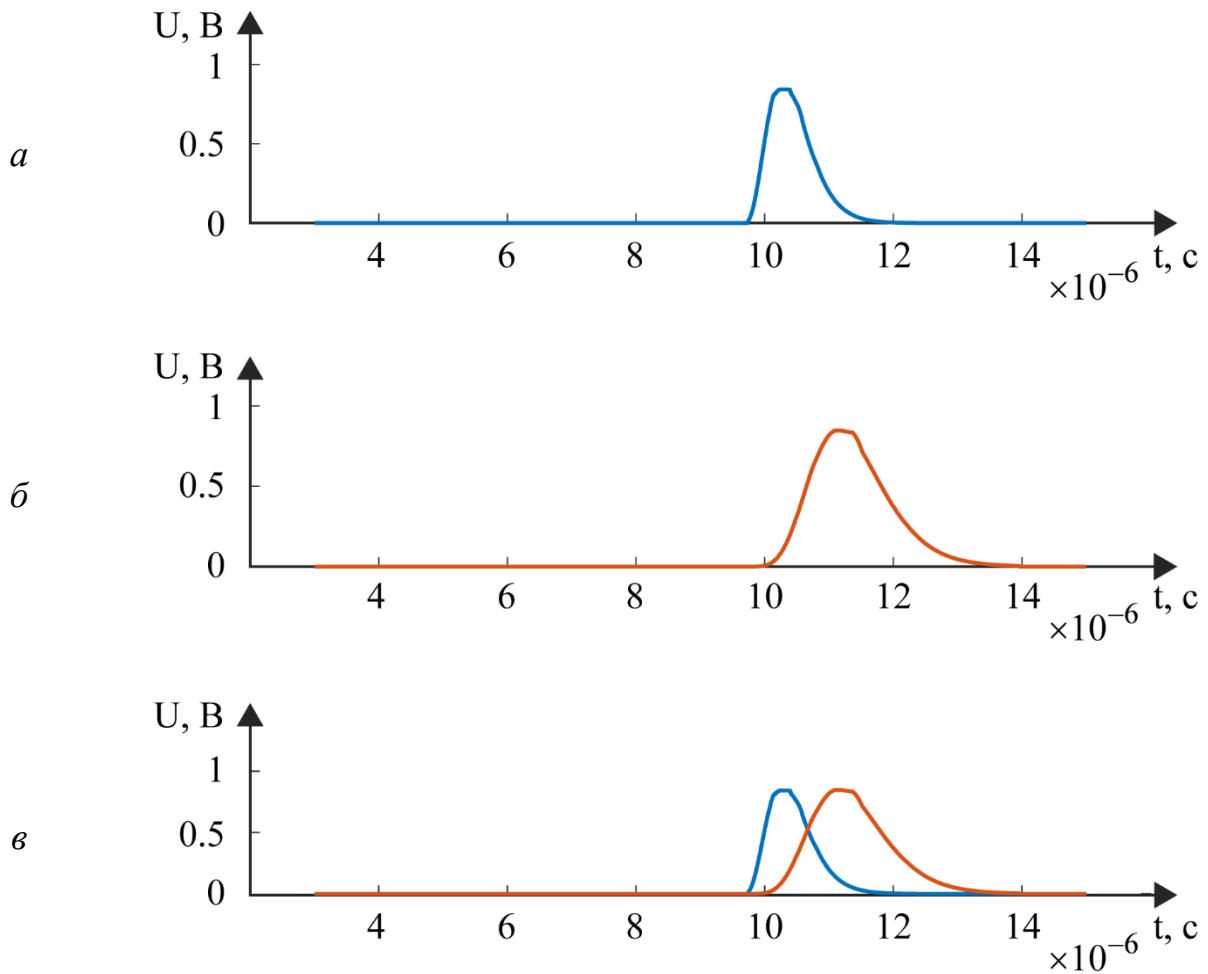


Рисунок 4.8 – Графіки прийнятих антенами сигналів:

а – з першої антени; б – з другої антени; в – з першої та другої антени, що показані на одному графіку

Напруга, що отримана у результаті вимірювань на виходах приймачів, не представляють інтерес без подальшого оброблення. Ці сигнали доцільно обробляти міжканально. Таке оброблення зазвичай виконується у сумарно-різницевих

моноімпульсних пеленгаторах. Водночас сумарно-різницеве оброблення доцільно виконувати у хвилеводних пристроях, до впливу внутрішніх шумів приймача. Це дозволяє підвищити співвідношення сигнал-завада та якість подальшого оброблення сигналів в приймачах. Виходячи з цього, подальший аналіз нового алгоритму оцінювання висоти рельєфу будемо проводити, припускаючи, що сумарна та різницева діаграми спрямованості вже сформовані в антенній системі.

Прийняті сигнали на виході сумарного та різницевого каналу мають вигляд (3.7) та (3.8) відповідно. Результати моделювання рознесених діаграм спрямованості, їх суми та різниці в залежності від координат поверхні показані на рисунку 4.9.

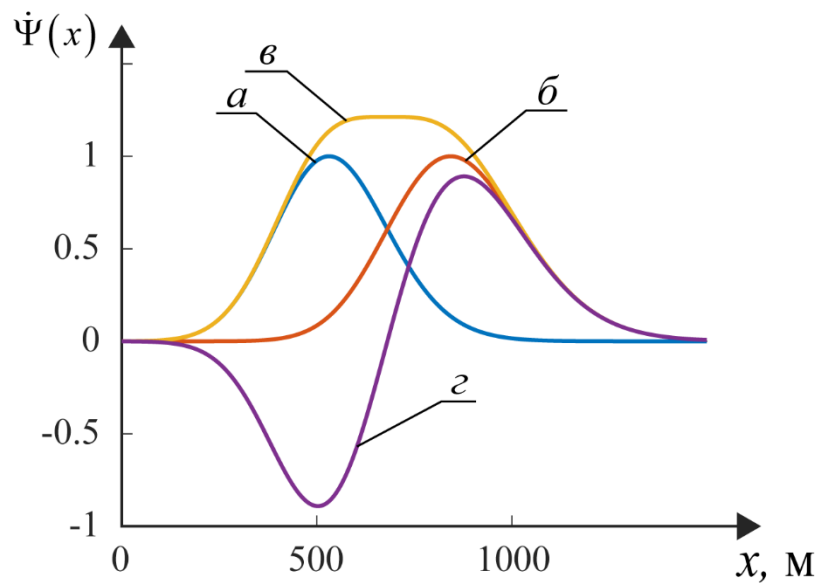


Рисунок 4.9 – Графіки діаграм спрямованості різних каналів, що перераховані до поверхні:

a – перша ДС $\dot{\Psi}(x - X_0 + 0,5\Delta X)$; b – друга СП $\dot{\Psi}(x - X_0 - 0,5\Delta X)$;

v – сумарна ДС $\dot{\Psi}_{\Sigma}(x - X_0)$; z – різницева ДС $\dot{\Psi}_{\Delta}(x - X_0)$

У таких системах рівносигнальний напрямок зазвичай встановлюється у центрі лінійної ділянки різницевої ДС. Візуально може здаватися, що вона має таку ділянку, однак якщо взяти похідну від функції $\dot{\Psi}_{\Delta}(x - X_0)$, то можна побачити, що константи немає майже на всьому проміжку значень. Графік похідної різницевої діаграми спрямованості показано на рисунку 4.10.

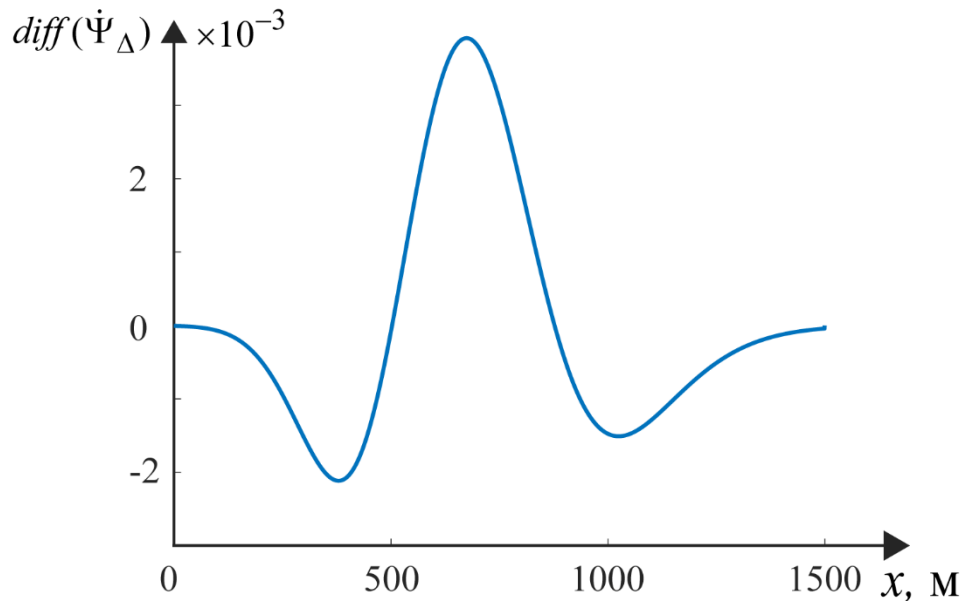


Рисунок 4.10 – Графік похідної від різницевої ДС

Відсутність лінійної ділянки може спотворити результати моделювання методу оцінювання рельєфу місцевості з борта вертольоту. Для уникнення цього, на даному етапі пропонується створити модель ідеальної різницевої ДС, отриманої шляхом об'єднання двох скошених діаграм, що відповідають першій та другій антенам. Їх форма показана на рисунку 4.11. Синтез антен із зазначеними діаграмами спрямованості або корекція реальних діаграм з метою створення лінійної ділянки можна віднести до відокремленої задачі.

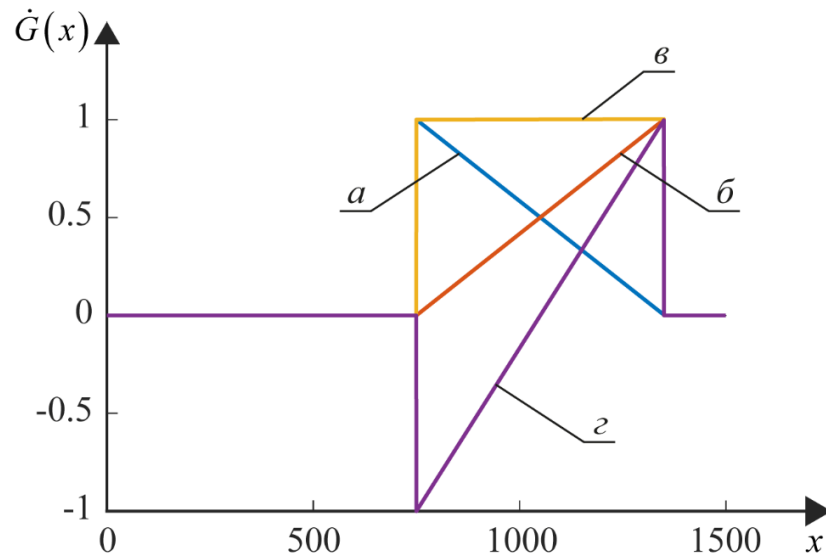


Рисунок 4.11 – Графіки штучних ДС:

a – першої ДС антени, b – другої ДС антени;

v – результат додавання ДС; z – результат віднімання ДС

На рисунку 4.12 показано результат моделювання похідної від створеної штучної різницевої ДС. З аналізу отриманих графіків можна сказати, що отримана штучно ДС має лінійну ділянку в діапазоні від 750 до 1350 метрів по координатах поверхні.

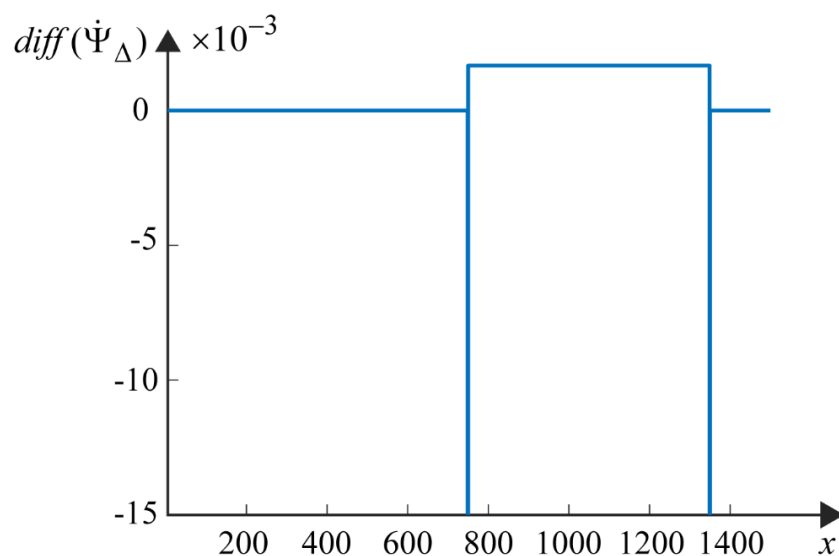


Рисунок 4.12 – Графік похідної штучно отриманої ДС, що показує наявність лінійної ділянки

Для створеної моделі ДС та плоскої поверхні модулі сигналів, що знімаються на виході сумарного та різницевого каналів, показані на рисунку 4.13, де *a* показує напругу на виході різницевого каналу, *б* – на виході сумарного каналу, а *в* – об'єднує інформацію з двох каналів. Відповідно до отриманих результатів моделювання спостерігається лінійна залежність зміни напруги на виході різницевого каналу від кута спостереження.

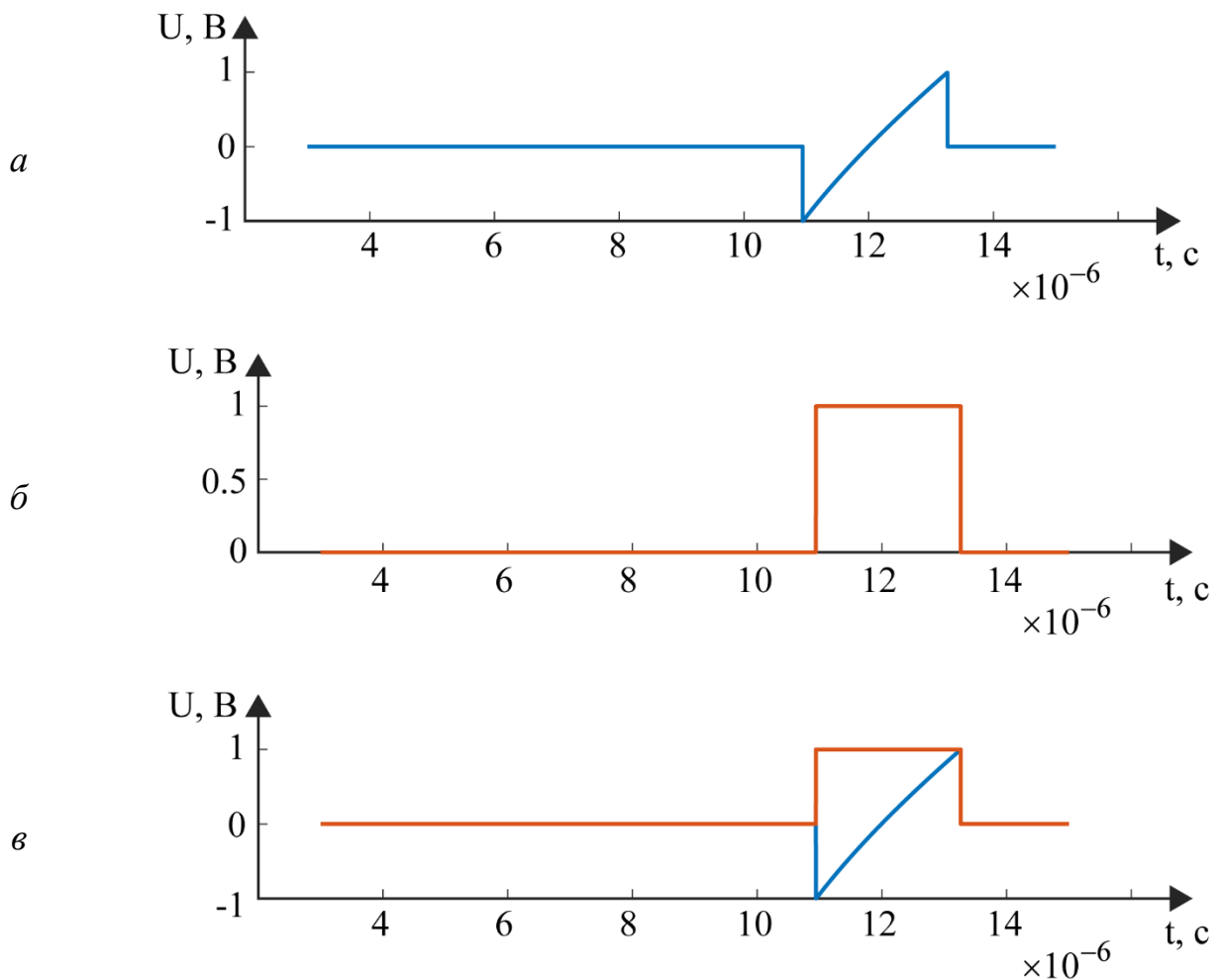


Рисунок 4.13 – Прийнята напруга у вертольотній системі
зі штучними діаграмами спрямованості:

a – на виході різницевого каналу; *б* – на виході сумарного каналу;

в – з двох каналів

Отримані результати вимірювання модуля комплексних амплітуд прийнятих сигналів зазвичай спотворюються внутрішніми шумами, що присутні в реальних

приймачах. Внутрішні шуми приймачів є адитивною завадою і можуть бути математично описані виразом (3.19). Тому на рисунку 4.14 представлені сигнали на виході приймачів з урахуванням впливу внутрішніх шумів. При моделюванні було прийнято, що співвідношення сигнал-завада дорівнює 10 дБ.

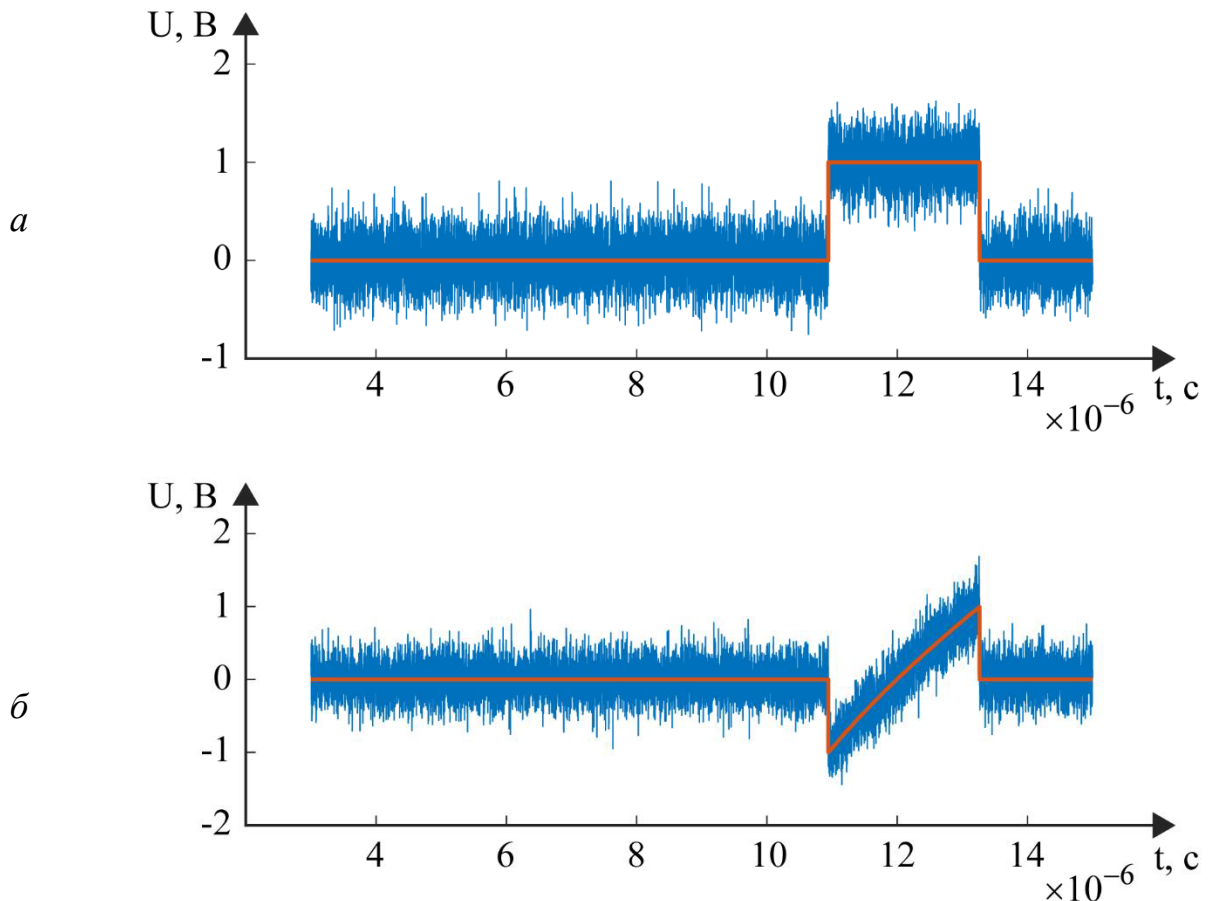


Рисунок 4.14 – Графіки сигналів на виході приймачів з урахуванням впливу внутрішніх шумів при співвідношенні сигнал-завада 10 дБ

Надалі імітаційне моделювання оброблення прийнятих сигналів буде зосереджене на визначенні висоти рельєфу місцевості. У роботі не розглядається процес фільтрації прийнятих сигналів від шумів, тому дослідження проводяться

без врахування впливу шумів. Основний акцент робиться на розробці методології, яка включає послідовні кроки для точного оцінювання висоти.

4.1.1 Розробка алгоритму оцінювання висоти рельєфу місцевості

Висота рельєфу ділянки поверхні, що обрана для приземлення, оцінюється за виразом (3.1), з якого слідує, що оцінювання має підлягати дальність до кожної точки поверхні $R_h(x)$ та кути візування цих точок $\theta_h(x)$. Будемо вважати, що обидва ці процеси є невідомими.

З досвіду радіолокаційних вимірювань відомо, що відстань до об'єктів у вільному просторі R_h визначається імпульсним методом вимірювання дальності, тобто за допомогою часу затримки t_3 поширення радіохвиль від радару до об'єкту та у зворотному напрямку:

$$R_h = \frac{ct_3}{2}. \quad (4.3)$$

Якщо дальність до кожної точки поверхні змінюється за нелінійним законом, це призводить до нелінійних змін у часі затримки. Графік залежності часу затримки від координат поверхні для обраної моделі рельєфу та геометрії польоту показано на рисунку 4.15. Одночасно віддзеркалений імпульс у сумарному каналі займає певний інтервал на осі часу, який безперервно заповнений множиною точок, показано на рисунку 4.16.

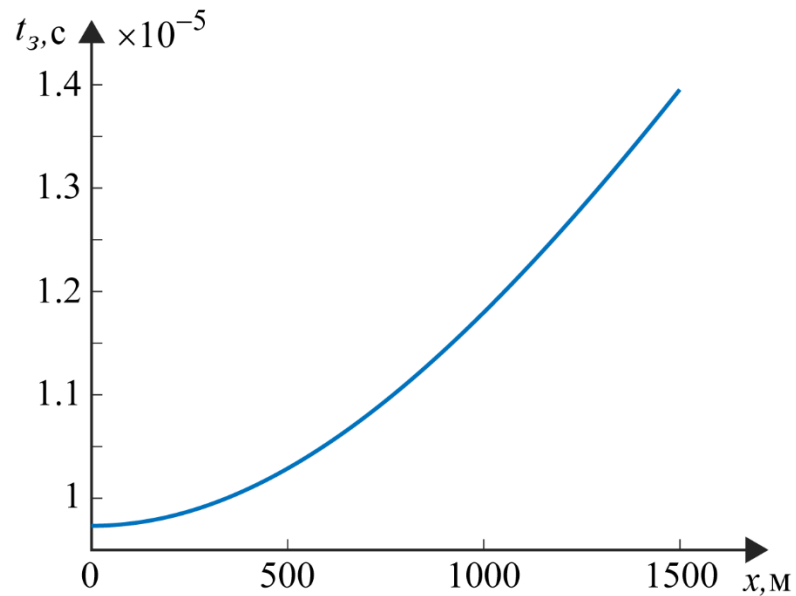


Рисунок 4.15 – Графік залежності часу затримки прийнятих імпульсів

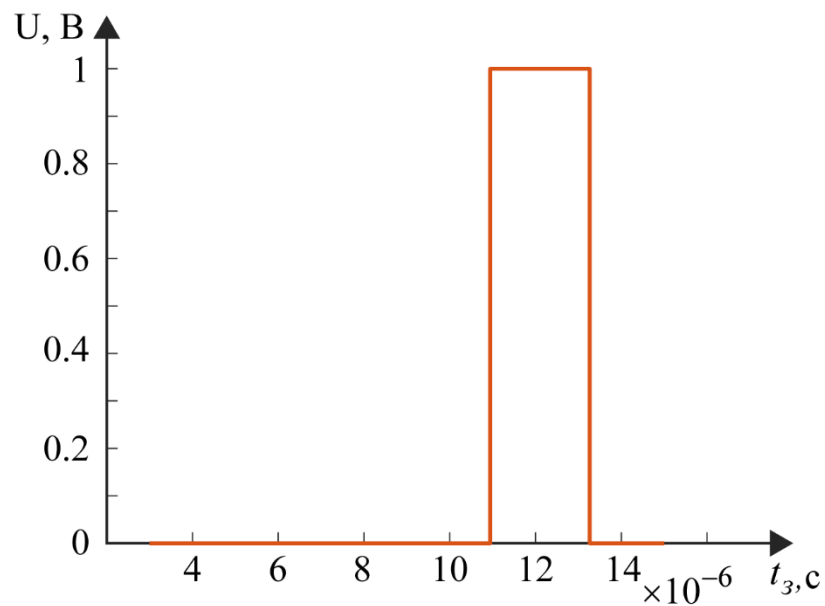


Рисунок 4.16 – Графік прийнятого сигналу з сумарного каналу

При підстановці значень прийнятого сигналу в формулу (4.3), отримуємо оцінку дальності до кожної точки поверхні, що показано на рисунку 4.17. З графіку видно, що залежність розрахованої дальності від порядкового номера відліку у прийнятому сигналі лінійна, що не відповідає графіку на рисунку 4.5. Надалі будуть розглянуті можливі способи врахування нелінійності.

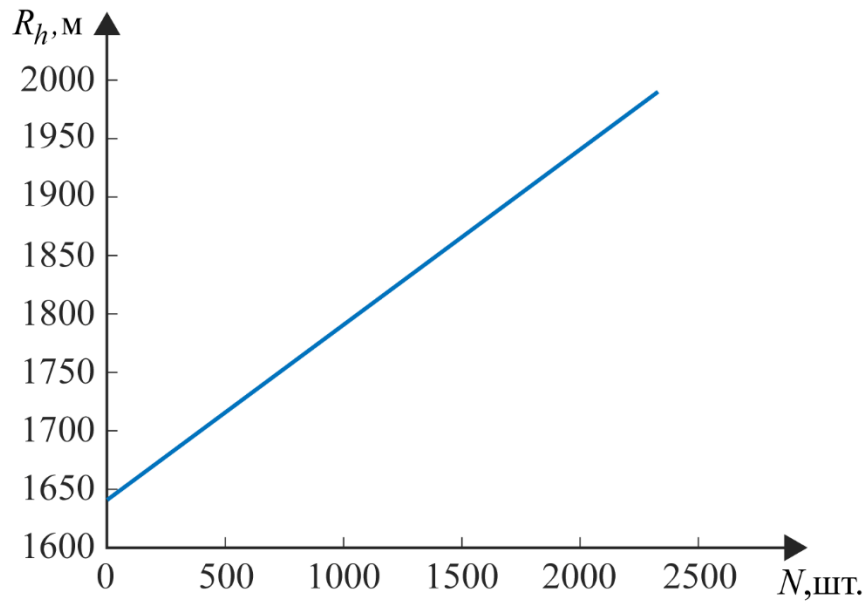


Рисунок 4.17 – Графік розрахованої дальності до кожної точки на поверхні відповідно до затримки прийнятого сигналу

Проаналізуємо сигнал з різницевої діаграми спрямованості та визначимо можливі способи його перерахунку у кути спостереження. Досвід роботи з автоматизованими системами, такими як фазовим автопідлаштуванням частоти, частотним автопідлаштуванням частоти, моноімпульсними радіолокаторами та автоматизованими системи селекції сигналів за дальністю, показує, що вся інформація про параметри сигналу міститься в дискримінаційній характеристиці. Ці системи зазвичай мають лінійні дискримінаційні характеристики. При прийомі розсіяних сигналів різницевою діаграмою спрямованості, ймовірно, можна здійснити перетворення ступеня відхилення виміряних сигналів від заданої лінійної характеристики. Тому, можна сказати, що метод передбачає наступні дії. Спочатку необхідно створити базу дискримінаційних кривих, що демонструють залежність амплітуди сигналу для вибраного часу затримки від кута спостереження на певній висоті. Це можна зробити через численні моделювання або експериментальне вимірювання сигналів на різних висотах. Після заповнення бази даних потрібно виміряти одну фіксовану висоту поверхні, бажано середню в межах області опромінення, і обрати з пам'яті відповідну дискримінаційну

характеристику. Заключним етапом є перетворення амплітуд отриманих сигналів у кутові положення кожної точки поверхні для обраної висоти. Діапазон можливих вимірювань відхилення кутових значень, а отже і висот, від зафіксованої висоти визначається шириною дискримінаційної характеристики або лінійною ділянкою різницевої ДС. Таким чином, можна виділити актуальну задачу даного методу, як пошук різницевої діаграми спрямованості з широким діапазоном кутів і лінійною зміною амплітуди в околицях рівносигнального напрямку.

Виходячи з запропонованих етапів вимірювання кута візування можна сказати, що для початку необхідно визначити середню висоту рельєфу обраної ділянки. Крім того, всі вимірювання необхідно проводити виключно на лінійній частині дискримінаційної характеристики. Для виконання цих вимог слід визначити відлік прийнятих сигналів, який відповідає РСН, тобто центральній точці лінійної ділянки різницевої ДС. Для цього використовуватимемо класичну теорію узгодженої фільтрації. За допомогою положення максимуму взаємної кореляційної функції між прийнятими сигналами та відомим опорним сигналом визначимо центральну точку на осі часу затримки. Графік опорного сигналу для заданих умов моделювання показано на рисунку 4.18

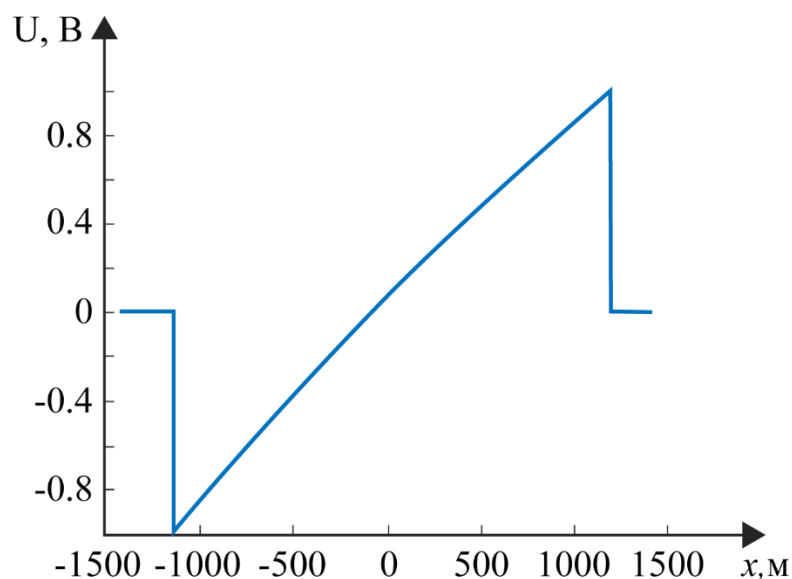


Рисунок 4.18 – Графік змодельованого опорного сигналу, що буде використовуватись для пошуку часу затримки

Результат обчислення кореляційної функції показано на рисунку 4.19. Максимум кореляційної функції має виражений характер, що дозволяє точно визначити відлік прийнятого сигналу з рівносигнального напрямку.

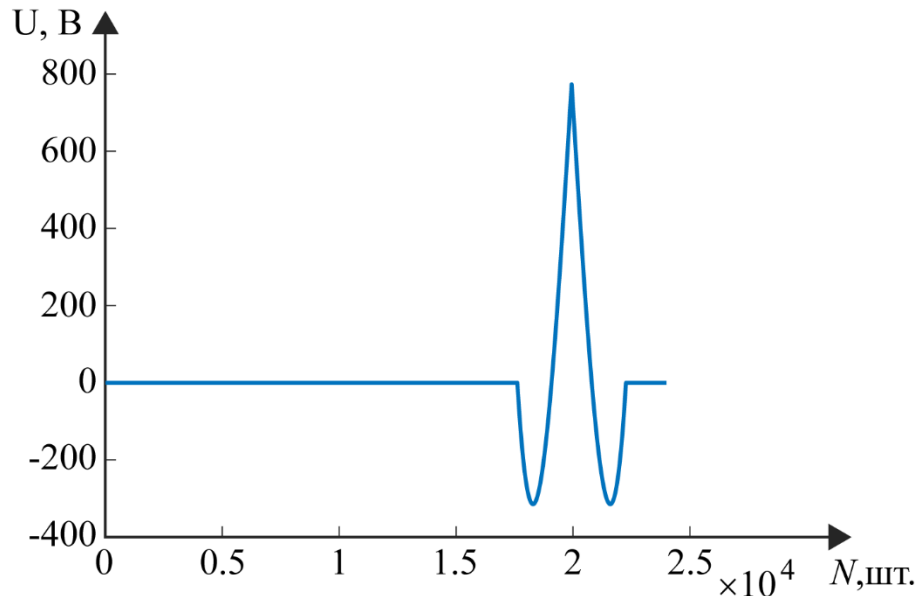


Рисунок 4.19 – Кореляційна функція між прийнятими сигналами з різницевої діаграми та опорним сигналом

Після визначення положення центру лінійної ділянки сигналу у різницевому каналі, слід знайти відповідний центр у сумарному каналі та обмежити подальшу обробку лише аналізом лінійної ділянки. Для цього використаємо прямокутну вагову функцію з нульовими та одиничними значеннями. Встановимо прямокутний імпульс у центрі лінійної ділянки та здійснюємо операцію множення. Результати виділення лише лінійної ділянки показано на рисунках 4.20 та 4.21.

Отримані вимірювання у сумарному каналі перетворюються на розподіл дальності по координатах поверхні за допомогою виразу (4.3), тоді як амплітуди сигналів у різницевому каналі перераховуються в кути спостереження через дискримінаційну характеристику. Приклад дискримінаційної характеристики для рельєфу висотою 40 метрів при висоті польоту вертольоту 1,5 км і штучних ДС з ідеально лінійною характеристикою наведено на рисунку 4.22. З графіку можна

зробити висновок, що необхідно використовувати тільки квазілінійну частину між 33 та 36,5 градусами. Наведена крива має перехідну область поблизу нульових значень сигналів, що вимагає подальшого аналізу та комп'ютерного моделювання.

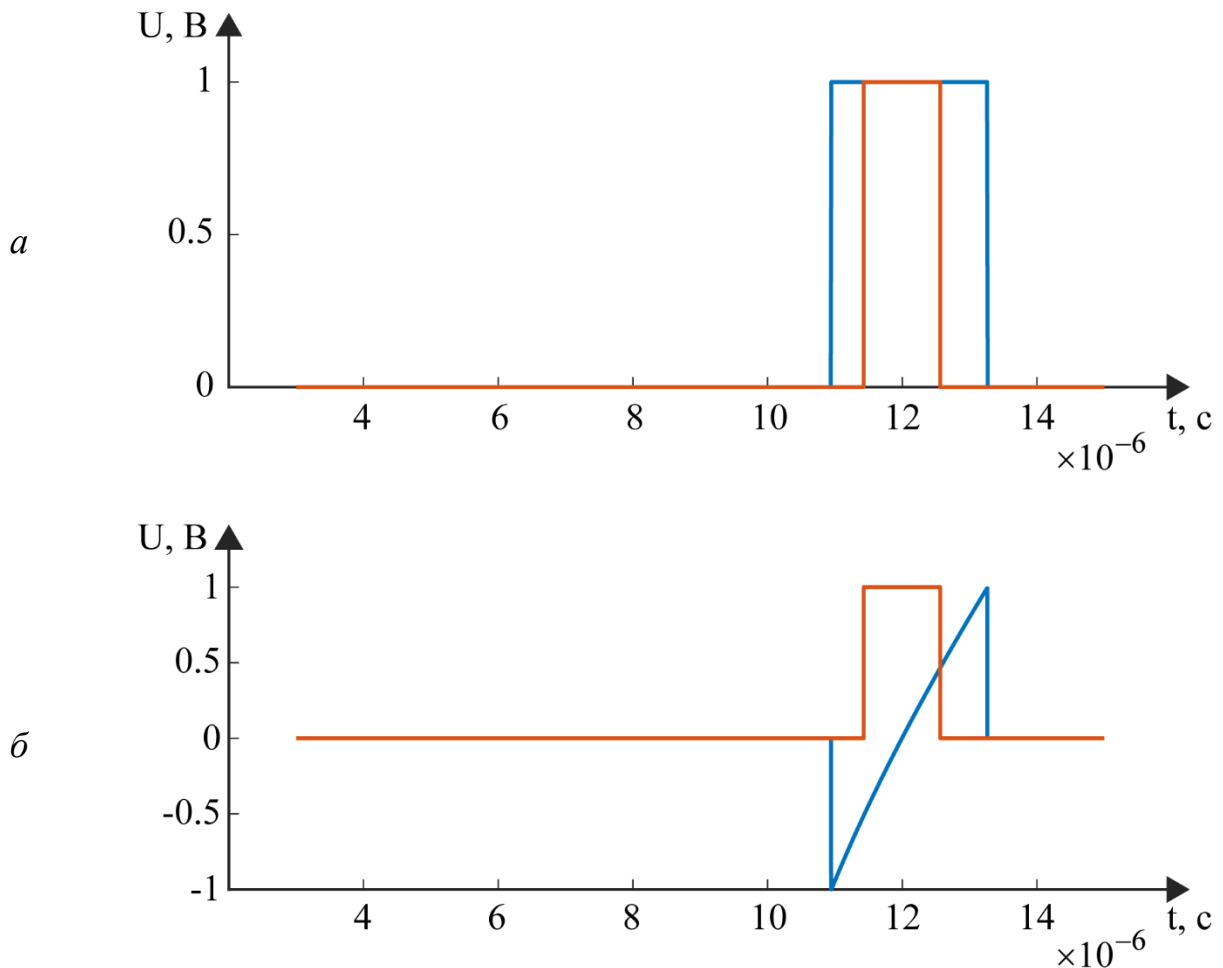


Рисунок 4.20 – Прийняті сигнали у першому (а) та другому (б) каналах (лінія синього кольору) та вагова функція (лінія червоного кольору):

Важливо зазначити, що імітаційне моделювання залежності амплітуд сигналів від кутового положення точок на поверхні виконувалось з урахуванням лінійної залежності дальності до кожної точки поверхні. Тобто, спершу було проведено розрахунок відстаней до першої та останньої точок у межах сумарної діаграми спрямованості, а потім цей інтервал був заповнений лінійною зміною

значень з рівномірним кроком, що відповідає періоду дискретизації прийнятих імпульсів.

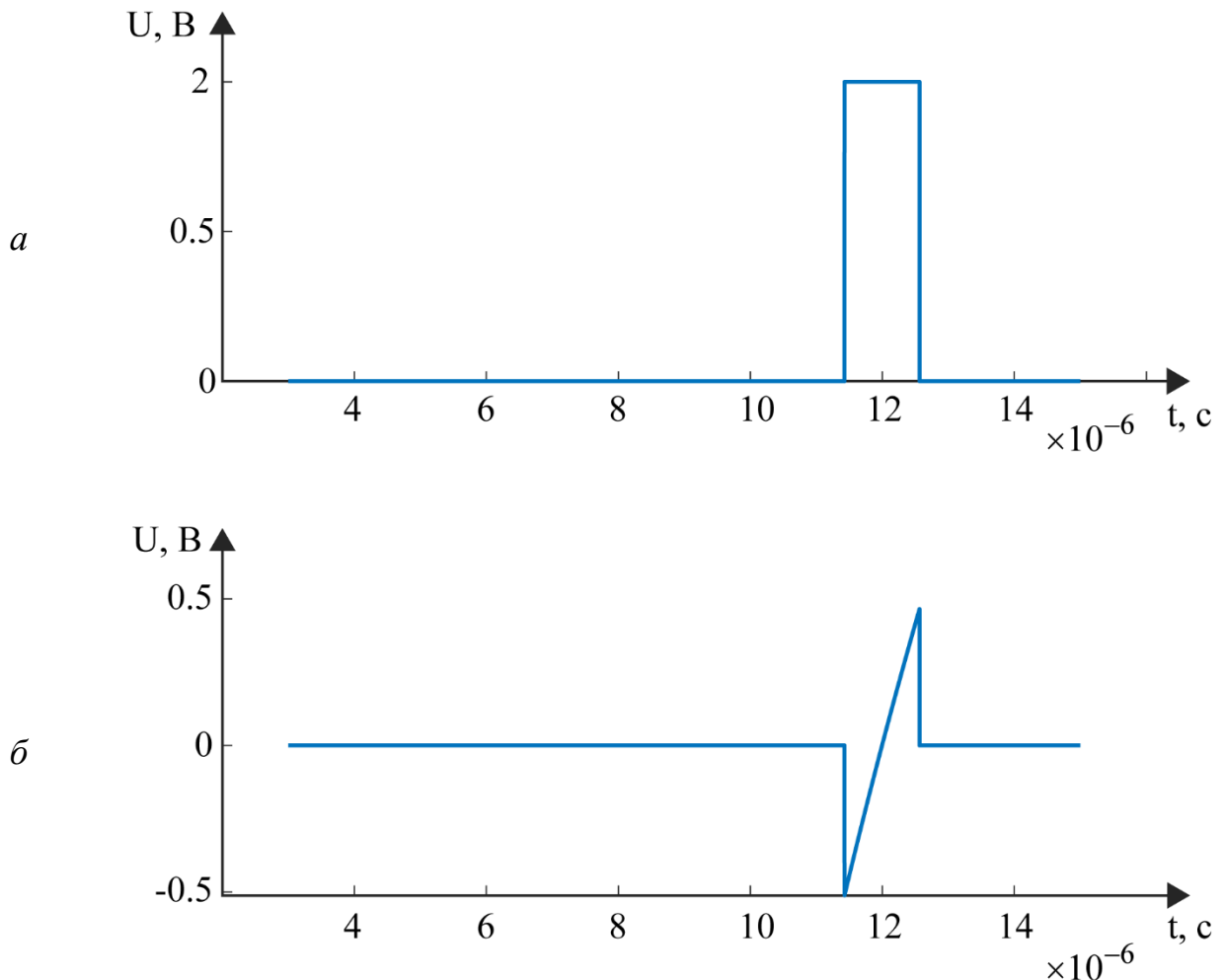


Рисунок 4.21 – Прийняті сигнали сумарного і різницевого каналів, що обмежені ваговою функцією

За допомогою імітаційної моделі вимірних дальностей $R_{h lin}(x)$, кути візування в дискримінаційній характеристиці були обчислені за наступною формулою:

$$\theta_{h lin}(x) = \arccos\left(\frac{H - h(x)}{R_{h lin}(x)}\right) \theta_h. \quad (4.4)$$

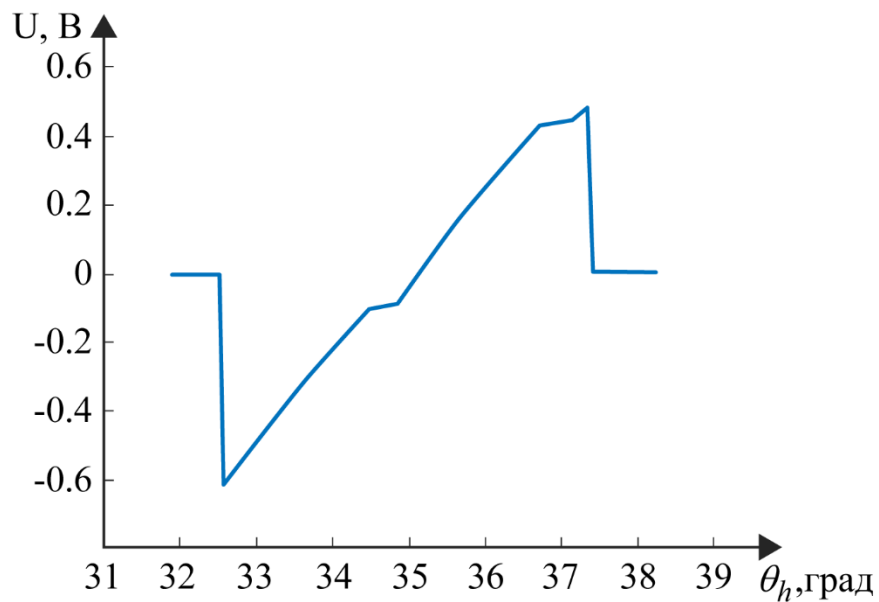


Рисунок 4.22 – Дискримінаційна характеристика вимірювача куткових координат поверхні

Таким чином, замість того, щоб приводити результати вимірювання відстаней за часом затримки сигналів до їх нелінійного розподілу, було включено заздалегідь нелінійність у розраховану дискримінаційну характеристику. Наступний підрозділ містить детальне обґрунтування такого підходу.

На рисунку 4.23 показані результати вимірювання висоти рельєфу за запропонованою методикою. Аналіз цих графіків показує, що точність оцінювання висоти рельєфу не перевищила роздільну здатність системи за дальністю, що становила 1,5 м. За даними імітаційної моделі, оцінена точність за наведеним графіком складає не менше 0,3 метра, що є допустимим для безпечної посадки вертольоту [14].

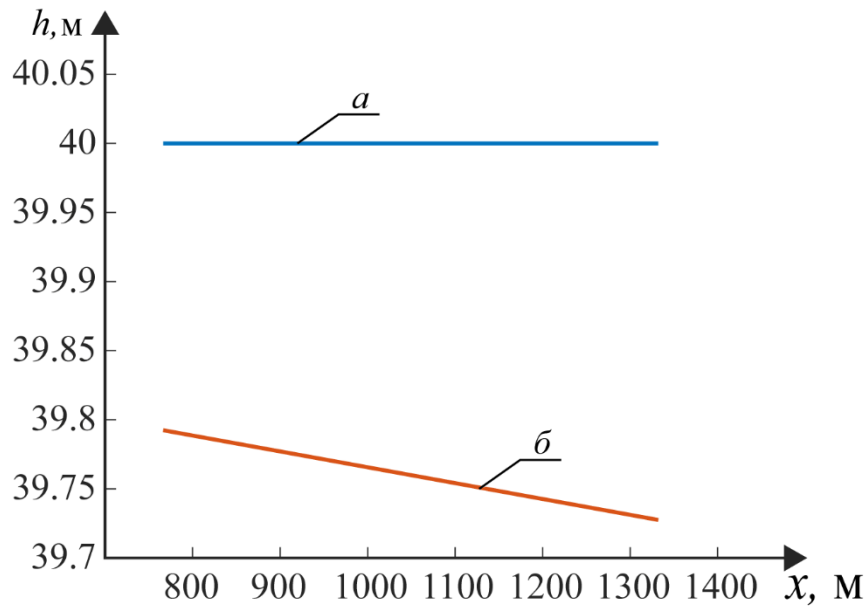


Рисунок 4.23 – Залежність вимірної висоти рельєфу від координат підстильної поверхні:
а – задана поверхня; б – виміряна поверхня

4.1.2 Аналіз розсіяних сигналів ідеальними поверхнями різної форми

Проаналізуємо закони зміни відстаней, що виміряні за часом затримки випроміненого імпульсу, який віддзеркалюється від плоскої поверхні з постійним коефіцієнтом віддзеркалення та ефективною площею розсіювання у всіх напрямках та за всіма координатами. Для цього виконаємо імітаційне моделювання розсіяних сигналів у середовищі MatCad, використовуючи символні обчислення. В якості зондуючого сигналу буде використано гаусівський імпульс тривалістю 30 нс, який показано на рисунку 4.24.

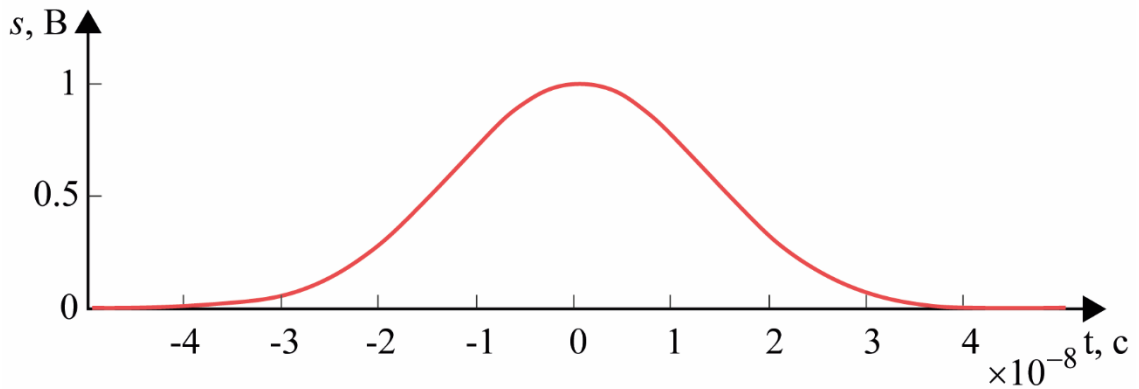


Рисунок 4.24 –Графік зондуючого гаусівського імпульсу

При моделюванні були задані початкові умови, включаючи висоту польоту вертольоту 1,5 км, рельєф місцевості 40 м та координати на поверхні до 1,6 км. На рисунку 4.25 наведена дальність до кожної точки поверхні місцевості з борту вертольоту. Як зазначалося раніше, закон зміни відстані є нелінійним.

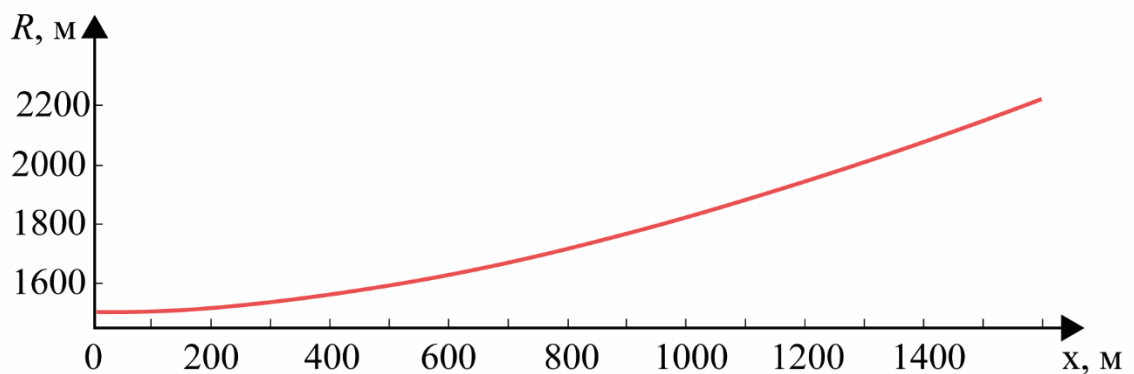


Рисунок 4.25 – Дальність до кожної точки поверхні

Віддзеркалені від кожної точки поверхні імпульси та прийняті приймачем показані на рисунку 4.26. На графіку змодельовані лише деякі імпульси з кроком по поверхні у 200 метрів.

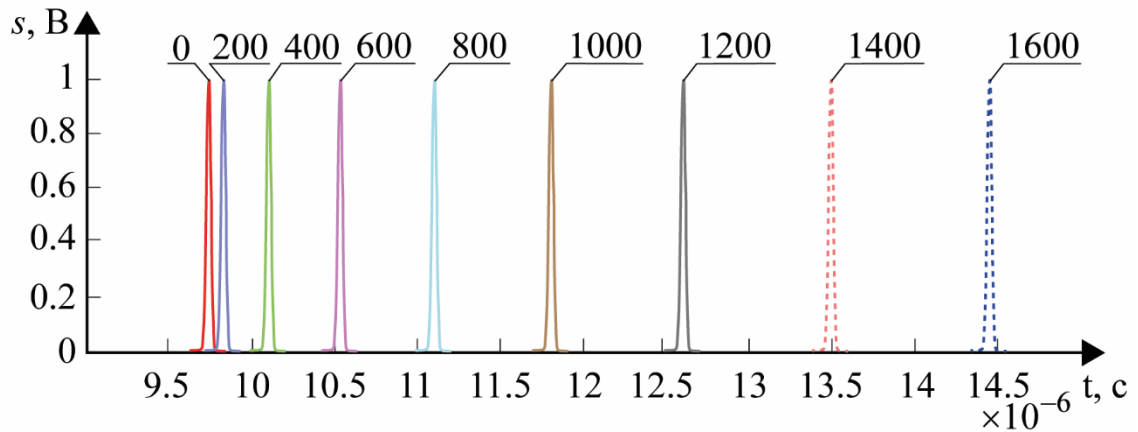


Рисунок 4.26 – Віддзеркалені від поверхні імпульси

Розсіяні імпульси від кожної точки ділянки поверхні, що опромінена діаграмою спрямованості, приймаються антенами та потрапляють у приймач у вигляді одного протяжного імпульсу, як показано на рисунку 4.27. Зменшення амплітуди імпульсу у часі пояснюється згасанням радіохвиль у вільному просторі.

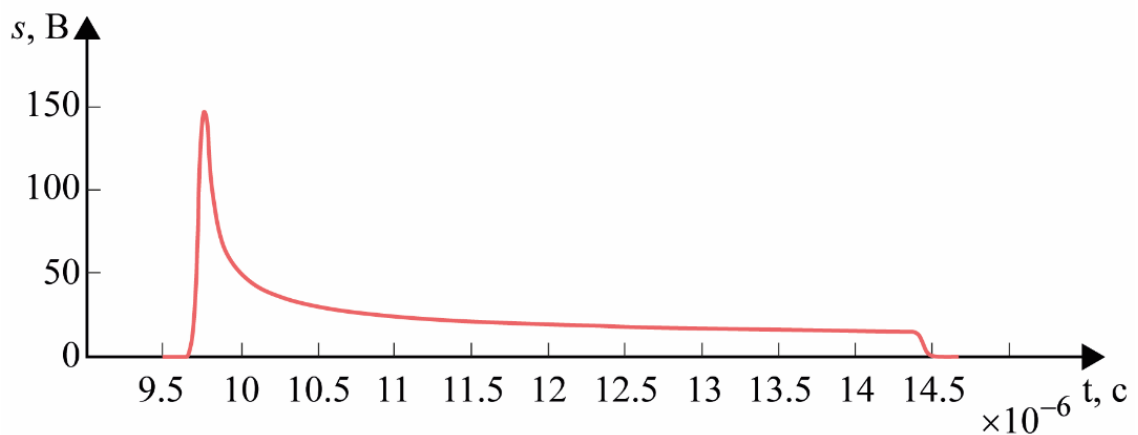


Рисунок 4.27 – Графік прийнятого імпульсу від плоскої поверхні

Визначаючи початок та кінець імпульсу на певному рівні, можна обчислити початкове та кінцеве значення часу затримки, які потім перераховуються у дальності до кожної точки поверхні. Всі значення на осі абсцис представляють

безперервну множину і будуть перераховані за допомогою лінійною формулою (4.3) у функцію зміни дальності з безперервним заповненням значень між мінімальною та максимальною дальністю. Хоча закон зміни реальної відстані можна визначити і застосувати до практичних вимірювань, такий підхід є недоцільним.

Для подальшого аналізу розглянемо рельєф, що змінюється періодично за синусоїдальним законом, як показано на рисунку 4.28.

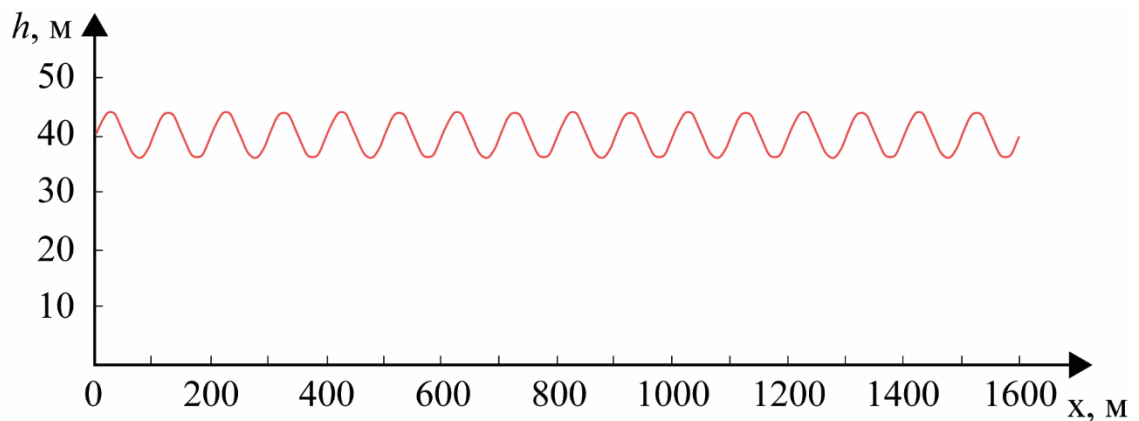


Рисунок 4.28 – Графік рельєфу поверхні, що змінюється за синусоїдальним законом

Середня висота періодичного рельєфу становить також 40 метрів. На рисунку 4.29 представлено результати формування розсіяного імпульсу для плоскої та синусоїдальної поверхонь. З аналізу наведених графіків видно, що початок і кінець імпульсу в обох випадках збігаються, а отже, збігаються і відстані до кожної точки поверхні. Це свідчить про те, що спроба визначити кривизну закону зміни відстані від першої до останньої точки опроміненою ДС поверхні є недоцільною. Також видно, що гармонічний закон зміни висоти рельєфу поверхні спричинив періодичну зміну амплітуди відзеркаленого імпульсу.

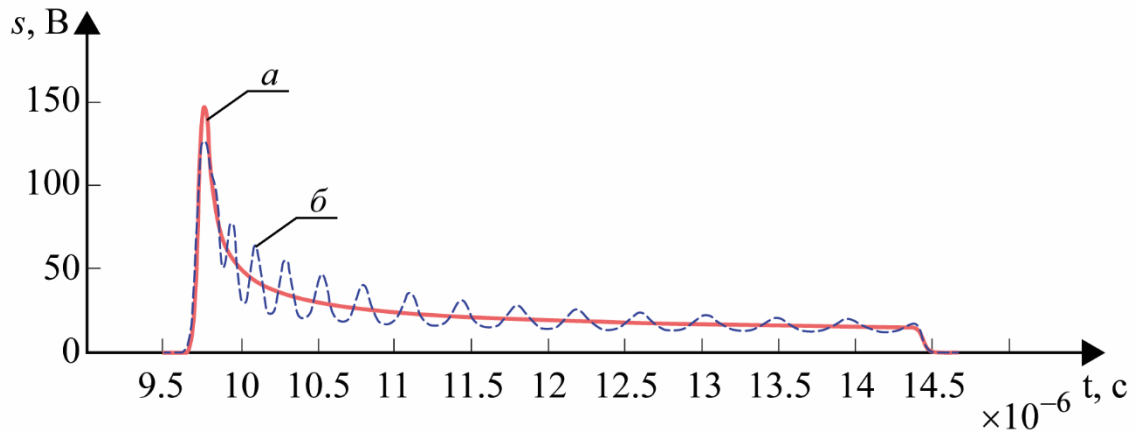


Рисунок 4.29 – Прийнятий антеною імпульс від плоскої (а) та хвилястої поверхні (б)

Також було проведено моделювання сигналу, що віддзеркалився від моделі поверхні з лінійно-спадаючим та лінійно-зростаючим профілем, який показано на рисунку 4.30, задля підтвердження отриманих висновків. Від’ємне значення на графіку позначають впадину висота якої нижче рівня моря.

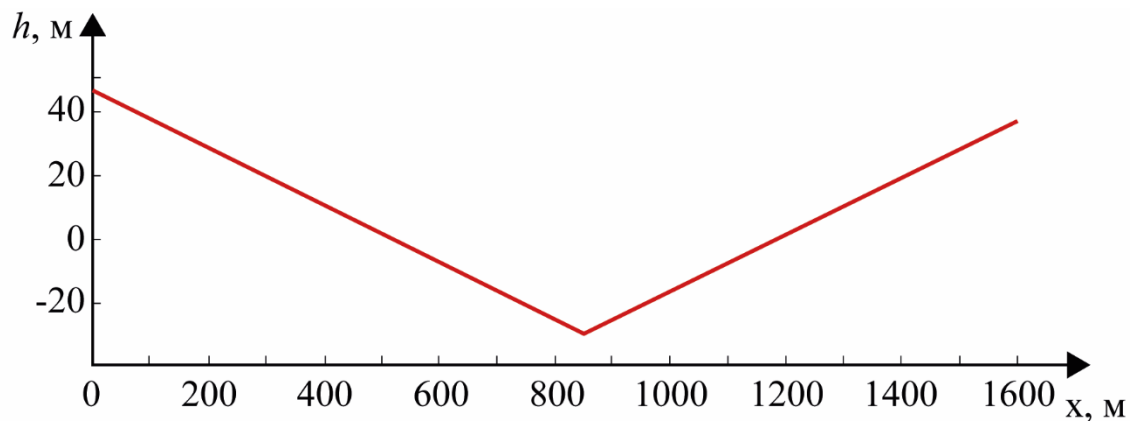


Рисунок 4.30 – Рельєф поверхні, що має спад та підйом висоти над рівнем моря у межах області опромінення діаграмою спрямованості антени

Отримані віддзеркалені імпульси від плоскої та лінійно-змінної поверхні майже співпадають у часі, що показано на рисунку 4.31. Використовуючи формулу (4.3), можна отримати однакові відстані до першої та останньої точки на

поверхні. Це ще раз підтверджує припущення, що практично неможливо точно відновити закон зміни відстані між її мінімальним і максимальним значенням.

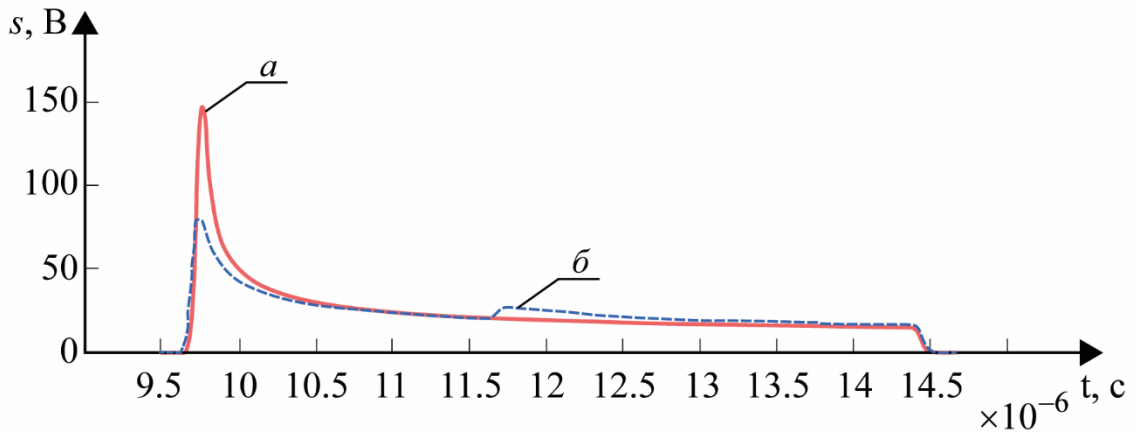


Рисунок 4.31 – Імпульси, що віддзеркалені від плоскої поверхні (а)
й лінійно-змінної поверхні (б)

На рисунку 4.32 показані відстані до кожної точки для різних типів поверхонь (плоскої, хвилястої і лінійно-змінної). Графіки чітко демонструють якісні відмінності дальностей. На рисунку 4.33 видно імпульси, що віддзеркалені від представлених поверхонь, де початок і кінець імпульсів збігаються.

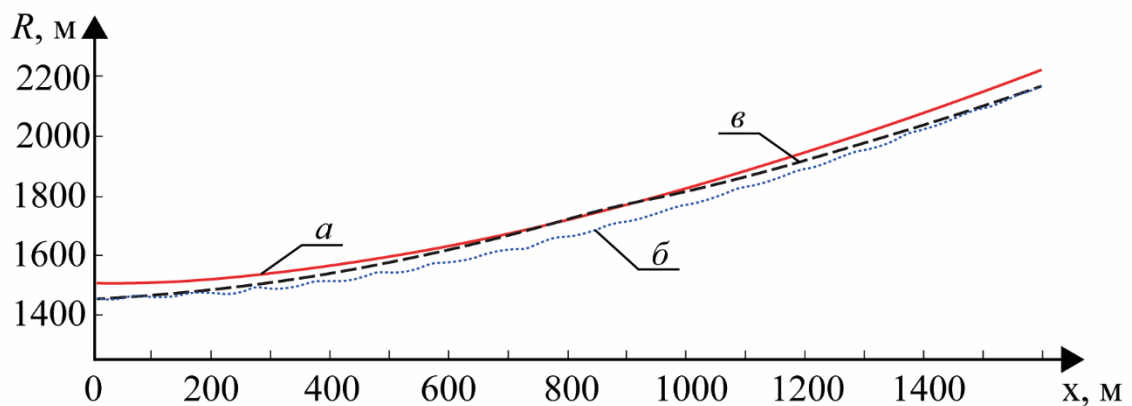


Рисунок 4.32 – Графіки дальностей до плоскої (а), хвилястої (б)
та лінійно-змінної поверхонь (в)

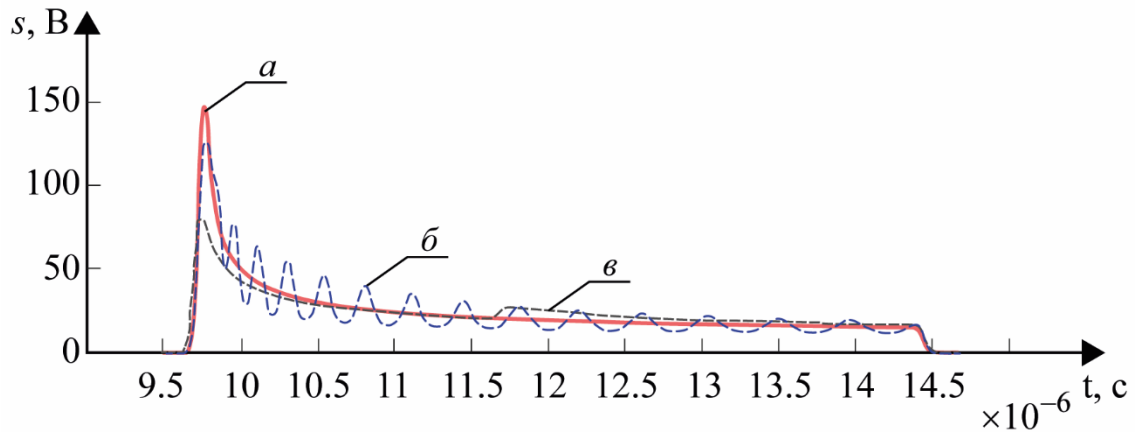


Рисунок 4.33 – Імпульси, що віддзеркалені від плоскої (*a*), хвилястої (*б*) й лінійно-змінної (*в*) поверхонь

4.1.3 Приклади імітаційного моделювання роботи системи при картографуванні різних за рельєфом поверхонь

Виконаємо імітаційне моделювання розробленого методу на прикладі різних типів рельєфу. Спочатку змодельюємо періодичний рельєф з середньою висотою 40 метрів, як показано на рисунку 4.34.

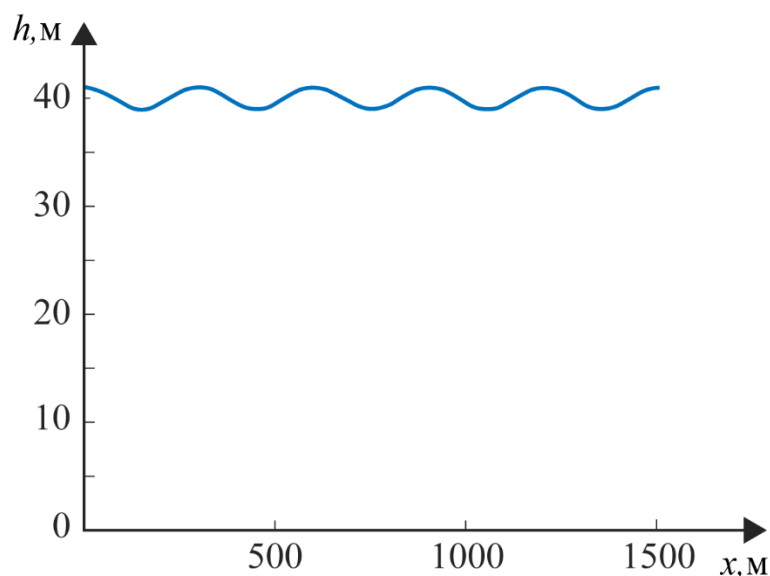


Рисунок 4.34 – Рельєф поверхні, що описується косинусоїдою

Результат вимірювання висоти показано на рисунку 4.35. Синій графік відповідає заданому в імітаційній моделі рельєфу в межах лінійної ділянки різницевої діаграми спрямованості, тоді як червоний графік демонструє результати оцінювання висоти. Аналіз результатів показує, що похибка вимірювання не перевищує 1 метр, однак геометрія поверхні була відновлена некоректно. З аналізу піків відновленої та заданої функцій, можна стверджувати, що частота гармонічного рельєфу зменшилась вдвічі під час оцінювання. Цей результат потребує окремого дослідження, оскільки він пов'язаний з теорією резонансного розсіювання електромагнітних хвиль на періодичних поверхнях. Можливо, що поверхня під обраними кутами спостереження має геометричні викривлення.

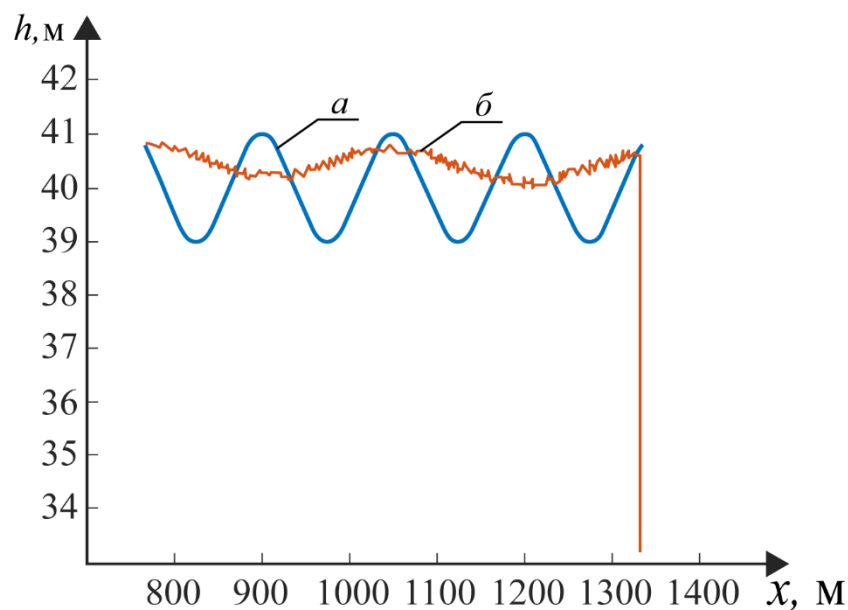


Рисунок 4.35 – Істинне значення (а) і результат оцінювання (б) косинусоїдальної поверхні

Розглянемо приклад поверхні, що містить впадину глибиною 1 метр відносно базової висоти поверхні 40 метрів, що показано на рисунку 4.36.

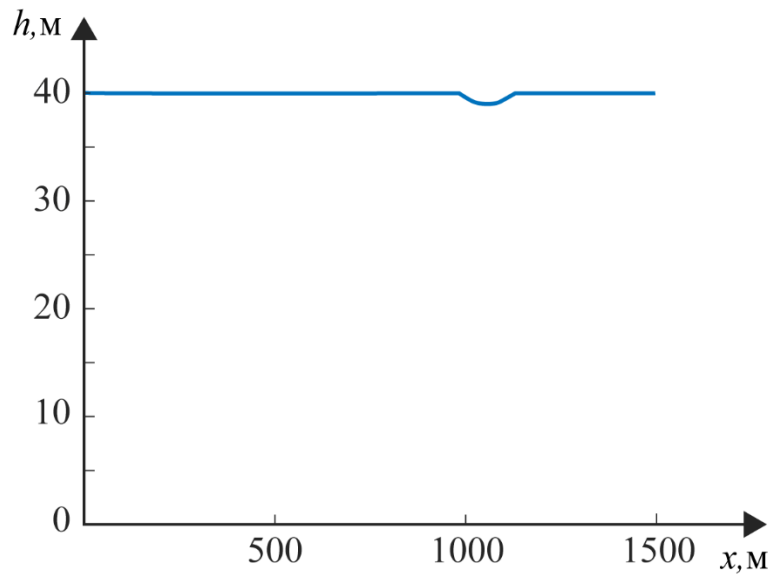


Рисунок 4.36 – Поверхня з впадиною

Результат оцінювання такої поверхні представлено на рисунку 4.37. З графіків видно, що впадина чітко визначається, а похибка вимірювання не перевищує 1 метра.

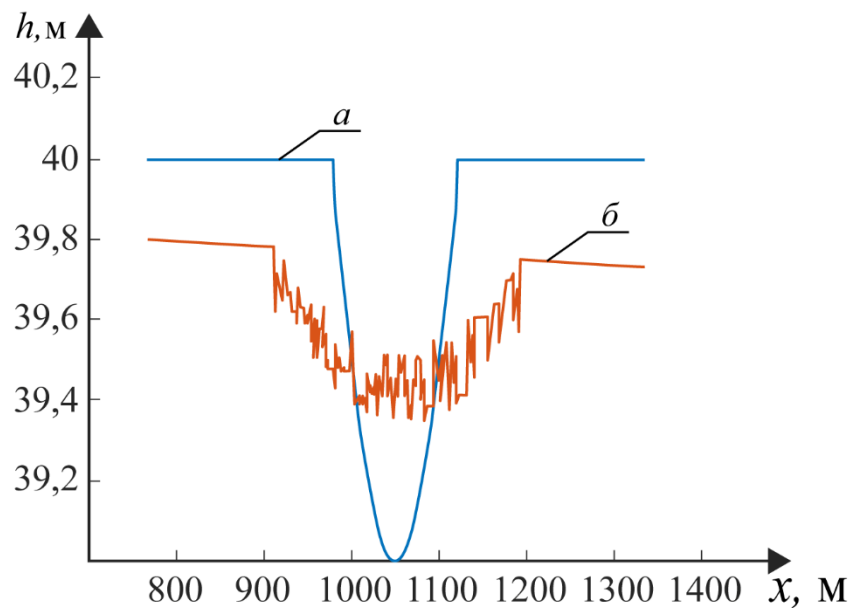


Рисунок 4.37 – Результати вимірювання рельєфу з впадиною:

a – істинне значення; *б* – оцінка висоти

Далі було проведено моделювання двовимірної поверхні, припускаючи, що антенний блок здійснює сканування за азимутальною координатою. Приклад протяжного об'єкта у вигляді будівлі на плоскій поверхні показано на рисунку 4.38. Результати відновлення рельєфу наведено на рисунку 4.39. Аналіз отриманих результатів моделювання при ідеальних умовах свідчить про те, що рельєф може бути відновлений за допомогою запропонованого оптимального методу. Точність методу без урахування шумів для заданих умов моделювання становила не гірше 1 метра при роздільній здатності за дальністю 1,5 метра.

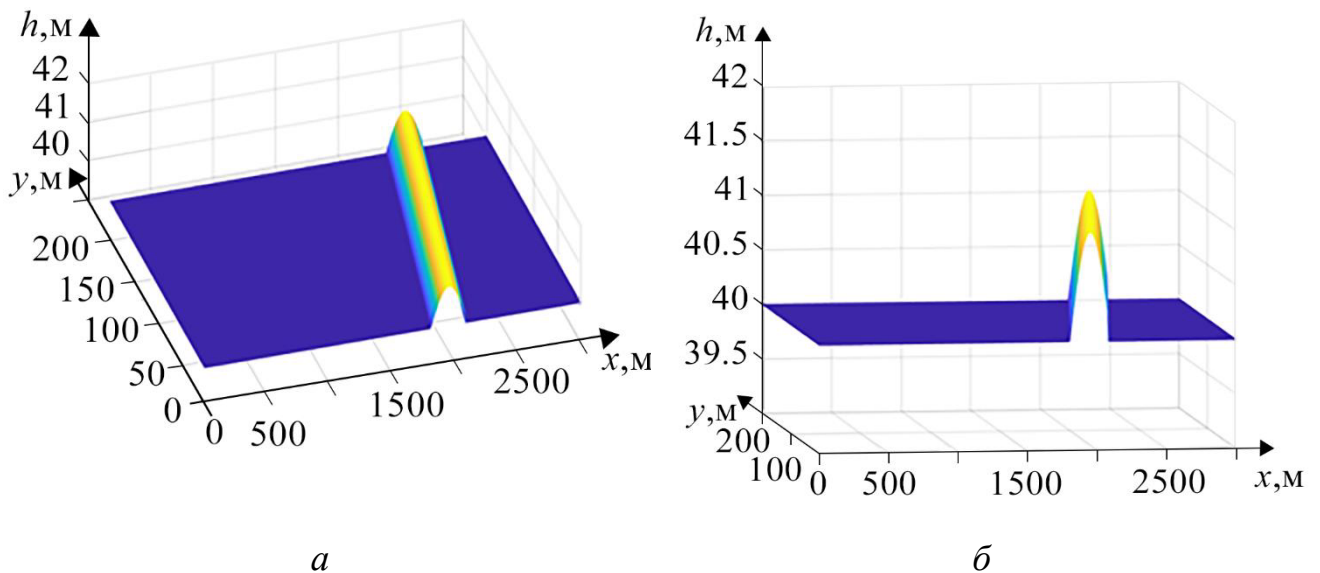


Рисунок 4.38 – Змодельована двовимірна поверхня з протяжним об'єктом

Подальший аналіз отриманих результатів потребує дослідження впливу шумів, кількісної оцінки точності для різних геометричних конфігурацій вимірювань, врахування впливу коефіцієнта віддзеркалення поверхні під різними кутами, аналізу зсуву оцінок за рахунок урахування ефективної площі розсіювання поверхні та реальних двовимірних діаграм бортового вертольотного радару.

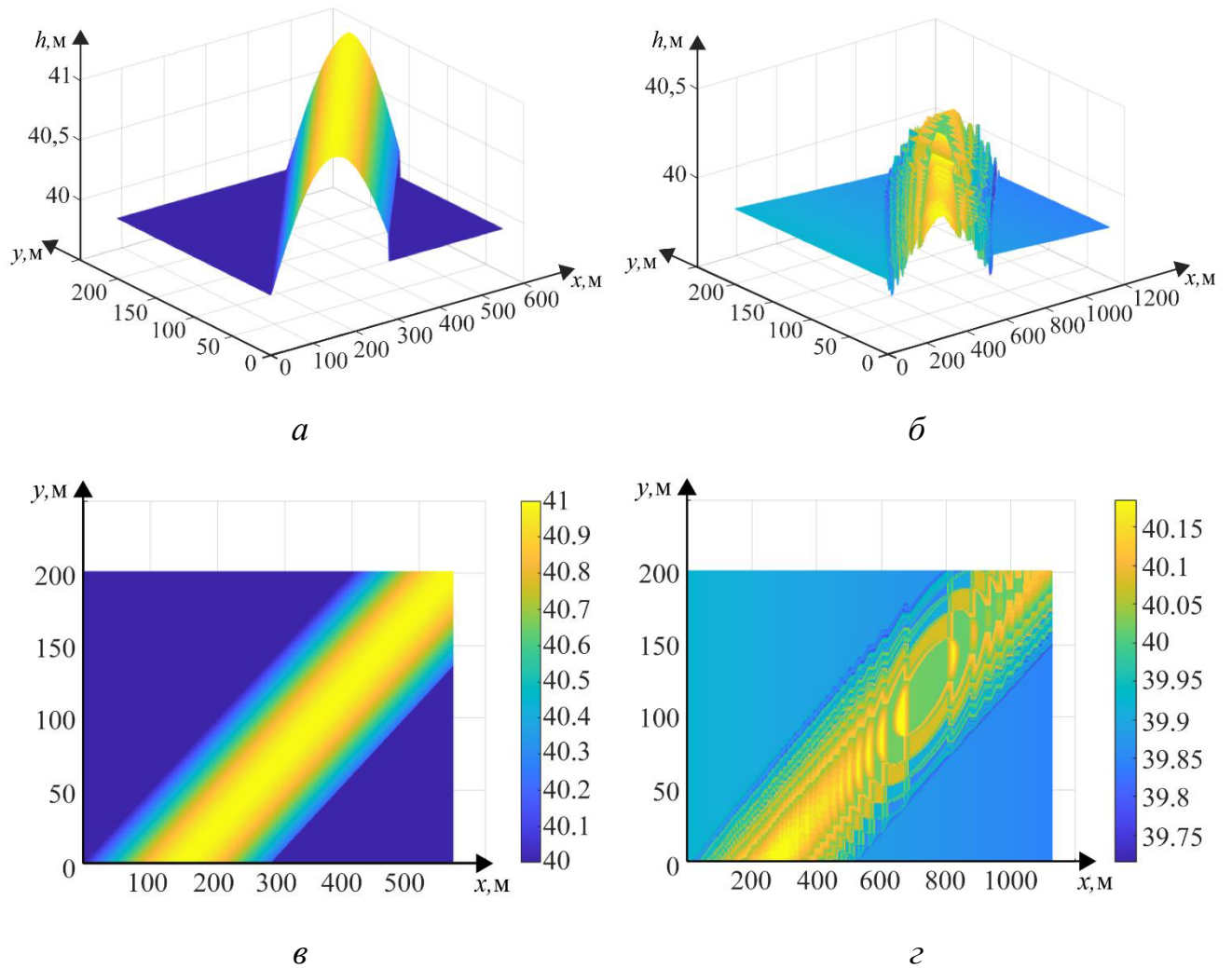


Рисунок 4.39 – Оцінювання рельєфу з протяжною перешкодою:
a, в – істинні значення висоти; *б, г* – результати відновлення поверхні

4.2 Імітаційне моделювання віддзеркалених сигналів з урахуванням ЕПР та реальних ДС у вертольотному радарі картографування поверхні

Для імітаційного моделювання корисних сигналів в (3.19), представимо спочатку (3.7) та (3.8) в дискретній формі:

$$s_{np1(2)}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \Psi_{1(2)}^2(x_i) \cdot \dot{S}_i \cdot A(t) \cdot e^{j\left(\omega t + 2\pi \frac{\Delta R_{hi}}{\lambda}\right)} \quad (4.5)$$

де \dot{S}_i – усереднений в межах елементарної площадки коефіцієнт зворотного розсіювання кожного окремого відбивача або ЕПР елементарного дискретного відбивача;

$A(t)$ – обвідна імпульсів зонduючого сигналу без внутрішньоімпульсної фазової модуляції;

ΔR_{hi} – різниці відстаней до елементарних відбивачів на поверхні;

ω_0 – кутова частота зондувального сигналу, рад/с;

λ – довжина хвилі РЛС, $\lambda = \frac{c}{f}$, м.

Ефективна площа розсіювання, відповідно до досліджень [61 – 63], у загальному вигляді може бути представлена:

$$\dot{S} = \left(\sqrt{4\pi}\right)^3 \left(\frac{1}{\lambda^2}\right) \cdot C \cdot \iint_A h(x, y) \cdot \cos(\vartheta_x) \cdot \cos(\vartheta_y) \cdot e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}\Delta R_h(x, y)} dx dy \quad (4.6)$$

де C – коефіцієнт нормування, що залежить від поляризації випромінювання і приймання, електрофізичних характеристик середовища і кута приходу електромагнітної хвилі;

A – площа поверхні, що "освітлена" радаром;

$h(x, y)$ – функція розподілу висот поверхні;

ϑ_x, ϑ_y – кути падіння хвилі на поверхню в елементі роздільної здатності радара.

З огляду на вираз (4.6) ЕПР залежить від кута спостереження зондувальної поверхні, її електрофізичних властивостей, геометричної форми та поляризаційної характеристики випроміненого та прийнятого сигналів, тому для отримання

достовірних результатів це повинно бути враховано в моделюванні радіолокаційних сигналів.

Відомі чотири основні моделі та коефіцієнтів віддзеркалення підстильної поверхні, що характеризують її профіль [64]: дзеркальна (наприклад, поверхня води при абсолютному штилі); дрібношорстка з розмірами нерівностей, меншими за довжину хвилі (поверхня асфальту чи бетону); полого грубошорстка поверхня, на висоту нерівностей якої обмеження не накладають ("мертві" брижі на морі), та поверхні зі складною шорсткістю, які можна уявити суперпозицією тих попередніх моделей.

Будь-яку однорідну шорстку поверхню можна представити як двовимірний випадковий процес $h(x_i, y_j)$ із певною двовимірною кореляційною функцією висот $R(\tau_x, \tau_y)$:

$$R(\tau_x, \tau_y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(x, y) \cdot h(x + \tau_x, y + \tau_y) dx dy. \quad (4.7)$$

При дискретному представленні стохастичної поверхні сусідні точки утворюють площинки чотирикутної форми – фацети, для яких може бути виконано розрахунок відбитих сигналів з використанням гібридні методи геометричної оптики та фізичної оптики [63].

Загальний вигляд моделі підстильної поверхні представлено на рисунку 4.40.

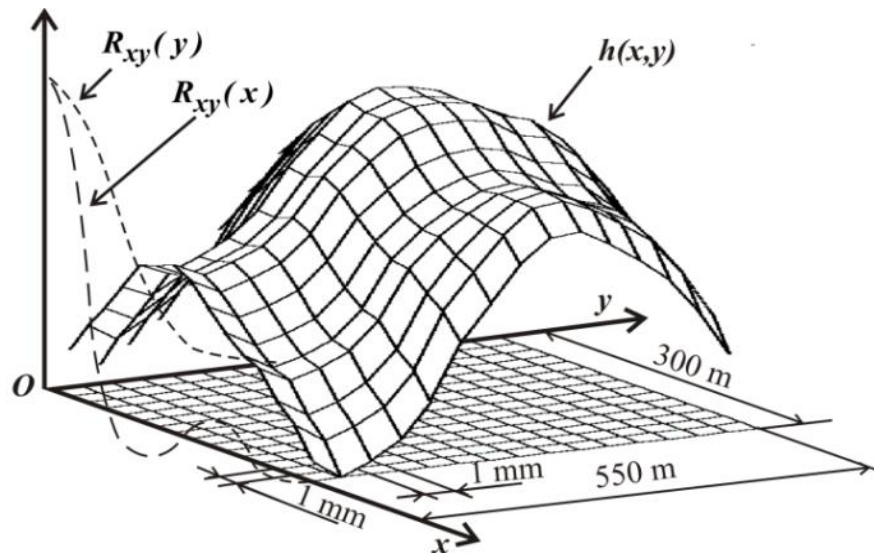


Рисунок 4.40 – Загальний вигляд моделі поверхні

У більшості досліджень для моделювання двовимірних процесів із заданою кореляційною функцією застосовують метод двовимірної лінійної згортки або спектральний метод [65]. Проте обидва ці методи вимагають значних обчислювальних ресурсів. Для економії пам'яті комп'ютера без зберігання великих масивів даних часто застосовують методи фрактальної геометрії, як у дослідженні [66]. У роботі [67] було запропоновано альтернативний метод двовимірної рекурсивної фільтрації, який значно прискорює обчислення і не вимагає великого обсягу пам'яті.

Двовимірний цифровий рекурсивний фільтр вимірювання висот поверхні має вигляд:

$$h_{i,j} = \sum_{k=0}^{K_1} \sum_{l=0}^{K_2} a_{k,l} \cdot x_{i-k,j-l} - \sum_{k=0}^{M_1} \sum_{l=0}^{M_2} b_{k,l} \cdot h_{i-k,j-l} \Big|_{k=l \neq 0} \quad (4.8)$$

де $h_{i,j}$ – відділки вихідного процесу – висоти точок поверхні;

$x_{i,j}$ – відділки вхідного двовимірного некорельованого двовимірного гаусовського процесу;

K, M – порядок фільтра;

$a_{k,l}, b_{k,l}$ – постійні коефіцієнти, які знаходяться ітераційним методом, запропонованим у [67].

Автокореляційні функції висот (рисунку 4.40) для основних типів поверхонь будемо апроксимувати виразом

$$R(x, y) = e^{-\frac{1}{R_x}x - \frac{1}{R_y}y} \cos(2\pi \cdot f_x \cdot x) \cdot \cos(2\pi \cdot f_y \cdot y) \quad (4.9)$$

де R_x, R_y – радіуси кореляції поверхні вздовж напрямків x, y ;

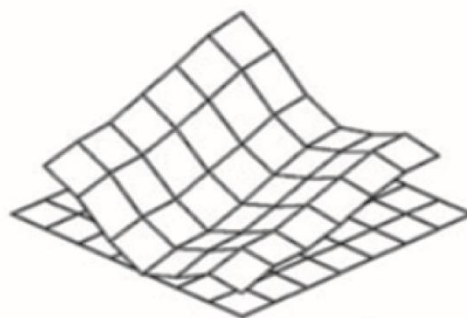
f_x, f_y – просторові частоти вздовж напрямків x, y .

Змінюючи параметри (R_x, R_y, f_x, f_y) у (4.9) можна отримати дрібношорсткі чи крупношорсткі, періодичні чи неперіодичні поверхні. При цьому порядок фільтру $K = M = 2$ та імпульсна характеристика фільтра (4.8) відповідатиме автокореляційній функції $r(x, y)$ (4.9), а передатна функція фільтра $W(f_x, f_y)$ – спектральній густині випадкового процесу зміни висот точок поверхні [67].

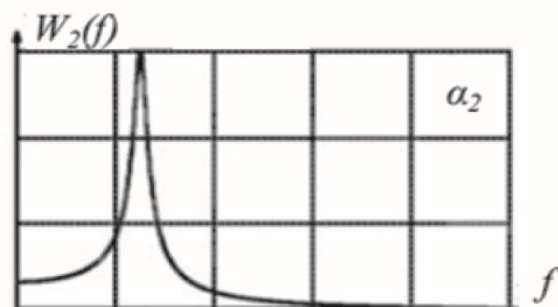
Моделювання шорстких поверхонь зі складною частотною структурою виконується шляхом суперпозиції різних простих поверхонь, як показано на рисунку 4.41.



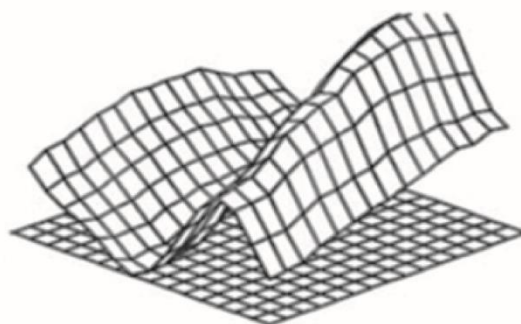
а



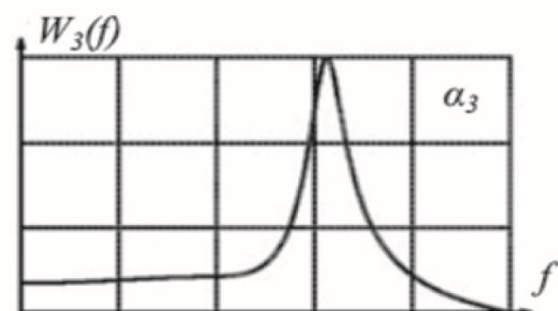
б



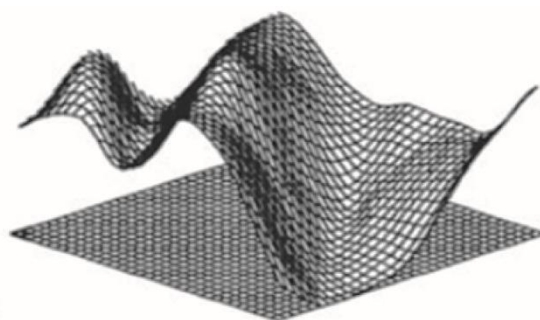
в



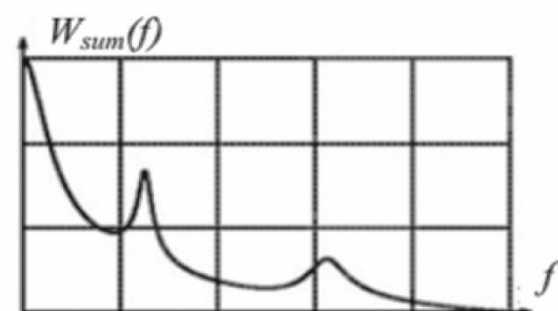
г



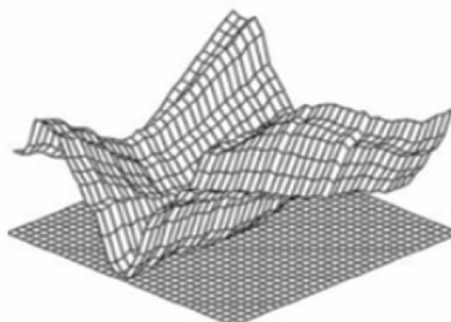
д



е



ж



з

Рисунок 4.41 – Побудова багатошарової моделі ($W_i(f)$ – ділянки двовимірної спектральної щільності шару i^{th} ; α_i – кут нахилу i^{th} шару; $W_{sum}(f)$ – ділянка результуючої спектральної густини всієї поверхні)

Таким чином, методика моделювання поверхні полягає в наступному:

- ширококутовий просторовий спектр необхідної шорсткої поверхні розбивається на серію з n вузькосмугових спектрів;
- для кожного з вузькосмугових спектрів обчислюють кроки дискретизації за частотою Δf_x , Δf_y , і за координатами Δx , Δy , таким чином, щоб дотримувалася теорема Котельникова;
- виконується моделювання n поверхонь із вузькосмуговим просторовим спектром із відповідними кроками дискретизації за координатами методом векторної рекурсивної фільтрації [67];
- здійснюється просторова лінійна інтерполяція отриманих поверхонь до необхідного (найменшого) кроку дискретизації;
- отримані в результаті інтерполяції поверхні центруються і нормуються;
- здійснюється підсумовування n поверхонь із необхідними коефіцієнтами, що відповідають висотам.

За запропонованою методикою виконано моделювання земної поверхні, фрагмент якої подано на рисунку 4.42.

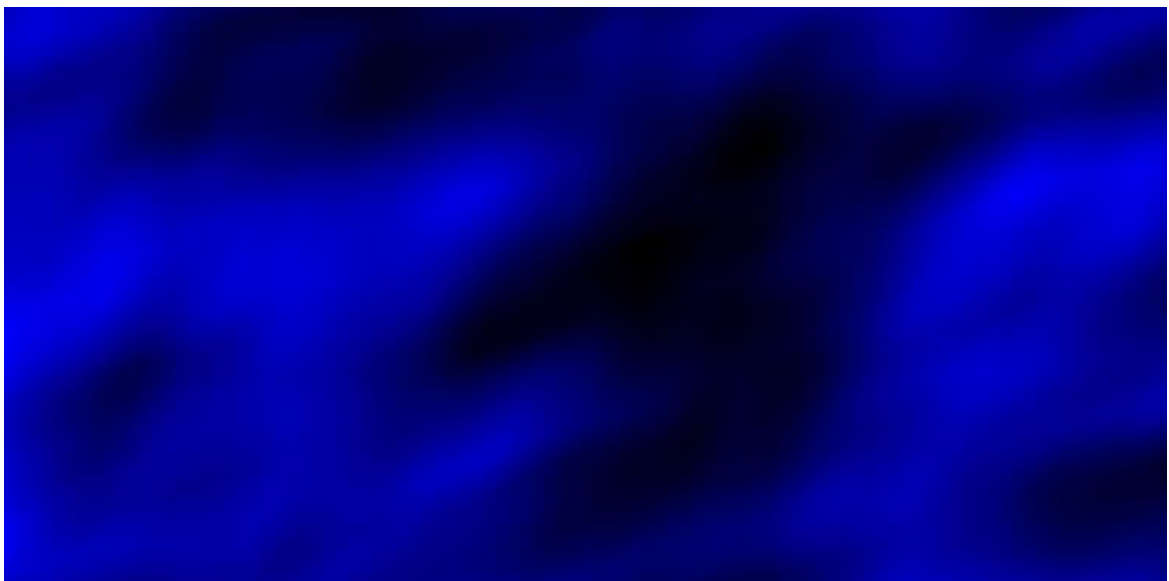


Рисунок 4.42 – Фрагмент трьохмасштабної моделі земної поверхні (вигляд зверху, яскравість визначає висоту рельєфу)

Для імітації роботи методу картографування висот $h_{i,j}$, представленому на рис. 4.42, необхідно для кожного фацету розрахувати ефективну поверхню розсіювання для кожного фацету $S_{i,j}$, що визначається виразом (4.6) та показаний на рис. 4.40. Для цього необхідно розрахувати кути падіння ϑ_x, ϑ_y сигналу радара на фацет із координатами i, j . Фацети, представлені на рисунку 4.40, описуються 4-ма точками, тоді як площа визначається трьома точками. Тому кожен фацет ми розбиваємо на 2 трикутники, розраховуємо їхні кути орієнтації $\vartheta_{x,1}, \vartheta_{y,1}, \vartheta_{x,2}, \vartheta_{y,2}$ відносно площини (x, y) та координати центроїдів трикутників (точки перетину медіан) (x, y, h) за правилами геометрії. За висотою центроїда h і його координатами (x_i, y_j) визначаються похилі дальності $\Delta R_{i,j,1}, \Delta R_{i,j,2}$ і комплексний коефіцієнт відбиття фацета визначається як

$$\dot{S}_{i,j} = \sum_{k=1}^2 C \cdot \cos(\vartheta_{x,k}) \cdot \cos(\vartheta_{y,k}) \cdot e^{j\left(2\pi \frac{\Delta R_{i,j,k}}{\lambda}\right)}. \quad (4.10)$$

ЕПР кожного фацета, розрахована як модуль комплексного коефіцієнта відбиття для поверхні на рисунку 4.42, наведено на рисунку 4.43.

Аналогічно (за координатами центроїдів) розраховуються кути спостереження θ_x, θ_y кожного фацета радаром, що дає можливість врахувати діаграму спрямованості антени радара

$$\dot{S}_{i,j}(\theta_x, \theta_y) = \Psi(\theta_{x(i)}) \cdot \Psi(\theta_{y(j)}) \cdot \dot{S}_{i,j}, \quad (4.11)$$

На рисунку 4.44 показано фрагмент ЕПР поверхні з урахуванням вагової функції діаграми спрямованості.

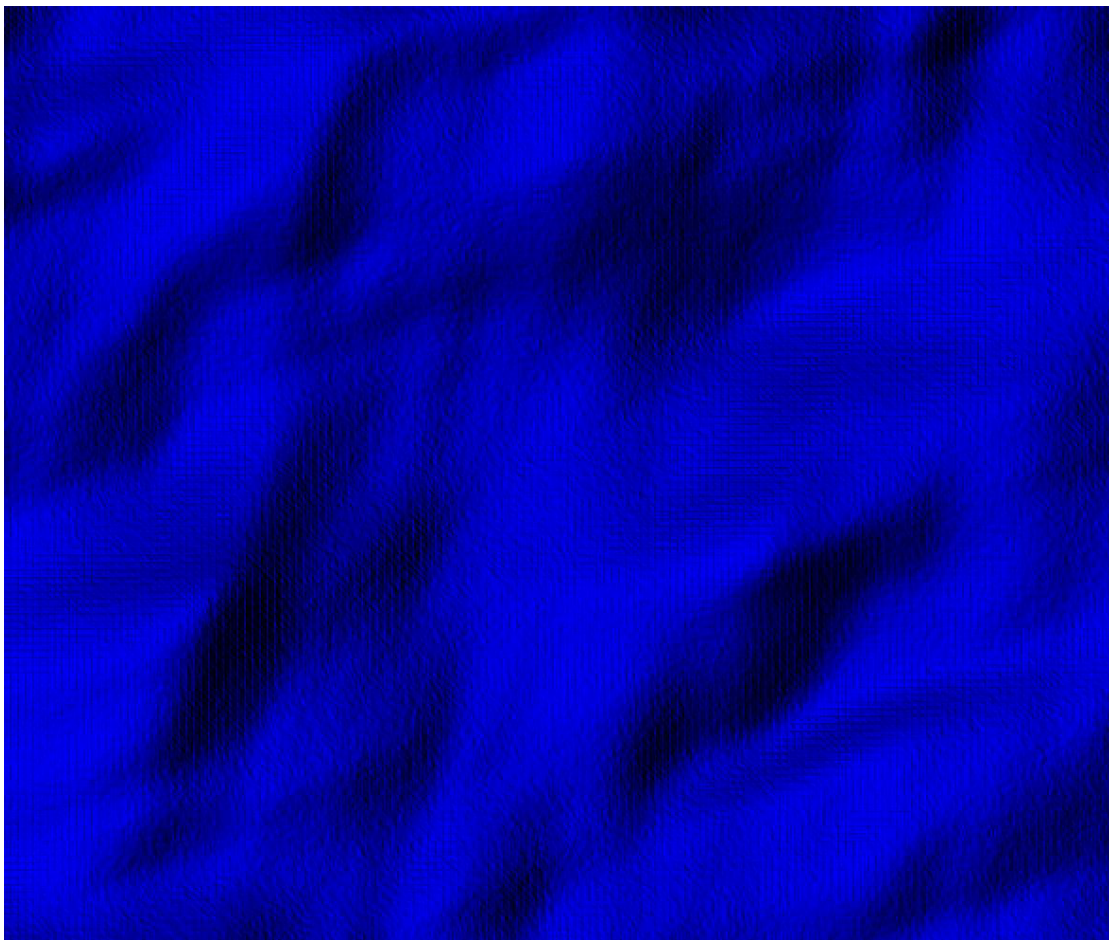


Рисунок 4.43 – Фрагмент ЕПР (4.10) земної поверхні, що показана на
рисунку 4.42, отримана під кутом 45°

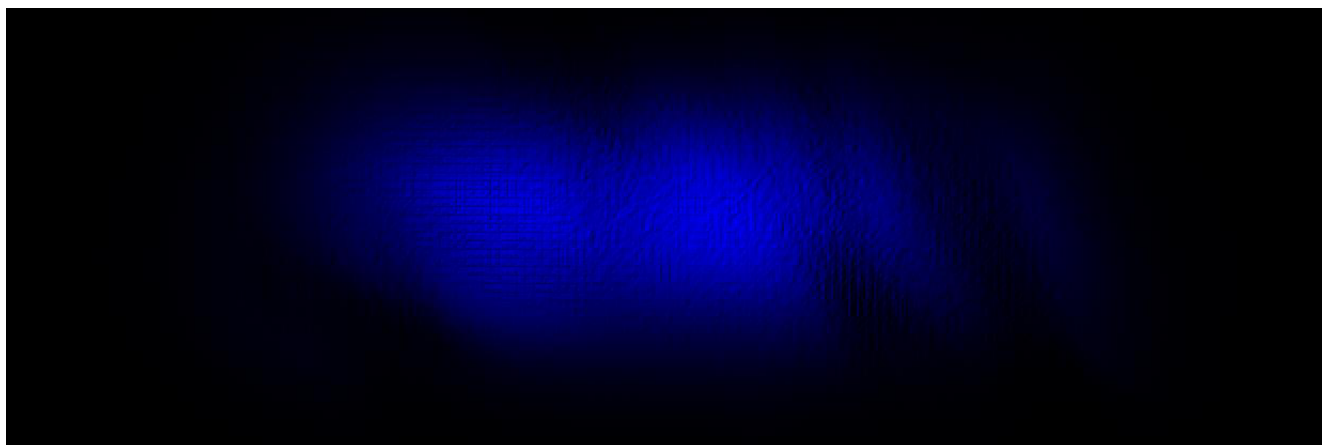


Рисунок 4.44 – Фрагмент зображення ефективної поверхні розсіювання (4.10)
земної поверхні, що показана на рисунку 4.42, яка спостерігається радаром

Відбитий радіолокаційний сигнал формується безліччю елементарних відбивачів, розташованих на різній відстані від антени, тому прийнятий сигнал являє собою суперпозицію сигналів від елементарних відбивачів ΔR_{hi} з урахуванням різниці відстаней до них [68]:

$$\dot{S}(t) = \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_y} \dot{S}_{i,j} \cdot e^{j\left(\omega t + 2\pi \frac{\Delta R_{hi}}{\lambda}\right)}, \quad (4.12)$$

де $\dot{S}_{i,j}$ – ЕПР кожного окремого факета з урахуванням діаграми спрямованості радара (4.11).

Приклад сигналів, що потрапляють на апертуру антени двох діаграм показано на рис. 4.45.

Для моделювання сигналу (4.12) необхідно задати форму і параметри зондувального імпульсу, тому що сигнал, який приймає радар, є згортою сигналу $\dot{S}(t)$ з імпульсом $A(t)$. Для обчислення згортки в часі задають інтервал дискретизації сигналу Δt , розраховують моменти часу $t_k = \Delta t \cdot k$, $k = 0 \dots K$, де K – кількість відділків сигналу в часі, що залежить від заданої максимальної дальності огляду радара.

З урахуванням згортки прийнятий радаром сигнал має форму

$$\dot{S}_R(t_k) = \sum_{m=k}^K A(t_m + t_k) \cdot \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_y} \dot{S}_{i,j} \cdot e^{j\left(\omega t_k + 2\pi \frac{\Delta R_{hi}}{\lambda}\right)}. \quad (4.13)$$

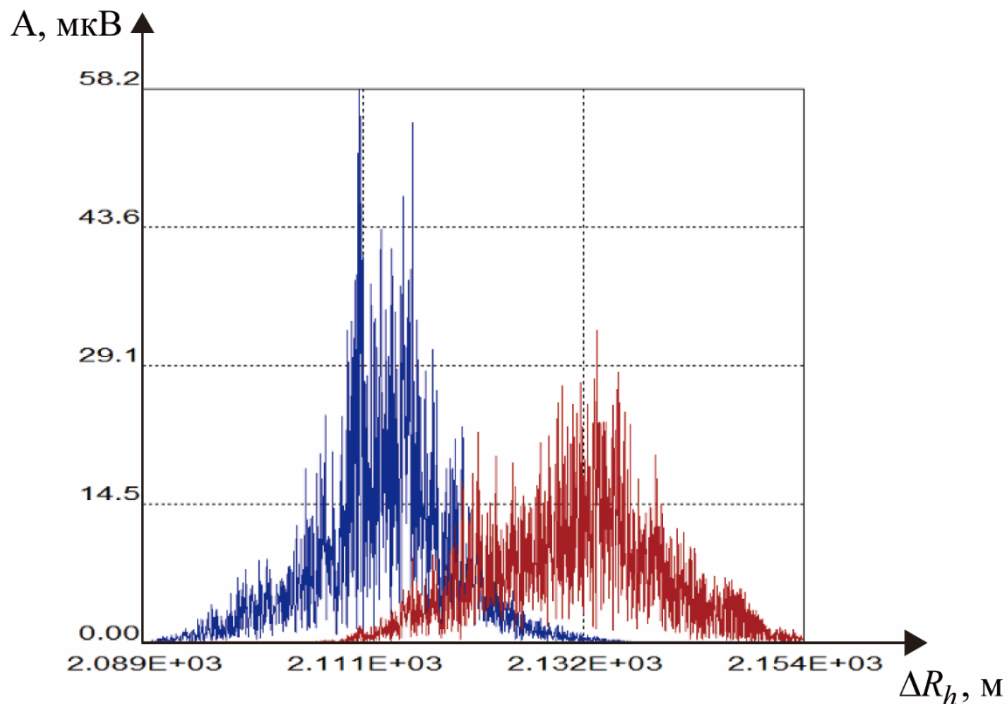


Рисунок 4.45 – Приклад розсіяних шорсткою поверхнею коливань (4.19), що приймаються апертурою антени (за ординатою вказано амплітуду сигналів від кожного фацета у мкВ, а за абсцисою – дальність до кожної точки, що покриває діаграма спрямованості)

Вигляд сигналу з урахуванням відбиття від двовимірної поверхні на рис. 4.44 і усереднення в приймачах показано на рис. 4.46. Отримані сигнали в приймачах мають далі оброблятися згідно запропонованого методу вимірювання рельєфу поверхні. Сигнали на рис. 4.46 змінюватимуть своє положення та форму в залежності від геометрії поверхні, орієнтації кожного фацету та суперпозиції прийнятих сигналів. Важливо зазначити, що дальності за віссю абсцис враховують усереднення сигналів за лінійками дальності як за кутом місця, так і за кутом азимуту. В такому випадку зсув оцінок буде викликаний також сигналами, що віддзеркалюються за межами лише однієї лінії вздовж траси польоту. Для зменшення цього впливу ширина діаграм спрямованості за азимутом має бути якомога меншою.

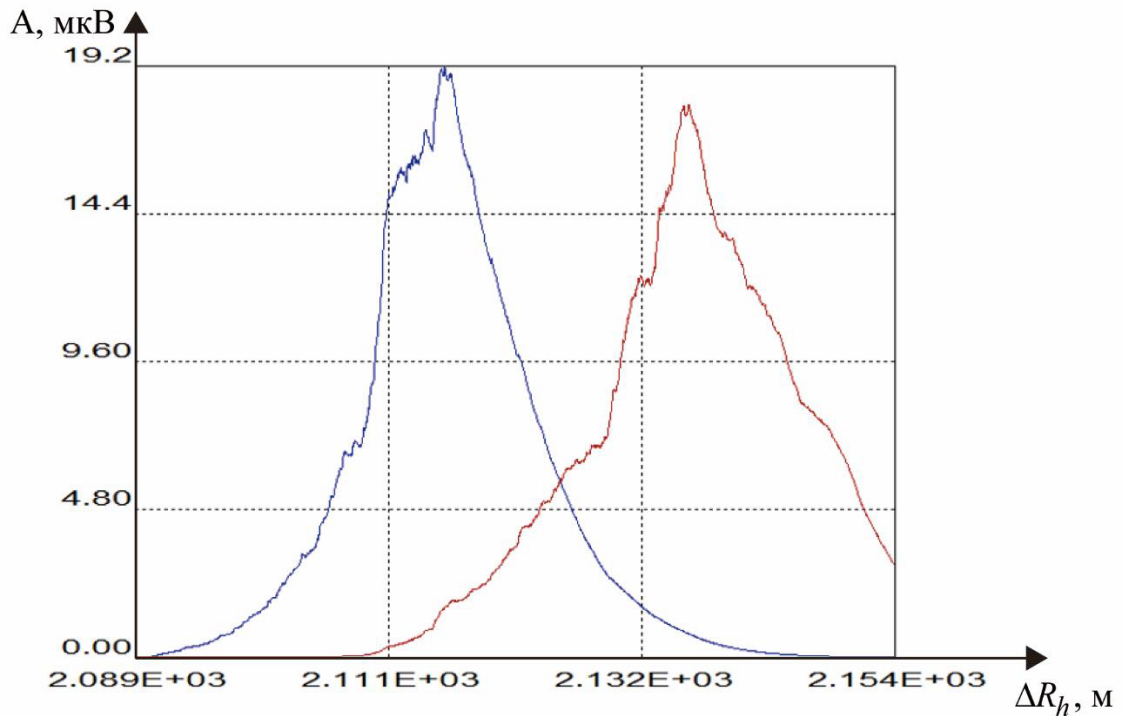


Рисунок 4.46 – Сигнал, прийнятий радаром різними антенами

4.2.1 Програмна реалізація та тестування алгоритму моделювання сигналів у двоканальній системі вимірювання висоти

Розглянута методика моделювання рельєфу поверхні і віддзеркалених сигналів була реалізована на мові Fortran 2023 [69]. Для швидкісної реалізації оброблення використовувалися функції цієї мови програмування з обробленням великих масивів даних, їх множення та можливостей паралельних обчислень.

Розроблена програма дозволяє задавати параметри поверхні (розміри поверхні та фацетів, кількість шарів, параметри автокореляційних функцій та дисперсії висот кожного шару), висоту польоту вертольоту, кількість промінів радару, ширину діаграми спрямованості та кут нахилу кожного проміння, тривалість та форму імпульсу радару, частоту дискретизації сигналу тощо. Крім того на випадковій поверхні можуть бути розташовані детерміновані об'єкти заданої висоти та форми для тестування алгоритмів оброблення сигналів радару.

У якості прикладу було проведено моделювання двопробного радару-висотоміру з параметрами: висота польоту вертольоту 1.5 км, кількість промінів радару – 2, тривалість імпульсу – 60 нс, форма імпульсу – гаусівська, ширина діаграми спрямованості – 0.5 градуси, кути спостереження поверхні 44.5 та 45.5 градусів. Для таких параметрів радару було згенеровано поверхню розміром 75x150 метрів з кроком за відстанню 7.5 мм з складною трьохшаровою шорохуватістю та загальним середньоквадратичним відхиленням висоти 0.5 м. На поверхні за курсом руху вертольоту може бути встановлена протяжна перешкода з різною довжиною, шириною і висотою у вигляді двовимірної гаусівської функції. Приклад поверхні з перешкодою, отриманої в результаті моделювання [70], наведено на рисунку 4.47. На рисунку 4.48 наведено січення поверхні у напрямку польоту.



Рисунок 4.47 – Модель двовимірної поверхні з перешкодою

З урахуванням орієнтації елементарних ділянок поверхні до діаграм спрямованості антен отримано просторовий розподіл ЕПР, що показано на рисунку 4.49.

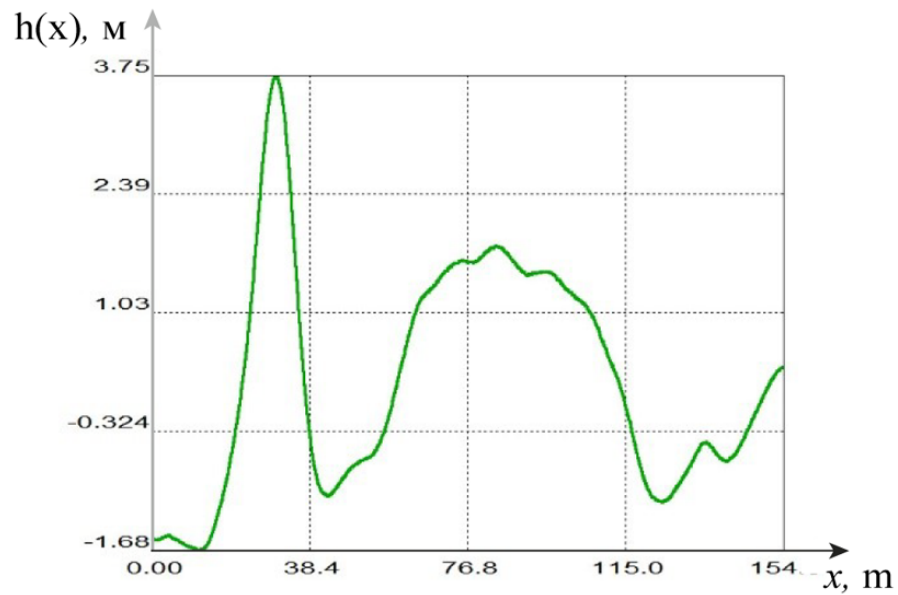


Рисунок 4.48 – Зріз поверхні вздовж траєкторії польоту

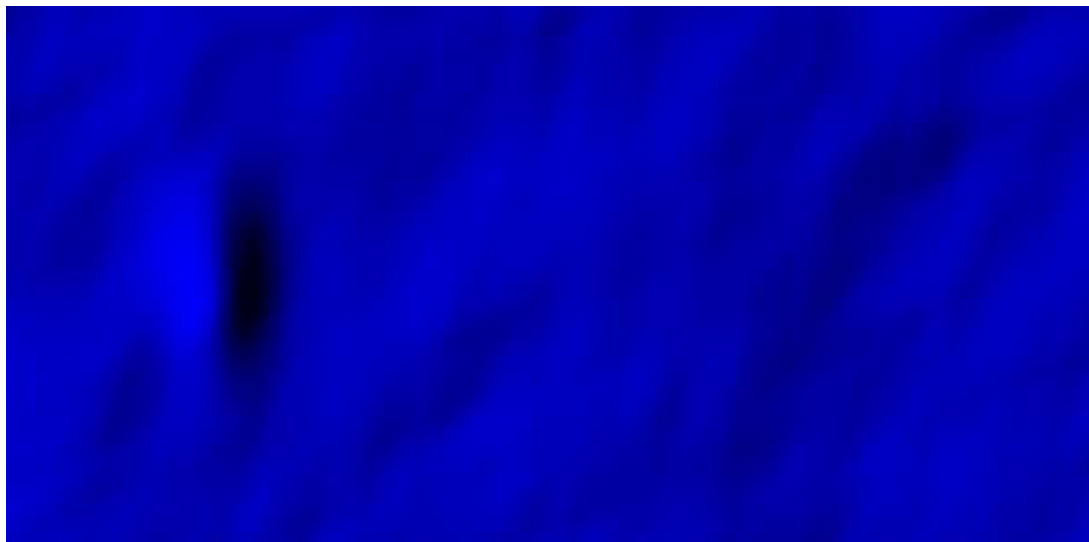


Рисунок 4.49 – ЕПР поверхні з перешкодою

Особлива ділянка темного кольору на отриманому малюнку знаходиться за протяжною перешкодою, яка формує для обраної геометрії область тіні. Результат розрахунку ЕПР вводиться в блок розрахунку віддзеркалених сигналів. У модель сигналів також входять діаграми спрямованості антен у формі двовимірних гаусівських функцій, що вирізають з заданої ЕПР засвічені ділянки, як показано на рисунку 4.50.

Модуль сигналів, що розсіяні поверхнею і прийняті антенами з гаусівськими діаграмами у координатах похилої дальності показані на рисунку 4.51. З наведеного малюнку слідує, що друга (розміщена праворуч від рівносигнального напрямку) діаграма покриває однорідну ділянку і сигнали практично (майже) повторюють її форму. Сигнали у першій діаграмі мають максимум в області перешкоди, потім фрагмент затінення, потім сигнал, відбитий незатіненою ділянкою поверхні.

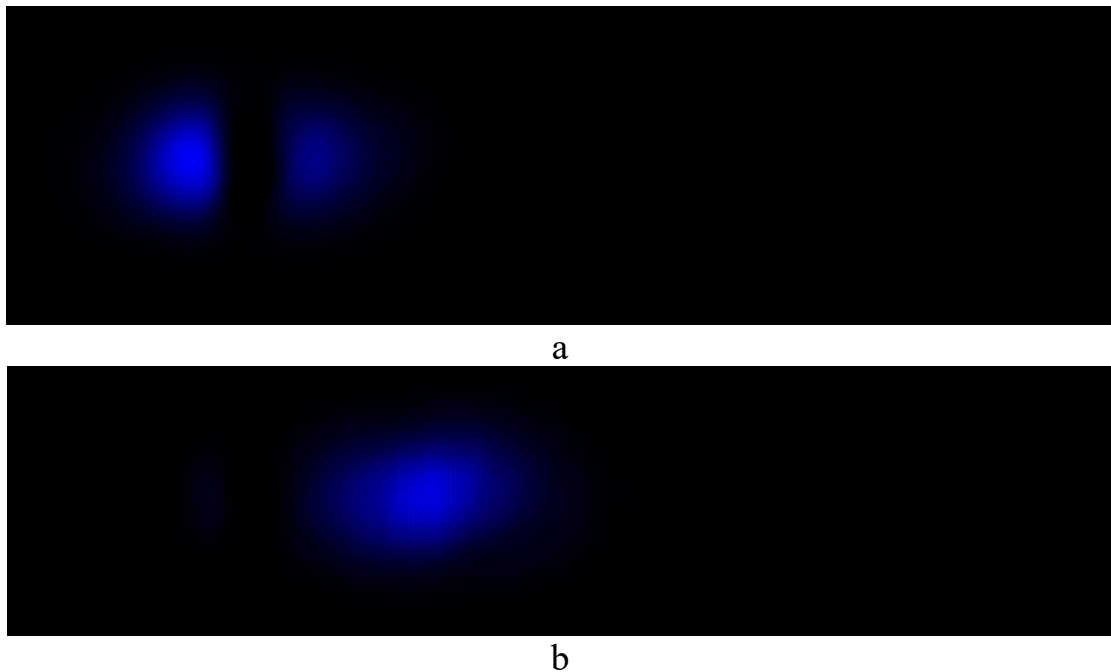


Рисунок 4.50 – Области опромінювання поверхні з ЕПР в межах першої (а) та другої (б) діаграм спрямованості.

Для підтвердження достовірності моделювання на рисунок 4.52 отримані сигнали від тієї ж самої поверхні при відсутності перешкоди.

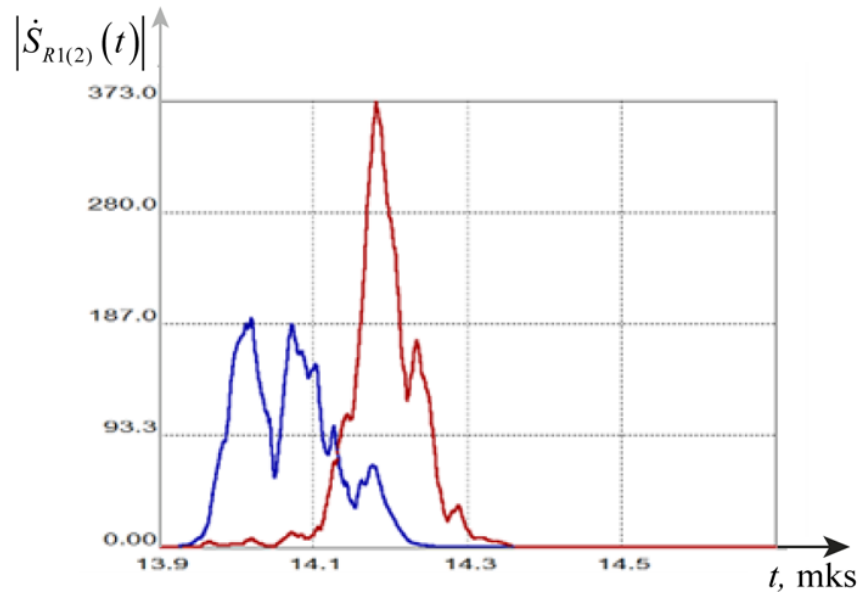


Рисунок 4.50 – Сигнали в першому та другому проміні, що розсіяні поверхнею з перешкодою

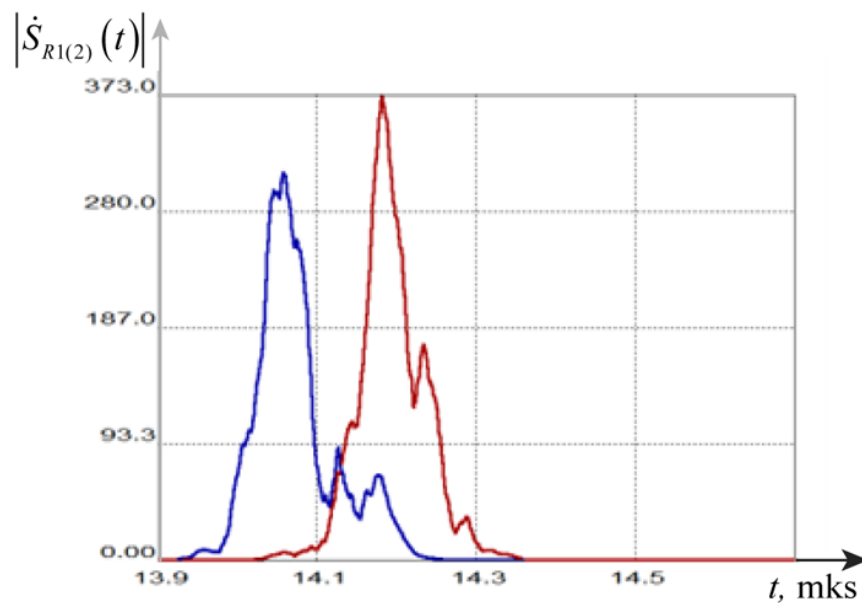


Рисунок 4.51 – Сигнали в першому та другому проміні, що розсіяні однорідною поверхнею

Як було зазначено в постановці задачі, для виявлення висоти необхідно визначити час затримки сигналу за сумарною діаграмою спрямованості та кутове положення імпульсу в рівносигнальному напрямку за різницевою діаграмою

спрямованості. Імітаційна модель може генерувати сигнали сумарного та різницевого каналів, які показані на рисунку 4.53.

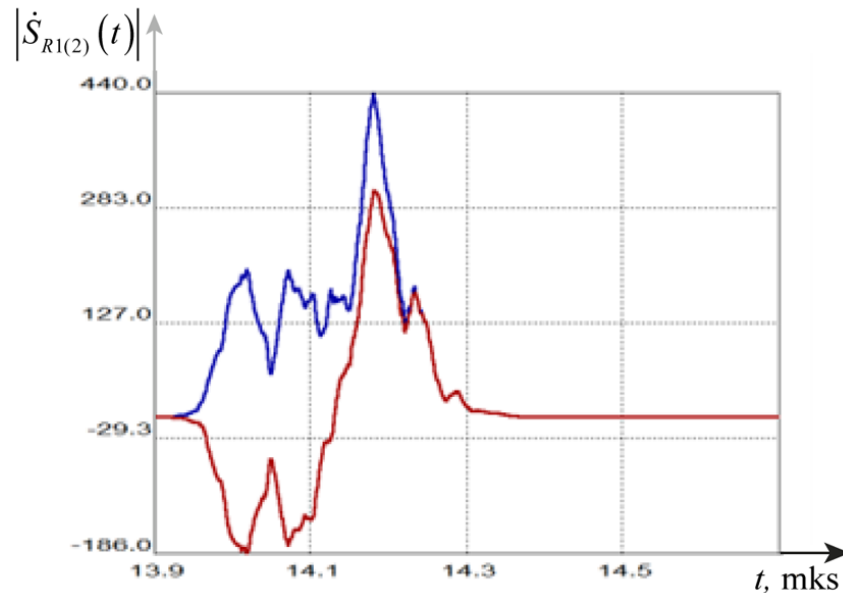


Рисунок 4.53 – Сигнали сумарного і різницевого каналів вертольотного радару

4.3. Аналіз результатів оцінювання рельєфу поверхні в імітаційній моделі, що враховує ЕПР та реальні форми діаграм спрямованості

Використовуючи модель поверхні, що показана на рисунку 4.42 були промодельовані різні її висоти та оцінки цих висот вздовж траси польоту, що наведена на рисунку 4.47. Спочатку перешкода не встановлювалась. Відновленню підлягає деяка центральна частина зображення, так як ділянки до перекриття двох діаграм спочатку та вкінці польоту вертольоту не використовуються в запропонованому методі. Для моделювання були обрані параметри, що наведено на рисунку 4.54. Спочатку розкид висота рельєфу відносно середньої лінії 2 м складала 0.01 метр, потім 1 м і відносно середньої лінії 10 м складала 10 м. Результати відновлення рельєфу для таких випадків показано на рисунку 4.55 – 4.57. Лінія синього кольору показує істинне значення висоти,

зеленого – оцінка за існуючим однопроменевим методом, червона – оцінка за ОПТИМАЛЬНИМ МЕТОДОМ.

```

gnd_File=surf_res2.gnd
etalon_File=Output-0.grf
SCoef= 10.00      ! meters, MaxHigh of surface: 0...20 m
Altitude=0.0     ! meters, High of mean line of surface -10...+10 m
Ampl= 0.0        ! meters, MaxHigh of Probe 0...20 m
Shift= 50.0      ! meters, Shift of Probe from the surface edge 10...50m
WidthX= 1.0      ! meters, Width of Probe along X-coord : 1...10
WidthY= 1.0      ! meters, Width of Probe along Y-coord : 1...10
dx_adc= 0.1      ! meters, ADC step : 0.15 ... tau/2
tau= 0.5         ! meters, Pulse duration > 2*dx_adc
RC= 5.0          ! meters, Integrator time constant > 2*dx_adc
NoiseStD=0.0    ! mV: 0...100.0
BSC= 0.0         ! BackScattering of Probe 0...100, 0 - no amplifying

```

Рисунок 4.54 – Параметри моделювання

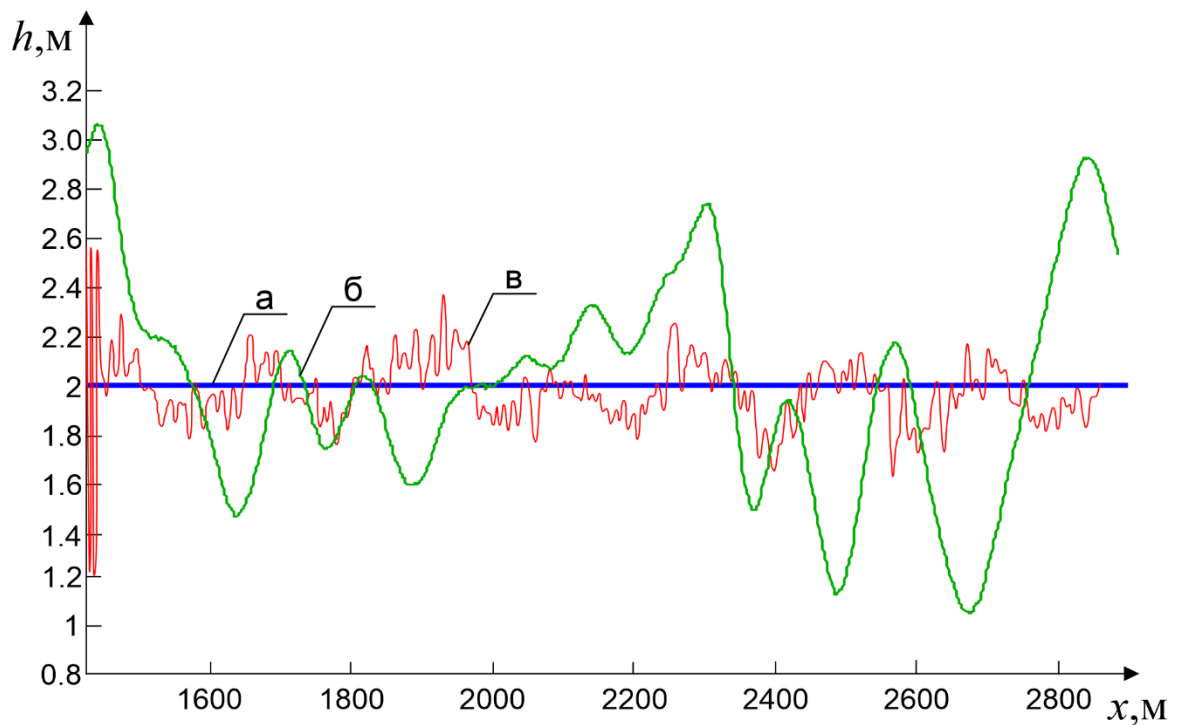


Рисунок 4.55 – Рельєф поверхні висотою 0.01 м відносно середньої лінії:
a – істинне значення, *б* – оцінка за існуючим однопроменевим методом,
в – оцінка за ОПТИМАЛЬНИМ МЕТОДОМ

З рисунку 4.55 слідує, що похибка вимірювання вже існуючого методу складає одиниці метрів, запропонований оптимальний метод показує похибку не більше 30 см.

Середня похибка вимірювання за результатами моделювання висоти рельєфу 1 метр склала 50 см для оптимального методу, 3,35 метрів для існуючого однопроменевого методу (рисунок 4.56). На пологих ділянках для висоти нерівності 10 м (рисунок 4.57) похибка запропонованих методів не перевищувала 1 метр, а на ділянках зі швидкозмінними висотами похибка у максимумі досягала 5 метрів. Однопроменевий метод має похибку 8 метрів.

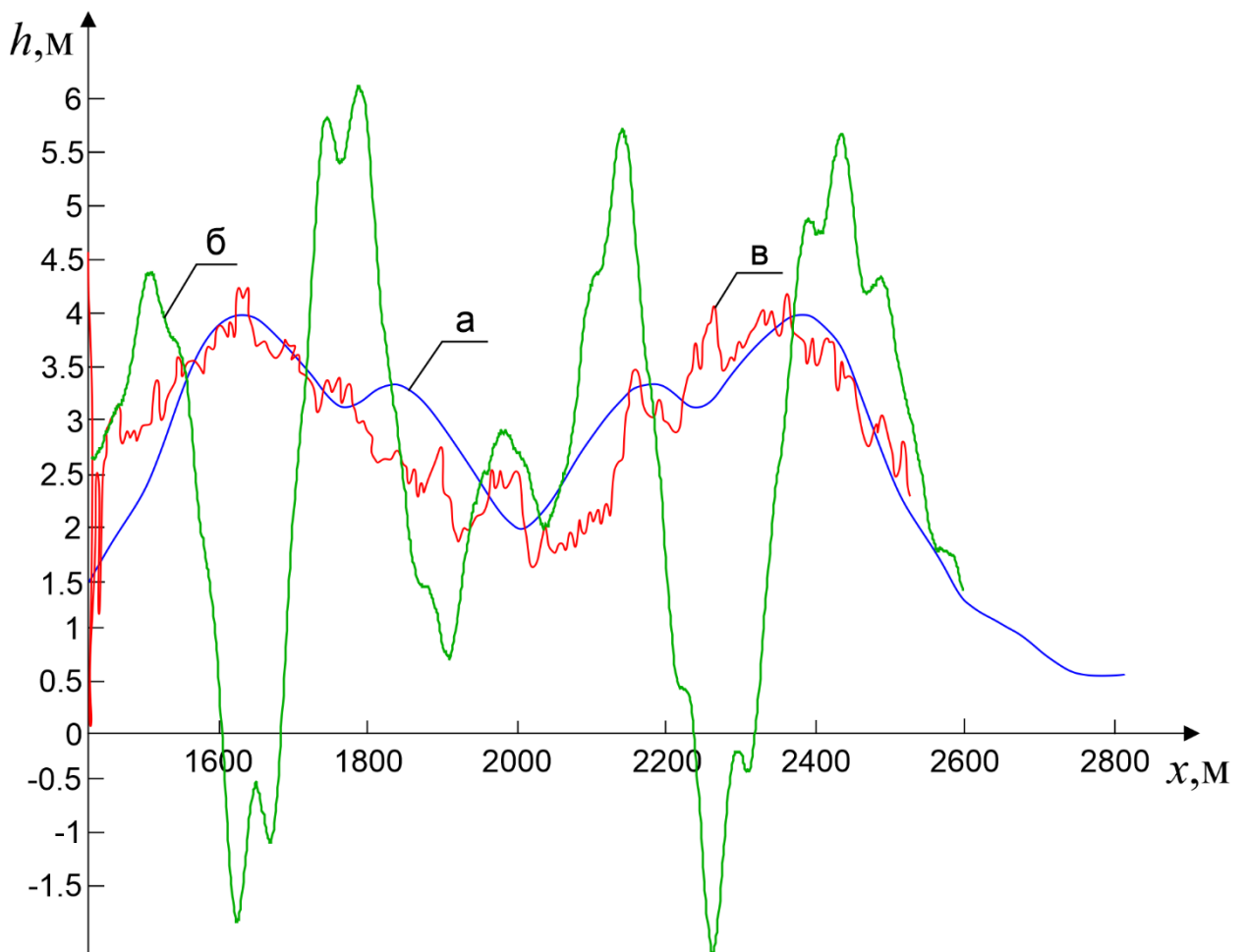


Рисунок 4.56 – Рельєф поверхні висотою 1 м відносно середньої лінії:
a – істинне значення, *б* – оцінка за існуючим однопроменевим методом,
в – оцінка за оптимальним методом

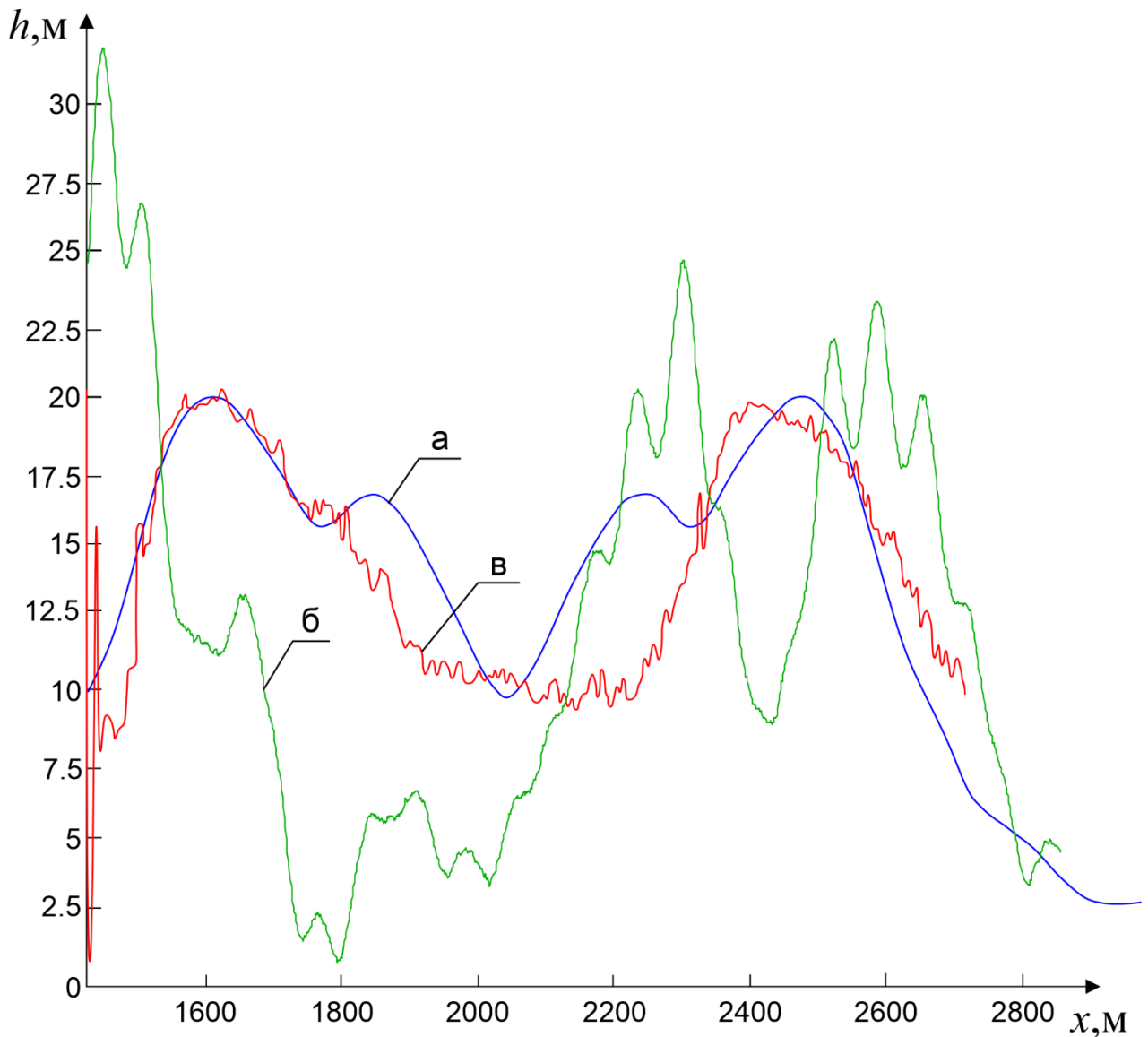


Рисунок 4.57 – Рельєф поверхні висотою 10 м відносно середньої лінії:
a – істинне значення, *б* – оцінка за існуючим однопроменевим методом,
в – оцінка за оптимальним методом

З аналізу отриманих результатів слідує залежність середньоквадратичного відхилення похибок оцінювання висоти рельєфу від значення цієї висоти. На рисунку 4.58 показано залежність похибки вимірювань від висоти рельєфу. З аналізу отриманих графіків слідує, що до деякого значення висоти похибка вимірювача висоти рельєфу визначалась роздільною здатністю та геометрією зондування радару. Для обраних параметрів моделювання похибка дорівнювала роздільній здатності за дальністю, приблизно 0,5 м до висоти 1 м для оптимальної

двоантенної сумарно-різничевої систем формування рельєфу, а для існуючого однопроменевого складала 4,5 метри до висоти 5 метрів. Після цих умовних рівнів висоти рельєфу похибка почала збільшуватися за деяким законом. Виміряні дані були апроксимовані та нанесені на рисунок 4.58. З апроксимованої кривої слідує зменшення похибки з підвищенням висоти рельєфу. Отримані криві не достатньо інформативні та можуть бути представлені у вигляді залежності середньоквадратичного відхилення від висоти рельєфу. На рисунку 4.59 показано процент похибки в залежності від висоти рельєфу. У максимальному значенні розроблений метод не перевищує 30% і зі збільшенням висоти рельєфу цей показник зменшується. Існуючий однопроменевий метод має похибку майже лінійно залежну від висоти рельєфу.

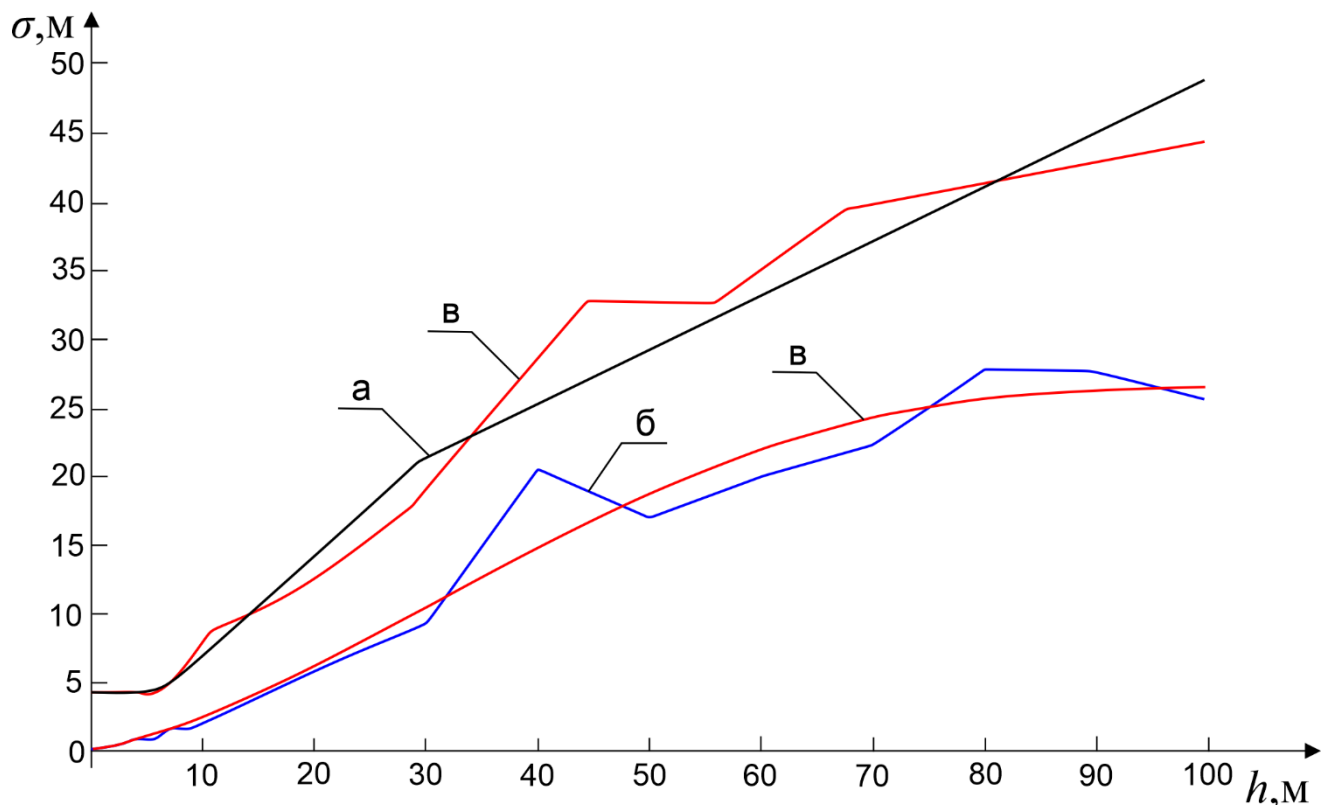


Рисунок 4.58 – Залежність середньоквадратичної похибки вимірювання висоти рельєфу від висоти рельєфу:

а – результати імітаційного моделювання для однопроменевого методу,

б – результати імітаційного моделювання для оптимального методу,

в – апроксимація результатів моделювання

Отримані дані також представляє інтерес дослідити при впливі внутрішніх шумів приймача на результати вимірювань. У розробленій імітаційній моделі є така можливість. Залежність середньоквадратичної похибки вимірювання від співвідношення сигнал-завада у дБ за потужністю показано на рисунку 4.60.

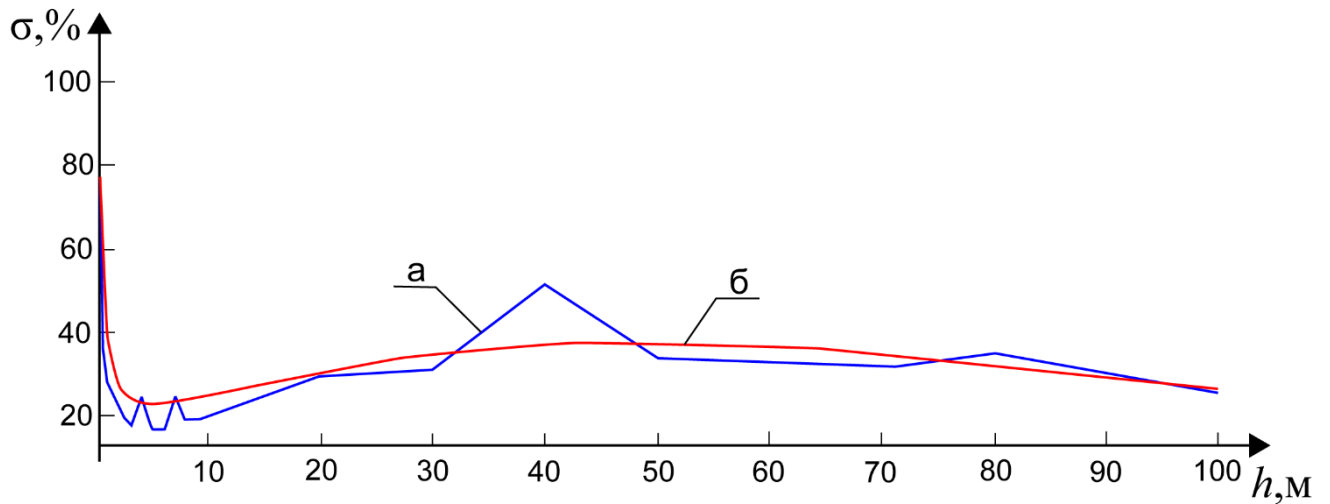


Рисунок 4.59 – Відносна залежність середньоквадратичної похибки вимірювання висоти рельєфу від висоти рельєфу:

a – результати імітаційного моделювання, *б* – апроксимація результатів моделювання

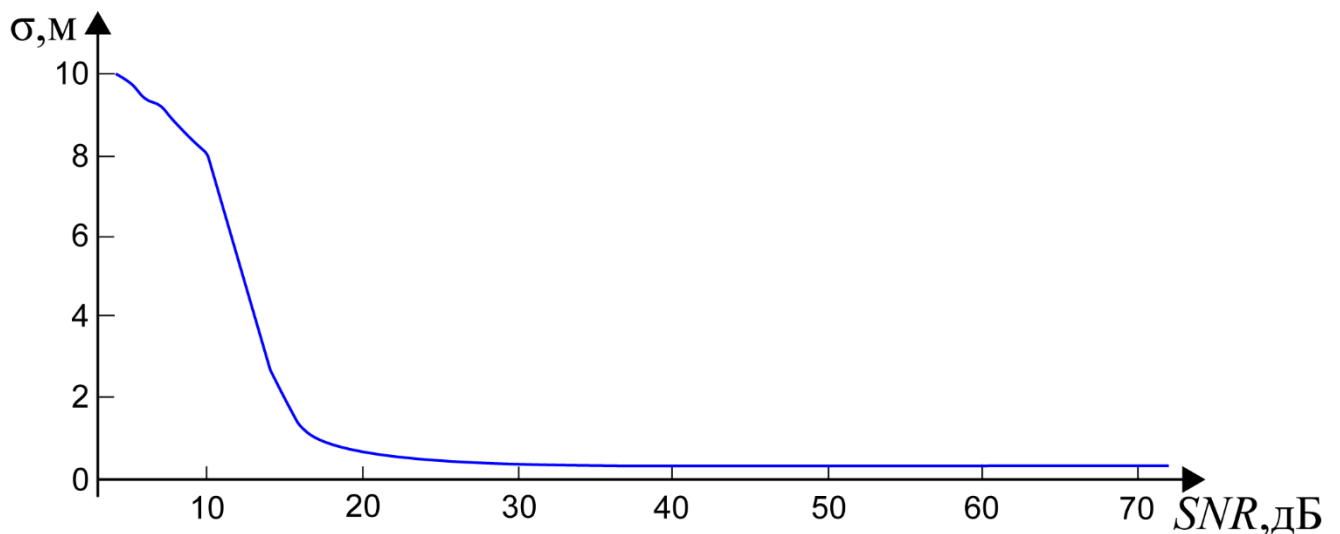


Рисунок 4.60 – Залежність середньоквадратичної похибки вимірювання висоти рельєфу від співвідношення сигнал-завада у приймачі

З аналізу отриманих графіків слідує, що при співвідношенні сигнал-завада 30 дБ і більше точність вимірювання висоти рельєфу в 1 м буде не гірше 30 см.

Висновки до розділу

Для перевірки працездатності запропонованого методу вимірювання рельєфу в розділі виконано імітаційне моделювання оптимального алгоритму вимірювання висоти рельєфу у двоантенній вертольотній радіолокаційній системі на двох моделях: при ідеальних умовах та з урахуванням віддзеркалених сигналів від поверхні.

Перше моделювання було виконано в програмі MatLab. Згідно до алгоритму оцінювання параметрів виконано на лінійній ділянці різницевої діаграми спрямованості за допомогою опорного сигналу для заданих умов. Результати вимірювань у сумарному каналі перераховуються у дальності у кожній точці поверхні, а амплітуди сигналу у різницевому каналі за допомогою дискримінаційної характеристики – у кутове положення точок на поверхні. Роботу розробленого методу показано на прикладі різних форм рельєфу.

Друге моделювання виконано на мові Fortran 2023. З метою наближення вимірювань до реальних, виконано моделювання фрагменту земної поверхні з її електрофізичними властивостями та геометричними характеристиками. Відновлення рельєфу поверхні виконувалось при різній висоті змодельованої поверхні однопроменевим та оптимальним методом. Проаналізувавши отримані результати було зазначено, що до деякого значення висоти похибка оптимального методу вимірювання висоти рельєфу визначалась роздільною здатністю та геометрією зондування радару, а після – похибка почала збільшуватися за деяким законом.

За результатами моделювання показано загальну працездатність отриманого алгоритму та можливість відновлення рельєфу. Похибка вимірювання розробленого методу не перевищує 30%, а точність – не гірше 30 см, що допустимо для безпечного приземлення вертольоту.

ВИСНОВКИ

У дисертації вирішена актуальна наукова задача синтезу оптимального алгоритму оброблення сигналів у двоантенній вертольотній радіолокаційній системі вимірювання рельєфу.

1. Актуальність завдання, що вирішується, обґрунтована на основі аналізу існуючих систем картографування місцевості, які наразі розробляються та досліджуються по всьому світу. Основним недоліком таких систем є те, що більшість розробок ґрунтуються на евристичних підходах з використанням готових технологічних рішень, однак їхня ефективність зменшується при посадці в умовах обмеженої видимості. Частково дана проблема може бути вирішена при використанні інших бортових навігаційних приладів, даних від яких може бути недостатньо для безпечного приземлення.

У дисертації запропоновано використання двоантенного амплітудного сумарно-різницевого радару, який працює у комплексі, як пеленгатор та радіодалекомір та може одночасно вимірювати дальність і кутове положення кожної точки на поверхні. Це підвищує точність побудови рельєфу за рахунок крутизни пеленгаційної характеристики, спрощує фізичні розміри системи та зменшує обчислювальну складність оброблення інформації. На основі розробленого оптимального методу оброблення сигналів запропонована структура радіотехнічної системи вимірювання висоти рельєфу з борта вертольоту.

2. При рішенні дисертаційного завдання отримані наступні найбільш важливі наукові результати:

2.1. Отримала подальший розвиток теорія статистичної оптимізації радіотехнічних систем дистанційного зондування та радіолокації за рахунок вирішення варіаційної задачі оптимізації в рамках критерію максимуму функції правдоподібності методу оцінювання висоти рельєфу поверхні, як функції просторових координат. Розроблена теорія є основою для подальших досліджень

перспективних алгоритмів вимірювання рельєфу поверхні бортовими багатопроменевими радіосистемами.

2.2. Вперше синтезовано та досліджено метод оптимального оброблення сигналів у двоантенній сумарно-різницевій радіотехнічній системі оцінювання висоти рельєфу поверхні, який за рахунок використання двох каналів дозволяє підвищити показники точності вимірювань. При проектуванні структур радіотехнічних систем використання пропонованого оптимального методу оброблення сигналів, на відміну від існуючих математичних алгоритмів з евристичними підходами їх реалізації, дозволить оцінювати рельєф поверхні місцевості не в одній точці, а у межах лінійної ділянки дискримінаційної характеристики системи. Це дозволить підвищити загальну ефективність бортової радіосистеми.

2.3. Удосконалено принципи побудови радіотехнічних вимірювальних систем, запропоновано нову структуру бортового вертольотного радару, яка відповідає новому синтезованому оптимальному методу оцінювання рельєфу місцевості та дозволяє вимірювати рельєф з більш високими показниками точності. Запропонована структура має спрощену реалізацію у порівнянні з радаром з когерентним обробленням сигналів та може бути легко побудована на високочастотній елементній базі міліметрового діапазону хвиль.

2.4. Отримали подальшого розвитку імітаційні моделі апробації алгоритмів оцінювання параметрів поверхні за результатами прийому та оброблення розсіяних поверхнею сигналів, що на відміну від існуючих враховують наявність двох каналів прийому, форми діаграм спрямованості антен у кожному каналі, електрофізичні властивості та геометричні характеристики поверхні, статистичні характеристики шумів приймачів, форми зондуючих сигналів та частоту дискретизації прийнятих сигналів. За результатами моделювання точність оцінювання висоти не перевищує роздільну здатність за дальністю та при співвідношенні сигнал-завада 30 дБ і більше складає не гірше 0,3 метра, що допустимо для безпечного приземлення вертольоту. Водночас похибка оцінювання в залежності від висоти рельєфу не перевищує 30%, а зі збільшенням висоти рельєфу цей показник зменшується.

3. Практичне значення отриманих результатів полягає у наступному:

3.1. Використання моноімпульсної амплітудної сумарно-різницевої системи шляхом пеленгації кута місця та вимірювання дальності до поверхні імпульсним методом дозволяє зменшити геометричні розміри антенної системи порівняно з фазовими системами, що потребують використання антенної решітки. Це дозволяє використовувати запропоновану систему на борту вертольоту без порушення аеродинамічних властивостей.

3.2. Зменшення обчислювальної складності алгоритмів оброблення інформації в амплітудних сумарно-різницевих системах дозволяє відновити рельєф поверхні при поганих погодних умовах за рахунок некогерентного оброблення сигналів, що не потребує особливих вимог до радіоапаратури.

3.3. Отримані результати є підґрунтям для розроблення вертольотних систем картографування поверхонь в заданій області спостереження, що доповнять вже наявне радіолокаційне обладнання вертольотів новим методом та алгоритмом вимірювання рельєфу поверхні, який функціонує за будь-яких погодних умов, вдень та вночі.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. M. G. Lacerda, A. De Carvalho Paulino, E. H. Shiguemori, A. J. Damiao, L. N. F. Guimaraes and C. S. dos Anjos, "Identification and Classification of Drop Zones and Helicopter Landing Zones in Images Obtained by Small Size Remotely Piloted Aircraft Systems," IGARSS 2018 - 2018 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Valencia, Spain, 2018, pp. 7906-7909, doi: 10.1109/IGARSS.2018.8517753.
2. Coline Ramee, Andrew Speirs, Alexia P. Payan and Dimitri Mavris, "Analysis of Weather-Related Helicopter Accidents and Incidents in the United States," AIAA AVIATION 2021 FORUM, AIAA 2021-2954, 2021; doi: 10.2514/6.2021-2954.
3. Accident Statistics [Electronic resource] / International Civil Aviation Organization. – Access mode : <https://www.icao.int/safety/iStars/Pages/Accident-Statistics.aspx> – 15.08.2023.
4. Konieczka, R. Defines causes and the circumstance of air accidents in preparatory conducts connected with their appearing. *Transportation Overview*, 2018, no. 1, pp. 10-16, doi: 10.35117/A_ENG_18_01_02.
5. R. Rodriguez, D. M. Jenkins, J. J. K. Leary, K. M. Nolan and B. V. Mahnken, "Performance analysis of GNSS units in manned helicopter operations," in *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 33, no. 10, pp. 14-20, Oct. 2018, doi: 10.1109/MAES.2018.170125.
6. L. Zhang, Z. Zhai, L. He and W. Niu, "Infrared-Based Autonomous Navigation for Civil Aircraft Precision Approach and Landing," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 28684-28695, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2893062.
7. C. N. Prasad and S. K. Mishra, "Doppler Navigation on Helicopter: Error Analysis," 2022 IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON), Bangalore, India, 2022, pp. 384-387, doi: 10.1109/MAPCON56011.2022.10047085.
8. I. Ostroumov, N. Kuzmenko, O. Sushchenko, V. Pavlikov, S. Zhyla, O. Solomentsev, M. Zaliskyi et al. "Modelling and simulation of DME navigation global

service volume”, *Advances in Space Research*, Vol. 68, Issue 8, 2021, pp. 3495-3507, ISSN 0273-1177, doi: 10.1016/j.asr.2021.06.027.

9. R. Mardiyanto, R. Hidayat, E. Aprilian and H. Suryoatmojo, "Development of Autopilot system of Unmanned Aerial Vehicle for Aerial Mapping Application," 2018 International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications (ISITIA), Bali, Indonesia, 2018, pp. 357-361, doi: 10.1109/ISITIA.2018.8710966.

10. Kornienko, Yu.V. & Dulova, I.A.. “Optimal surface relief reconstruction from both the photometric and the altimetric data”, *Kadifizika i elektronika*, 2019, Vol. 24, no. 4, pp. 46-52, doi: 10.15407/rej2019.04.046.

11. Prophete C, Pierrat R, Sik H, Kling E, Carminati R, de Rosny J. “Modeling of an active terahertz imaging system in brownout conditions”. *Applied Optics*, 2018, 57(21), pp. 6017-6026, doi: 10.1364/AO.57.006017. PMID: 30118028.

12. J. Cross, J. Schneider, and P. Cariani "MMW radar enhanced vision systems: the Helicopter Autonomous Landing System (HALS) and Radar-Enhanced Vision System (REVS) are rotary and fixed wing enhanced flight vision systems that enable safe flight operations in degraded visual environments", *Degraded Visual Environments: Enhanced, Synthetic, and External Vision Solutions 2013*, vol. 8737, 2013; doi: 10.1117/12.2016302.

13. B. L. Burns, P. H. Eichel, W. H. Hensley and T. J. Kim, "IFSAR for the rapid terrain visualization demonstration," *Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Cat. No.00CH37154)*, 2000, pp. 8-15 vol.1; doi: 10.1109/ACSSC.2000.910909.

14. “Rotary-Wing Brownout Mitigation: Technologies and Training”, Technical Report, Research and Technology Organisation, North Atlantic Treaty Organisation, 2012, 182 p., ISBN 978-92-837-0149-1

15. Ostroumov and N. Kuzmenko, "Risk Assessment of Mid-air Collision Based on Positioning Performance by Navigational Aids," 2020 IEEE 6th International Conference on Methods and Systems of Navigation and Motion Control (MSNMC), 2020, pp. 34-37; doi: 10.1109/MSNMC50359.2020.9255506.

16. I.V. Ostroumov, N.S. Kuzmenko, "Accuracy assessment of aircraft positioning by multiple Radio Navigational aids," in Telecommunications and Radio Engineering, vol. 77, issue 8, 2018, pp. 705-715.
17. Future Attack Reconnaissance Aircraft (FARA) [Electronic resource] / Romania Military. – Access mode : <https://www.rumaniamilitary.ro/future-attack-reconnaissance-aircraft-fara#> – 29.02.2020
18. UK Requires 36-44 New Medium Helicopters [Electronic resource] / Aviation Weeks Network. – Access mode : <https://aviationweek.com/defense-space/aircraft-propulsion/uk-requires-36-44-new-medium-helicopters> – 30.01.2022
19. Merlins and Wildcats Hide in Snow Clouds Deep Inside the Arctic Circle [Electronic resource] / Autoevolution. – Access mode : <https://www.autoevolution.com/news/merlins-and-wildcats-hide-in-snow-clouds-deep-inside-the-arctic-circle-182190.html> – 22.02.2022.
20. Air transportation occurrences in 2022 [Electronic resource] / Transportation Safety Board of Canada. – Access mode : <https://www.bst-tsb.gc.ca/eng/stats/aviation/2022/ssea-ssao-2022.html> – 14.12.2023.
21. Investigation report describes West Kootenay helicopter crash [Electronic resource] / Trail time. – Access mode : <https://www.trailtimes.ca/news/investigation-report-describes-west-kootenay-helicopter-crash-5072845> – 14.12.2022.
22. Файл: Damaged US Army AH-64 Apache, Iraq.jpg [Electronic resource] / Wikipedia. – Access mode : https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A4%D0%B0%D0%B9%D0%BB:Damaged_US_Army_AH-64_Apache,_Iraq.jpg – 28.04.2021.
23. Lipsky, S.E. Microwave Passive Direction Finding; Corrected Reprinting of the 1987 Edition; Scitech Publishing Inc.: Raleigh, NC, USA, 2004; pp. 1–170.
24. Friedlander, B. "Chapter 1 – Wireless Direction-Finding Fundamentals". Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation; Tuncer, T.E., Friedlander, B., Eds.; Academic Press: Boston, MA, USA, 2009; pp. 1–51; doi: 10.1016/B978-0-12-374524-8.00001-5.

25. Robert Wang and Yunkai Deng. "Bistatic SAR System and Signal Processing Technology", Springer Singapore, 2018, pp. 275, doi: 10.1007/978-981-10-3078-9.
26. Rohde & Schwarz "Introduction into Theory of Direction Finding", Radiomonitoring & Radiolocation, Catalog 2011/2012, pp. 72-95.
27. Gdeisat, M. One-Dimensional Phase Unwrapping Problem [Electronic resource] / M. Gdeisat, F. Lilley. – Access mode : https://www.researchgate.net/publication/265151826_One-dimensional_Phase_Unwrapping_Problem. – 04.01.2011.
28. Gdeisat, M. Two-Dimensional Phase Unwrapping Problem [Electronic resource] / M. Gdeisat, F. Lilley. – Access mode : https://www.researchgate.net/publication/333866674_Two-Dimensional_Phase_Unwrapping_Problem – 04.08.2019
29. David Barton, Samuel Sherman, "Monopulse Principles and Techniques", Second Edition, Artech, 2011, 395 p., ISBN-13 978-1-60807-174-6.
30. Gösta Hellgren "On the theory of monopulse radar", Chalmers University of Technology, 1960, 192 p., ISBN 99-0510711-8
31. Волосюк, В. К. Радіотехнічні системи вимірювального типу [Текст] : підручник. Ч. 1. Основи теорії проектування радіотехнічних систем / В. К. Волосюк, М. В. Нечипорук, В. В. Павліков. – Харків : Нац. аерокосм. ун-т ім. М. Є. Жуковського «Харків. авіац. ін-т», 2019. – 118 с.
32. N. Ahmad, H. Nawaz, N. Shoaib, Q. H. Abbasi and S. Nikolaou, "Ambiguity Resolution in Amplitude-Comparison-Based Monopulse Direction-Finding Antenna Systems," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 22, no. 10, pp. 2605-2609, Oct. 2023, doi: 10.1109/LAWP.2023.3298664.
33. K. Ren, "Direction Finding Using a Single Antenna With Blade Modulation," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 21, no. 5, pp. 873-877, May 2022, doi: 10.1109/LAWP.2022.3149871
34. D. Garrido Lopez, M. A. Al-Tarifi, G. Lasser and D. S. Filipovic, "Wideband Antenna Systems for Millimeter-Wave Amplitude-Only Direction Finding," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 6, pp. 3122-3129, June 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2823779.

35. Z. Ding, J. Chen, C. He and R. Jin, "Elevation and Azimuth Direction Finding by Two-Element Pattern Reconfigurable Antenna Array," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 3, pp. 2261-2270, March 2022, doi: 10.1109/TAP.2021.3118820.
36. M. K. Emar, D. J. King, H. V. Nguyen, S. Abielmona and S. Gupta, "Millimeter-Wave Slot Array Antenna Front-End for Amplitude-Only Direction Finding," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 7, pp. 5365-5374, July 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2979284.
37. Synthetic Vision Systems (SVS) [Electronic resource] / Sky brary. – Access mode : <https://skybrary.aero/articles/synthetic-vision-systems-svs> – 30.05.2022.
38. M. Macisaac, "Title: The Development of Flight Symbology on a 3D Synthetic Vision Perspective Display to support the approach to landing task in Degraded Visual Environments", American Helicopter Society Annual Forum 2005, [Electronic resource] / M. Macisaac, M. Lampazzi, J. Salvetti, L. Stiles. – Access mode https://www.researchgate.net/publication/331165049_Title_The_Development_of_Flight_Symbology_on_a_3D_Synthetic_Vision_Perspective_Display_to_support_the_approach_to_landing_task_in_Degraded_Visual_Environments – 26.02.2019
39. What's Synthetic Vision and Why's it Important? [Electronic resource] / Dave Higdon. – Access mode : <https://www.avbuyer.com/articles/business-aviation-avionics/what-s-synthetic-vision-and-why-s-it-important-112088> – 06.02.2020.
40. L. Prinzel "Synthetic Vision System" [Electronic resource] / L. Prinzel, L. Kramer. – Access mode : https://www.researchgate.net/publication/279473108_Synthetic_Vision_System – 28.04.2021.
41. P. Nerkar, T. Pawar, C. Deshmukh, B. Borse, "Synthetic Vision System Used in Aircrafts", *TIJER – International Research Journal*, Vol. 10, Issue 3, 2023, pp. 285–292.
42. HSVT [Electronic resource] / Garmin. – Access mode : <https://www.garmin.com/en-US/p/72798> – 12.03.2024.
43. G500H [Electronic resource] / Garmin. – Access mode : <https://www.garmin.com/en-US/p/72797> – 12.03.2024.

44. Andy McKinley, "Sensor-Based Technology for Rotary Wing Aircraft in Low Visibility Environments" [Electronic resource] / Science and Technology Organisation, Empowering NATO's Technological Edge. – Access mode : <https://www.sto.nato.int/publications/STO%20Educational%20Notes/Forms/Document%20Set%20View.aspx?RootFolder=%2Fpublications%2FSTO%20Educational%20Notes%2FSTO%20DEN%20DHFM%20265&FolderCTID=0x0120D5200078F9E87043356C409A0D30823AFA16F60300099FA443AE6E08499A57A0FBE0134F20&View=%7BB927897E-9DC2-4392-AA25-598B0C04B48E%7D> – 13.06.2020

45. Sykora, Brian. "BAE systems brownout landing aid system technology (BLAST) system overview and flight test results." Defense, Security, and Sensing, Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, vol. 8360, pp. 1-15, 2012 DOI:10.1117/12.918506.

46. Carter, J. Lidar 101: An Introduction to Lidar Technology, Data, and Applications / J. Carter, K. Schmid, K. Waters, L. Betzhold, B. Hadley, R. Mataosky, J. Halleran. – Revised. Charleston, SC: NOAA Coastal Services Center, 2012. – 72 p.

47. C. Epp, ERobertson, D. K Ruthishauser, "Helicopter Field Testing of NASA's Autonomous Landing and Hazard Avoidance Technology (ALHAT) System fully integrated with the Morpheus Vertical Test Bed Avionics", AIAA SPACE 2013 Conference and Exposition, AIAA 2013-5311, 2013, p. 1-10, doi: 10.2514/6.2013-5311.

48. C. D. Epp, E. A. Robertson and T. Brady, "Autonomous Landing and Hazard Avoidance Technology (ALHAT)," 2008 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, USA, 2008, pp. 1-7, doi: 10.1109/AERO.2008.4526297

49. Z. Szoboszlay, B. Fujizawa, C. Ltc, Ott, J. Savage, S. Goodrich, R. Mckinley, J. Soukup, "3D-LZ Flight Test of 2013: Landing an EH-60L Helicopter in a Brownout Degraded Visual Environment", American Helicopter Society Annual Forum, Quebec, Canada, 2014, doi: 10.13140/2.1.4978.7525.

50. Волосюк В.К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации [Текст] / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко. – М.: Физматлит, 2008. – 704 с. – ISBN 978-59221-0895-9.

51. Volosyuk, V., Zhyla, S., Pavlikov, V., Vlasenko, D., Kosharskiy, V., Kolesnikov, D., Inkarbaeva, O., Nezhalskaya, K. Optimal radar cross section estimation in synthetic aperture radar with planar antenna array. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2021, no. 1, pp. 50-59. Doi: 10.32620/reks.2021.1.04.

52. V. Volosyuk, S. Zhyla, O. Inkarbaieva and D. Kolesnikov, "Optimization of the Surface Formation Algorithm by the Airborne Helicopter Radar," 2022 IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2022, pp. 398-403, doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9767068.

53. С. С. Жила, О. С. Інкарбаєва. Оптимізація алгоритму формування рельєфу поверхні бортовим вертолітним радаром // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2022. – № 3(179). – С. 66–74. Doi: 10.32620/akt.2022.3.07.

54. O. Inkarbaieva, S. Zhyla, D. Vlasenko and G. Cherepnin, "Structure Optimization of Onboard Helicopter Radar for Surface Elevation Measurements," 2023 IEEE International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Kyiv, Ukraine, 2023, pp. 198-202, doi: 10.1109/UkrMiCo61577.2023.10380341.

55. Vlasenko D., Inkarbaieva O., Peretiatko M., Kovalchuk D., Sereda O. Helicopter radio system for low altitudes and flight speed measuring with pulsed ultra-wideband stochastic sounding signals and artificial intelligence elements. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2023, no 3, pp. 48-59. Doi: 10.32620/reks.2023.3.05.

56. V. Volosyuk, S. Zhyla, D. Vlasenko, O. Inkarbaieva, D. Kolesnikov and G. Cherepnin, "Concepts of Primary and Secondary Coherent Images in Radar and Optical Systems," 2022 IEEE 3rd International Conference on System Analysis & Intelligent Computing (SAIC), Kyiv, Ukraine, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/SAIC57818.2022.9923005.

57. V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov and S. S. Zhyla, "Phenomenological Description of the Electromagnetic Field and Coherent Images in Radio Engineering and Optical Systems," 2018 IEEE 17th International Conference on Mathematical Methods

in Electromagnetic Theory (ММЕТ), Kyiv, Ukraine, 2018, pp. 302-305, doi: 10.1109/ММЕТ.2018.8460321.

58. Будур, О.М., Клименко, В.М., Кудрявцев, В.В., Нікул, С.О., Петрушенко, М.М. Математична модель цифрової системи автоматичного супроводження цілі по дальності. Системи обробки інформації, 2018, № 4(155), с. 47-56. doi: 10.30748/soi.2018.155.07.

59. N. Zhang, Z. Wen, X. Hou and W. Wen, "Digital automatic gain control design with large dynamic range in wireless communication receivers," 2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT), Chengdu, China, 2017, pp. 1402-1406, doi: 10.1109/ICCT.2017.8359863.

60. H. Wang, X. Li, L. Xu and T. Xu, "LiDAR Ranging System Based on Automatic Gain Control and Timing Discriminators," 2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), Turin, Italy, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/I2MTC.2017.7969833.

61. X. Zhang and F. Xu, "Multi-dimensional Scattering Distribution Function for Rough Surface in SAR Images," 2021 International Applied Computational Electromagnetics Society (ACES-China) Symposium, Chengdu, China, 2021, pp. 1-2, doi: 10.23919/ACES-China52398.2021.9581915.

62. J. Yang, Y. Li, J. C. Shi and Y. Du, "Modification of the Extended Advanced IEM for Scattering From Randomly Rough Surfaces," in IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 18, no. 2, pp. 236-240, Feb. 2021, doi: 10.1109/LGRS.2020.2971532.

63. Y. -R. Zhang, S. -Y. He, G. -Q. Zhu, X. Li and Y. Li, "Electromagnetic Scattering Study of Complex Targets on Rough Surfaces," 2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES), Nanjing, China, 2019, pp. 1-2, doi: 10.23919/ACES48530.2019.9060720.

64. S. Park and Y. Oh, "Accuracies of theoretical models for estimating reflection coefficients of rough sea surfaces," 2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), Beijing, China, 2016, pp. 3699-3701, doi: 10.1109/IGARSS.2016.7729958.

65. C. Zhang, Q. -M. Cai, X. Cao, M. Zhu, Y. Zhu and Y. -W. Zhao, "Research on Radar Scattering Modeling and Characteristics of Moving Unmanned Air Vehicle Above a Randomly Rough Surface," 2020 9th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Xiamen, China, 2020, pp. 1-2, doi: 10.1109/APCAP50217.2020.9245977.
66. X. Yang, L. Tong and M. Li, "An Improved Two-Scale Method for Simulating the Backscattering of Random Rough Sur-faces," 2021 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS, Brussels, Belgium, 2021, pp. 3530-3533, doi: 10.1109/IGARSS47720.2021.9553887.
67. A. Popov, M. Bortsova and A. Sobkolov, "A Fast Algorithm for Modeling Rough Surfaces in the Remote Sensing Tasks," 2019 IEEE 15th International Conference on the Experience of Designing and Application of CAD Systems (CADSM), Polyana, Ukraine, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/CADSM.2019.8779292.
68. W. Jing, Y. Wei, X. Liu, C. Yang and G. Jiang, "Mean Return Waveform Computations of Rough Surface for Low-Altitude Radar Altimeter," 2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Nanjing, China, 2021, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICMMT52847.2021.9618602.
69. L. Kedward, B. Aradi, O. Certik, M. Curcic, S. Ehlert, et al.. The State of Fortran. Computing in Science and Engineering, 2022, 24 (2), pp.63-72. Doi: 10.1109/MCSE.2022.3159862).
70. A. Popov, S. Zhyla, O. Inkarbaieva and M. Bortsova, "Simulation of Onboard Helicopter Radar Signals for Surface Elevation Measurements", 2023 Integrated Computer Technologies in Mechanical Engineering (ICTM), Kharkiv, Ukraine, 2023, pp. 1-15. Doi: 10.1007/978-3-031-61415-6_45.

ДОДАТОК А

ЗАТВЕРДЖУЮ
Проректор з НІР
Національного аерокосмічного
університету ім. М.С. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»
Андрій ГУМЕННИЙ

АКТ

про впровадження результатів наукового дослідження аспірантки
кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем
ІНКАРБАЄВОЇ Ольги Сергіївни
на здобуття наукового ступеня доктора філософії
за спеціальністю 172 – Телекомунікації та радіотехніка

Комісія у складі:

голови – в.о. завідувача кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем
д.т.н., доцента, Анатолія ПОПОВА
членів комісії – г.н.с., д.т.н., професор Микола РУЖЕНЦЕВ
д.т.н., професор Валерій ВОЛОСЮК

склала цей акт про те, що наукові положення і результати, зокрема:

- оптимальний алгоритм оцінювання висоти рельєфу поверхні для безпечної посадки вертольоту;
- розроблена структурна схема бортового вертольотного радару оцінювання висоти рельєфу ділянки місцевості;
- імітаційні моделі оцінювання поверхні під час приземлення вертольоту за результатами прийому та обробки розсіяних сигналів, що враховують наявність двох каналів прийому, форми діаграм спрямованості антен в кожному каналі, електрофізичні властивості та геометричні характеристики поверхні, статистичні характеристики шумів приймачів, форми зондуючих сигналів та частоту дискретизації прийнятих сигналів;

були впроваджені у навчальному процесі кафедри аерокосмічних радіоелектронних систем у вигляді практичного та теоретичного матеріалу у навчальних дисциплінах: «Антенні пристрої», «Авіоніка», «Інформаційно-вимірювальні радіотехнічні системи», «Статистична динаміка систем радіоавтоматики».

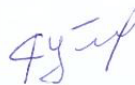
Це дозволило впровадити у навчальний процес нові науково-технічні досягнення, покращити наочність, фундаментальну та практичну спрямованість навчального процесу і підвищити якість його виконання.

Голова комісії:



Анатолій ПОПОВ

Члени комісії:



Микола РУЖЕНЦЕВ



Валерій ВОЛОСЮК